

Содержание

Введение.....	3
1 Сигналы ИКМ, используемые для передачи информации, и их свойства, обеспечивающие временную синхронизацию приемника.....	4
2 Математическая и цифровая модели модемов сигналов ИКМ	12
2.1 Модели модемов для абсолютных кодовых последовательностей ИКМ.....	14
2.2 Модели модуляторов и демодуляторов относительных кодов.....	23
2.3 Модели модулятора и демодулятора трёхуровневых последовательностей..	32
2.4 Расчет зависимости BER от отношения сигнал – шум	41
3 Построение математической и цифровой моделей системы временной синхронизации.....	46
3.1 Алгоритм работы оптимального устройства тактовой синхронизации.....	46
3.2 Модели схем разомкнутых временных синхронизаторов	48
4 Цифровая модель демодулятора, использующего сигналы СТС.....	54
Заключение.....	69
Список литературы.....	71
Приложение	72
Приложение 1	72
Приложение 2	78
Приложение 3	81
Приложение 4	84

Введение

В последнее время в мире бурными темпами развиваются цифровые радиотехнические системы. К таким системам относятся телевидение, когерентные системы радиолокации и радиосвязи, оптоволоконные линии передачи информации. С появлением таких систем возникли проблемы обеспечения приемопередающих комплексов высокостабильными устройствами синхронизации. Синхронизация – это средство поддержания работы всего цифрового оборудования в сети связи на одной средней скорости. Все ведомые (вторичные) генераторы, установленные в цифровой сети связи, должны быть засинхронизированы от одного или нескольких ведущих генераторов, что позволяет избежать таких явлений как «дрожание фазы – jitter», «проскальзывание – slip» и «блуждание – wander».

При построении современных систем связи, в которых совместно работают цифровые системы передачи и приема, важную роль выполняют системы тактовой синхронизации. Нельзя построить систему с гарантированно высоким качеством связи без правильной организации системы синхронизации.

В своей работе я изучаю демодуляторы видеосигналов и системы тактовой синхронизации (СТС), обеспечивающих взятие отсчета цифрового сигнала в точно рассчитанные моменты времени. Целью работы является: разработка математической и цифровой моделей демодуляторов видеосигналов; разработка математических и цифровых моделей СТС; изучение совместной работы демодуляторов и СТС и оценка влияния шумов на достоверность передачи данных.

В первой главе приводятся теоретические сведения о СТС, представлена классификация СТС, а так же описываются рассмотренные в работе сигналы.

Вторая глава посвящена описанию математических и цифровых моделей схем формирователей сигналов ИКМ. Подробно рассмотрено, как образуется каждая кодовая последовательность. Цифровые модели построены в пакете System View. На основании построенных моделей модуляторов, построены модели демодуляторов. Далее рассмотрена работа демодуляторов сигналов ИКМ в присутствии шума при идеальной тактовой синхронизации.

В четвертой главе построены математические и цифровые модели СТС двух видов.

В пятой главе изучается совместная работа демодуляторов изучаемых сигналов ИКМ и СТС. Оценивается влияние шумов на их работу.

В заключении делаются выводы по всей работе.

1 Сигналы ИКМ, используемые для передачи информации, и их свойства, обеспечивающие временную синхронизацию приемника

Под информацией понимают совокупность сведений о каком либо объекте, событии. Для хранения, обработки и преобразования информации используют условные символы (буквы, математические знаки, рисунки, формы колебаний, слова), позволяющие представить информацию в той или иной форме. Информация, выраженная в определенной форме, предназначенная для передачи, называется сообщением. Для передачи сообщений от источника к получателю используют физические процессы, например, звуковые и электромагнитные волны, ток. Физический процесс, отображающий сообщение, называется сигналом. По своей природе сигналы могут быть электрическими, световыми, звуковыми и т.п. В радиосистемах передачи информации используют электрические сигналы. Поэтому при передаче сообщения неэлектрической природы предварительно преобразуются в электрические колебания с помощью преобразователей: микрофонов, передающих телевизионных трубок, датчиков температуры и т.п. Эти электрические колебания обычно называют первичными сигналами.

Любой первичный сигнал является функцией времени. В зависимости от области определения и области возможных значений этой функции различают следующие виды сигналов [3]:

- Непрерывные по уровню и по времени (аналоговые),
- Непрерывные по уровню и дискретные по времени,
- Дискретные (квантованные) по уровню и непрерывные по времени,
- Дискретные по уровню и по времени (цифровые сигнал).

В современных системах РСПИ используются цифровые сообщения. Это цифровое сообщение включает в себя информацию, предназначенную для абонента (преобразованные первичные сигналы), служебную информацию, синхросигналы, тестовые и установочные последовательности и т.п. Цифровое сообщение представляет собой последовательность двоичных символов, которая может существовать только в памяти процессора. Для передачи по радиоканалу информация должна быть преобразована и представлена в виде определенного физического процесса – цифрового модулирующего сигнала – с конкретными физическими свойствами: напряжением, током длительностью, формой импульса. Вид и свойства этого сигнала определяются требованиями радиотехнических схем и устройств, составляющих радиоканал.

Цифровой модулированный сигнал обладает следующими параметрами.

Скорость передачи символов (символьная скорость) D обратно пропорциональна длительности символов (символьного интервала) T_s в цифровом сигнале:

$$D = \frac{1}{T_s}, \text{ бод.}$$

Скорость передачи информации (битовая скорость) R пропорциональна количеству битов информации m в символе и обратно пропорциональна длительности символов T_s

$$R = \frac{m}{T_s} = \frac{1}{T_b} \left[\text{бит/с} \right]$$

Для бинарного сигнала количество уровней $M = 2$, количество битов информации в символе $m = \log_2 M = 1$. Символьная и битовая скорости совпадают, также совпадают символьный и битовый временные интервалы: $D = R, T_s = T_b$.

Виды сигналов

Бинарный цифровой сигнал с прямоугольными импульсами представляет собой простейший вид цифрового сигнала. Они могут иметь самый различный вид. В настоящей работе рассмотрены сигналы импульсной кодовой модуляции (ИКМ). Подробно эти сигналы были изучены в [4]. В приложениях телефонной связи эти сигналы часто именуются *кодами канала* (line code) [2]. На рис. 1.1 представлены известные виды ИКМ.

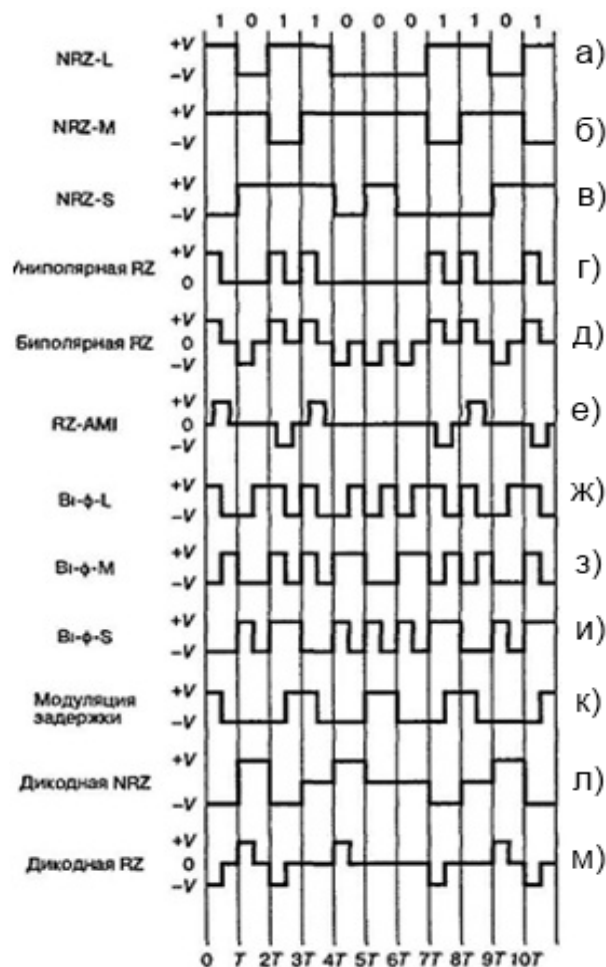


Рис.1.1 Различные ИКМ

Сигналы ИКМ (рис. 1.1) делятся на четыре группы.

1. Без возврата к нулю (non return-to-zero — NRZ)
2. С возвратом к нулю (return-to-zero — RZ)
3. Фазовое кодирование
4. Многоуровневое бинарное кодирование

Самым используемыми сигналами ИКМ являются сигналы в кодировках NRZ. Группа кодировок NRZ включает следующие сигналы ИКМ: NRZ – L (L = level – уровень), NRZ – M (M = mark – метка) и NRZ – S (S = space – пауза). Кодировка NRZ – L (nonreturn - to - zero level – без возврата к нулевому уровню) широко используется в цифровых логических схемах. Двоичная единица в этом случае представляется одним уровнем напряжения, а двоичный нуль – другим.

Изменение уровня происходит всякий раз при переходе в последовательности передаваемых битов от нуля к единице или от единицы к нулю. При использовании кодировки NRZ-M двоичная единица, или метка (mark), представляется изменением уровня, а нуль, или пауза (space), — отсутствием изменения уровня. Такая кодировка часто называется дифференциальной. Применяется кодировка NRZ-M преимущественно при записи на магнитную ленту. Кодировка NRZ-S является «обратной» к кодировке NRZ-M: двоичная единица представляется отсутствием изменения уровня, а двоичный нуль — изменением уровня.

Группа кодировок RZ включает униполярную кодировку RZ, биполярную кодировку RZ и кодировку RZ-AMI. Эти коды применяются при низкочастотной передаче данных и магнитной записи. В униполярной кодировке RZ единица представляется наличием импульса, длительность которого составляет половину длительности бита, а нуль — его отсутствием. В биполярной кодировке RZ единицы и нули представляются импульсами противоположных уровней, длительность каждого из которых также составляет половину длительности бита. В каждом интервале передачи бита присутствует импульс. Кодировка RZ-AMI (AMI = alternate mark inversion — с чередованием полярности) — это схема передачи сигналов, используемая в телефонных системах. Единицы представляются наличием импульсов равных амплитуд с чередующимися полярностями (нечетная единица – импульс положительной полярности, четная единица – импульс отрицательной полярности), а нули — отсутствием импульсов.

Группа фазового кодирования включает следующие кодировки: bi – φ – L (bi-phase-level — двухфазный уровень), более известная как манчестерское кодирование (Manchester encoding); bi – φ - M (bi-phase-mark); bi – φ – S (bi-phase-space); и модуляция задержки (delay modulation — DM), или кодировка Миллера. Схемы фазовых кодировок используются в системах магнитной записи и оптической связи, а также в некоторых спутниковых телеметрических каналах передачи данных. В кодировке bi – φ – L единица представляется импульсом,

длительностью в половину длительности бита, расположенным в первой половине интервала передачи бита, а ноль — таким же импульсом, но расположенным во второй половине интервала передачи бита. В кодировке $bi - \phi - M$ в начале каждого интервала передачи бита происходит переход. Единица представляется вторым переходом в середине интервала, ноль — единственным переходом в начале интервала передачи бита. В кодировке $bi - \phi - S$ в начале каждого интервала также происходит переход. Единица представляется этим единственным переходом, а для представления нуля необходим второй переход в середине интервала. При модуляции задержки единица представляется переходом в середине интервала передачи бита, а ноль — отсутствием иных переходов, если за ним не следует другой ноль. В последнем случае переход помещается в конец интервала передачи первого нуля.

Многие двоичные сигналы для кодировки двоичных данных используют три уровня, а не два. К этой группе относятся сигналы в кодировках RZ и RZ-AMI. Кроме того, сюда входят схемы, называемые дикодной (dicode) и двубинарной кодировкой (duobinary). При дикодной кодировке NRZ переходы в передаваемой информации от единицы к нулю и от нуля к единице меняют полярность импульсов; при отсутствии переходов передается сигнал нулевого уровня. При дикодной кодировке RZ переходы от единицы к нулю и от нуля к единице вызывают изменение полярности, длительностью в половину интервала импульса; при отсутствии переходов передается сигнал нулевого уровня.

Представляют интерес характеристики сигналов ИКМ. Из [1, 2] известно, что для передачи аналоговой информации по каналам связи используется набор кодов ИКМ, обладающих различными характеристиками:

- 1) форма огибающей импульса, импульсы с полным и частичным откликом (рис 1.1);
- 2) спектр сигналов ИКМ;

Спектральная плотность мощности (Power Spectrum Density – PSD) характеризует распределение плотности мощности в спектре случайных процессов. Цифровой сигнал является непериодической псевдослучайной функцией времени:

$$PSD(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|W(f)|^2}{T}$$

Спектральная плотность мощности может рассматриваться как квадрат модуля спектра непериодического сигнала, длительность которого стремится к бесконечности. При очень большой длительности сигнала T расстояние между отдельными спектральными линиями, равное $1/T$, стремится к нулю, т.е. спектр приближается к непрерывной функции. При этом спектральная плотность мощности уже не зависит от конкретной реализации последовательности импульсов, усредненных на большом временном интервале.

Полоса частот, занимаемая цифровым низкочастотным сигналом, определяется расстоянием от нулевой частоты до первого нуля спектральной плотности мощности сигнала.

3) большая или меньшая чувствительность к искажениям (амплитудным и фазовым, ограниченной полосе частот канала, неидеальности тактовой синхронизации и т.д.)

4) сложность системы тактовой синхронизации.

В [2] предлагается рассматривать следующие характеристики кодовых последовательностей:

1. Постоянная составляющая. Удаление из спектра постоянной составляющей позволяет системе работать на переменном токе. Системы магнитной записи или системы, использующие трансформаторную связь, слабо чувствительны к гармоникам очень низких частот. Следовательно, существует вероятность потери низкочастотной информации.

2. Тактовая синхронизация. Каждой системе цифровой связи требуется такая синхронизация. Некоторые кодировки ИКМ имеют составляющие в спектре, используемые для восстановления синхронизирующего сигнала. Например, манчестерская кодировка включает переходы в середине каждого интервала передачи бита, вне зависимости от передаваемого знака, Этот гарантированный переход и может использоваться в качестве синхронизирующего сигнала.

3. Выявление ошибок. Некоторые коды ИКМ, такие как двубинарный код, позволяет выявить информационные ошибки без введения в последовательность данных дополнительных проверочных битов выявления ошибок.

4. Сжатие полосы видеотракта. Такие схемы, как, например, многоуровневые кодировки, повышают эффективность использования полосы, разрешая уменьшение полосы, требуемой для получения заданной скорости передачи данных; следовательно, на единицу полосы приходится больший объем передаваемой информации.

5. Дифференциальное кодирование используется в системах для улучшения чувствительности к полярности опорного колебания в приёмнике, не затрагивая при этом процесс детектирование данных. Это достоинство систем связи, в которых иногда происходит инвертирование опорных сигналов.

6. Помехоустойчивость. Различные типы сигналов ИКМ различаются по вероятности появления ошибочных битов при данном отношении сигнал/шум. Например, сигналы в кодировке NRZ (рис.1.1, а, б, в) имеют лучшую достоверность передачи, чем сигналы в униполярной кодировке RZ (рис.1.1, г).

Достоверность приема цифровой информации

Численной оценкой достоверности приема приемника цифровых сигналов является функция BER (Bit Error Rate), которая определяет относительную величину ошибки восстановления цифрового информационного сообщения в условиях шумового радиоканала.

Достоверность приема полярного сигнала длительностью T_b определяется выражением:

$$BER = Q \left\{ \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right\}$$

E_b – средняя энергия на 1 бит информации $E_b = A^2 T_b$

где Гауссов интеграл ошибок $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}} du$

E_b – средняя энергия на 1 бит информации $E_b = A^2 T_b$, A – амплитуда сигнала.

Достоверность приема униполярного сигнала длительностью $T_b/2$ определяется выражением :

$$BER = Q \left\{ \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right\}$$

E_b – средняя энергия на 1 бит информации $E_b = A^2 T_b/2$

На рис 1.2 изображены графики функции ошибок приема BER полярного и униполярного сигналов [2].

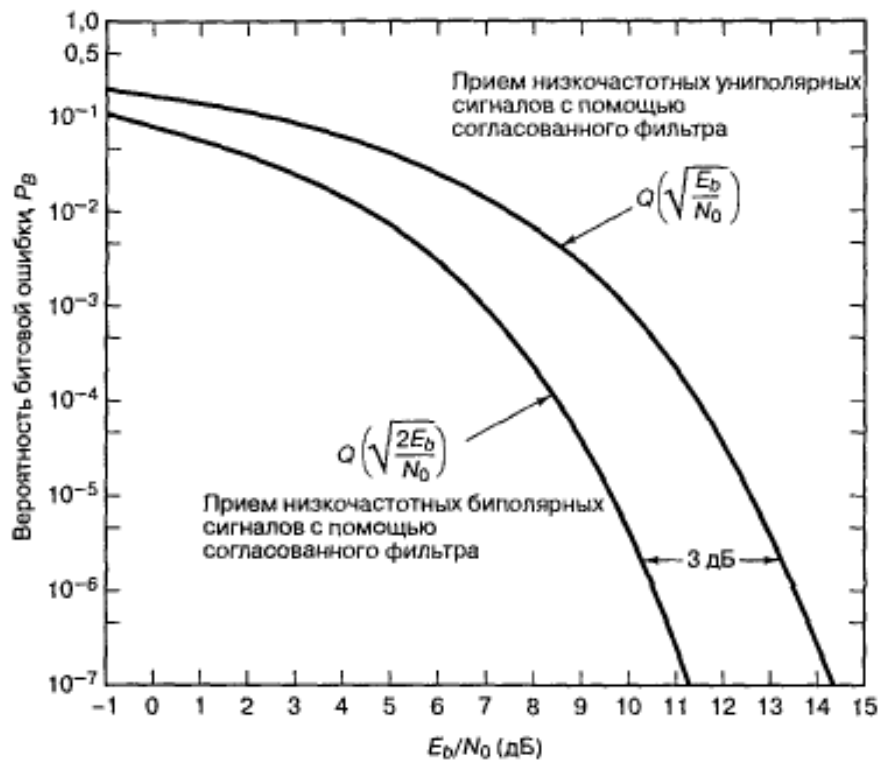


Рис 1.2 Функция BER униполярного и биполярного сигналов

Из рисунка видно, что использование полярного модулирующего сигнала позволяет примерно на 3 дБ уменьшить требуемое отношение сигнал/шум входного сигнала для получения одной и той же достоверности принимаемой информации по сравнению с униполярным сигналом. Выигрыш в достоверности приема полярного сигнала уменьшается с уменьшением отношения сигнал/шум. Если амплитуду (или длительность) униполярного сигнала увеличить в $\sqrt{2}$ раз, то достоверность приема этого сигнала будет такой же, как полярного сигнала с амплитудой A (длительностью T_b).

Системы синхронизации

Для обеспечения оптимального приема дискретных сигналов необходима синхронизация демодулятора приемника относительно потока поступающих на вход посылок. Большинство современных цифровых систем радиосвязи имеют несколько систем синхронизации, которые располагаются на приемной части радиосистемы. Среди них выделяют:

- системы синхронизации по частоте и фазе несущего колебания;
- системы тактовой синхронизации (СТС);
- системы словной синхронизации (ССС);
- системы кадровой синхронизации (СКС).

В первую очередь выполняется синхронизация по несущей частоте, затем по фазе несущего колебания, по тактовой частоте, по словам и по кадрам.

Для каждой системы синхронизации выделяют два режима работы: режим вхождения в синхронизм (режим поиска); режим слежения. В режиме вхождения в синхронизм осуществляется поиск и обнаружение сигнала, грубая оценка его неизвестных параметров. После чего система захватывает сигнал и переходит в режим слежения, в котором осуществляется точная оценка неизвестных параметров принимаемого сигнала. Таким образом, эффективность передачи полезных данных снижается из-за затрат на передачу данных, необходимых только для синхронизации и необходимого времени для поиска сигнала и перехода в режим слежения всех систем синхронизации приемника. В связи с этим вопросы повышения эффективности работы систем синхронизации чрезвычайно важны.

В качестве источника информации (опорных сигналов) для работы систем синхронизации могут использоваться как сам принимаемый модулированный информационный радиосигнал, так и специально передаваемые по радиолинии служебные сигналы. Достоинство первого варианта — отсутствие потерь пропускной способности канала на передачу опорных сигналов. Однако работа систем синхронизации резко усложняется наличием манипуляции сигнала заранее неизвестным на приемной стороне информационным сообщением. При этом часто манипуляции подвергается тот же параметр сигнала, который должен восстанавливаться системой синхронизации. Например, это имеет место для

системы синхронизации по несущей частоте при использовании фазовой манипуляции: система должна восстановить начальную фазу несущей на фоне весьма значительных изменений того же параметра за счет манипуляции.

Ситуация оказывается особенно сложной, когда применяются современные методы подавления внеполосных излучений, кроме того, в последние годы достигнут значительный прогресс в реализации эффективных систем помехоустойчивого кодирования, так что нормально радиолиния может работать при отношении сигнал/шум, измеренном в основной полосе сигнала, порядка 1 и менее. Соответственно, при столь значительных шумах должна обеспечиваться и эффективная работа систем синхронизации приемника. Таким образом, функционирование систем синхронизации, использующих в качестве опорных сигналов информационный сигнал, существенно усложняется наличием манипуляционных и шумовых помех.

По той же причине в последнее время все чаще применяются варианты, основанные на использовании специальных служебных сигналов. Так, стандарт GSM предусматривает передачу перед началом сеанса связи специального служебного сигнала для обеспечения работы системы синхронизации по несущей частоте абонентских терминалов. Кроме того, в каждый информационный пакет включается специальное обучающее слово (сообщение), заранее известное на приемном конце и служащее, в частности, для поддержания работы систем синхронизации в течение сеанса.

Что касается структуры систем синхронизации, то различают разомкнутые и замкнутые системы. Разомкнутые (открытые) схемы синхронизации, позволяющие непосредственно выделить тактовую частоту из передаваемого сигнала. Замкнутые системы, которые на основе петли фазовой автоподстройки частоты осуществляют синхронизацию тактовой частоты приемного сигнала. В работе рассматриваются разомкнутые системы тактовой синхронизации.

В этой главе представлены краткие теоретические сведения об основных понятиях, изучаемых в работе. В последующих главах подробно рассмотрены затрагиваемые вопросы.

2 Математическая и цифровая модели модемов¹ сигналов ИКМ

На рис 2.0.1 изображена обобщенная структурная схема, изучаемой модели.

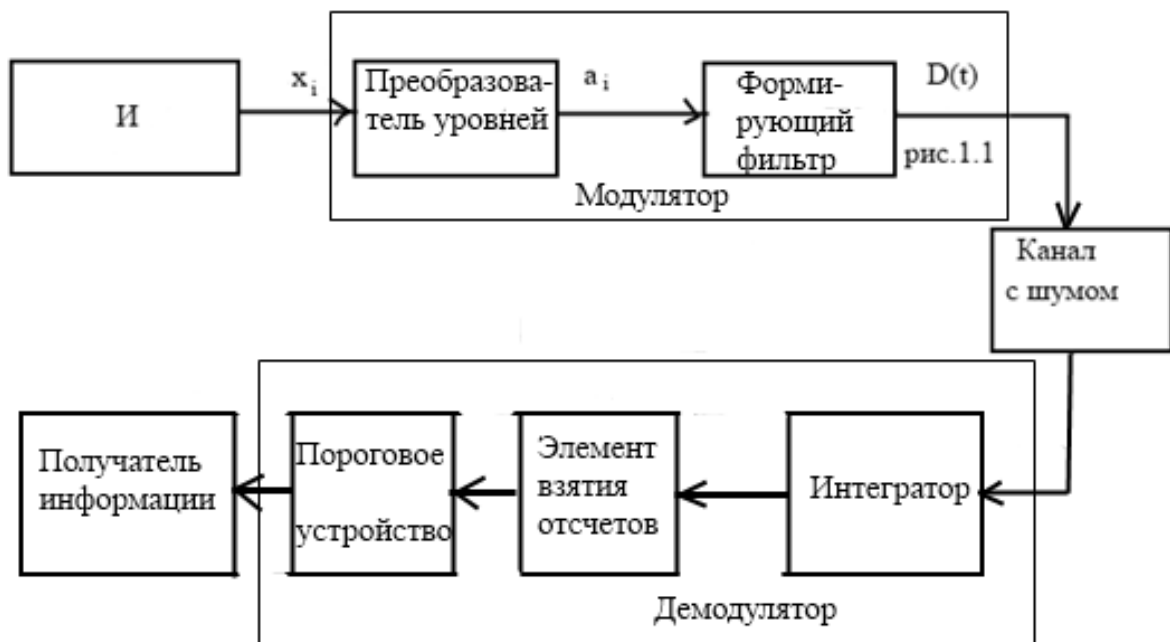


Рис 2.0.1 Обобщенная структурная схема, изучаемой модели

Рассмотрим работу схемы рис 2.0.1. На рис 2.0.2 изображено строение модулятора. Поток информационных бит $\{x_i\}$, в виде последовательности отсчетов (0; 1) (рис 2.0.3, а), передаваемых со скоростью R , бит/с, поступает на преобразователь уровней, где образуются отсчеты $a_i(t)$. Эти отсчеты могут быть как биполярными (рис 2.0.3, б), так и униполярными (рис 2.0.3, в). Далее отсчеты $a_i(t)$ поступают на формирующий фильтр ИКМ, на выходе которого образуется импульсная последовательность $D(t)$, изображенная на рис. 2.0.4.

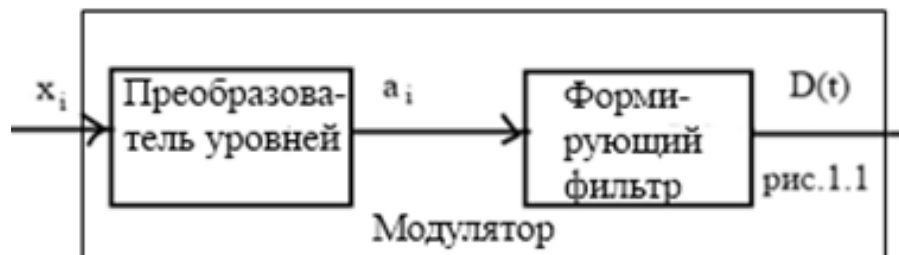


Рис 2.0.2 Строение модулятора

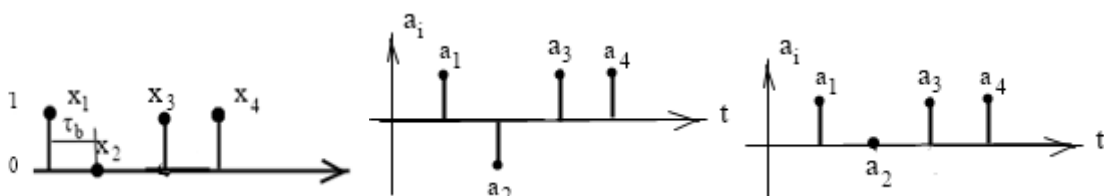


Рис.2.0.3 а) выход источника; импульсы после преобразования б) биполярные; в) униполярные τ_b – длительность бита, которая определяется как $T_b = \frac{1}{R}$

¹ Термин модем используется в работе для сокращенного обозначения модулятор - демодулятор

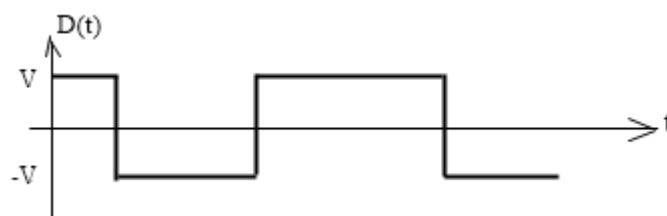


Рис. 2.0.4 Формируемый сигнал $D(t)$

Канал с шумом (рис 2.0.1) вносит искажения в идеальный сигнал, вследствие добавления шумов. Шума радиоканала включают фоновый шум эфира, паразитное излучение промышленных электроустановок, радиоизлучение сторонних радиостанций, радиолокаторов и т.д. В работе изучается влияние Гауссовского шума.

Далее сигнал поступает на демодулятор. Демодулятор (рис 2.0.5) состоит из интегратора со сбросом, элемента взятия отсчётов, порогового устройства. Работа демодулятора проиллюстрирована на рис 2.0.6. Импульсная последовательность D (рис 2.0.6, а) с выхода канала поступает на интегратор со сбросом, в котором накапливаются и сигнал, и шум. В момент окончания сигнала с выхода интегратора берется отсчет \hat{D} . Образованные отсчёты \hat{D} поступают на пороговое устройство, где формируется последовательность x_i^* .

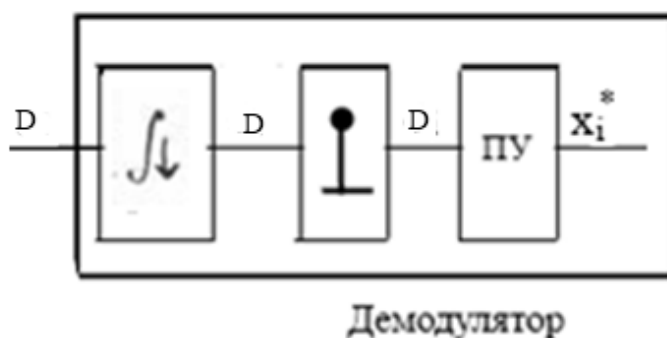


Рис 2.0.5 Строение демодулятора

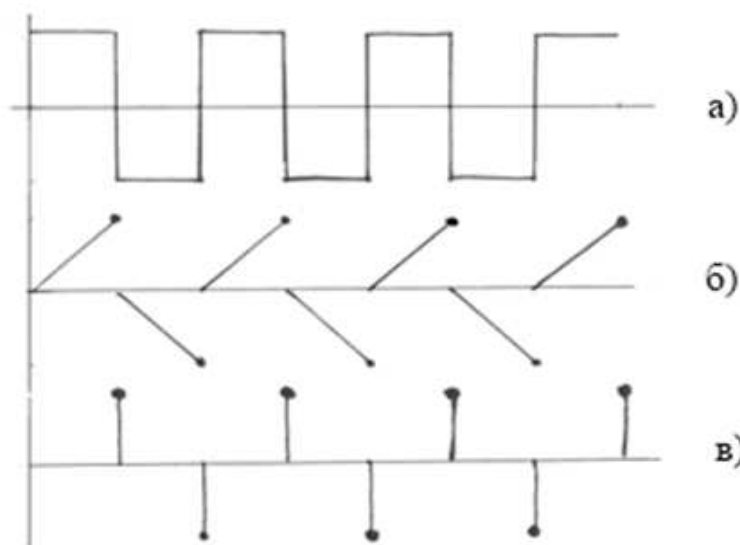


Рис 2.0.6 Эпюры на выходе элементов демодулятора

Далее рассматриваются математические и цифровые модели модемов для кодов ИКМ трёх перечисленных в главе 1 групп: 1) сигналы абсолютного кодирования, 2) сигналы относительного кодирования, 3) трёхуровневые сигналы.

2.1 Модели модемов для абсолютных кодовых последовательностей ИКМ

На рис 2.1.1 изображены кодовые последовательности NRZ – L и униполярная – RZ. Это абсолютные коды. Далее рассмотрим модель модема для этих двух последовательностей.

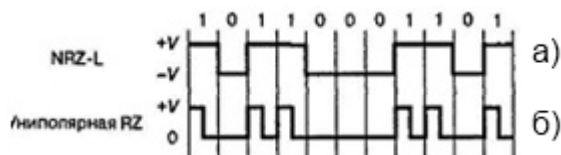


Рис 2.1.1 Абсолютные кодовые последовательности

Кодовая последовательность NRZ – L

Реализация кодовой полярной последовательности NRZ – L (рис.2.1.1,а) может быть получена из реализации $a(t)$ (рис.2.0.2,б) при задании операторного коэффициента формирующего фильтра в виде:

$$K_{\phi\phi}(p) = \frac{1 - e^{-pT_b}}{p} \quad (2.1)$$

При этом на выходе формирующего фильтра образуются полярные импульсы прямоугольной формы: положительные при $a_i=1$ (рис 2.1.2, а), отрицательные при $a_i=-1$ (рис 2.1.2, б).

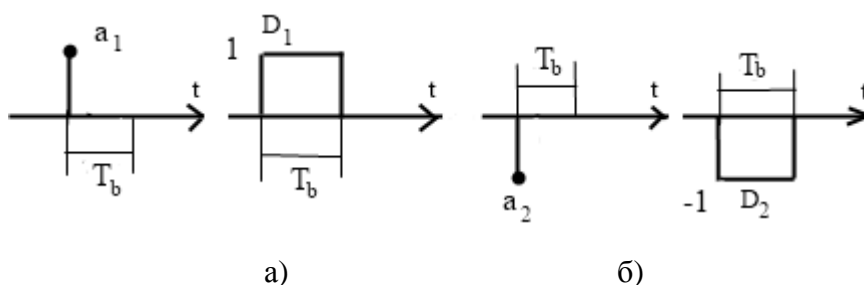


Рис.2.1.2 Формы импульсов на формирующем фильтре а) «1» б) «0»

Для реализации модели формирования кодовой последовательности NRZ – L (рис 2.1.1,а) разработана цифровая модель, которая изображена на рис. 2.1.3. Эта схема состоит из источника потока бит(блоки 0, 1, 2, 3, 4), цифрового преобразования(блок 14), формирующего фильтра (2.1) (блоки 6, 7, 8, 11, 12, 17). Параметры элементов схемы представлены в приложении. В П1.1 отражены параметры для источника потока бит, а в П1.2 для преобразователя уровней и формирующего фильтра.

Реализация на выходе элемента «0» приведена на рис.2.1.4,а, реализация на выходе элемента 2(на выходе источника цифрового потока бит) изображена на рис.2.1.4,б, отсчеты в момент времени $t_i=kT_b$ ($T_b=100$ мс) на выходе цифрового преобразователя (выход элемента 14) – на рис.2.1.4,в.

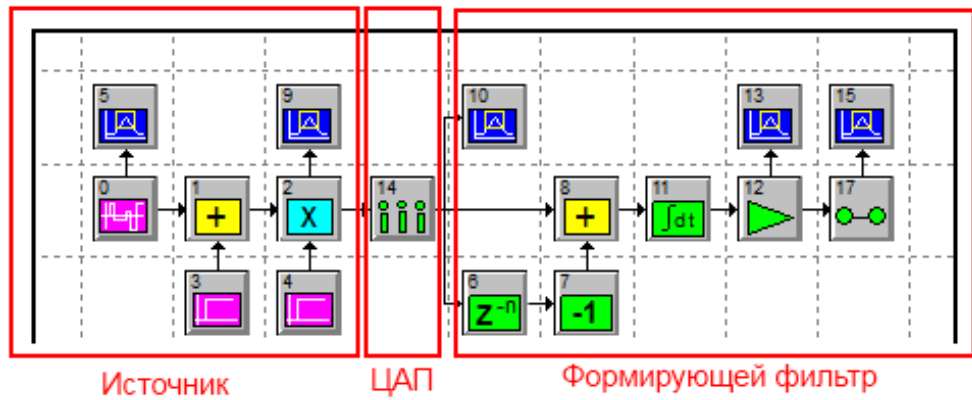
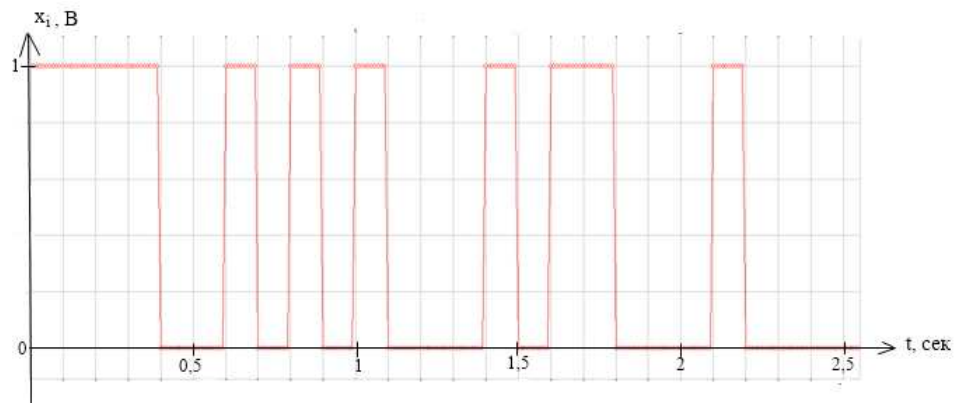
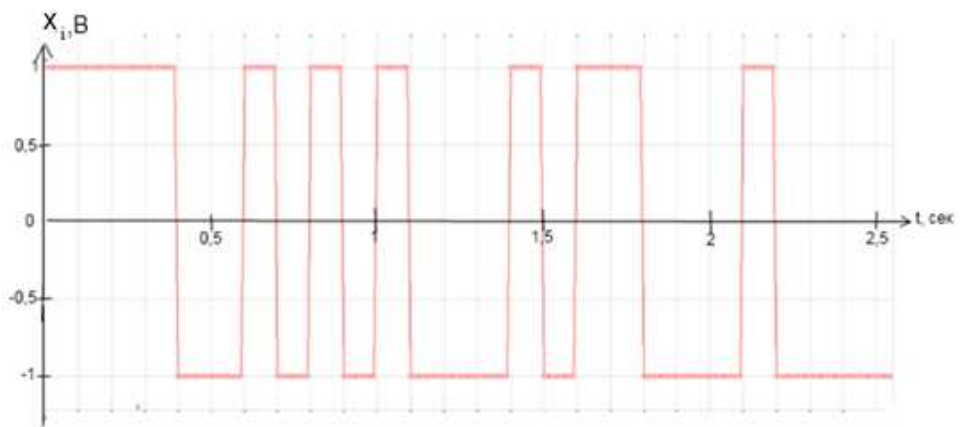


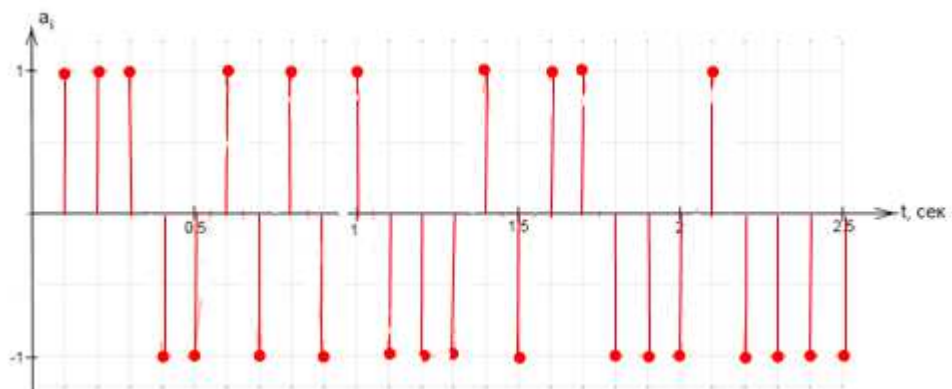
Рис 2.1.3 Цифровая реализации модулятора последовательности NRZ - L



а)



б)



в)

Рис 2.1.4 а) Последовательность на выходе «элемента 0»; б) последовательность на выходе источника; в) отсчёты на выходе цифрового преобразователя.

