

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

Кафедра систем телекоммуникаций

В. Н. Мищенко

**ИЗУЧЕНИЕ БЛОКОВ И УСТРОЙСТВ
ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ VisSim 5.0**

Лабораторный практикум по дисциплине
«Системы подвижной радиосвязи и радиоопределения»
для студентов специальностей
1-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций»,
1-45 01 02 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение»
всех форм обучения

Минск БГУИР 2009

УДК 621.396.2(075.8)
ББК 32.884я73
М71

Мищенко, В. Н.

М71 Изучение блоков и устройств для телекоммуникационных систем с помощью программы VisSim 5.0 : лаб. практикум по дисц. «Системы подвижной радиосвязи и радиоопределения» для студ. спец. 1-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций», 1-45 01 02 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» всех форм обуч. / В. Н. Мищенко. – Минск : БГУИР, 2009. – 60 с. : ил.
ISBN 978-985-488-239-0

Практикум включает четыре лабораторные работы по исследованию характеристик различных блоков, каналов и устройств для телекоммуникационных систем с помощью программы VisSim 5.0.

Каждая лабораторная работа содержит краткие теоретические сведения, описания проводимых измерений и контрольные вопросы.

Предназначен для студентов всех форм обучения.

УДК 621.396.2(075.8)
ББК 32.884я73

ISBN 978-985-488-239-0

© Мищенко В. Н., 2009
© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2009

СОДЕРЖАНИЕ

Лабораторная работа №1. Исследование характеристик каналов и источников сигнала для телекоммуникационных систем.....	4
Лабораторная работа №2. Исследование характеристик модуляторов и демодуляторов, используемых в телекоммуникационных системах.....	17
Лабораторная работа №3. Исследование характеристик кодеров и декодеров сигнала	31
Лабораторная работа №4. Исследование характеристик функциональных устройств для телекоммуникационных систем	49

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №1

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛОВ И ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛА ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Цель работы: изучить характеристики и особенности каналов и источников сигнала для телекоммуникационных систем.

1.1. Модели радиосигналов в системах подвижной радиосвязи

Гауссовский канал. Гауссовский канал представляет собой непрерывный канал с аддитивной помехой, т. е. помехой, которая складывается линейно с информационным сигналом. В результате формируется нормальный гауссовский случайный процесс, характеризуемый одинаковым энергетическим спектром на всех частотах. Такой процесс частот называют белым шумом, поскольку его спектр по характеру близок к спектру белого света. Плотность распределения вероятностей нормального гауссовского случайного процесса определяется формулой

$$p(r) = \left[\frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \right] \exp \left[-\frac{(r - X)^2}{2\sigma^2} \right], \quad (1.1)$$

где σ – дисперсия случайной величины r ; X – среднее значение случайной величины r (как правило, равное нулю).

Каналы Релея и Райса. Для характеристики изменений радиосигнала в сотовых системах связи (ССС) используют понятия глубины и скорости замираний сигнала на входе приемника. Глубину замираний определяют изменением уровня огибающей сигнала относительно ее медианного значения. Глубина замираний сигнала в линиях связи большой протяженности может достигать 20 – 30 дБ.

Скорость замираний принято характеризовать средним числом односторонних пересечений (снизу вверх или сверху вниз) в секунду огибающей сигнала с медианным уровнем. Эту величину также определяют, как среднюю частоту за-

мираний или как среднее число выбросов огибающей, превышающих медианный уровень в течение одной секунды. Для измерения скорости замираний обычно используют излучение непрерывной немодулированной несущей, фиксируя частоту пересечения огибающей принимаемого флуктуирующего сигнала с ее медианным уровнем. По записям флуктуирующей огибающей можно получить энергетический спектр или корреляционную функцию замираний, а по их значениям – скорость замираний.

Многочисленные экспериментальные исследования показывают, что длительность замираний зависит от частоты несущего сигнала, протяженности радиолиний, диаграмм направленности антенн, типа канала и может колебаться от 0,1 – 0,3 до нескольких секунд. Установлено, что на интервале, равном длительности посылки сигнала, микроструктура среды не успевает существенно измениться, так как за это время могут произойти лишь относительно небольшие случайные перемещения неоднородностей. Поэтому амплитуду сигнала по каждому лучу в течение длительности посылки можно считать практически неизменной случайной величиной. Амплитуда сигнала медленно изменяется от посылки к посылке. Фаза же этого сигнала даже при незначительных перемещениях неоднородности может значительно изменяться, поворачиваясь на угол 2π каждый раз, в то время как путь, по которому проходит этот сигнал, изменяется всего лишь на длину волны несущего колебания. Так как неоднородности на пути каждого луча перемещаются случайно, то изменения фаз сигналов, приходящих по каждому лучу, происходят также случайно.

В некоторых случаях замирающий сигнал может содержать регулярную составляющую, обусловленную отражением и рассеянием сигналов от слоистых неоднородностей и границ раздела сред с различными физическими свойствами. По некоторым направлениям при определенных условиях возможно и когерентное распространение сигнала, когда фазы по отдельным лучам незначительно отклоняются от своего среднего значения. В таком случае сигнал на входе приемника на интервале $0 \leq t \leq \tau$ (τ – длительность посылки) может быть представлен в виде суммы регулярной $s_p(t)$ и флуктуи-

рующей $s_{\phi}(t)$ составляющих, т. е. $s_x(t) = s_x f_x(t) = s_p(t) + s_{\phi}(t)$, где s_x – огибающая посылки; $f_x(t)$ – сигнальная функция, учитывающая высокочастотное заполнение посылки и соответствующие случайные сдвиги фазы.

Если ни одна составляющая многолучевого сигнала не содержит регулярную часть (случай диффузно отраженных лучей), то канал с такими условиями распространения называют *релеевским*. При этом распределение флуктуации подчиняется закону Релея, для которого плотность распределения описывается как

$$w(r) = \frac{r^2}{S_U^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2S_U^2}\right), \quad (1.2)$$

где случайная величина r – огибающая сигнала, приходящего на абонентскую станцию (АС); σ_U^2 – дисперсия квадратурных составляющих напряженности поля; $\sigma_U^2 = p$ – средняя мощность сигнала. Примерами релеевского канала являются каналы связи с рассеянной волной.

Если многолучевой сигнал содержит, кроме диффузно отраженных, и регулярный (незамирающий) луч, то распределение флуктуации подчиняется обобщенному закону Релея (или закону Райса):

$$w(r) = \frac{r}{S^2} \exp\left[-\frac{(r^2 + a^2)}{S^2}\right] I_0\left(\frac{ar}{S^2}\right), \quad (1.3)$$

где $\alpha = (x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}}$ – огибающая регулярной составляющей (среднеквадратичное значение ожидания квадратурных компонент (по осям X и Y)); $I_0\left(\frac{ar}{S^2}\right)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

К каналам Райса, например, относится ряд каналов с прямой волной и остронаправленными диаграммами антенн.

Следует отметить, что более гибким инструментом при аппроксимации экспериментально получаемых распределений является закон Накагами, пред-

ложенный в 1943 г. Он известен под названием «m-распределение», или «распределение Накагами», и записывается следующим образом:

$$w(r) = \left[\frac{2}{\Gamma(m)} \right] \left(\frac{m}{2s^2} \right)^m r^{2m-1} \exp \left[- \left(\frac{r}{2s^2} \right)^2 \right], \quad (1.4)$$

где $\Gamma(m)$ – гамма-функция.

Если в формулу (1.4) подставить $m = 0,5$, то получим нормальный закон с односторонней плотностью распределения, при $m = 1$ – закон распределения Релея. При $m > 1$ распределение Накагами становится достаточно хорошей аппроксимацией закона Райса. Таким образом, распределение Накагами позволяет описать более широкий класс распределений, чем, например, закон Райса.

Модели каналов с учетом доплеровского сдвига частоты. Известно, что при перемещении источника несущей частоты его частота изменяется на частоту Доплера, которая определяется скоростью перемещения объекта, в данном случае АС. К моделям радиоканала, учитывающим такое изменение частоты, относятся модель Джейкса (Jakes), модель канала с эффектом фединга (fading) и модель Кларка (Clarke).

Модель Джейкса представляет собой канал с замираниями сигнала, характерными при связи с подвижными объектами и вызванными эффектами Релея (суммирование многократно отраженных комплексных синусоид) и Доплера (девиация несущей частоты). Выходной сигнал описывает распределение флуктуаций по следующему закону:

$$y(t) = x \left((ax + b)(2N_0 + 1)^{-0,5} \right), \quad (1.5)$$

где x – входной сигнал,

$$a = 2 \sum_{k=1}^{N_0} \cos \varphi_k \cos w_k t + \sqrt{2} \cos \varphi_m \cos w_m t, \quad (1.6)$$

$$b = 2 \sum_{k=1}^{N_0} \sin \varphi_k \cos w_k t + \sqrt{2} \sin \varphi_m \cos w_m t, \quad (1.7)$$

$$w_k = w_m \cos\left(\frac{2pk}{N}\right), \quad (1.8)$$

$$\varphi_k = \frac{pk}{N_0 + 1}, \quad (1.9)$$

$$N = 2(2N_0 + 1), \quad (1.10)$$

где N_0 – отсчет сигнала Допплера за промежуток времени, равный $3\pi\omega_m$; φ_m – начальная фаза сигнала Допплера при максимальном значении частоты.

Модель канала с эффектом фединга (fading) аналогична модели каналу Джейкса с тем лишь отличием, что для расчета комплексной формы сигнала гармонические компоненты предварительно пропускаются через взвешивающий фильтр, затем эти компоненты перемножаются с входным сигналом (а не складываются).

В модели Кларка статистические характеристики радиоволн, принимаемые подвижной АС, формируются в основном эффектами рассеивания. Обычно предполагают, что передатчик является неподвижным и через антенну формирует поле с вертикальной поляризацией на несущей частоте. Считается, что поле, которое формируется в раскрыве антенны АС, представляет собой сумму большого числа плоских волн с различными азимутальными углами прихода, произвольными фазами и приблизительно одинаковыми амплитудами. Учитывая это обстоятельство, а также то, что доплеровское смещение частоты АС невелико по сравнению с частотой несущего колебания, функцию электрической компоненты волны в раскрыве приемной антенны АС можно рассматривать как узкополосный случайный процесс. При большом числе входящих волн его обычно сводят к гауссовскому процессу.

Схема для исследования модели канала Джейкса (например Jakes.vsm) представлена на рис. 1.1. Блок 6, представляющий модель канала, характеризуется следующими параметрами: число слагаемых (термов) (Number of Terms) – 8; максимальная частота Допплера (Doppler Frequency) – 5 Гц. На входе канала включен источник 5, обеспечивающий постоянный сигнал. Блок 7 преобразует сигнал в комплексный.

На выходе канала:

- блок 11 определяет модуль сигнала, который отображается в виде осциллограммы на экране плоттера 2 (Signal Fading), работающего в режиме «самописца», поскольку запись осциллограммы ведется в течение достаточно длительного времени (250 условных секунд моделирования);
- блок 8 с помощью блока 9 измеряет среднюю мощность сигнала с момента $t = 10$ с после начала моделирования (задается блоком одиночного импульса 10);
- блок прямого преобразования Фурье 4 анализирует энергетический спектр, который отображается в виде осциллограммы спектральной плотности мощности (PSD – Power Spectral Density) на экране плоттера 1 (Fading Spectrum).

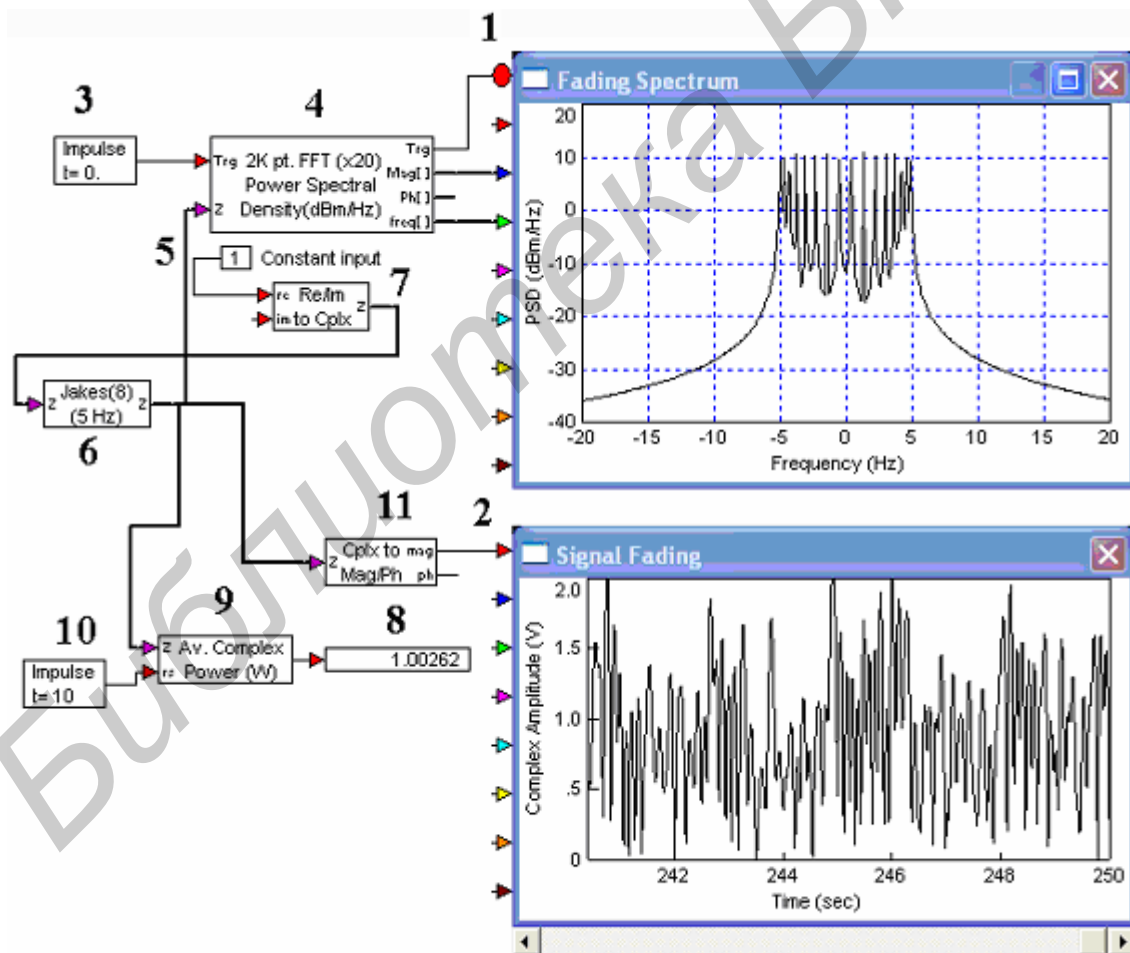


Рис. 1.1. Схема и результаты исследования канала Джекса

Схема для исследования модели канала с эффектом фединга (например Fading.vsm) представлена на рис. 1.2. Модель канала 7 характеризуется следующими параметрами: число выборок внутреннего взвешивающего фильтра (Number of Taps) – 128; смещение доплеровской частоты (Doppler Shift) – 5 Гц. Назначение остальных блоков аналогично назначению блоков на рис. 1.1. Сравнивая схемы на рис. 1.1 и 1.2, можно сделать следующие выводы:

1) средняя мощность сигнала на выходе канала Джейкса несколько ниже мощности сигнала канала с эффектом фединга (см. показания регистраторов 8 и 9 на рис. 1.2), несмотря на то что пиковые значения сигнала на выходе последнего заметно меньше (осциллограммы на плоттерах 2 (см. рис. 1.1 и 1.2));

2) при одном и том же значении доплеровской частоты (5 Гц) спектр канала с эффектом фединга шире за счет боковых лепестков (см. рис. 1.2).

