

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

Е. К. ЛЕВИН

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ДЕМОДУЛЯТОРОВ РАДИОСИГНАЛОВ

Лабораторный практикум



Владимир 2023

УДК 621.396.6
ББК 32.844
Л36

Рецензенты:

Доктор технических наук, профессор
профессор кафедры электроники, приборостроения
и биотехнических систем

Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
Л. Т. Сушкова

Доктор технических наук, доцент
профессор кафедры многоканальных телекоммуникационных систем
ордена Трудового Красного Знамени
Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ)
С. С. Шаврин

Издается по решению редакционно-издательского совета ВлГУ

Левин, Е. К. Исследование помехоустойчивости демодуляторов радиосигналов : лаб. практикум / Е. К. Левин ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2023. – 160 с. – ISBN 978-5-9984-1561-6.

На основе функционального и схемотехнического моделирования проводится исследование цифровых и аналоговых демодуляторов. При моделировании используются система Matlab и приложение Multisim. Рассмотрены демодуляторы основных типов сигналов, используемых в цифровой радиосвязи, а также демодуляторы (детекторы) амплитудно- и частотно-модулированных сигналов, которые используются в средствах аналоговой радиосвязи и радиовещания. Разработана методика выполнения лабораторных работ, что способствует расширению теоретических знаний и получению практических навыков, необходимых для специалиста по радиотехнике.

Предназначено для студентов направлений 11.03.01 «Радиотехника» и 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Рекомендовано для формирования профессиональных компетенций в соответствии с ФГОС ВО.

Ил. 70. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.6
ББК 32.844

ISBN 978-5-9984-1561-6

© ВлГУ, 2023

ВВЕДЕНИЕ

Демодуляторы радиосигналов – важная часть радиоприемного устройства. Выбор совокупности модулятора (в передатчике) и демодулятора (в приемном устройстве) – модема – во многом определяет скорость передачи информации в системе связи, ширину спектра радиосигнала, относительную частоту ошибок приема информации в условиях действия помех.

В рамках учебной дисциплины «Радиоприемные устройства» при выполнении лабораторных работ студенты направлений подготовки «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» исследуют свойства демодуляторов, которые применяются в современных средствах связи.

В лабораторном практикуме содержатся краткие теоретические сведения о демодуляторах и методические рекомендации к проведению их исследований. Он сориентирован в основном на исследование демодуляторов цифровых сигналов.

Исследование проводится путем моделирования работы демодуляторов в системе Matlab. Все используемые сценарии и функции снабжены подробными комментариями, что позволяет проследить связь используемых команд с теоретическими положениями, касающимися работы демодуляторов. В процессе исследования демодуляторов оценивается влияние аддитивной помехи на результат демодуляции. В случае демодуляторов цифровых сигналов определяются относительная частота ошибки в приеме двоичного символа и полоса частот, занимаемая сигналом.

Демодуляторы аналоговых сигналов представлены амплитудным и частотным детекторами. Исследование детекторов проводится путем их схемотехнического моделирования в приложении Multisim.

Для частотного и амплитудного детекторов определяется уровень нелинейных искажений выходного сигнала детектора в зависимости от параметров модуляции сигналов. В приложении к лабораторному практикуму приведены листинги всех сценариев Matlab.

Лабораторная работа № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА ДВУХПОЗИЦИОННЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Цель работы: определить ширину спектра фазоманипулированного сигнала и зависимость относительной частоты ошибок приема информационных посылок от отношения сигнал-шум на входе демодулятора, а также условия возникновения явления «негативный прием».

Краткие теоретические сведения

Бинарная фазовая манипуляция (binary phase-shift keying – BPSK) используется при передаче цифровых сигналов. Так как при передаче цифровых сигналов фаза сигнала принимает фиксированные значения, то часто говорят о фазовой манипуляции, а не о модуляции. Бинарная манипуляция фазой выступает наиболее простым видом фазовой манипуляции, так как здесь используются лишь два значения фазы, которые отличаются друг от друга на 180° (0° , 180°):

$$U_{c1}(t) = U_m \cos(\omega_c t + \theta);$$

$$U_{c2}(t) = U_m \cos(\omega_c t + \theta + \pi) = -U_m \cos(\omega_c t + \theta) = -U_{c1}(t).$$

Если в составе демодулятора использовать последовательное соединение перемножителя сигналов и интегратора, то при точном равенстве фаз опорного колебания и входного сигнала U_{c1} на выходе последовательности появляются импульсы различной полярности. Один вид полярности соответствует приему логической единицы, а другой вид – приему логического нуля. После интегратора устанавливается пороговая схема с нулевым значением порога.

Схема демодулятора при этом выглядит следующим образом (рис. 1).

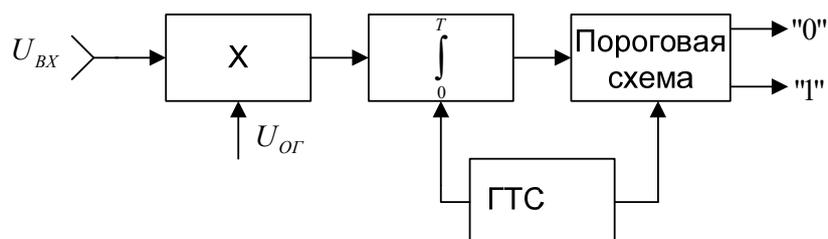


Рис. 1. Схема демодулятора BPSK сигналов

Генератор тактовой синхронизации (ГТС) формирует последовательность импульсов с периодом следования, равным периоду следования информационных посылок. Тактовые импульсы совмещены во времени с моментами окончания информационных посылок.

Так как на вход демодулятора поступает сумма шума и фазомодулированного колебания, то на выходе перемножителя сигналов формируется совокупность импульсов различной полярности, высокочастотных гармоник, а также шума. После интегратора сигнал принимает форму, представленную на рис. 2. Генератор тактовой синхронизации обеспечивает сброс интегратора в нуль в конце каждой информационной посылки. Такой способ построения демодулятора обеспечивает максимальную помехоустойчивость приема BPSK сигналов.

Так как линейно нарастающее напряжение на выходе интегратора, несущее информацию об информационной посылке, принимает наибольшее значение по абсолютной величине к концу информационной посылки, то для получения наиболее правильного решения о принимаемой посылке сравнение с порогом производится во время окончания информационных посылок.

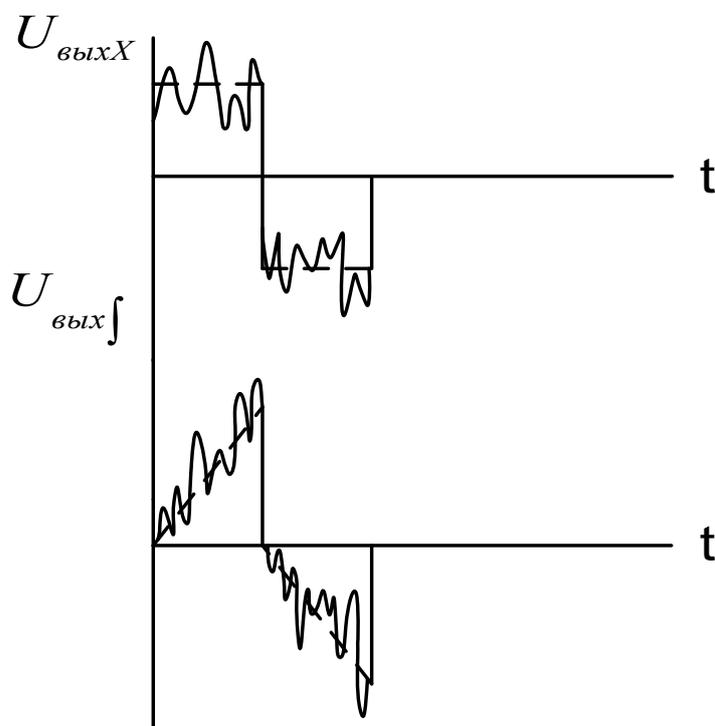


Рис. 2. Форма сигналов на выходе перемножителя (низкочастотная составляющая сигнала) и на выходе интегратора

На рис. 3 отображено соотношение последовательности информационных символов с сигналами на разных этапах демодуляции. Здесь вторая сверху осциллограмма отображает низкочастотную составляющую выхода перемножителя сигналов, третья – выход интегратора, а четвертая – последовательность импульсов тактовой синхронизации. Если в момент поступления импульса синхронизации полярность напряжения интегратора имеет положительный знак, то пороговая схема фиксирует прием логической единицы, в случае отрицательной полярности – логического нуля.

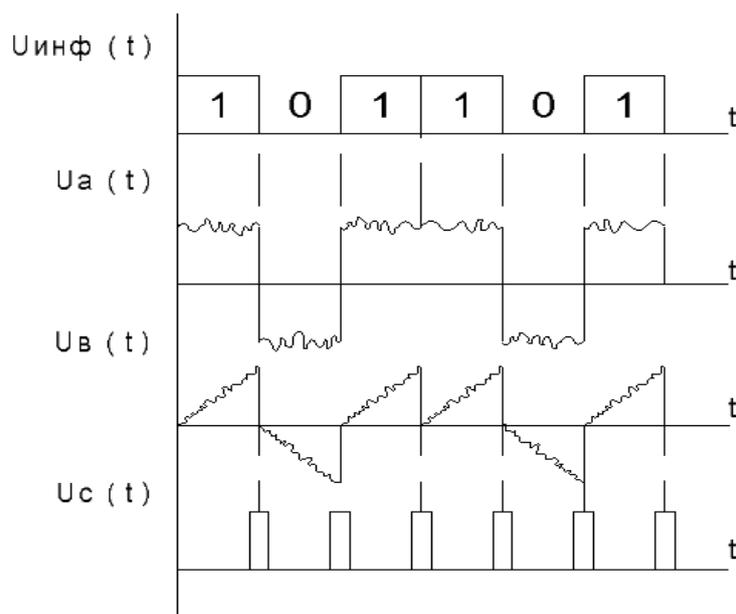


Рис. 3. Соотношение последовательности информационных символов с сигналами на различных этапах демодуляции

Следует отметить, что при данной структуре демодулятора BPSK сигналы обеспечивают максимальную помехоустойчивость приема по сравнению с другими видами модуляции.

При анализе демодуляторов цифровых сигналов принято разделять демодулятор на две части: первая часть обеспечивает преобразование высокочастотного вторичного сигнала в первичный низкочастотный сигнал. Эту часть схемы называют собственно демодулятором сигнала, а вторая часть принимает решение о приеме символа – детектора сигнала. Применительно к рассмотренной схеме собственно демодулятором будет совокупность перемножителя и интегратора, а детектором является пороговая схема.

Вероятность p ошибки приема BPSK сигналов при воздействии белого (в полосе пропускания приемника) гауссова шума определяется следующими выражениями.

$$p = Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right) = 1 - F\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right) = 0,5 \left[1 - \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) \right],$$

где $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$,

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt.$$

Здесь E , N_0 – энергия информационной посылки и односторонняя спектральная плотность мощности шума соответственно; $Q(x)$, $F(x)$, $\operatorname{erf}(x)$ – табулированные функции гауссова интеграла ошибок, Лапласа и ошибок соответственно. Если частота следования посылок $R = 1/W$, где W – полоса пропускания тракта после перемножителя сигналов, то отношение E/N равно отношению сигнал = шум на выходе перемножителя сигналов.

В рассмотренной схеме демодулятора подразумевается, что на приемной стороне каким-либо способом определяется и становится известной фаза принимаемого сигнала. Такие демодуляторы называются когерентными (CPSK). Они обеспечивают максимальную помехоустойчивость приема.

Так как на приемной стороне заранее неизвестна фаза принимаемого колебания, а также временной сдвиг импульсной последовательности генератора тактовых импульсов, то возникает задача определения этих параметров в реальных условиях приема сигналов. Поэтому рассмотренную выше схему оптимального демодулятора дополняют формирователем опорного сигнала (ФОС) и формирователем импульсов синхронизации (ФИС). Схема демодулятора представлена на рис. 4.

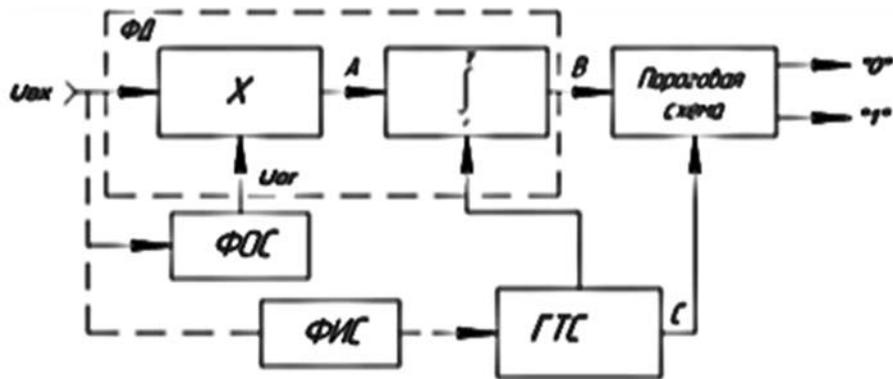


Рис. 4. Схема демодулятора BPSK сигналов с использованием формирователей импульсов синхронизации и опорного сигнала

Очень часто с целью снижения стоимости демодулятора вместо интегратора используют фильтр нижних частот (ФНЧ). Отношение сигнал-шум на выходе ФНЧ меньше аналогичного отношения на выходе интегратора, что приводит к дополнительному увеличению числа ошибок приема. В данной работе вместо интегратора используется простой ФНЧ с частотой среза, равной частоте следования информационных символов.

При реализации ФОС и ФИС фаза опорного генератора и смещение импульсов тактовой синхронизации во времени оцениваются в условиях действия помех при неидеальных характеристиках радиоэлементов схем, поэтому их значения определяются с некоторой погрешностью, что приводит к увеличению частоты ошибок при приеме информации. Отличие фазы формирователя опорного колебания от фазы принимаемого сигнала приводит к уменьшению уровня низкочастотной составляющей выхода перемножителя сигналов, а следовательно, и к снижению уровня напряжения на выходе интегратора (или ФНЧ).

Напряжение на выходе ФНЧ пропорционально величине $\cos(\alpha)$, где α – разность фаз входного и опорного колебаний перемножителя. Поэтому отношение сигнал-шум на входе пороговой схемы снижается при увеличении α и растет вероятность ошибки приема.

Погрешность смещения импульсов тактовой синхронизации во времени также приводит к уменьшению напряжения на входе пороговой схемы – растет вероятность ошибки приема. Важно знать допустимые значения погрешностей определения этих параметров.

При формировании опорного колебания возможны значительные скачки его фазы – фаза опорного колебания может отличаться от нужного значения на 180° . В этом случае имеет место «негативный» прием, т. е. логический ноль превращается в логическую единицу, а логическая единица – в логический ноль. Поэтому для определения фазы опорного колебания приходится периодически передавать известную на приемной стороне тестовую последовательность символов наряду с информационными символами, что снижает эффективность использования канала связи.

Важной характеристикой вида модуляции является полоса частот, занимаемая сигналом. Для BPSK сигнала спектральная плотность мощности определяется выражением

$$PSD(f) = K \left[\frac{\sin(\pi(f_s - f)T_b)}{\pi(f_s - f)T_b} \right]^2,$$

где K – коэффициент пропорциональности; f_s – частота несущей; T_b – тактовый интервал (длительность информационной посылки). Ширина W спектра определяется расстоянием между двумя минимумами спектральной плотности мощности сигнала в окрестности максимума спектральной плотности мощности $W = 2/T_b = 2F_d$, где F_d – частота следования информационных символов (рис. 5).

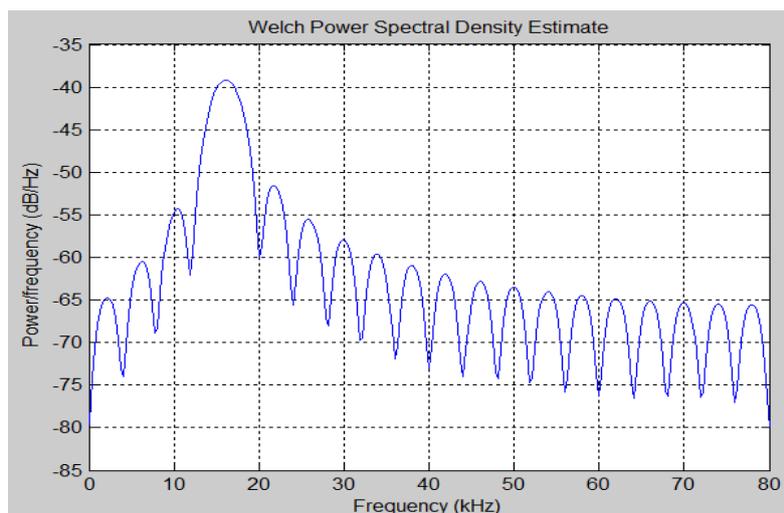


Рис. 5. Спектральная плотность мощности BPSK сигнала

Соответствие строк сценария Matlab порядку выполнения лабораторной работы

1. В соответствии с заданием устанавливаем скорость следования информационных посылок, длительность информационной посылки, частоту несущего колебания, частоту дискретизации сигнала

```
Fd = 400; %символьная скорость, Бод  
FsFd = 40; %число отсчетов на один символ  
Fc = 4*Fd; %несущая частота, Гц  
Fs = Fd*FsFd; %частота дискретизации, Гц
```

2. Формируем поток случайных данных, а также модулирующий сигнал для указанного потока

```
N=1e4; %число отправленных символов  
%формирование исходной последовательности символов  
aa=randint(1,N); %массив бинарных символов  
%с равными вероятностями появления  
%с равными вероятностями появления "0" и "1"  
%aa=randi([0,1],1,N); % для поздних версий Matlab  
a1= repmat(aa, FsFd, 1); %повтор каждого символа FsFd раз  
a2=a1(:);  
a22=2*a2-1; %модулирующий сигнал
```

3. Формируем «чистый» DPSK сигнал, а затем добавляем к нему белый гауссов шум в соответствии с заданным отношением сигнал-шум

```
dB=10; %заданное отношение с/ш на входе демодулятора  
%формирование "чистого" сигнала  
t=(0:length(a2)-1)/Fs;  
s_psk0=cos(2*pi*Fc*t+pi*(1-a2)); % ФМсигнал (нулевая фаза соответствует "1")  
%формирование зашумленного сигнала  
s_psk=awgn(s_psk0, dB-13, 'measured'); %добавление шума
```

4. Формируем опорный сигнал для демодулятора

```
alfa=0; %фаза опорного колебания (градусы)  
s=cos(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180); %опорный сигнал
```

5. Устанавливаем параметры работы демодулятора и определяем значения напряжений, которые формируются на выходе перемножителя сигналов, на выходе ФНЧ и поступают далее на пороговую схему

```
deltaOffset=0;% погрешность тактовой синхронизации
offset=FsFd-deltaOffset; %смещение импульсов тактовой синхронизации
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
y=2*s_psk.*s;% сигнал на выходе перемножителя сигналов
y1=filter(b,a,y);%сигнал на выходе ФНЧ
z=y1(offset:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой
```

6. Определяем относительную частоту ошибки приема информационной посылки (результаты эксперимента) и вероятность ошибки (результаты расчета)

```
%Расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p=0.5*(1-erf(SNR));%расчетная вероятность ошибки
%определение относительной частоты ошибок приема
a3=z>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
a4=1-a3;%(численные переменные)
a5=1-a4;%(численные переменные)
[~,berr]=sumerr(aa,a5);%относительная частота ошибок приема
```

7. Строим графики, соответствующие спектральной плотности мощности сигнала, формам сигналов на различных этапах их обработки

```
figure; pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs);title('Спектральная плотность мощности BPSK-сигнала');
figure; plot(s_psk0(1:800));grid on; title('BPSK-сигнал');
figure;
subplot(4,1,1);stem(a22(1:800));grid on;title('Модулирующий сигнал');
subplot(4,1,2);stem(y1(1:800));grid on; title('Демодулированный сигнал (на выходе ФНЧ)');
subplot(4,1,3); stem(sinh1(1:800));grid on;title('Синхроимпульсы');
subplot(4,1,4); stem(y1_sinh1(1:800));grid on; title('Демодулированный сигнал - Синхроимпульсы');
```

8. Путем анализа полученных изображений делаем вывод о соответствии выполненных сценариев теоретическим положениям, касающимся демодуляции BPSK сигнала. В противном случае исправляем ошибки в сценариях.

9. Повторяем пп. 3 – 6 и, меняя отношение сигнал-шум, определяем зависимость относительной частоты ошибок приема от отношения сигнал-шум. Строим график зависимости относительной частоты ошибки приема от отношения сигнал-шум. График строим в полулогарифмическом масштабе: вертикальная ось графика имеет логарифмический масштаб.

Сначала следует определить значения отношения сигнал-шум для максимального (0,1) и минимального (0,005) значений относительной частоты. Затем разбить разность полученных значений сигнал-шум на 10 интервалов и провести измерения в соответствии с интервалами.

Для ускорения процесса измерений целесообразно, используя редактор Matlab, объединить сценарии указанных пунктов и создать отдельный файл сценария или функции, который следует запускать на исполнение для каждого значения отношения сигнал-шум.

10. Для случая когда частота ошибок равна 0,005, фиксируем изображения, соответствующие п. 7. Определяем ширину спектра сигнала и сравниваем с расчетной величиной. Сравниваем результаты фиксации ошибок на выходах демодулятора и декодера для максимального значения 0,1 относительной частоты ошибок. Сравниваем график модулирующего сигнала с графиком сигнала на выходе ФНЧ для максимального значения 0,1 относительной частоты ошибок.