На рис 2.1.5 изображена последовательность импульсов на выходе формирующего фильтра (выход элемента 17 рис 2.1.3).

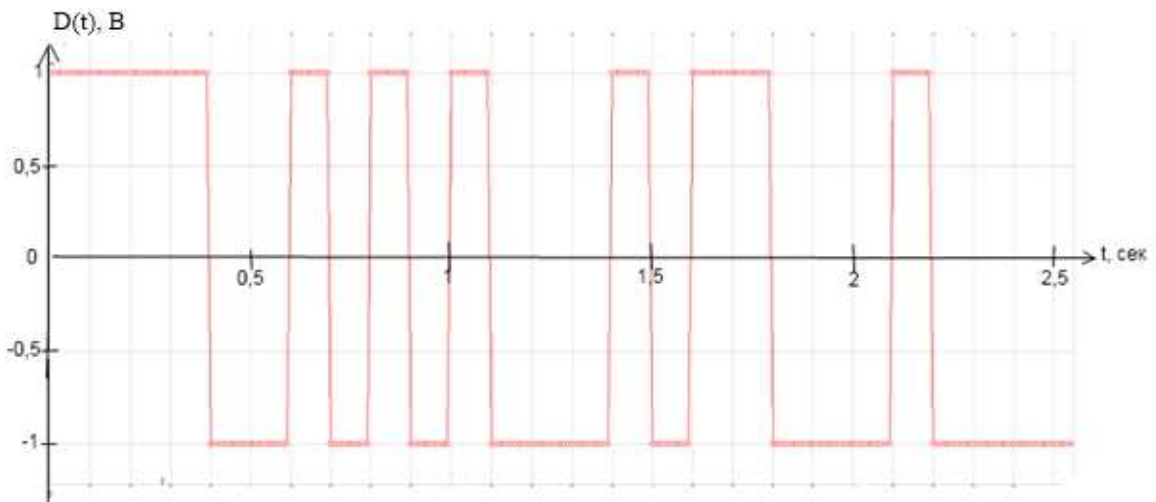


Рис 2.1.5 Последовательность на выходе формирующего фильтра

«+1» кодируется импульсом положительной полярности, 0 кодируется импульсом отрицательной полярности длительности T_b .

В результате моделирования получили следующую реализацию:

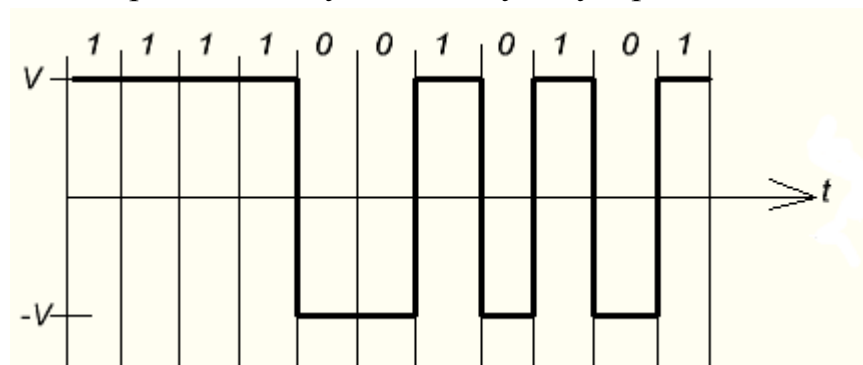


Рис 2.1.6 Реализация сигнала NRZ – L на выходе формирующего фильтра

Из рис 2.1.6 видно, что последовательность на выходе формирующего фильтра совпадает с входным цифровым потоком.

Цифровая реализация демодулятора последовательности приведена на рис 2.1.7. Параметры схемы – на рис 2.1.8. Демодулятор состоит из блоков 27, 21, 22, 23.

Здесь блок 27 – это интегратор, 21 – устройство взятия отсчетов, 22 – пороговое устройство, а элемент 23 (Hold) служит для формирования непрерывной последовательности.

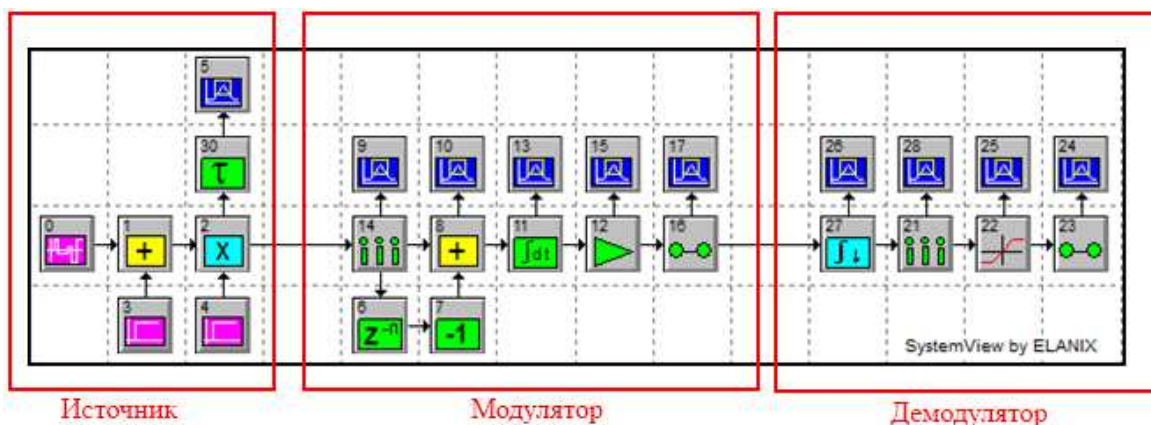


Рис 2.1.7 Цифровая схема NRZ – L, канал не показан

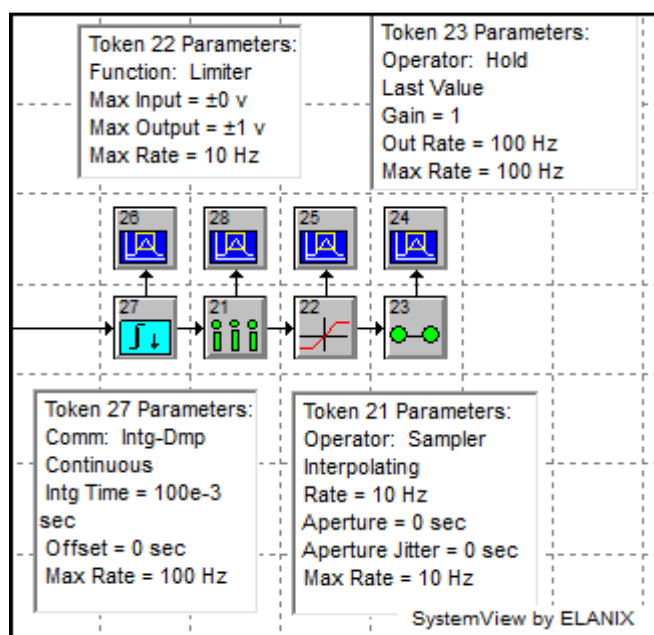


Рис 2.1.8 Параметры демодулятора

Последовательность D с выхода модулятора поступает на интегратор (рис 2.1.9).

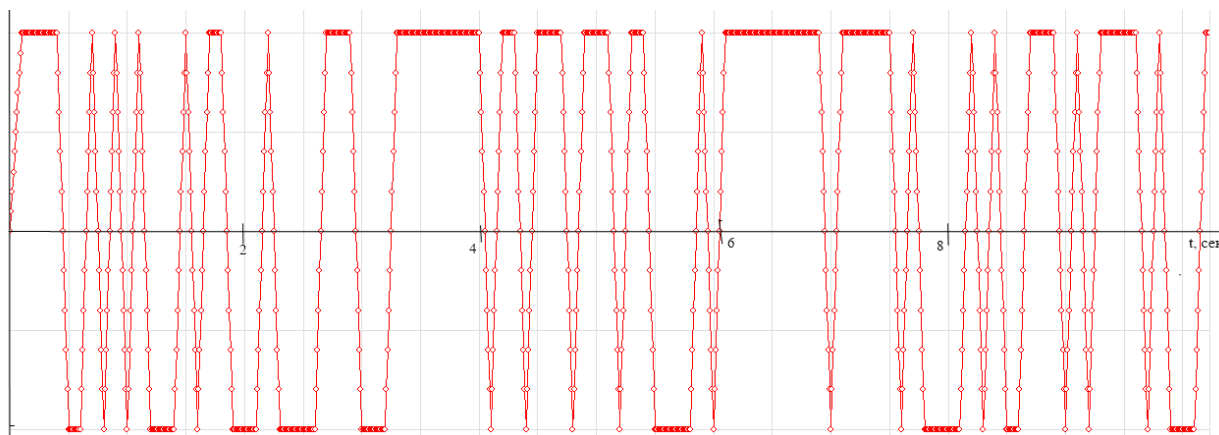


Рис 2.1.9 Последовательность на выходе интеграторе

Далее эта последовательность поступает на элемент взятия отсчетов. Где из последовательности на рис 2.1.9, берутся отсчеты в моменты времени $t_i = kT_b$ (T_b). После взятия отсчетов последовательность поступает на пороговое устройство (рис 2.1.10).

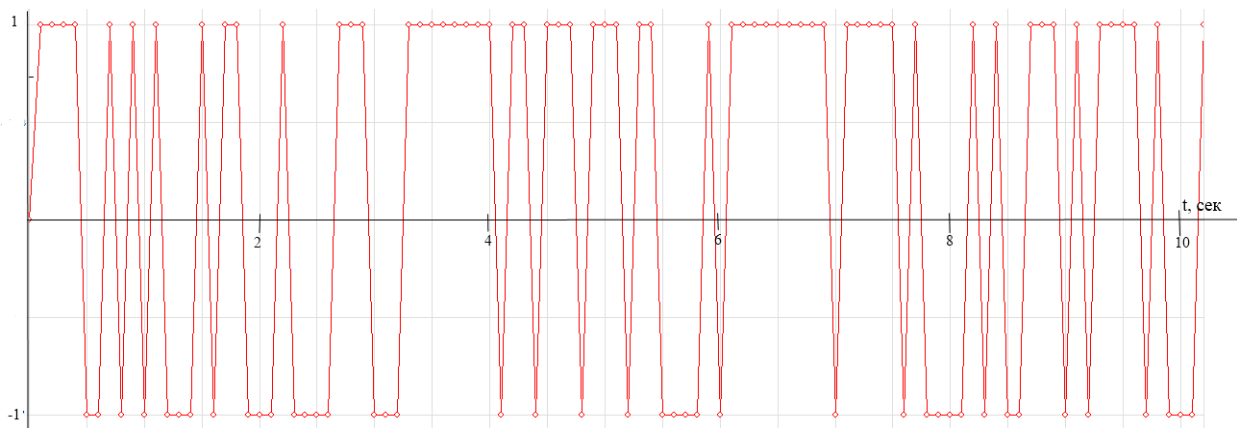


Рис 2.1.10 Последовательность на выходе ПУ

Далее в элементе 23 hold (рис 2.1.7) формируется последовательность NRZ – L, которая является искомым решением задачи демодуляции (рис 2.1.11).

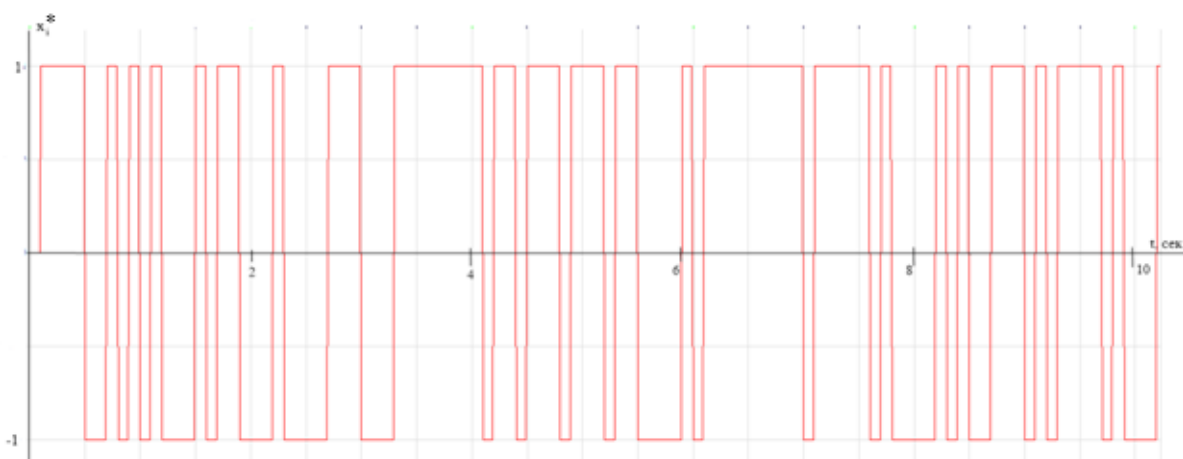


Рис 2.1.11 Последовательность на выходе демодулятора

Последовательности на выходе демодулятора и поступающая с источника совпадают, но начальном участке появляется задержка. Длительность задержки составляет $T_b = 100\text{мс}$. Появление такой задержки связано с работой интегратора: продолжительность интегрирования составляет $T_b = 100\text{мс}$.

Последовательность униполярная – RZ

Реализация кодовой последовательности униполярная RZ (рис.1.1,г) может быть получена из реализации a_i (рис.2.0.2, в) при задании операторного коэффициента формирующего фильтра в виде:

$$K_{\phi\phi}(p) = \frac{1 - e^{-pT_b/2}}{p} \quad (2.2)$$

При этом на выходе формирующего фильтра образуются импульсы прямоугольной формы с расщепленной фазой (рис 2.1.12) следующего вида:

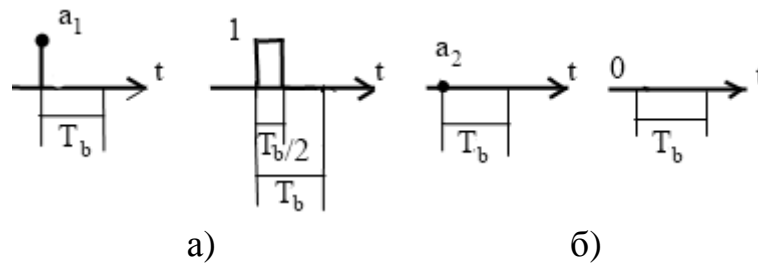


Рис 2.1.12 Импульсы на выходе формирующего фильтра а) «1» б) «0»

При поступлении на вход формирующего фильтра потока бит a_i (рис.2.2,в) с выхода ЦАП, на выходе формирующего фильтра образуется реализация импульсной последовательности, изображенной на рис.1.1,г.

Для реализации кодовой последовательности униполярная – RZ разработана схема, которая изображена на рис. 2.1.13. Эта схема состоит из источника потока бит(блоки 0), цифрового преобразования(блок 14), формирующего фильтра(блоки 6, 7, 8, 11, 12, 17, 19). Параметры источника потока бит в П1.3, параметры преобразователя уровней и формирующего фильтра – П1.4.

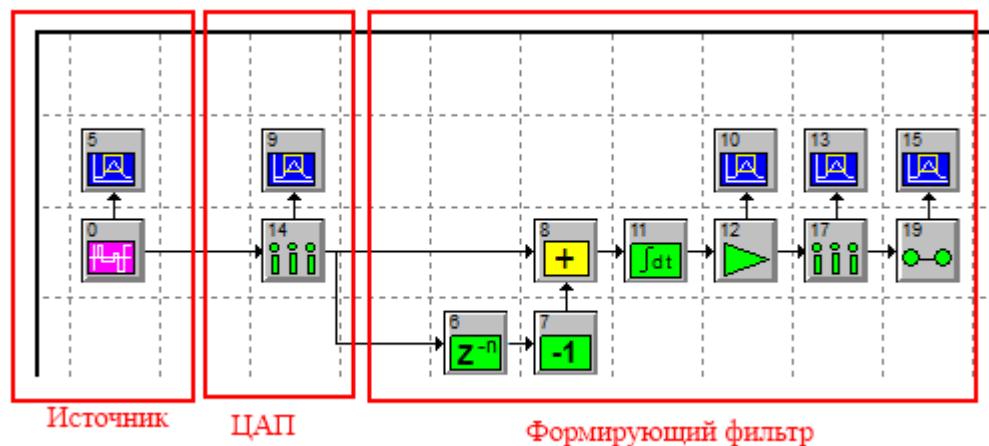


Рис.2.1.13 Схема реализации кодовой последовательности униполярная – RZ

Входная последовательность импульсов (выход элемента «0») изображена на рис.2.1.4,а. На рис.2.1.14 изображена последовательность на выходе преобразователя уровней.

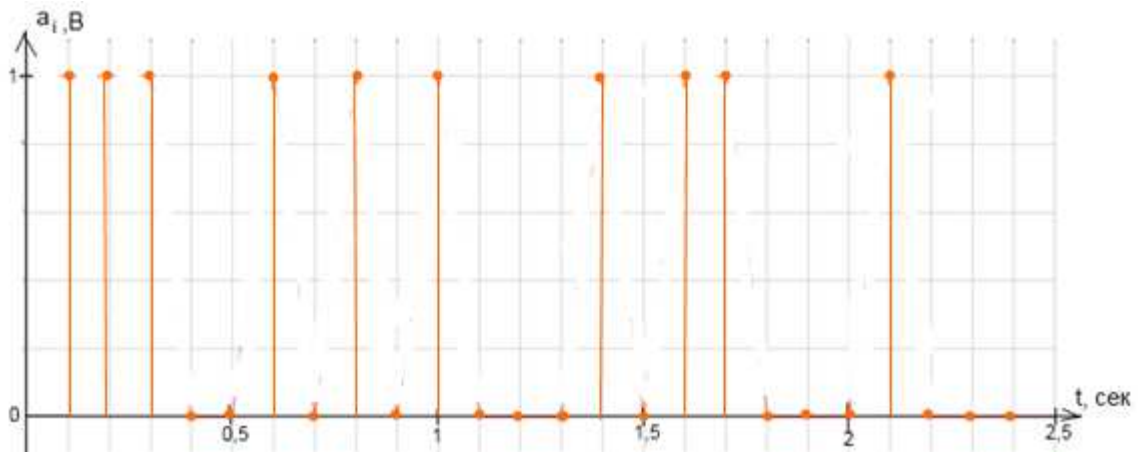


Рис 2.1.14 Последовательность на выходе преобразователя уровней

На рис. 2.1.15 изображена последовательность импульсов на выходе формирующего фильтра.

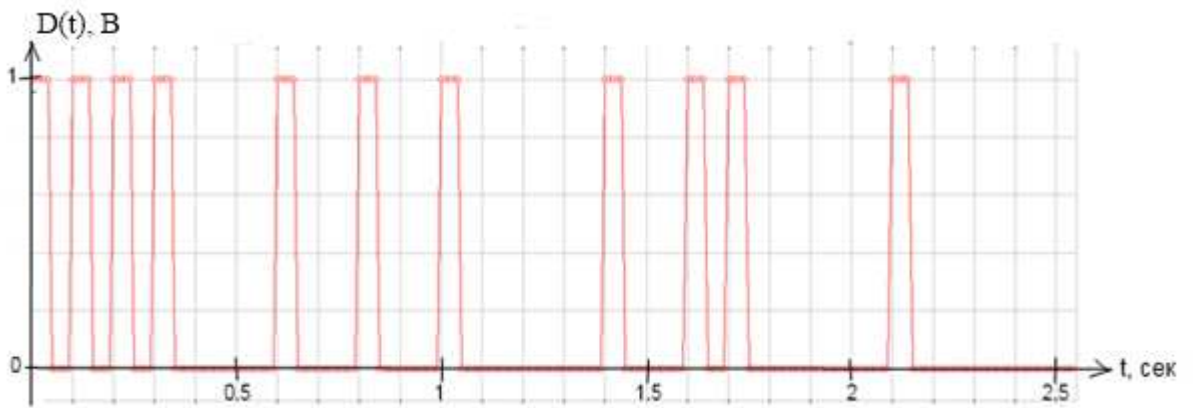


Рис 2.1.15 Последовательность на выходе формирующего фильтра

В результате моделирования получили следующую реализацию:

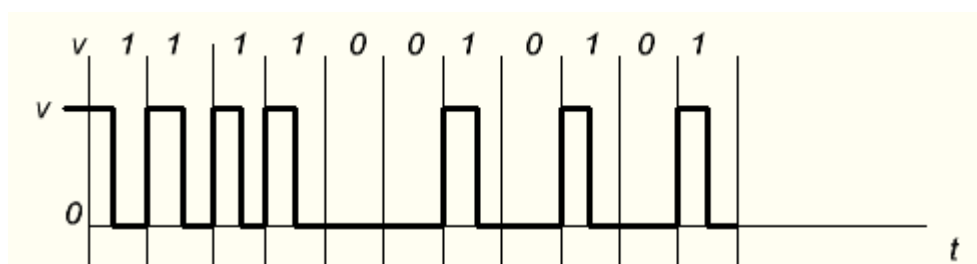
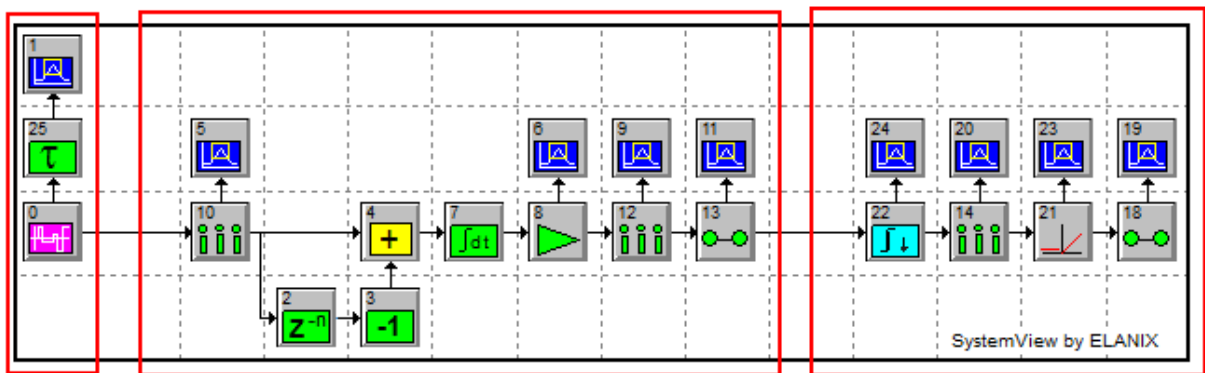


Рис 2.1.16 Реализация последовательности на выходе формирующего фильтра

Из рис 2.1.16 видно, что единица представлена импульсом с фазой равной половине ширины бита, а ноль – паузой. Получили такую же последовательность как на рис 2.1.1, б, т.е. униполярная – RZ.

Цифровая реализация демодулятора кодовой последовательности униполярной – RZ приведена на рис 2.1.17.



Источник

Модулятор

Демодулятор

Рис 2.1.17 Цифровая реализация демодулятора последовательности униполярная – RZ
 Параметры схемы приведены на рис 2.1.18. Демодулятор состоит из блоков 22, 14, 21, 18. Блок 22 – интегратор со сбросом, 14 – элемент взятия отсчетов, 21 – пороговое устройство, 18 – hold для формирования последовательности.

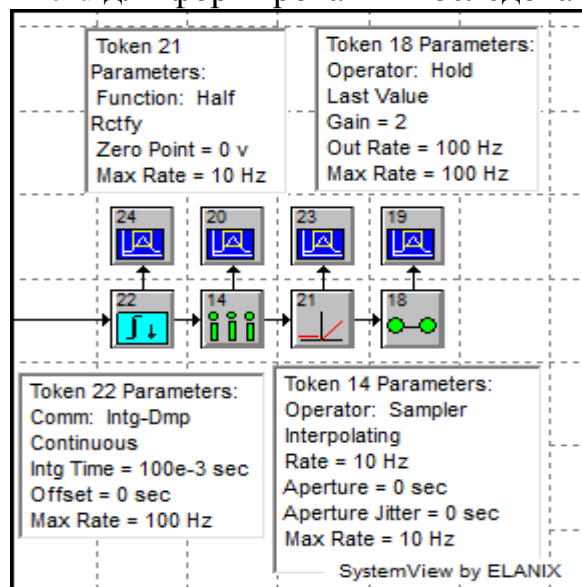


Рис 2.1.18 Параметры схемы

Последовательность на выходе источника изображена на рис 2.1.19.

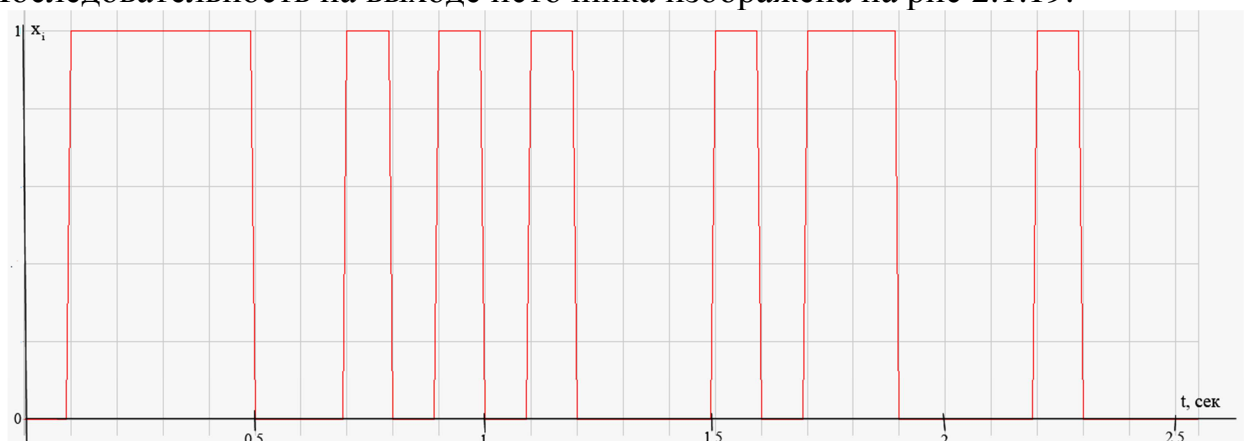


Рис 2.1.19 Последовательность на источнике

Последовательность, поступающая на интегратор, изображена на рис 2.1.20.

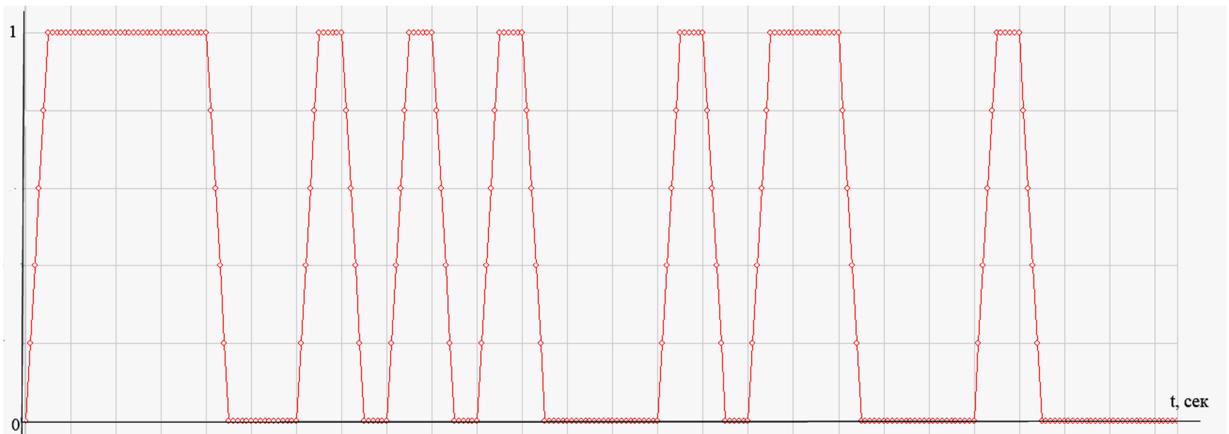


Рис 2.1.21 Последовательность на выходе интегратора

Далее эта последовательность поступает на элемент взятия отсчетов. Где из последовательности на рис 2.1.21, берутся отсчеты в моменты времени $t_i = kT_b$ ($T_b = 100\text{мс}$). После взятия отсчетов последовательность поступает на пороговое устройство (рис 2.1.22).

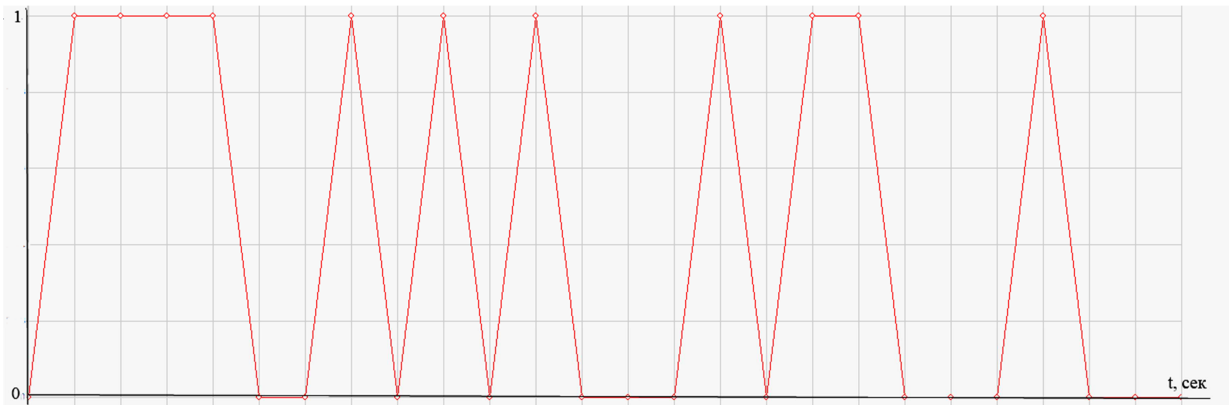


Рис 2.1.22 Последовательность на выходе ПУ

С помощью элемента 19 hold (рис 2.1.17) формируется искомая последовательность (рис 2.1.23).

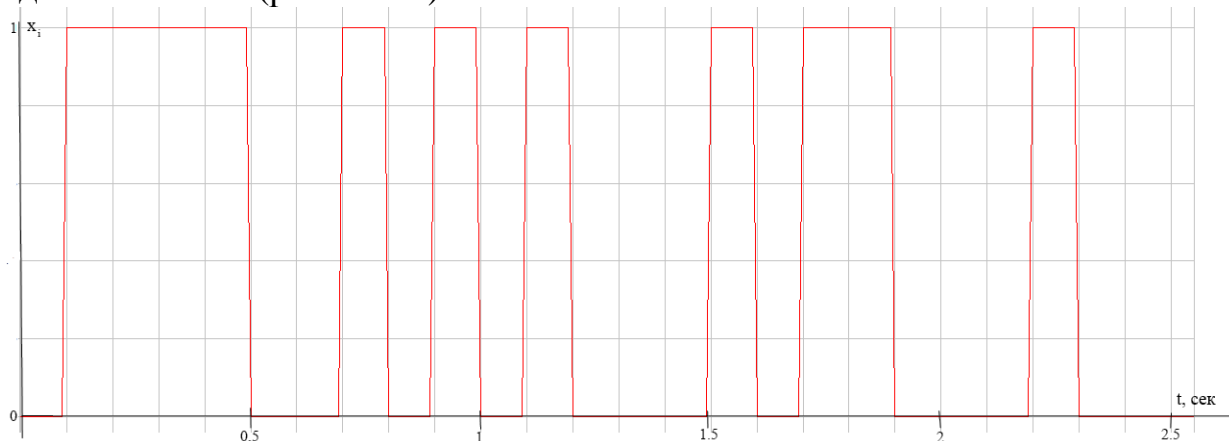


Рис 2.1.23 Последовательность на выходе демодулятора

Последовательности на выходе демодулятора и поступающая с источника совпадают, но начальном участке появляется задержка. Длительность задержки составляет $T_b = 100\text{мс}$. Появление такой задержки связано с работой интегратора: продолжительность интегрирования составляет $T_b = 100\text{мс}$.

2.2 Модели модуляторов и демодуляторов относительных кодов

На рис 2.2.1 изображены относительные коды NRZ – М и NRZ – S.

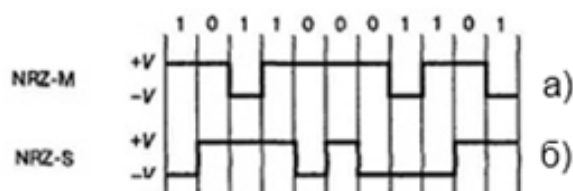


Рис 2.2.1 Относительные кодовые последовательности

Как было сказано ранее, различие в строении модуляторов для сигналов в относительных и абсолютных кодировках состоит в строении формирующего фильтра. Поэтому мы также рассмотрим только строение формирующего фильтра.

Кодовая последовательность NRZ – М

Кодовая последовательность NRZ – М является относительной кодовой последовательностью. Реализацию последовательности можно получить из реализации последовательности NRZ – L, изменение уровня происходит при двоичной единице. Для этого формирователь кода будет состоять из относительного кодера и формирующего фильтра. Структурная схема формирователя изображена на рис. 2.2.2.

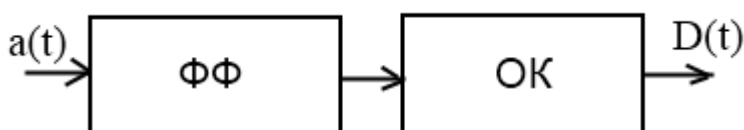


Рис 2.2.2 Структурная схема формирователя кодовой последовательности NRZ – М

На рис 2.2.2 ФФ – формирующий фильтр с операторным коэффициентом задающийся формулой (2.1). ОК – относительный кодер, который представляет из себя сумматор по модулю два и с инвертированным выходом(рис.2.21)



Рис 2.2.3 Структурная схема относительного кодера кода NRZ – М

При поступлении на вход формирователя потока рис.2.0.3,б на выходе формирователя, а именно относительного кодера, образуется реализация импульсной последовательности, изображенной на рис.2.2.1,а.

Цифровая реализация формирователя кодовой последовательности NRZ – M изображена на рис. 2.2.4. Эта схема состоит из источника потока бит(блоки 0, 1, 2, 3, 4), цифрового преобразования(блок 17), формирующего фильтра(блоки 6, 7, 8, 11, 12), и относительного кодера(блоки 14,16, 20, 21, 23). Параметры источника потока бит представлены в П1.1, параметры формирующего фильтра и преобразователя уровней – в П1.5, параметры относительного кодера – П1.6.