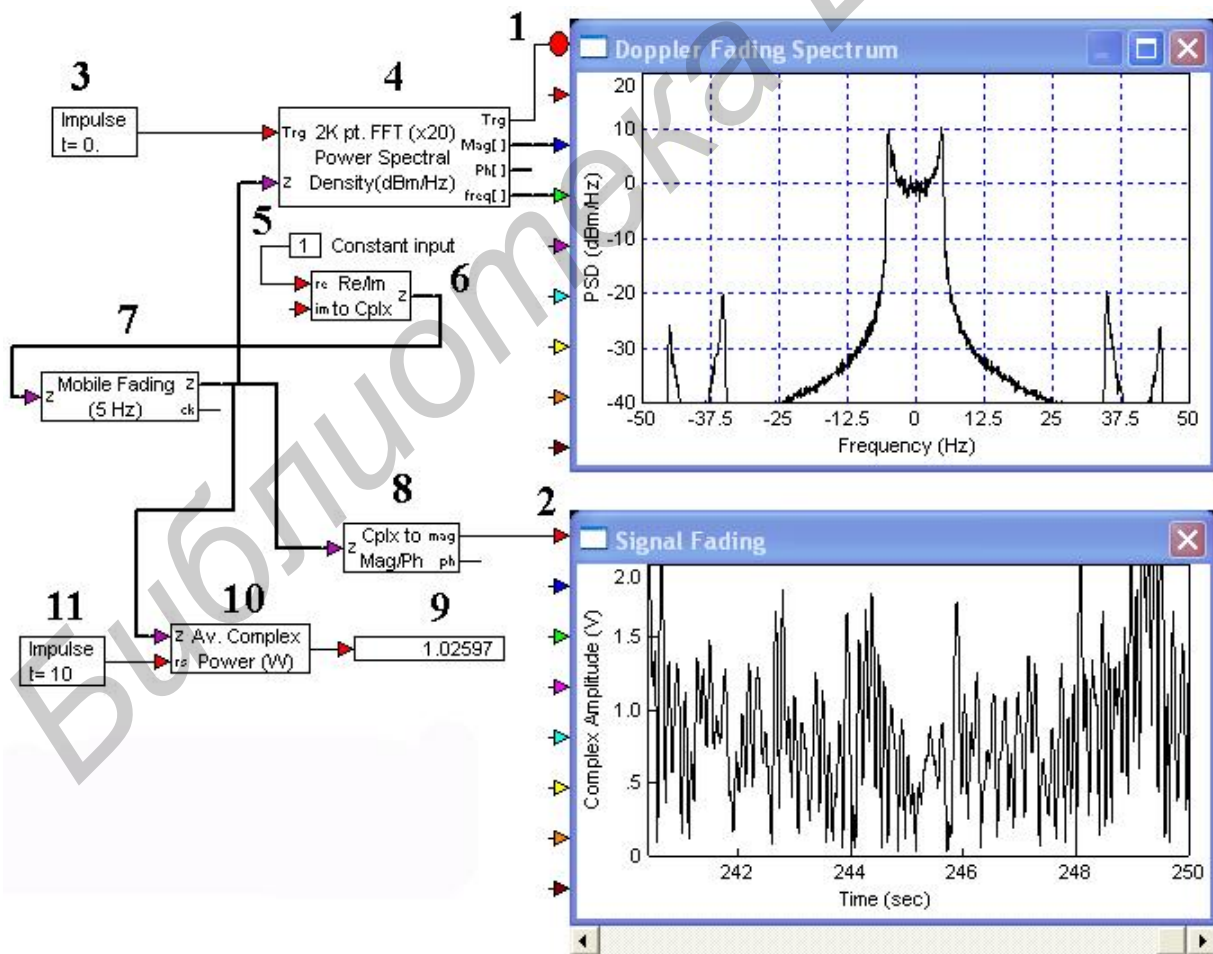


Рис. 1.2. Схема и результаты исследования канала с эффектом фединга

1.2. Ход работы

1. Включить компьютер. Пароль для входа в систему – единица (1), по указанию преподавателя может быть другим. При появлении окна предупреждения нажать клавишу Enter. Войти в программу VisSim 5.0.

2. В меню File выбрать команду Open. Открыть папку Channels и загрузить файл AWGN. Данная схема позволяет исследовать характеристики канала AWGN – канала с аддитивным белым шумом, имеющим нормальное гауссовское распределение.


Проверить настройки канала AWGN. Для этого подвести курсор к полю AWGN и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Записать настройки этого канала: число прогонов (Number of Runs); символьную скорость (Symbol Rate); среднюю мощность сигнала (Ref. Av. Complex Signal Power), отношение сигнал/шум для каждого из прогонов – (E_s/N_0); размерность мощности (Ref. Power Units).

Проверить настройки блока BER Curve Control. Для этого подвести курсор к полю BER Curve Control SER/BER и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Появится контрольное окно Curve Control Properties. Записать значения параметров, представленных в этом окне. Исследовать остальные узлы и блоки схемы: источник сигнала (Data Source), задержки (Delay), приемник (Receiver), блок, обеспечивающий фиксацию и отображение переданных и ошибочно переданных бит (BERnum) и т. д.


Нажать кнопку Пуск. Зарисовать и проанализировать полученное изображение кривой – кривой зависимости вероятности (коэффициента) ошибки от отношения сигнал/шум.



При всех измерениях необходимо фиксировать значения индикаторов, которые позволяют характеризовать тракт с позиции коэффициента ошибок, т. е. индикаторов Overall Bit Count, Number of Bit Error и Bit Errors Estimate. При необходимости указанные индикаторы можно обнулить: подвести курсор к нужному индикатору и нажать правую кнопку мыши. Для получения дополни-

тельной информации о каждом из блоков можно воспользоваться помощью, нажав кнопку Help.

Изменить параметры сигнала при подаче его в тракт канала AWGN. Для этого подвести курсор к полю QPSK Mod и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Установить значения амплитуды 0,2 В. Снять зависимость вероятности (коэффициента) ошибки от отношения сигнал/шум при указанном значении амплитуды сигнала. Аналогичные измерения выполнить при значениях амплитуды сигнала, равных 0,5 и 0,7 В. Установить значение разбаланса фазы (Phase Imbalance) равным 2 градуса. Зарисовать и проанализировать полученную кривую. Аналогичные измерения выполнить при значениях разбаланса фазы, равных 5 и 10 градусов. При проведении всех измерений просматривать и фиксировать зависимости, которые формируются на плоттере Error History. Закрывать файл AWGN.

3. В меню File выбрать команду Open. Открыть папку Channels и загрузить файл Jakes. Данная схема позволяет исследовать характеристики канала Jakes – канала с замираниями, характерными для подвижной связи.

Проверить настройки канала Jakes. Для этого подвести курсор к полю блока 6, имитирующего канал Jakes, и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Записать настройки этого канала: число термов (Number of Terms) – 8; максимальная частота Допплера (Doppler Frequency) – 5 Гц.

Подвести курсор к полю блока 9, который производит измерение средней мощности сигнала, и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Записать параметры этого прибора: размерность измеряемой мощности (Output), величину нагрузки (Load), режим работы (Mode). Исследовать и записать параметры других блоков и устройств схемы. Для этого необходимо подвести курсор к полю соответствующего блока или устройства и после появления значка  нажать правую кнопку мыши.

Нажать кнопку Пуск (зеленого цвета), расположенную в ряду функциональных кнопок в верхней части рабочего поля экрана монитора.

Зарисовать и проанализировать полученное изображение кривых на индикаторах анализатора спектра (Fading Spectrum) и плоттера (Signal Fading). Записать в отчет измеренное значение средней мощности. Для получения дополнительной информации о каждом из блоков можно воспользоваться помощью, нажав кнопку Help. Для просмотра различных участков осциллограммы сигнала на плоттере необходимо подвести курсор к полю этого блока и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Далее необходимо открыть закладку Axis и изменить установки параметров Displayed Time и Scroll Back Interval.

Изменить параметры канала. Для этого подвести курсор к полю Jakes и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Установить значение числа термов (Number of Terms) – 2, а максимальную частоту Допплера (Doppler Frequency) – 1 Гц. Снять полученный спектр сигнала на анализаторе спектра. Изменить значения максимальной частоты Допплера, установив последовательно значения 2, 10, 20 Гц. Зарисовать и проанализировать полученные кривые. При проведении всех измерений просматривать и фиксировать зависимости, которые формируются на плоттере Error History.

4. В меню File выбрать команду Open. Открыть файл PN Sequence. В качестве примера исследовать генератор псевдослучайного сигнала.

В схеме, расположенной в верхней части экрана, изменить настройки источника псевдослучайного сигнала, который формируется на базе регистров сдвига с дополнительными обратными связями. Для этого подвести курсор к полю 127 PN Sequence – это генератор, сформированный на базе 7-разрядного регистра сдвига (псевдослучайная последовательность размером $2^n - 1 = 2^7 - 1 = 127$), после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Установить значение параметра Shift Register Size (разрядность n регистра сдвига) равным 2; значение параметра Sequence Offset (исходное состояние последовательности от 0 до $(2^n - 1)$) равным 0; значение параметра Initial State (Octal) (начальное состояние внутреннего сдвигового регистра в восьмеричном формате) равным 1.

Записать значения остальных параметров генератора: параметр *Generator Coefficient* – определяет образующий код для PN-последовательности в восьмеричном формате, это значение по умолчанию определяется при выборе опции *Default Generator Coefficient*; параметр *Zero Augmented Sequence* – последовательность с дополнительным нулем; параметр *Output Mode* – режим выхода: биполярный сигнал (*Bilevel*) (–1, 1) или бинарный (*Binary*) (0, 1); параметр *Timing* – вид синхронизации: внутренняя (*Internal*) или внешняя (*External*); параметр *Bit Rate* – скорость следования сигналов (бит/с) для режима *Internal Timing mode*; параметр *Start Time* – время старта, с. Нажать клавишу *Enter*. Запустить программу кнопкой *Пуск*.

Зарисовать и проанализировать полученное изображение сигнала. Для удобства анализа следует подобрать значения параметров панели *Axis*: *Y Upper Bound*, *Y Lower Bound*, *X Upper Bound*, *X Lower Bound*. Так, значение параметра *X Upper Bound* установить равным 1 вместо установленного по умолчанию 10, что позволит более подробно исследовать особенности полученного сигнала. Установить значение параметра *Sequence Offset* равным 1, 2, а затем 3, зарисовать полученные изображения в отчете, сделать выводы.

Исследовать источники псевдослучайного сигнала с длиной регистра, равной 5, – это генераторы *31 PN Sequence* и *32 PN Sequence*. Выходной сигнал у последнего генератора представляет последовательность с добавленным разрядом. Нажать кнопку *Пуск*. Зарисовать и проанализировать два полученных изображения сигнала. Для дополнительной информации о каждом из блоков можно воспользоваться помощью, нажав кнопку *Help*. В меню *File* выбрать команду *Close*.

5. В меню *File* выбрать команду *Open*. Открыть папку *Signal Sources* и загрузить файл *Walsh*. Файл содержит пример для исследования генераторов последовательностей Уолша (*Walsh*).

Для схемы генератора, расположенной в верхней части экрана, изменить настройки источника псевдослучайного сигнала. Для этого подвести курсор к полю *Walsh (5, 32) Sequence* и после появления значка \updownarrow нажать правую кноп-

ку мыши. Установить значение параметра Matrix Output Row (номер строки матрицы) равным 0; значение параметра Sequence Offset (определяет номер стартовой позиции в псевдослучайной последовательности) – равным 1 (минимальное значение); значение параметра Sequence Length (Octal) (длина последовательности может быть от 2 до 256) – равным 4.

Записать установленные по умолчанию остальные параметры генератора Уолша: параметр Output Mode – режим выхода: биполярный сигнал (Bilevel) (–1, 1) или бинарный (Binary) (0, 1); параметр Timing – вид синхронизации: внутренняя (Internal) или внешняя (External); параметр Bit Rate – скорость следования сигналов (бит/с) для режима Internal Timing mode; параметр Start Time – время старта, с; Row Selection – выбор строки, внешний или внутренний. Три выходных сигнала генератора имеют следующие обозначения: out – выходная последовательность Walsh, ck – выход или вход тактовых импульсов; Frck – выход тактовых импульсов кадров.

Нажать кнопку Пуск. Зарисовать и проанализировать полученное изображение сигнала. Установить значение параметра Matrix Output Row равным 1. Нажать кнопку Пуск. Зарисовать и проанализировать полученные изображения сигнала. Аналогичные измерения выполнить при значениях параметра Matrix Output Row, равных 2 и 3. Сделать выводы.

Зарисовать и проанализировать на нижнем плоттере полученные кривые для двух генераторов Уолша: Walsh (21, 32) Sequence и Walsh (ext, 32) Sequence. Последний генератор работает в режиме внешнего запуска от источника 16, что жестко определяет шестнадцатый номер строки матрицы. Для получения дополнительной информации о каждом из блоков можно воспользоваться помощью, нажав кнопку Help. В меню File выбрать кнопку Close.

6. Открыть и просмотреть файлы с программами Fading.vsm, Propagationloss.vsm, которые имитируют работу разных каналов телекоммуникационных систем. Для дополнительной информации о каждом из блоков можно воспользоваться помощью, нажав кнопку Help.

1.3. Содержание отчета

1. Назначение, технические характеристики и структурные схемы исследованных каналов и источников сигнала.
2. Полученные графические зависимости.
3. Выводы по проделанной работе.

1.4. Контрольные вопросы

1. Опишите основные особенности канала распространения радиоволн, которые подчиняются закономерностям канала Гаусса.
2. Поясните измерения при исследовании канала AWGN.
3. Раскройте основные особенности канала с эффектом фединга.
4. Опишите основные параметры и характеристики канала распространения радиоволн, которые подчиняются закону Релея (или закону Райса).
5. Назовите основные характеристики и параметры канала Джейкса.

Лабораторная работа №2

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МОДУЛЯТОРОВ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Цель работы: изучить характеристики и особенности работы модуляторов и демодуляторов, используемых в телекоммуникационных системах.

2.1. Особенности построения модуляторов и демодуляторов, используемых в телекоммуникационных системах

Во многих случаях для передачи сообщений по каналу связи, кроме кодирования, требуется еще одно преобразование информационного сигнала, которое называется *модуляцией* (от лат. *modulatio* – мерность) на передающей стороне и *демодуляцией* – на приемной. Модуляция прежде всего осуществляется в радиоканалах, в которых немодулированный информационный сигнал не может передаваться в силу условий распространения радиоволн в свободном пространстве (эфире): для этого требуется высокочастотный сигнал-носитель, который с помощью антенно-фидерных устройств необходимых размеров способен излучаться в эфир. Такими же свойствами обладает и сигнал-носитель, промодулированный информационным сигналом.