11. Сначала увеличиваем значения фазы опорного колебания *alfa* от нулевого значения, пока частота ошибок не увеличится в два раза. Затем устанавливаем *alfa* = 0. Увеличиваем значения смещения *deltaOffset* последовательности синхроимпульсов, пока частота ошибок не увеличится в два раза. Фиксируем соответствующие значения *alfa* и *deltaOffset*.

12. Изменяем фазу *alfa* опорного колебания на 180° . Определяем относительную частоту ошибки для значения сигнал-шум, которое соответствует относительной частоте ошибки 0,005. Убеждаемся в наличии явления «негативный прием».

13. Сравниваем экспериментально полученный график зависимости относительной частоты появления ошибки приема от отношения сигнал-шум с результатами расчета вероятности ошибки приема ФМ сигнала.

Рекомендации по использованию полного сценария Matlab

1. Загружаем сценарий в редактор сценариев и сохраняем его файл в рабочей папке.
2. Устанавливаем в сценарии заданные параметры исследования.
3. Запускаем сценарий из окна редактора.
4. В соответствии с порядком проведения исследований последовательно меняем значения: отношения *SNR* сигнал-шум, погрешности установки фазы *alfa* опорного колебания и задержки *deltaOffset* последовательности синхрои́мпульсов, фиксируя значения относительной частоты *berr* ошибки приема и расчетной вероятности *p* ошибки приема.
5. Используя логарифмический масштаб по оси относительной частоты и расчетной вероятности ошибки приема, строим в одном графическом окне два графика зависимости относительной частоты и расчетной вероятности ошибки приема от отношения сигнал-шум.

Содержание отчета

1. Структура демодулятора. Параметры задания на выполнение лабораторной работы.
2. Таблицы с результатами экспериментов.
3. Графики зависимостей относительной частоты и вероятности ошибки приема от отношения сигнал-шум, построенные по данным таблиц.

4. Полученные изображения формы и спектра сигнала, диаграммы рассеяния и осциллограмм сигналов, характеризующих работу демодулятора.

5. Выводы.

Контрольные вопросы

1. Как влияет на помехоустойчивость приема BPSK сигнала смещение во времени сигналов тактовой синхронизации и изменение фазы опорного генератора?

2. Каковы причины снижения помехоустойчивости приема BPSK сигнала при практической реализации демодулятора?

3. Укажите причину возникновения «негативного приема».

4. Как зависит ширина спектра сигнала от скорости следования информационных посылок?

5. Как работает структурная схема демодулятора BPSK сигналов?

6. Соотнесите строки сценария со структурной схемой демодулятора.

7. При отношении сигнал-шум, соответствующем относительной частоте $berr$ приема, равной 0,1, на «осциллограммах» сигналов укажите моменты времени появления ошибок приема.

Варианты заданий для выполнения лабораторной работы

Вариант	Символьная скорость, Бод	Вариант	Символьная скорость, Бод
1	40	11	2040
2	240	12	2240
3	440	13	2440
4	640	14	2840
5	840	15	3040
6	1040	16	3240
7	1240	17	3440
8	1440	18	3640
9	1640	19	3840
10	1840	20	4040

Лабораторная работа № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ С ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Цель работы: оценить эффективность устранения явления «негативный прием», определить ширину спектра сигнала и зависимость относительной частоты ошибок приема информационных посылок от отношения сигнал-шум на входе демодулятора, а также максимально допустимые погрешности установления фазы опорного сигнала и смещения импульсов тактовой синхронизации.

Краткие теоретические сведения

При формировании опорного колебания для демодуляции фазомодулированных сигналов (ФМ или BPSK – binary phase shift key) фаза опорного колебания за счет действия помех может отличаться от нужного значения на 180° . В этом случае имеет место «негативный прием», т. е. логический ноль на выходе пороговой схемы превращается в логическую единицу, а логическая единица – в логический ноль.

Чтобы устранить явление «негативного приема», предложено использовать относительную (дифференциальную) фазовую манипуляцию (ОФМ, DPSK – differential phase shift key). При ОФМ фаза текущей информационной посылки «привязывается» к фазе предыдущей информационной посылки. Например, если текущая информационная посылка равна единице, то фаза ее меняется на 180° по отношению к фазе предыдущей посылки, если же текущая посылка является логическим нулем, то ее фаза не меняется по сравнению с фазой предыдущей посылки (рис. 1).

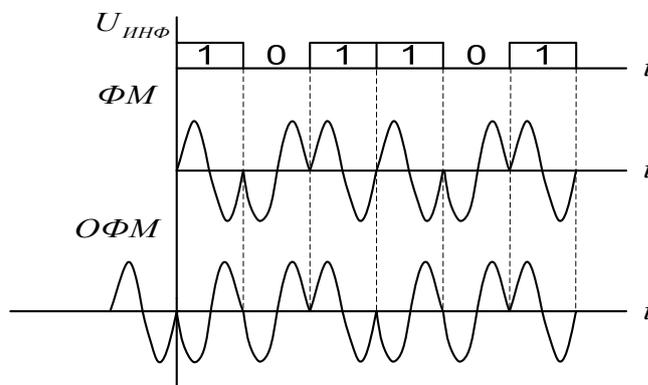


Рис. 1. Сравнение ФМ и ОФМ сигналов

Структура демодулятора ОФМ сигнала несколько отличается от структуры ФМ демодулятора сигналов. В ее состав дополнительно включены схема сравнения полярностей сигналов и элемент задержки сигнала во времени на интервал длительности T информационной посылки (рис. 2).

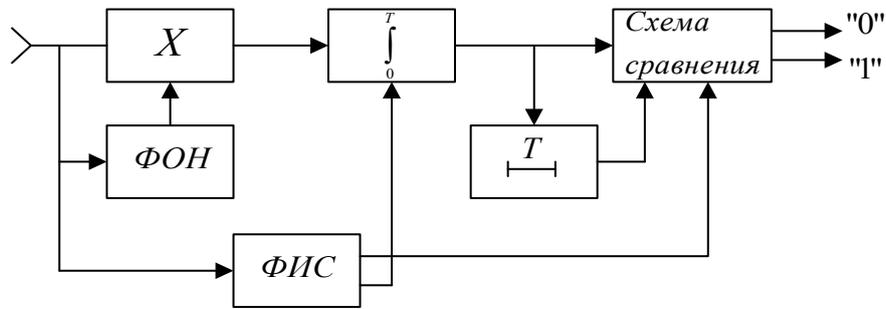


Рис. 2. Структура демодулятора ОФМ сигнала

Схема сравнения формирует на выходе сигнал логического нуля, если полярности выходного напряжения интегратора в текущий и предыдущий моменты времени одинаковы. Если же полярности разные, то формируется сигнал логической единицы. Здесь формирователь опорного напряжения (ФОН) и формирователь импульсов синхронизации выполняют те же функции, что и в случае демодуляции ФМ сигнала. Схема сравнения совместно с элементом задержки является детектором сигнала.

При изменении фазы опорного колебания на 180° возникает односторонняя ошибка приема, но явление негативного приема отсутствует. Однако демодулятор ОФМ сигнала имеет примерно в два раза большую вероятность ошибки по сравнению с демодулятором ФМ сигнала.

Это связано с тем, что схема сравнения дважды подряд принимает неправильное решение, если произошла лишь одна ошибка в определении полярности выходного напряжения интегратора (при последующей посылке вторая ошибка возникает из-за того, что задержанная во времени ошибочная информация вновь используется при работе схемы сравнения).

Вероятность ошибки приема ОФМ сигналов при воздействии белого (в полосе пропускания приемника) гауссова шума определяется следующим выражением.

$$p_{0\text{ФМ}} = 2p_{\text{ФМ}}(1 - p_{\text{ФМ}}),$$

где $p_{\text{ФМ}}$ – вероятность ошибки приема ФМ сигналов при воздействии белого (в полосе пропускания приемника) гауссова шума.

Формирование ОФМ сигнала можно трактовать как кодирование исходной информационной последовательности двоичных символов с последующим формированием ФМ сигнала. На приемной стороне после демодуляции ФМ сигнала производится декодирование полученной последовательности двоичных символов.

Алгоритм кодирования следующий: если текущая информационная посылка является нулем, то она преобразуется в предыдущую посылку. Если же текущая посылка содержит единицу, она преобразуется в посылку, обратную предыдущей посылке. Если текущая информационная посылка равна предыдущей, то при декодировании она преобразуется в «нулевую» посылку. Если же текущая посылка не равна предыдущей, то она преобразуется в «единичную» посылку. Соответствующая схема демодулятора ОФМ сигнала представлена на рис. 3.

Очень часто с целью снижения стоимости демодулятора вместо интегратора используют фильтр нижних частот. Отношение сигнал-шум на выходе ФНЧ меньше аналогичного отношения на выходе интегратора. Поэтому число ошибок приема больше по сравнению с результатами, полученными при расчетах по приведенной выше формуле.

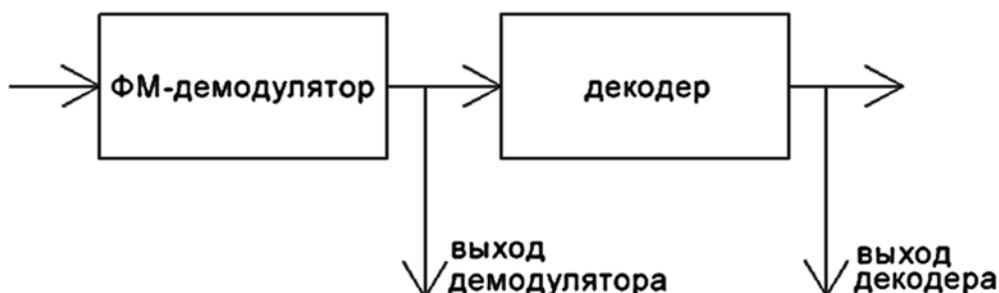


Рис. 3. Схема DPSK демодулятора при использовании предварительного кодирования информационной последовательности символов

Использование ОФМ (DPSK) сигналов устраняет необходимость формирования в сложных схемах опорного колебания с фазой, равной фазе несущего колебания.

Ширина спектра ОФМ определяется таким же выражением, как и в случае ФМ сигнала.

В данном исследовании используется следующий вариант реализации DPSK демодулятора. Сначала исходная последовательность информационных символов кодируется. Затем осуществляется фазовая модуляция несущего колебания. Модулированное колебание переносится на высокую частоту, к нему добавляется шум. Затем сигнал поступает на демодулятор BPSK сигнала. Полученная последовательность информационных символов декодируется.

Соответствие строк сценария Matlab порядку выполнения лабораторной работы

Варианты заданий для исследования такие же, что используются при исследовании демодулятора ФМ сигналов.

1. В соответствии с заданием устанавливаем скорость следования информационных посылок, длительность информационной посылки, частоту несущего колебания, частоту дискретизации сигнала

$F_d=400$; %символьная скорость, Бод

$F_s F_d=40$; %число отсчетов на один символ

$F_c=4 * F_d$; %несущая частота, Гц

$F_s=F_d * F_s F_d$; %частота дискретизации, Гц

2. Формируем поток случайных данных, а также модулирующий сигнал для указанного потока

$N = 1e4 + 1$; %число отправленных символов. Дополнительно прибавлен %один отсчет, так как в дальнейшем он исключается из расчета относительной %частоты ошибок ОФМ приема

%формирование исходной последовательности символов

$aa0 = \text{randint}(1, N)$; %массив бинарных символов

%с равными вероятностями появления

%с равными вероятностями появления "0" и "1"

$aa0 = \text{randi}([0, 1], 1, N)$; % для поздних версий Matlab

```

%кодирование исходной последовательности символов для реализации
ОФМ
aa=zeros(1,N);
for k=2:N
if aa0(k)==0
aa(k)=aa(k-1);
else
aa(k)=1-aa(k-1);
end
end
a1= repmat(aa, FsFd, 1); %повтор каждого символа FsFd раз
a2=a1(:);
a22=2*a2-1; %модулирующий сигнал

```

3. Формируем «чистый» DPSK сигнал, а затем добавляем к нему белый гауссов шум в соответствии с заданным отношением сигнал-шум

```

dB=10; %заданное отношение с/ш на входе демодулятора
%формирование "чистого" сигнала
t=(0:length(a2)-1)/Fs;
s_psk0=cos(2*pi*Fc*t+pi*(1-a2)); % ФМсигнал (нулевая фаза соот-
ветствует "1")
%формирование зашумленного сигнала
s_psk=awgn(s_psk0, dB-10, 'measured'); %добавление шума

```

4. Формируем опорный сигнал для демодулятора

```

alfa=0; %фаза опорного колебания (градусы)
s=cos(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180); %опорный сигнал

```

5. Устанавливаем параметры работы демодулятора и определяем значения напряжений, которые формируются на выходе перемножителя сигналов, на выходе ФНЧ и поступают далее на пороговую схему

```

deltaOffset=0; %погрешность тактовой синхронизации
offset=FsFd-deltaOffset; %смещение импульсов тактовой синхронизации
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs); %ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
y=2*s_psk.*s; %сигнал на выходе перемножителя сигналов

```

```

y1=filter(b,a,y);%сигнал на выходе ФНЧ
z=y1(offset:Fd:end);%дискретизация с символьной частотой

```

6. Отражаем работу детектора (обработка после ФМ демодулятора)

```

%работа детектора
a3=z>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации
%декодирование сигнала
C=zeros(1,N);
C(1)=a3(1);
for k=2:N
if a3(k)==a3(k-1)
C(k)=0;
else
C(k)=1;
end
end
end

```

7. Определяем относительную частоту ошибки приема информационной посылки (результаты эксперимента) и вероятность ошибки (результаты расчета)

```

%расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p1=0.5*(1-erf(SNR));% вероятность ошибки ФМ
p=2*p1*(1-p1);% вероятность ошибки ОФМ
%определение относительной частоты ошибок приема
[~,berr2]=symerr(aa0(2:end),C(2:end));%относительная частота
ошибок приема
%первый отсчет исключен из подсчета, так как при ОФТ он играет
роль
%опорного для последующей кодировки данных
osh_det=abs(aa0-C);%ошибки детектирования
osh_dem=abs(aa-a3);%ошибки демодуляции

```

8. Строим графики, соответствующие спектральной плотности мощности сигнала, формам сигналов на различных этапах их обработки

```

%формирование синхроимпульсов
d0=length(y1)/FsFd;
d1=floor(d0)-1;
sinh0=[1,zeros(1,FsFd-1)];
sinh1=[zeros(1,offset-1),repmat(sinh0,1,d1)];
y1_sinh1=y1(1:length(sinh1)).*sinh1;
figure; pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs);title('Спектральная плотность
мощности сигнала');
figure; plot(s_psk0(2*FsFd:21*FsFd));grid on;title('сигнал');
figure;
subplot(4,1,1);stem(a22(2*FsFd:21*FsFd));grid on;title('Модулирующий
сигнал');
subplot(4,1,2);stem(y1(2*FsFd:21*FsFd));grid
on;title('Демодулированный сигнал на выходе ФНЧ');
subplot(4,1,3);stem(sinh1(2*FsFd:21*FsFd));grid
on;title('Синхроимпульсы');
subplot(4,1,4);stem(y1_sinh1(2*FsFd:21*FsFd));grid
on;title('Демодулированный сигнал - Синхроимпульсы');
figure;
subplot(3,1,1);stem(aa(3:22));grid on;title('Кодированные информацион-
ные посылки');
subplot(3,1,2);stem(osh_dem(3:22));grid on;title('Ошибки демодуляции');
subplot(3,1,3);stem(osh_det(3:22));grid on;title('Ошибки детектирова-
ния');

```

9. Путем анализа полученных изображений делаем вывод о соответствии выполненных сценариев теоретическим положениям, касающимся демодуляции DPSK сигнала. В противном случае исправляем ошибки в сценариях.

10. Повторяем пп. 3 – 7 и, меняя отношение сигнал-шум, определяем зависимость относительной частоты ошибок приема от отношения сигнал-шум. Строим график зависимости относительной частоты ошибки приема от отношения сигнал-шум. График строим в полулогарифмическом масштабе: вертикальная ось графика имеет логарифмический масштаб.

Сначала следует определить значения отношения сигнал-шум для максимального (0,1) и минимального (0,005) значений относительной частоты. Затем разбиваем разность полученных значений сигнал-шум на 10 интервалов и проводим измерения в соответствии с интервалами.

Для ускорения процесса измерений целесообразно, используя редактор Matlab, объединить сценарии указанных пунктов и создать отдельный файл сценария или функции, который следует запускать на исполнение для каждого значения отношения сигнал-шум.

11. Для случая, когда частота ошибок равна 0,005, фиксируем изображения, соответствующие п. 8. Определяем ширину спектра сигнала и сравниваем с расчетной величиной. Сравниваем результаты фиксации ошибок на выходах демодулятора и декодера для максимального значения 0,1 относительной частоты ошибок. Сравниваем график модулирующего сигнала с графиком сигнала на выходе ФНЧ для максимального значения 0,1 относительной частоты ошибок.

12. Сначала увеличиваем значения фазы опорного колебания *alfa* от нулевого значения, пока частота ошибок не увеличится в два раза. Затем устанавливаем *alfa* = 0. Увеличиваем значения смещения *deltaOffset* последовательности синхроимпульсов, пока частота ошибок не увеличится в два раза. Фиксируем соответствующие значения *alfa* и *deltaOffset*.

13. Изменяем фазу *alfa* опорного колебания на 180 градусов. Определяем относительную частоту ошибки для значения сигнал-шум, которое соответствует относительной частоте ошибки 0,005. Убеждаемся в отсутствии явления «негативный прием».

14. Сравниваем экспериментально полученный график зависимости относительной частоты появления ошибки приема от отношения сигнал-шум с результатами расчета вероятности ошибки для случаев приема ФМ и ОФМ сигналов.

Рекомендации по использованию полного сценария Matlab

1. Загружаем сценарий в редактор сценариев и сохраняем его файл в рабочей папке.
2. Устанавливаем в сценарии заданные параметры исследования.
3. Запускаем сценарий из окна редактора.
4. В соответствии с порядком проведения исследований последовательно меняем значения: отношения SNR сигнал-шум, погрешности установки фазы $alfa$ опорного колебания и задержки $deltaOffset$ последовательности синхроимпульсов, фиксируя значения относительной частоты $berr2$ ошибки приема и расчетной вероятности $p1, p2$ ошибок приема.
5. Используя логарифмический масштаб по оси относительной частоты и расчетной вероятности ошибки приема, строим в одном графическом окне два графика зависимости относительной частоты и расчетной вероятности ошибки приема от отношения сигнал-шум.

Содержание отчета

1. Структура демодулятора. Параметры задания на выполнение лабораторной работы.
2. Таблицы с результатами исследований.
3. Графики полученных зависимостей.
4. Полученные изображения формы и спектра сигнала и осциллограмм сигналов, характеризующих работу демодулятора.
5. Выводы.

Контрольные вопросы

1. По результатам эксперимента сравните ФМ и ОФМ демодуляторы по помехоустойчивости. Сопоставьте результаты эксперимента с результатами расчета.
2. В каких случаях целесообразно использовать ФМ демодулятор, а в каких – ОФМ демодулятор?
3. Почему помехоустойчивость DPSK демодулятора ниже по сравнению с BPSK демодулятором?
4. Как реагирует DPSK демодулятор на изменение фазы опорного сигнала на 180° ?

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Цель работы: определить ширину спектра сигнала и зависимость относительной частоты ошибок приема информационных посылок от отношения сигнал-шум на входе демодулятора, а также максимально допустимые погрешности установления фазы опорного сигнала и смещения импульсов тактовой синхронизации.

Краткие теоретические сведения

Использование двух квадратурных каналов при фазовой модуляции (QPSK) позволяет вдвое увеличить скорость передачи информации при сохранении высокой помехоустойчивости приема, свойственной сигналам с бинарной фазовой модуляцией ФМ (BPSK). Сдвиг фаз между несущими колебаниями квадратурных каналов равен 90° . Увеличение скорости передачи информации при этом не сопровождается расширением полосы частот, занимаемой сигналом.

На передающей стороне исходный поток данных разделяется на подпотoki U_1 и U_2 четных и нечетных информационных посылок. Далее подпотoki подвергаются бинарной фазовой модуляции (BPSK) и размещаются на квадратурных составляющих несущего высокочастотного колебания (рис. 1).

Сигналы на квадратурных составляющих являются ортогональными относительно друг друга, т. е. при перемножении сигналов и их последующей низкочастотной фильтрации формируется нулевое напряжение. Благодаря свойству ортогональности появляется возможность отдельно выделить каждый подпоток данных на приемной стороне.

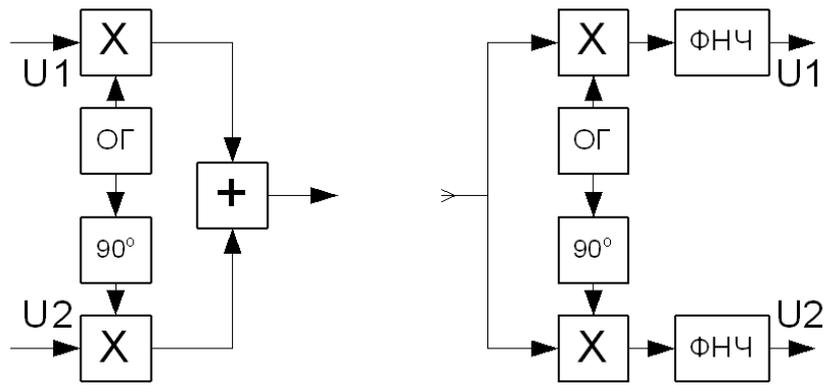


Рис. 1. Обобщенные структуры модулятора и демодулятора QPSK сигнала

Сигнальное созвездие QPSK сигнала представлено на рис. 2. Оно соответствует четырехпозиционной фазовой модуляции.

Каждой точке созвездия ставится в соответствие двухразрядное двоичное число, соответствующее передаче данных двумя подпотоками.