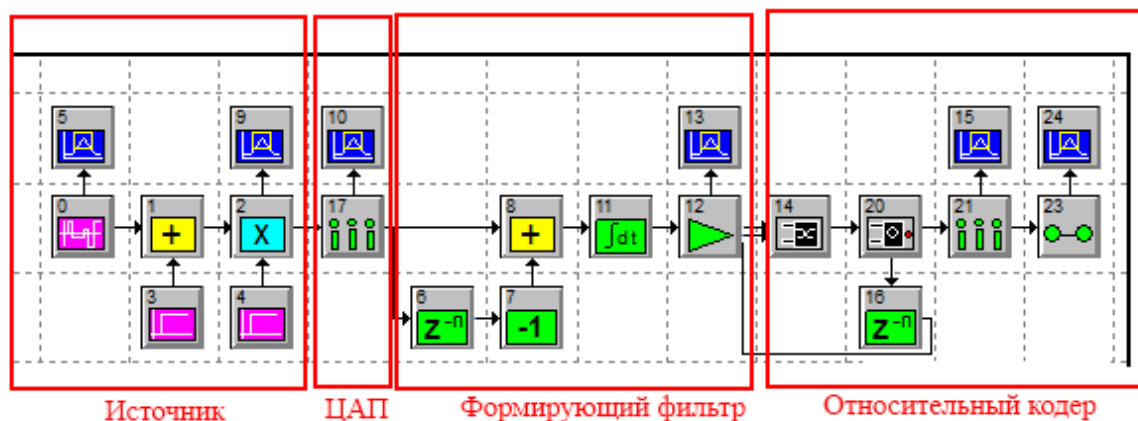
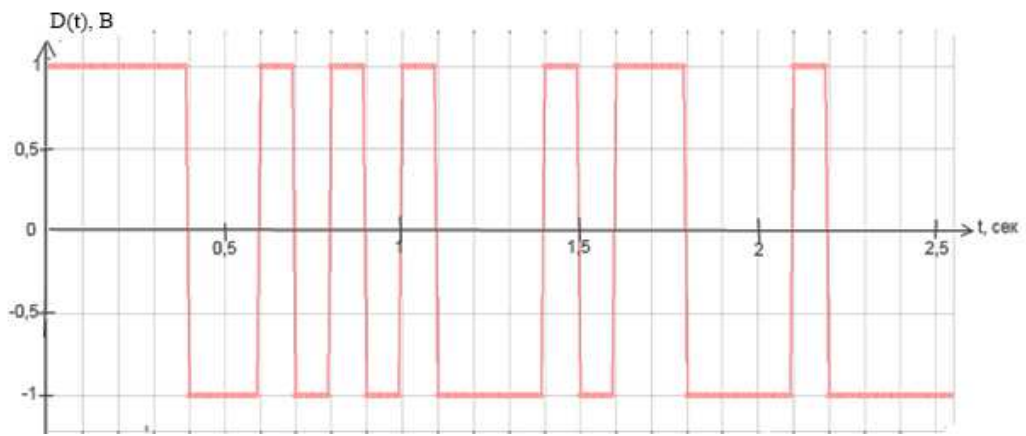


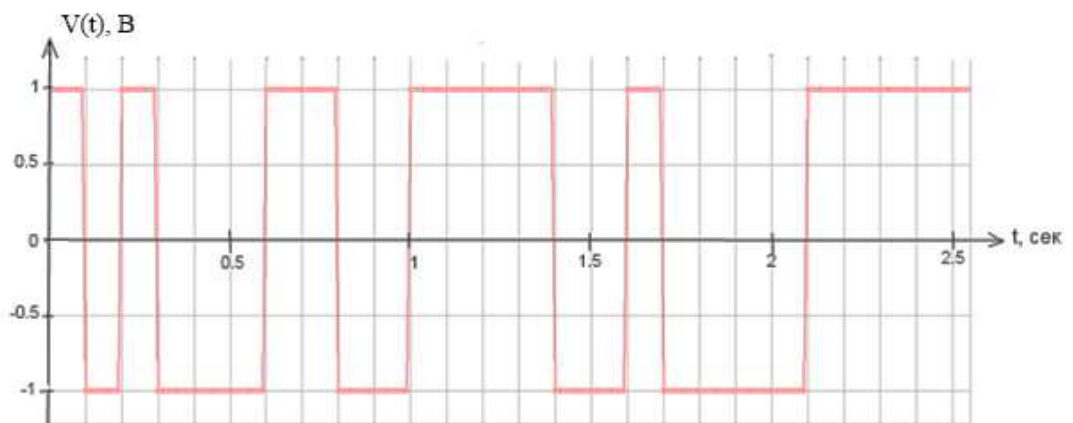
Рис.2.2.4 Схема реализации кодовой последовательности NRZ – M

Входная последовательность импульсов (выход элемента «0») изображена на рис 2.1.4,а, на рис 2.1.4,б – реализация на выходе источника (элемента «2»), реализация на выходе преобразователя уровней – рис.2.1.4,в.

На рис 2.2.5, а изображена последовательность импульсов на выходе формирующего фильтра(выход элемента 12), на рис.2.2.5,б – последовательность импульсов на выходе относительного кодера, то есть изучаемая последовательность NRZ – M.



а)



б)

Рис 2.2.5 Последовательность на выходе формирователя кода NRZ – М. а) на выходе формирующего фильтра; б) на выходе относительного кодера

В результате моделирования получили следующую реализацию:

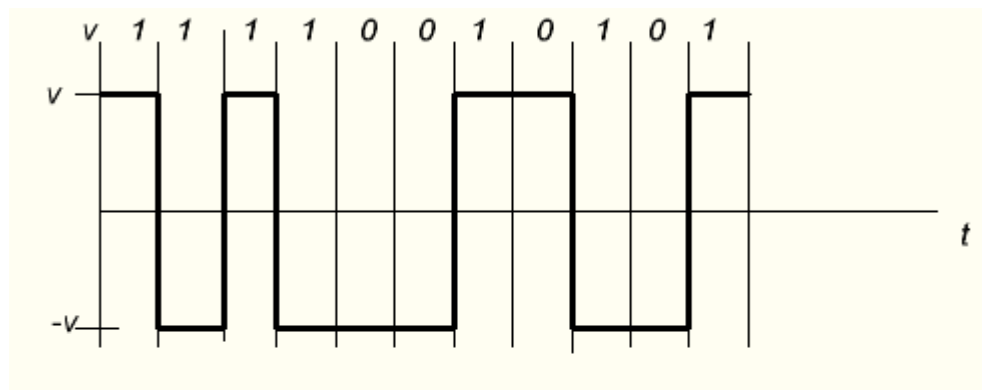


Рис 2.2.6 Реализация последовательности на выходе относительного кодера

Из рис 2.2.6 видно, что изменение уровня происходит при двойной единице. Следовательно, мы получили последовательность соответствующую последовательности, изображенной на рис 2.2.1,а пояснительной записки, т.е. код NRZ – М.

Работу относительного декодера для такой последовательности можно описать следующей математической формулой: $x_i^* = \overline{D_i^* \oplus D_{i-1}^*}$. (2.2.1)

Структурная схема имеет вид:



Рис 2.2.7 Схема декодера

На рис 2.2.7 представлена цифровая реализация системы. Здесь блоки 33, 35, 40 – это относительный декодер. Блок 33 – «сумматор по модулю два», 35 – элемент отрицания (т.е. инвертор), 40 – линия задержки. Параметры системы и работа схожи со схемой NRZ – S, различия только в элементе 35 (инверторе), поэтому не будем рассматривать подробно систему, а перейдем сразу к результату.

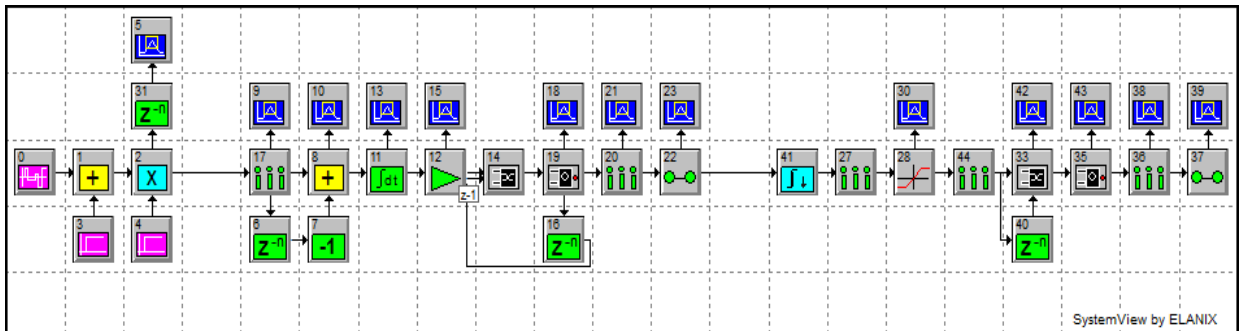


Рис 2.2.7 Цифровая модель NRZ – M

На рис 2.2.8 представлена последовательность на выходе демодулятора, а на рис 2.2.9 – последовательность с источника.

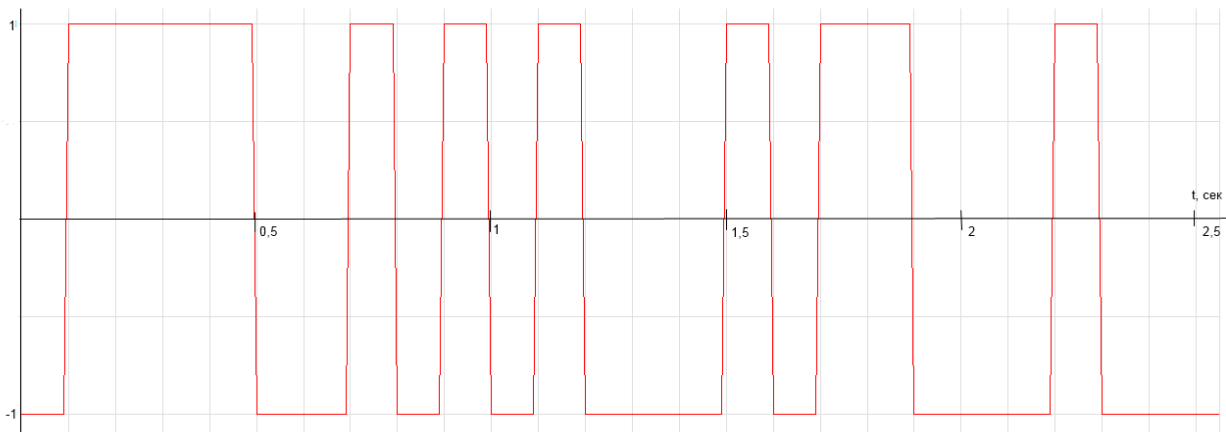


Рис 2.2.8 Последовательность на выходе демодулятора

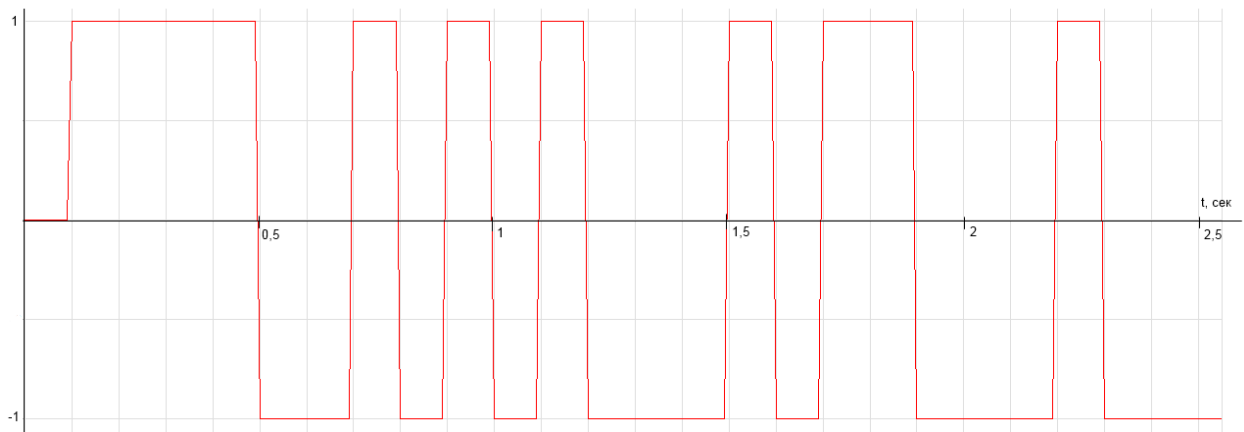


Рис 2.2.9 Последовательность, поступающая с источника

Различия последовательности на источнике и выходе демодулятора в начальный момент времени. На начальном участке появляется задержка. Длительность задержки составляет $T_b = 100\text{мс}$. Появление такой задержки связано с работой интегратора: продолжительность интегрирования составляет $T_b = 100\text{мс}$.

Кодовая последовательность NRZ – S

Кодовая последовательность NRZ – S является относительной кодовой последовательностью. Реализацию последовательность можно получить из реализации кодовой последовательность NRZ – L, изменение уровня происходит при двоичном нуле. Структурная схема формирователя кодовой последовательности аналогична схеме для кодовой последовательности NRZ – M. Относительный кодер последовательности – сумматор по модулю два(рис.2.2.10).



Рис.2.2.10 Структурная схема относительного кодера кода NRZ – S

При поступлении на вход формирователя потока рис.2.2,б на выходе формирователя, а именно относительного кодера, образуется реализация импульсной последовательности, изображенной на рис 2.0.2,б.

Для реализации кодовой последовательности NRZ – S разработана схема, которая изображена на рис 2.2.11. Эта схема состоит из источника потока бит(блоки 0, 1, 2, 3, 4), цифрового преобразования(блок 19), формирующего фильтра(блоки 6, 7, 8, 11, 12), и относительного кодера(блоки 14, 18, 21). Параметры источника

потока бит представлено в таблице П1.1, параметры преобразователя уровней и формирующего фильтра – П1.5, относительного кодера – П1.7.

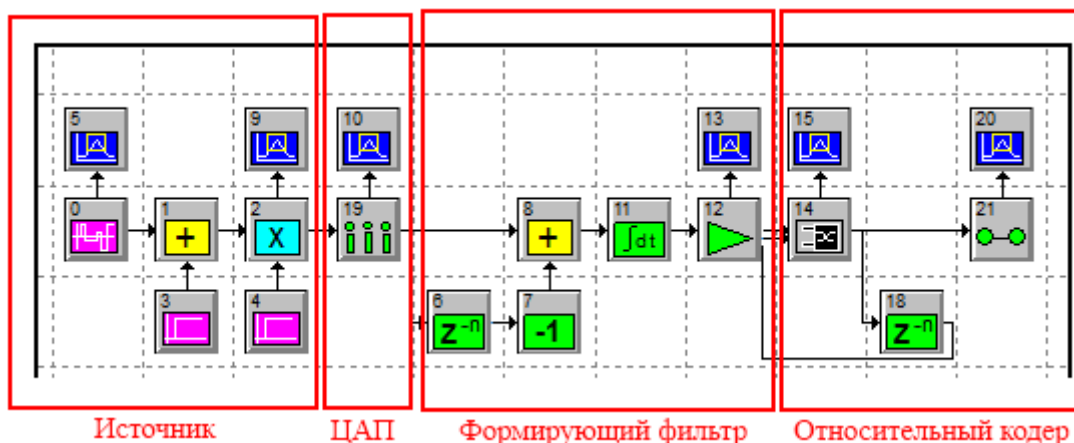
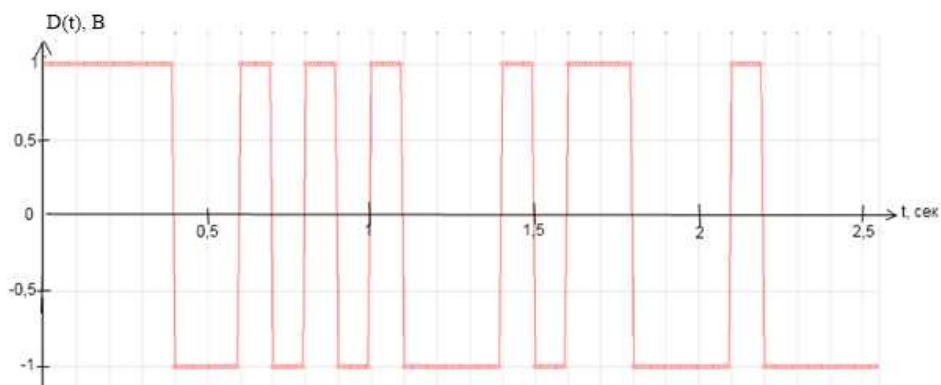


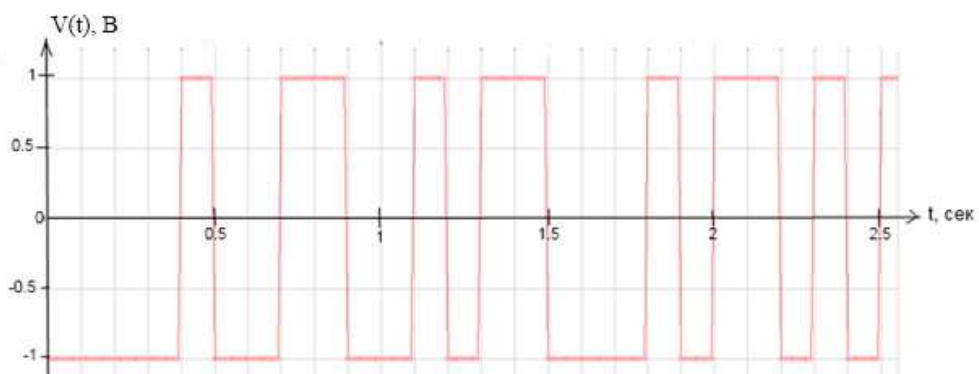
Рис 2.2.11 Схема реализации кодовой последовательности NRZ - S

Входная последовательность импульсов (выход элемента «0») изображена на рис 2.1.,а, на рис 2.1.4, б – реализация на выходе источника (элемента «2»), реализация на выходе преобразователя уровней – рис 2.1.4,в.

На рис.2.2.12,а изображена последовательность импульсов на выходе формирующего фильтра (выход элемента 12), на рис.2.2.12,б – последовательность импульсов на выходе относительного кодера, то есть изучаемая последовательность NRZ – S.



а)



б)

Рис 2.2.12 Последовательность на выходе формирующего фильтра

В результате моделирования получили следующую реализацию:

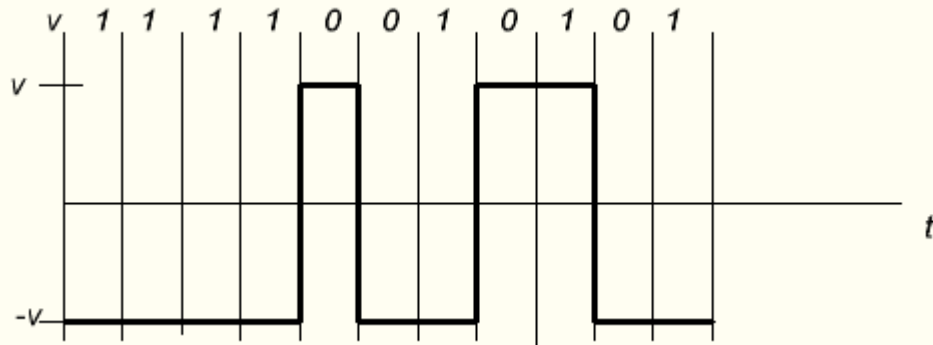


Рис 2.2.13 Реализация последовательности на выходе формирователя

Из рис 2.2.13 видно, что изменение уровня происходит при двоичном нуле. Следовательно, получили последовательность соответствующую последовательности, изображенной на рис.2.2.1,б, т.е. код NRZ – S.

Работу относительного декодера для такой последовательности можно описать следующей математической формулой: $x_i^* = D_i^* \oplus D_{i-1}^*$ (2.2.2)

Структурная схема такого относительного декодера выглядит следующим образом:

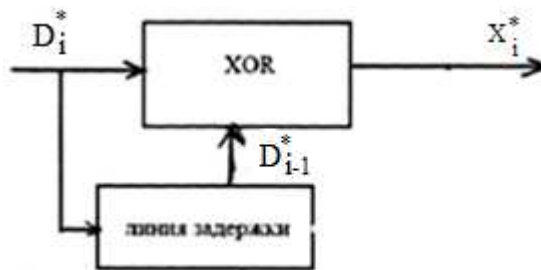


Рис 2.2.14 Схема декодера

Последовательность D_i^* с выхода ПУ поступает на линию задержки, далее задержанные импульсы D_{i-1}^* и импульсы D_i^* складываются в «сумматоре по модулю два» и образуется искомый результат декодирования.

На рис 2.2.15 представлена цифровая реализация кодовой последовательности NRZ – S. Демодулятор состоит из блоков 33, 21, 23, 26, 27, 28. Относительный кодер включает в себя блоки 26, 27, 28. Блок 26 представляет собой «сумматор по модулю два», блок 27 – линия задержки. Параметры блоков представлены на рис 2.2.16.

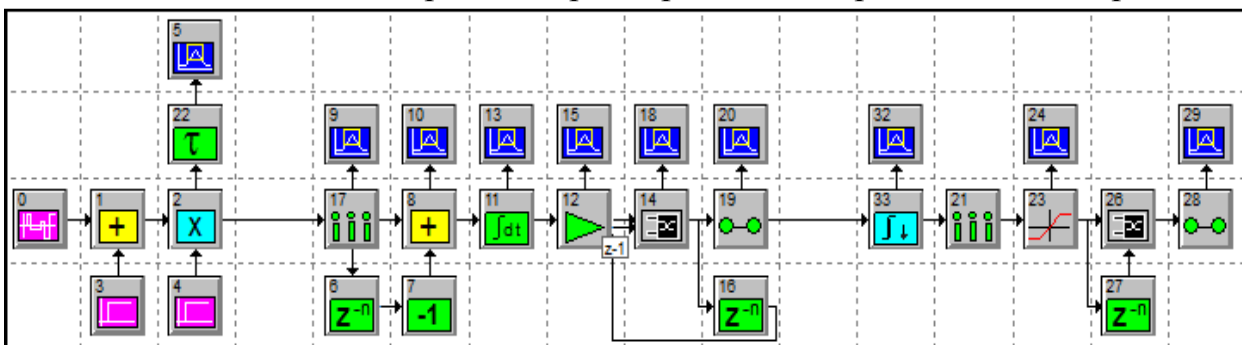


Рис 2.2.15 Цифровая схема последовательности NRZ – S

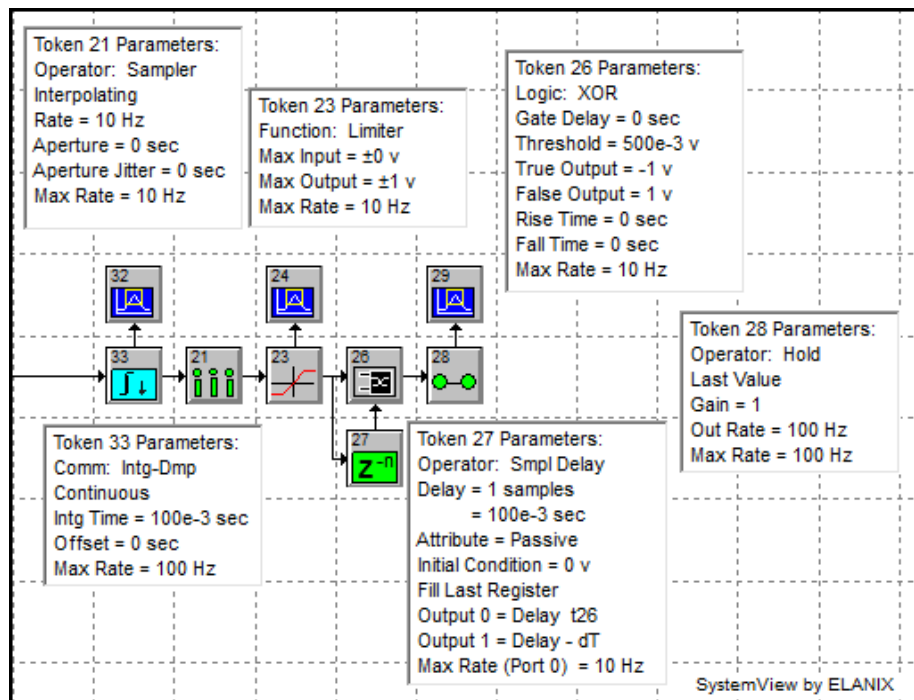


Рис 2.2.16 Параметры схемы

Последовательность D с выхода модулятора поступает на интегратор (рис 2.2.17).

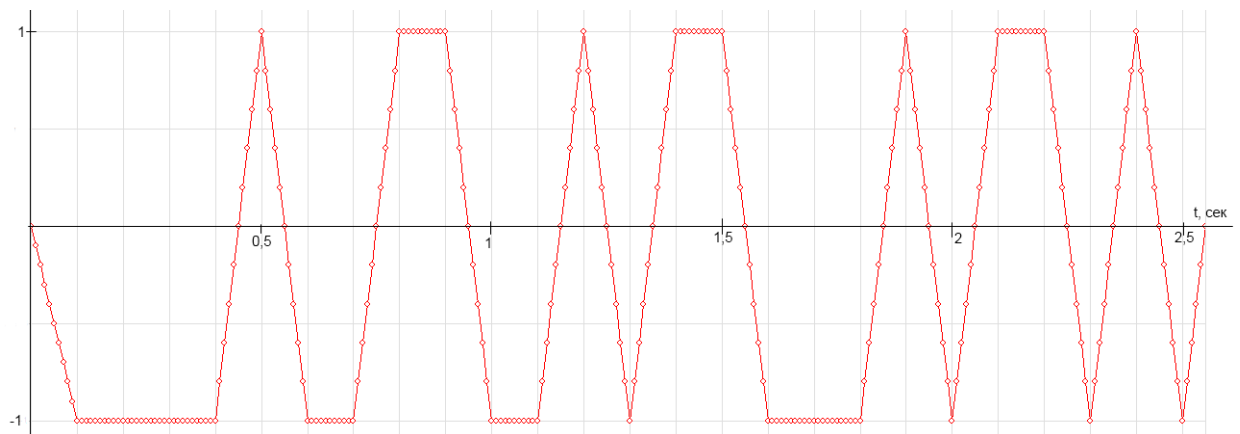


Рис 2.2.17 Последовательность на интеграторе

Далее эта последовательность поступает на элемент взятия отсчетов. Где из последовательности на рис 2.2.17, берутся отсчеты в моменты времени $t_i = kT_b$ ($T_b = 100$ мс). После взятия отсчетов последовательность поступает на пороговое устройство (рис 2.2.18).

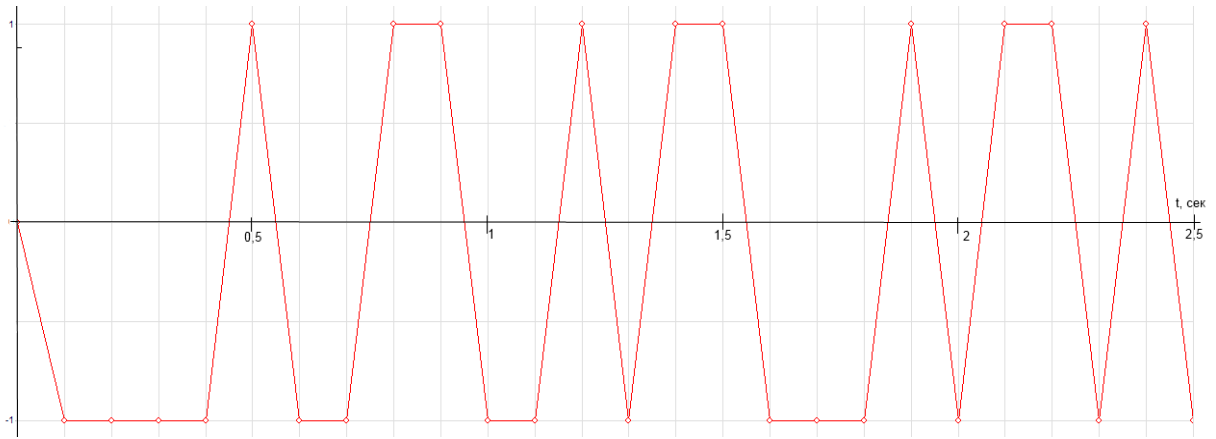


Рис 2.2.18 Последовательность на выходе порогового устройства

Далее в элементе 28 hold (рис 2.2.15) формируется последовательность, которая является искомым решением задачи демодуляции (рис 2.2.19).

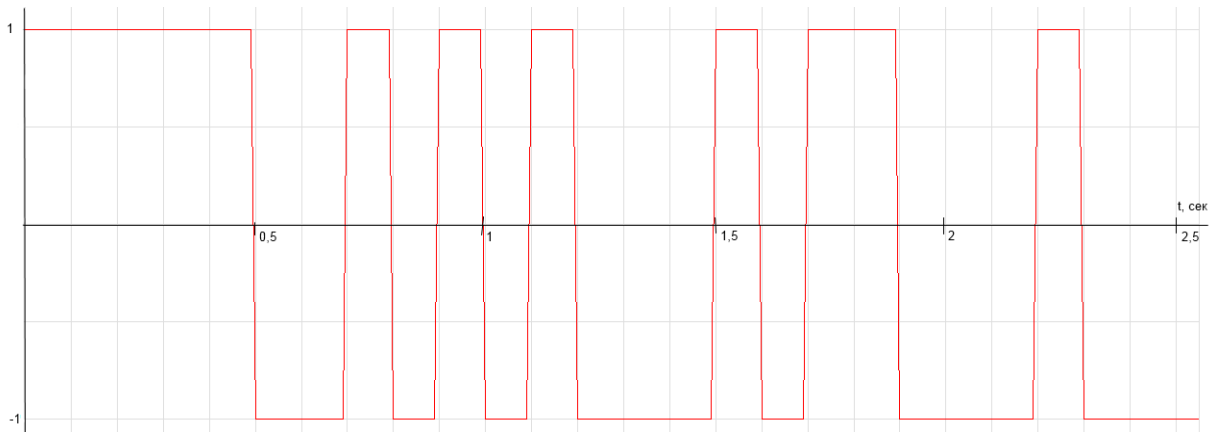


Рис 2.2.19 Последовательность на выходе демодулятора

Сравним последовательность на выходе источника и на выходе демодулятора (рис 2.2.21).

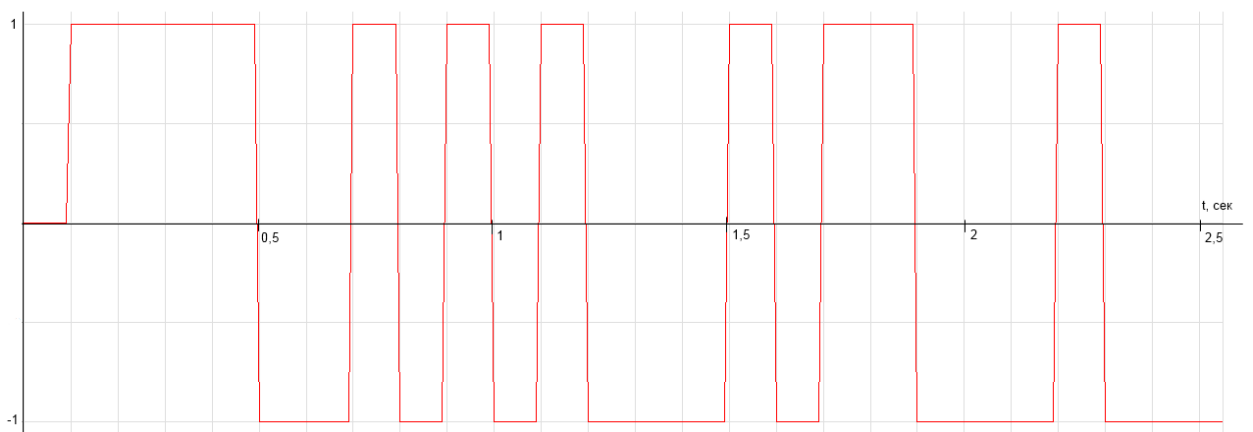


Рис 2.2.21 Последовательность на выходе источника

Последовательности на источнике и выходе демодулятора различаются, только в начальный момент времени. На начальном участке появляется задержка.

Длительность задержки составляет $T_b = 100\text{мс}$. Появление такой задержки связано с работой интегратора: продолжительность интегрирования составляет $T_b = 100\text{мс}$

2.3 Модели модулятора и демодулятора трёхуровневых последовательностей

На рис 2.3.1 изображены трёхуровневые последовательности биполярная – RZ, RZ – AMI. Среди них биполярная – RZ абсолютная кодовая последовательность, а RZ – AMI относительная.

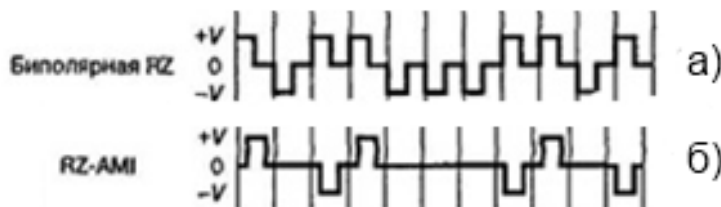


Рис 2.3.1 Трёхуровневые последовательности

Кодовая последовательность биполярная - RZ

Реализация кодовой последовательности биполярная RZ (рис.2.3.1,а) может быть получена из реализации $a(t)$ (рис.2.2,б) при задании операторного коэффициента формирующего фильтра в виде (2.2).

При этом на выходе формирующего фильтра образуются импульсы прямоугольной формы (рис 2.3.2) с расщепленной фазой следующего вида:

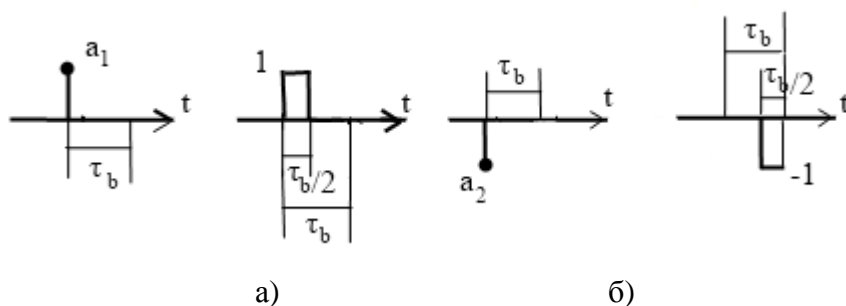


Рис 2.3.2 Импульсы на выходе формирующего фильтра

При поступлении на вход формирующего фильтра потока бит рис.2.0.3,в с выхода преобразователя уровней, на выходе ФФ образуется реализация импульсной последовательности, изображенной на рис.2.3.1, а.

Для реализации кодовой последовательности биполярная – RZ разработана схема, которая изображена на рис 2.3.3. Эта схема состоит из источника потока бит(блоки 0, 1, 2, 3, 4), цифрового преобразования(блок 14), формирующего фильтра(блоки 6, 7, 8, 11, 12, 17, 18). Параметры источника потока бит представлены в П1.1, а преобразователя уровней и формирующего фильтра в П1.4.

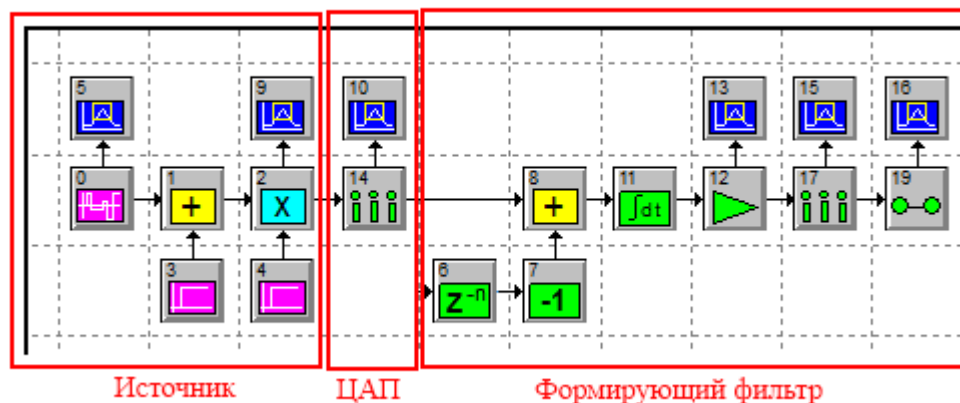


Рис 2.3.3 Схема реализации кодовой последовательности биполярная – RZ

Входная последовательность импульсов (выход элемента «0») изображена на рис.2.1.4,а, на рис.2.1.4, б – реализация на выходе источника (элемента «2»), реализация на выходе ЦАП – рис 2.1.4,в.