В исходном состоянии сигнал-носитель представляет собой «чистую поверхность», подготовленную к нанесению необходимых данных при модуляции, в процессе которой изменяется какой-либо один или несколько (при сложной модуляции) параметров сигнала в соответствии с передаваемой информацией.

В случае колебания (например переменное напряжение) сигнал характеризуется амплитудой, фазой и частотой, в случае последовательности импульсов – амплитудой, фазой, частотой следования, длительностью импульсов или пауз, числом импульсов, комбинациями импульсов и пауз, отражающими определенный код. В зависимости от вида сигнала-носителя различают следующие виды модуляции.

АМ – амплитудная модуляция (АМ – amplitude modulation).

ЧМ – частотная модуляция (FM – frequency modulation).

ФМ – фазовая модуляция (PM – phase modulation); ЧМ и ФМ часто называют угловой модуляцией.

АИМ – амплитудно-импульсная модуляция (РАМ – pulse-amplitude modulation); по существу является процессом квантования непрерывного сигнала по времени с вариантами АИМ-1, когда верхние участки импульсов (амплитуды) повторяют форму модулирующей функции (огibaющей), и АИМ-2, когда амплитуда импульса остается неизменной и определяется значением модулирующей функции в начале импульса.

ЧИМ – частотно-импульсная модуляция (PFM – pulse-frequency modulation).

ВИМ – времяимпульсная модуляция (PTM – pulse-time modulation).

ШИМ – широтно-импульсная модуляция (PDM – pulse-duration modulation); является частным случаем ВИМ; информационным параметром при ШИМ служит ширина импульсов или пауз; различают следующие разновидности: симметричная ШИМ-С (при неизменном периоде следования импульсов) и ациклическая ШИМ-А (при не фиксируемом периоде следования импульсов).

ФИМ – фазоимпульсная модуляция (PPM – pulse-phase modulation); является частным случаем ВИМ; информационным параметром при ФИМ служит расстояние между первым (опорным) и вторым (информационным) импульсами каждого периода; частным случаем ФИМ является ациклическая ФИМ-А (при не фиксируемом периоде следования импульсов). ШИМ-А и ФИМ-А считаются наиболее экономичными, поскольку в них практически отсутствуют неиспользуемые промежутки времени.

КИМ – кодоимпульсная модуляция (PCM – pulse-code modulation); по существу является процессом квантования непрерывного сигнала по времени и уровню.

СИМ – счетно-импульсная модуляция (PNM – pulse-number modulation); является частным случаем КИМ.

Сигналы импульсной модуляции могут иметь высокочастотное заполнение – сигналы несущей частоты. В связи с этим применяют двойные обо-

значения вида модуляции, например, АИМ-ЧМ, КИМ-ФМ и т. д., где второе обозначение (ЧМ, ФМ) относится к виду модуляции сигнала несущей частоты.

При описании сигнала некоторым количеством параметров часть из них может быть детерминированной, т. е. известной заранее, а часть случайной, т. е. несущей информацию. При длительном существовании сигнала параметр может рассматриваться на определенном интервале как детерминированный.

Для описания модулированных сигналов чаще всего используется частотное представление рядом Фурье в комплексной форме:

$$u(t) = 0,5 \sum_{k=-1}^{\infty} A_k e^{j k \omega t}, \quad (2.1)$$

где $k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ – номер гармоники; $A_k = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) e^{-j k \omega t} dt$ – комплексная амплитуда (при указанных значениях k A_k и A_{-k} являются комплексно-сопряженными); T – период; $\omega = \frac{2\pi}{T}$ – круговая частота. Функция $A_k(j\Omega)$, где $\Omega = k\omega$, называется комплексным спектром, ее модуль $|A_k(j\Omega)|$ – амплитудным спектром сигнала, а зависимость аргумента (фазы) от частоты – спектром фаз.

Вследствие сопряженности комплексных амплитуд их модули одинаковы, поэтому для представления спектра достаточно изображать только положительную полосу частот, определяющую ширину спектра сигнала. Этот параметр является одним из основных, поскольку он определяет степень согласования сигнала с аппаратурой обработки информации (каналом): для исключения потери информации ширина спектра не должна превышать полосу пропускания канала.

Для непериодического сигнала, определяемого на бесконечном интервале времени, преобразование Фурье имеет вид

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (2.2)$$

где $S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt$ – спектральная функция (характеристика) сигнала;

модуль $|S(j\omega)| = S(\omega)$ называется просто спектром, а величина $\frac{S(\omega)^2}{\pi}$ – спектральной плотностью энергии.

Амплитудную модуляцию изобрел американский инженер Р. Фессенден (1906 г.). Этот вид модуляции с 1920 г. стал основным в радиовещании. Разновидность АМ – с одной боковой полосой – изобрел американский ученый Дж. Р. Карсон (1915 г.). Такой вид АМ характеризуется почти в два раза меньшей полосой занимаемых частот канала связи, поэтому широко применяется до сих пор в системах многоканальной связи и телевидении. Еще одна разновидность АМ – полярная модуляция – была разработана С. И. Тетельбаумом (СССР, 1939 г.) и Л. Канном (США, 1961 г.). Суть этого метода модуляции заключается в том, что положительная полуволна сигнала несущей частоты модулировалась по амплитуде одним сообщением, а отрицательная – другим. Такой вид АМ обычно использовался в системе стереофонического радиовещания.

АМ-сигнал в общем случае описывается выражением $u(t) = [U + \Delta u(t)] \cos(\omega t + \varphi)$, где U – амплитуда несущего колебания; $\Delta u(t)$ – модулирующий сигнал; ω , φ – частота и начальная фаза несущего сигнала соответственно. Если $\Delta u(t)$ представлен низкочастотным синусоидальным сигналом с амплитудой ΔU и частотой $\Omega \ll \omega$, то $u(t) = [U + \Delta U \cos \Omega t] \cos(\omega t + \varphi) = U[1 + M \cos \Omega t] \cos(\omega t + \varphi)$, где $M = \frac{\Delta U}{U} < 1$ – коэффициент (глубина) модуляции.

После перемножения и тригонометрических преобразований получим выражение для результирующего колебания в следующем виде:

$$u(t) = U \cos \omega t + 0,5MU \{ \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi] \}. \quad (2.3)$$

Первое слагаемое выражения (2.3) называется несущим колебанием, второе – колебанием нижней боковой частоты, третье – колебанием верхней боковой частоты.

Если процесс амплитудной модуляции представить операцией перемножения двух колебаний, то результирующее колебание в комплексной форме можно выразить как $u[j(\omega, \Omega)] = Ae^{j(\omega + \Omega)t + \varphi}$ или в тригонометрической форме $u[(\omega, \Omega)] = A\{\cos [(\omega + \Omega)t + \varphi] - j\sin [(\omega + \Omega)t + \varphi]\}$, где $A = \Delta U U = MU^2$. Возвратившись к экспоненциальной форме, получим

$$u[j(a)] = Ae^{ja}; \quad a = \arctg\left\{\frac{\sin[(\omega + \Omega)t + \varphi]}{\cos[(\omega + \Omega)t + \varphi]}\right\};$$

$$\operatorname{Re}\{u[j(a)]\} = B = A \cos a = MU^2 \cos a; \quad (2.4)$$

$$\operatorname{Im}\{u[j(a)]\} = MU^2 \sin a,$$

где $\operatorname{Re}\{u[j(a)]\}$, $\operatorname{Im}\{u[j(a)]\}$ – действительная и мнимая части комплексного параметра $u[j(a)]$ соответственно.

Изобретение частотной модуляции относится к началу XX в. (А. Корнелиус, Д. Эрст, 1902 г.). Однако в течение почти 30 лет, до работ американского инженера Э. Х. Армстронга (1935 г.), ЧМ не находила практического применения. Но уже с 1940 г. частотная модуляция стала широко использоваться в системах связи самого различного назначения: подвижной, радиорелейной, спутниковой, в стереофоническом радиовещании. Разновидностью ЧМ является однополосная ЧМ, разработанная в 1964 г. А. Фон Урффом и Ф. И. Зонисом (США).

Выходное напряжение ЧМ-модуляторов определяется выражением

$$u(t) = U \cos \omega t [\omega t + M \sin \Omega t + \varphi], \quad (2.5)$$

где ω – номинальное значение частоты несущего колебания (при осциллографических измерениях $M = 0$); $M = \Delta\omega/\Omega$ – индекс модуляции; $\Delta\omega = S U_m$ – девиация (изменение) несущей частоты; S – крутизна модуляционной характери-

стики, рад/В·с; U_m – амплитуда модулирующего сигнала; Ω – частота модулирующего сигнала; φ – начальная фаза несущей.

При $M < 1$ формула (2.5) преобразуется к виду

$$u(t) = U \cos(\omega t + \Omega) + 0,5MU \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi] - 0,5M \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi],$$

(2.6)

т. е., как и в случае АМ, спектр ЧМ колебания при $M < 1$ состоит из несущей и двух боковых (верхней и нижней) частот.

В более общем случае (при любом M) имеем

$$u(t) = U \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(M) \cos[(\omega + n\Omega)t + \varphi],$$

(2.7)

где $J_n(M)$ – функция Бесселя первого рода порядка n для заданного M .

Из (2.7) видно, что даже при простейшем гармоническом модулирующем сигнале ЧМ-колебание характеризуется бесконечным спектром с амплитудами гармоник, пропорциональными $J_n(M)$. Однако при увеличении n начиная с $n = M + 1$ значения $J_n(M)$ быстро убывают. При этом число боковых частот равно $M + 1$, а ширина спектра – $2\Omega(M + 1)$ (для АМ она равна 2Ω).

Фазовая модуляция, предложенная американским ученым Г. Найквистом в 1928 г., долгое время не находила применения из-за явления «обратной работы», возникающего вследствие невозможности восстановления на приеме опорного колебания, строго синфазного с несущей частотой принимаемого сигнала. С 1930-х гг. в течение почти 40 лет велась интенсивная научная разработка методов синхронного приема сигналов ФМ, в которой принимали активное участие ученые и инженеры Франции, СССР, США и других стран. В настоящее время этот вид модуляции широко используется в разнообразных цифровых системах передачи информации.

Выходное напряжение аналоговых ФМ-модуляторов определяется вы-

ражением

$$u(t) = U \cos \omega t [\omega t + M \cos \Omega t + \varphi], \quad (2.8)$$

где $M = \Delta\varphi = \Delta\omega/\Omega$ – индекс модуляции, равный девиации фазы несущей частоты $\Delta\varphi = S U_m$ и вызывающий девиацию частоты $\Delta\omega = \Delta\varphi\Omega$; S – крутизна характеристики модулятора, рад/В.

При $M < 1$ формула (2.8) путем тригонометрических преобразований приводится к виду

$$u(t) = U \cos(\omega t + \varphi) + 0,5MU \cdot \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi] + 0,5MU \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi], \quad (2.9)$$

т. е., как и в случае АМ и ЧМ, спектр ФМ колебания при $M < 1$ состоит из несущей и двух боковых (верхней и нижней) частот.

В общем случае (при любом M) выходное напряжение описывается, как и в случае ЧМ, формулой (2.8), т. е. спектр ФМ-колебания содержит множество боковых частот, а сам процесс ФМ сопровождается частотной модуляцией. Однако если при ЧМ частота несущей линейно зависит от величины модулирующего сигнала при интегральной зависимости от фазы, то при ФМ линейное изменение фазы несущей сопровождается изменением частоты $\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt}$.

Модуляторы фазоманипулированных сигналов (ФМн) также могут быть отнесены к классу многопозиционных. Принцип действия наиболее простых из них ОФМ-2 (двухпозиционная относительная фазовая манипуляция), или BPSK (Binary Phase Shift Keying (PSK)), и ОФМ-4, или QPSK (Quadrature PSK – квадратурная, четырехпозиционная фазовая манипуляция), показан на рис. 2.1.

Широкое распространение получили многопозиционные модуляторы (QAM/РАМ). Такие модуляторы используются в тех случаях, когда канал связи для передачи цифровой информации обладает ограниченной полосой пропускания. С такой проблемой столкнулись, например, при организации модемной связи с использованием стандартных телефонных каналов связи, полоса пропуска-

ния которых составляет около 3 кГц. Если в первых модемах скорость передачи таких каналов составляла 600–1200 бит/с (с использованием частотной модуляции), то в современных модемах она достигает 56 Кбит/с.

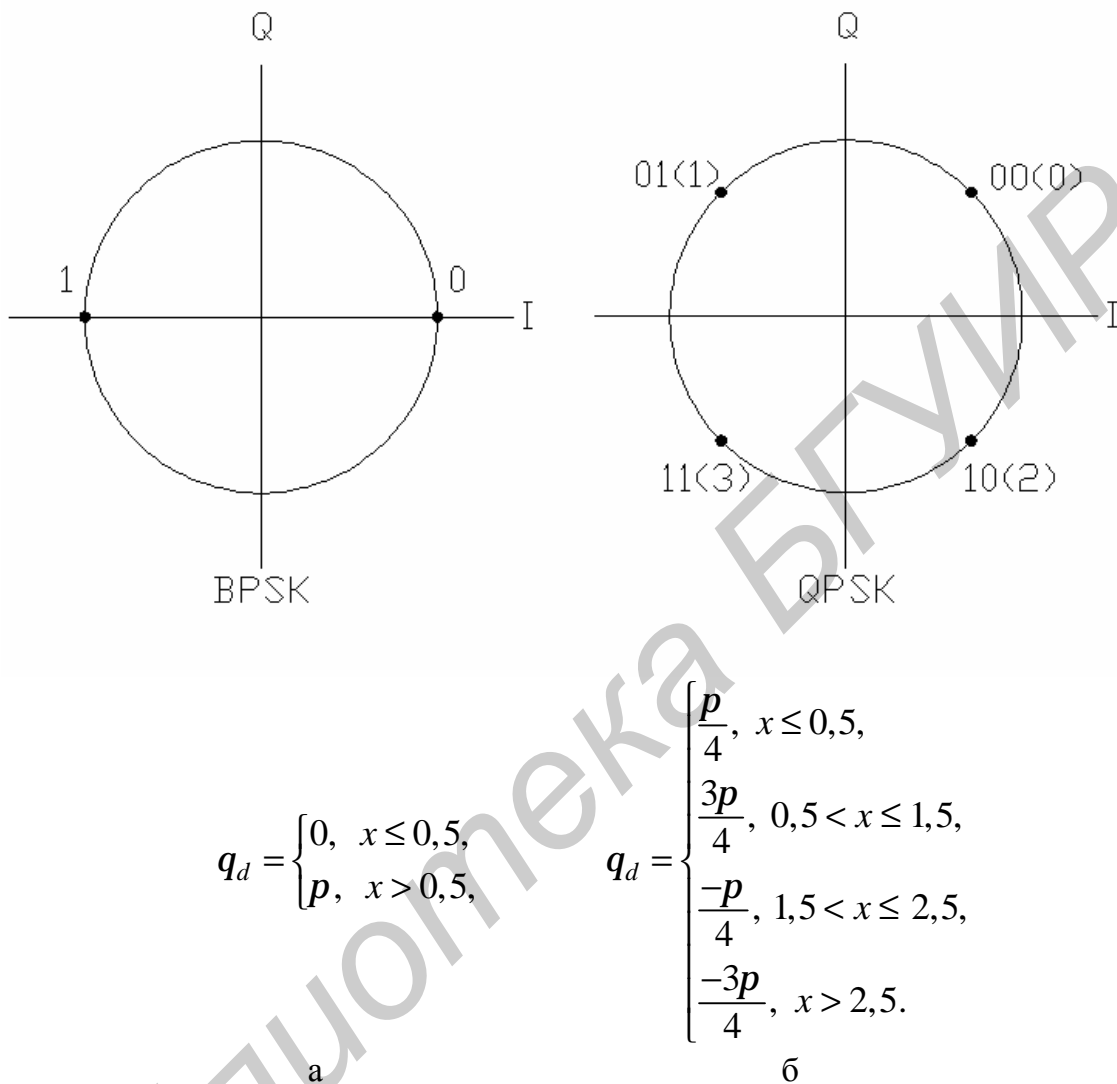


Рис. 2.1. Алгоритм функционирования BPSK (а) и QPSK (б) модуляторов

Во многом это стало возможным благодаря использованию многопозиционных сигналов, в частности, амплитудно-манипулированных (АМн) или квадратурных АМн (КАМн) колебаний. Первые называются РАМ (Pulse Amplitude Modulation – с импульсной модуляцией (манипуляцией) амплитуды), вторые – QAM (Quadrature Amplitude Modulation – с одновременной манипуляцией амплитуды и фазы несущего гармонического сигнала).