На приемной стороне происходит процесс демодуляции каждой квадратурной составляющей высокочастотного колебания. На рис. 3 изображена структура демодулятора QPSK сигнала.

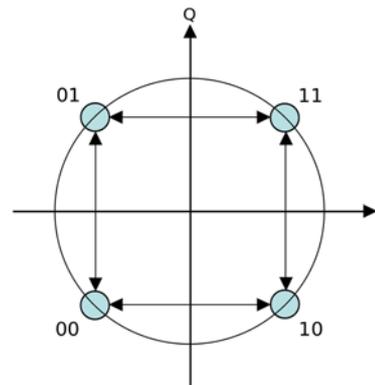


Рис. 2. Созвездие QPSK сигнала

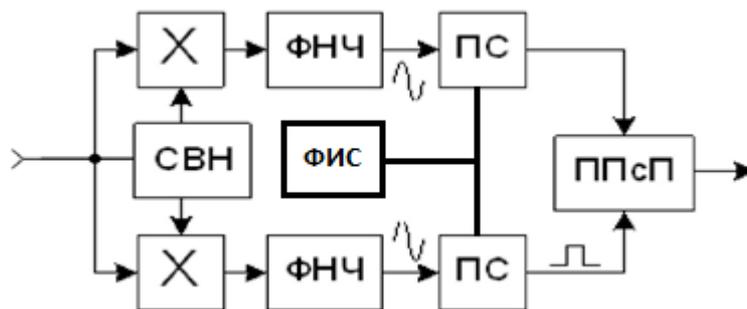


Рис. 3. Структура демодулятора QPSK сигнала

Схема выделения несущей (СВН) формирует два опорных высокочастотных колебания с частотой, равной частоте несущего высокочастотного колебания входного сигнала. Разность фаз колебаний

равна 90° . Сигнал поступает на два перемножителя, на вторые входы которого поступают две квадратурные составляющие опорного колебания с выходов схемы восстановления несущей. Выходные сигналы перемножителей поступают на фильтры нижних частот и далее – на пороговые схемы.

За счет ортогональности квадратурных составляющих на выходе каждого ФНЧ присутствует сигнал только «своей» квадратурной составляющей. Выделенные подпотoki данных объединяются в один поток с помощью параллельно-последовательного преобразователя.

Формирователь импульсов тактовой синхронизации задает моменты времени, когда пороговая схема определяет полярность входного сигнала.

Вероятность ошибки приема QPSK сигналов при воздействии белого (в полосе пропускания приемника) гауссова шума равна вероятности ошибки приема BPSK сигналов и определяется выражениями, приведенными в лабораторной работе № 1.

Ширина спектра сигнала, определенная по двум соседним минимумам спектра, $W_0 \approx 2R$, где R – частота следования посылок.

Соответствие строк сценария Matlab порядку выполнения лабораторной работы

1. В соответствии с заданием устанавливаем скорость следования информационных посылок, длительность информационной посылки, частоту несущего колебания и частоту дискретизации сигнала

Fd=400;%символьная скорость, Бод

FsFd=40;%число отсчетов на один символ

*Fc=4*Fd;%несущая частота, Гц*

*Fs=Fd*FsFd;%частота дискретизации, Гц*

2. Формируем потоки случайных данных, поступающих по синфазной и квадратурной составляющим QPSK сигнала, а также модулирующие сигналы для указанных составляющих.

N=1e4;% число отправленных на приемную сторону символов

%поток данных синфазного канала

aa=randint(1,N);%массив бинарных символов

%с равными вероятностями появления

```

%aa=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab
a1= repmat(aa, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
a2=a1(:);%модулирующий сигнал синфазного канала
a22=2*a2-1;%модулирующий сигнал синфазного канала
%поток данных квадратурного канала
bb=randint(1,N,nb);%массив символов
%с равными вероятностями появления
%bb=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab
b1= repmat(bb, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
b2=b1(:); %модулирующий сигнал квадратурного канала
b22=2*b2-1;%модулирующий сигнал квадратурного канала

```

3. Формируем «чистый» QPSK сигнал, а затем добавляем к нему белый гауссов шум в соответствии с заданным отношением сигнал-шум

```

dB=10; %заданное отношение с/ш на входе демодулятора
%формирование "чистого" сигнала
t=(0:length(a2)-1)/Fs;
s_psk0=cos(2*pi*Fc*t+pi*(1-a2))+sin(2*pi*Fc*t+pi*(1-b2));%QPSK-
сигнал (нулевая фаза соответствует "1")
%формирование зашумленного сигнала
s_psk=awgn(s_psk0, dB-7,'measured');%добавление шума

```

4. Формируем опорные сигналы для демодулятора

```

alfa=0; %фаза опорного колебания (градусы)
s=cos(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180);%опорный синфазный сигнал
sb=sin(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180);%опорный квадратурный сигнал

```

5. Устанавливаем параметры работы демодулятора и определяем значения напряжений, которые формируются на выходах квадратурных каналов приема и поступают далее на схемы сравнения

```

deltaOffset=0;% погрешность тактовой синхронизации
offset=FsFd-deltaOffset; %смещение импульсов тактовой синхронизации
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
y=2*s_psk.*s;% сигнал на выходе синфазного перемножителя сигналов
y1=filter(b,a,y);%сигнал на выходе синфазного ФНЧ

```

```

z=y1(offset:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой
yb=2*s_psk.*sb;% сигнал на выходе квадратурного перемножителя
сигналов
yb1=filter(b,a,yb);%сигнал на выходе квадратурного ФНЧ
zb=yb1(offset:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой

```

6. Определяем относительную частоту ошибки приема информационной посылки (результаты эксперимента) и вероятность ошибки (результаты расчета)

```

%расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p=0.5*(1-erf(SNR));%расчетная вероятность ошибки
%определение относительной частоты ошибок приема
a3=z>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
a4=1-a3;%(численные переменные)
a5=1-a4;%(численные переменные)
[~,berr]=symerr(aa,a5);%относительная частота ошибок приема
% синфазного потока данных
b3=zb>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
b4=1-b3;%(численные переменные)
b5=1-b4;%(численные переменные)
[~,berrB]=symerr(bb,b5);%относительная частота ошибок приема
% квадратурного потока данных
meanErr=0.5*( berr + berrB);%определение относительного количества ошибок на символ

```

7. Строим диаграмму рассеяния, а также графики, соответствующие спектральной плотности мощности сигнала и формам сигналов на различных этапах их обработки

```

%формирование синхроимпульсов
d0=length(y1)/FsFd;
d1=floor(d0)-1;
sinh0=[1,zeros(1,FsFd-1)];
sinh1=[zeros(1,offset-1),repmat(sinh0,1,d1)];
y1_sinh1=y1(1:length(sinh1)).*sinh1;

```

```

figure; plot(z+zb*1i, '.'); grid on; title('Диаграмма рассеяния')
figure; pwelch(s_psk0, 256, 128, 512, Fs); title('Спектральная плотность
мощности QPSK сигнала');
figure; plot(s_psk0(1:800)); grid on; title('QPSK сигнал');
figure;
subplot(5,1,1); stem(b22(1:800)); grid on; title('Модулирующий сиг-
нал(квадратурная составляющая)');
subplot(5,1,2); stem(a22(1:800)); grid on; title('Модулирующий сиг-
нал(синфазная составляющая)');
subplot(5,1,4); stem(y1(1:800)); grid on; title('Демодулированный сиг-
нал(синфазная составляющая на выходе ФНЧ)');
subplot(5,1,3); stem(sinh1(1:800)); grid on; title('Синхроимпульсы');
subplot(5,1,5); stem(y1_sinh1(1:800)); grid on; title('Демодулированный
(синфазный) сигнал - Синхроимпульсы');

```

8. Путем анализа полученных изображений делаем вывод о соответствии выполненных сценариев теоретическим положениям, касающимся демодуляции QPSK сигнала. В противном случае исправляем ошибки в сценариях.

9. Повторяем пп. 3 – 6 и, меняя отношение сигнал-шум, определяем зависимость относительной частоты и вероятности ошибок приема от отношения сигнал-шум. Строим графики зависимостей относительной частоты и вероятности ошибки приема от отношения сигнал-шум. Графики строим в полулогарифмическом масштабе: вертикальная ось графика имеет логарифмический масштаб.

Сначала следует определить значения отношения сигнал-шум для максимального (0,1) и минимального (0,005) значений относительной частоты. Затем разбить разность полученных значений сигнал-шум на 10 интервалов и провести измерения в соответствии с интервалами.

Для ускорения процесса измерений целесообразно, используя редактор Matlab, объединить сценарии указанных пунктов и создать отдельный файл сценария или функции, который следует запускать на исполнение для каждого значения отношения сигнал-шум.

Сравнить относительную частоту ошибки приема QPSK сигнала со случаем BPSK сигнала (по материалам предыдущих лабораторных работ).

10. Для случая, когда частота ошибок равна 0,005, фиксируем изображения, соответствующие п. 6. Определяем ширину спектра сигнала и сравниваем с расчетной величиной. Фиксируем диаграммы рассеяния для максимального (0,1) и минимального (0,005) значений относительной частоты ошибки приема.

11. Сначала увеличиваем значения фазы опорного колебания *alfa* пока частота ошибок не увеличится в два раза. Затем устанавливаем *alfa* = 0. Увеличиваем значения смещения *deltaOffset* последовательно синхроимпульсов, пока частота ошибок не увеличится в два раза. Фиксируем соответствующие значения *alfa* и *deltaOffset*.

Рекомендации по использованию полного сценария Matlab

Порядок использования сценария такой же, как и в предыдущей работе.

Содержание отчета

1. Структура демодулятора. Параметры задания на выполнение лабораторной работы.
2. Таблицы с результатами экспериментов.
3. Графики зависимостей относительной частоты и вероятности ошибки приема от отношения сигнал-шум, построенные по данным таблиц.
4. Полученные изображения формы и спектра сигнала, диаграммы рассеяния и осциллограмм сигналов, характеризующих работу демодулятора.
5. Выводы.

Контрольные вопросы

1. Установите соответствие строк сценария моделирования QPSK демодулятора со структурной схемой QPSK демодулятора.
2. По результатам эксперимента сравните QPSK и BPSK демодуляторы по помехоустойчивости и ширине спектра. Сопоставьте результаты эксперимента с результатами расчета.
3. С какой целью разность фаз между высокочастотными колебаниями СВЧ устанавливается равной 90°?
4. Какие сигналы называются ортогональными?

Лабораторная работа № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Цель работы: определить ширину спектра сигнала и зависимость относительной частоты ошибок приема информационных посылок от отношения сигнал-шум на входе демодулятора и от количества позиций сигнала, а также определить максимально допустимые погрешности установления фазы опорного сигнала и смещения импульсов тактовой синхронизации.

Краткие теоретические сведения

Квадратурную амплитудную модуляцию (КАМ или QAM – Quadrature Amplitude Modulation) можно рассматривать как разновидность амплитудной модуляции. Каждая квадратурная составляющая высокочастотного колебания модулируется по амплитуде. КАМ сигнал определяется следующим выражением:

$$s(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \sin(2\pi f_0 t),$$

где $I(t)$ и $Q(t)$ – модулирующие сигналы; f_0 – несущая частота. На рис. 1 представлены сигнальные точки на фазовой плоскости (сигнальное созвездие) для случая КАМ-16, когда каждая квадратурная составляющая сигнала представляет собой четырехпозиционное амплитудно-модулированное колебание. Каждая точка созвездия соответствует четырехразрядному двоичному числу.

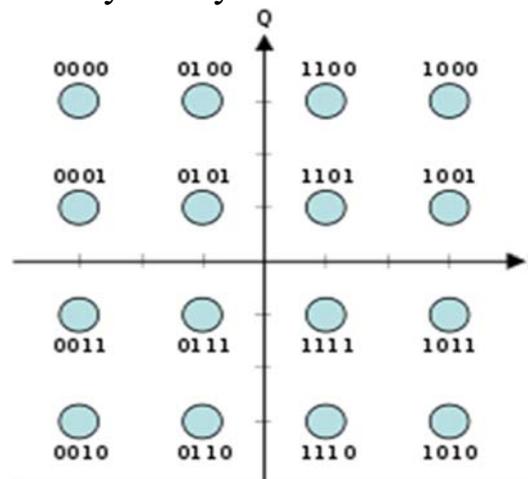


Рис. 1. Сигнальное созвездие КАМ-16

Одним символом в QAM-16 могут быть переданы четыре бита информации. По скорости передачи этот вид модуляции более эффективен по сравнению с четырехпозиционной фазовой модуляцией (QPSK), так как одна посылка QPSK сигнала переносит только два бита информации.

КАМ сигналы обеспечивают бóльшую помехоустойчивость по сравнению с многоуровневой ФМ. Основная причина этого состоит в том, что расстояние между сигнальными точками созвездия ФМ меньше расстояния между сигнальными точками созвездия КАМ. Из рис. 2 следует, что для случая 16-точечного созвездия расстояние d между соседними точками сигнального КАМ созвездия больше аналогичного расстояния в ФМ созвездии.

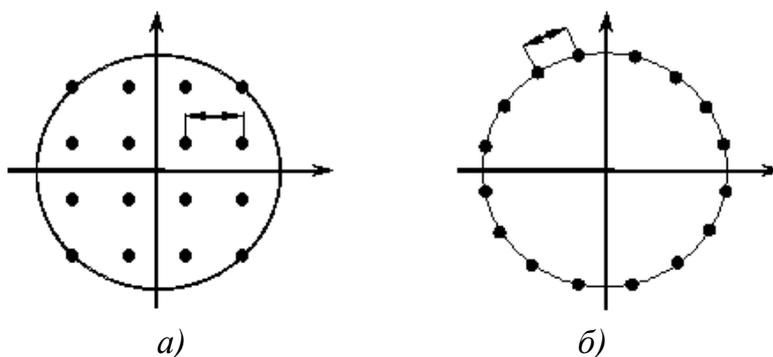


Рис. 2. Сигнальные созвездия КАМ-16 (а) и ФМ-16 (б) сигналов

С увеличением числа точек сигнального созвездия КАМ растет скорость передачи данных без расширения полосы частот, занимаемой сигналом. Однако расстояние между соседними точками созвездия уменьшается, что ведет к увеличению числа ошибок при приеме информационных посылок. Поэтому при большом уровне помех в канале связи применение КАМ сигнала с большим количеством позиций нецелесообразно.

Прямоугольное сигнальное созвездие КАМ наиболее часто используется на практике. Оно реализуется как два сигнала АМ, переданные на квадратурных несущих. Обобщенная структура формирования сигнала такая же, как и в случае QPSK сигнала, но модулирующие напряжения U_1 и U_2 имеют не два уровня, а большее их количество.

Ширина спектра КАМ сигнала, определенная по двум соседним минимумам спектра, такая же, как и в случае ФМ сигнала $W_0 \approx 2R$, где R – частота следования посылок.

Структура демодулятора похожа на структуру демодулятора QPSK сигнала. Однако вместо пороговых схем используются схемы сравнения напряжения на выходе ФНЧ с рядом пороговых напряжений, соответствующих точкам сигнального созвездия. Решение о приеме определенной QAM информационной посылки принимается путем сравнения напряжения на выходе ФНЧ с ближайшим по значению пороговым напряжением.

QAM модуляция широко используется в модемах, включая мобильную телефонию (например, в четвертом поколении сотовой связи стандарта LTE). Модуляция 256QAM используется также для цифрового кабельного телевидения.

Соответствие строк сценария Matlab порядку выполнения лабораторной работы

1. В соответствии с заданием устанавливаем скорость следования информационных посылок, длительность информационной посылки, частоту несущего колебания, частоту дискретизации сигнала и минимальное число уровней модулирующих напряжений для синфазной и квадратурной составляющих КАМ сигнала

```
Fd=400;%символьная скорость, Бод  
FsFd=40;%число отсчетов на один символ  
Fc=4*Fd;%несущая частота, Гц  
Fs=Fd*FsFd;%частота дискретизации, Гц  
%выбор количества позиций КАМ-16 сигнала  
na=4; % для синфазной составляющей  
nb=4; % для квадратурной составляющей
```

2. Формируем потоки случайных данных, поступающих по синфазной и квадратурной составляющим КАМ сигнала, а также модулирующие сигналы для указанных составляющих

```
N=1e4;% число отправленных на приемную сторону символов  
%поток данных синфазного канала  
aa=randint(1,N,na);%массив символов
```

```

%с равными вероятностями появления
%aa=randi([0,na-1],1,N);% для поздних версий Matlab
M=na-1;
a1s=2*aa-M;
a1= repmat(a1s, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
a2=a1(:);%модулирующий сигнал синфазного канала
%поток данных квадратурного канала
bb=randint(1,N,nb);%массив символов
%с равными вероятностями появления
%bb=randi([0,nb-1],1,N);% для поздних версий Matlab
M1=nb-1;
b1s=2*bb-M1;
b1= repmat(b1s, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
b2=b1(:); %модулирующий сигнал квадратурного канала

```

3. Формируем «чистый» КАМ сигнал, а затем добавляем к нему белый гауссов шум в соответствии с заданным отношением сигнал-шум

```

dB=10; %заданное отношение с/ш на входе демодулятора
%формирование "чистого" сигнала
t=(0:length(a2)-1)/Fs;
s_psk0=a2'.*cos(2*pi*Fc*t)+b2'.*sin(2*pi*Fc*t);
%формирование зашумленного сигнала
s_psk=awgn(s_psk0, dB-7,'measured');%добавление шума

```

4. Формируем опорные сигналы для демодулятора

```

alfa=0; %фаза опорного колебания (градусы)
s=cos(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180);%опорный синфазный сигнал
sb=sin(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180);%опорный квадратурный сигнал

```

5. Устанавливаем параметры работы демодулятора и определяем значения напряжений, которые формируются на выходах квадратурных каналов приема и поступают далее на схемы сравнения

```

deltaOffset=0;% погрешность тактовой синхронизации
offset=FsFd-deltaOffset; %смещение импульсов тактовой синхронизации
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd

```

```

y=2*s_psk.*s;% сигнал на выходе синфазного перемножителя сигналов
y1=filter(b,a,y);%сигнал на выходе синфазного ФНЧ
z=y1(offset:Fd:end);%дискретизация с символьной частотой
yb=2*s_psk.*sb;% сигнал на выходе квадратурного перемножителя
сигналов
yb1=filter(b,a,yb);%сигнал на выходе квадратурного ФНЧ
zb=yb1(offset:Fd:end);%дискретизация с символьной частотой

```

6. Определяем относительную частоту ошибки приема информационной посылки

```

%определение относительной частоты ошибок приема
aRnd=round((z+M)/2);%оценка синфазной амплитуды
aRnd(aRnd<0)=0;
aRnd(aRnd>M)=M;
[Osha,smb_errA]=symerr(aa,aRnd);%относительная частота ошибок
приема
% синфазного потока данных
bRnd=round((zb+M1)/2); %оценка квадратурной амплитуды
bRnd(bRnd<0)=0;
bRnd(bRnd>M1) =M1;
[Oshb,smb_errB]=symerr(bb,bRnd);%относительная частота
%ошибок приема квадратурного потока данных
meanErr=0.5*(smb_errA+smb_errB);%определение относительного
количества ошибок на символ

```

7. Строим диаграмму рассеяния, а также графики, соответствующие спектральной плотности мощности сигнала и формам сигналов на различных этапах их обработки

```

%формирование синхронимпульсов
d0=length(y1)/FsFd;
d1=floor(d0)-1;
sinh0=[1,zeros(1,FsFd-1)];
sinh1=[zeros(1,offset-1),repmat(sinh0,1,d1)];
y1_sinh1=y1(1:length(sinh1)).*sinh1;
figure; plot(z+zb*1i, '.');grid on;title('Диаграмма рассеяния')
figure; pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs);title('Спектральная плотность
мощности QPSK-сигнала');

```

```

figure; plot(s_psk0(1:800));grid on;title('QPSK-сигнал');
figure;
subplot(4,1,1);stem(b2(1:800));grid on;title('Модулирующий сигнал(квад-
ратурная составляющая)');
subplot(4,1,2);stem(a2(1:800));grid on;title('Модулирующий сигнал(син-
фазная составляющая)');
subplot(4,1,4);stem(y1(1:800));grid on;title('Демодулированный сиг-
нал(синфазная составляющая на выходе ФНЧ)');
subplot(4,1,3);stem(sinh1(1:800));grid on;title('Синхроимпульсы(синфаз-
ная составляющая на выходе ФНЧ)');

```

8. Путем анализа полученных изображений делаем вывод о соответствии выполненных сценариев теоретическим положениям, касающимся демодуляции КАМ сигнала. В противном случае исправляем ошибки в сценариях.

9. Повторяем пп. 3 – 6 и, меняя отношение сигнал-шум, определяем зависимость относительной частоты ошибок приема от отношения сигнал-шум. Строим график зависимости относительной частоты ошибки приема от отношения сигнал-шум. График строим в полулогарифмическом масштабе: вертикальная ось графика имеет логарифмический масштаб.

Сначала следует определить значения отношения сигнал-шум для максимального (0,1) и минимального (0,005) значений относительной частоты. Затем разбить разность полученных значений сигнал-шум на 10 интервалов и провести измерения в соответствии с интервалами.

Для ускорения процесса измерений целесообразно, используя редактор Matlab, объединить сценарии указанных пунктов и создать отдельный файл сценария или функции, который следует запускать на исполнение для каждого значения отношения сигнал-шум.

10. Устанавливаем максимальное заданное значение количества позиций КАМ сигнала и определяем значения сигнал-шум, соответствующие относительной частоте ошибок 0,1 и 0,005.

11. Для случая, когда частота ошибок равна 0,005, фиксируем изображения, соответствующие п. 6. Определяем ширину спектра сигнала и сравниваем с расчетной величиной. Фиксируем диаграммы рассеяния для максимальной (0,1) и минимальной (0,005) относительной частоты ошибки приема.