На рис.2.3.4 изображена последовательность на выходе формирующего фильтра(выход элемента 18), то есть изучаемая нами последовательность.

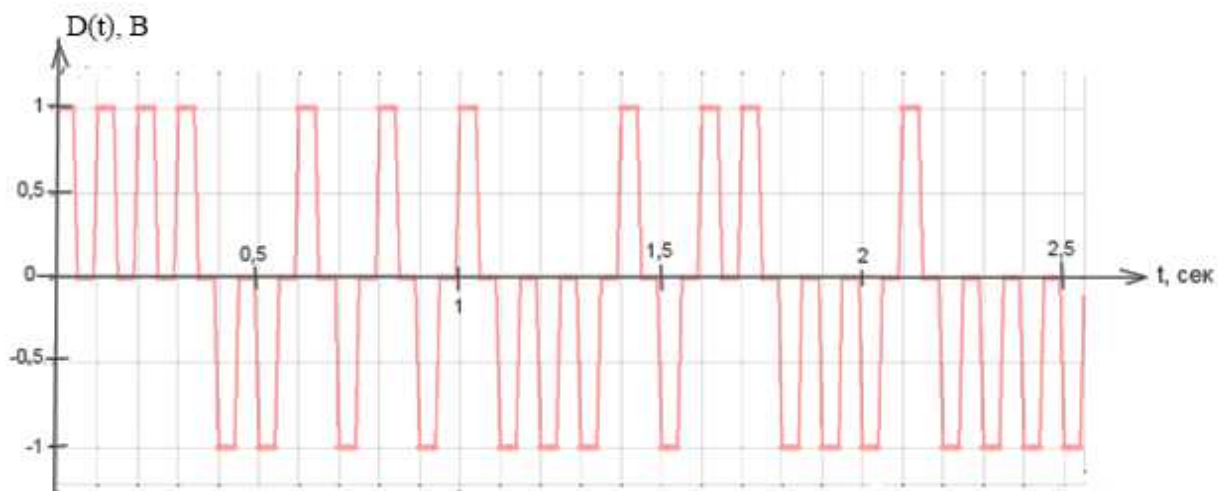


Рис 2.3.4 Последовательность импульсов на выходе формирующего фильтра

В результате моделирования получили следующую реализацию:

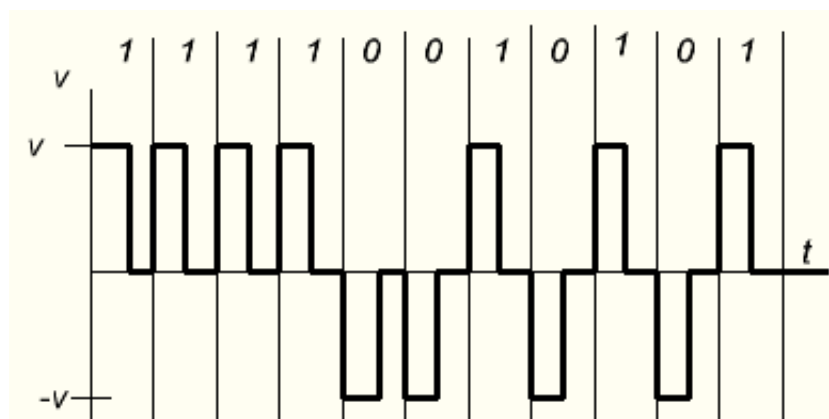


Рис 2.3.5 Реализация последовательности на выходе формирующего фильтра

Из рис 2.3.5 видно, что единицы и нули представлены импульсами противоположенных уровней с длительностью равной половине ширины бита. Получили такую же последовательность как на рис.2.3.1,а, т.е. биполярную – RZ.

Цифровая реализация демодулятора последовательности изображена на рис 2.3.6. Здесь, блок 31 – интегратор со сбросом, 37 – элемент задержки, 33 – элемент взятия отсчетов, 22 – пороговое устройство, 23 – элемент hold. Параметры системы изображены на рис 2.3.7.

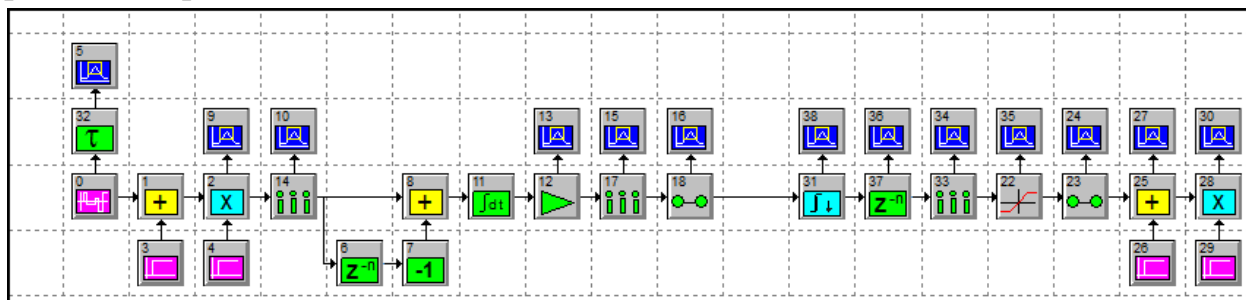


Рис 2.3.6 Цифровая схема биполярной – RZ

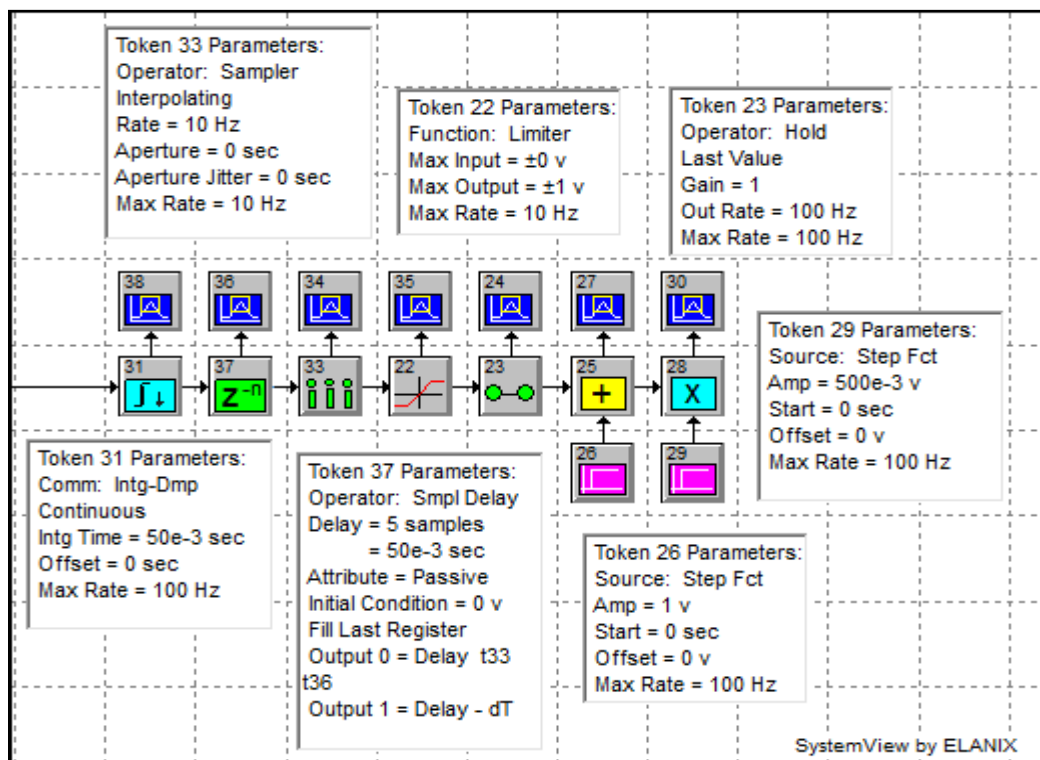


Рис 2.3.7 Параметры схемы

Последовательность на выходе интегратора изображена на рис 2.3.8.

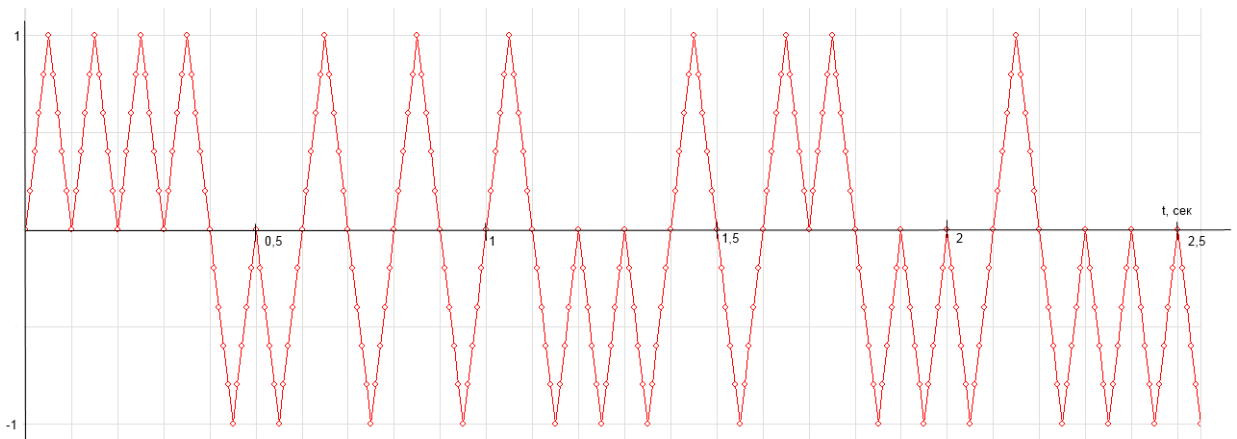


Рис 2.3.9 Последовательность после интегратора

Далее эта последовательность поступает на элемент взятия отсчетов. Где из последовательности на рис 2.3.9, берутся отсчеты в моменты времени $t_i = kT_b$ ($T_b = 100\text{мс}$). После взятия отсчетов последовательность поступает на пороговое устройство (рис 2.3.10).

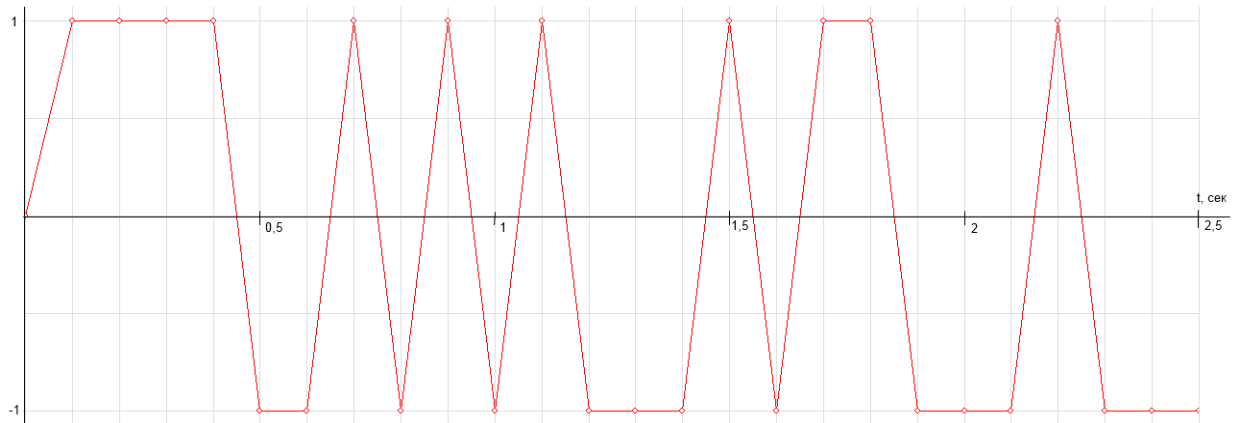


Рис 2.3.10 Последовательность на выходе ПУ

Далее с помощью элемента hold и дополнительных манипуляций получается искомая последовательность.

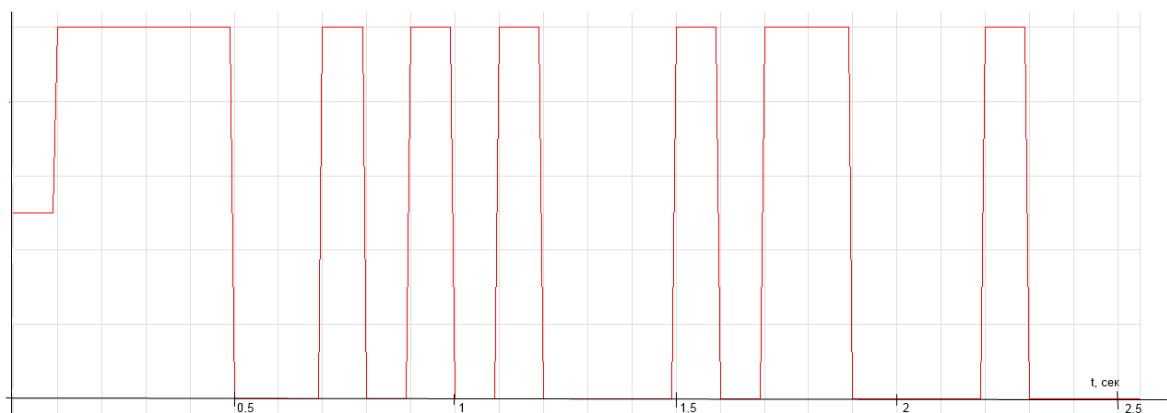


Рис 2.3.11 Последовательность на выходе демодулятора

Последовательности на источнике и выходе демодулятора различаются, только в начальный момент времени. На начальном участке появляется задержка.

Длительность задержки составляет $T_b = 100\text{мс}$. Появление такой задержки связано с работой интегратора: продолжительность интегрирования составляет $T_b = 100\text{мс}$.

Кодовая последовательность RZ – AMI

Кодовая последовательность RZ – AMI (рис.2.3.2, б) является относительной кодовой последовательностью. Единицы представлены импульсами равных амплитуд с чередующимися полярностями, а ноль – отсутствием импульсов. Этот процесс можно осуществить с помощью относительного кодера.

Формирователь кодовой последовательности представлен в виде устройства на рис 2.2. Формирующий фильтр описывается формулой (2.2), а относительный кодер имеет более сложную структурную схему. На рис 2.3.11 изображена структурная схема относительного кодера. Здесь в элементе «накопитель» происходит накопление «1», а в элементе «сравнение» происходит сравнение пришедших на его вход значений потока бит, т.е. «1» и «0». Если с выхода накопителя приходит «1», то на выходе элемента «сравнение» будет «1», если приходит «0», то – «-1». Далее происходит перемножение значений с источника битового потока, и на выходе умножителя получаем последовательность, изображенную на рис.2.3.1,б.

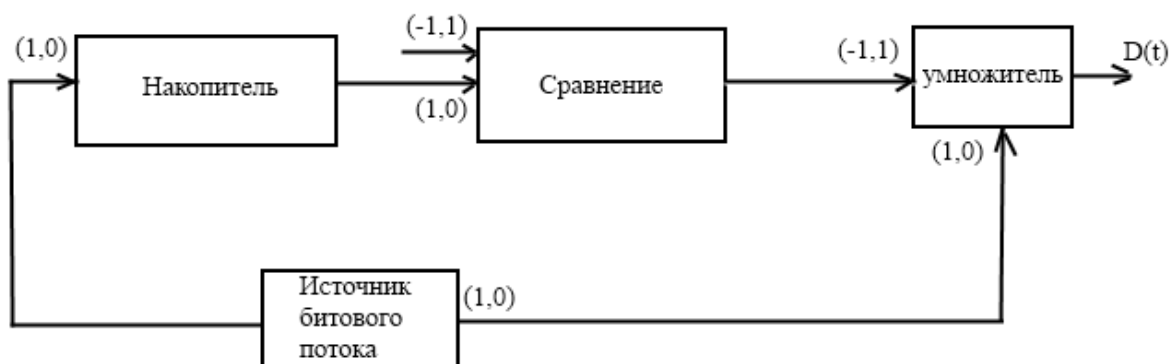


Рис 2.3.12 Структурная схема относительного кодера

На выходе относительного кодера образуются импульсы следующего вида:

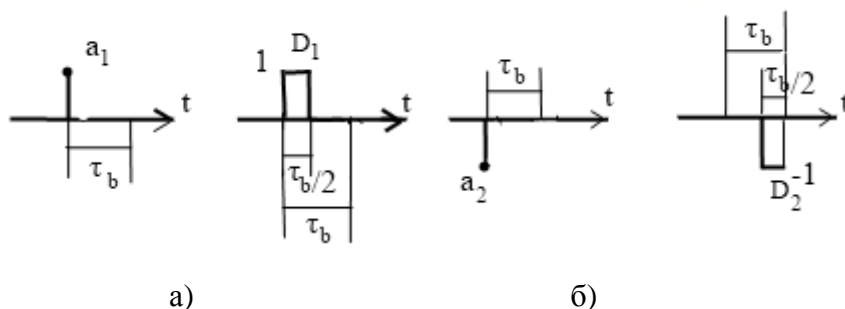


Рис 2.3.13 Импульсы на выходе формирующего фильтра а) нечётная «1», б) чётная «1»

При поступлении на вход формирующего фильтра потока бит рис.2.0.3,б с выхода преобразователя уровней, на выходе относительного кодера образуется реализация импульсной последовательности, изображенной на рис.2.3.1,б.

Для реализации кодовой последовательности RZ – AMI разработана схема, изображенная на рис 2.3.14. Эта схема состоит из источника потока бит (блок 0), цифрового преобразования (блок 2), относительного кодера (блоки 5,6,7,8,9,11,12,27), формирующего фильтра (блоки 13,14,15,16,17,21,29,23). Параметры элементов представлены в П1.8.

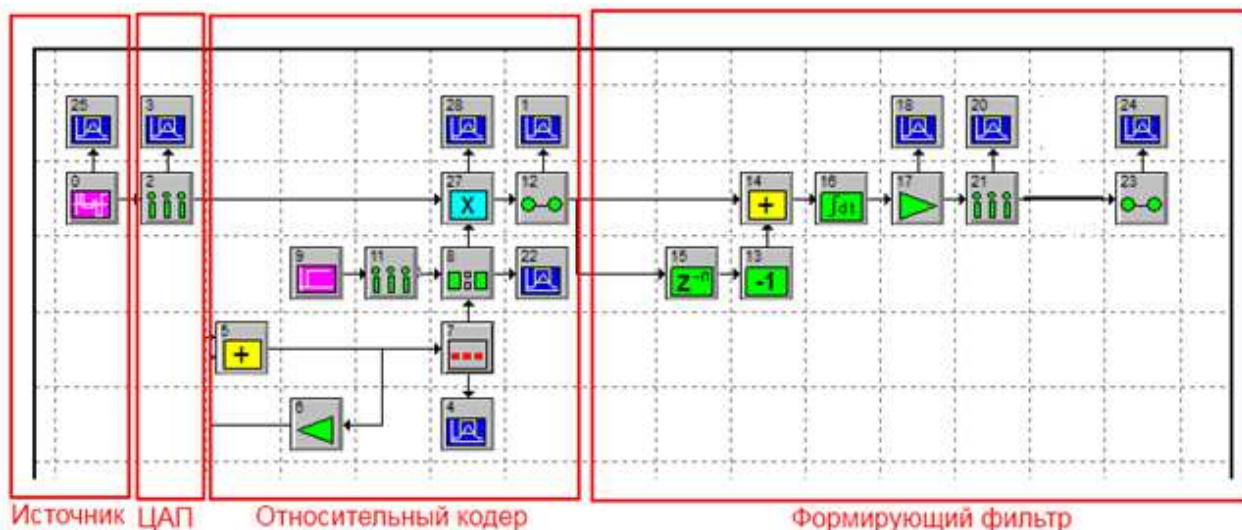


Рис 2.3.14 Схема реализации формирователя кодовой последовательности RZ – AMI

Реализация на выходе источника (элемент «0») приведена на рис 2.3.15.

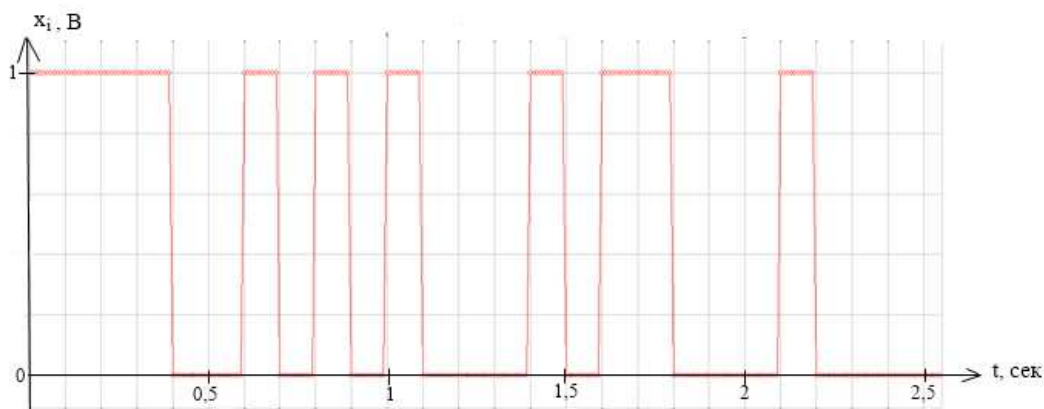


Рис 2.3.15 Входной битовый поток

На рис 2.3.16 изображена последовательность на выходе преобразователя уровней (элемент 2).

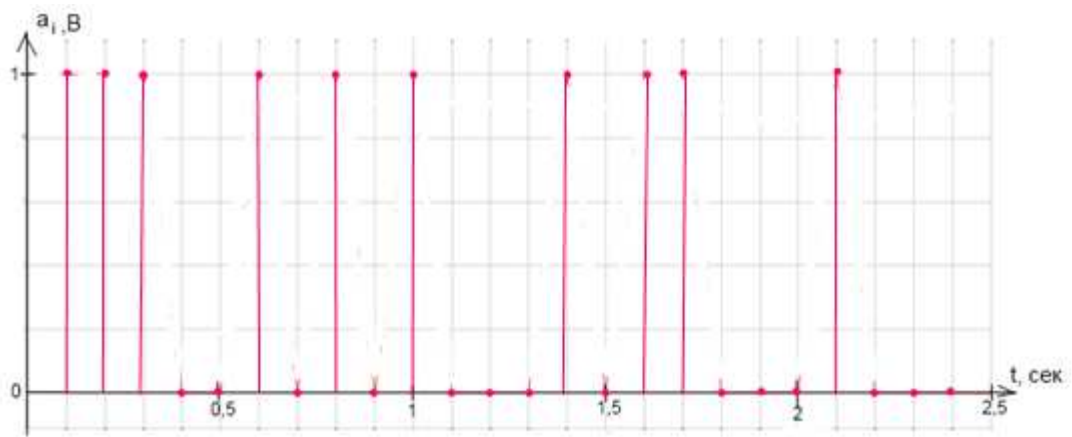


Рис 2.3.16 Реализация последовательности потока бит a_i на выходе преобразователя уровней

На рис. 2.3.17 изображена последовательность импульсов на выходе формирующего фильтра (элемент 23), эта последовательность так же является последовательностью на выходе формирователя.

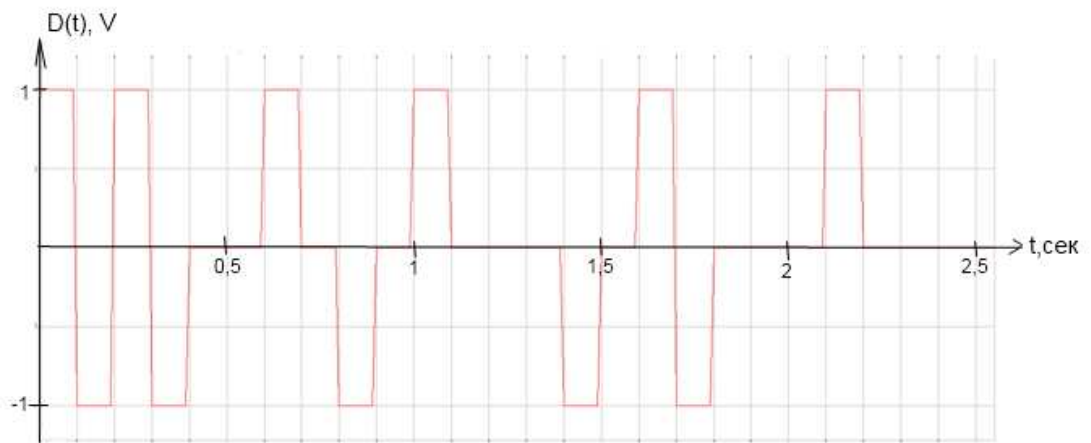


Рис 2.3.17 Реализация последовательности на выходе формирователя

В результате получаем следующую последовательность:

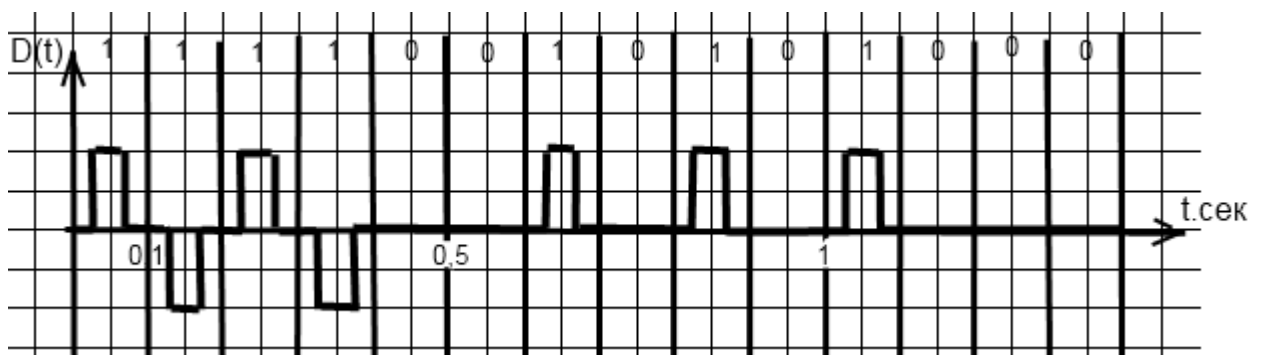


Рис.2.3.18 Реализация последовательности на выходе формирователя

Из рис.2.3.18 видно, что единицы представлены импульсами равных амплитуд с чередующимися полярностями, а ноль – отсутствием импульсов. Это соответствует кодовой последовательности RZ – AMI, изображенной на рис.2.3.1,б

На рис 2.3.19 изображена цифровая реализация демодулятора последовательности. Параметры схемы приведены на рис 2.3.20. В данной схеме блок 37 – интегратор, 49 – элемент задержки, который нужен для того, чтобы отсчеты в дальнейшем брались в правильный момент времени, блок 28 – элемент взятия отсчетов, 31 – пороговое устройство, 31 – элемент взятия модуля (благодаря которому получается нужная последовательность), блок 32 – элемент hold, для формирования последовательности.

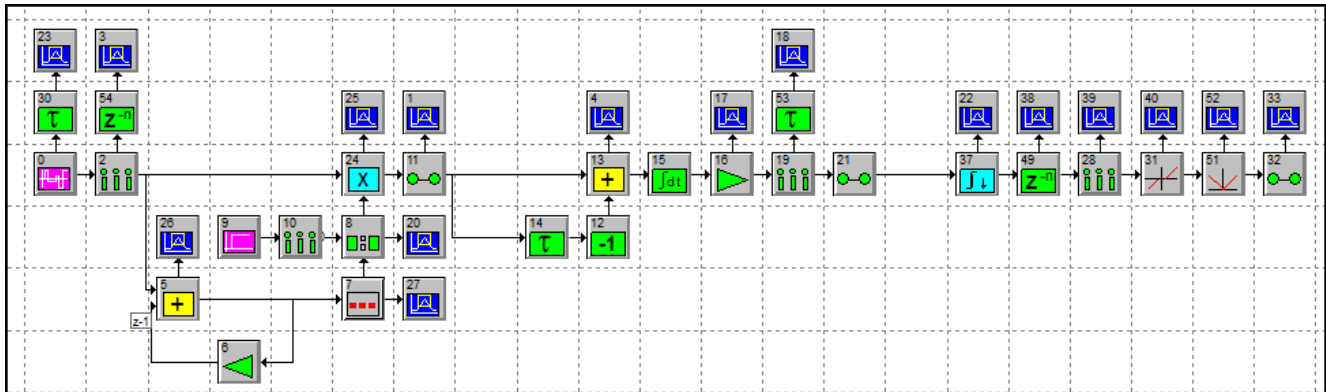


Рис 2.3.19 Цифровая схема демодулятора последовательности RZ – АМІ

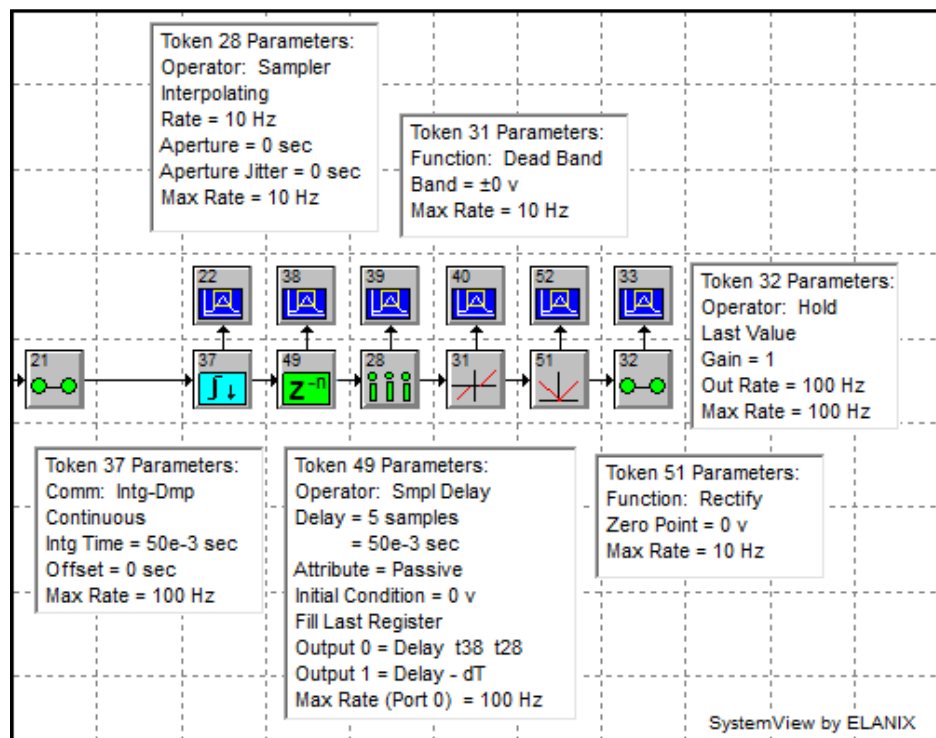


Рис 2.3.20 Параметры схемы

Последовательность с модулятора поступает на интегратор.

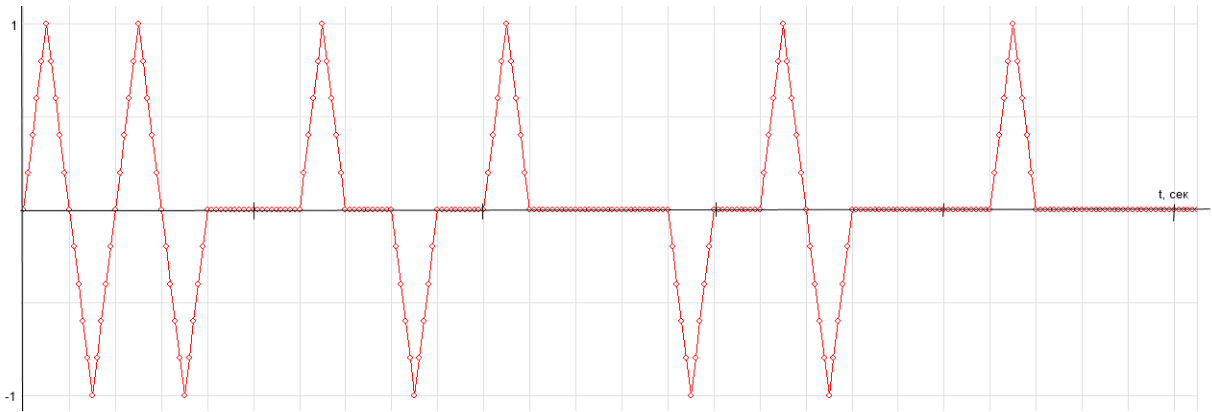


Рис 2.3.21 Последовательность после интегратора

Далее эта последовательность поступает на элемент взятия отсчетов. Где из последовательности на рис 2.3.21, берутся отсчеты в моменты времени $t_i = kT_b$ ($T_b = 100\text{мс}$). После взятия отсчетов последовательность поступает на пороговое устройство (рис 2.3.22).

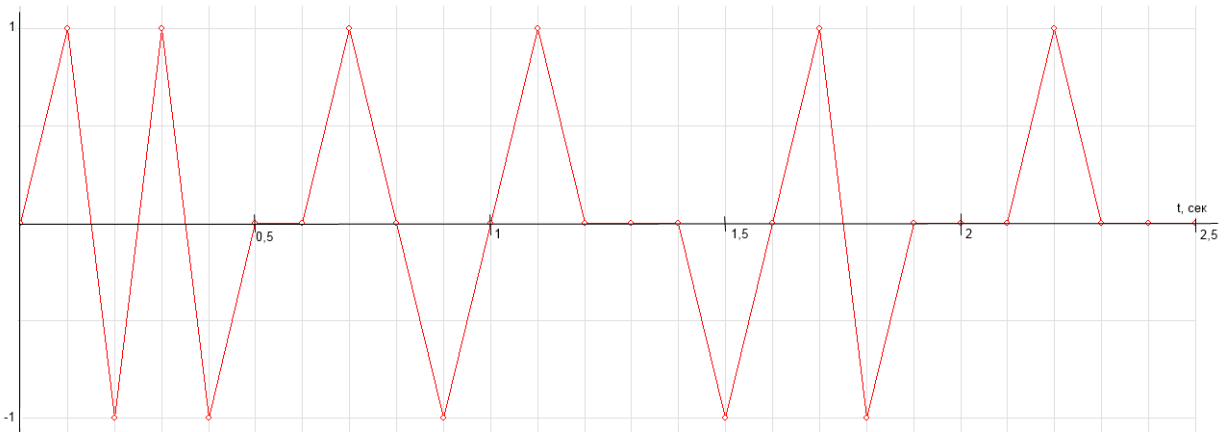


Рис 2.3.22 Последовательность на выходе ПУ

Далее с помощью элемента взятия модуля и hold формируется последовательность на выходе демодулятора.

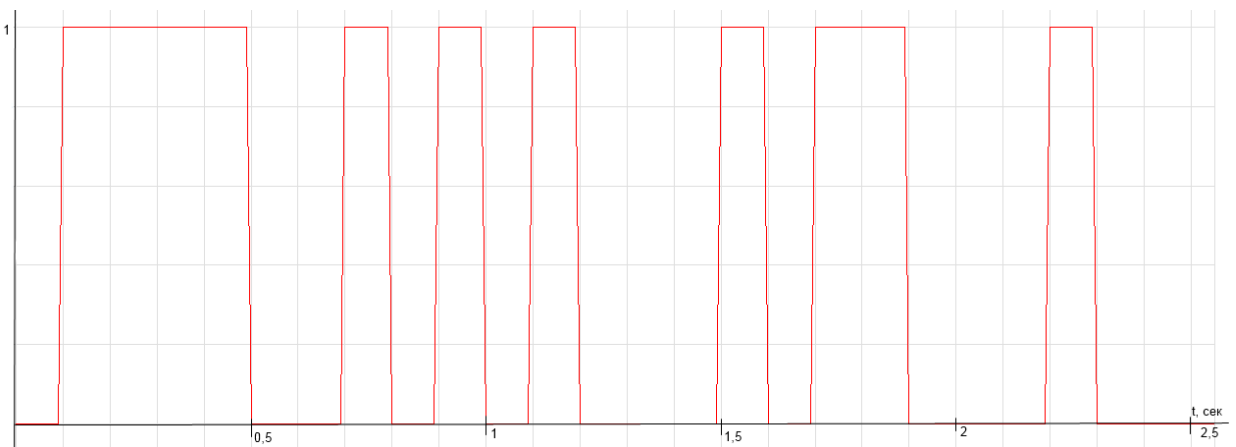


Рис 2.3.23 Последовательность на выходе демодулятора

Последовательности на источнике и выходе демодулятора различаются, только в начальный момент времени. На начальном участке появляется задержка. Длительность задержки составляет $T_b = 100\text{мс}$. Появление такой задержки связано с работой интегратора: продолжительность интегрирования составляет $T_b = 100\text{мс}$.