Отметим, что в модемном протоколе связи V.32 используется модулятор 32QAM (скорость передачи 9,6 Кбит/с по стандартным телефонным линиям

связи с верхней граничной частотой около 5 кГц), в V.32bis – 32QAM (9,6 Кбит/с), V.32bis – 64QAM (14,4 Кбит/с), в V.34 – 960QAM (28,8 Кбит/с) и 1664QAM (33,6 Кбит/с).

Идея использования многопозиционных сигналов для снижения требуемой полосы пропускания линии связи заключается в разбиении сообщения на блоки (посылки), каждый из которых содержит комбинации из m двоичных символов (1 или 0), количество которых соответствует возможным состояниям выходного сигнала модулятора. В случае 4РАМ (рис. 2.2, а) модулированный сигнал представляется четырьмя выходными уровнями несущего колебания (в скобках указаны соответствующие им уровни входных сигналов x): -3 В ($x \leq 0,5$ В); -1 В ($0,5 < x \leq 1,5$ В); $+3$ В ($1,5 < x < 2,5$ В) и $+1$ В ($x > 2,5$ В) с интервалом $\alpha = 2$ В. Эти уровни отображены точками 0 – 3 на вещественной оси I и комплексной плоскости Q (I, Q – ось мнимых и действительных значений соответственно).

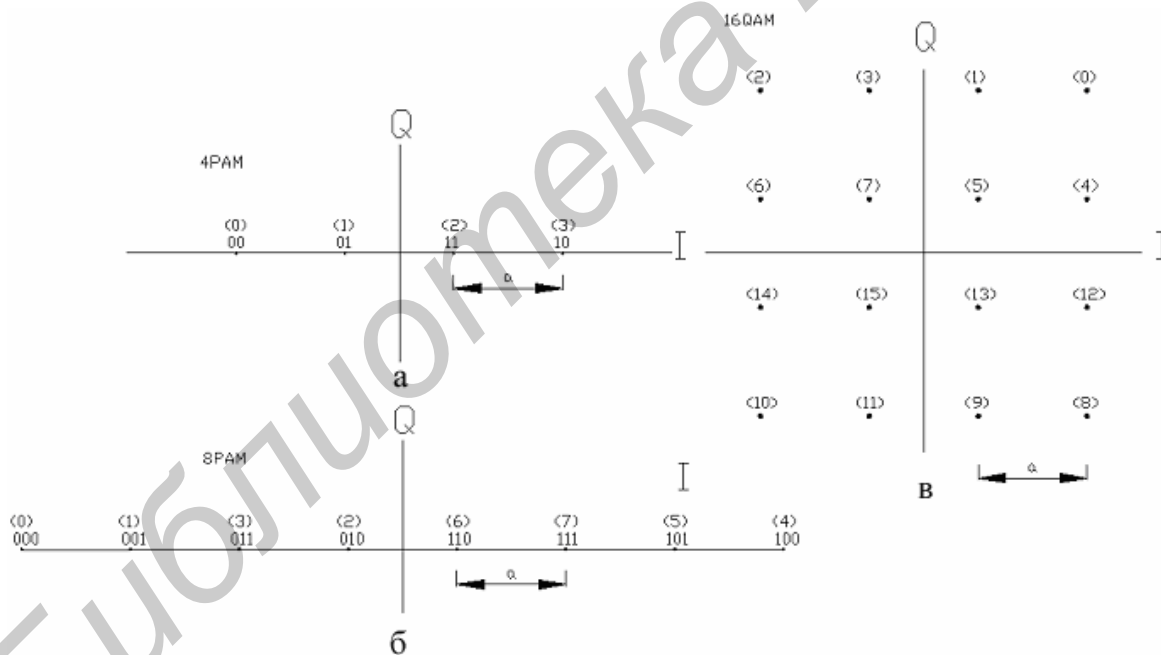


Рис. 2.2. Принципы формирования РАМ- и QАМ-сигналов

Следовательно, в случае 4РАМ каждый блок будет содержать двухзначные комбинации 00–11, а это значит, что скорость двоичного потока на выходе модулятора (и в линии связи) будет в два раза ниже, чем на его входе.

В случае 8РАМ (рис. 2.2, б) модулирующий сигнал представляется уже восьмью уровнями ($\pm 7, \pm 5, \pm 3$ и ± 1), что позволяет увеличить длину


каждого блока до трех символов (000–111) и, следовательно, увеличить скорость передачи в 4 раза. Если, кроме модуляции амплитуды, использовать и модуляцию фазы (16QAM на рис. 2.2, в), то число символов в пачке увеличивается до четырех, и, следовательно, скорость передачи можно увеличить еще в 2 раза.


Следует отметить, что использование многопозиционных QAM в чистом виде сталкивается с серьезными проблемами, связанными с недостаточной помехоустойчивостью при увеличении скорости. Поэтому во всех современных высокоскоростных протоколах этот вид модуляции применяется в сочетании с методами решетчатого кодирования, что позволяет снизить требования к отношению сигнал/шум в канале. При этом пространство сигналов расширяется путем добавления к информационным битам вспомогательных, которые образуются благодаря сверточному кодированию части информационных бит и введению элементов запаздывания. Расширенная таким образом группа подвергается многопозиционной амплитудно-фазовой модуляции. В процессе демодуляции принятого сигнала производится его декодирование по алгоритму Виттерби, позволяющему, в частности, за счет введенной избыточности выбрать из сигнального пространства наиболее приемлемый вид принятого сигнала и тем самым определить значения информационных бит.


2.2. Ход работы

1. Включить компьютер. Пароль для входа в систему – единица (1), по указанию преподавателя может быть другим. При появлении окна предупреждений нажать Enter. Войти в программу VisSim 5.0.

В меню File выбрать команду Open. На диске C (или другом – по указанию преподавателя) открыть последовательно папки VisSim 5.0, Comm Examples, Demodulators и затем загрузить файл DQPSK_Demodulators. Таким образом для анализа выбирается схема, с помощью которой можно исследовать различные виды цифровых модуляций. По умолчанию в примере выбран вид модуляции DQPSK – дифференциальная квадратурная фазовая модуляция (манипуляция).

Изучить и зарисовать исследуемую схему. Подвести курсор к полю Random Sym (4) (генератор многоуровневого импульсного сигнала) и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Записать в отчет параметры генератора, заданные по умолчанию: Number of Symbols (число символов) – 4; Timing – Internal (внутренний запуск); Symbol Rate (символьная скорость) – 9600; Start Time (время старта) – 0 с. Нажать кнопку Cancel, если параметры сигнала не изменялись, или кнопку Enter – при изменении параметров.

Подвести курсор к блоку DQPSK Mod – модулятору, обеспечивающему дифференциальную квадратурную фазовую модуляцию, и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Проверить настройки этого блока. По умолчанию установлены значения следующих параметров: Carrier Frequency (частота несущей) – 0 Гц; Amplitude (амплитуда) – 1 В; Initial Phase (начальная фаза) – 0 град.; Gain Imbalance – 0 дБ; Phase Imbalance (дисбаланс фазы) – 0 град.; Phase Output Mode (мода выходной фазы) – Wrapped (ограниченная) ($0, 2\pi$). Записать эти и другие параметры модулятора.

Подвести курсор к блоку AWGN, который имитирует работу канала связи с равномерным белым шумом. После появления значка  нажать правую кнопку мыши. Записать в отчет параметры канала, заданные по умолчанию: Number of Runs (количество прогонов) – 1; Symbol Rate (символьная скорость) – 9600 Гц; Ref. Av. Complex Signal Power (усредненная средняя мощность) – 1 Вт; Es/No – отношение сигнал шум для первого пробега – 15 дБ; Ref. Power Unit (размерность опорной мощности) – ватт на один Ом.

Подвести курсор к блоку DQPSK Detect – демодулятору передаваемого сигнала. Проверить тип цифровой модуляции, которая установлена в этом блоке. По умолчанию должна быть установлена DQPSK, а начальная фаза (Initial Phase) равна 0 град. Для того чтобы узнать назначение остальных блоков в схеме, необходимо подвести к исследуемому блоку курсор и нажать правую кнопку мыши, а затем для получения справки – клавишу «Enter». Блок задержки Delay обеспечивает задержку в прохождении сигнала, эквивалентную той, которая

реализуется в блоке AWGN. Величину задержки можно регулировать, если подвести к исследуемому блоку курсор и нажать правую кнопку мыши. Далее в открывшемся окне можно выставить необходимую величину задержки. Опция Delay Mode (вид задержки) позволяет осуществлять различные варианты отсчета величины задержки сигнала.

Запустить программу кнопкой Пуск или нажать клавишу F5 на клавиатуре. Проанализировать полученные изображения сигнала на трех плоттерах: TX Constellation; Rx Phase Scatter Plot; Received vs Original Data. Две первые диаграммы позволяют получить фазовые диаграммы – идеальную, с изображением траекторий перехода фазы, и реальную, которая формируется при условии прохождения сигнала через реальный канал с равномерным белым шумом. Этот канал представлен блоком AWGN. Для устранения полученного изображения необходимо подвести курсор к изображению плоттера, где представлен рисунок, нажать правую кнопку мыши, войти в Plot Properties (свойства рисунка), на панели Options нажать Clear Overplot (очистить изображение). В дальнейшем перед запуском программы необходимо всегда нажимать кнопку Clear Overplot, стирая тем самым предыдущее изображение.

Изменить отношение сигнал/шум для блока AWGN, т. е. установить его равным 5 дБ. Запустить программу кнопкой Пуск. Зарисовать и проанализировать полученные кривые. Аналогичные измерения произвести при отношении сигнал/шум 30 дБ. Сделать выводы.

Выбрать для блоков DQPSK Mod и DQPSK Detect другой тип модуляции – D8PSK – восьмиуровневую относительную фазовую манипуляцию. Повторить измерения для трех уровней отношения сигнал/шум в канале при 30, 15, 5 дБ. Зарисовать и проанализировать полученные кривые. Сделать выводы. В меню File выбрать опцию Close.

2. Перейти к исследованию цифровых модуляторов. В папке VisSim Modulators выбрать файл PSK Modulator. Записать значения параметров блоков

63 PN Sequence (источник псевдослучайного сигнала), BPSK Mod (модулятор), AWGN (канал с равномерным белым шумом), Receiver (приемник), PLL Acquisition Plot (плоттер для отражения характеристик цепи подстройки фазы), Reference Data (опорные данные). Зарисовать и проанализировать состав трех последних блоков.

Запустить программу кнопкой Пуск. Зарисовать в отчет полученные на всех плоттерах изображения, сделать их анализ. Повторить измерения для трех уровней отношения сигнал/шум в канале при 30, 15, 5 дБ. Зарисовать и проанализировать полученные кривые. Сделать выводы. В меню File выбрать команду Close.

3. В папке COMM Example открыть файл GSM_GMSK, в котором рассмотрен пример реализации GMSK – гауссовской частотной манипуляции с минимальным сдвигом. Подвести курсор к полю 32767 PN Sequence (генератор псевдослучайной последовательности) и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Записать в отчет настройки этого блока. Аналогично исследовать и записать настройки остальных блоков.

Запустить программу кнопкой Пуск. Зарисовать и проанализировать полученные кривые на плоттерах GSM Signal and GSM Mask и GSM Time Domain Waveform. Первый плоттер позволяет исследовать спектр сигнала с выхода GSM-модулятора. Особенностью полученного изображения является спектральная маска GSM модулированного сигнала, которая налагается на собственный спектр сигнала. Записать установки анализатора спектра – блока 2K pt FFT(x10) Power Spectral Density. Сделать выводы.

На втором плоттере проанализировать временную форму сигнала с выхода GSM-модулятора. При необходимости детального исследования полученной кривой изменить настройки плоттера по оси x . Зарисовать и проанализировать полученные кривые. Сделать выводы. В меню File выбрать опцию Close.

4. Открыть файлы с примерами реализации амплитудной и частотной модуляции – AM Modulator, FM Modulator. Запустить программы кнопкой Пуск. Зарисовать и проанализировать полученные кривые. Сделать выводы. Выйти из программы, выключить компьютер.

2.3. Содержание отчета

1. Назначение, технические характеристики и структурные схемы исследованных блоков.
2. Полученные графические зависимости.
3. Выводы по проделанной работе.

2.4. Контрольные вопросы

1. Назначение и особенности квадратурной фазовой модуляции.
2. Назначение и особенности модуляции D8PSK.
3. Опишите измерения при работе с файлом PSK Modulator.
4. Опишите измерения при работе с файлами AM Modulator и FM Modulator.
5. Поясните влияние отношения сигнал/шум канала AWGN при исследовании схемы в файле DQPSK_Demodulators.
6. Опишите особенности формирования сигнала с гауссовской частотной манипуляцией с минимальным сдвигом.

Лабораторная работа №3

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КОДЕРОВ И ДЕКОДЕРОВ СИГНАЛА

Цель работы: изучить характеристики и особенности функционирования кодеров и декодеров сигнала для телекоммуникационных систем.

3.1. Кодеры и декодеры сигнала для телекоммуникационных систем

Общие принципы кодирования сигналов. Кодирование является эффективным средством повышения достоверности передачи сообщений на основе применения специальных кодов, которые обнаруживают и корректируют ошибки, вызванные действием помех. Код для обнаружения ошибок передачи называется *обнаруживающим*; исправление ошибок в этом случае обычно производится путем повторения искаженных сообщений по запросу, передаваемому по каналу обратной связи. Код называется *корректирующим*, если он позволяет не только обнаруживать, но и исправлять часть или все ошибки при приеме сообщений. Характерной особенностью таких кодов является высокая степень избыточности.