12. Сначала увеличиваем значения фазы опорного колебания *alfa* пока частота ошибок не увеличится в два раза. Затем устанавливаем *alfa* = 0. Увеличиваем значения смещения *deltaOffset* последовательно синхроимпульсов, пока частота ошибок не увеличится в два раза. Фиксируем соответствующие значения *alfa* и *deltaOffset*.

Рекомендации по использованию полного сценария Matlab

Порядок использования сценария такой же, как и в предыдущей работе.

Содержание отчета

1. Структура демодулятора. Параметры задания на выполнение лабораторной работы.
2. Таблицы с результатами экспериментов.
3. Графики зависимостей относительной частоты ошибки приема от отношения сигнал-шум, построенные по данным таблиц.
4. Полученные изображения формы и спектра сигнала, диаграммы рассеяния и осциллограмм сигналов, характеризующих работу демодулятора.
5. Выводы.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается преимущество QAM модема по сравнению с QPSK модемом?
2. Как изменяется помехоустойчивость приема КАМ информационной посылки (символа) при увеличении числа позиций сигнала?
3. Как зависит ширина спектра сигнала от скорости следования информационных посылок?

4. Почему максимальная помехоустойчивость приема обеспечивается при нулевых значениях погрешностей установки значений фазы опорного колебания и смещения последовательности синхроимпульсов?

Варианты заданий для проведения исследований

Вариант	Символьная скорость, Бод	Число позиций КАМ сигнала, min / max	Вариант	Символьная скорость, Бод	Число позиций КАМ сигнала, min / max
1	40	16/64	11	2040	15/256
2	240	16/256	12	2240	64/256
3	440	64/256	13	2440	16/64
4	640	16/54	14	2840	16/256
5	840	16/256	15	3040	64/256
6	1040	64/256	16	2340	16/64
7	1240	16/64	17	3440	16/256
8	1440	16/256	18	3640	64/256
9	1640	64/256	19	3840	16/64
10	1840	16/64	20	4040	16/256

Лабораторная работа № 5

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФОРМИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА МОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ НА РАБОТУ ДЕМОДУЛЯТОРА

Цель работы: определить влияние формирующего фильтра модулятора на спектр выходного сигнала передатчика и величину межсимвольной интерференции на выходе демодулятора.

Краткие теоретические сведения

Сигналы с квадратурной фазовой модуляцией (QPSK сигналы) часто называют сигналами с четырехуровневой фазовой модуляцией. Они позволяют в два раза увеличить скорость передачи информации по сравнению с сигналами, использующими двухуровневую фазовую модуляцию (BPSK сигналы). Один символ QPSK сигнала переносит два бита информации. При этом сохраняется высокая помехоустойчивость BPSK сигналов. На рис. 1 представлена векторная диаграмма QPSK сигнала. На рис. 2 изображена осциллограмма QPSK сигнала.

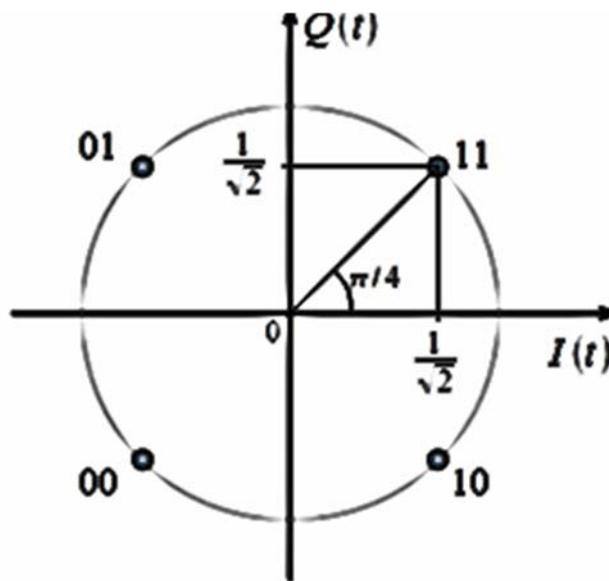


Рис. 1. Векторная диаграмма QPSK сигнала

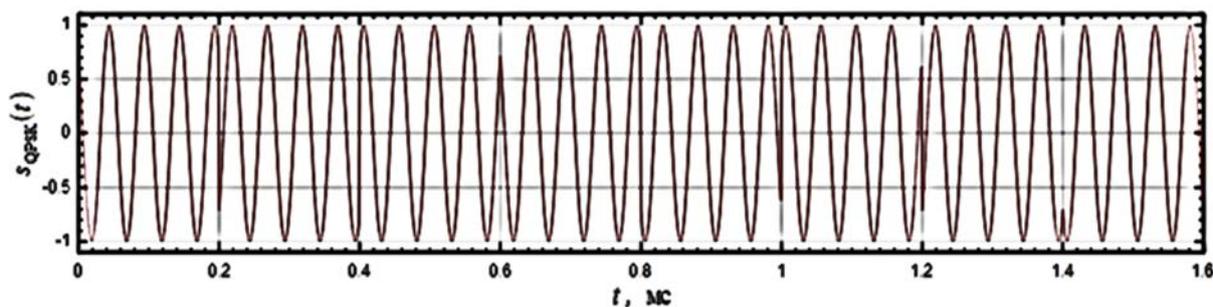


Рис. 2. Осциллограмма QPSK сигнала

Видно, что амплитуда сигнала не меняется во времени и наблюдаются скачки фазы. Такой сигнал имеет спектр с большим уровнем боковых лепестков.

Если ограничить полосу частот исходного импульсного прямоугольного модулирующего сигнала, используя низкочастотный формирующий фильтр, то формируется более узкий спектр QPSK сигнала, но при этом длительность фронтов модулирующих импульсов увеличивается, следующий и предыдущий импульсы начинают перекрываться во времени и возникает межсимвольная интерференция (МСИ, intersymbol interference - ISI). МСИ приводит к увеличению числа ошибок приема.

Однако если в качестве формирующего использовать фильтр Найквиста, то МСИ подавляется. Импульсная характеристика формирующего фильтра

$$h(t) = \text{sinc}(\pi \cdot t/T) = \sin\left(\frac{\pi \cdot t/T}{\pi \cdot t/T}\right).$$

Амплитудно-частотная характеристика фильтра имеет прямоугольную форму. Она соответствует идеальному ФНЧ с полосой $B_r = 1/(2T)$. Здесь B_r – скорость следования символов (информационных посылок), T – длительность посылки. На рис. 3 изображены импульсная и частотная характеристики фильтра Найквиста.

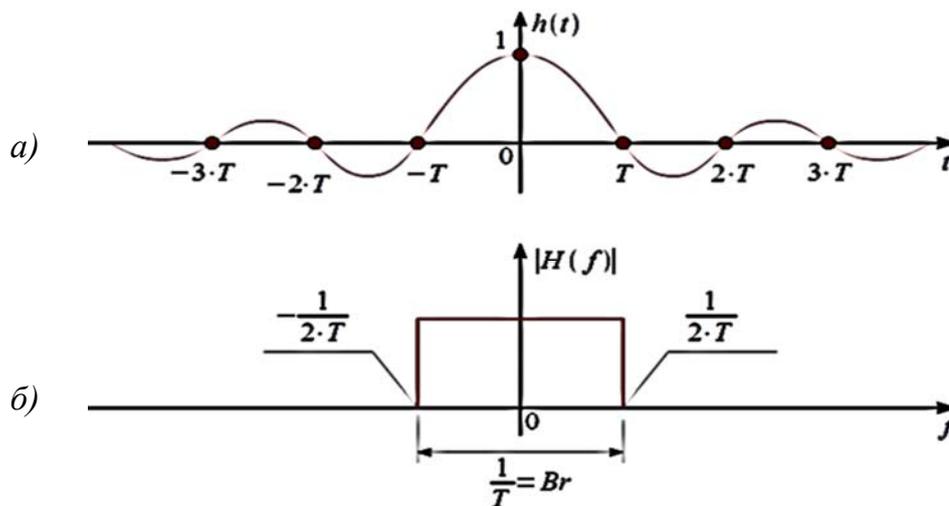


Рис. 3. Импульсная (а) и амплитудно-частотная (б) характеристики идеального формирующего фильтра

Исключить влияние МСИ можно, если производить оценку передаваемого символа точно в моменты времени, соответствующие переходам импульсной характеристики через ноль. В этом случае сигнал текущей информационной посылки на выходе фильтра имеет максимальное значение, а реакция фильтра на сигнал предыдущей посылки равна нулю.

Импульсная характеристика идеального фильтра Найквиста является физически нереализуемой ввиду наличия бесконечных «хвостов», затухающих во времени, но она позволяет определить теоретический предел скорости передачи информации без МСИ. При передаче по каналу связи информационных посылок без МСИ со скоростью Br требуется полоса $\Pi \geq Br$.

Для реализации фильтра бесконечную импульсную характеристику идеального фильтра необходимо ограничить по длительности, но при этом формирующий фильтр перестает быть идеальным. Усечение импульсной характеристики приводит к появлению боковых лепестков в АЧХ формирующего фильтра.

Найквист предложил увеличить длительность «ската» АЧХ идеального фильтра. При этом скорость затухания боковых лепестков импульсной характеристики увеличивается, усечение импульсной характеристики слабо сказывается на форме АЧХ, а следовательно, и на форме спектра сигнала на выходе фильтра.

«Скаты» АЧХ описываются функцией «приподнятого косинуса». Крутизна ската определяется параметром β , который может принимать значения от 0 до 1. При $\beta = 0$ имеем идеальный ФНЧ с прямоугольной АЧХ. При $\beta = 1$ импульсная характеристика имеет минимальные боковые лепестки, а АЧХ формирующего фильтра имеет вид приподнятого косинуса.

$$|H(f)| = \begin{cases} \frac{1}{2}(1 + \cos(\pi \cdot T \cdot f)), & \text{если } |f| < \frac{1}{T}, \\ 0, & \text{если } |f| > \frac{1}{T}. \end{cases}$$

Если частотная характеристика формирующего фильтра описывается функцией «корень из приподнятого косинуса», то последовательность формирующего и сглаживающего фильтров на приемной стороне с такой же АЧХ образует фильтр Найквиста, который позволит устранить МСИ на приемной стороне. Фильтр «корень из приподнятого косинуса» не удовлетворяет условию отсутствия МСИ, но если использовать последовательно два таких фильтра, то МСИ устраняется.

Главным недостатком использования фильтра Найквиста при QPSK модуляции являются повышенные требования к точности тактовой синхронизации при декодировании информации, поскольку МСИ отсутствует только в заданные моменты времени, соответствующие импульсам тактового генератора. Во все другие моменты времени МСИ присутствует, что приводит к меньшей помехоустойчивости приема, причем помехоустойчивость тем ниже, чем меньше параметр β и соответственно меньше полоса пропускания фильтра.

Схема формирования QPSK сигнала с использованием формирующих фильтров Найквиста приведена на рис. 4.

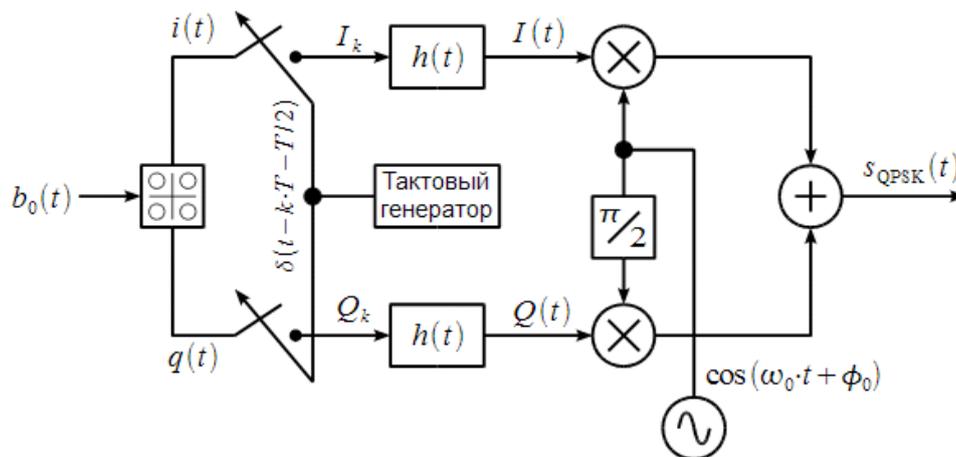


Рис. 4. Схема формирования QPSK сигнала с использованием формирующих фильтров Найквиста

Исходный поток данных разделяется на подпотоки четных и нечетных битов, которые затем преобразуются в последовательности коротких импульсов, поступающих на формирующие фильтры типа «корень квадратный из приподнятого косинуса». На выходе фильтров формируются модулирующие импульсы. Дальнейшее формирование сигнала аналогично ранее рассмотренному формированию QPSK сигнала.

Схема демодулятора такая же, как и рассмотренная ранее. В качестве ФНЧ используются фильтры типа «корень из приподнятого косинуса», соответствующие реализации фильтра Найквиста в канале связи.

Глазковая диаграмма

Глазковая диаграмма – это изображение, полученное при подаче на вертикальные пластины осциллографа отклика демодулятора на случайную последовательность импульсов, а на горизонтальные – пилообразного сигнала тактовой частоты. Горизонтальная временная развертка осциллографа устанавливается равной длительности символа (импульса). В течение каждого сигнального промежутка очередной сигнал накладывается на семейство кривых в интервале $(0, T)$.

Отображение после свечения электронного луча позволяет видеть изображение, имеющее форму глаза. Ширина открытия «глаза» указывает время, в течение которого должна быть произведена вы-

борка сигнала. Оптимальное время взятия выборки соответствует максимально распахнутому «глазу», что обеспечивает минимальное число ошибок приема.

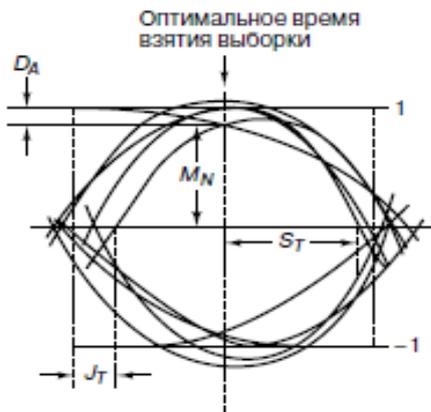


Рис. 5. Пример глазковой диаграммы

Диапазон разностей амплитуд, обозначенный через D_A , является мерой искажения, вызванного межсимвольной интерференцией, а диапазон разностей времен перехода через нуль, обозначенный через J_T , есть мера неустойчивой синхронизации (рис. 5). На рисунке показаны также мера запаса помехоустойчивости M_N и чувствительность к ошибкам синхронизации S_T .

Обычно глазковая диаграмма используется для качественной оценки степени межсимвольной интерференции. По мере закрытия «глаза» межсимвольная интерференция увеличивается, а по мере открытия – уменьшается.

а по мере открытия – уменьшается.

Соответствие строк сценария Matlab порядку выполнения лабораторной работы

Варианты задания остаются такими же, как и при исследовании демодулятора QPSK сигнала.

1. В соответствии с заданием устанавливаем скорость следования информационных посылок, длительность информационной посылки, частоту несущего колебания, частоту дискретизации сигнала

$Fd=400;$ %символьная скорость, Бод

$FsFd=40;$ %число отсчетов на один символ

$Fc=4*Fd;$ %несущая частота, Гц

$Fs=Fd*FsFd;$ %частота дискретизации, Гц

2. Формируем потоки случайных данных, поступающих по синфазной и квадратурной составляющим QPSK сигнала, а также модулирующие сигналы для указанных составляющих

$N=1e4;$ % число отправленных на приемную сторону символов

%поток данных синфазного канала

```

aa=randint(1,N);%массив бинарных символов
%с равными вероятностями появления
%aa=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab
a1= repmat(aa, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
a2=a1(:);%формируем импульсную последовательность
a22=2*a2-1;%модулирующий сигнал синфазного канала
aaa=2*aa-1;%модулирующий сигнал синфазного канала
%поток данных квадратурного канала
bb=randint(1,N,nb);%массив символов
%с равными вероятностями появления
%bb=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab
b1= repmat(bb, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
b2=b1(:);%формируем импульсную последовательность b22=2*b2-1;
%модулирующий сигнал квадратурного канала
bbb=2*bb-1;%модулирующий сигнал квадратурного канала

```

3. Пропускаем модулирующие сигналы квадратурных составляющих через фильтры типа «корень квадратный из приподнятого косинуса»

```

a1s1=rcosflt(aaa,Fd,Fs,'sqrt');
b1s1=rcosflt(bbb,Fd,Fs,'sqrt');

```

4. Формируем «чистый» QPSK сигнал, а затем добавляем к нему белый гауссов шум в соответствии с заданным отношением сигнал-шум

```

%формирование "чистого" сигнала
t=(0:length(a1s1)-1)/Fs;
t=t';%превращаем строку в столбец
s_qask16s=a1s1.*cos(2*pi*Fc*t)+b1s1.*sin(2*pi*Fc*t);%формируем
%сигнал с квадратурной манипуляцией
%формирование зашумленного сигнала
dB=40;%отношение с/ш на входе демодулятора
s_qask16s_n=awgn(s_qask16s,dB-13,'measured');%добавление шума

```

5. Отражаем обработку сигнала на приемной стороне

```

y1=s_qask16s_n.*exp(1i*2*pi*Fc*t)*2;%умножение сигнала
%на комплексное опорное колебание
b=rcosine(Fd,Fs,'sqrt');%сглаживающий ФНЧ
y=filter(b,1,y1);%фильтрация сигнала

```

```

%выбор моментов взятия отсчетов
deltaOffset=0;
offset=1+deltaOffset;
z=y(offset:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой
z(1:6)=[];%удаление начального "хвоста"

```

6. Определяем относительную частоту ошибки приема информационной посылки (результаты эксперимента) и вероятность ошибки (результаты расчета)

```

%расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p=0.5*(1-erf(SNR));%расчетная вероятность ошибки
%определение относительной частоты ошибок приема
a3=real(z)>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
a4=1-a3;%численные переменные)
a5=1-a4;%численные переменные)
[~,berr]=symerr(aa,a5');%относительная частота ошибок приема
% синфазного потока данных
b3=imag(z)>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
b4=1-b3;%численные переменные)
b5=1-b4;%численные переменные)
[~,berrB]=symerr(bb,b5');%относительная частота ошибок приема
% квадратурного потока данных
meanErr=0.5*( berr + berrB);%определение относительного количества ошибок на символ

```

7. Для сравнения определяем относительную частоту ошибки приема информационной посылки QPSK-сигнала без формирующего фильтра

```

tt=(0:length(a2)-1)/Fs;
tt=tt';%превращаем строку в столбец
s_psk0=cos(2*pi*Fc*tt+pi*(1-a2))+sin(2*pi*Fc*tt+pi*(1-b2));
%без формирующего фильтра
s_psk=awgn(s_psk0, dB-13,'measured');%добавление шума
%без формирующего фильтра
%обработка сигнала на приемной стороне

```

```

yy1=s_psk.*exp(1i*2*pi*Fc*tt)*2;%умножение сигнала
%на комплексное опорное колебание
[bb,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
yy=filter(bb,a,yy1);%сигнал на выходе синфазного ФНЧ
%выбор моментов взятия отсчетов
deltaOffset2=0;
offset2=FsFd-deltaOffset2;
zz=yy(offset2:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой
%определение относительной частоты ошибок приема
aa3=real(zz)>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
aa4=1-aa3;%(численные переменные)
aa5=1-aa4;%(численные переменные)
[~,berr2]=symerr(aa(1:length(aa5)),aa5);%относительная частота ошибок приема
% синфазного потока данных

```

8. Строим диаграмму рассеяния и глазковую диаграмму, а также графики, соответствующие спектральной плотности мощности сигнала, формам сигналов на различных этапах их обработки

```

%формирование синхроимпульсов
d0=length(y)/FsFd;
d1=floor(d0)-1;
sinh0=[1,zeros(1,FsFd-1)];
sinh1=[zeros(1,offset-1),repmat(sinh0,1,d1)];
y1_sinh1=real(y(1:length(sinh1))).*sinh1;
figure; plot(z, '.');grid on;title('Диаграмма рассеяния с формирующим фильтром')
figure; plot(zz, '.');grid on;title('Диаграмма рассеяния без формирующего фильтра')
figure; pwelch(s_qask16s,256,128,512,Fs);title('Спектральная плотность мощности QPSK сигнала с формирующим фильтром');
hold on;pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs);hold off;
%figure; pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs);title('Спектральная плотность мощности QPSK сигнала без формирующего фильтра');
figure; plot(s_qask16s(1:800));grid on;title('QPSK сигнал с формирующим фильтром');

```

```

figure; plot(s_psk0(1:800)); grid on; title('QPSK сигнал без формирующего
фильтра');
figure;
subplot(5,1,2); stem(a1s1(1:800)); grid on; title('Модулирующий сигнал по-
сле формирующего фильтра (синфазная составляющая)');
subplot(5,1,1); stem(a22(1:800)); grid on; title('Модулирующий сигнал до
формирующего фильтра (синфазная составляющая)');
subplot(5,1,4); stem(real(y(1:800))); grid on; title('Демодулированный сиг-
нал (синфазная составляющая на выходе ФНЧ)');
subplot(5,1,3); stem(sinh1(1:800)); grid on; title('Синхроимпульсы');
subplot(5,1,5); stem(y1_sinh1(1:800)); grid on; title('Демодулированный
(синфазный) сигнал - Синхроимпульсы');
%построение глазковой диаграммы
h=eyediagram(real(y),2*FsFd); grid on; title('QPSK сигнал с формирую-
щим фильтром');
h2=eyediagram(real(yy),2*FsFd); grid on; title('QPSK сигнал без форми-
рующего фильтра');

```

9. Путем анализа полученных изображений делаем вывод о соответствии выполненных сценариев теоретическим положениям, касающимся демодуляции QPSK сигнала. В противном случае исправляем ошибки в сценариях.