Убедившись в правильности работы составленных моделей, рассмотрим влияние шума на них.

2.4 Расчет зависимости BER от отношения сигнал – шум

Для расчета зависимости проведем статистический эксперимент. Результаты эксперимента сведены в таблицы (П2.1...6) и представлены на графиках (рис 2.4.2...2.4.6).

Полученные результаты сравним с теоретическими зависимостями, построенными по формулам:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.4.1)$$

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.4.2)$$

$$P_b = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.4.3)$$

Формула (2.4.1) используется для построения BER полярного сигнала, а (2.4.2) – униполярного сигнала, формула (2.4.3) – для расчета BER относительных кодовых последовательностей (NRZ – S, NRZ – M, RZ – AMI).

Последовательность NRZ – L

На рис 2.4.1 приведена схема для расчета зависимости BER от отношения сигнал/шум. Рассматриваемая схема состоит из передающей части: источник (элементы 0, 1, 3, 4, 2, 30), преобразователь уровней (элемент 14), формирующего фильтра (элементы 5,7, 8, 11, 12, 15); канала с шумом; приемной части: демодулятор (элементы 27, 21, 22, 23). Параметры составляющих схемы были рассмотрены выше.

Схема на рис 2.4.1 дополняется блоком расчета ошибок. Компаратор (элемент 35) сравнивает соответствующие отсчеты с источника и отсчеты на выходе демодулятора. Элемент 39 (Final value) выводит общее количество символов и число ошибочных символов. Результаты эксперимента приведены в таблице П2.1 и на графике 2.4.2. Обозначения принятые в таблице: N_0 – односторонняя спектральная плотность шума, N_Σ – общее количество символов, $N_{\text{ош,ср}}$ – количество ошибочных символов. E_b - значения средней энергии на символ.

Расчёт значения E_b :

$$E_b = A^2 T = 10^{-1} \text{ Вт} \times \text{с}.$$

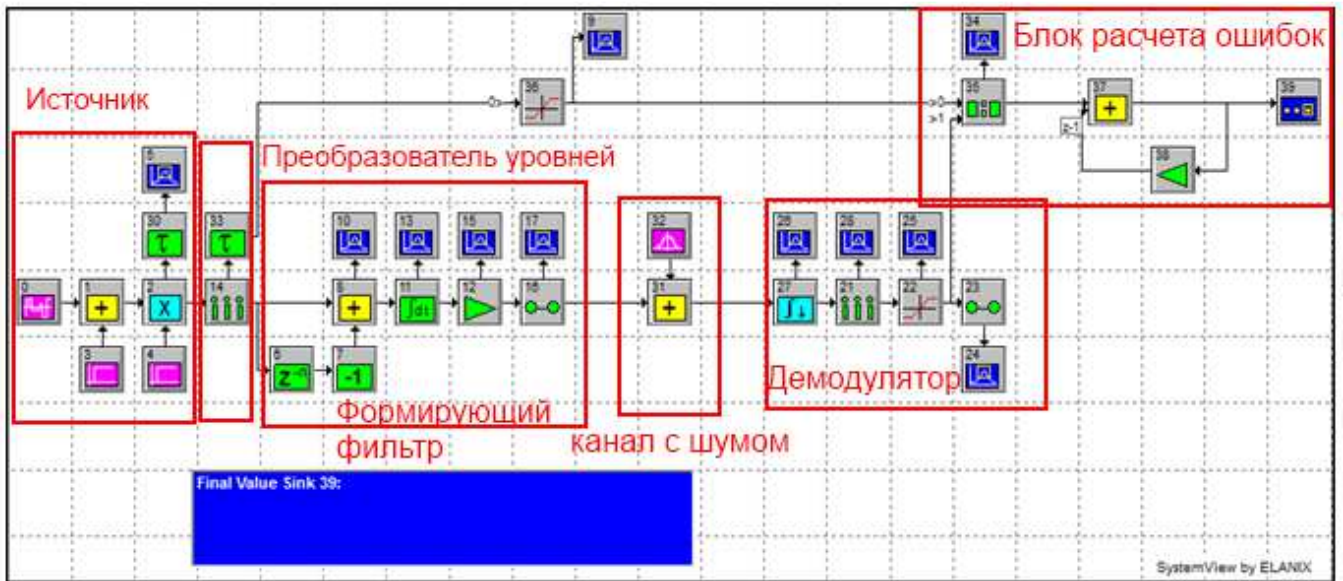


Рис 2.4.1 Схема статистического эксперимента для последовательности NRZ – L

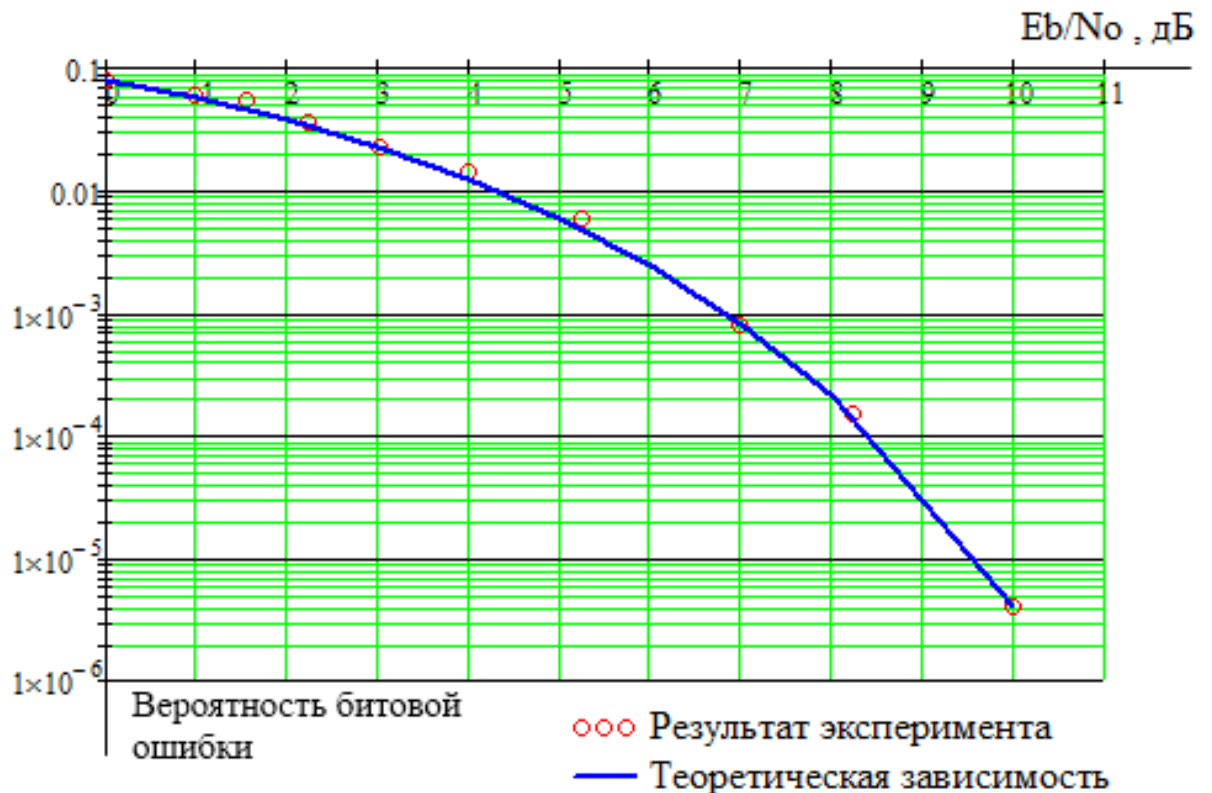


Рис 2.4.2 Вероятность появления ошибочного бита при передаче сигнала в кодировке NRZ – L

Как видно из рис 2.4.2 теоретическая зависимость, построенная по формуле (2.4.1) и полученная в результате эксперимента совпадают. Значит, рассматриваемая схема практически обеспечивает потенциально достижимую помехоустойчивость. Так как схемы демодуляторов рассмотрены в пункте 2.1...2.3 главы, а схемы вычисления ошибок одинаковы, то далее представлены только результаты эксперимента.

Последовательности NRZ – М и NRZ – S

На рис 2.4.3 изображена зависимость вероятности P_b битовой ошибки от отношения сигнал/шум. Из графиков видно, что для обоих сигналов ИКМ с относительным кодированием результат одинаков. Теоретическая зависимость, рассчитанная по формуле (2.4.2), и полученная в результате моделирования, совпадают, значит BER близко к потенциально достижимой.

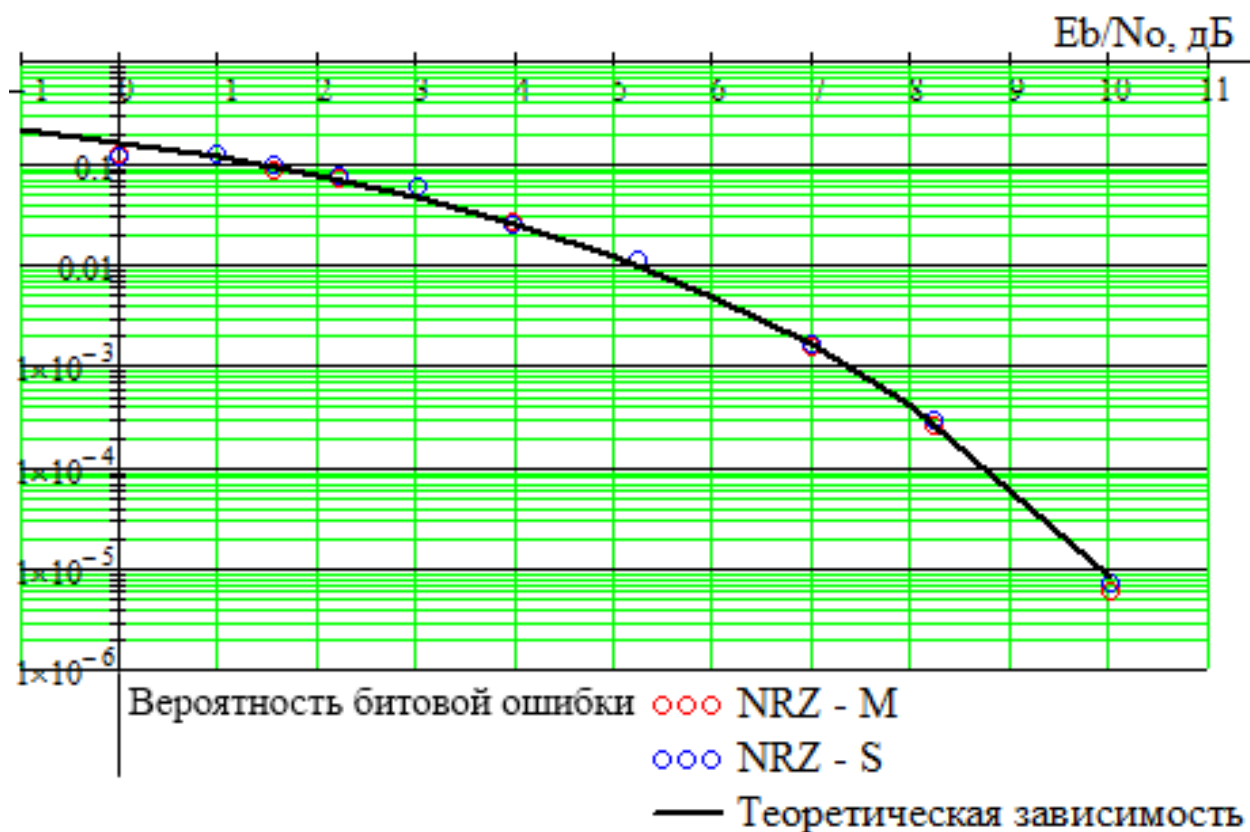


Рис 2.4.3 Вероятность появления ошибочного бита при передаче сигнала в кодировке NRZ – М и NRZ – S

Последовательность биполярная – RZ

На рис 2.4.4 изображен график вероятности появления битовой ошибки при различных отношениях сигнал/шум. Длительность одного импульса в 2 раза меньше длительности одного импульса кодовых последовательностей NRZ .

Из графика видно полученная зависимость, рассчитанная по формуле (2.4.2) близка к теоретической, значит значение BER близко к потенциально достижимой.

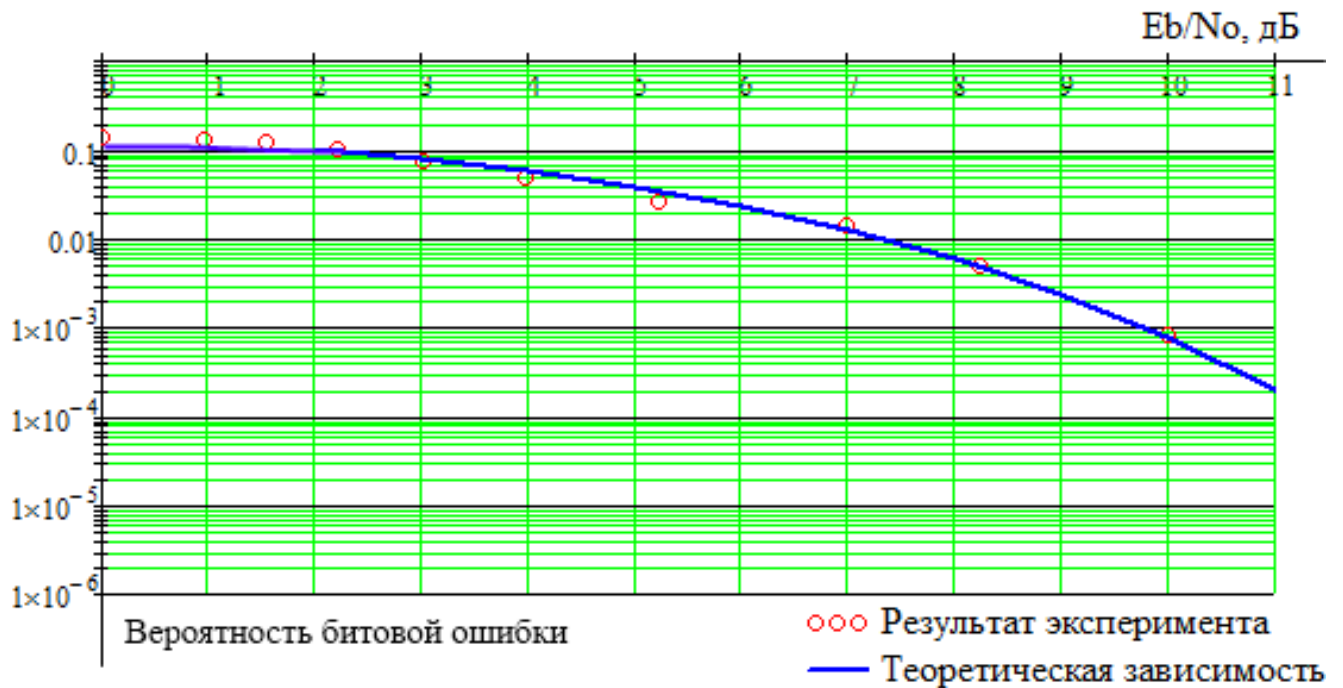


Рис 2.4.4 Вероятность появления ошибочного бита при передаче сигнала в кодировке биполярная – RZ

Последовательность униполярная – RZ

На рис 2.4.5 изображена зависимость вероятности появления ошибочного бита при различных значениях сигнал/шум. Длительность одного импульса в 2 раза меньше длительности одного импульса кодовых последовательностей NRZ.

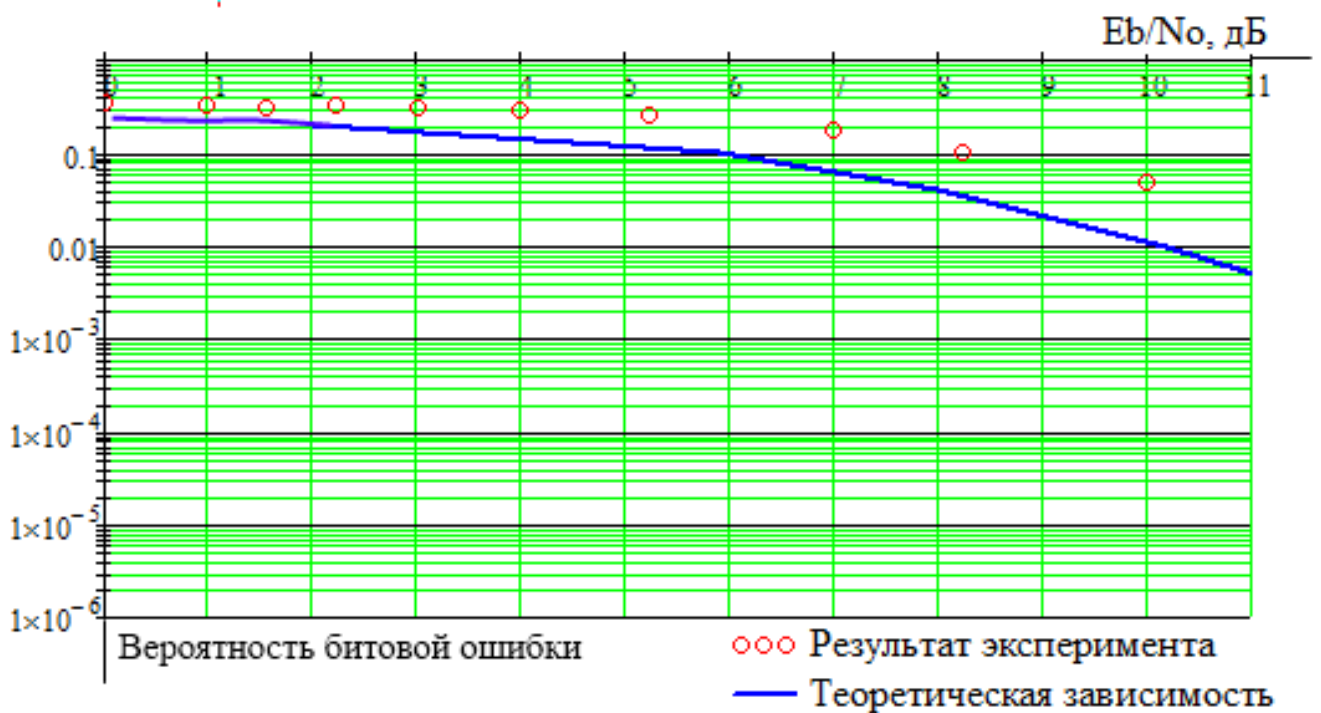


Рис 2.4.5 Вероятность появления ошибочного бита при передаче сигнала в кодировке униполярная – RZ

Результаты моделирования отличаются от рассчитанной по формуле (2.4.3) зависимости примерно на 2,8 дБ. Последовательность менее устойчива к шумам, чем последовательности NRZ.

Последовательность RZ – AMI

На рис 2.4.6 изображена графическая зависимость появления ошибочного бита при различных отношениях сигнал/шум. Длительность одного импульса в 2 раза меньше длительности одного импульса кодовых последовательностей NRZ.

Как видно из графика вероятность появления ошибочного бита велика. Результаты моделирования отличаются от рассчитанной по формуле (2.4.3) зависимости примерно на 3,8 дБ. Последовательность менее устойчива к шумам, чем последовательности NRZ.

Последовательность самая чувствительная к шумам (среди изученных кодовых последовательностей).

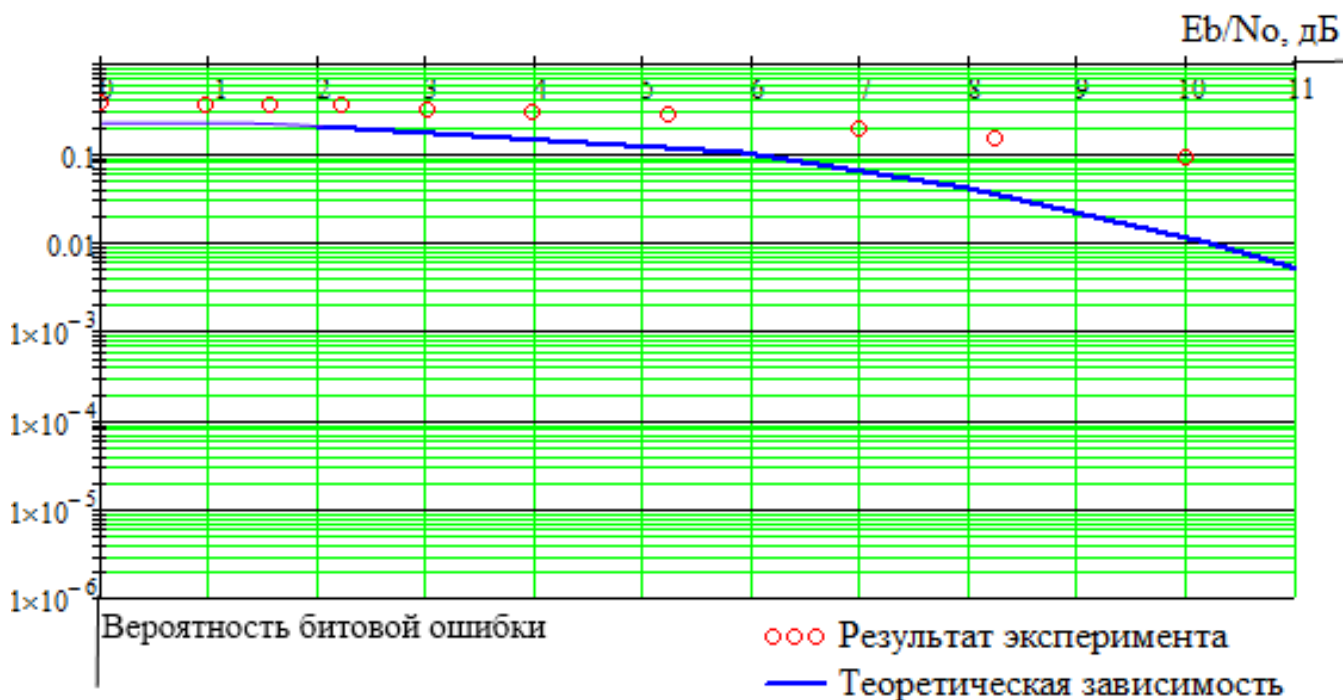


Рис 2.4.6 Вероятность появления ошибочного бита при передаче сигнала RZ – AMI

На основании полученных результатов можно сделать следующий вывод:

1. Параметры помехоустойчивости сигналов NRZ и биполярная – RZ близки к потенциально достижимым.
2. Наименьшая вероятность появления ошибочного бита при передаче сигнала достигается при использовании кодовой последовательности NRZ – L, наивысшая – последовательность RZ – AMI.
3. Системы, использующие сигнал кодировки RZ – AMI, самые неустойчивые к шумам. Кроме того последовательность RZ – AMI обладает более

широким спектр. Сигналы с более широкой полосой требуют больших затрат частотного ресурса.

В этой главе разработаны математические и цифровые модели модуляторов и демодуляторов кодов канала, проверена правильность полученных моделей. Так же получены BER для различных кодовых последовательностей, этот результат получен при идеальной СТС.

3 Построение математической и цифровой моделей системы временной синхронизации

Тактовая частота может поступать в приемник различными способами: непрерывно по отдельному выделенному каналу, периодически в перерывах между информационными символами или непосредственно в спектре информационного сигнала.

Тактовая частота передатчика может передаваться в приемник с помощью специально выбранного типа модулирующего сигнала. В [5] показано, что бинарный униполярный цифровой сигнал с возвратом к нулю (RZ - сигнал) содержит в своем спектре составляющую на тактовой частоте в явном виде. Следовательно, эта составляющая может быть выделена в приемнике из общего спектра демодулированного сигнала с помощью узкополосного фильтра. Очевидно, что в этом случае облегчается задача обеспечения синхронизации демодулированного сигнала ИКМ.

Задача схем тактовой синхронизации - обеспечивать совпадение тактовых частот с точностью до фазы в условиях неопределенного времени появления сигналов тактовой частоты.

3.1 Алгоритм работы оптимального устройства тактовой синхронизации.

Рассмотрим оптимальный метод (по критерию максимума правдоподобия) поиска правильного момента времени взятия отсчетов в демодуляторе. Материал написан на основе [2,4]. Введем следующие допущения:

- 1) Временные флуктуации τ потока двоичных символов на входе приемника распределены равномерно на интервале $0 \leq \tau \leq T$,
- 2) На интервале наблюдения KT , равном постоянной времени, сдвиг постоянен,
- 3) Поток символов принимается на фоне аддитивного гауссовского шума с дисперсией σ^2 .

Будем осуществлять поиск на интервале T длительности каждого двоичного символа n отсчетов. В результате получим отсчетные значения x_{ij} , т. е. i - й отсчет из j - го символа, где $1 \leq i \leq n$, $1 \leq j \leq K$. Далее будем квантовать

временной сдвиг τ так, что $\tau_m = \frac{mT}{n}$. Отсчеты сигнала в пределах длительности одного символа обозначим через $s_i(\tau_m)$.

Оценкой величины τ_τ по критерию максимума правдоподобия для данного набора отсчетов принимаемого сигнала $X=S+N=(x_{11}, \dots, x_{nk})$ является значение τ_τ , которое максимизирует величину

$$p(\tau_m|X) = \frac{p(\tau_m)}{p(X)} p(X|\tau_m) \quad (3.1)$$

Так как величина τ_m распределена равномерно, т. е. $p(x_m) = 1/n$ и X задан набором отсчетов, оценкой величины τ_m по критерию максимума правдоподобия является значение величины τ_m , максимизирующее выражение (3.2)

$$p(X | \tau_m) = C' \prod_{j=1}^k \left[p(0) \exp \left\{ - \sum \frac{[x_{ij} - s_i(\tau_m)]^2}{2\sigma^2} \right\} + p(1) \exp \left\{ - \sum \frac{[x_{ij} + s_i(\tau_m)]^2}{2\sigma^2} \right\} \right], \quad (3.2)$$

где X_{ij} — наблюдаемые значения отсчетов, а вероятности появления символов 1 и 0 равны, т. е. $p(1) = p(0) = 1/2$. Постоянная C' учитывает коэффициенты нормировки. Предполагаем гауссовское распределение шума $X-S$. Тогда, используя параметр Y_j , (3.3) можно переписать в следующем виде:

$$p(X | \tau_m) = C \prod_{i=1}^k \text{ch} \sum_i \left[\frac{x_{ij} s_i(\tau_m)}{\sigma^2} \right] = C \prod_i Y_j, \quad (3.3)$$

так как $\sum x_{ij}^2$ является величиной постоянной для любого данного j -го интервала принимаемого сигнала, а $\sum s_i^2(\tau_m)$ — постоянная величина, не зависящая от τ_m . Это выражение максимизируется путем максимизации натурального логарифма $\ln \prod_j Y_j = \sum \ln Y_j$ по отношению к τ_m . Тогда получим оптимальную оценку (3.4)

$$\tau_m = \max_{\tau_m} \sum_{j=1}^k \ln \text{ch} \sum_i x_{ij} s_i(\tau_m) / \sigma^2. \quad (3.4)$$

Таким образом, оптимальное устройство тактовой синхронизации должно состоять из:

1) набора корреляторов, обеспечивающих вычисление функций $\sum x_{ij} s_i(\tau_m)$ для каждого значения τ_m .

2) Сумматора $\sum_{j=1}^k \ln \text{ch} \sum_i x_{ij} s_i(\tau_m) / \sigma^2$.

3) Устройства расчета аргумента τ_m соответствующего максимальной сумме по всем принятым двоичным символам.

Далее рассматриваются цифровые и математические модели систем синхронизации.

3.2 Модели схем разомкнутых временных синхронизаторов

Разомкнутые символьные синхронизаторы также иногда называют нелинейными синхронизаторами на фильтрах. Синхронизаторы этого класса генерируют составляющую на тактовой частоте со скоростью передачи символов, пропуская поступающий низкочастотный сигнал через последовательность фильтра и нелинейного устройства. Работа данного устройства аналогична восстановлению несущей в контуре сопровождения с подавленной несущей. В данном случае составляющая на тактовой частоте, передаваемый со скоростью передачи символов, выделяется с помощью полосового фильтра, после чего насыщающий усилитель с высоким коэффициентом насыщения придает ему нужную форму. В результате восстанавливается сигнал генератора тактовых импульсов. На рис 3.1 изображён рассматриваемый входной поток.



Рис 3.1 Входной поток

На рис 3.2 приведены два примера разомкнутых битовых синхронизаторов. В первом примере (рис 3.2, *a*) поступающий сигнал $s(t)$ фильтруется с использованием согласованного фильтра (СФ). Выход этого фильтра схож с автокорреляционной функцией исходного сигнала. На рис 3.3,а представлена реализация процесса на выходе СФ. Затем полученная последовательность спрямляется с помощью некоторой нелинейности четного порядка (рис 3.3,б). Полученный сигнал будет содержать пики положительной амплитуды, которые, с точностью до временной задержки, соответствуют переходам входных символов. Таким образом, сигнал с выхода четного устройства будет содержать Фурье-компонент на собственной частоте тактового генератора. Данная частотная составляющая изолируется от остальных гармоник с помощью полосового фильтра (bandpass filter — BPF), и ей придается форма посредством насыщающего усилителя. Такую схему называют фильтровой.



Рис 3.2 Схемы разомкнутой синхронизации

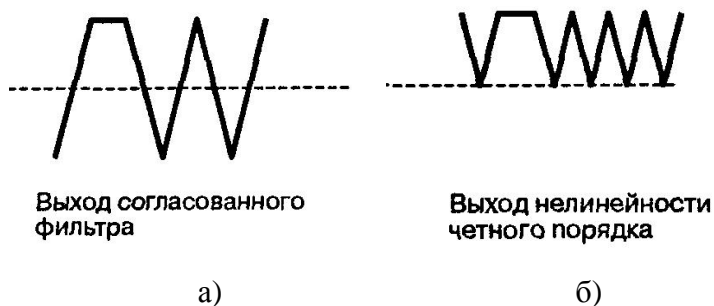


Рис 3.3 Иллюстрация процессов в разомкнутом синхронизаторе

Во втором примере (рис 3.2 , б) составляющая на тактовой частоте создается посредством задержки и умножения. Длительность задержки, показанной на рис. 3.2,б, равна половине периода передачи бита, и это значение является оптимальным. Сигнал $m(t)$ всегда будет положительным во второй половине любого периода передачи бита, но будет иметь отрицательную первую половину, если во входном потоке битов $s(t)$ произошло изменение состояния. Это дает прямоугольный сигнал, спектральные компоненты и все гармоники которого совпадают с теми, что были у сигнала в схеме на рис 3.2, а. Как и ранее, нужный спектральный компонент может быть отделен с помощью полосового фильтра, и ему будет придана нужная форма. Такую схему называют автокорреляционной.

Цифровая модель разомкнутых синхронизаторов

Рассмотрим схему тактовой синхронизации разомкнутого типа, изображенную на рис 3.2 ,а. На рис 3.4 представлена реализация этой схемы по средствам пакета System View. Здесь элемент 0 – входной поток, элементы 20 2, 3, 4, согласованный фильтр, элемент 6 – нелинейность четного порядка, 7 – полосовой фильтр, 8 – пороговое устройство, 9 – FMPT используется для взятия единичного цифрового импульса в момент времени равный длительности передачи бита. Параметры схемы приведены в таблице ПЗ.1.

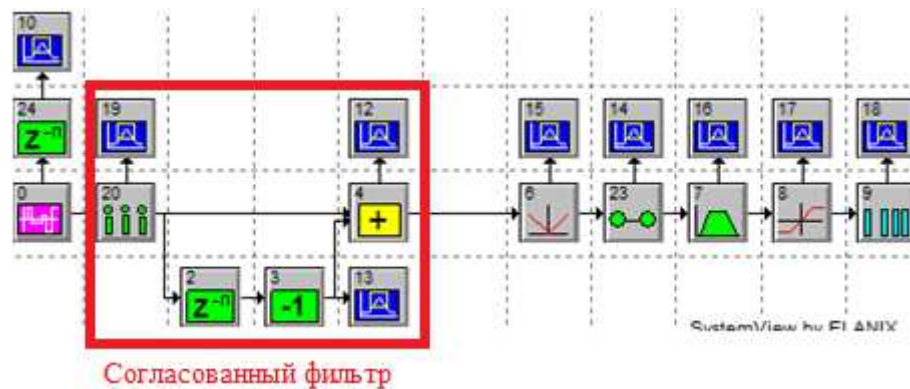


Рис 3.4 Цифровая реализация схемы рис 4. , б.

Рассмотрим работу данной схемы. На рис 3.5 изображена последовательность на входе источника.

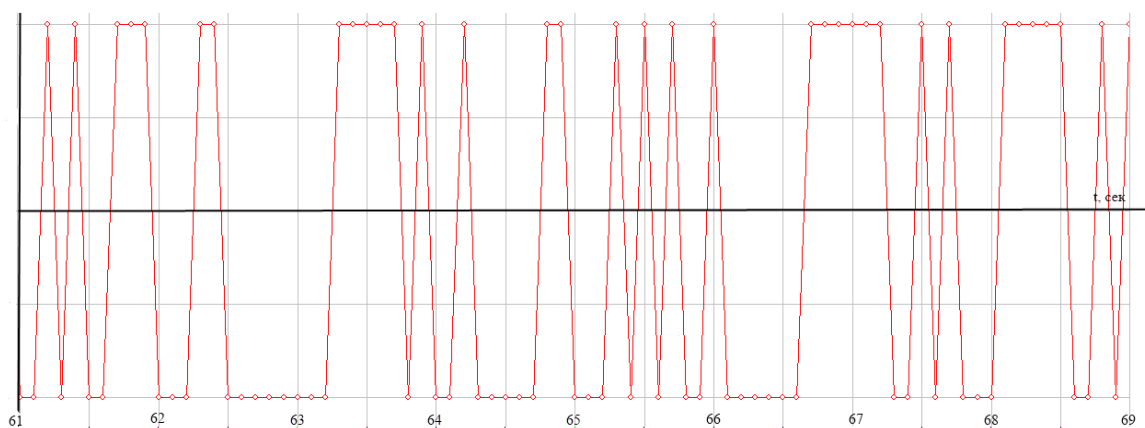


Рис 3.5 Последовательность источника

После прохождения входной последовательности через согласованный фильтр (выход элемента 4), получаем биполярную последовательность отсчетов на рис 3.6.

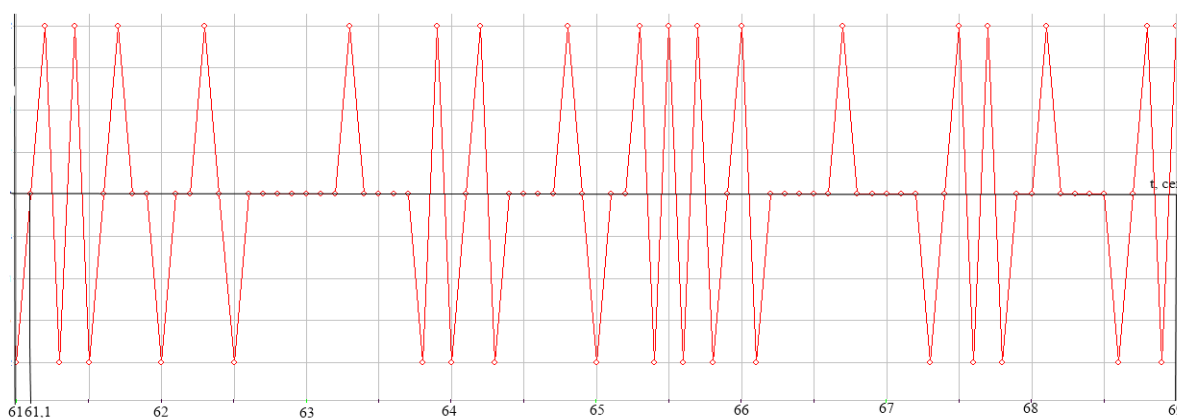


Рис 3.6 Выход согласованного фильтра

Далее эта последовательность поступает на нелинейность нечетного порядка ($y = |x|$). Как видно на рис 3.7, полученный сигнал содержит униполярные положительные импульсы, которые соответствуют моментам переходов входных

символов. В спектре этой последовательности содержится составляющая на тактовой частоте, что подтверждено рис 3.8 .