Все известные в настоящее время корректирующие коды могут быть разделены на *блочные* и *непрерывные*. *Блочные* коды характеризуются тем, что последовательность передаваемых символов разделена на блоки, в которых операции кодирования и декодирования производятся отдельно. Отличительной особенностью *непрерывных* кодов является то, что первичная информационная последовательность символов непрерывно преобразуется по определенному закону в другую последовательность, в которой проверочные символы перемежаются с информационными. Поскольку формирование проверочных символов в таких кодах ведется по рекуррентным правилам (каждый очередной член определяется через предыдущие), то их часто называют *цепными*, или *рекуррентными*.

Блочные и непрерывные коды могут быть *разделимыми* и *неразделимыми*. В *разделимых* кодах всегда можно выделить информационные и контрольные (проверочные) символы, которые являются избыточными и служат исключительно для коррекции ошибок. В *неразделимых* кодах такое разделение символов провести невозможно.

Наиболее многочисленный класс делимых кодов составляют *линейные*. Основная их особенность заключается в том, что контрольные символы образуются как линейные комбинации информационных. В свою очередь линейные коды могут быть разбиты на два подкласса: *систематические* и *несистематические*. Все двоичные *систематические* коды являются групповыми и характеризуются принадлежностью кодовых комбинаций к группе, обладающей следующим свойством: сумма по модулю 2 для любой пары комбинаций снова дает комбинацию, принадлежащую этой группе. *Несистематические* коды такими свойствами не обладают.

Среди систематических кодов наиболее известны *циклические*. К таким кодам относятся коды Хэмминга, которые появились первыми, а также коды Боуза – Чоудхури – Хоквингэма (БЧХ), Рида – Соломона и др. Особенность циклических кодов заключается в том, что циклический сдвиг любой разрешенной кодовой комбинации также является разрешенной комбинацией. Циклические коды обладают хорошими корректирующими свойствами, а реализация кодирующих и декодирующих устройств для таких кодов оказывается проще, чем для других систематических кодов.

Несмотря на то что история кодирования насчитывает несколько веков, в технике связи она берет свое начало с 1948 г., когда была опубликована знаменитая работа К. Шеннона, доказавшего принципиальную возможность безошибочной передачи сигналов при соответствующем представлении носителей информации, т. е. путем применения кодов, построенных специальным образом. До этого времени считалось, что единственной возможностью повышения помехоустойчивости приема сигналов является увеличение мощности передатчика или многократная передача по каналу связи одного и того же сообщения.

С середины XX в. многочисленные исследования были направлены на разработку корректирующих кодов, алгоритмов их декодирования и согласования с видами модуляции и характеристиками каналов связи.

Первые блочные коды, позволявшие корректировать одиночные ошибки, были разработаны в 50-х гг. XX в. М. Дж. Голеем и Р. Хэммингом (США). При блочном кодировании последовательность информационных символов разбивается на отдельные блоки определенной длины. Для каждого такого блока формируются дополнительные проверочные символы, которые образуются путем сложения по модулю 2 определенных информационных символов. Блоки информационных и проверочных символов передаются в канал связи. Коды Хэмминга имели простой алгоритм декодирования и позволяли корректировать одну ошибку в кодовой комбинации. Однако такие коды были далеки от тех требований, которые вытекали из теории Шеннона. Тем не менее, разработки Голея и Хэмминга дали толчок для огромного числа последующих работ в области алгебраической теории кодирования.

Так, уже в 1954 г. И. С. Рид (США) предложил использовать мажоритарное декодирование, при котором для каждого информационного символа формируется нечетное число оценок путем сложения по модулю 2 определенных комбинаций символов принятого кода. Решение об истинном значении принятого символа принимается по мажоритарному принципу: если большее количество оценок равно единице, то принимается именно такое решение. В 1963 г. Дж. Л. Месси установил общие принципы построения и декодирования подобных кодов. Достоинством мажоритарно декодируемых кодов является чрезвычайная простота и быстрдействие алгоритмов декодирования. Значительный вклад в разработку теории построения мажоритарно декодируемых кодов внесли в 1965 г. советские ученые В. Д. Колесников и Е. Т. Мирончиков.

Интересный класс блочных кодов был предложен в 1954 г. американским ученым Г. Форни. Это так называемые *каскадные* коды, которые формируются следующим образом. Последовательность информационных символов длиной $n = n_1 n_2$ записывается в буферную память в виде таблицы, имеющей n_1 столбцов и

n_2 строк. Символы отдельных строк и столбцов кодируются с помощью корректирующих кодов и в виде дополнительных проверочных символов вместе с информационными передаются по каналу связи. Значительный вклад в усовершенствование таких кодов внесли работы советских ученых Э. Л. Блоха и В. В. Зяблова (1976–1982 гг.), а также Д. Слепяна (США), который первым в 1956 г. заложил фундамент теории линейных блочных кодов с проверкой на четность (математическая теория групп).

В 1955 г. в США (П. Элайес) и СССР (Л. М. Финк и В. И. Шляпоберский) был предложен важный класс сверточных, или рекуррентных, кодов, нашедший широкое применение в современной технике связи. Исследования, связанные с построением таких кодов и разработкой эффективных с вычислительной точки зрения алгоритмов их декодирования, заняли почти 20 лет. В этом классе кодов информационная последовательность символов разбивается на блоки, содержащие по m символов, которые поступают на линейный преобразователь, имеющий память на K подобных блоков (K – длина кодового ограничения). В этом преобразователе каждый блок из m поступивших символов с учетом содержащихся в памяти K блоков преобразуются в n ($n > m$) символов, передаваемых по каналу связи. При этом относительная скорость передачи информации составляет $R = m/n$.

Несмотря на то что сверточные коды являются частным случаем блочных линейных кодов, введение сверточной структуры наделяет их рядом дополнительных свойств, которые существенно облегчают декодирование. Эти коды имеют древовидную или решетчатую структуру. Каждому ребру древовидной структуры соответствует определенная последовательность m информационных символов. По принятой последовательности символов для каждого ребра может быть найдена его метрика – число, характеризующее его расстояние до принятой последовательности. Для измерения этого расстояния может быть использована метрика Хэмминга, если в демодуляторе принимается жесткое решение (выходной код равен исходному), или евклидова метрика, если декодирование осуществляется по методу максимума правдоподобия. Декодирование

сверточных кодов состоит в прослеживании по кодовой решетке того пути, для которого расстояние от принятой последовательности символов имеет минимальное значение. При этом сверточная структура кода позволяет использовать рекуррентные алгоритмы, существенно упрощающие вычисления этого расстояния.

Для декодирования сверточных кодов Дж. Возенкрафтом (США) в 1957 г. был предложен алгоритм последовательного декодирования, в соответствии с которым в декодере просматриваются не все возможные пути по ребрам кодовой решетки сверточного кода, а наиболее вероятные. Если декодер выбрал на каком-то шаге неверный путь, то он вскоре обнаруживает, что при последующих выборах ребер происходит быстрое увеличение расстояния между выбранным путем и принимаемой последовательностью. Это является сигналом к тому, чтобы декодер сделал несколько шагов назад и начал исследовать альтернативные, более правдоподобные пути. При последовательном декодировании число вычислений на одно ребро является случайной величиной, и в памяти декодера должны храниться вычисленные расстояния для всех исследованных ветвей. Первые исследования алгоритма последовательного декодирования выполнили Дж. Возенкрафт и Б. Рейффен. В 1963 г. данный алгоритм усовершенствовал Р. М. Фано; в 1966 г. эффективную модификацию этого алгоритма предложил К. Ш. Зигангиров (СССР), а несколько позже (1969 г.) аналогичное предложение сделал Ф. Джелинек (США).

Значительным достижением в области теории кодирования явилась разработка весьма эффективного с вычислительной точки зрения алгоритма декодирования сверточных кодов по максимуму правдоподобия (А. Витерби, США, 1967 г.). Этот алгоритм в отличие от алгоритма последовательного декодирования исследует все возможные пути по кодовой решетке на длине кодового ограничения k , поэтому он применим для декодирования сверточных кодов при сравнительно небольших значениях $k = 1-10$. В настоящее время сверточные коды, алгоритм Витерби и алгоритм последовательного декодирования получили широкое распространение в магистральных радиорелейных, спутниковых и других системах связи.

В 1957 г. американский ученый Е. Прейндж первым ввел понятие циклического кода, а годом раньше (1956 г.) Д. А. Хаффмен (США) предложил использовать регистры сдвига для формирования корректирующих циклических кодов. Заметный вклад в разработку теории таких кодов внесли американские ученые Питерсон, Берлекамп и Касами. Важный и обширный класс линейных циклических кодов Боуза, Чоудхури (США, 1960 г.) и Хоквингема (Франция, 1959 г.), называемых теперь кодами БЧХ (по первым буквам имен разработчиков), позволяют корректировать в принятой кодовой комбинации многократные ошибки. Эти коды имеют следующие параметры: $n = 2^m - 1$; $k > 2^m - 1 - mt$; $d > 2t + 1$ (где n – длина кода; k – число информационных символов в кодовой комбинации; t – количество корректируемых ошибок; d – минимальное хэммингово расстояние между кодовыми комбинациями). Декодирование кодов БЧХ производят на основе решения определенных алгебраических уравнений. Широкую известность и применение нашли циклические блочные коды И. С. Рида и Г. Соломона (США), разработанные в 1960 г.

Параллельно с перечисленными работами велись исследования по методам исправления пакетов ошибок, характерных для многих каналов связи. Оказалось, что задача коррекции таких ошибок может быть сведена к задаче коррекции независимых ошибок путем применения метода перемежения символов, который состоит в перестановке передаваемых символов таким образом, чтобы соседние символы передаваемой кодовой комбинации оказывались разнесенными во времени, в результате их искажения в канале связи будут независимы. На приеме сигнала приемная сторона производит восстановление исходного порядка символов. Эта простая идея, выдвинутая в 1960 г. советскими учеными А. А. Харкевичем и Э. Л. Блохом и позднее (1970 г.) Дж. Л. Рамсеем (США), сегодня применяется во многих системах радиорелейной и подвижной связи, в которых при приеме цифровых сигналов имеет место группирование ошибок.

Особо остро вопросы оптимального кодирования стоят при использовании связи аналоговых, например стандартных, телефонных каналов. В этом

случае приходится, кроме кодера/декодера (кодека), дополнительно использовать модулятор/демодулятор (модем). При этом наименьшую вероятность ошибки можно получить, вычислив в демодуляторе расстояния между принятым сигналом и всеми возможными кодовыми комбинациями. Решение принимается в пользу той кодовой комбинации, которая находится на минимальном расстоянии от принятого сигнала.

Однако для кодов большой длины, имеющих огромное количество кодовых комбинаций, сложность конструкции демодулятора столь сильно возрастает, что его практическая реализация становится невозможной. Поэтому использование кодов дает наилучшие результаты при разумном согласовании модема и кодека. Это возможно, если в демодуляторе принимается так называемое мягкое (предварительное) решение о принимаемом символе и если декодер получает дополнительную информацию, повышающую надежность принятого в демодуляторе окончательного решения. В простейшем случае передачи бинарных сигналов символы, для которых надежные решения не могут быть приняты в демодуляторе, стираются, и декодер извещается о тех позициях кода, на которых находятся стертые символы.

Идеи применения мягкого решения в демодуляторе (декодирование кодовых комбинаций не в исходные, а в промежуточные) зародились с начала возникновения теории кодирования. Первой работой в этом направлении можно считать выполненное в 1954 г. американскими учеными А. Н. Сильверманом и О. В. Болсером исследование помехоустойчивости приема с мягким решением кода Вагнера, содержащего всего один избыточный двоичный символ для проверки информационных символов на четность. На приемной стороне наряду с жестким (окончательным) решением о значениях всех символов дополнительно определяется наименее надежный из них. При декодировании этот символ изменяется на противоположный, если проверка принятой кодовой комбинации на четность не выполняется. При наличии всего одного проверочного символа в кодовой комбинации такой алгоритм декодирования позволял корректировать одиночные ошибки. Эта идея в обобщенном

виде была применена позже к декодированию кодов БЧХ в канале со стираниями ненадежно принятых символов.

Декодирование сверточных кодов при мягком решении в демодуляторе можно осуществлять с использованием алгоритмов Витерби и последовательного декодирования. Для кодов с пороговым декодированием применение мягкого решения исследовалось в США Дж. Л. Месси и несколько позже в СССР Л. М. Финком и Б. Д. Каганом. Для блочных кодов в начале 1970-х гг. американскими учеными Е. Велдоном и Д. Чейзом были предложены алгоритмы декодирования, использующие мягкое решение демодулятора и позволяющие приблизиться к решению по максимуму правдоподобия.

В 80-х гг. появилось новое научное направление – методы помехоустойчивого приема с использованием специально построенных сигналов, названных СКК. Это направление представляет собой синтез методов модуляции и кодирования. Полученные результаты позволили создать высокоэффективные цифровые системы связи, использующие аналоговые каналы связи с ограниченной полосой частот.

В 1982 г. Г. Унгербоеком (США) была предложена решетчатая кодовая модуляция (РКМ), основанная на сочетании многопозиционных сигналов и помехоустойчивых кодов. При этом ансамбль многопозиционных сигналов, содержащий $M = 2n$ сигналов, разбивается на $K = 2k + 1$ вложенных подансамблей с монотонно возрастающими расстояниями. Для формирования многопозиционных сигналов используются многопозиционная фазовая и квадратурная амплитудные модуляции, а для преобразования информационных символов – сверточное кодирование. Для оптимального приема сигналов РКМ применяется метод максимального правдоподобия, реализуемый в виде алгоритма Витерби. Использование РКМ при заданных скорости передачи сигналов и вероятности ошибочного приема позволяет уменьшить энергетические затраты и необходимую полосу частот канала связи. Всесторонние исследования помехоустойчивости различных методов приема СКК в гауссовском канале связи были выполнены С. Л. Портным, В. В. Зябловым, В. В. Гинзбургом и В. Л. Банкетом (СССР) в течение 1982–1991 гг.

Сравнительно новый тип корректирующих кодов (предложены французским исследователем К. Берроу в 1993 г.) – турбокоды – обеспечивают уровень помехоустойчивости, приближающийся к теоретически достижимым значениям (так называемому пределу Шеннона). Данные коды относятся к классу параллельных каскадных кодов, в которых проверочная группа формируется двумя кодерами составных рекурсивных сверточных кодов.

Принципы создания корректирующих кодов основываются на использовании соотношения $M > M_0$, где $M = 2^n$ – общее число комбинаций значности n ; M_0 – число комбинаций, используемых для передачи информации и называемых разрешенными, остальные $(M - M_0)$ комбинаций называются запрещенными. Поскольку на приемной стороне известно, какие комбинации являются разрешенными и какие запрещенными, то искаженная помехой комбинация переходит в разряд запрещенных, т. е. ошибка будет обнаружена и при определенных условиях исправлена. Естественно, что ошибки, приводящие к образованию другой разрешенной комбинации, не обнаруживаются.