10. Повторяем пп. 3 – 7 и, меняя отношение сигнал-шум, определяем зависимость относительной частоты и вероятности ошибок приема от отношения сигнал-шум. Строим графики зависимостей относительной частоты и вероятности ошибки приема от отношения сигнал-шум. Графики строим в полулогарифмическом масштабе: вертикальная ось графика имеет логарифмический масштаб.

Сначала следует определить значения отношения сигнал-шум для максимальной (0,1) и минимальной (0,005) относительной частоты; затем разбить разность полученных значений сигнал-шум на 10 интервалов и провести измерения в соответствии с интервалами.

Для ускорения процесса измерений целесообразно, используя редактор Matlab, объединить сценарии указанных пунктов и создать отдельный файл сценария или функции, который следует запускать на исполнение для каждого значения отношения сигнал-шум.

Сравниваем относительную частоту ошибки приема QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра со случаем его отсутствия (по материалам предыдущих лабораторных работ).

11. Для случая, когда частота ошибок равна 0,005, фиксируем изображения, соответствующие п. 8. Определяем ширину спектра сигнала и сравниваем с расчетной величиной. Фиксируем диаграммы рассеяния для максимальной (0,1) и минимальной (0,005) относительной частоты ошибки приема.

12. Увеличиваем значения смещения *deltaOffset* последовательности синхроимпульсов, пока частота ошибок не увеличится в два раза. Фиксируем соответствующие значения *deltaOffset2*, *deltaOffset*.

Рекомендации по использованию полного сценария Matlab

Порядок использования сценария остается прежним, как и в предыдущей работе.

Содержание отчета

1. Структура демодулятора. Параметры задания на выполнение лабораторной работы.
2. Таблицы с результатами экспериментов.
3. Графики зависимостей относительной частоты ошибки приема от отношения сигнал-шум, построенные по данным таблиц.
4. Полученные изображения формы и спектра сигнала, диаграммы рассеяния и осциллограмм сигналов, характеризующих работу демодулятора.
5. Выводы.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение глазковой диаграммы?
2. С какой целью используются формирующие фильтры?
3. Почему использование формирующих фильтров в общем случае приводит к межсимвольной интерференции?
4. Каково назначение фильтров Найквиста?
5. Почему использование фильтров Найквиста не приводит к межсимвольной интерференции?

Лабораторная работа № 6

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ ОФСЕТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Цель работы: определить влияние офсетной модуляции на изменения амплитуды входного сигнала и работу демодулятора.

Краткие теоретические сведения

При формировании QPSK сигнала информационные посылки в потоках, подаваемых на модуляторы квадратурных сигналов I и Q , меняют фазы в один и тот же момент времени. Поэтому в диаграмме переходов QPSK сигнала встречаются переходы через точку с нулевой амплитудой сигнала (рис. 1).

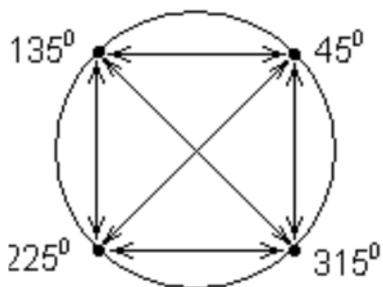


Рис. 1. Диаграмма переходов QPSK сигнала

Использование формирующих фильтров в модуляторе приводит к значительным изменениям амплитуды сигнала на выходе модулятора. Указанные изменения обусловлены инерционностью формирующего фильтра – он не может мгновенно реагировать на изменения формы сигнала, обусловленные скачками его фазы. Наибольшие изменения амплитуды наблюдаются при скачках фазы, равных 180° , что соответствует наибольшему изменению формы сигнала (рис. 2).

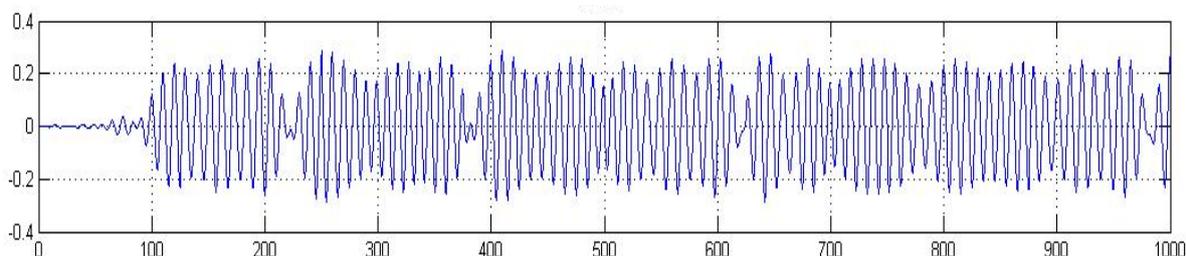


Рис. 2. Изменения амплитуды QPSK сигнала

Изменения амплитуды сигнала приводят к появлению нелинейных искажений сигнала на выходе усилителя мощности передатчика.

Нелинейные искажения обуславливают появление дополнительных составляющих в спектре сигнала на выходе передатчика.

Чтобы уменьшить колебания амплитуды сформированного QPSK сигнала, вводят задержку на половину символьного интервала в один из квадратурных каналов формирования модулирующих импульсов. Тем самым осуществляется переход к QPSK модуляции со сдвигом – офсетной модуляции (OQPSK).

Так как переходы по квадратурам I и Q сдвинуты на половину символьного интервала, то в отдельно взятый момент времени только один из квадратурных сигналов может изменять свое значение. Это создает диаграмму переходов состояний, отличающуюся от диаграммы переходов состояний модуляции QPSK. Диаграмма переходов состояний сигнала OQPSK приведена на рис. 3.

В OQPSK диаграмме сигнальные траектории не проходят рядом с началом координат квадратурной плоскости. В результате максимальное изменение амплитуды передаваемого сигнала меньше изменения амплитуды в случае QPSK сигнала. Поэтому удастся получить выигрыш по коэффициенту полезного действия усилителя мощности радиопередатчика.

Формирование сигналов I и Q фильтрами Найквиста осуществляется так же, как и в QPSK модуляторе. Отличие заключается лишь в задержке одного из сигналов на половину длительности символа.

Аналогичны отличия схемы OQPSK демодулятора от схемы QPSK демодулятора: тактовые импульсы синхронизации поступают на одну из пороговых схем со сдвигом на половину длительности информационных посылок, формируемых в квадратурных каналах.

Соответствие строк сценария Matlab порядку выполнения лабораторной работы

Варианты задания остаются такими же, как и при исследовании демодулятора QPSK сигнала. Сначала определяем характеристики QPSK демодулятора, а затем – OQPSK демодулятора.

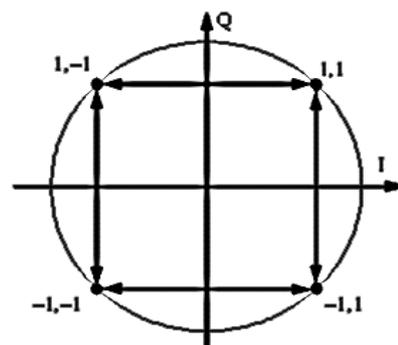


Рис. 3. Диаграмма переходов состояний OQPSK сигнала

1. В соответствии с заданием устанавливаем скорость следования информационных посылок, длительность информационной посылки, частоту несущего колебания, частоту дискретизации сигнала

```
Fd=400;%символьная скорость, Бод  
FsFd=40;%число отсчетов на один символ  
Fc=4*Fd;%несущая частота, Гц  
Fs=Fd*FsFd;%частота дискретизации, Гц
```

2. Формируем потоки случайных данных, поступающих по синфазной и квадратурной составляющим QPSK сигнала, а также модулирующие сигналы для указанных составляющих

```
N=1e4;% число отправленных на приемную сторону символов  
%поток данных синфазного канала  
aa=randint(1,N);%массив бинарных символов  
%с равными вероятностями появления  
%aa=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab  
a1= repmat(aa, FsFd, 1);%повтор каждого символа FsFd раз  
a2=a1(:);%формируем импульсную последовательность  
a22=2*a2-1;%модулирующий сигнал синфазного канала  
aaa=2*aa-1;%модулирующий сигнал синфазного канала  
%поток данных квадратурного канала  
bb=randint(1,N);%массив символов  
%с равными вероятностями появления  
%bb=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab  
b1= repmat(bb, FsFd, 1);%повтор каждого символа FsFd раз  
b2=b1(:);%формируем импульсную последовательность b22=2*b2-1;  
%модулирующий сигнал квадратурного канала  
bbb=2*bb-1;%модулирующий сигнал квадратурного канала
```

3. Пропускаем модулирующие сигналы квадратурных составляющих через фильтры типа «корень квадратный из приподнятого косинуса»

```
a1s1=rcosflt(aaa,Fd,Fs,'sqrt');  
b1s1=rcosflt(bbb,Fd,Fs,'sqrt');
```

4. Формируем «чистый» QPSK сигнал, а затем добавляем к нему белый гауссов шум в соответствии с заданным отношением сигнал-шум

```

%формирование "чистого" сигнала
t=(0:length(a1s1)-1)/Fs;
t=t';%превращаем строку в столбец
s_qask16s=a1s1.*cos(2*pi*Fc*t)+b1s1.*sin(2*pi*Fc*t);%формируем
%сигнал с квадратурной манипуляцией
%формирование зашумленного сигнала
dB=40;%отношение с/ш на входе демодулятора
s_qask16s_n=awgn(s_qask16s,dB-13,'measured');%добавление шума

```

5. Отражаем обработку сигнала на приемной стороне

```

y1=s_qask16s_n.*exp(1i*2*pi*Fc*t)*2;%умножение сигнала
%на комплексное опорное колебание
fltr=rcosine(Fd,Fs,'sqrt');%сглаживающий ФНЧ
y=filter(fltr,1,y1);%фильтрация сигнала
%выбор моментов взятия отсчетов
deltaOffset=0;
offset=1+deltaOffset;
z=y(offset:Fd:end);%дискретизация с символьной частотой
z(1:6)=[];%удаление начального "хвоста"

```

6. Определяем относительную частоту ошибки приема информационной посылки (результаты эксперимента) и вероятность ошибки (результаты расчета)

```

%расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p=0.5*(1-erf(SNR));%расчетная вероятность ошибки
%определение относительной частоты ошибок приема
a3=real(z)>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
a4=1-a3;%(численные переменные)
a5=1-a4;%(численные переменные)
[~,berr]=symerr(aa,a5');%относительная частота ошибок приема
% синфазного потока данных
b3=imag(z)>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
b4=1-b3;%(численные переменные)
b5=1-b4;%(численные переменные)

```

```
[~,berrB]=symterr(bb,b5');%относительная частота ошибок приема
% квадратурного потока данных
meanErr=0.5*( berr + berrB);%определение относительного количе-
ства ва ошибок на символ
```

7. Переходим к исследованию демодулятора с офсетной модуляцией OQPSK демодулятора. На передающей стороне задерживаем квадратурный поток данных относительно синфазного потока на половину длительности информационной посылки – пропускаем квадратурный модулирующий сигнал через фильтр задержки

```
Hd = dfilt.delay(0.5*FsFd);%фильтр задержки
OmodB=filter(Hd, b1s1);
```

8. Формируем «чистый» OQPSK сигнал, а затем добавляем к нему белый гауссов шум в соответствии с заданным отношением сигнал-шум

```
%формирование "чистого" OQpsk сигнала
OmodA= a1s1;
OQpsk=OmodA.*cos(2*pi*Fc*t)+OmodB.*sin(2*pi*Fc*t);%OQPSK сиг-
нал
%формирование зашумленного OQPSK сигнала
OQpskN=awgn(OQpsk,dB-13,'measured');%добавление шума
```

9. Отражаем обработку OQPSK сигнала на приемной стороне. Дискретизацию квадратурной составляющей на выходе ФНЧ проводим со сдвигом на половину $(0,5 \cdot FsFd)$ длительности информационной посылки

```
sa=cos(2*pi*Fc*t);%опорный синфазный сигнал
OoutA=2*OQpskN.*sa;% выход синфазного перемножителя сигналов
OoutDemA=filter(fltr,1,OoutA);% выход синфазного ФНЧ
OzA=OoutDemA(offset:FsFd:end);%дискретизация
% синфазного сигнала с символьной частотой
OzA(1:6)=[];%удаление начального "хвоста"
sb=sin(2*pi*Fc*t);%опорный квадратурный сигнал
OoutB=2*OQpskN.*sb;% выход квадратурного перемножителя сигнала
```

```

OoutDemB=filter(fltr,1,OoutB);% выход квадратурного ФНЧ
OzB=OoutDemB((0.5*FsFd+offset):FsFd:end);% задержанная дискретизация квадратурного сигнала с символьной частотой
OzB(1:6)=[];%удаление начального "хвоста"

```

10. Определяем относительную частоту ошибки приема информационной посылки (результаты эксперимента)

```

%синфазный канал OQPSK
Oa3=OzA>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
Oa4=1-Oa3;%(численные переменные)
Oa5=1-Oa4;%(численные переменные)
[~,OberrA]=sumerr(aa,Oa5');%относительная частота
%ошибок приема синфазного потока данных
%квадратурный канал OQPSK
Ob3=OzB>0;%преобразование в 1 положительных значений OzB(логические переменные)
Ob4=1-Ob3;%(численные переменные)
Ob5=1-Ob4;%(численные переменные)
[~,OberrB]=sumerr(bb,Ob5');%относительная частота
%ошибок приема квадратурного потока данных
OQPSKberr=(OberrA+OberrB)*0.5;%средняя частота ошибок OQPSK

```

11. Сравниваем огибающие OQPSK и QPSK сигналов

```

%определение огибающей QPSK сигнала
[b10,a10]=butter(2,2*Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
absQpsk=abs(s_qask16s);
ENVabsQpsk=filter(b10,a10,absQpsk);%сигнал на выходе ФНЧ
%(огибающая Qpsk сигнала)
meanENVabsQpsk=mean(ENVabsQpsk); %среднее на выходе
stdENVabsQpsk=std(ENVabsQpsk); %СКО на выходе ФНЧ
ФНЧ
%определение огибающей OQPSK сигнала
absOQpsk=abs(OQpsk);
ENVabsOQpsk=filter(b10,a10,absOQpsk);%сигнал на выходе ФНЧ
%(огибающая OQpsk сигнала)

```

meanENVabsOQpsk=mean(ENVabsOQpsk); %среднее на выходе ФНЧ
stdENVabsOQpsk=std(ENVabsOQpsk); %СКО на выходе ФНЧ

12. Сравниваем формы, диаграммы рассеяния, спектры OQPSK и QPSK сигналов

```
%графики OQPSK и QPSK сигналов и их огибающих
subplot(4,1,1);plot(Qpsk(1:1e3));grid on;title('QPSK')
subplot(4,1,2);plot(OQpsk(1:1e3));grid on;title('OQpsk')
subplot(4,1,3);stem(ENVabsQpsk(1:1e3));grid on;title('absQpsk');
subplot(4,1,4);stem(ENVabsOQpsk(1:1e3));grid on;title('absOQpsk');
%вывод диаграмм QPSK и OQPSK рассеяния
figure;
plot(OzA(1:end-1)+OzB*1i,'r. ');
hold on; plot(real(z)+imag(z)*1i,'b. ');hold off;
%графики OQPSK и QPSK модулирующих сигналов
figure;
subplot(4,1,1);stem(modB(1:1e3));grid on;title('modB')
subplot(4,1,2);stem(OmodB(1:1e3));grid on;title('OmodB')
subplot(4,1,3);stem(OmodA(1:1e3));grid on;title('OmodA')
subplot(4,1,4);stem(OoutDemA(1:1e3));grid on;title('OoutDemA')
%Построение спектров
[QpskP,F]=pwelch(Qpsk,256,128,512,Fs);
[OQpskP,F]=pwelch(OQpsk,256,128,512,Fs);
OQpskPdB=10*log10(OQpskP);
QpskPdB=10*log10(QpskP);
figure;
plot(F,QpskPdB,'r',F,OQpskPdB,'b');grid on;title('Спектры');
```

13. Путем анализа полученных изображений делаем вывод о соответствии выполненных сценариев теоретическим положениям, касающимся офсетной модуляции. В противном случае исправляем ошибки в сценариях.

14. Меняем отношение сигнал-шум и для случая, когда частота ошибок равна 0,005, фиксируем изображения, соответствующие п. 12: осциллограммы сигналов, спектры, диаграммы рассеяния.

Фиксируем средние значения огибающих и среднеквадратические отклонения (СКО) огибающих QPSK и OQPSK сигналов.

15. Формулируем выводы о влиянии офсетной модуляции на характеристики QPSK сигнала.

Рекомендации по использованию полного сценария Matlab

Порядок использования сценария остается прежним, как и в предыдущей работе.

Содержание отчета

1. Параметры задания на выполнение лабораторной работы.
2. Полученные изображения формы и спектра сигнала, диаграммы рассеяния и осциллограмм сигналов, характеризующих работу демодулятора.
3. Выводы.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение офсетной модуляции?
2. Как офсетная модуляция влияет на характеристики QPSK сигнала?
3. Поясните причину отличий средних значений и СКО для огибающих QPSK и OQPSK сигналов.

Лабораторная работа № 7

ЧАСТОТНАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ С МИНИМАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ СДВИГОМ. ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ

Цель работы: исследовать помехоустойчивость демодулятора, определить параметры спектра сигнала.

Краткие теоретические сведения

Все сигналы с фазовой модуляцией содержат скачки фазы, что обуславливает расширение спектра сигнала. Для сокращения ширины спектра сигнала целесообразно устранить скачки фазы сигнала. Эта задача решается с помощью частотной манипуляции с минимальным частотным сдвигом (Minimal Shift Keying – MSK). MSK обеспечивает малый уровень боковых лепестков и малую ширину главного лепестка спектра сигнала. MSK сигнал описывается следующим выражением:

$$s(t) = \cos \left[2\pi \left(f_0 + \frac{d_k}{4T} \right) t + x_k \right], \quad kT < t < (k+1)T, \quad (1)$$

где f_0 – несущая, $d_k = \pm 1$ – биполярные данные, следующие со скоростью $R = 1/T$; T – длительность информационной посылки.

В течение каждого T -секундного интервала передачи данных значение x_k постоянно, т. е. $x_k = 0$ или $x_k = \pi$, что диктуется требованием непрерывности фазы в моменты $t = kT$. Поэтому $x_k = [x_{k-1} + \frac{\pi k}{2} (d_{k-1} - d_k)]$ по модулю 2π .

Частота модуляции определяется как $F_{\text{мод}} = 1/(2T)$, а девиация частоты при частотной манипуляции

$$\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{2} = \frac{1}{4T}.$$

Следовательно, индекс модуляции $m = \frac{\Delta f}{F_{\text{мод}}} = \frac{1 \cdot 2T}{4T \cdot 1} = 0,5$.

Индекс модуляции m , равный 0,5, является наименьшим индексом частотной модуляции (FSK), при котором сигналы для информа-

ционных посылок «0» и «1» являются ортогональными. Разность частот сигнала, равная $\frac{1}{4T} + \frac{1}{4T} = \frac{1}{2T}$ – это минимальная разность частот, когда требование ортогональности сигналов выполняется.

Уравнение (1) можно переписать следующим образом:

$$\begin{aligned} s(t) &= \cos x_k \cdot \cos \left[2\pi \left(f_0 + \frac{d_k}{4T} \right) t \right] - \sin x_k \cdot \sin \left[2\pi \left(f_0 + \frac{d_k}{4T} \right) t \right] \\ &= \cos x_k \left\{ \cos(2\pi f_0 t) \cos \frac{\pi d_k t}{2T} - \sin(2\pi f_0 t) \sin \frac{\pi d_k t}{2T} \right\} - \\ &\quad - \sin x_k \left\{ \sin(2\pi f_0 t) \cos \frac{\pi d_k t}{2T} - \cos(2\pi f_0 t) \sin \frac{\pi d_k t}{2T} \right\}. \end{aligned}$$

Учитывая, что $\sin x_k = 0$ и $\cos \frac{\pi d_k t}{2T} = \cos \frac{\pi t}{2T}$, считая $a_k = \cos x_k$, получаем

$$\begin{aligned} s(t) &= a_k \left\{ \cos(2\pi f_0 t) \cos \frac{\pi t}{2T} - d_k \sin(2\pi f_0 t) \sin \frac{\pi t}{2T} \right\} = \\ &= a_k \cdot \cos(2\pi f_0 t) \cos \frac{\pi t}{2T} - \\ &\quad - b_k \sin(2\pi f_0 t) \sin \frac{\pi t}{2T}, \quad kT < t < (k+1)T, \quad (2) \end{aligned}$$

где $\cos(2\pi f_0 t)$ – синфазная составляющая несущей; $\sin(2\pi f_0 t)$ – квадратурная составляющая несущей; $\cos \frac{\pi t}{2T}$ – косинусоидальное взвешивание прямоугольных импульсов; $\sin \frac{\pi t}{2T}$ – синусоидальное взвешивание прямоугольных импульсов; $b_k = a_k d_k$.

Из-за требования непрерывности фазы величина a_k может изменяться лишь при переходе функции $\cos \frac{\pi t}{2T}$ через ноль, а b_k – только при переходе через ноль функции $\sin \frac{\pi t}{2T}$. Следовательно, взвешивание символов в синфазном или квадратурном канале – это синусоидальный импульс с периодом $2T$ и переменным знаком.

Как и в случае офсетной квадратурной фазовой манипуляции (Offset Quadrature Phase Shift Keying – OQPSK) синфазный и квадратурный компоненты сдвинуты относительно друг друга на T секунд.