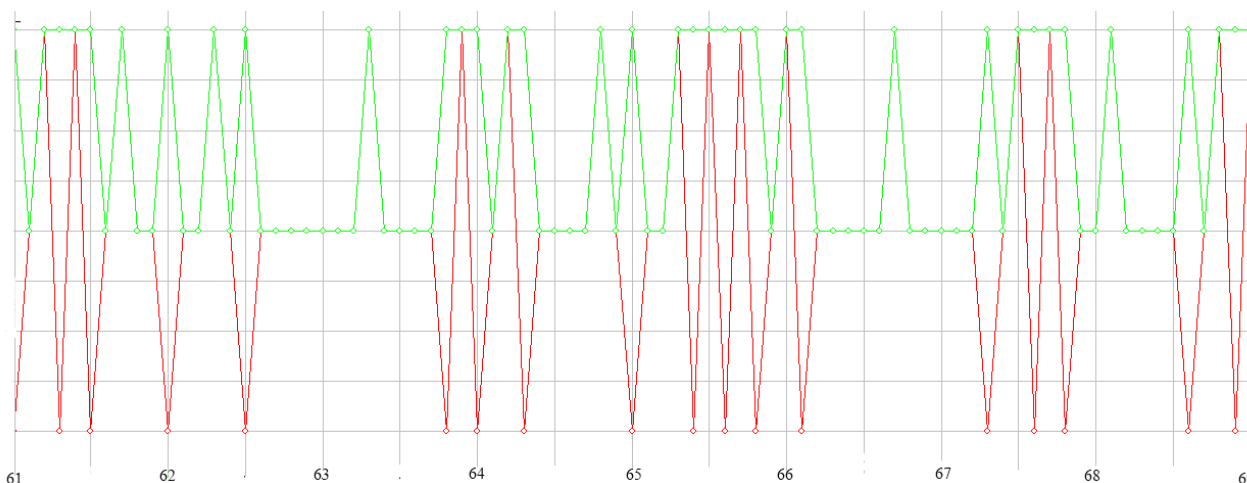


Рис 3.7 Выход $y = |x|$ – зелёный график, красный – выход согласованного фильтра

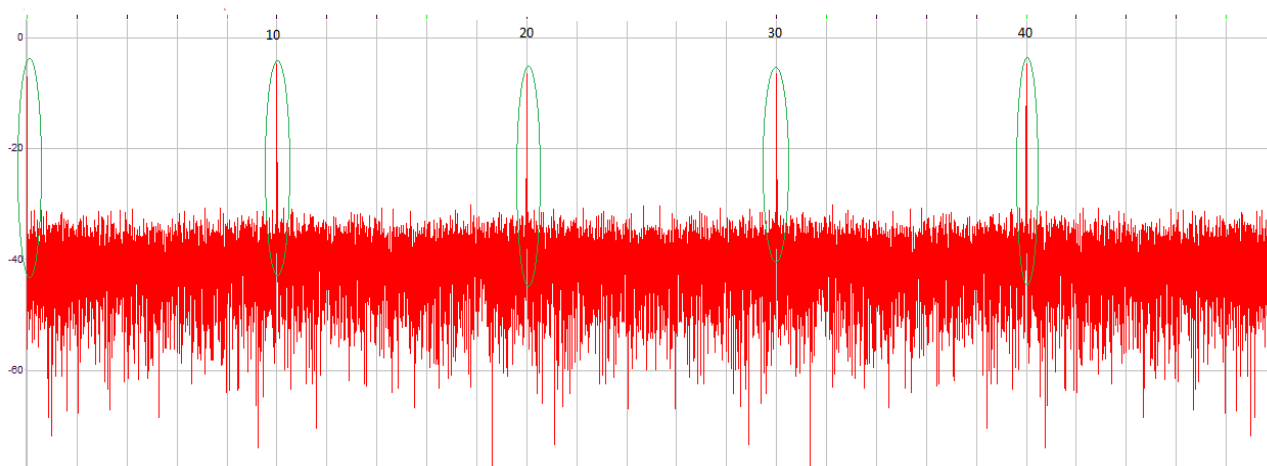


Рис 3.8 Спектр последовательности на выходе НЭ

С помощью узкополосного фильтра (элемент 7) и элемента 8 выделяется эта составляющая и восстанавливается сигнал. Далее по средствам элемента 9 получаются единичные импульсы, следующие с тактовой частотой $F_T=10$ Гц.

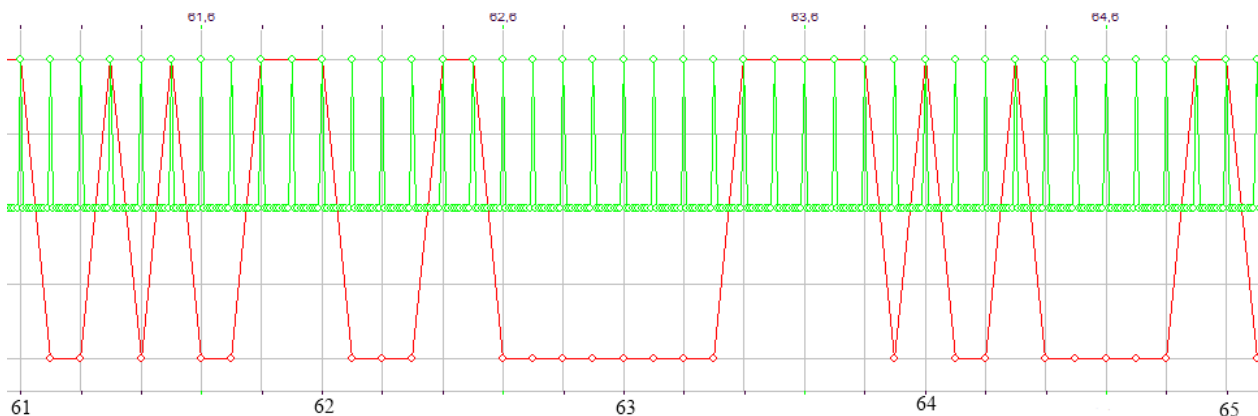


Рис 3.9 Выход элемента 9 – зеленый график, входной поток бит – красный график

Рассмотрим цифровую реализацию схемы, изображенной на рис 3.2 б. Параметры схемы приведены в таблице П3.2. Здесь элемент 0 – входной сигнал, элемент 2 – линия задержки равной половине периода передачи бита, элемент 3 – полосовой фильтр, элемент 4 – пороговое устройство, а элемент 5 используется для взятия единичного цифрового импульса в момент времени равный длительности передачи бита.

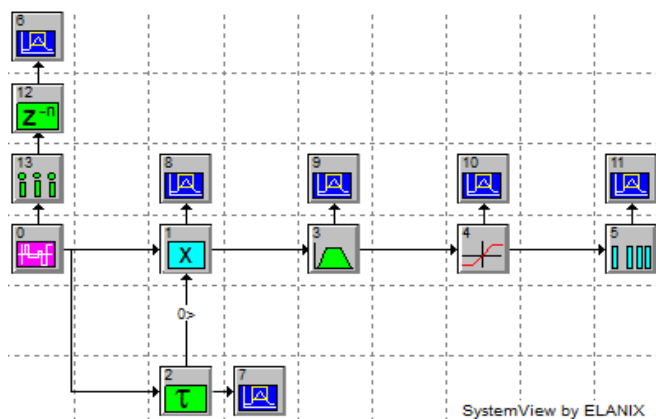


Рис 3.10 Цифровая реализация схемы разомкнутой синхронизации

Последовательность на входе источника изображена на рис 3.11.

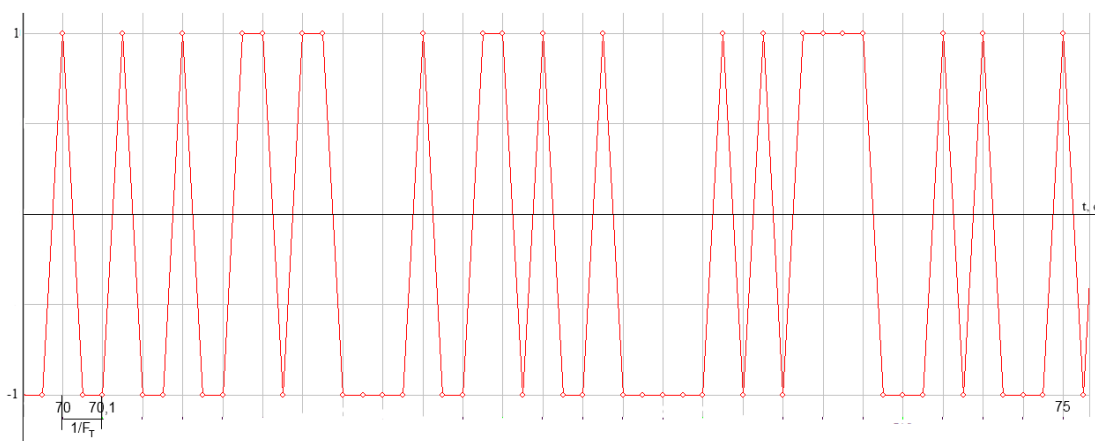


Рис 3.11 Последовательность на входе источника

Составляющая на тактовой частоте создается с помощью задержки и умножения. На рис 3.12 изображен спектр последовательности, которая является результатом умножения входной (блок 0) и задержанной последовательности (блок 2). Как видно из рис 3.12 в спектре присутствует составляющая на тактовой частоте.

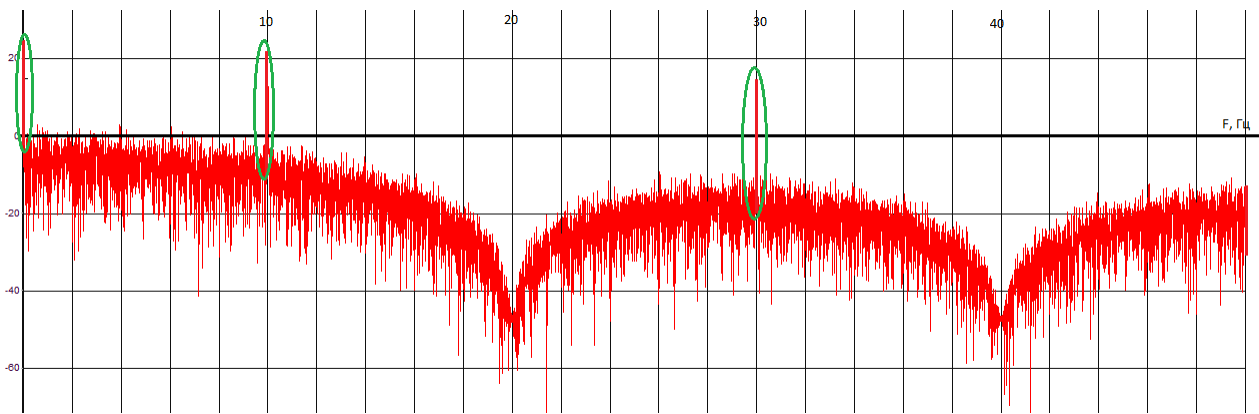


Рис 3.12 Спектр последовательности на выходе блока 1

Чтобы выделить эту составляющую используется полосовой фильтр (блок 3), спектр данного фильтра представлен на рис 3.13. Полосовой фильтр узкополосный, его полоса равна 0,4 Гц.

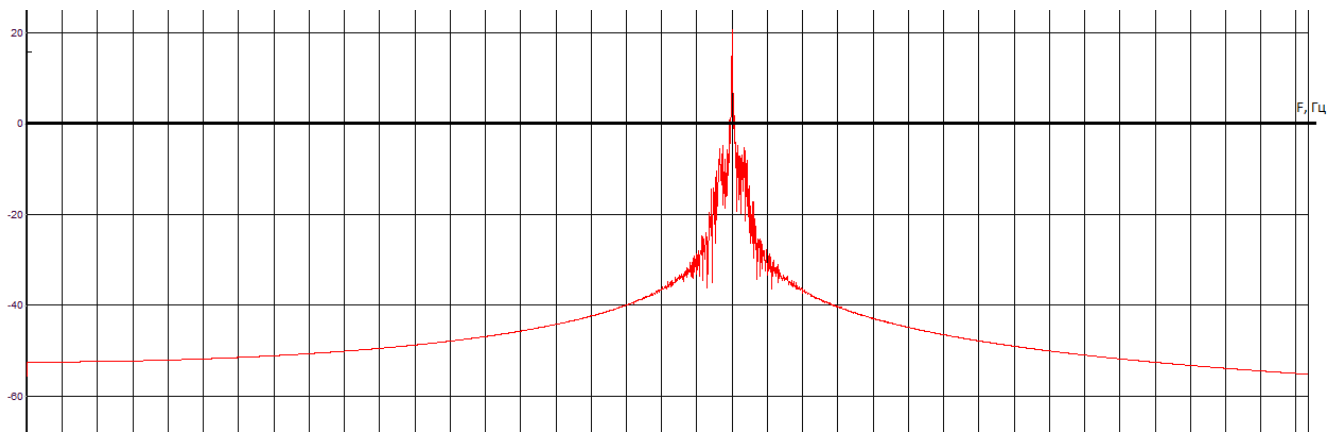


Рис 3.13 Спектр полосового фильтра

Далее с помощью порогового устройства (блок 4) сигналу придана форма меандра (рис 3.14).

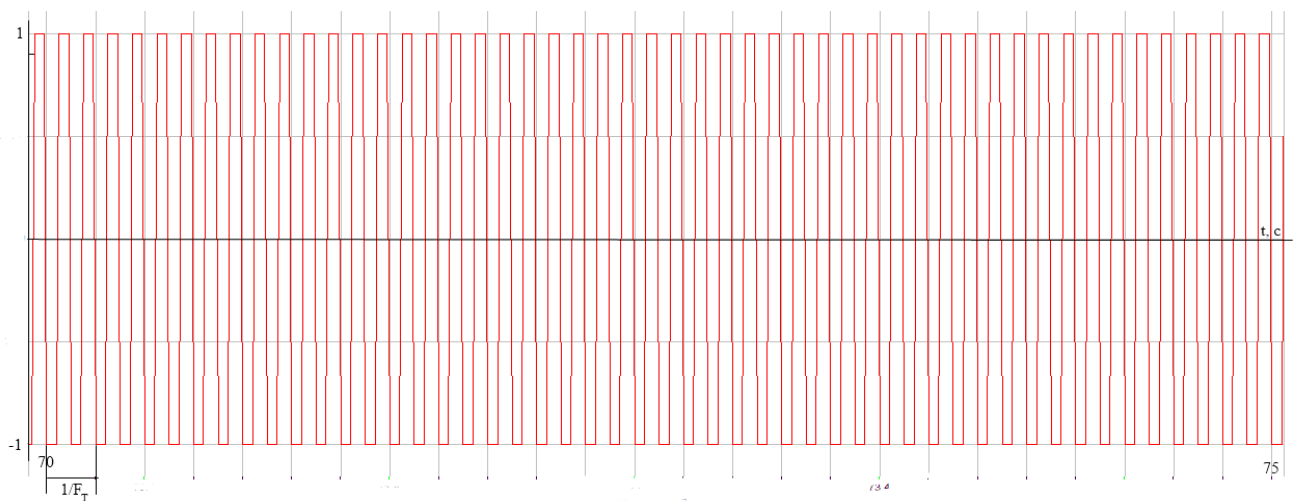


Рис 3.14 Меандр на выходе элемента 4.

Результатом работы элемента 5 являются униполярные единичные импульсы, следующие с тактовой частотой $F_T=10\text{Гц}$ (рис 3.15). Сравнив входную последовательность и эти импульсы видно, что каждому биту соответствует единственный импульс положительной формы.

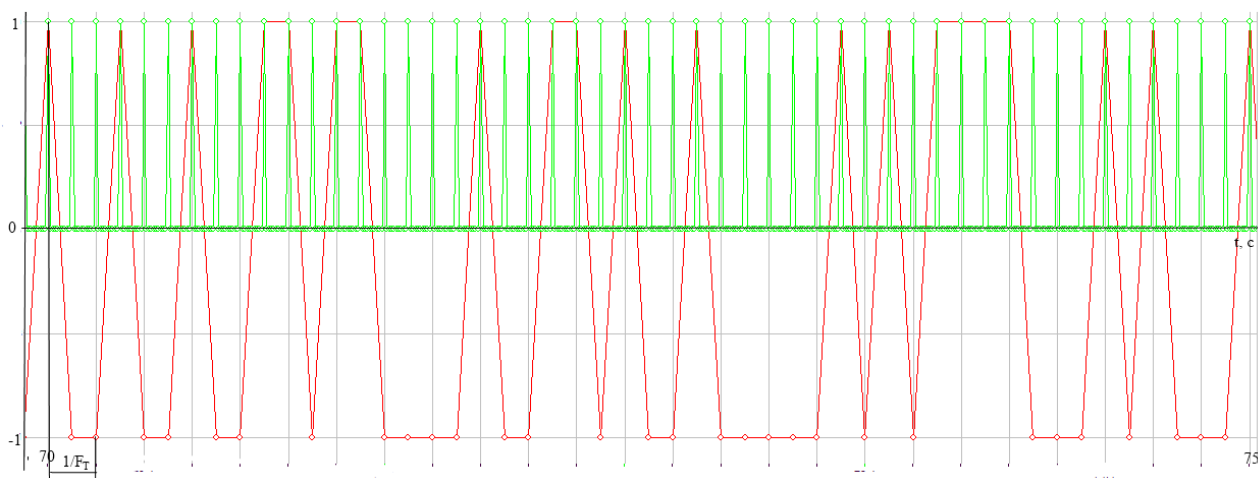


Рис 3.15 Выход элемента 5 – зеленый график, красный – входной биполярный поток

В этой главе были разработаны соответствующие математическим моделям цифровые модели двух видов систем синхронизации. Убедившись в правильности работы схем синхронизации, рассмотрим совместную работу схем синхронизации и демодуляторов, разработанных в главе 2.

4 Цифровая модель демодулятора, использующего сигналы СТС

В главе 2 рассмотрена идеальная система тактовой синхронизации. Теперь рассмотрим совместную работу демодулятора и системы тактовой синхронизации. А также влияние не идеальности взятия отсчета на выходе демодулятора на его помехоустойчивость.

На рис 4.1 изображена обобщенная схема системы связи. Согласно этой схемы будут построены цифровые модели, изучаемой системы.

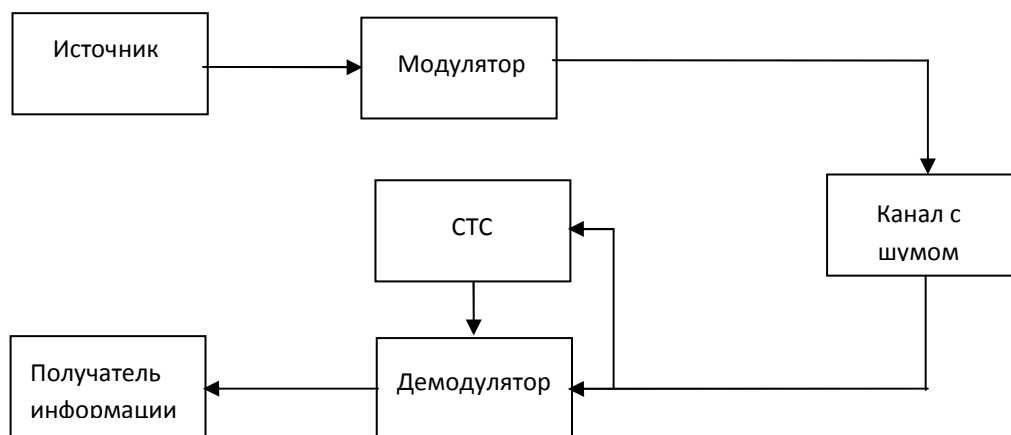


Рис 4.1 Обобщенная схема системы связи

Совместная работа демодулятора и СТС разомкнутого типа (фильтровая схема)

Кодовая последовательность NRZ - L

На рис 4.2 изображена схема совместной работы СТС и демодулятора последовательности NRZ - L. Здесь используется СТС с СФ (рис 3.2, а) . Блоки 53, 54, 55, 56 нужны для расчёта ошибок. В элементе 53 происходит сравнение входного потока с источника и последовательности на выходе ПРД. Элемент 56 – считает общее количество символов и число ошибочных.

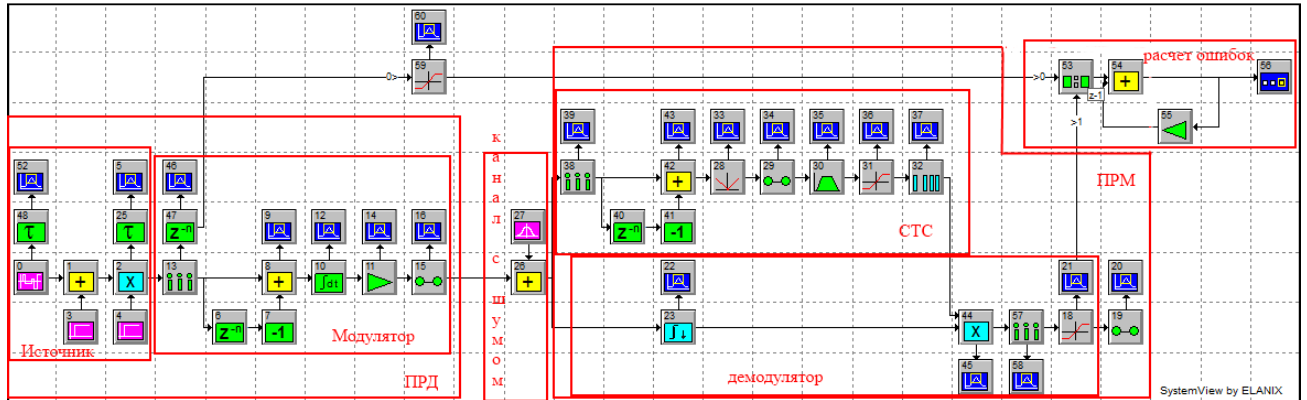


Рис 4.2 Совместная работа СТС и демодулятора NRZ – L

На рис 4.3 изображен спектр последовательности NRZ – L. Как видно, в спектре отсутствует составляющая, следующая с тактовой частотой. Поэтому в схеме СТС присутствует СФ, при прохождении через который возникает составляющая на тактовой частоте.

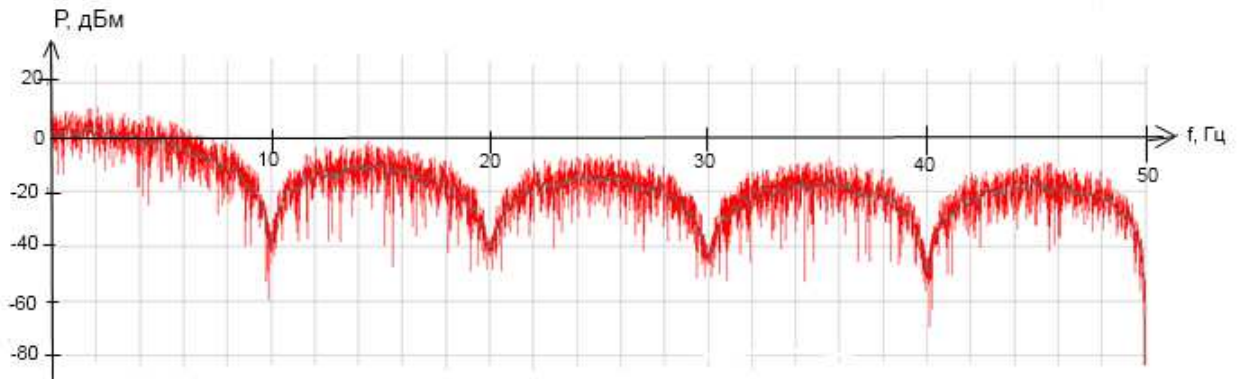


Рис 4.3 Энергетический спектр последовательности NRZ – L

Добавим в канал шум и рассмотрим его влияние на работу системы.

Результат эксперимента приведен в таблице П4.1. Обозначения в таблице: N_0 – односторонняя спектральная плотность шума, N_{Σ} - общее количество символов, $N_{ош_{ср}}$ – количество ошибочных символов. E_b - значения средней энергии на бит.

Расчет значения E_b :

$$E_b = A^2 T = 10^{-1} \text{ Вт} \times \text{с.}$$

На рис 4.4 изображен график зависимости вероятности битовой ошибки при различных отношениях сигнал/шум.



Рис 4.4 Вероятность появления ошибочного бита

Теоритическая зависимость построена согласно формуле (4.1).

Как видно на графиках, результат эксперимента и теоретическая зависимость совпадают. Значит параметры помехоустойчивости близки к потенциально достижимым.

Кодовые последовательности NRZ – M и NRZ – S

На рис 4.5 и рис 4.6 изображена схема совместной работы СТС разомкнутого типа, использующая СФ, и демодулятора последовательности NRZ – M и NRZ – S соответственно. Подробно рассматривать работу данной схемы не будем, так как она аналогична предыдущей.

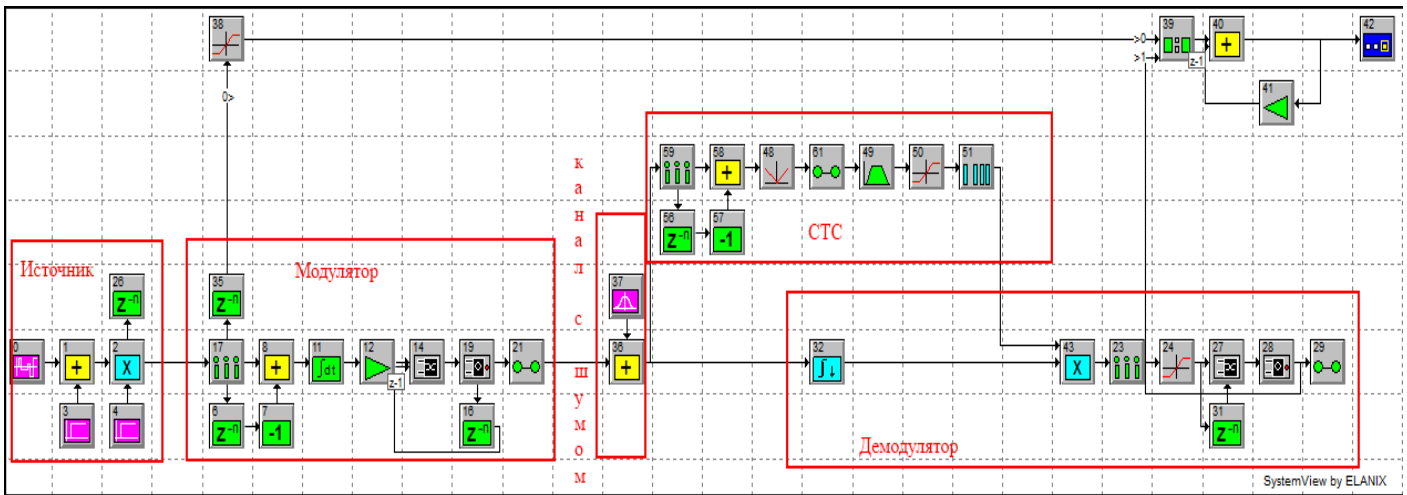


Рис 4.5 Совместная работа CTS и демодулятора NRZ – M

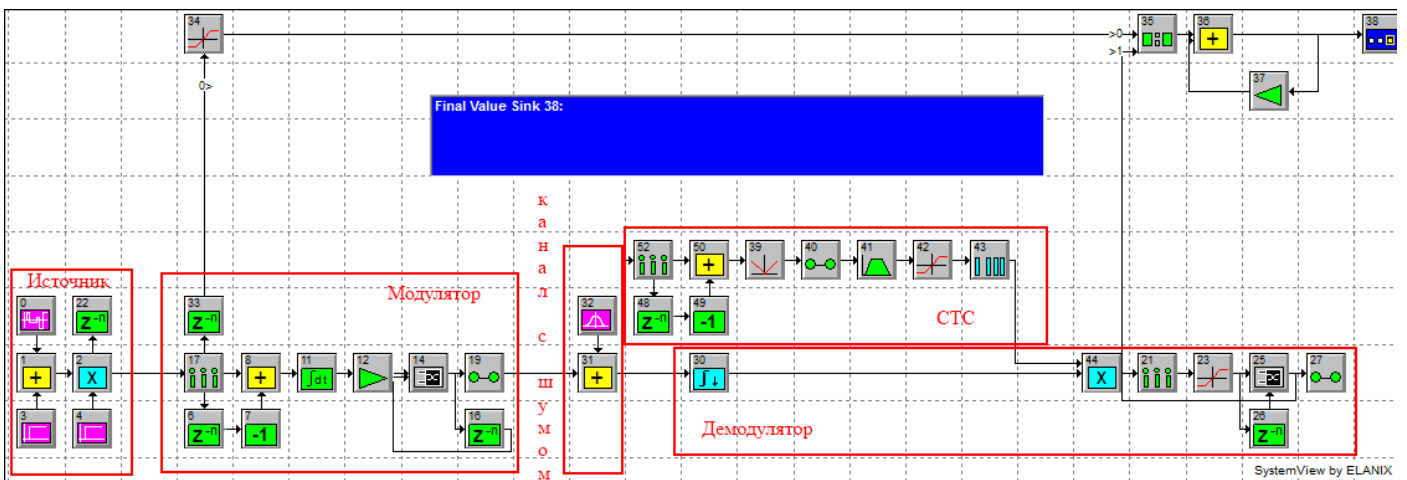


Рис 4.6 Совместная работа CTS и демодулятора NRZ – S

Результаты эксперимента представлены в таблицах П4.2 и П4.3 и графически на рис 4.7.

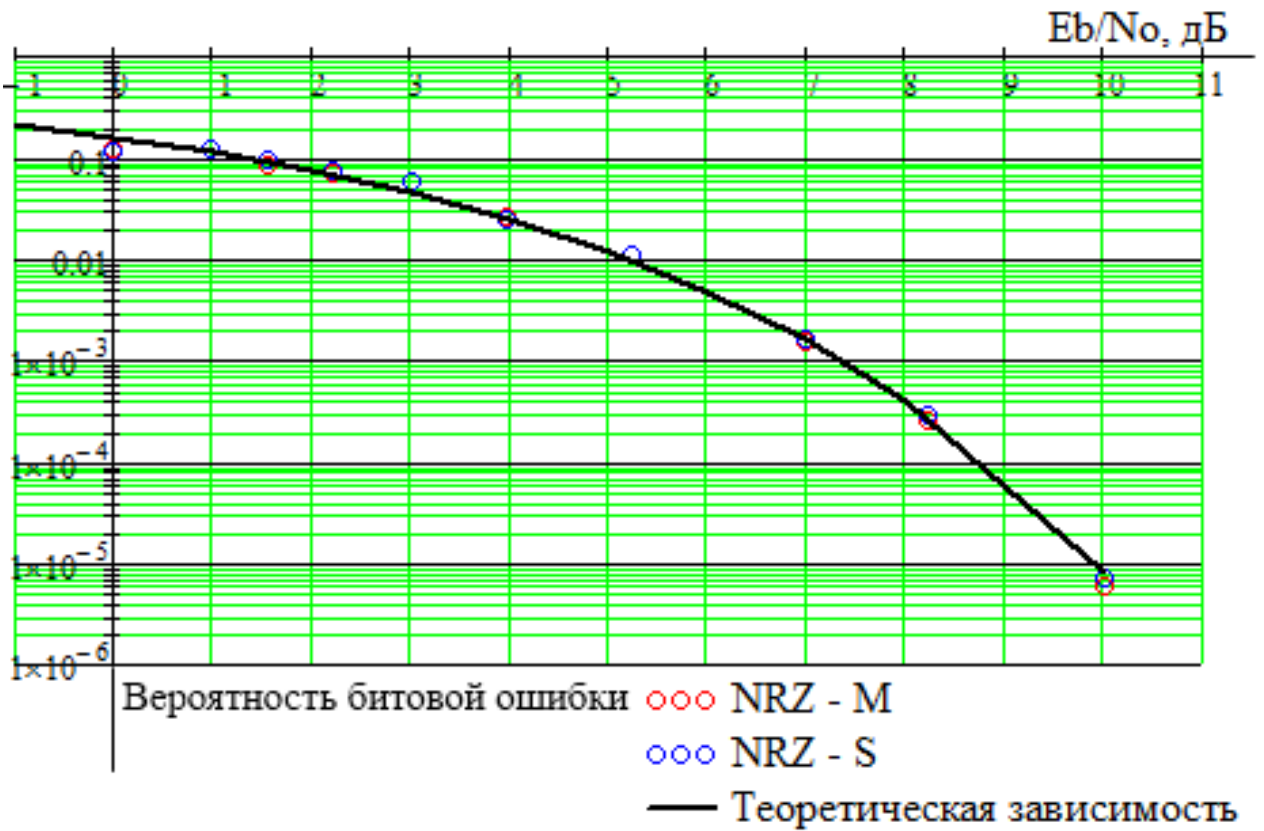


Рис 4.7 Вероятность появления ошибочного бита

Результаты для двух последовательностей примерно одинаковы. Параметры помехоустойчивости близки к теоретическим.

Кодовая последовательность униполярная - RZ

На рис 4.8 изображена схема, отражающая совместную работу СТС разомкнутого типа, построенную с помощью СФ (рис 3.2, а), и демодулятора последовательности униполярная – RZ.

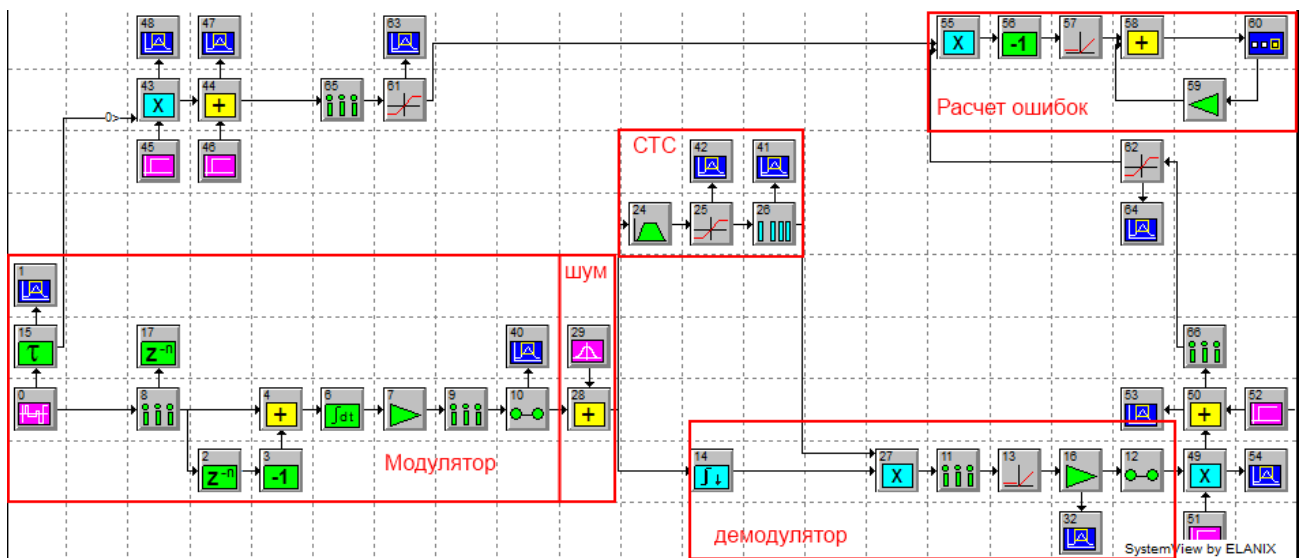


Рис 4.8 Совместная работа СТС и демодулятора униполярная – RZ

Эта система отличается от предыдущих тем, что в спектре сигнала присутствует составляющая на тактовой частоте (рис 4.9), поэтому схема СТС упрощается.

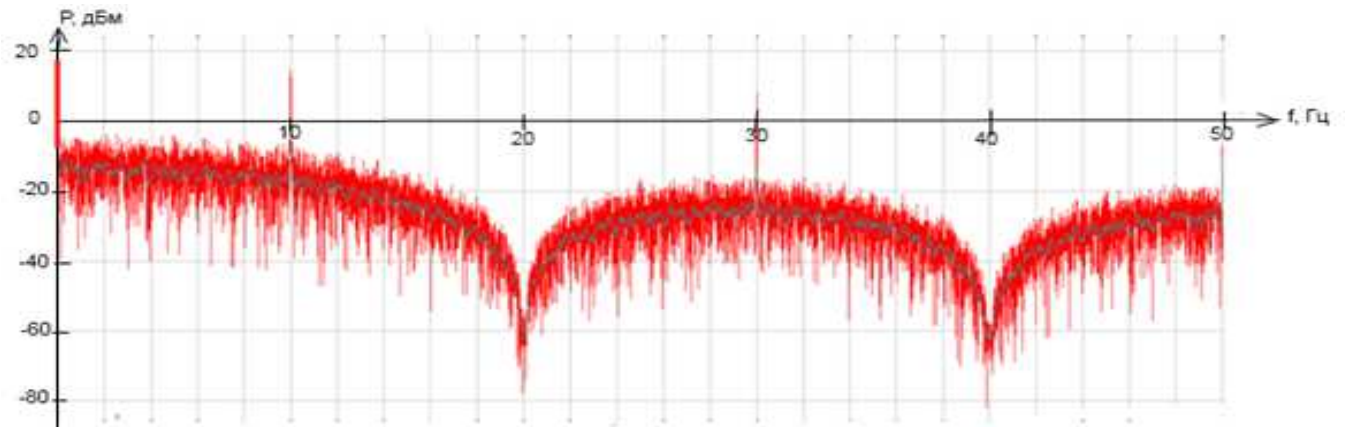


Рис 4.9 Спектр кодовой последовательности униполярная – RZ

На рис 4.10 приведен график зависимости вероятности появления ошибочного бита при различных значениях отношения сигнал/шум. Как видно из графика, теоретическая зависимость, рассчитанная по формуле (2.4.3), и полученная различаются примерно на 3 дБ.