Различие между комбинациями кода характеризуется кодовым расстоянием (расстоянием Хэмминга) d , которое определяется числом единиц в сумме этих комбинаций по модулю 2, например $1001111101 \oplus 01100001010 = 0101110111$, т. е. $d = 7$. Для безызбыточного (с использованием всех комбинаций в качестве разрешенных) первичного натурального кода кодовое расстояние равно единице, т. е. в таком коде отсутствует возможность обнаружения ошибок.

Ошибка всегда обнаруживается, если ее кратность (число искаженных символов в кодовой комбинации)

$$g < (d - 1). \quad (3.1)$$

Если $g > d$, то некоторые ошибки также обнаруживаются, однако не всегда, так как ошибочная комбинация в этом случае может совпасть с какой-либо разрешенной. Из (3.1) видно, что минимальное кодовое расстояние, при котором обнаруживаются любые одиночные ошибки, равно 2.

Процедура исправления ошибок в процессе декодирования сводится к определению расстояния d_0 между переданной разрешенной комбинацией и

принятой запрещенной комбинацией, равного кратности ошибок g . Если ошибки в символах комбинации происходят независимо друг от друга, то вероятность искажения g символов в n -значной комбинации будет равна

$$(P_0)^g(1 - P_0)^{n-g}, \quad (3.2)$$

где P_0 – вероятность искажения одного символа.

Обычно $P_0 \ll 1$, поэтому вероятность многократных ошибок уменьшается с увеличением их кратности, при этом возможно и уменьшение d_0 . В этом случае принятая запрещенная комбинация заменяется ближайшей разрешенной. Аналогичное правило используется в теории потенциальной помехоустойчивости при оптимальном приеме дискретных сигналов, когда решение сводится к выбору того переданного сигнала, который в наименьшей степени отличается от принятого. При таком правиле декодирования будут исправлены все ошибки кратности

$$g < \frac{d-1}{2}, \quad (3.3)$$

т. е. минимальное значение d , при котором еще возможно исправление любых одиночных ошибок, равно 3.

В некоторых случаях решающее устройство приемника выдает, кроме обычных символов 0 и 1, еще так называемый символ стирания o , который соответствует приему сомнительных сигналов, когда затруднительно принять определенное решение, какой из символов 0 или 1 был передан. Принятый символ в этом случае стирается. Однако при использовании корректирующего кода возможно восстановление стертых символов. Если в кодовой комбинации число символов оказалось равным g , а остальные символы приняты без ошибок, то такая комбинация восстанавливается.

Естественно, корректирующая способность кода возрастает с увеличением d . Это значит, что при фиксированном числе разрешенных комбинаций M_0 увеличение корректирующей способности возможно лишь за счет увеличения количества запрещенных комбинаций:

$$M - M_0 = 2^n - 2^k, \quad (3.4)$$

что в свою очередь требует избыточного числа символов $r = n - k$, где k – количество информационных символов.

Очевидно, что по аналогии с (3.4) избыточность кода можно определить как

$$\chi = \frac{n-k}{n} = 1 - \frac{\log M_0}{\log M}. \quad (3.5)$$

Поскольку количество всевозможных сочетаний g ошибочных символов n -значной кодовой комбинации зависит от ее длины и определяется формулой

числа сочетаний $C_n^g = \frac{n!}{g!(n-g)!}$, то с учетом (3.5) полная вероятность ошибки

кратностью g , учитывающая все сочетания ошибочных символов, будет определяться формулой $P_{0g} = C_n^g P_0^g (1 - P_0)^{n-g}$, из которой можно получить выражения для определения вероятностей правильного приема $P_{пр}$ и коррекции ошибок $P_{кор}$, а затем и формулу для вероятности некорректируемых ошибок:

$$P_{ош} = 1 - P_{пр} - P_{кор} = 1 - (1 - P_0)^n - \sum_g C_n^g \cdot P_0^g (1 - P_0)^{n-g}, \quad (3.6)$$

где суммирование производится по всем значениям кратности ошибок g , которые обнаруживаются и исправляются.

Из (3.6) видно, что при малом значении P_0 и сравнительно небольших значениях n наиболее вероятны ошибки малой кратности, которые и необходимо корректировать в первую очередь.


Рассмотренные характеристики – вероятность $P_{ош}$, избыточность χ и общее число символов n кодовой комбинации – определяют корректирующую способность кода. Общая задача, которая ставится при создании корректирующего кода, заключается в достижении наименьших значений $P_{ош}$ и χ . Целесообразность применения того или иного кода обусловлена сложностью кодирующих и декодирующих устройств, которая зависит от n .

3.2. Ход работы

1. Включить компьютер. Пароль – единица (1), по указанию преподавателя пароль может быть другим. При появлении окна предупреждений нажать Enter. Войти в программу VisSim 5.0.


2. В меню File выбрать опцию Open. На диске C (или другом – по указанию преподавателя) открыть последовательно папки VisSim 5.0, Comm Examples, Encode_Decode. Загрузить файл ReedSolomon. Представленный пример позволяет изучить особенности функционирования декодера Рида – Соломона.



Верхний многофункциональный плоттер, или графопостроитель (Plot), в приведенном примере называется Rs Errors per Frame. Данное устройство позволяет показать зависимость количества корректируемых ошибок от номера кадра (или фрейма), отражаемую кривой синего цвета. Красным цветом показано изменение номера кадра. Средний плоттер показывает изменение принятого декодированного сигнала относительно входного потока, задержанного на определенное время (Decoded Symbols vs. Original Data). Нижний плоттер (Uncorrected Error Events) показывает изменение разницы между принятым декодированным сигналом и входным потоком, задержанным на определенное время, т. е. отображается фактическое наличие некомпенсированных ошибок в потоке данных.


Подвести курсор к полю Rs Errors per Frame и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Это позволяет проверить настройки (Plot Properties) данного плоттера. На панели Options включены (стоит значок) параметры со следующими выбранными значениями: Fixed Bounds (фиксированные границы), X axis – 1 (количество осей X), Line Type (тип линии) – line (представление результатов с помощью линии), Grid Lines (включены сеточные промежуточные линии).


Для панели Axis установлены следующие параметры: Y Upper Bound (верхняя граница по Y) – 10, Y Lower Bound (нижняя граница по Y) – минус 2, X Upper Bound (верхняя граница по X) – 20, X Lower Bound (нижняя граница по X) – 0, Time Scaling (масштаб времени) – None (нет); Sub Plot Count (указатель количества дополнительных рабочих областей) – 1. Панели Labels, Appearance, Traces

используются для оформления результатов измерений, поэтому они здесь подробно не рассмотрены. Для удаления полученного изображения необходимо снова войти в Plot Properties, на панели Options нажать Clear Overplot.

Проверить настройки кодера Рида – Соломона – Encoding Stage RS (204, 188). Подвести курсор к полю Encoding Stage RS (204, 188) и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Появится внутренняя схема кодера Рида – Соломона. Необходимо проанализировать и зарисовать эту схему. Она содержит буфер типа FIFO (First In First Out – первым записан и первым считан) объемом 188 информационных символов, который при скорости 100 симв./с заполняется через $(188 - 1)/100 = 1,87$ с, после чего формируется импульс тактового фрейма Fr_{ck} , под действием которого данные по информационной шине [] передаются на кодер RS Encode (204, 188). Закодированные данные уже объемом 204 бита поступают с выхода кодера через 1,87 с на вход преобразователя Unbuffer (204) , который преобразует поток данных из параллельного в последовательный вид.

Канал передачи (3 % Error Channel) представляет собой бинарный симметричный канал передачи (BSC), обеспечивающий вероятную ошибку передачи 3 %. Подвести курсор к полю 3 % Error Channel и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Проанализировать и зарисовать схему. Подвести курсор к полю BSC и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Проверить величину коэффициента ошибки канала.

Подвести курсор к полю Decoding Stage и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Появится внутренняя схема декодера Рида – Соломона. Проанализировать и зарисовать эту схему. Построение этой схемы аналогично построению схемы кодера, однако вместо кодера содержится декодер Рида – Соломона.

Проверить настройки источника равномерно распределенных случайных символов (Random Sym (256)). Подвести курсор к полю Random Sym (256) и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Появится таблица настройки параметров этого источника: скорость следования символов (Symbol

Rate) – 100 симв./с; число бит (уровней) в символе (Number of Symbols) – $256 = 2^M$, где M – параметр кодека, определяющий разрядность преобразуемого кода. Для получения дополнительной информации об исследуемых блоках нажать кнопку помощи Help.

Запуск программы осуществляется нажатием кнопки Пуск или клавиши F5. Для удобства наблюдения кривых можно в настройках плоттеров Decoded Symbols vs. Original Data и Uncorrected Error Events по оси X выбрать интервал наблюдения между 3 и 5 секундами. Аналогично можно подобрать удобную величину настройки и по шкале Y, а также перейти по шкале времени (Time Scaling) к реальному масштабу времени, например, выбрав MilliSeconds (миллисекунды).

Проанализировать полученные изображения сигналов на трех плоттерах. Зарисовать или распечатать изображения. Исследовать форму сигнала и при других начальных параметрах, задаваемых для канала 3 % Error Channel. Подвести курсор к полю 3 % Error Channel и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Подвести курсор к полю BSC и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Установить величину коэффициента ошибки канала равной 1 %. Запустить программу нажатием кнопки Пуск или клавиши F5. Зарисовать или распечатать полученные изображения. Аналогичные измерения произвести и для вероятности ошибки, равной 10 %. Зарисовать или распечатать полученные изображения. Сделать выводы. В меню File выбрать опцию Close, т. е. закрыть рассмотренный пример.

3. В меню File выбрать опцию Open. В папке Encode_Decode открыть файл Viterbi Hard. Данный пример позволяет изучить особенности функционирования декодеров Витерби, работающих по жесткому алгоритму декодирования. Источником кодированного сигнала является сверточный кодер (Convolutional Encoder), на вход которого подается сигнал с выхода источника псевдослучайного сигнала (31 PN Sequence). Подвести курсор к полю Convolutional Encoder и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Записать параметры установки этого кодера: число входных бит (No Inf. Bits) k , число выходных бит (No Coded Out. Bits) n ; длину L битовой последовательности

(Constraint Length), определяемую размером k внутреннего буфера (значение k можно выбирать в диапазоне от 1 до 7, а максимальная величина L определяется из формулы $kL = 15$); скорость битовой последовательности на входе (Input Bit Rate); значение образующего полинома в восьмеричном формате для каждого из восьми возможных состояний генератора кода (Generator Coefficients).

Подвести курсор к полю генератора псевдослучайного сигнала 31 PN Sequence и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Записать параметры установки этого кодера: разрядность n сдвигового регистра (2 – 28) (Shift Register Size) – определяет величину последовательности $2^n - 1$; исходное состояние последовательности (Sequence Offset); параметр Initial State (Octal) – определяет начальное состояние регистра сдвига в восьмеричном формате; параметр Generator Coefficient – определяет образующий код для PN-последовательности в восьмеричном формате; значение по умолчанию определяется при выборе опции Default Generator Coefficient; параметр Zero Augment Sequence – последовательность с дополнительным нулем; параметр Output Mode – режим выхода: биполярный сигнал (Bilevel) (-1, 1) или бинарный (Binary) (0, 1); параметр Timing – вид синхронизации: внутренняя (Internal) или внешняя (External); параметр Bit Rate – скорость следования сигналов (бит/с) для режима Internal Timing mode; параметр Start Time – время старта, с.

Запустить программу нажатием кнопки Пуск или клавиши F5. Зарисовать (распечатать) и проанализировать полученные изображения. Исследовать форму сигнала и при других начальных параметрах, задаваемых для канала BSC. Подвести курсор к полю BSC и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Установить величину коэффициента ошибки канала, равной 1 %. Зарисовать или распечатать полученные изображения. Аналогичные измерения провести и для вероятности ошибки, равной 10 %. Зарисовать или распечатать полученные изображения. В меню File выбрать опцию Close, т. е. закрыть рассмотренный пример.

4. В меню File выбрать опцию Open. Открыть папку Encode_Decode и загрузить файл Viterbi_Soft. Данный пример позволяет изучить особенности

функционирования декодеров Витерби, работающих по мягкому алгоритму декодирования. Рассмотреть и зарисовать представленную схему.

Источником кодированного сигнала является сверточный кодер (Convolutional Encoder), на вход которого подается сигнал с выхода источника псевдослучайного сигнала (31 PN Sequence). Подвести курсор к полю Convolutional Encoder и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Записать параметры установки этого кодера: число входных бит (No Inf. Bits) k , число выходных бит (No Coded Out. Bits) n ; длину L битовой последовательности (Constraint Length), определяемую размером k внутреннего буфера, скорость битовой последовательности на входе (Input Bit Rate); значение образующего полинома в восьмеричном формате для каждого из восьми возможных состояний генератора кода (Generator Coefficients). Подвести курсор к полю генератора псевдослучайного сигнала 31 PN Sequence и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Записать параметры установки этого кодера.

Записать параметры установки для модулятора (Old BPSK Mod) и канала с гауссовской характеристикой (AWGN). Изучить блоки мягкого и жесткого решений (Soft Decisions и Hard Decisions). Зарисовать структуру этих блоков.

Закодированный сигнал через модулятор Old BPSK Mod и канал AWGN поступает на вход субблока мягкого решения, уменьшающего влияние шумов канала и состоящего из накопителя и преобразователя. При этом собственный сигнал преобразователя поступает на субблок мягкого решения с задержкой 0,0002 с, равной задержке информационного сигнала в канале, обеспеченной специальным блоком задержки (Delay). Выходной сигнал из блока мягкого решения поступает на блок жесткого решения (Hard Decisions), состоящий из преобразователя и демодулятора, декодер Витерби с мягким алгоритмом декодирования (Viterbi Soft).

Запустить программу нажатием кнопки Пуск или клавиши F5. Зарисовать (распечатать) и проанализировать полученные изображения. Исследовать форму сигнала и при других начальных параметрах, задаваемых для канала AWGN (изменить отношение сигнал/шум) и модулятора Old BPSK Mod (изменить вид

модуляции). Запустить программу кнопкой Пуск или клавишей F5. Зарисовать (распечатать) и проанализировать полученные изображения. Сделать выводы. В меню File выбрать опцию Close, т. е. закрыть рассмотренный пример.

5. Открыть и просмотреть примеры, описывающие другие виды кодеров и декодеров: блок перемежителя или деперемежителя (Interleaver/Deinterleaver); кодер с предварительным преобразованием последовательности следования символов (Gray Map или инверсный вариант – Reverse Gray Map); решетчатый кодер (декодер) (Trellis Encoder/Decoder). Для получения дополнительной информации об исследуемых блоках нажать кнопку помощи Help, подведя курсор к соответствующему блоку или узлу.

6. В меню File выбрать команду Close. Сделать выводы. Выйти из программы, выключить компьютер.

3.3. Содержание отчета

1. Назначение, технические характеристики и структурные схемы исследованных кодеров и декодеров.
2. Полученные графические зависимости.
3. Выводы по проделанной работе.