В уравнении (1) величина x_k – это функция разности между прежним и текущим информационными битами (дифференциальное кодирование). Таким образом, величины a_k и b_k в уравнении (2) можно рассматривать как дифференциально кодированные компоненты исходных данных d_k .

Уравнение (2) можно рассматривать как частный случай офсетной квадратурной модуляции QPSK (OQPSK), причем модулирующие сигналы в квадратурных каналах являются синусоидальными импульсами различной полярности (рис.1).

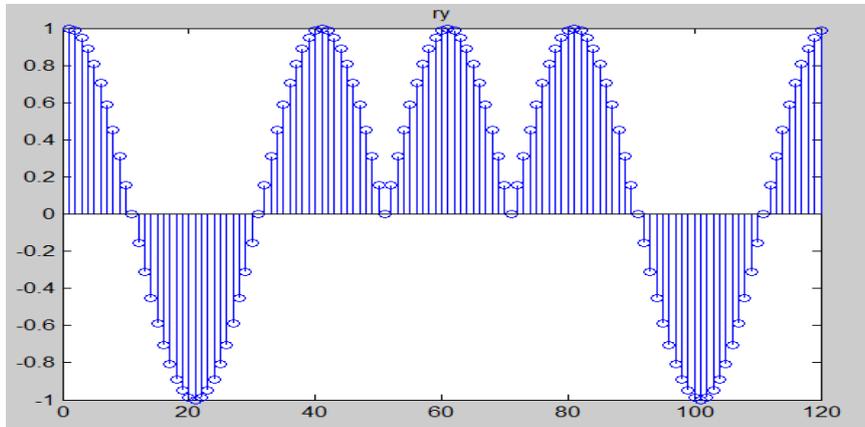


Рис. 1. Форма модулирующих импульсов

Выражение (2) можно переписать в следующем виде:

$$s(t) = d_I(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos(2\pi f_0 t) - d_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin(2\pi f_0 t), \quad (3)$$

где d_I – четные биты; d_Q – нечетные биты (или наоборот). Алгоритм формирования MSK, записанный в виде (3), иногда называют MSK с предварительным кодированием (precoded MSK). Уравнению (3) соответствует рис. 2.

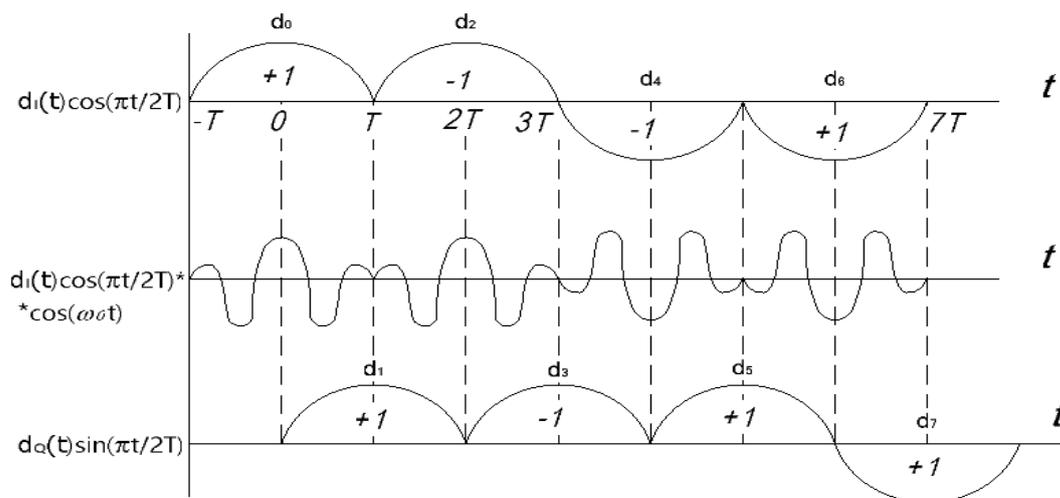


Рис. 2. Формы сигналов, соответствующие выражению (3)

Форма сигнала на выходе модулятора изображена на рис. 3.

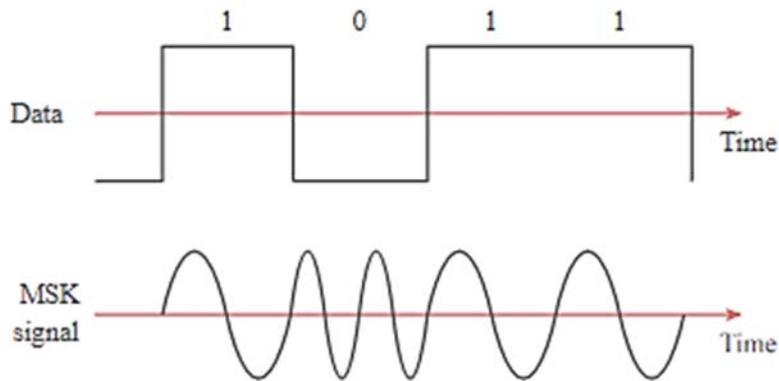


Рис. 3. Сигнал на выходе модулятора

Схема формирования MSK сигналов изображена на рис. 4.

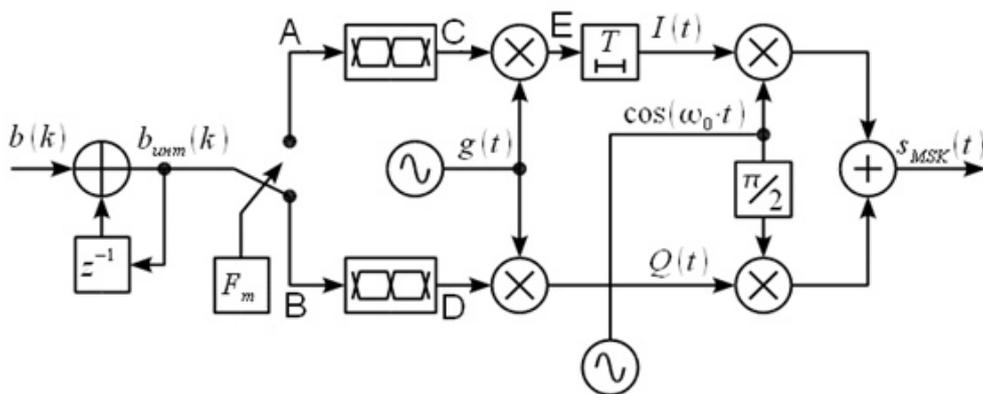


Рис. 4. Структурная схема MSK модулятора

На входе имеется цифровая информация $b(k)$ в виде последовательности бит 0 и 1. Интегратор производит суммирование входного цифрового сигнала по модулю два, и на выходе получаем

$$b_{\text{инт}}(k) = \left[\sum_{m=0}^k b(m) \right]. \quad (4)$$

Суммирование по модулю два позволяет определить знак квадратурных каналов комплексной огибающей MSK сигнала.

Ключ, управляемый тактовым сигналом, делит поток данных на четные и нечетные последовательности, формируя одновременно биполярный сигнал ± 1 . Блок  повторяет два раза импульс на входе. Тактовый генератор F_m формирует тактовые синхроимпульсы с периодом следования T . Временные диаграммы работы MSK модулятора показаны на рис. 5.

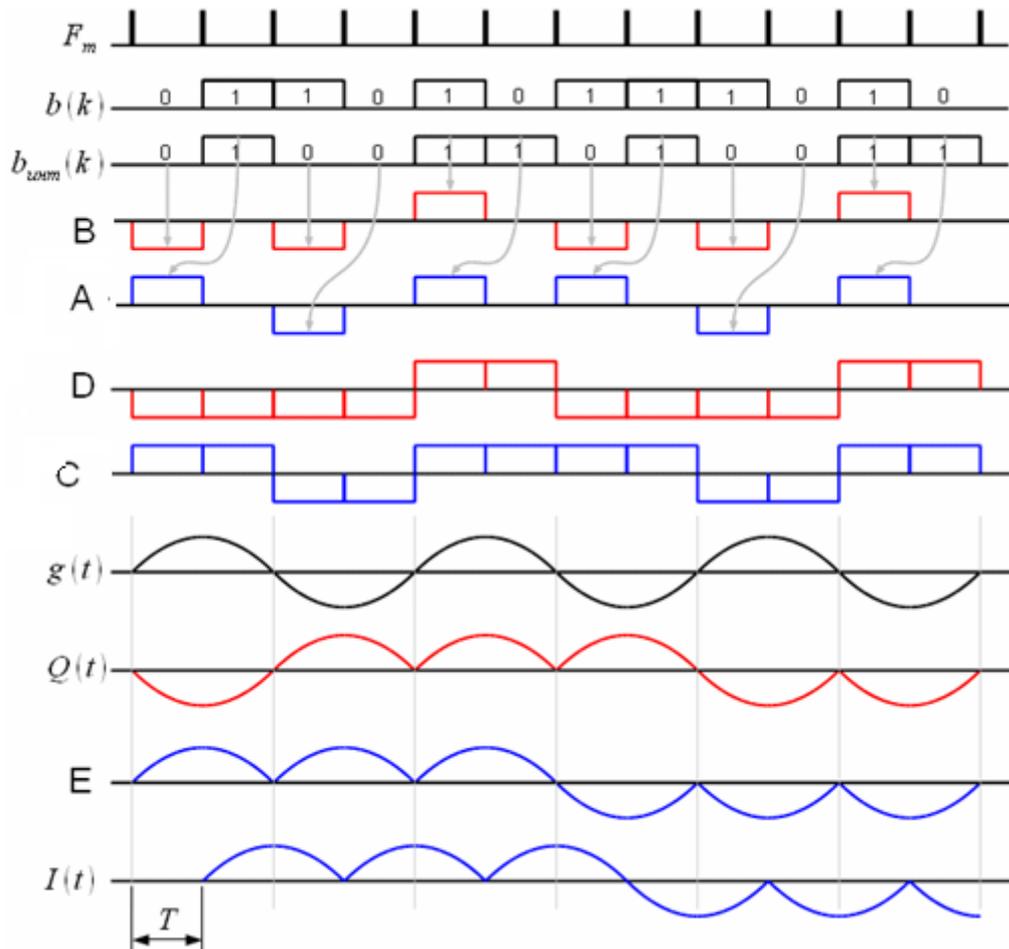


Рис. 5. Временные диаграммы работы MSK модулятора

На осциллограмме A показаны нечетные биполярные символы, на осциллограмме B – четные биполярные символы. Затем сигналы A и B проходят через блок повторения импульсов и получаем осциллограммы C и D соответственно. Сформированные сигналы C и D умножаются на коэффициент

$$g(t) = \sin\left(\frac{\pi}{2} t \cdot Br\right). \quad (5)$$

Длительность одного символа цифрового потока равна четверти периода сигнала $g(t)$. В результате умножения сигнала B на $g(t)$ получаем квадратурную составляющую $Q(t)$ комплексной огибающей MSK. Аналогично умножением сигнала C на $g(t)$ получим синфазную составляющую $I(t)$ (осциллограмма E), которую необходимо сдвинуть по фазе на $\pi/2$ относительно $Q(t)$. Сдвиг по фазе осуществляется путем задерживания сигнала $I(t)$ на один символ длительности T .

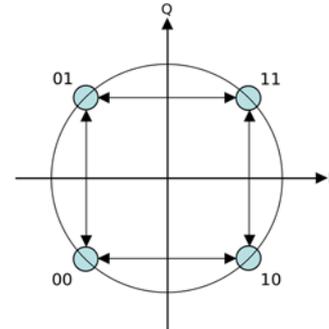


Рис. 6. Созвездие MSK сигнала

Созвездие MSK сигнала в соответствии с выражением (3) представлено на рис. 6. Оно аналогично созвездию QPSK сигнала.

Каждой точке созвездия ставится в соответствие двухразрядное двоичное число, соответствующее передаче данных двумя подпотоками. Поскольку минимальное расстояние между точками созвездия такое же, как и в случае квадратурной фазовой манипуляции QPSK, то для определения вероятности ошибки приема бита информации можно использовать формулы, применяемые для случаев BPSK, QPSK.

Соответствие строк сценария Matlab порядку выполнения лабораторной работы

1. В соответствии с заданием устанавливаем скорость следования информационных посылок, длительность информационной посылки, частоту несущего колебания, частоту дискретизации сигнала, формируем поток данных

```
Fd=400;%символьная скорость, Бод
nsamp = 40;%число отсчетов на один символ
f=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*nsamp;%частота дискретизации, Гц
Ndata=1e4;%число отправленных символов
txData = randint(Ndata,1);%поток данных (0;1)
```

2. Формируем сигнал передатчика

```
modPhase = 0; %начальная фаза модулятора
%дифференциально кодированные входные данные (encoded MSK)
```

```

[modSig,modPhase] = mskmod(txData,nsamp,[],modPhase);
%modSig – комплексная огибающая модулирующего сигнала
t=(0:Ndata*nsamp-1)/Fs;
carrier=exp(1i*2*pi*f*t);%несущее колебание
RealoutTR=real(modSig).*real(carrier);%реальная составляющая модулированного сигнала
ImagoutTR=imag(modSig).*imag(carrier);%мнимая составляющая модулированного сигнала
outTR=RealoutTR-ImagoutTR;%модулированный сигнал на выходе передатчика

```

3. Добавляем шум к сигналу

```

dB=0;%с/ш, дБ
delta_dB=10*log10(0.25*Fs/Fd);%поправка к отношению с/ш
outTR_n= awgn(outTR,dB-delta_dB-1,'measured');%зашумленный модулированный сигнал

```

4. Обрабатываем сигнал в демодуляторе

```

r_outTR_n=outTR_n'.*exp(1i*2*pi*f*t);%комплексный сигнал на выходе перемножителя приемника
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
rxSig1 = filter(b,a,r_outTR_n);%сигнал на выходе ФНЧ
demodPhase = 0; %начальная фаза демодулятора
demodState = complex(zeros(nsamp,1));%последняя половина символа ранее полученного сигнала
%результат демодуляции
[rxData,demodPhase,demodState] = mskdemod(rxSig1,nsamp,'diff',demodPhase,demodState);

```

5. Определяем относительную частоту ошибок приема и сравниваем ее с расчетным значением вероятности ошибки приема

```

[numerrs, ratio]=biterr(txData,rxData');%numerrs, ratio – количество и относительная частота ошибок
%расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p=0.5*(1-erf(SNR));%расчетная вероятность ошибки

```

6. Меняя отношение сигнал-шум (дБ), зафиксировать относительную частоту ошибки приема данных. Одновременно следует фиксировать расчетную вероятность ошибки. Строим графики зависимости относительной частоты и вероятности ошибки приема от величины отношения сигнал-шум.

Сначала определяем значения отношений сигнал-шум для максимальной (0,1) и минимальной (0,001) относительной частоты. Затем разбивает разность полученных значений сигнал-шум на 10 интервалов и проводим измерения в соответствии с интервалами. Для ускорения процесса измерений целесообразно запустить сценарий в цикле.

7. Строим осциллограммы сигналов при их формировании в передатчике и обработке в приемнике, а также спектр сигнала

```
subplot(3,1,1);stem(imag(modSig(1:500)));grid on;title('Модулирующий сигнал(мнимая составляющая)');
subplot(3,1,2);stem(real(modSig(1:500)));grid on;title('Модулирующий сигнал(реальная составляющая)');
subplot(3,1,3);stem(real(rxSig1(1:500)));grid on;title('Демодулированный сигнал(реальная составляющая на выходе ФНЧ)');
figure
subplot(3,1,1);plot(ImagoutTR(1:200));grid on;title('Модулированный сигнал (мнимая составляющая)');
subplot(3,1,2);plot(RealoutTR(1:200));grid on;title('Модулированный сигнал(реальная составляющая)');
subplot(3,1,3);plot(outTR(1:200));grid on;title('Сигнал на выходе передатчика');
figure; pwelch(outTR,256,128,1024,Fs);%спектр сигнала
```

8. Определяем по графику спектральной плотности мощности сигнала ширину спектра и уровень первого бокового лепестка спектра по отношению к главному лепестку.

9. Повторяем аналогичные эксперименты для QPSK сигнала (с формирующим фильтром), используя материалы предыдущей лабораторной работы.

10. Сравниваем результаты экспериментов, проведенные с QPSK и MSK сигналами.

Рекомендации по использованию полного сценария Matlab

Порядок использования сценария остается прежним, как и в предыдущей работе.

Содержание отчета

1. Таблицы и графики, отражающие зависимость относительной частоты и вероятности ошибки от отношения сигнал-шум.
2. Осциллограммы сигналов.
3. Графики спектральной плотности мощности.
4. Выводы.

Контрольные вопросы

1. Какие недостатки QPSK сигналов устраняются при использовании MSK сигналов?
2. В чем заключаются изменения в формировании MSK сигналов по сравнению с QPSK сигналами?
3. С какой целью используется офсетная модуляция для QPSK сигналов?

Варианты заданий для выполнения лабораторной работы

Вариант	Символьная скорость, Бод	Вариант	Символьная скорость, Бод
1	40	11	2040
2	240	12	2240
3	440	13	2440
4	640	14	2840
5	840	15	3040
6	1040	16	3240
7	1240	17	3440
8	1440	18	3640
9	1640	19	3840
10	1840	20	4040

Лабораторная работа № 8

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА GMSK СИГНАЛОВ

Цель работы: сравнительная оценка свойств MSK и GMSK сигналов. Сравнить модемы указанных сигналов по помехоустойчивости и ширине спектра формируемых сигналов; сравнить сигналы по форме на различных этапах их формирования и обработки в модуляторах и демодуляторах.

Краткие теоретические сведения

Постоянное уплотнение радиочастотного спектра привело к необходимости дополнительного уменьшения уровня боковых лепестков спектра сигнала по сравнению с MSK сигналом. Для этого сглаживают фронты импульсов модулирующего цифрового сигнала, поскольку прямоугольный фронт приводит к тому, что фазовая диаграмма MSK $\phi_0(t)$ модуляции имеет точки перелома в моменты времени, соответствующие фронтам импульсов входного цифрового сигнала $b_0(t)$. Но, если сгладить фронты входного цифрового сигнала (рис. 1), то получим сглаженный входной сигнал $b_g(t)$, которому будет соответствовать фазовая диаграмма $\phi_g(t)$, не имеющая точек перелома.

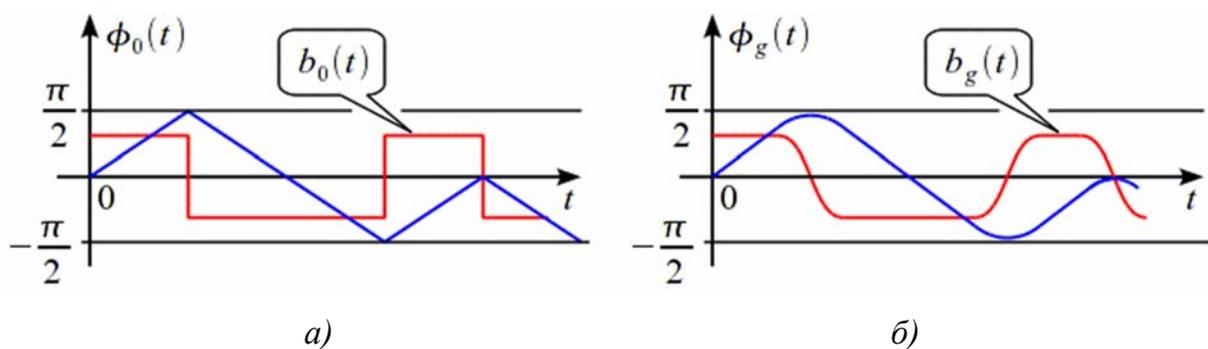


Рис. 1. Фазовая диаграмма без сглаживания (а) и со сглаживанием (б) фронтов входного сигнала

Для сглаживания фронтов используется фильтр нижних частот (ФНЧ) Гаусса. Его импульсная характеристика имеет вид

$$g(t) = \frac{BT}{T} \sqrt{\frac{2 \cdot \pi}{\ln 2}} \exp\left(-\frac{2 \cdot \pi^2 \cdot BT^2}{\ln 2 \cdot T^2} t^2\right),$$

где BT – безразмерная величина, равная $BT = B_{-3\text{дБ}} \cdot T$; $B_{-3\text{дБ}}$ – полоса фильтра Гаусса по уровню -3дБ ; $T = 1/Br$ – длительность импульса цифровой информации, передаваемой со скоростью Br бит/с.

Параметр BT показывает, во сколько раз полоса фильтра Гаусса $B_{-3\text{дБ}}$ отличается от скорости передачи информации Br , выраженной в единицах измерения частоты. ФНЧ Гаусса на нулевой частоте имеет коэффициент передачи, равный 1 для любых BT . На рис. 2 представлены импульсные характеристики $g(t_n)$ фильтра Гаусса при $T = 1$ с и различных параметрах BT . Здесь же показана нормированная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра Гаусса с нормировкой частоты $f_n = f \cdot T$. Нормированная частота $f_n = 1$ соответствует частоте $Br = 1/T$ Гц.