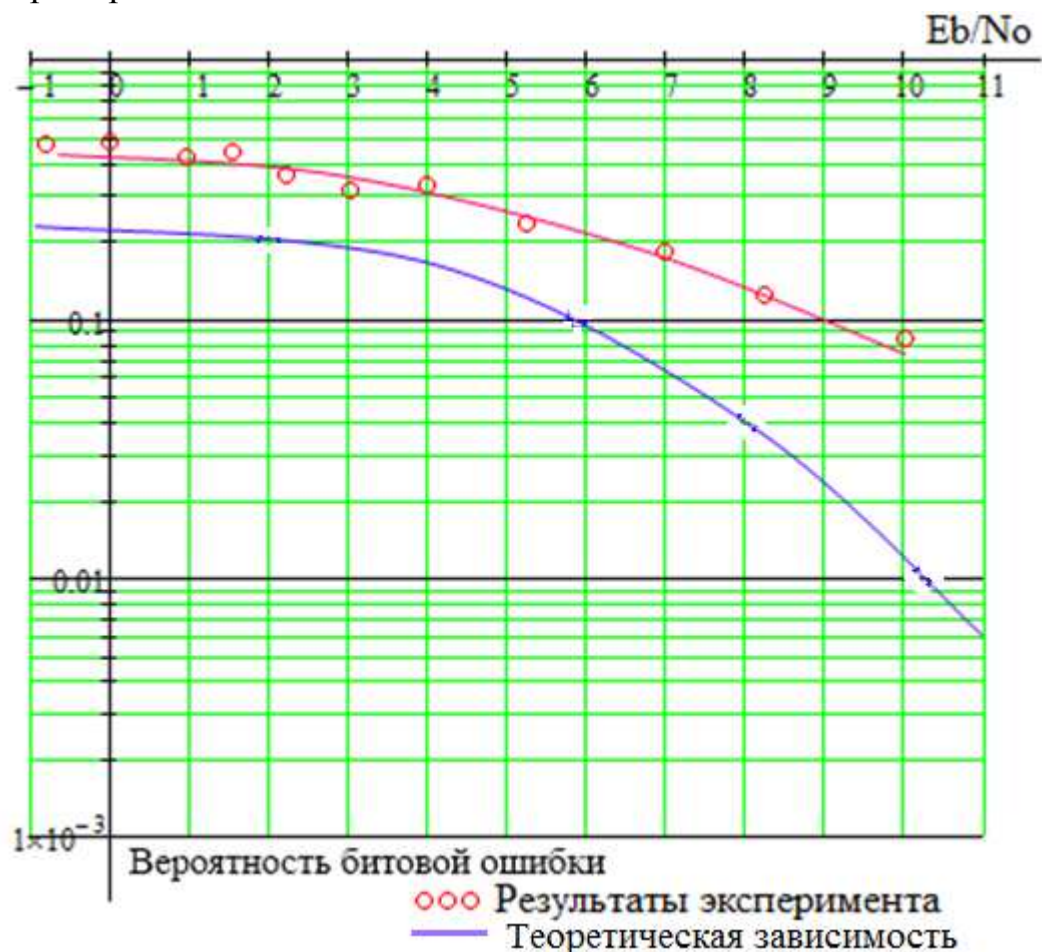


Рис 4.10 Вероятность появления ошибочного бита

Кодовая последовательность биполярная - RZ

На рис 4.11 изображена схема, отражающая совместную работу СТС разомкнутого типа, построенную с помощью СФ (рис 3.2, а), и демодулятора последовательности биполярная – RZ.

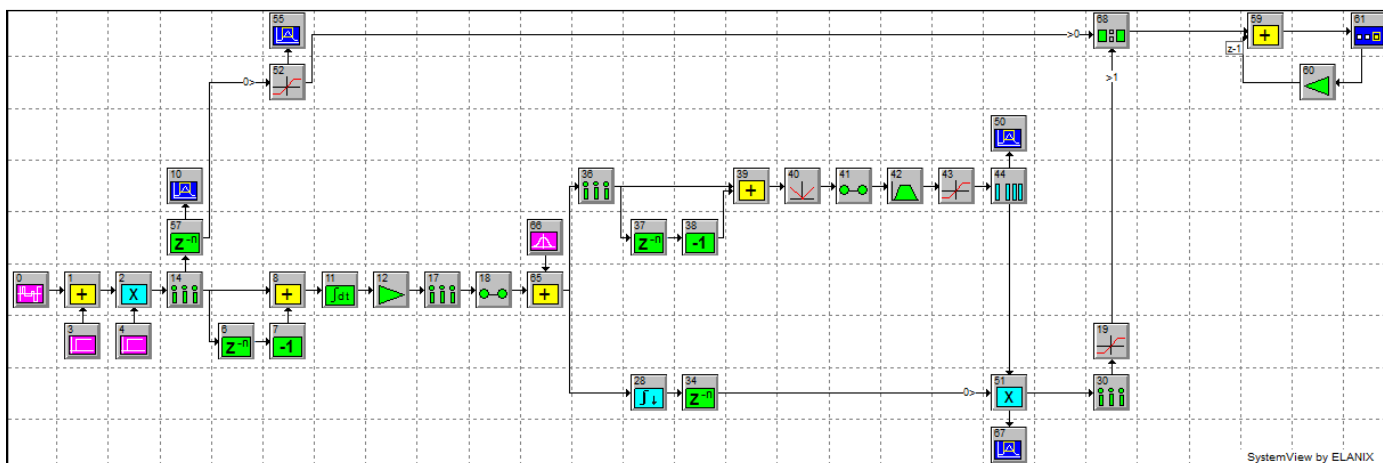


Рис 4.11 Совместная работа СТС и демодулятора биполярная – RZ

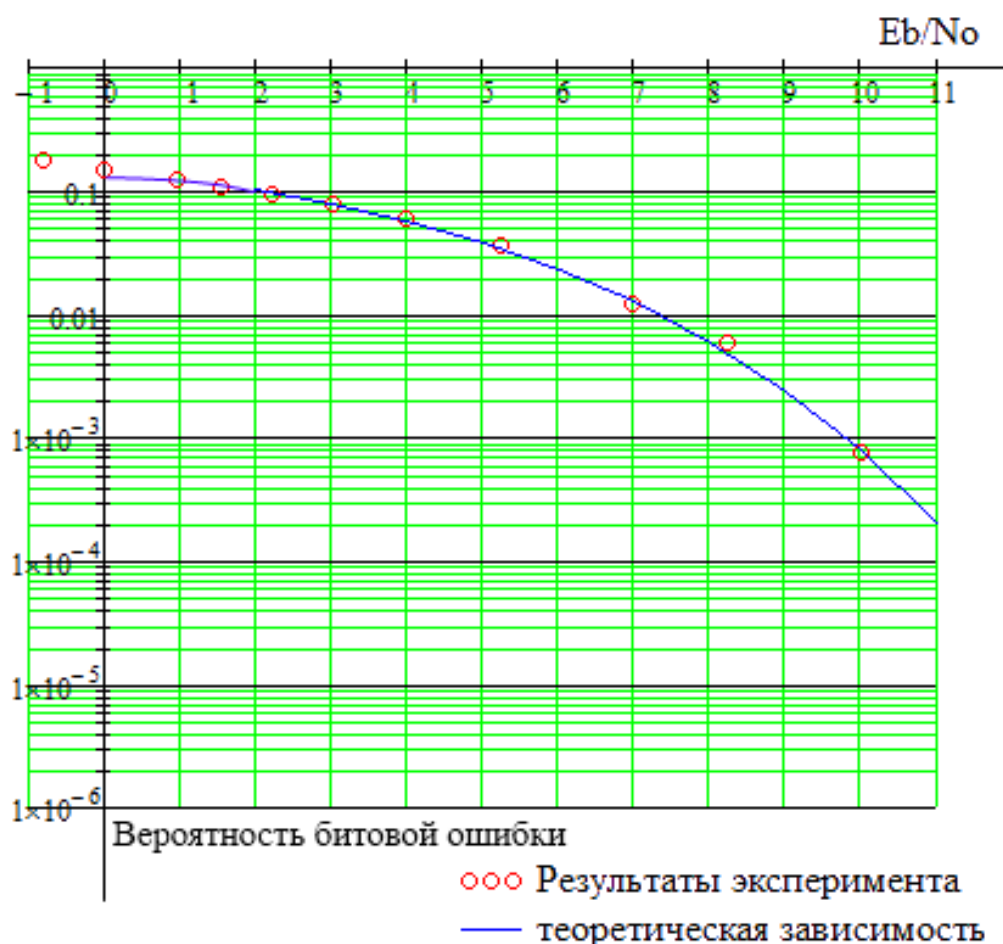


Рис 4.12 Вероятность появления ошибочного бита

Как видно из графика (рис 4.12), теоретическая зависимость и полученная в результате эксперимента совпадают, что означает что полученное значение BER близко к потенциально достижимой.

Кодовая последовательность RZ - AMI и CTC

На рис 4.13 изображена схема, отражающая совместную работу CTC разомкнутого типа, построенную по «фильтровой» схеме (рис 3.2, а), и демодулятора последовательности RZ – AMI.

На рис 4.14 приведен график зависимости вероятности появления ошибочного бита при различных значениях отношения сигнал/шум. Как видно из графика, вероятность появления ошибочного бита велика. Рассчитанная по формуле (2.4.3) зависимость и полученная различаются примерно на 3,8 дБ. Последовательность самая чувствительная к шумам (среди изученных кодовых последовательностей).

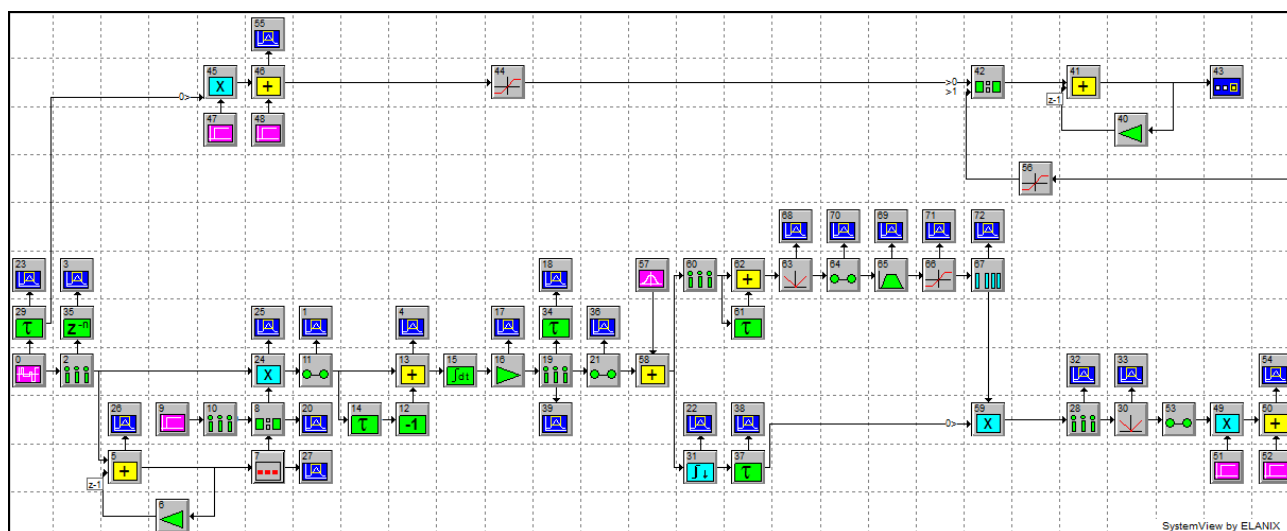


Рис 4.13 Совместная работа CTC и демодулятора RZ – AMI

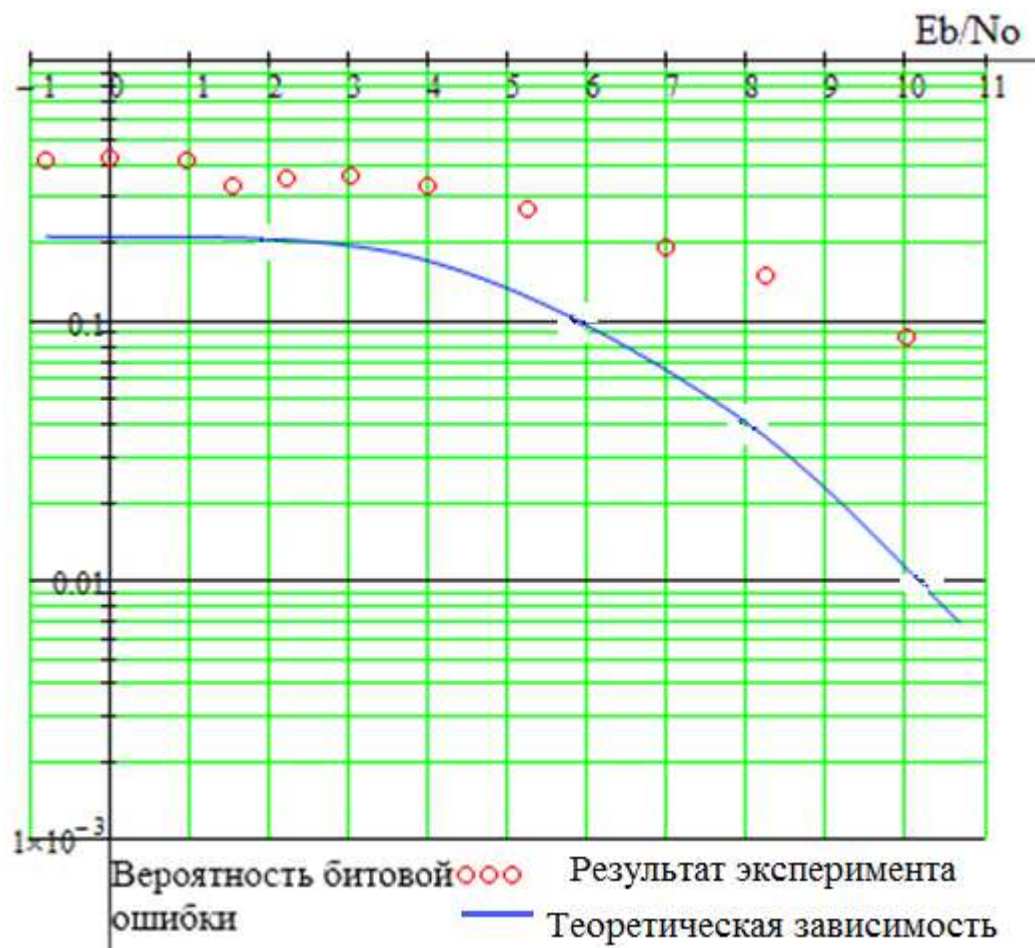
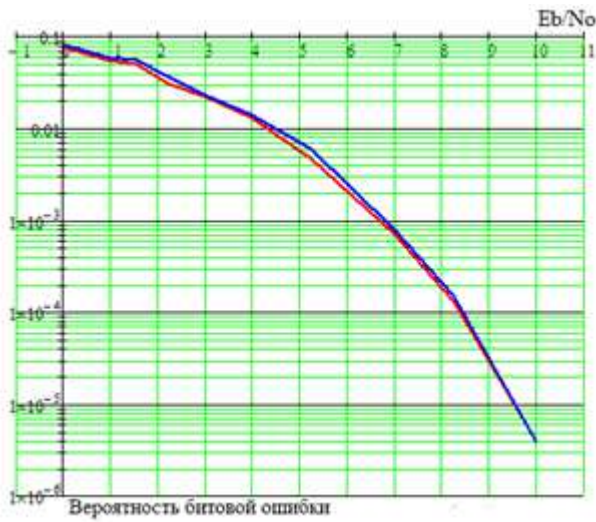
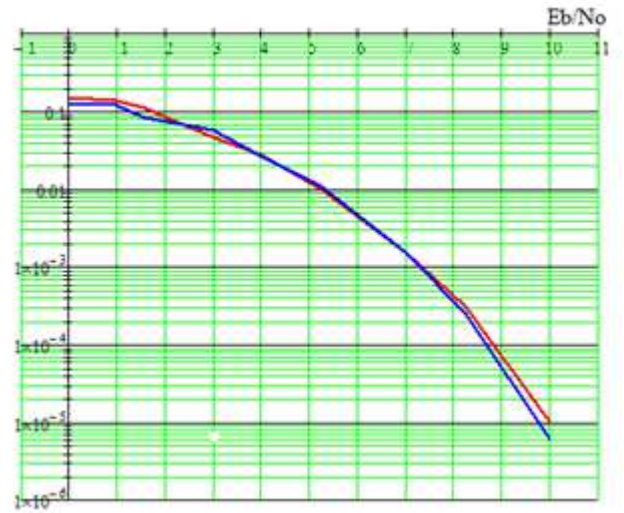


Рис 4.14 Вероятность появления ошибочного бита

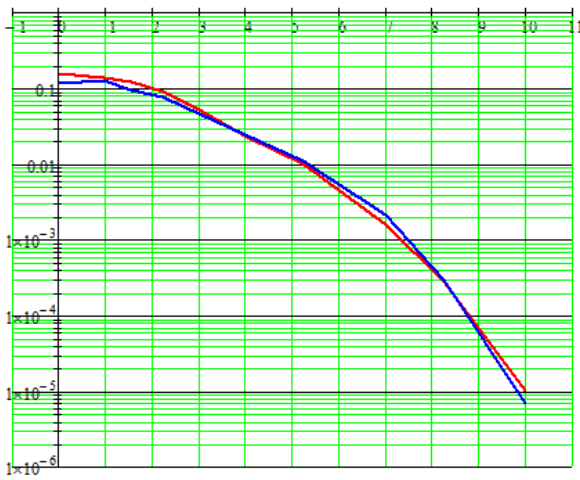
Сравним работу системы при идеальной ТС и модели построенной в этой главе. На рис 4.15 представлены графики вероятности появления ошибочного бита при различных отношениях сигнал/шум для разных сигналов ИКМ.



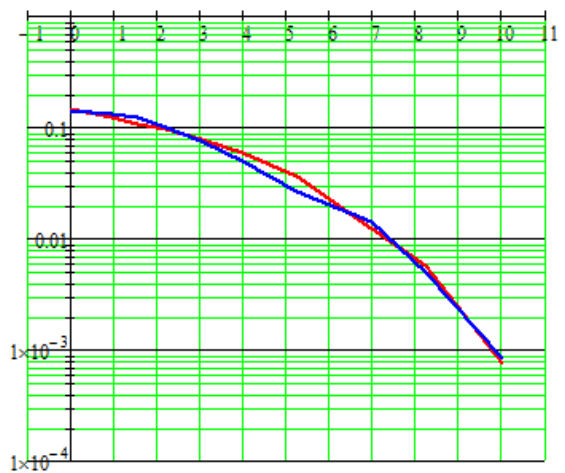
а)



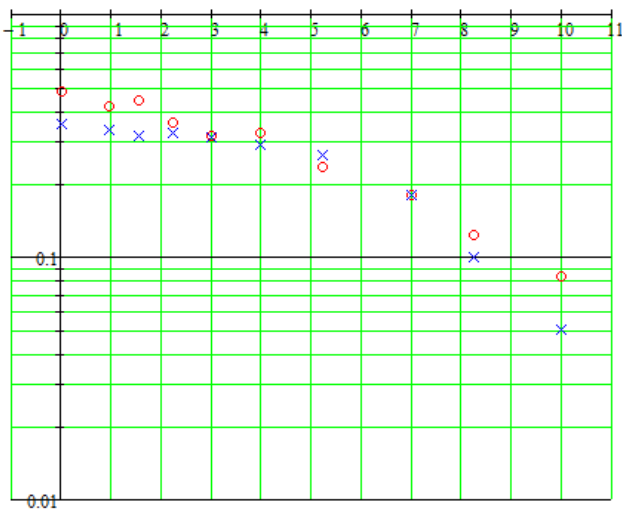
б)



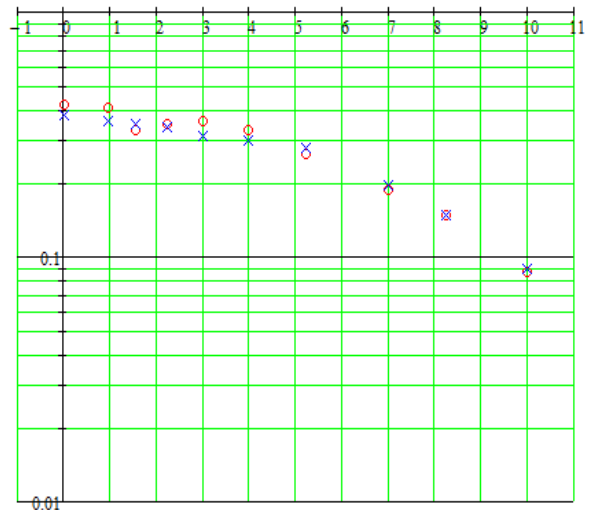
в)



г)



д)



е)

Рис 4.15 Вероятность появления ошибочного бита

а) NRZ – L б) NRZ – М в) NRZ – S г) биполярная – RZ д) униполярная – RZ е) RZ – АМІ
 синие кривые – идеальная CTC, красный не идеальная.

Как видно результаты, полученные при идеальной СТС и неидеальной СТС схожи. Не идеальность взятия отсчетов практически не оказала влияния на результат. Показатели помехоустойчивости, полученные для последовательности униполярная – RZ, стали чуть хуже при неидеальной СТС: при идеальной СТС различия между теоретической кривой и экспериментом составлял 2,8 дБ, а при неидеальной СТС – 3дБ.

Совместная работа демодулятора и СТС разомкнутого типа (автокорреляционная схема)

Рассмотрим совместную работу СТС, изображенной на рис 3.2, б. При изучении такой схемы было замечена характерная особенность такой схемы при реакции на шумы. Схема оказалась более чувствительна к шумам. Так как последовательность NRZ – L самая простая из всех, то на её примере рассмотрим работу такой системы.

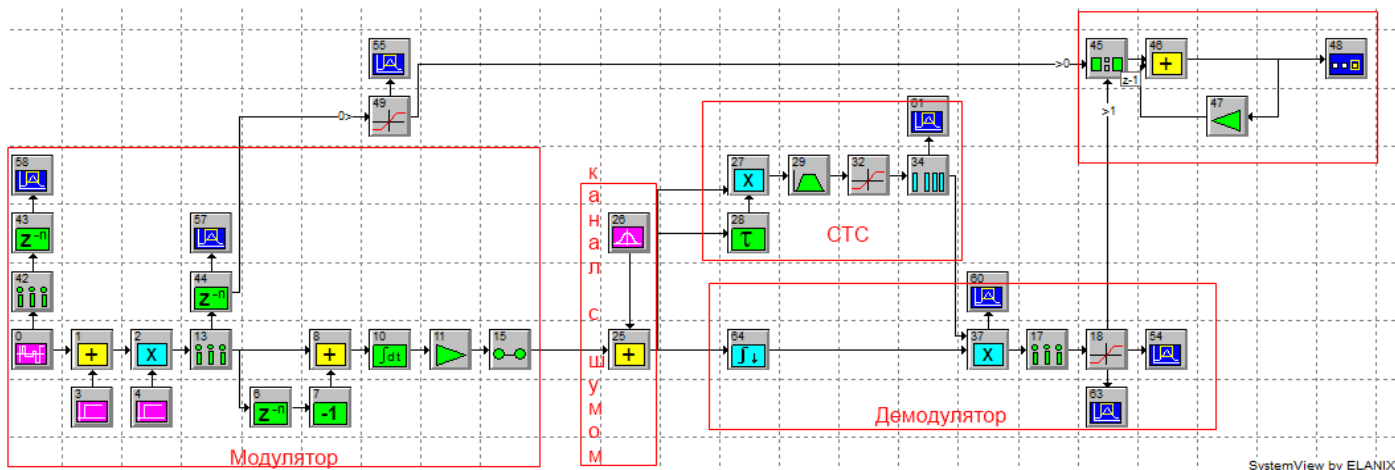


Рис 4.16 Совместная работа СТС и последовательности NRZ – L

На рис 4.16 изображена схема совместной работы СТС и демодулятора кодовой последовательности NRZ – L. Составляющая на тактовой частоте создается с помощью линии задержки (блок 27 и блок 28) и выделяется узкополосным фильтром (блок 29) с шириной спектра 0,4 Гц. На рис 4.17 изображен спектр последовательности, образованной на выходе блока 27. В спектре присутствует составляющая на тактовой частоте.

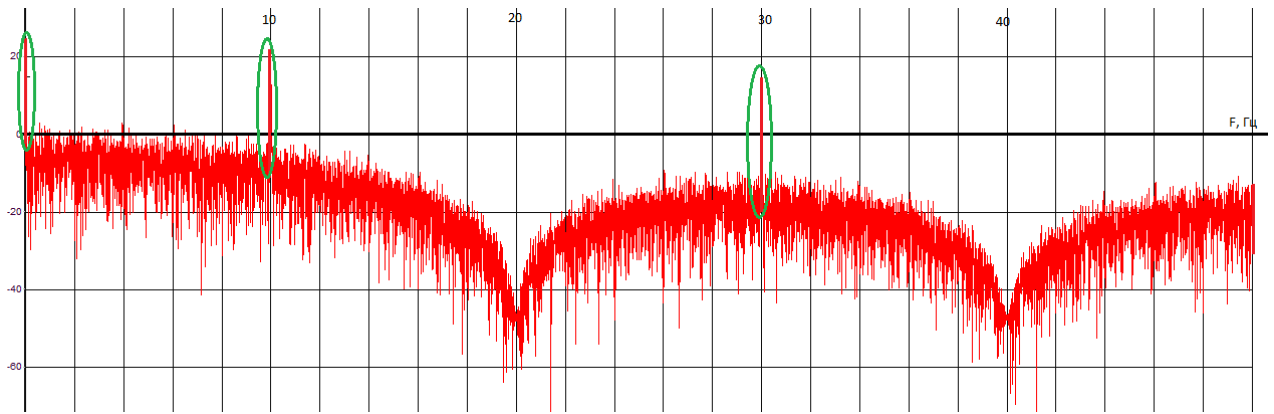


Рис 4.17 Спектр последовательности на выходе блока 27

Далее на выходе блока 32 образуется меандр (рис 4.18).

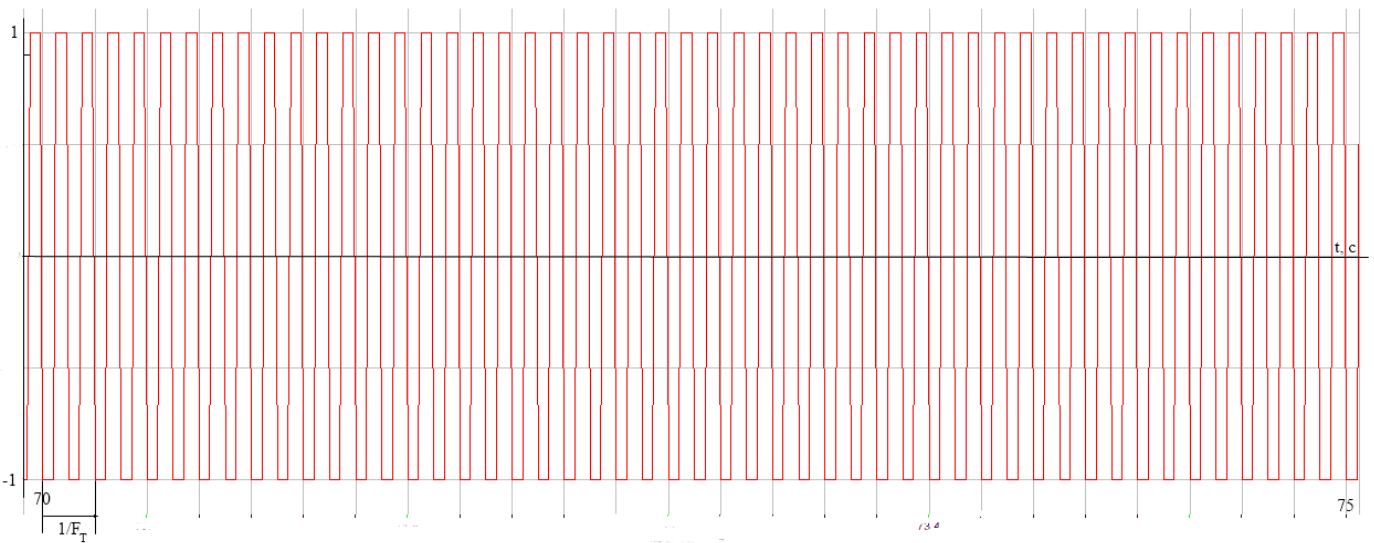


Рис 4.18 Выход элемента 32

Результатом работы элемента 34 являются униполярные единичные импульсы, следующие с тактовой частотой $F_T=10\text{Гц}$ (рис 4.19). Сравнив входную последовательность и эти импульсы видно, что каждому входному биту соответствует единичный импульс положительной формы (рис 4.19).

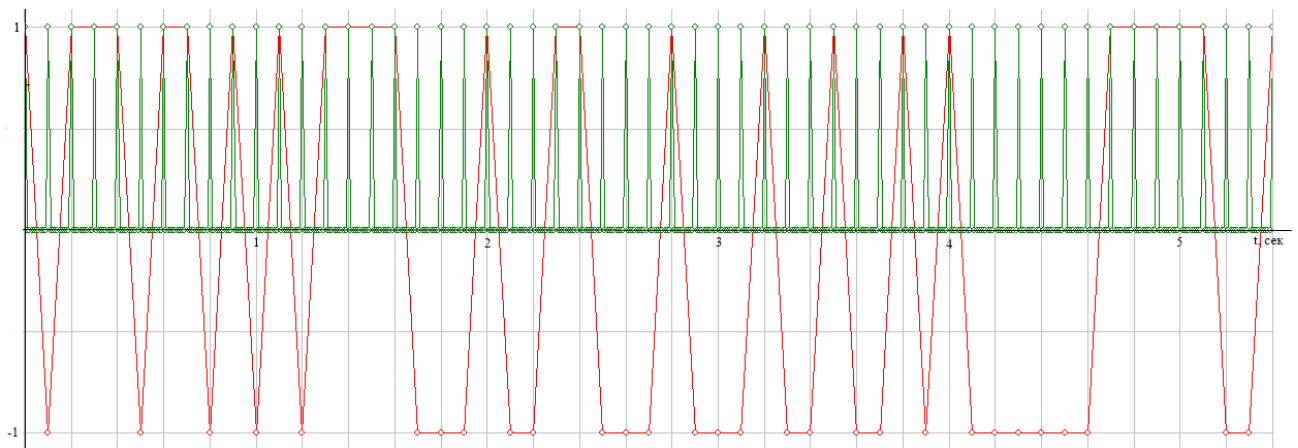


Рис 4.19 Выход элемента 34 – зеленый график, красный – входной биполярный поток

Рассмотрим, как на систему влияет шум. Значение сигнал/шум составляет 10 дБ (спектральная плотность шума $N_0=10 \times 10^{-3}$ Вт/Гц). Длина последовательности 10×10^3 с.

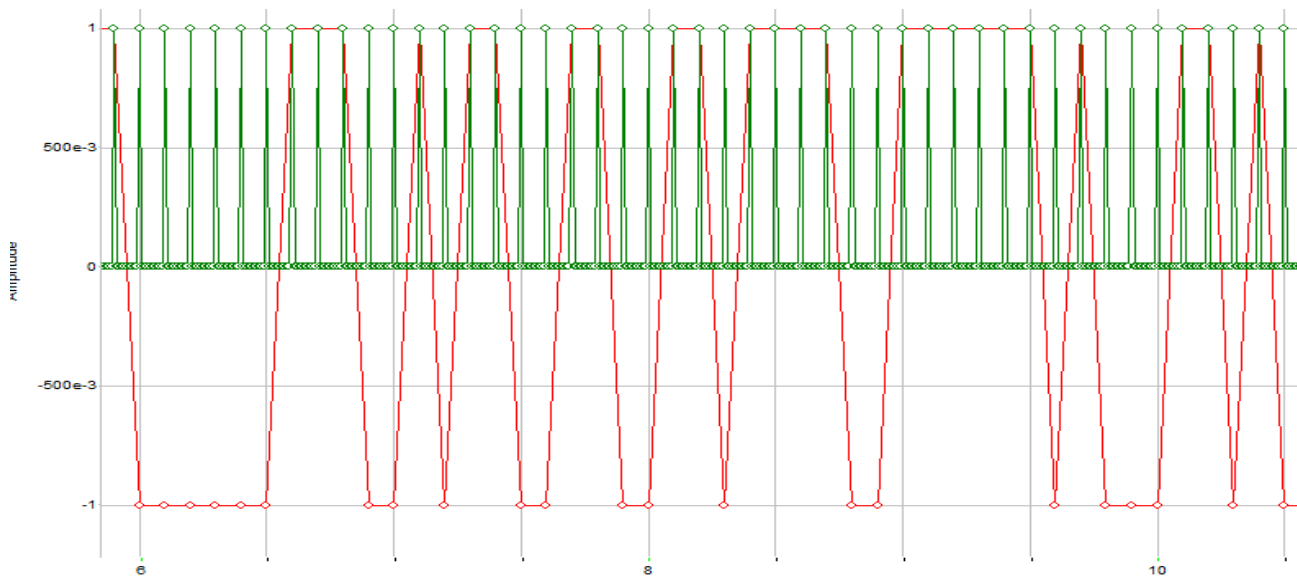


Рис 4.20 зеленый – входной сигнал красный выход СТС

На рис 4.20 изображена правильная работа СТС, каждой входной «1» соответствует единичный отсчет. На рис 4.22 изображен участок, на котором система начинает работать не правильно, единичный отсчет смещается и следует уже не с тактовой частотой. Сбой происходит примерно на 573,7 с работы системы.

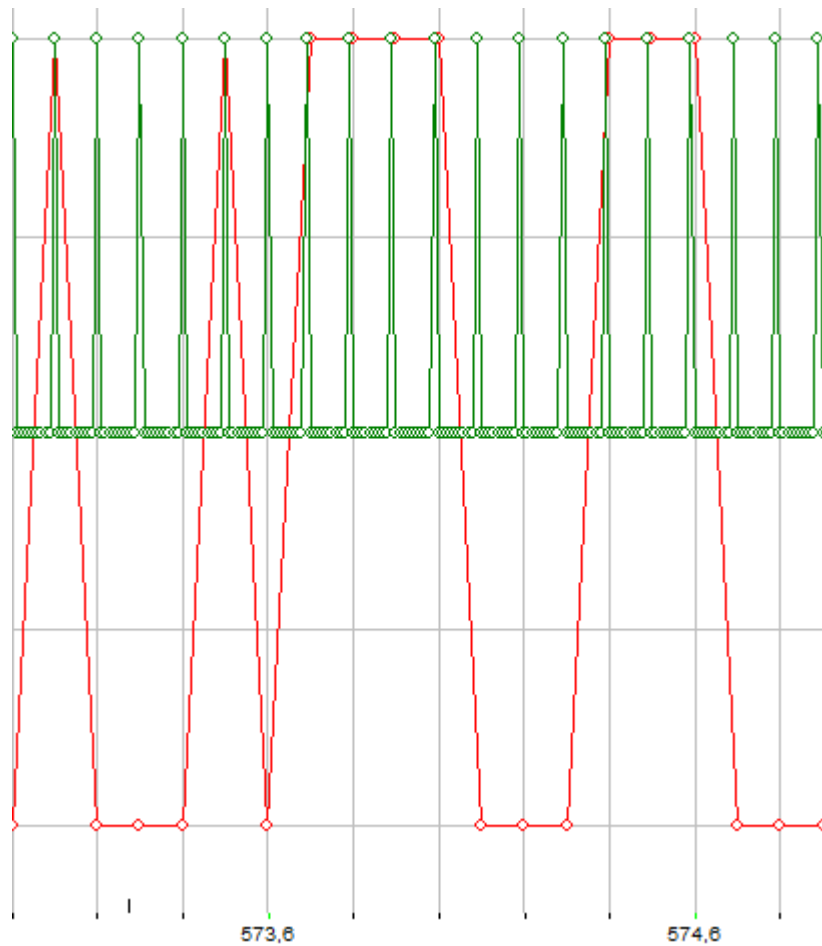


Рис 4.21 Участок неправильной работы

Примерно на 909,3 секунде работы системы, правильная работа восстанавливается (рис 4.22).