3.4. Контрольные вопросы

1. Как классифицируются коды, которые используются в системах телекоммуникаций? Что послужило причиной их разработки?
2. История развития блочных кодов, корректирующих ошибки. В чем заключается их основной принцип построения?
3. История развития сверточных или рекуррентных кодов, нашедших широкое применение в современной технике связи. В чем заключаются особенности их использования?
4. Суть и особенности использования метода перемежения символов.
5. В чем заключаются основные принципы создания корректирующих кодов?
6. Дайте определение кодового расстояния.

7. При каких условиях код может обнаруживать или исправлять ошибки?
8. Какие характеристики и параметры определяют корректирующую способность кода?
9. Назначение и особенности функционирования исследованного декодера Рида – Соломона.
10. Поясните работу перемежителей или деперемежителей (Interleaver/Deinterleaver).
11. Поясните работу источника равномерно распределенных случайных символов Random Sym .
12. Поясните структурную схему кодера Рида – Соломона.
13. Нарисовать схему и пояснить особенности функционирования декодеров Витерби, работающих по жесткому алгоритму декодирования.
14. Зарисовать схему и пояснить особенности функционирования декодеров Витерби, работающих по мягкому алгоритму декодирования.

Лабораторная работа №4

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Цель работы: изучить характеристики и особенности функциональных устройств для телекоммуникационных систем.

4.1. Функциональные устройства и блоки для телекоммуникационных систем. Краткие теоретические сведения

Наиболее распространенными функциональными устройствами для телекоммуникационных систем являются усилители, аттенюаторы, направленные ответвители, нелинейные смесители, ключи и т. д.

В программе VisSim 5.0 рассмотрен нелинейный усилитель с амплитудной характеристикой, аппроксимируемой полиномом Тейлора: $y = ax + bx^2 + cx^3 + dx^4 + kx^5$. Этот усилитель характеризуется следующими параметрами:

- Gain – коэффициент усиления, дБ;
- 1 dB Compression Point – уровень сжатия выходной мощности, дБм;
- IP2 – уровень выходной мощности (дБм) при аппроксимации второго порядка (обычно величина 20 – 25 дБм);
- Output Bias – смещение выходного постоянного уровня в положительную (Positive) или отрицательную (Negative) сторону в точке IP2;
- IP3 – уровень выходной мощности (дБм) при аппроксимации третьего порядка (обычно величина 10 – 15 дБм);
- IP4 – уровень выходной мощности (дБм) при аппроксимации четвертого порядка;
- Noise Figure – эквивалентный коэффициент шума усилителя в децибелах для случая, если выбрана опция Add Noise (добавление белого шума).

На рис. 4.1 представлены следующие результаты исследования рассматриваемого блока (файл Amplifier.vsm).

1. Осциллограммой на плоттере Plot 9 представлена амплитудная характеристика усилителя. Точка с координатой $x = 0,007$ с примерно соответствует концу линейного участка характеристики. При скорости изменения выходного напряжения 50 В/с источника сигнала 7 и усилении, равном 10 дБ (3,16 раза), для усилителя 8 выходное напряжение усилителя составляет $50 - 0,007 \cdot 3,16 = 1,106$ В.

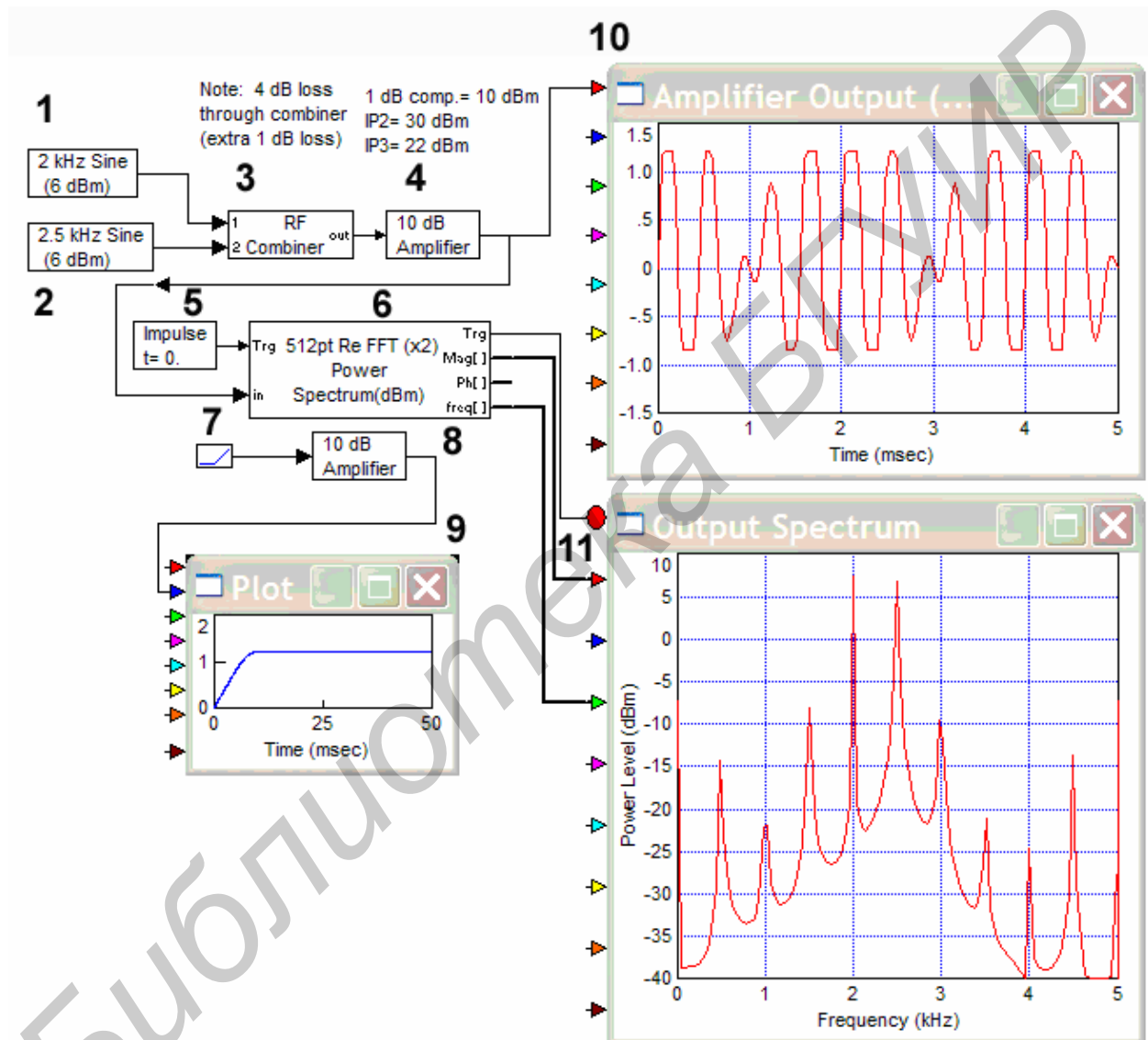


Рис. 4.1. Исследование высокочастотного усилителя

2. Выходное напряжение усилителя 4 (осциллограмма 10) и его спектр (осциллограмма 11) характеризуют интермодуляционные искажения усилителя при одновременном воздействии на его вход двух синусоидальных колебаний разной частоты с генераторов 1 и 2, сигналы которых объединены блоком 3. Источник одиночного импульса 5 используется для запуска анализатора спектра 6.

Другим рассматриваемым устройством является двойной балансный смеситель (Double Balanced Mixer), который характеризуется следующими параметрами:

- Conversion Loss – потери преобразования, (дБ); (отношение сигнала промежуточной частоты IF к сигналу радиочастоты RF);
- 1 dB Compression Point – уровень мощности входного сигнала (дБм), при котором потери преобразования увеличиваются на 1 дБ;
- IP3 – минимальный (теоретический) уровень мощности входного сигнала (дБм), при котором уровень интермодуляционных искажений не превышает 10 – 15 дБ;
- LO Power – уровень сигнала на входе LO (уровень сигнала гетеродина), дБм; используется для масштабирования IF сигнала;
- RF Power – уровень сигнала на входе RF (дБм), используется для масштабирования IF сигнала;
- LO 3rd Harmonic, LO 5th Harmonic – уровни испытательных сигналов на входе LO для третьей и пятой гармоник;
- DC Offset – постоянная составляющая на выходе смесителя; определяется в случае, когда смеситель используется в качестве фазового детектора;
- RF Isolation – ослабление сигнала, вызванное сопротивлением утечки между выводами RF и IF, дБ;
- LO Isolation – ослабление сигнала, вызванное сопротивлением утечки между выводами LO и IF, дБ;
- Noise Figure – уровень шумов (при включенной опции Add Noise), дБ;
- Add Noise – опция добавки аддитивного белого шума.

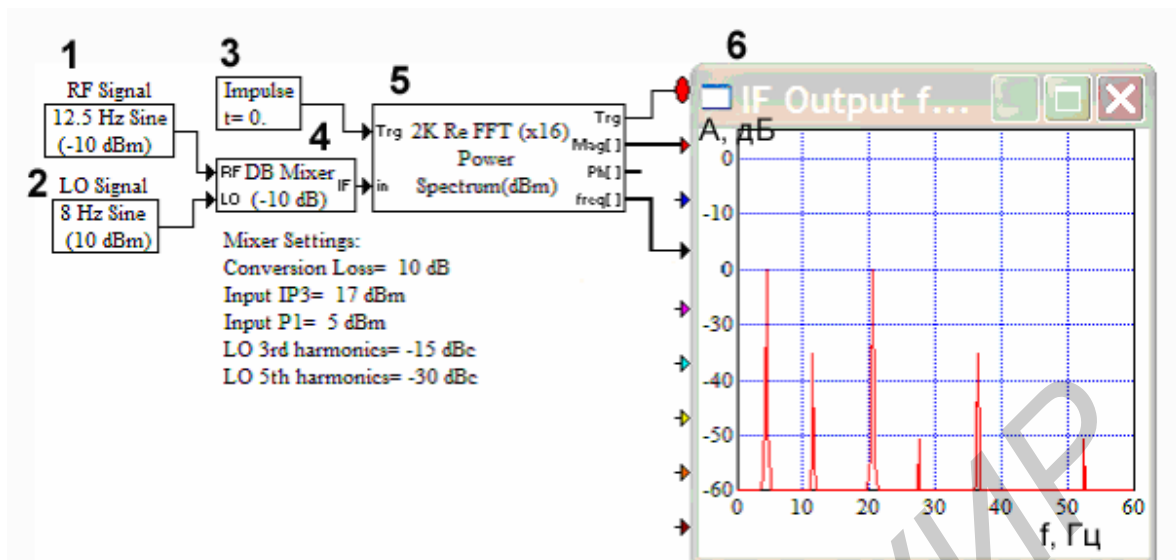


Рис. 4.2. Исследование двойного балансного смесителя (Double Balanced Mixer)

На рис. 4.2 представлены результаты измерения спектра мощности выходного сигнала двойного балансного смесителя 4 (файл Double_Balanced_Mixer.vsm). В качестве источника радиочастоты используется генератор синусоидального сигнала 1 с частотой 12,5 Гц, в качестве гетеродина – генератор 2 с частотой 8 Гц. Спектр смесителя можно наблюдать на экране плоттера 6 (IF Output f...). Запуск анализатора спектра 5 производится источником одиночного импульса 3.

Высокочастотный направленный ответвитель (Coupler) – это соединитель с 50-омным импедансом (входным и выходным сопротивлениями) и управляемым переключением направления передачи сигнала (вывод dir). Это устройство характеризуется следующими параметрами:

- Output Coupling – выходные параметры соединения;
- Direct Path Loss – потери в прямом направлении, дБ;
- Coupled Loss – общие потери соединения, дБ;
- Coupling Mode – конфигурация использования блока: в качестве входного (Input Coupling) или выходного (Output Coupling) соединителя;
- Noise Figure – уровень шумов (при включенной опции Add Noise), дБ.

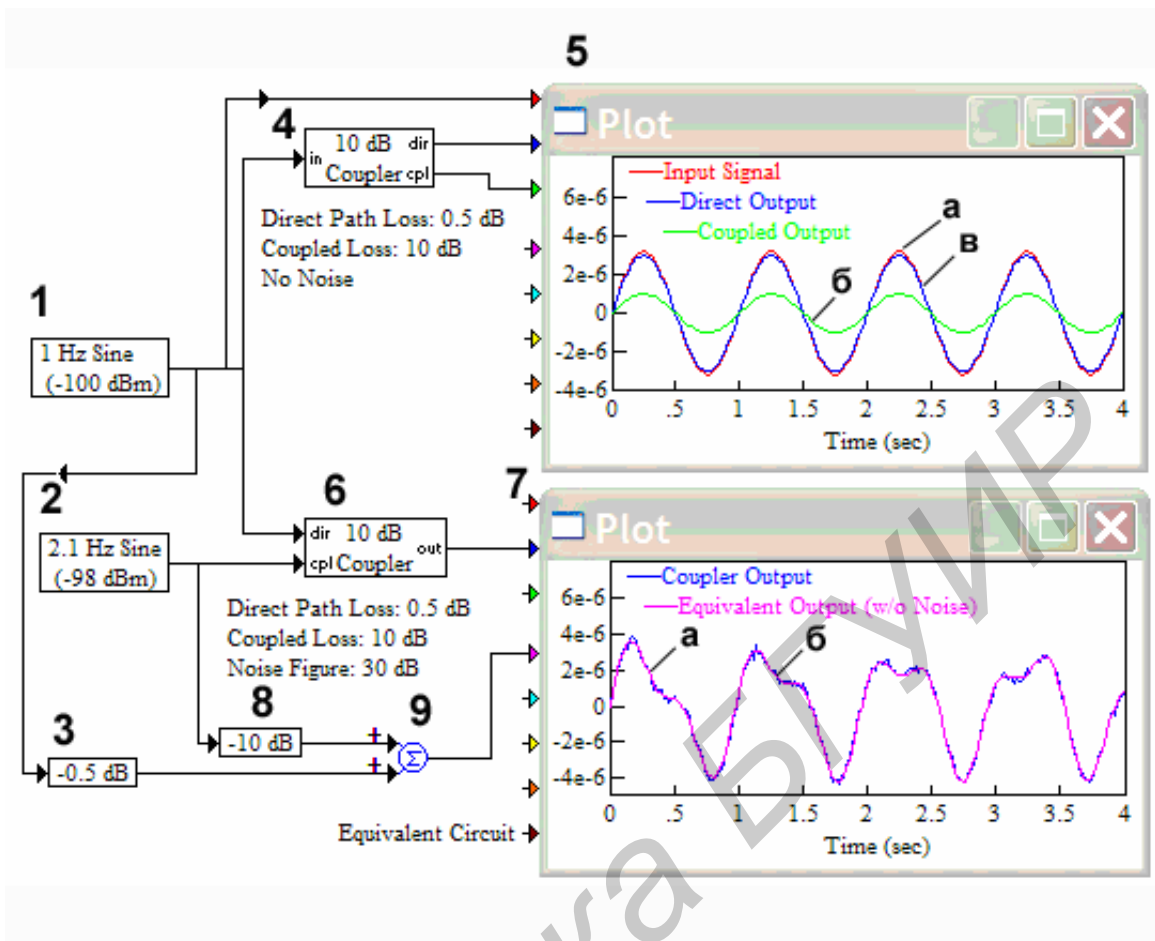


Рис. 4.3. Исследование направленного ответвителя (Coupler)

На рис. 4.3 представлены результаты испытания рассматриваемого направленного ответвителя (файл Coupler.vsm). На верхнем плоттере 5 представлены изображения трех сигналов. Первый сигнал (осциллограмма *a* – входной сигнал (Input Signal)) представляет собой сигнал с выхода генератора 1, который прямо подается на плоттер 5. Второй сигнал (осциллограмма *в* – прямой выход Direct Output) формируется при передаче сигнала с генератора 1 в прямом направлении через аттенюатор 4 с ослаблением 0,5 дБ. Третий сигнал (осциллограмма *б* – дополнительный выход (Coupled Output)) формируется с дополнительного выхода (cpl) направленного ответвителя 4. Уровень этот сигнал ослаблен на 10 дБ.