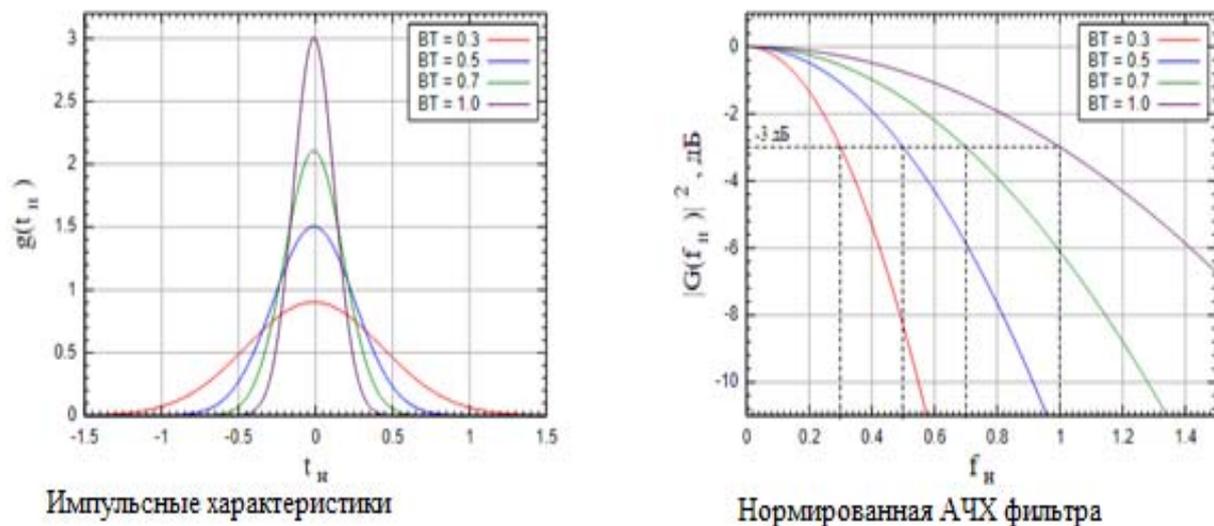


Рис. 2. Импульсные характеристики фильтра Гаусса при $T = 1$ с и нормированная АЧХ фильтра Гаусса при различных параметрах BT

Из рисунка видно (обозначено пунктирными линиями), что нормированная полоса фильтра Гаусса по уровню -3дБ равна BT . Часто на практике требуется использовать цифровой фильтр Гаусса с конечной

импульсной характеристикой (КИХ). Так как импульсная характеристика фильтра Гаусса является бесконечной, то для использования нерекурсивного фильтра необходимо дискретизировать $g(t)$ на ограниченном интервале времени.

Эффективная ширина импульсной характеристики фильтра Гаусса $T_g = 1/B_{-3\text{дБ}}$, но $BT = B_{-3\text{дБ}} \cdot T$, следовательно, $BT = T/T_g$, т. е. параметр BT показывает отношение длительности импульса передаваемой цифровой информации и эффективной длительности импульсной характеристики $g(t)$.

В спектре GMSK сигнала при уменьшении BT уменьшаются уровни боковых лепестков, кроме того, значительно возрастает скорость убывания спектра (рис. 3). Например, при $BT = 0,3$ максимальный уровень бокового лепестка GMSK на 15 дБ меньше, чем у MSK сигнала, а скорость убывания линейно зависит от частоты, что обусловлено применением гауссова фильтра.

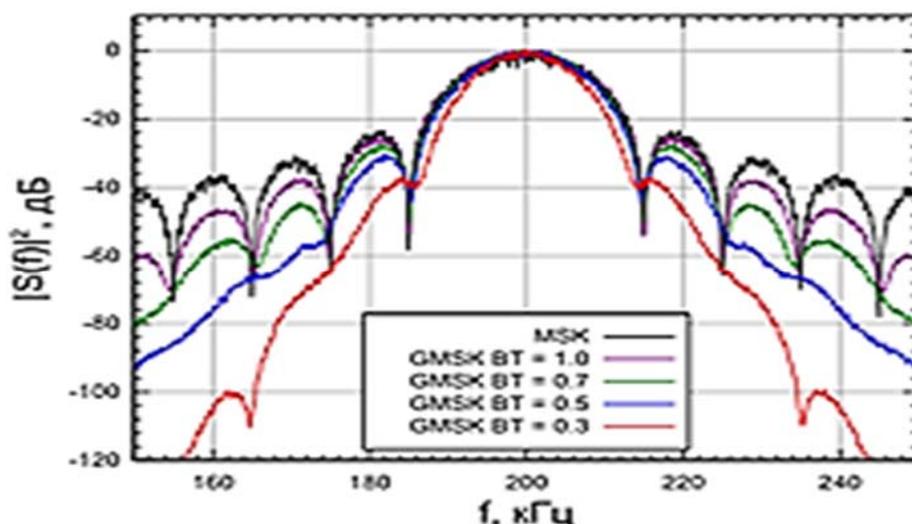


Рис. 3. Спектры MSK и GMSK сигналов при различных значениях BT

Применение гауссова фильтра приводит к межсимвольной интерференции. Она тем больше, чем меньше BT . Для визуальной оценки межсимвольной интерференции используются глазковые диаграммы, представленные на рис. 4.

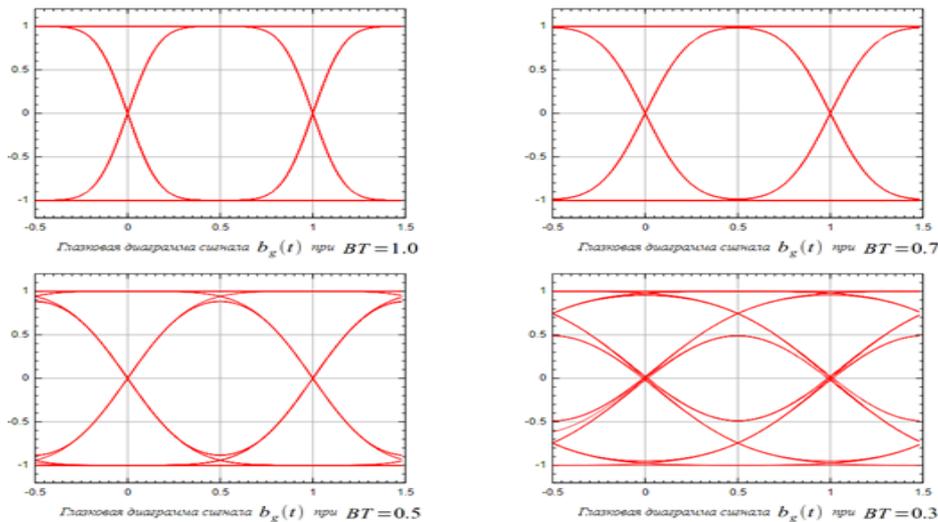


Рис. 4. Глазковые диаграммы при разных значениях BT

Соответствие строк сценария Matlab порядку выполнения лабораторной работы

1. В соответствии с заданием устанавливаем скорость следования информационных посылок, длительность информационной посылки, частоту несущего колебания, частоту дискретизации сигнала, формируем поток данных

```
Fd=400;%символьная скорость, Бод
nsamp = 40;%число отсчетов на один символ
f=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*nsamp;%частота дискретизации, Гц
Ndata=1e4;%число отправленных символов
txData = randint(1,Ndata);%поток данных (0;1)
```

2. Формируем сигнал передатчика

```
txData2= repmat(txData,nsamp,1);%повтор каждого символа FsFd раз
txData3=txData2(:);%первичный (прямоугольный) модулирующий сигнал
txData4=2*txData3-1;%модулирующий сигнал переменной полярности
t=(0:Ndata*nsamp-1)/Fs;
carrier=exp(1i*2*pi*f*t);%несущее колебание
xCum2 = cumsum([0;txData4(1:end-1)])/nsamp;%интегрирование
phaseVec = pi/2*xCum2;%изменение фазы в зависимости от данных
y = exp(1i*phaseVec);%комплексная огибающая MSK сигнала
```

```

Ru=real(y);Iy=imag(y);
RealoutTR=real(y).*real(carrier');%реальная составляющая MSK сиг-
нала
ImagoutTR=imag(y).*imag(carrier');%мнимая составляющая MSK сиг-
нала
outTR=RealoutTR-ImagoutTR;% MSK сигнал на выходе передатчика

```

3. Добавляем шум к сигналу передатчика

```

dB=40;%с/ш, дБ
dBcorrect=10*log10(0.5*Fs/(1.5*Fd));% поправка к установке отноше-
ния с/ш
outTR_n=awgn(outTR,dB-dBcorrect,'measured');%зашумленный MSK
сигнал

```

4. Обработываем MSK сигнал в приемнике

```

r_outTR_n=outTR_n'.*exp(1i*2*pi*f*t);%комплексный сигнал на выходе
перемножителя приемника
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
rxSig1 = filter(b,a,r_outTR_n);%сигнал на выходе ФНЧ
demodPhase = 0; %начальная фаза демодулятора
demodState = complex(zeros(nsamp,1));%последняя половина символа
ранее полученного сигнала
[rxData,demodPhaseOut,demodStateOut] = mskdemod(rxSig1,nsamp,[],
demodPhase,demodState);
[numerrs, ratio]=biterr(txData,rxData);%numerrs - кол-во ошибок

```

5. Формируем комплексную огибающую GMSK сигнала в пере- датчике

```

BT=0.3;%основной параметр гауссова фильтра
k=3;%половина числа посылок, которые "укладываются"
%на длительности импульсной характеристики фильтра,
%тем самым импульсная характеристика ограничивается во времени
T=1/Fd;%длительность T информационной посылки
t1=-k*T:1/Fs:k*T;%ось времени для импульсной характеристики
% определение импульсной характеристики
z=sqrt(2*pi/log(2))*BT/T;
z1=-2*pi^2*BT^2*t1.^2/(log(2)*T^2);

```

```

g=z*exp(z1);% импульсная характеристика
%определяются коэффициенты фильтра
g1=g/sum(g);%коэффициенты фильтра
txData4fltr=filter(g1,1,txData4);%модулирующий сигнал после фильтра
xCum2fltr = cumsum([0;txData4fltr(1:end-1)])/nsamp;%интегратор
phaseVecFltr = pi/2*xCum2fltr;%фазовая диаграмма
yFltr = exp(1i*phaseVecFltr);
RyFltr=real(yFltr);
IyFltr=imag(yFltr);
%устраняем задержку сигнала, вызванную фильтром Гаусса
Latency=3*nsamp;% 3 – это половина количества информационных
символов, учитываемых при усечении импульсной
% характеристики гауссова фильтра
yFltrL = [yFltr(Latency+1:end);zeros(Latency,1)];

```

6. Формируем высокочастотный GMSK сигнал

```

RealoutTRFltrL=real(yFltrL).*real(carrier');%реальная составляющая
GMSK сигнала
ImagoutTRFltrL=imag(yFltrL).*imag(carrier');%мнимая составляющая
GMSK сигнала
outTRFltrL=RealoutTRFltrL-ImagoutTRFltrL;%GMSK сигнал на выходе
передатчика
outTRFltrL_n= awgn(outTRFltrL,dB-dBcorrect,'measured'); %зашумленный
GMSK сигнал

```

7. Обрабатываем GMSK сигнал в приемнике

```

r_outTRFltrL_n=outTRFltrL_n'.*exp(1i*2*pi*f*t);%комплексный сигнал
%на выходе перемножителя демодулятора
rxSig1FltrL = filter(b,a,r_outTRFltrL_n);%сигнал на выходе ФНЧ
demodPhase = 0; %начальная фаза демодулятора
demodState = complex(zeros(nsamp,1));%последняя половина символа
ранее полученного сигнала
%поток данных на выходе решающей схемы демодулятора
[rxDataFltrL,demodPhase,demodState] =
mskdemod(rxSig1FltrL,nsamp,[],demodPhase,demodState);
[numerrsFltrL, ratioFltrL]=biterr(txData,rxDataFltrL);%ratioFltrL – от-
носительная частота ошибок

```

8. Строим графики

%графики для MSK сигнала

figure;

modSig=y;

subplot(3,1,1);stem(imag(modSig(1:1000)));grid on;title('Модулирующий MSK сигнал(мнимая составляющая)');

subplot(3,1,2);stem(real(modSig(1:1000)));grid on;title('Модулирующий MSK сигнал(реальная составляющая)');

subplot(3,1,3);stem(real(rxSig1(1:1000)));grid on;title('Демодулированный MSK сигнал(реальная составляющая на выходе ФНЧ)');

%графики для GMSK сигнала

figure;

modSigFltr=yFltrL;

subplot(3,1,1);stem(imag(modSigFltr(1:1000)));grid on;title('Модулирующий GMSK сигнал(мнимая составляющая)');

subplot(3,1,2);stem(real(modSigFltr(1:1000)));grid on;title('Модулирующий GMSK сигнал(реальная составляющая)');

subplot(3,1,3);stem(real(rxSig1FltrL(1:1000)));grid on;title('Демодулированный GMSK сигнал(реальная составляющая на выходе ФНЧ)');

%АЧХ фильтра

figure;

[h,ff]=freqz(g1,1,512,Fs);

*dBh=20*log10(abs(h));*

plot(ff(1:30),dBh(1:30));grid on;title('АЧХ гауссова фильтра');

%спектры

figure;

[GMSK]=pwelch(outTRFltrL,512,[],[],Fs);

[MSK,fMG]=pwelch(outTR,512,[],[],Fs);

plot(fMG,pow2db(MSK));

hold on

plot(fMG,pow2db(GMSK),'--')

xlabel('Частота (Гц)');ylabel('Амплитуда (дБ)');legend('MSK','GMSK');

title('Спектры MSK, GMSK сигналов');

grid on

hold off

%глазковые диаграммы

```
eyediagram(real(rxSig1(1:2000)),80);grid on;title('Глазковая диаграмма MSK сигнала');
```

```
eyediagram(real(rxSig1FltrL(1:2000)),80);grid on;title('Глазковая диаграмма GMSK сигнала');
```

Рекомендации по использованию полного сценария Matlab

1. Установить частоту Fd следования информационных посылок согласно заданию.

2. Установить отношение сигнал-шум равным 4дБ и запустить сценарий расчета. Убедиться в работоспособности сценария.

3. Установить параметр фильтра Гаусса $BT = 0,5$.

4. Меняя отношение сигнал-шум (дБ), зафиксировать относительную частоту ошибки приема GMSK данных. Одновременно следует фиксировать относительную частоту ошибки приема MSK данных. Построить графики зависимостей относительной частоты ошибки приема от величины отношения сигнал-шум. Сначала определить значения отношений сигнал-шум для максимального (0,1) и минимального (0,005) значений относительной частоты (GMSK). Затем разбить разность полученных значений сигнал-шум на 10 интервалов и провести измерения в соответствии с интервалами. Для ускорения процесса измерений целесообразно запустить сценарий в цикле.

5. Построить графики составляющих модулирующего сигнала для GMSK и MSK.

6. Построить графики спектральной плотности мощности сигнала и определить по ним ширину спектра и уровни первого бокового лепестка спектра по отношению к главному лепестку.

7. Повторить пп. 3 – 7 для параметра фильтра Гаусса $BT = 0,3$.

8. Установить отношение сигнал-шум равным 40 дБ.

9. Зафиксировать глазковые диаграммы для параметров фильтра Гаусса $BT = 0,5$ и $0,3$.

Содержание отчета

1. Таблицы и графики, отражающие зависимость относительной частоты и вероятности ошибки от отношения сигнал-шум.

2. Осциллограммы сигналов.

3. Глазковые диаграммы.
4. Графики спектральной плотности мощности.
5. Выводы.

Контрольные вопросы

1. Дать сравнительную характеристику использования MSK и GMSK сигналов.
2. Как влияют изменения параметра BT фильтра Гаусса на характеристики GMSK сигнала?
3. С какой целью используются глазковые диаграммы?

Варианты заданий для выполнения лабораторной работы

Вариант	Символьная скорость, Бод	Вариант	Символьная скорость, Бод
1	40	11	2040
2	240	12	2240
3	440	13	2440
4	640	14	2840
5	840	15	3040
6	1040	16	3240
7	1240	17	3440
8	1440	18	3640
9	1640	19	3840
10	1840	20	4040

Лабораторная работа № 9

ВЛИЯНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ РЕАЛИЗАЦИИ ДЕМОДУЛЯТОРА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА

Цель работы: определить влияние разбаланса фаз и коэффициентов усиления в квадратурных компонентах QAM сигнала на помехоустойчивость его приема.

Краткие теоретические сведения

Причиной ошибок приема могут быть не только помехи, но и погрешности реализации демодулятора. В частности, для демодуляторов

QAM и QPSK сигналов важным является обеспечение малых погрешностей реализации сдвига фаз, равного 90° , между квадратурными компонентами, а также малость отличий в значениях коэффициентов усиления в квадратурных трактах приема.

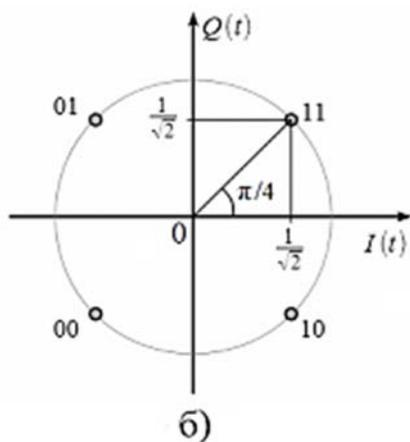


Рис. 1. Созвездие QPSK сигнала

а на рис. 3 – искажения за счет амплитудного разбаланса.

Влияние погрешностей реализации QPSK демодулятора на помехоустойчивость приема

Созвездие QPSK сигнала (рис. 1) состоит из четырех точек, расположенных на одной окружности. Составляющая I является синфазным компонентом, а составляющая Q – квадратурным компонентом сигнала.

На рис. 2 показаны искажения сигнального QPSK созвездия при фазовом разбалансе квадратурных составляющих сигнала,

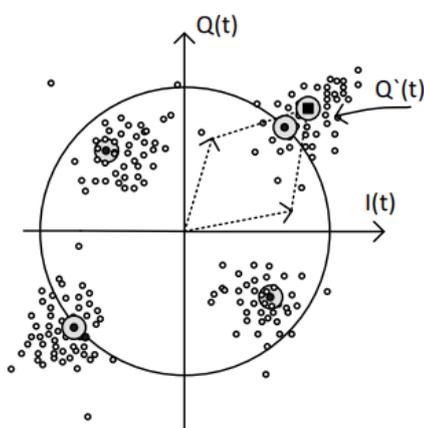


Рис. 2. Фазовый разбаланс

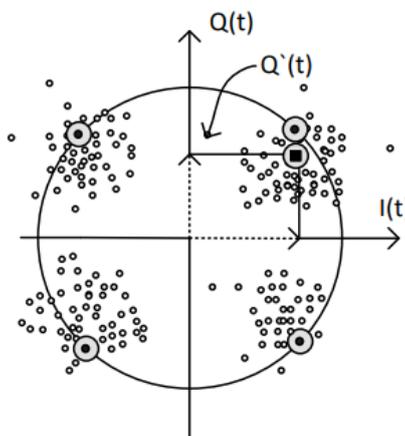


Рис. 3. Амплитудный разбаланс

Влияние погрешностей реализации QAM демодулятора на помехоустойчивость приема

При реализации QAM демодуляторов также невозможно обеспечить точный сдвиг фаз между квадратурными сигналами, равный 90° . Кроме того, коэффициенты усиления в низкочастотных трактах обработки сиг-

налов всегда отличаются. Указанные причины характеризуют разбаланс квадратурных компонент. Разбаланс приводит к изменению формы сигнального созвездия (рис. 4, 5).

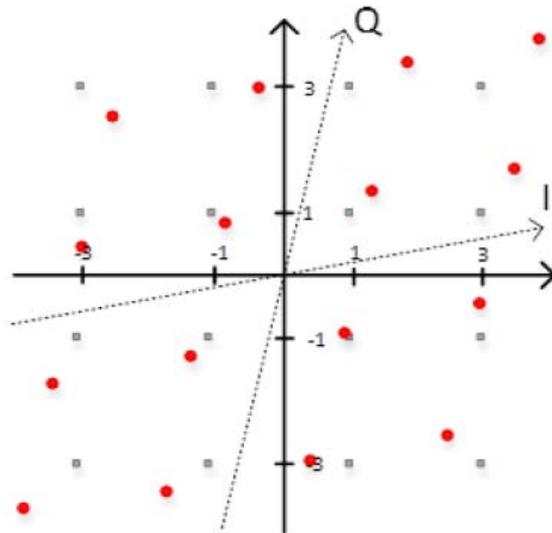


Рис. 4. Искажение сигнального созвездия за счет фазового разбаланса квадратур

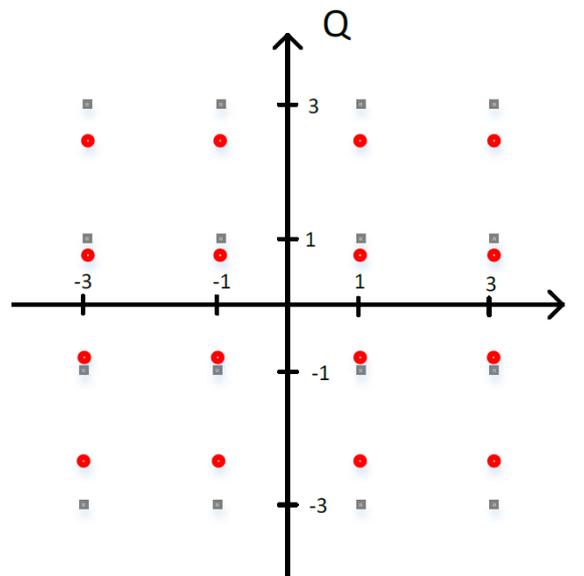


Рис. 5. Искажение сигнального созвездия за счет амплитудного разбаланса квадратур

Смещение точек созвездия количественно оценивается вектором ошибок. Чем больше вектор ошибок, тем в большей степени снижается помехоустойчивость приема (рис. 6).

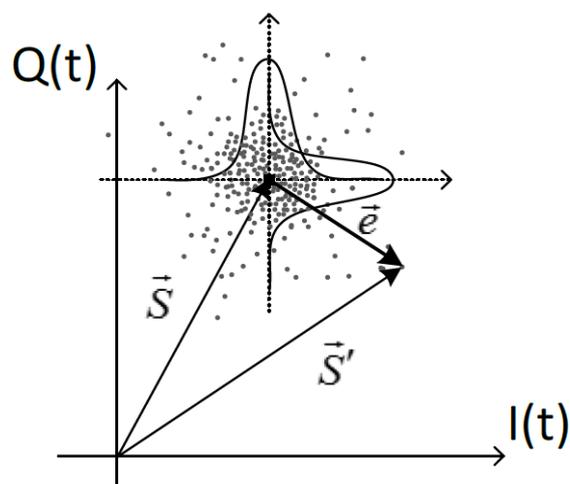


Рис. 6. Определение вектора e ошибок по смещению точки S сигнального созвездия

Исследования проводятся путем моделирования QAM модема в системе MATLAB.