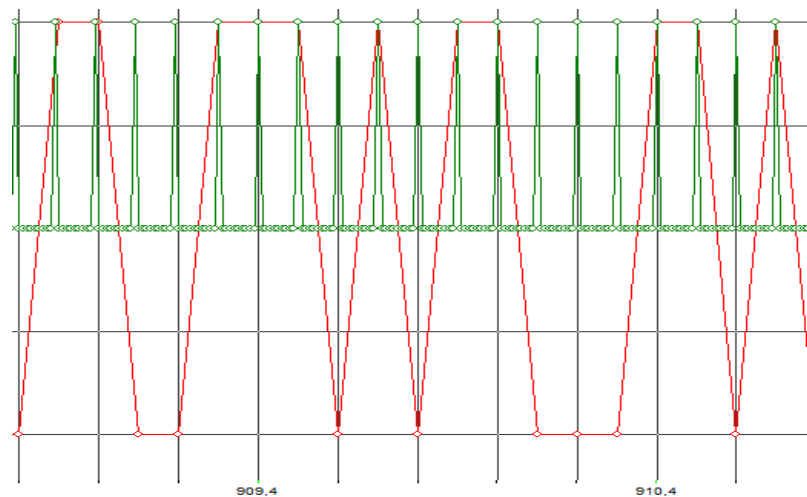


Рис 4.22 участок правильной работы

Значение сигнал/шум составляет 10 дБ (спектральная плотность шума $N_0=10 \times 10^{-3}$ Вт/Гц). Длина последовательности 1000с. На рис 4.23 приведен участок, на котором в системе происходит сбой, потом восстановление работы и

снова сбой. Первый сбой работы системы происходит в момент времени равный примерно 24,6 с.

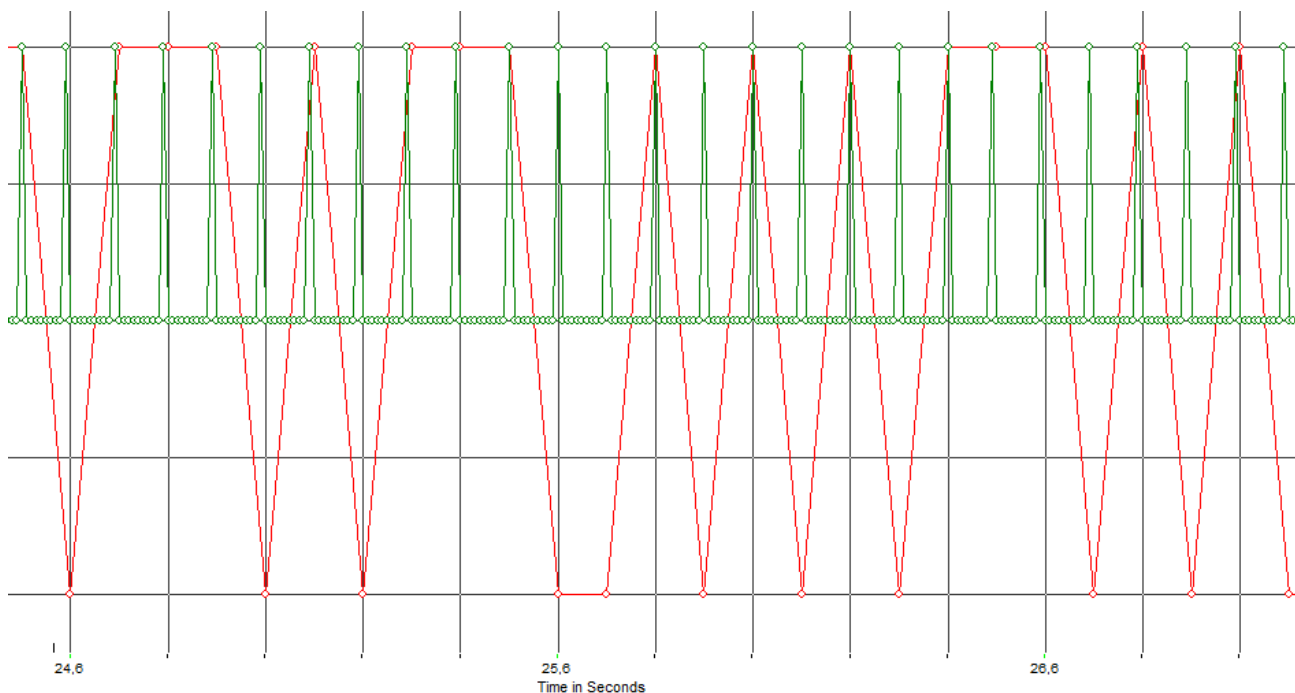


Рис 4.23 Участок не правильной работы

Работа такой системы синхронизации не стабильна. Чем выше спектральная плотность шума, тем раньше и чаще происходит сбой в работе системы.

В этой главе рассмотрены неидеальная система СТС двух видов. Автокорреляционная схема СТС чувствительнее к шумам, чем фильтровая схема. Значения BER полученные для сигналов NRZ и биполярная – RZ близки к потенциально достижимым.

Заключение

В работе изучены свойства, модели формирования и демодуляции и помехоустойчивость приема кодовых последовательностей NRZ – L, – M, – S, униполярная – и биполярная – RZ, RZ – AMI при идеальной СТС и работе СТС с ошибками.

Разработаны математические модели формирователей различных кодов ИКМ. В процессе разработки мной была составлена общая структурная схема для моделей, описанная в главе 2. Показано, что структурная схема для *относительных* кодов состоит из источника потока бит, цифрового преобразования, формирующего фильтра и относительного кодера. Для *абсолютных* кодов схема состоит из источника битового потока, цифрового преобразования и формирующего фильтра.

Разработаны математические и цифровые модели демодуляторов этих последовательностей. Отличием схем демодуляторов для *абсолютных и относительных* кодировок является наличие *относительного декодера* для относительных видов кодирования. Так же изучено влияние шумов на демодуляторы, получены зависимости BER от отношения сигнал-шум при идеальной СТС. Значения BER, полученные для кодовых последовательностей группы NRZ и биполярная – RZ близки к потенциально достижимым, а для кодов униполярная – RZ и RZ – AMI хуже потенциально достижимых. Проигрыш относительно теоретической зависимости кода униполярная – RZ составляет 3 дБ, а RZ – AMI – 3,8 дБ.

Разработаны цифровые модели СТС разомкнутого типа двух видов: построенных по «фильтровой» и «автокорреляционной» схемам. Используя результаты полученные в своей бакалаврской работе [5], выявлены кодовые последовательности, имеющие в своем спектре составляющую на тактовой частоте. Это последовательность униполярная – RZ. Наличие составляющей упрощает схему СТС тем, что её нужно только выделить.

В работе была изучена совместная работа демодуляторов и СТС. Также рассматривается влияние шумов на их работу. Как и при идеальной СТС, наиболее точный результат достигается при использовании последовательностей NRZ и биполярная – RZ. Не идеальность взятия отсчетов на выходе демодулятора не оказала своего влияния на параметры помехоустойчивости для кода RZ – AMI, а для кода униполярная – RZ параметры стали чуть хуже: различия между теоретической зависимостью (потенциально достижимые параметры) и экспериментальной кривой для идеальной СТС 2,8 дБ, а для неидеальной СТС – 3дБ.

Наиболее интересной особенностью, выявленной в ходе работы, является тот факт, что модель тактовой синхронизации, построенная по

«автокорреляционной» схеме, очень чувствительна к шумам. При воздействии шума на СТС происходит так называемое «дрожание». То есть отсчеты перестают двигаться с равным интервалом и частотой, равной тактовой. Происходит смещение сигналов на выходе СТС относительно истинных моментов времени взятия отсчета в демодуляторе цифрового сигнала. В работе были рассмотрены СТС только разомкнутого типа, хотя сейчас считаю целесообразным дополнить работу анализом и замкнутых СТС.

По результатам выполненной работы можно рекомендовать к использованию сигналы ИКМ типа NRZ и биполярная – RZ и СТС разомкнутого типа, построенной по «фильтровой» схеме.

Список литературы

1. Белами Дж. Цифровая телефония. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 640 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. – М.-С-Пб.-Киев: Издательство Вильямс, 2003. – 1104 с.
3. Васин В.А., Калмыков В.В. Радиосистемы передачи информации. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 472 с.
4. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. - М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 432 с.
5. Самарина Д.С. Бакалаврская работа «Исследование характеристик кодов ИКМ».

Приложение

Приложение 1

П 1.1 Параметры схемы источника (рис 2.1.3).

№ элемента на рис.2.1.3	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
0	Source	Noise/PN	PN seq	Amp = 500e-3 v Offset = 500e-3 v Rate = 10 Hz Levels = 2
3	Source	Aperiodic	Step Fct	Amp = 2 v Start = 0 sec Offset = 0 v
4	Source	Aperiodic	Step Fct	Amp = -500e-3 v Start = 0 sec Offset = 0 v
1	Adder	-	Adder	-
2	Multiplier	-	Multiplier	-
5, 9	Sink	Analysis	Analysis	-

П 1.2 Параметры ЦАП и формирователя (рис 2.1.3)

№ элемента на рис.2.1.3	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
6	Operator	Delays	Samp Delay	Delay = 1 samples = 100e-3 sec
7	Operator	Gain/Scale	Negate	-
11	Operator	Integral/Diff	Integrator	Zero Order Initial Condition = 0 v
12	Operator	Gain/Scale	Gain	Gain = 100 Gain Units = Linear
14	Operator	Sample/Hold	Sampler	Rate = 10 Hz
17	Operator	Sample/Hold	Hold	Last Value Gain = 1
10, 13, 15	Sink	Analysis	Analysis	-

П 1.3 Параметры источника (рис 2.1.13)

№ элемента на рис.2.1.13	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
0	Source	Noise/PN	PN seq	Amp = 500e-3 v Offset = 500e-3 v Rate = 10 Hz Levels = 2
5	Sink	Analysis	Analysis	-

П 1.4 Параметры ЦАП и формирующего фильтра (рис 2.1.13)

№ элемента на рис.2.1.13	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
8	Adder	-	Adder	-
2	Multiplier	-	Multiplier	-
6	Operator	Delays	Samp Delay	Delay = 1 samples = 100e-3 sec
7	Operator	Gain/Scale	Negate	-
11	Operator	Integral/Diff	Integrator	Zero Order Initial Condition = 0 v
12	Operator	Gain/Scale	Gain	Gain = 10 Gain Units = Linear
				Gate Delay = 0 sec

14	Logic	Gates/Buffers	Buffer	Threshold = 500e-3 v True Output = -1 v False Output = 1 v
18	Operator	Sample/Hold	Sampler	Rate = 20 Hz
20	Operator	Sample/Hold	Hold	Gain = 1
9, 10, 13, 15	Sink	Analysis	Analysis	-

П 1.5 Параметры формирующего фильтра и ЦАП (рис 2.2.4)

№ элемента на рис.2.2.4	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
6	Operator	Delays	Samp Delay	Delay = 1 samples = 100e-3 sec
7	Operator	Gain/Scale	Negate	-
11	Operator	Integral/Diff	Integrator	Zero Order Initial Condition = 0 v
12	Operator	Gain/Scale	Gain	Gain = 100 Gain Units = Linear
10, 13	Sink	Analysis	Analysis	-

П 1.6 Параметры относительного кодера (рис 2.2.4)

№ элемента на рис.2.2.4	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
14	Logic	Gates/Buffers	XOR	Gate Delay = 0 sec Threshold = 500e-3 v True Output = -1 v False Output = 1 v
16	Operator	Delays	Samp Delay	Delay = 1 samples = 100e-3 sec
20	Logic	Gates/Buffers	NOR	Gate Delay = 0 sec Threshold = 500e-3 v True Output = 1 v False Output = -1 v
17	Operator	Sample/Hold	Sampler	Rate = 10 Hz
23	Operator	Sample/Hold	Hold	Gain = 1
15, 24	Sink	Analysis	Analysis	-

П 1.7 Параметры относительного кодера (рис 2.2.11)

№ элемента на рис 2.2.11	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
14	Logic	Gates/Buffers	XOR	Gate Delay = 0 sec Threshold = 500e-3 v True Output = -1 v False Output = 1 v
18	Operator	Delays	Samp Delay	Delay = 1 samples = 100e-3 sec
19	Operator	Sample/Hold	Sampler	Rate = 10 Hz

21	Operator	Sample/Hold	Hold	Last Value Gain = 1
15, 20	Sink	Analysis	Analysis	-

П 1.8 Параметры элементов схемы на рис 2.3.17

№ элемента на рис 2.3.17	Название библиотеки	Название группы	Название группы	Параметры
0	Source	Noise/PN	PN seq	Amp = 500e-3 v Offset = 500e-3 v Rate = 10 Hz Levels = 2
2,11,21	Operator	Sample/Hold	Sampler	Rate = 10Hz
5,14	Adder	-	Adder	-
6	Operator	Gain/Scale	Gain	Gain = 1
7	Function	Function	Custom	No. of Assigned Inputs = 1 Algebra mod(p(0);2)
8	Operator	Logic	Compare	Comparison = A>B True Output = -1 v False Output = 1 v A Input = t11 Output B Input = t7 Output

9	Source	Aperiodic	Step Fct	Amp = $-500e-3$ v Start = 0 sec Offset = 0 v
12,23	Operator	Sample/Hold	Hold	Gain = 1
13	Operator	Gain/Scale	Negate	-
15	Operator	Delays	Sample Delay	Delays = $100e-3$ v
16	Operator	Integral/Diff	Integral	Initial Condition = 0 v
17	Operator	Gain/Scale	Gain	Gain = 100
1,3,4,18,22, 24,25,28,	Sink	Analysis	Analysis	-

П 2.1 Результат статистического эксперимента для последовательности NRZ – L

$N_0, 10^{-3}, \text{Вт/Гц}$	E_b/N_0		N_Σ	$N_{\text{ош.ср}}$	$N_{\text{ош}}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	10^6	4	4×10^{-6}
15	6,667	8,239	10^5	15	$4,5 \times 10^{-4}$
20	5	6,99	10^4	8	8×10^{-4}
30	3,333	5,229	2×10^3	12	6×10^{-3}
40	2,5	3,979	10^3	14	0,014
50	2	3,01	10^3	23	0,023
60	1,667	2,218	500	18	0,036
70	1,429	1,549	200	11	0,055
80	1,25	0,969	200	12	0,08
100	1	0	200	16	0,08

П 2.2 Результат статистического эксперимента для последовательности NRZ – М

$N_0, 10^{-3}, \text{Вт/Гц}$	E_b/N_0		N_Σ	$N_{\text{ош.ср}}$	$N_{\text{ош}}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	10^6	6	6×10^{-6}
15	6,667	8,239	10^5	25	$2,5 \times 10^{-4}$
20	5	6,99	10^4	15	$1,5 \times 10^{-3}$
30	3,333	5,229	2×10^3	22	0,011
40	2,5	3,979	10^3	27	0,027
50	2	3,01	500	29	0,058
60	1,667	2,218	200	14	0,07
70	1,429	1,549	200	17	0,085
80	1,25	0,969	200	24	0,12
100	1	0	200	25	0,125

П 2.3 Результат статистического эксперимента для последовательности NRZ - S

$N_0, 10^{-3}, \text{Вт/Гц}$	E_b/N_0		N_Σ	$N_{\text{ош.ср}}$	$N_{\text{ош}}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	10^6	7	7×10^{-6}
15	6,667	8,239	10^5	29	$2,9 \times 10^{-4}$
20	5	6,99	10^4	21	$1,5 \times 10^{-3}$
30	3,333	5,229	10^3	11	0,011
40	2,5	3,979	10^3	25	0,025
50	2	3,01	500	23	0,046
60	1,667	2,218	200	15	0,075
70	1,429	1,549	200	19	0,095
80	1,25	0,969	200	24	0,125
100	1	0	200	23	0,115

П 2.4 Результат статистического эксперимента для последовательности биполярная – RZ

$N_0, 10^{-3}, \text{Вт/Гц}$	E_b/N_0		N_Σ	$N_{\text{ош.ср}}$	$N_{\text{ош}}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	20000	17	$8,5 \times 10^{-4}$
15	6,667	8,239	5000	25	5×10^{-3}
20	5	6,99	2000	28	0,014
30	3,333	5,229	1000	27	0,027
40	2,5	3,979	500	25	0,05
50	2	3,01	200	15	0,075
60	1,667	2,218	200	20	0,1
70	1,429	1,549	200	25	0,125
80	1,25	0,969	200	26	0,13
100	1	0	100	14	0,14

П 2.5 Результат статистического эксперимента для последовательности униполярная – RZ

$N_0, 10^{-3}, \text{Вт/Гц}$	E_b/N_0		N_Σ	$N_{\text{ош.ср}}$	$N_{\text{ош}}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	10000	5×10^{-2}	0,05
15	6,667	8,239	10000	1×10^3	0,1
20	5	6,99	10000	$1,8 \times 10^3$	0,18
30	3,333	5,229	1000	$2,62 \times 10^2$	0,262
40	2,5	3,979	1000	$2,91 \times 10^2$	0,291
50	2	3,01	1000	$3,14 \times 10^2$	0,314
60	1,667	2,218	500	$1,62 \times 10^2$	0,324
70	1,429	1,549	200	63	0,315
80	1,25	0,969	200	67	0,335
100	1	0	200	71	0,355

П 2.6 Результат статистического эксперимента для последовательности RZ – АМІ

$N_0, 10^{-3}, \text{Вт/Гц}$	E_b/N_0		N_Σ	$N_{\text{ош.ср}}$	$N_{\text{ош}}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	10000	$8,9 \times 10^2$	0,089
15	6,667	8,239	10000	$1,48 \times 10^3$	0,148
20	5	6,99	10000	$1,95 \times 10^3$	0,195
30	3,333	5,229	1000	$2,8 \times 10^2$	0,28
40	2,5	3,979	1000	3×10^2	0,3
50	2	3,01	1000	$3,1 \times 10^2$	0,31
60	1,667	2,218	1000	$3,4 \times 10^2$	0,33
70	1,429	1,549	1000	$3,5 \times 10^2$	0,34
80	1,25	0,969	1000	$3,6 \times 10^2$	0,36
100	1	0	1000	$3,8 \times 10^2$	0,38

П 3.1 Параметры схемы рис 3.4.

№ элемента на рис 3.4.	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
0	Source	Noise/PN	PN seq	Amp = 1 v Offset = 0 v Rate = 10 Hz Levels = 2 Phase = 0 deg Max Rate = 100 Hz
2	Operator	Delays	Delay	Delay = 1 samples = 100e-3 sec
3	Operator	Gain/Scale	Negate	–
4	Adder	–	–	–
6	Function	Non Linear	Rectify	Zero Point = 0 v Max Rate = 10 Hz
7	Operator	Filters/Systems	Linear Sys Filters	Low Fc = 9,9 Hz Hi Fc = 10,1 Hz Quant Bits = None Init Cndtn = Transient
8	Function	Non Linear	Limiter	Max Input = ± 0 v Max Output = ± 1 v Max Rate = 100 Hz
9	Communications	Modulators	FMPT	Amplitude = 1 v Frequency = 10 Hz

				Phase = 0 deg Mod Gain = 1 Hz/v Pulse Width = 10e-3 sec Max Rate = 100 Hz
20	Operator	Sample/Hold	Sampler	Rate = 10 Hz Aperture = 0 sec Aperture Jitter = 0 sec Max Rate = 10 Hz
23	Operator	Sample/Hold	Hold	Gain = 1 Out Rate = 100 Hz Max Rate = 100 Hz
10, 12, 13, 14, 16, 17,18, 19	Sink	Analysis	–	–

Таблица 3.2 Параметры схемы рис 3.10

№ элемента на рис 3.10	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
0	Source	Noise/PN	PN seq	Amp = 1 v Offset = 0 v Rate = 10 Hz Levels = 2 Phase = 0 deg Max Rate = 100 Hz
2	Operator	Delays	Delay	Delay = 50e-3 sec = 5,0 smp Output 0 = Delay t1t7 Output 1 = Delay - dT Max Rate = 100 Hz
3	Operator	Filters/Systems	Linear Sys Filters	Butterworth Bandpass IIR 4 Poles Low Fc = 9,8 Hz

				Hi Fc = 10,2 Hz Quant Bits = None Init Cndtn = Transient DSP Mode Disabled Max Rate = 100 Hz
4	Function	Non linear	Limit	Max Input = ± 0 v Max Output = ± 1 v Max Rate = 100 Hz
5	Communications	Modulators	FMPT	Amplitude = 1 v Frequency = 10 Hz Phase = 0 deg Mod Gain = 1 Hz/v Pulse Width = 10e-3 sec Max Rate = 100 Hz
12	Operator	Delays	Samp Delay	Delay = 1 samples
6, 7, 8, 9, 10	Sink	Analysis	-	-

П 4.1 Результат статистического эксперимента

$N_0, 10^{-3}$ Вт/Гц	E_b/N_0		N_Σ	Нош _{ср}	$N_{ош}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	10^6	4	4×10^{-6}
15	6,667	8,239	10^5	13	$1,3 \times 10^{-4}$
20	5	6,99	2×10^5	14	7×10^{-4}
30	3,333	5,229	5×10^3	24	$4,8 \times 10^{-3}$
40	2,5	3,979	10^3	13	0,013
50	2	3,01	10^3	22	0,022
60	1,667	2,218	500	15	0,03
70	1,429	1,549	200	10	0,05
80	1,25	0,969	200	11	0,055
100	1	0	200	15	0,075
120	0,833	-0,792	200	18	0,09

П 4.2 Результат статистического эксперимента

$N_0, 10^{-3}$ Вт/Гц	E_b/N_0		N_Σ	Нош _{ср}	$N_{ош}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	10^6	10	1×10^{-5}
15	6,667	8,239	10^5	31	$3,1 \times 10^{-4}$
20	5	6,99	10^4	15	$1,5 \times 10^{-3}$
30	3,333	5,229	10^3	10	0,01
40	2,5	3,979	10^3	28	0,028
50	2	3,01	500	23	0,046
60	1,667	2,218	500	32	0,072
70	1,429	1,549	200	22	0,11
80	1,25	0,969	100	14	0,14
100	1	0	100	15	0,15
120	0,833	-0,792	100	16	0,16

П 4.3 Результат статистического эксперимента

$N_0, 10^{-3}$ Вт/Гц	E_b/N_0		N_Σ	Нош _{ср}	$N_{ош}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	10^6	10	1×10^{-5}
15	6,667	8,239	10^5	28	$2,8 \times 10^{-4}$
20	5	6,99	10^4	16	$1,6 \times 10^{-3}$
30	3,333	5,229	10^3	10	0,01
40	2,5	3,979	10^3	24	0,024
50	2	3,01	500	26	0,046
60	1,667	2,218	100	9	0,07
70	1,429	1,549	100	12	0,12
80	1,25	0,969	100	14	0,14
100	1	0	100	16	0,16
120	0,833	-0,792	100	20	0,2

П 4.4 Результат статистического эксперимента

$N_0, 10^{-3}$ Вт/Гц	E_b/N_0		N_Σ	Нош _{ср}	$N_{ош}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	10000	837	0,084
15	6,667	8,239	1000	123	0,123
20	5	6,99	1000	180	0,18
30	3,333	5,229	1000	235	0,235
40	2,5	3,979	1000	325	0,325
50	2	3,01	1000	315	0,315
60	1,667	2,218	1000	358	0,358
70	1,429	1,549	1000	445	0,445
80	1,25	0,969	1000	420	0,42
100	1	0	1000	483	0,483
120	0,833	-0,792	1000	475	0,475

П 4.5 Результат статистического эксперимента

$N_0, 10^{-3}$ Вт/Гц	E_b/N_0		N_Σ	Нош _{ср}	$N_{ош}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	10^5	75	$7,5 \times 10^{-4}$
15	6,667	8,239	10^4	58	$5,8 \times 10^{-3}$
20	5	6,99	5×10^3	61	0,012
30	3,333	5,229	10^3	36	0,036
40	2,5	3,979	1000	59	0,059
50	2	3,01	500	39	0,078
60	1,667	2,218	500	48	0,096
70	1,429	1,549	500	53	0,106
80	1,25	0,969	500	61	0,122
100	1	0	200	29	0,145
120	0,833	-0,792	200	35	0,175

П 4.6 Результат статистического эксперимента

$N_0, 10^{-3}$ Вт/Гц	E_b/N_0		N_Σ	Нош _{ср}	$N_{ош}/N_\Sigma$
	разы	дБ			
10	10	10	100000	$8,68 \times 10^3$	0,087
15	6,667	8,239	10000	$1,49 \times 10^3$	0,149
20	5	6,99	10000	$1,89 \times 10^3$	0,189
30	3,333	5,229	10000	$2,65 \times 10^3$	0,265
40	2,5	3,979	10000	$3,28 \times 10^3$	0,328
50	2	3,01	10000	$3,6 \times 10^3$	0,36
60	1,667	2,218	1000	$3,5 \times 10^2$	0,35
70	1,429	1,549	1000	$3,3 \times 10^2$	0,33
80	1,25	0,969	1000	$4,1 \times 10^2$	0,41
100	1	0	1000	$4,2 \times 10^2$	0,42
120	0,833	-0,792	1000	$4,1 \times 10^2$	0,41

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ

«МЭИ»

Институт ИРЭ Кафедра радиотехнических систем

Направление Радиотехника – 210400


ЗАДАНИЕ НА МАГИСТЕРСКУЮ
ДИССЕРТАЦИЮ


по программе подготовки магистров _____

Радиотехнические системы связи и навигации

Тема Достоверность приема цифровой информации, передаваемой сигналами ИКМ, при неидеальной тактовой синхронизации

Время выполнения работы с 01.09.2011 по 01.07. 20 13 г.

Студент Самарина Д.С. ЭР-20-07 
Фамилия, и., о. группа подпись

Научный руководитель доц. Сизякова А.Ю. 
должность, звание, фамилия, и., о.

Консультант _____
должность, звание, фамилия, и., о.

Консультант _____
должность, звание, фамилия, и., о.

Зав. кафедрой проф. Перов А.И. 
звание, фамилия, и., о., подпись, дата утверждения задания

Место выполнения научной работы кафедра РТС

Москва

« 1 » 09 2011г.

1.Обоснование выбора темы диссертационной работы

Вопросы передачи данных каналам радиосвязи в реальном масштабе времени являются актуальными в современной жизни. При передаче информации необходимо обеспечить достоверный ее прием.

В диссертационной работе надо изучить вопросы построения и демодуляции различных кодов канала типа ИКМ. Для достоверного приема цифровых низкочастотных сигналов требуется обеспечить идеальную или близкую к идеальной работу системы тактовой синхронизации (СТС).

Для получения результатов предлагается составить математическую модель модулятора и демодулятора для нескольких (5-6) видов кодов канала, на ее основе составить компьютерные модели. Предлагается выполнить анализ помехоустойчивости модемов для заданных ИКМ при идеальной работе СТС. Предлагается выполнить анализ помехоустойчивости модемов для заданных ИКМ при неидеальной работе СТС. Построить модели СТС разомкнутого типа двух видов – с согласованным фильтром и с автокорреляционным приемом. Сравнить зависимости вероятности ошибок от затрат энергии для указанных видах ТС.

Научный руководитель А.И.И. дата 01.09.2011

Студент Ваша дата 01.09.2011

2.Консультации по разделу

Подпись консультанта _____ дата _____

3.Консультации по разделу

Подпись консультанта _____ дата _____

4. План работы над магистерской диссертацией

№ п/п	Содержание разделов	Срок выпол- нения	Трудоём- кость в %
I.	Теоретическая часть Изучить теорию построения демодуляторов цифровых сигналов. Изучить вопросы помехоустойчивости этих демодуляторов Изучить особенности СТС Изучить способы построения и характеристики разомкнутых СТС	11.12 10.12 09.12	20%
II.	Экспериментальная часть Составить модели модуляторов и демодуляторов различных кодов сигнала Получить зависимости BER от отношения сигнал-шум при идеальной ТС Составить модель СТС двух видов Получить зависимости BER от отношения сигнал-шум при использовании СТС двух видов	06.12 09.12 01.13 04.13	50%
III.	Публикации Тезисы 1 доклада на НТК студентов и аспирантов МЭИ Тезисы 1 доклада на НТК студентов и аспирантов МЭИ	10.11 10.2012	5%
IV.	Оформление диссертации Написание текста диссертации Редактирование текста с учетом замечаний руководителя Оформление записки и иллюстративного материала	01.05.2013 20.05.2013 05.06.2013	25%

5. Рекомендуемая литература

1. Радиосистемы передачи информации: Учебное пособие для вузов / В.А.Васин, В.В. Калмыков, Ю.Н. Себекин, А.И. Сенин, И.Б. Федоров; под ред. И.Б. Федорова и В.В. Калмыкова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 472 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1043 с.
3. Беллами Дж.К. Цифровая телефония. Пер с англ. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 640 с.
4. Самарина Д.С. Бакалаврская работа «Исследование характеристик кодов ИКМ».

6. Краткие сведения о студенте:

Домашний адрес _____ МО., г. Пушкино, проезд Розанова, 7-48 _____

Телефон служебный 8(925)276-24-28 домашний _____

Примечание: задание брошюруется вместе с диссертацией и с отзывами руководителя и рецензентов.

Рецензия

на магистерскую диссертацию студентки Самариной Д.С. на тему
«Достоверность приёма цифровой информации, передаваемой сигналами ИКМ, при неидеальной тактовой синхронизации»,
представленную на соискание степени магистра техники и технологии
по направлению 210400 «Радиотехника»
(программа «Радиотехнические системы связи и навигации»)

Тема магистерской диссертации Самариной Д.С. связана с задачей помехоустойчивого приёма импульсных сигналов с кодовой модуляцией в условиях действия шумовых помех. При этом основное внимание уделено анализу влияния погрешностей тактовой синхронизации на качество приёма. Тема такого исследования актуальна, поскольку подобные сигналы применяются на практике, а тактовая синхронизация необходима для работы любой цифровой системы передачи информации (ЦСПИ).

Диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения и приложений, содержащих описание компонентов моделей и таблицы с результатами. Объём основной части работы (без приложений) 71 стр., что соответствует требованиям к магистерским диссертациям. Список литературы содержит 5 источников.

Во **введении** сформулированы задачи исследования и кратко охарактеризовано содержание разделов диссертации.

В **главе 1** подробно описаны различные виды сигналов с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ), а также дана характеристика систем синхронизации, используемых в приёмнике ЦСПИ. Показана необходимость оценки влияния неидеальности систем синхронизации на качество демодуляции и определён предмет исследования: разомкнутая система тактовой синхронизации (СТС), работающая по информационному сигналу с ИКМ.

Глава 2 посвящена разработке средствами программы SystemView имитационных моделей модемов сигналов с ИКМ. Модели разработаны как для абсолютных, так и для относительных кодов – бинарных и трёхуровневых. Совпадение импульсной последовательности, получаемой на выходе демодулятора, с исходной информационной последовательностью подтверждает правильность разработанных моделей. Материал главы содержит большое число иллюстраций, где представлены структурные схемы моделей и эпюры процессов в различных точках. Все эти результаты подробно описаны. Остаётся, однако, неясным, почему в моделях используется интегратор скользящего накопления (с временем интегрирования 0,1 с), а не интегратор со сбросом (т.е. с обнулением выходного сигнала в конце каждого такта), как это показано на рис. 2.0.6. Если такая замена не влияет на результаты моделирования, то это нужно было бы пояснить. На разработанных моделях в случае идеальной тактовой синхронизации получены оценки вероятности ошибки в зависимости от отношения сигнал-шум. Сравнение этих оценок с теоретическими значениями показало, что для ряда сигналов результаты расчёта и моделирования практически совпадают, тогда как для других сигналов (униполярного RZ и трёхуровневого RZ-AMI) имеется значительное расхождение: вероятность ошибки, полученная на модели, больше рассчитанной. Причина этого не объясняется.

В **3-й главе** разработаны и протестированы модели двух вариантов разомкнутой СТС: с фильтрацией сигнала и последующим нелинейным преобразованием (в работе использована функция $|x|$) и автокорреляционного типа. Показано, что в обоих случаях в спектре обработанного соответствующим образом сигнала содержится составляющая тактовой частоты, которая может быть выделена полосовым фильтром. В этой главе также приведён вывод оптимального алгоритма

тактовой синхронизации, однако комментарии к нему отсутствуют и далее он не используется. Кроме того, в ссылках на формулы указаны неправильные номера.

Глава 4 – основная в диссертации. В ней приведены результаты, полученные на полной модели ЦСПИ, содержащей модели модулятора, СТС и демодулятора, в условиях действия шума. Показано, что для всех типов сигналов вероятности ошибки, полученные при использовании модели СТС с фильтром и нелинейностью, практически такие же, как в случае идеальной синхронизации. При этом для биполярных сигналов (кроме RZ-AMI) полученные на модели оценки вероятности ошибки близки к теоретическим значениям. Характеристики автокорреляционного варианта СТС в работе рассмотрены качественно. Отмечено только, что она менее помехоустойчива, чем 1-й вариант.

В **заключении** перечислены решённые в работе задачи и полученные результаты. Сделан вывод о том, что наилучшее качество приёма достигается при использовании биполярных сигналов NRZ и RZ и СТС разомкнутого типа, построенной по «фильтровой» схеме.

Достоинством работы является большой объём экспериментальных результатов, полученных для широкого класса сигналов и вариантов обработки, а также конкретные практические рекомендации по результатам исследования. Работа хорошо структурирована и аккуратно оформлена.

В качестве недостатка следует отметить то, что в работе не всегда обоснован выбор параметров моделей, в частности, полосового фильтра СТС. Недостатком оформления является то, что не выделены заголовки разделов (глав) и подразделов диссертации; обычно их делают крупным шрифтом и каждую главу начинают с новой страницы. Остальные замечания приведены выше.

В целом, несмотря на отмеченные недостатки, работа Самариной Д.С. производит впечатление обстоятельного результативного исследования. Считаю, что диссертация Самариной Д.С. представляет собой законченную научно-исследовательскую работу, выполненную на актуальную тему с использованием современных средств моделирования. Она соответствует требованиям, предъявляемым к магистерским диссертациям, и при условии успешной защиты может быть оценена на «отлично». Её автор магистрант Самарина Д.С. заслуживает присуждения степени магистра техники и технологии по направлению 210400 «Радиотехника».

Рецензент
доцент кафедры РПУ к.т.н.



Лишак М.Ю.

ОТЗЫВ

на магистерскую диссертацию студентки гр. ЭР-20-07 Самариной Дарьи Сергеевны на тему: «ДОСТОВЕРНОСТЬ ПРИЕМА ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ, ПЕРЕДАВАЕМОЙ СИГНАЛАМИ ИКМ, ПРИ НЕИДЕАЛЬНОЙ ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ», представленную на соискание степени магистра техники и технологии по направлению «Радиотехника»

Магистерская диссертация Самариной Д.С. посвящена вопросам анализа причин появления разнообразных аналоговых низкочастотных сигналов ИКМ, используемых для передачи цифровой информации. Автором рассмотрены вопросы приема этих сигналов с точки зрения возможности их использования для формирования отсчетов в тактовые моменты времени при демодуляции и с точки зрения достоверности передачи информации. Поскольку такого рода обоснование и сравнительный анализ сигналов ИКМ отсутствует в доступной литературе, тему диссертации Самариной Д.С. считаю актуальной.

Практическая значимость диссертационной работы Самариной Д. С. состоит в том, что в диссертации решена задача, относящаяся к оценке достоверности приема видеосигналов ИКМ в отсутствие ошибок тактовой синхронизации и при неидеальной работе системе тактовой синхронизации.

Самарина Д.С. овладела навыками цифрового статистического моделирования, построила модели приемников сигналов ИКМ, с использованием которых получила достоверные результаты.

За время обучения в магистратуре на кафедре Радиотехнических систем «НИУ «МЭИ» Самарина Д. С. сформировалась как грамотный специалист. Она активно работала над диссертацией, проявила самостоятельность и настойчивость в решении поставленных задач, чем обусловлена результативность ее работы.

Диссертация Самариной Д.С. представляет собой законченную научно-исследовательскую работу, выполненную на актуальную тему с использованием современных программных средств. Она удовлетворяет всем требованиям к магистерским диссертациям по направлению 210400 «Радиотехника». Считаю, что Самарина Д.С. заслуживает присвоения степени магистра техники и технологии по направлению 210400 «Радиотехника» по программе подготовки «Радиотехнические системы связи и навигации».

Научный руководитель
доцент каф. РТС



А. Ю. Сизякова