На нижнем плоттере 7 представлена кривая (осциллограмма *a* – сигнал (Coupler Output)), полученная в режиме Input Coupling. Она формируется на выходе направленного ответвителя 6. Эта кривая практически совпадает с осциллограммой *б* сигнала Equivalent Output. Для формирования последнего сигнала используется генератор 1, обеспечивающий сигнал с частотой 1 Гц и уровнем 100 дБм, кото-


рый затем подается через аттенюатор 3 с ослаблением в 0,5 дБ на первый вход сумматора 9. На второй вход сумматора 9 подается сигнал с генератора 2, обеспечивающего сигнал с частотой 2,1 Гц и уровнем – 98 дБм, через аттенюатор 8 с ослаблением в 10 дБ.

4.2. Ход работы



1. Включить компьютер. Пароль при входе в систему – единица (1), по указанию преподавателя пароль может быть другим. При появлении окна предупреждений нажать кнопку Enter. Войти в программу VisSim 5.0.


2. В меню File выбрать опцию Open. На диске C открыть последовательно папки VisSim 5.0, Comm Examples, RF. Загрузить файл Amplifier. Данный пример позволяет исследовать характеристики нелинейного усилителя в различных частотных диапазонах.

Подвести курсор к полю 10 dB Amplifier и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Проверить настройки усилителя: коэффициент усиления (Gain), дБ; коэффициент шума (Noise Figure), дБ, если выбрана опция добавить шум – Add Noise, коэффициент сжатия выходного сигнала – 1 dB Compression (Output), дБм; параметры – Output IP2, Output IP3, Output IP4, дБм; смещение выходного сигнала – Output Bias (положительное или отрицательное). Записать в отчет значения этих параметров. Нажать клавишу Enter.

Подвести курсор к полю 512 pt Re FFT(x2) Power Spectrum dB – блоку, который позволяет исследовать выходной спектр усилителя, и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Проверить настройки анализатора спектра: режим работы (Trigger Mode) – непрерывный (Continuous) или ждущий (прерывистый) (Triggered); особенности выходной спектральной характеристики (Spectral Output) – Mag/Phase (амплитуда/фаза) или комплексный вид – Real/Imaginary (действительный /мнимый); количество отображаемых точек N для FFT (от 8 до 1 048 576) – FFT Size; тип оконного режима работы – FFT Windows Type; число усредняемых точек при обработке и выводе осциллограммы спектра – Number of FFT Averages; размерность частоты выходного

сигнала – Output Freq. Unit; размерность мощности – Power Spectrum Units; вид нагрузки – Load; диапазон изменения фазовой характеристики – Unwrap Phase (–180 град. – +180 град.), опция удаления вводимой задержки при расчетах фазовой характеристики – Remove Linear Phase. Нажать клавишу Enter.

Подвести курсор к полю сумматора сигнала RF Combiner и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Проверить настройки блока, объединяющего выходы двух генераторов гармонического сигнала: 2 kHz Sine и 2,5 kHz Sine. Подвести курсор к этим полям и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Записать в отчет параметры и характеристики этих блоков, например, частоту, выходной уровень и др.

Используется три плоттера, на которые выводятся форма выходного сигнала (Amplifier Output – Time Domain), выходной спектр (Output Spectrum) и амплитудная характеристика (плоттер Plot). Для настройки плоттеров, или многофункциональных графопостроителей, подвести курсор к указанным устройствам и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. На панели Options включены (стоят значки) для параметров со следующими значениями: Fixed Bounds (фиксированные границы), X axis – 1 (количество осей X), Line Type (тип линии) – line (представление результатов с помощью линии), Grid Lines (включены сеточные промежуточные линии).

Для панели Axis установлены следующие параметры: Y Upper Bound (верхняя граница по Y) – цифровое значение, Y Lower Bound (нижняя граница по Y) – цифровое значение, X Upper Bound (верхняя граница по X) – цифровое значение, X Lower Bound – цифровое значение (нижняя граница по X), Time Scaling (масштаб времени) – цифровое значение, Sub Plot Count – 1 (указатель количества дополнительных рабочих областей). Панели Labels, Appearance, Traces можно использовать для оформления результатов измерений, поэтому подробно они не рассмотрены. Для устранения полученного изображения необходимо снова войти в Plot Properties, на панели Options нажать Clear Overplot, а затем Enter.

Запуск программы осуществляется кнопкой Пуск или клавишей F5. Зарисовать или распечатать полученное изображение. Исследовать форму сигнала и

при других начальных параметрах, которые задаются в окнах RF Combiner, 2 kHz Sine и 2,5 kHz Sine, в частности, определить предельный частотный диапазон работы данного усилителя, изменяя параметры генераторов 2 kHz Sine и 2,5 kHz Sine. Исходные данные выбрать самостоятельно и получить еще 2 или 3 изображения сигнала сложной формы при других начальных параметрах. В меню File выбрать команду Close.

3. В меню File выбрать опцию Open. Открыть в папке RF файл Double Balanced Mixer. Данный пример позволяет исследовать характеристики нелинейного преобразователя в различных частотных диапазонах. Как и в предыдущем примере, необходимо подвести курсор к полям источников сигнала, плоттеру и другим блокам схемы. Записать установки этих блоков и приборов. Запуск программы осуществляется кнопкой Пуск или клавишей F5. Зарисовать или распечатать полученное изображение.


Исследовать форму сигнала и при других начальных параметрах, задаваемых окнами RF Combiner, 12,5 Hz Sine и 8 Hz Sine. Определить предельный частотный диапазон работы данной схемы, изменяя параметры генераторов 12,5 Hz Sine и 8 Hz Sine. Исходные данные выбрать самостоятельно и получить еще 2 или 3 изображения сигнала сложной формы при других начальных параметрах. В меню File выбрать команду Close.

4. В меню File выбрать опцию Open. Открыть в папке RF файл Coupler. Данный пример позволяет исследовать характеристики направленного ответвителя. Как и в предыдущем примере, необходимо подвести курсор к полям источников сигнала, сумматору сигнала, плоттеру и другим блокам схемы. Записать установки этих блоков и приборов. Запуск программы осуществляется кнопкой Пуск или клавишей F5. Зарисовать или распечатать полученное изображение.

Исследовать форму сигнала и при других начальных параметрах, задаваемых в окнах 1 Hz Sine, 2,1 Hz Sine. Записать установки этих блоков и приборов. Зарисовать или распечатать полученное изображение. Сделать выводы. В меню File выбрать опцию Close.

5. В меню File выбрать опцию Open. Открыть в папке PLL файл Loop_Filter_PLL2. Данный пример позволяет исследовать характеристики канала с ОФМ-2 (BPSK) и, в частности, определить величину фазовой ошибки в цепи фазовой автоподстройки (PLL). Подвести курсор к полям источников сигнала, канала AWGN, блокам Lowpass Filtering, Phase Scatter Plot, Loop Filter 2 nd Order PLL и другим блокам схемы. Записать значения параметров этих блоков и приборов. Зарисовать общую схему тракта и схемы отдельных блоков, в частности блока Lowpass Filtering. Запуск программы осуществляется кнопкой Пуск или клавишей F5.

Исследовать характеристики тракта при различных отношениях сигнал/шум – параметр EbNo, который устанавливается в канале AWGN. Установить значения EbNo равными 2, 10, 30 дБ. Для дополнительной информации о каждом из блоков можно воспользоваться помощью, выбрав опцию Help. Зарисовать или распечатать полученные изображения на плоттерах Phase Scatter Plot и Tracking PLL Phase Error. Сделать выводы.

6. В меню File выбрать опцию Open. На диске C (или другом – по указанию преподавателя) открыть последовательно папки VisSim 5.0, Comm Examples, Signal Sources. Выбрать файл Freq_Sweep. Исследовать генератор, у которого частота меняется в установленных границах. Подвести курсор к полю Frequency Sweep Signal и после появления значка  нажать правую кнопку мыши. Проверить настройки Plot Properties многофункционального графопостроителя (Plot), который в данном примере имеет название Frequency Sweep Signal. На панели Options включены (стоят значки) параметры со следующими значениями: Fixed Bounds (фиксированные границы), X axis – 1 (количество осей X), Line Type (тип линии) – line (представление результатов с помощью линии), Grid Lines (включены сеточные промежуточные линии).

Для панели Axis установлены следующие параметры: Y Upper Bound (верхняя граница по Y) – 3, Y Lower Bound (нижняя граница по Y) – минус 3, X Upper Bound (верхняя граница по X) – 10, X Lower Bound – 0 (нижняя граница по X), Time Scaling (масштаб времени) – MilliSeconds (миллисекунды), Sub Plot

Count – 1 (указатель количества дополнительных рабочих областей). Панели Labels, Appearance, Traces можно использовать для оформления результатов измерений, поэтому здесь они подробно не рассмотрены. Для устранения полученного изображения необходимо снова войти в Plot Properties, на панели Options нажать Clear Overplot, а затем Enter.

Проверить настройки источника сигнала Freq_Sweep. Подвести курсор к полю Freq Sweep и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Появится контрольное окно Frequency Sweep Properties. Проверить установку параметров: Start frequency – 1000 Hz; Stop frequency – 10 000 Hz; Sweep Duration – 0,005 sec; Amplitude – 1 V; Initial Phase – 0 deg. Нажать кнопку Cancel, если параметры сигнала не изменялись, или кнопку Enter – при изменении параметров. Запустить программу кнопкой Пуск или клавишей F5.

Проанализировать полученное изображение сигнала, у которого частота меняется со значения 1000 Гц до 10 000 Гц, а амплитуда остается постоянной и равной 1 В. Зарисовать или распечатать полученное изображение. Исследовать форму сигнала и при других начальных параметрах, задаваемых окном Frequency Sweep Properties. Эти данные выбрать самостоятельно и получить еще 2 или 3 изображения сигнала сложной формы. В меню File нажать кнопку Close.

7. В меню File выбрать опцию Open. В папке Comm Examples открыть файл Spectrum Analyzer. Данный пример позволяет исследовать спектр псевдослучайной последовательности, которая задается источником 511 PN Sequence в условиях действия внешнего шумового сигнала. Подвести курсор к полю 511 PN Sequence (псевдослучайная последовательность размером $2^n - 1 = 2^9 - 1 = 511$) и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Записать значение параметров Shift Register Size, Sequence Offset, Initial State. Подвести курсор к полю Noise – 10 dBm/Hz и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Записать значения следующих параметров: Loads (нагрузка) – 50 Ом; Noise Units (размерность шумового сигнала) – dBm/Hz; Noise Density – 10 dBm/Hz. Подвести курсор к источнику гармонического сигнала, обозначенному символом ~, и после появления значка \leftrightarrow нажать правую кнопку мыши. Записать парамет-

ры гармонического сигнала – частоту, амплитуду и время задержки. Нажать кнопку Пуск.

На первом этапе наблюдать процесс длительного изменения спектра сигнала на анализаторе спектра Spectrum Analyzer Display of a Baseband BPSK Signal. При этом загорается красный индикатор, обозначенный символом || (Stop – остановка) в верхней части экрана, где расположены функциональные клавиши. Дождаться окончания процесса, о чем будет свидетельствовать отключение индикатора || (Stop) и загорание индикатора Пуск. Значение параметра T (условное время), расположенного в правом нижнем углу экрана монитора, при этом будет равно 2000.

Несколько раз (3 или 5) запустить программу, нажимая кнопку Пуск. Однако при этих повторных запусках останавливать выполнение программы в произвольное время, нажимая клавишу || (Stop). Например, остановить программу при времени T, равном приблизительно 500, 1000, 1500 мс. Записать точное значение времени T. Зарисовать и проанализировать полученные изображения сигнала в разных временных точках. Для дополнительной информации о каждом из блоков можно воспользоваться помощью, нажав кнопку Help.

Изменить параметры шумового сигнала. Для этого подвести курсор к полю Noise -10 dBm/Hz и после появления значка \leftrightarrow нажать правую клавишу мыши. Установить значения параметра Noise Density равным -100 dBm/Hz , таким образом значительно уменьшится уровень шумового сигнала. Нажать кнопку Пуск. Зарисовать и проанализировать полученные изображения сигнала в разные значения времени T. Сравнить осциллограммы сигналов при уровне шумов с уровнем -10 dBm/Hz и -100 dBm/Hz . Для дополнительной информации о каждом из блоков можно воспользоваться помощью, нажав кнопку Help. В меню File выбрать кнопку Close.

8. Открыть и просмотреть файлы Splitter/Combiner.vsm, Attenuator.vsm, RF Switch.vsm, которые имитируют работу разных блоков телекоммуникационных систем. Для дополнительной информации о каждом из блоков можно воспользоваться помощью, нажав кнопку Help.

9. Сделать выводы. Выйти из программы, выключить компьютер.

4.3. Содержание отчета

1. Назначение, технические характеристики и структурные схемы исследованных источников сигнала.
2. Полученные графические зависимости.
3. Выводы по проделанной работе.

4.4. Контрольные вопросы

1. Назначение и особенности работы усилителя, полученные при работе с файлом Amplifier.
2. Назначение и характеристики смесителя, полученные при работе с файлом Double Balanced Mixer.
3. Назначение и особенности работы направленного ответвителя, полученные при работе с файлом Coupler.
4. Назначение и особенности работы переключателя сигнала, полученные при работе с файлом RF Switch.
5. Особенности работы исследованной схемы тракта, полученные при работе с файлом Loop_Filter_PLL2.
6. Назначение и особенности настройки многофункционального графопостроителя, полученные при работе с файлом Freq_Sweep.
7. Поясните измерения при работе с анализатором спектра (файл Spectrum Analyzer).

Учебное издание

Мищенко Валерий Николаевич

**ИЗУЧЕНИЕ БЛОКОВ И УСТРОЙСТВ
ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ VisSim 5.0**

Лабораторный практикум по дисциплине
«Системы подвижной радиосвязи и радиоопределения»
для студентов специальностей
1-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций»,
1-45 01 02 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение»
всех форм обучения

Редактор Л. А. Шичко
Корректор Е. Н. Батурчик
Компьютерная верстка Е. С. Чайковская

Подписано в печать 21.05.2009.	Формат 60x84 1/16.	Бумага офсетная.
Гарнитура «Таймс».	Печать ризографическая.	Усл. печ. л. 3,72.
Уч.-изд. л. 3,6.	Тираж 100 экз.	Заказ 667.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.
220013, Минск, П. Бровки, 6