Порядок выполнения работы

1. В соответствии с заданием получить значения модуляции КАМ сигнала и значения фазового и амплитудного разбаланса.
2. Запустить сценарий, определяющий относительную частоту ошибки приема одного символа, меняя отношение сигнал-шум на входе демодулятора при отсутствии разбаланса (идеальный случай).
3. Построить график зависимости относительной частоты ошибки приема от отношения сигнал-шум.
4. Зафиксировать сигнальное созвездие для максимального полученного отношения сигнал-шум.
5. Установить параметры разбаланса в соответствии с заданием.
6. Повторить пп. 2 – 4 при наличии разбаланса.
7. Определить вектор ошибок для максимального смещения точки сигнального созвездия.
8. Сравнить полученные экспериментально графики и определить уровень снижения помехоустойчивости при наличии разбаланса квадратурных компонентов.

Содержание отчета

1. Параметры задания на выполнение лабораторной работы.
2. Таблицы с результатами экспериментов.
3. Графики зависимостей относительной частоты ошибки приема от отношения сигнал-шум, построенные по данным таблиц.
4. Значение вектора ошибок и порядок его определения.
5. Выводы.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается преимущество QAM модема по сравнению с QPSK модемом?
2. Как изменяется помехоустойчивость приема QAM символа при увеличении числа позиций сигнала?
3. Как по результатам эксперимента изменилась помехоустойчивость приема при наличии разбаланса квадратурных компонентов?

Лабораторная работа № 10

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА OFDM СИГНАЛОВ

Цель работы: определить влияние циклического префикса на помехоустойчивость приема OFDM сигналов в условиях межсимвольной интерференции.

Краткие теоретические сведения

При многолучевом приеме, когда на вход приемника поступает сумма копий сигнала, задержанных на разные интервалы времени, возникает явление межсимвольной интерференции. При данном явлении соседние информационные посылки накладываются друг на друга, что снижает помехоустойчивость приема.

Чтобы исключить межсимвольную интерференцию, между посылками следует устанавливать временной промежуток – защитный интервал. Длительность защитного интервала соответствует максимально возможному запаздыванию лучей приема относительно самого

«быстрого» луча. Чем больше длина защитного интервала, тем более помехоустойчивым будет сигнал. Обычно в сотовых системах связи длительность защитного интервала устанавливают 4,7 мкс, что соответствует разности хода лучей в 1,41 км. Если запаздывание очень велико, а длительность посылки мала, то скорость передачи информации значительно снижается.

Повысить скорость можно, если весь поток данных разбить на несколько параллельно передаваемых подпотоков и каждый подпоток передавать в своей полосе частот с меньшей скоростью. Тогда длительность посылок в подпотоках увеличивается, отношение длительности защитного интервала к длительности посылки снижается, что указывает на снижение влияния защитного интервала на скорость передачи информации.

OFDM сигналы (англ. Orthogonal frequency-division multiplexing – ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием) состоят из нескольких расположенных близко по частоте друг к другу подпотоков. Выделенный для связи частотный диапазон разбивается на несколько полос. Каждый подпоток определяется своей несущей частотой и видом модуляции.

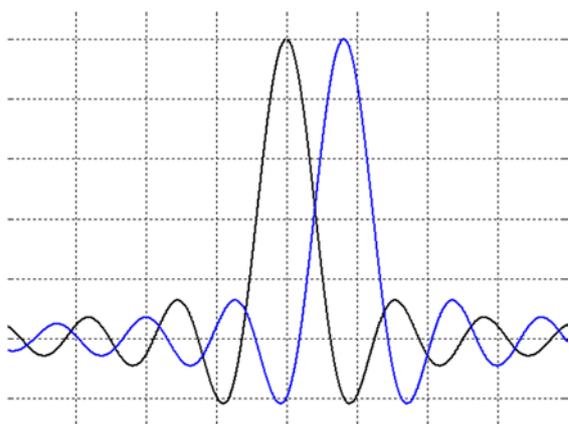


Рис. 1. Спектры ортогональных сигналов

спектра одного подпотока совпадал с минимумом главного лепестка спектра другого подпотока (рис. 1).

Частоты несущих (поднесущих) высокочастотных колебаний

подпотоков определяются выражением $f_i = k \cdot f_0; f_0 = \frac{1}{T_s}$,

При разделении исходного сигнала на отдельные подпотоки возникает проблема взаимного влияния подпотоков друг на друга. Это влияние обусловлено тем, что спектры сигнала и подпотоков перекрываются. Чтобы снизить взаимные влияния подпотоков друг на друга, предложено так выбирать значения частот подпотоков, чтобы главный лепесток

где k – целое число; T_s – длительность информационной посылки. Таким образом, сигналы соседних подпотоков не оказывают влияния друг на друга, так как становятся ортогональными.

Рассмотрим структурную схему системы связи, когда исходный поток данных разбивается на несколько подпотоков, несущие частоты которых определяют ортогональность сигналов для этих подпотоков (рис. 2).

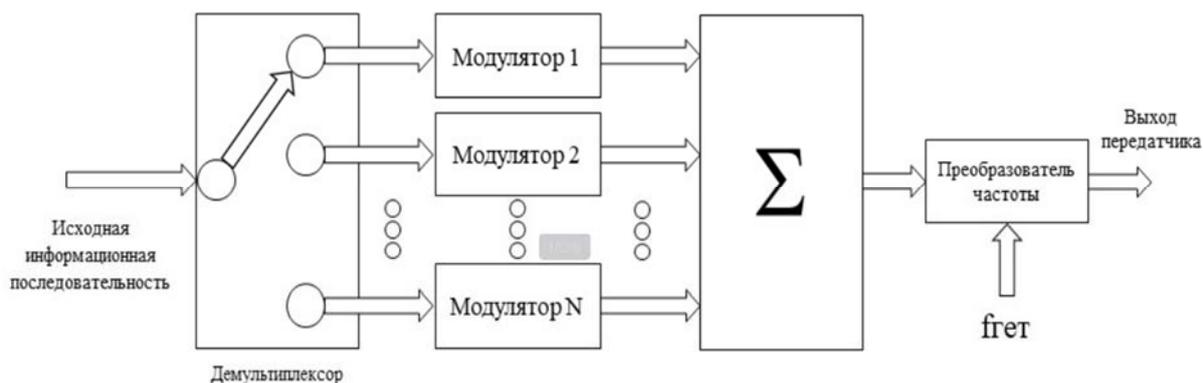


Рис. 2. Структура передающего устройства

На вход демультимплексора подается информационная последовательность. В блоке демультимплексора информационная последовательность распределяется равномерно по модуляторам, выходные частоты которых установлены в соответствии с правилом ортогональности. Выходы модуляторов суммируются, и сумма после переноса на высокую частоту поступает в канал связи.

На приемной стороне происходит демодуляция сигналов (рис. 3).

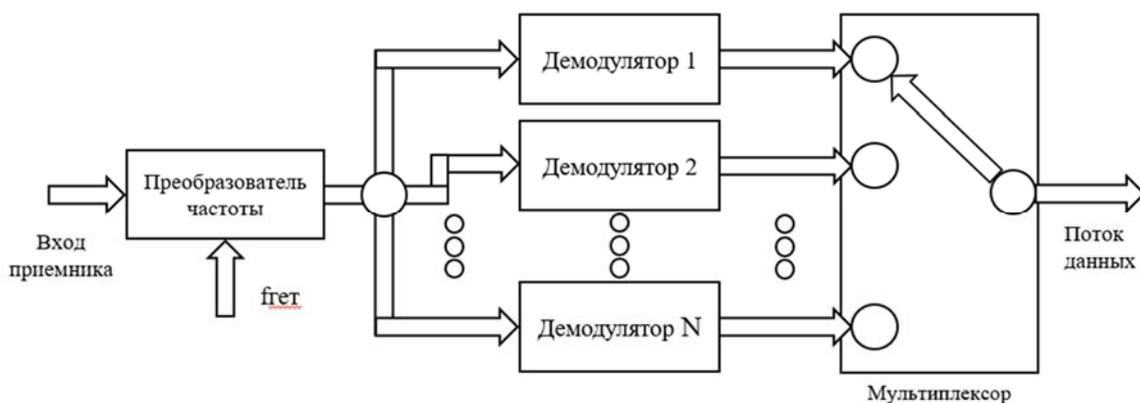


Рис. 3. Структура приемного устройства

Преобразователь частоты переносит высокочастотный сигнал в область более низких промежуточных частот. На вход каждого демодулятора поступает сумма подпотоков данных на разных частотах. За счет взаимной ортогональности сигналов подпотоков на каждом демодуляторе обрабатывается лишь соответствующий поток данных. Остальные подпотоки данных влияния на работу демодулятора не оказывают. В мультиплексоре подпотоки объединяются в один поток.

Так как сложность схемы приемника и передатчика определяется количеством модуляторов и демодуляторов, то для уменьшения их сложности модуляция и демодуляция осуществляются в цифровом виде, а именно: модуляция – с помощью обратного преобразования Фурье и демодуляция – с помощью прямого дискретного преобразования Фурье.

При формировании OFDM сигналов для поднесущих можно использовать любой вид модуляции. В большинстве случаев применяются два вида цифровой манипуляции: QPSK и QAM.

Рассмотрим данный подход на простом примере, когда исходный поток разбивается на подпотоки, в каждом подпотоке формируется BPSK сигнал (рис. 4).

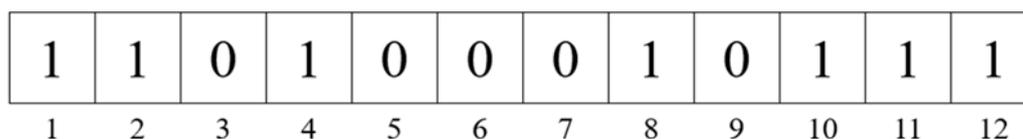


Рис. 4. Исходная последовательность информационных посылок

Разделим четные и нечетные посылки на два подпотока. Четные будем передавать на частоте f_1 , а нечетные – на f_2 .

Справа на рис. 5 представлены спектральные составляющие суммы двух подпотоков для различных пар информационных посылок.

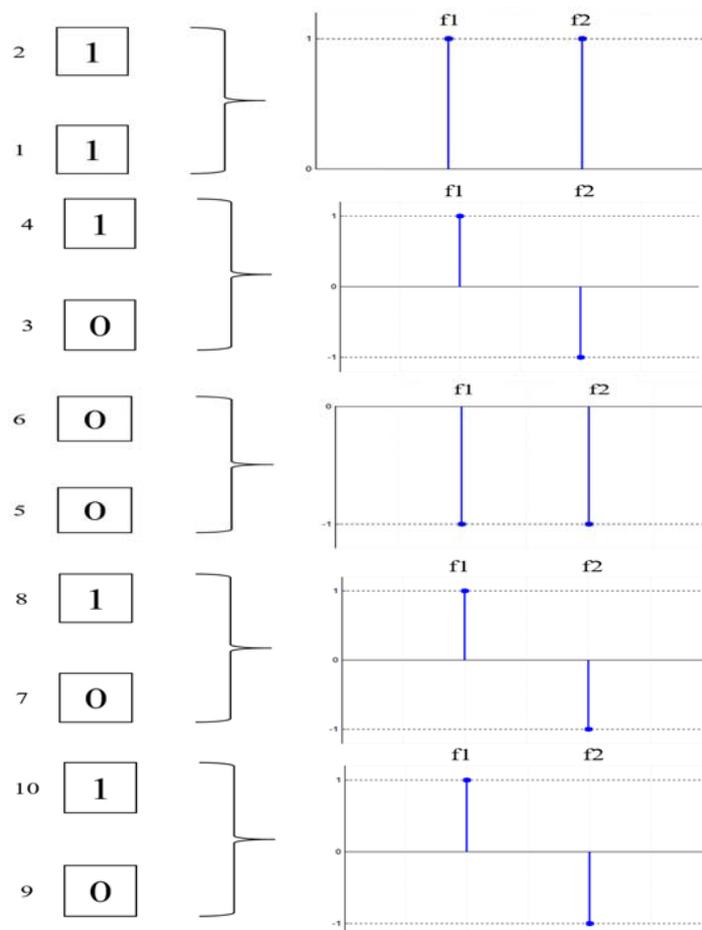


Рис. 5. Информационные посылки при использовании BPSK

Нулевой посылке соответствует сдвиг фазы колебания на 180° . Таким образом, пара посылок представляется числами $+1$ или -1 в частотной области.

Так как на вход усилителя передатчика необходимо подать представление сигнала во временной области, то преобразование сигнала из частотной области во временную производится через обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ). Так как реализация сигнала во временной области представлена в цифровом виде, после ОБПФ устанавливаются цифроаналоговые преобразователи. Сигнал на их выходе становится аналоговым.

Рассмотрим случай, когда используются QPSK сигналы (рис. 6). Принцип разделения потока на подпотоки остается прежним, однако на одной частоте передается не одна посылка, а две, так как один QPSK символ переносит два бита информации.

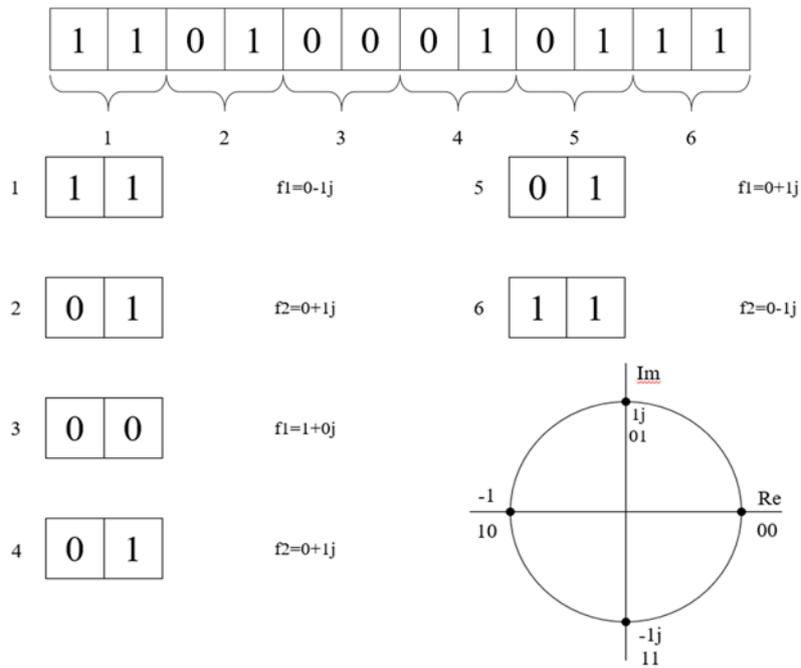


Рис. 6. Информационные посылки при использовании QPSK

Здесь с помощью изображения сигнального созвездия осуществляется преобразование каждой пары посылок в комплексное число спектрального представления. Рассмотрим структуру модулятора по технологии OFDM при использовании QPSK сигналов (рис. 7).

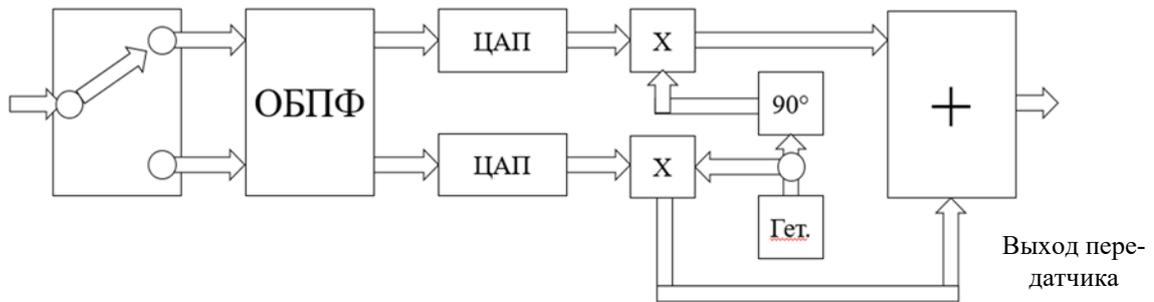


Рис. 7. Модулятор OFDM при использовании QPSK

Входной поток данных с помощью демультиплексора разделяется на два подпотока, каждый из которых соответствует своей частоте поднесущей. Над каждым подпотоком производится ОБПФ (комплексное). Формируются мнимая и реальная составляющие сигнала. Так как после ОБПФ сигналы, представленные во временной области, имеют цифровой вид, с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП)

они преобразуются в аналоговую форму. Далее мнимая и реальная составляющие сигнала переносятся на свою квадратурную составляющую несущего колебания. После суммирования формируется сигнал передатчика.

Использование технологии OFDM в случае модуляции КАМ-16

Исходные последовательности данных разбиваются на группы по четыре символа (рис. 8).

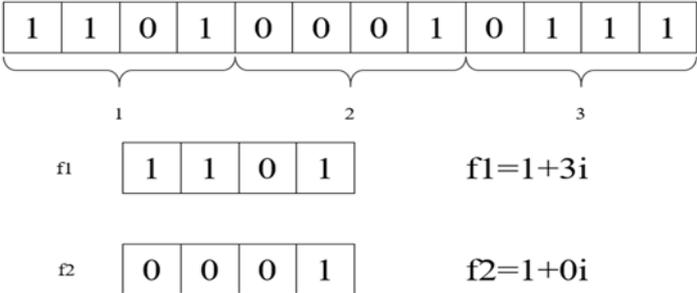


Рис. 8. Преобразование информационных посылок при использовании КАМ-16

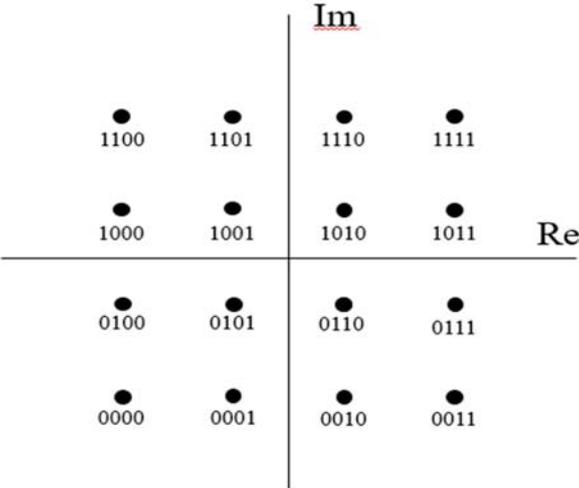


Рис. 9. Созвездие КАМ-16

Так как каждый КАМ-16 символ несет 4 бита информации, то в исходной последовательности информационных посылок сначала выделяются группы по 4 символа (рис. 9). Затем группы с четными номерами передаются на одной частоте, а группы с нечетными номерами –

на другой. Формируется спектр сигнала, состоящий из двух спектральных компонентов, каждому из двух компонентов соответствует свое комплексное число.

Применяя обратное преобразование Фурье, формируем сигнал во временной области, который содержит мнимые и действительные компоненты, и длительность посылки составляет $8T$ (T – длительность посылки исходного потока данных). Для мнимого и реального компонентов применяется цифроаналоговое преобразование, тем самым формируются два квадратурных компонента в аналоговом виде, которые переносятся на несущую высокую частоту. Частоты f_1 и f_2 являются частотами поднесущих колебаний.

На приемной стороне выделяются две квадратурные составляющие несущего колебания, с помощью ФНЧ удаляются высокочастотные составляющие продукта перемножения, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) формирует сигнал в цифровом виде, над которым проводится быстрое преобразование Фурье. Сигналы из временной области переводятся в частотную, на каждой частоте f_1 и f_2 формируется поток комплексных чисел, которые с помощью мультиплексора формируются в один поток. Если увеличивать количество частот, меняются лишь блоки мультиплексора и демультимплексора.

На рис. 10 отображена структура демодулятора OFDM.

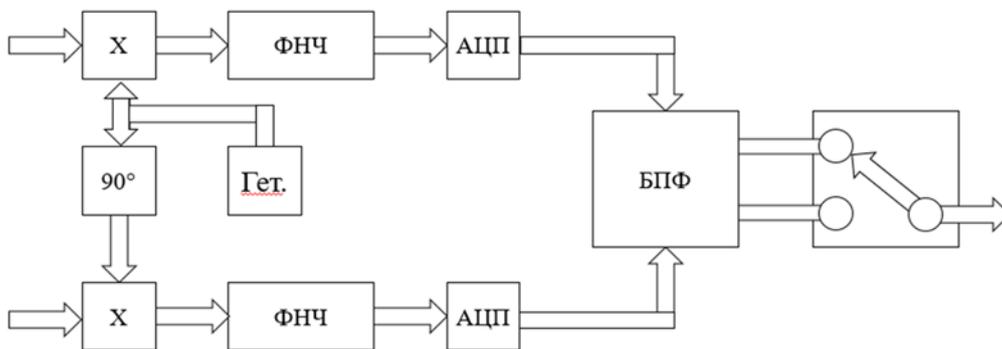


Рис. 10. Демодулятор OFDM при использовании QPSK и QAM

Для борьбы с многолучевым приемом в структуру каждой информационной посылки OFDM включают защитный интервал, тем самым удлиняя посылку. В большинстве случаев в качестве защитного интервала используется циклический префикс (рис. 11), представля-

ющий собой копию окончания посылки. Циклический префикс переносится в начало посылки, это необходимо для сохранения ортогональности поднесущих.

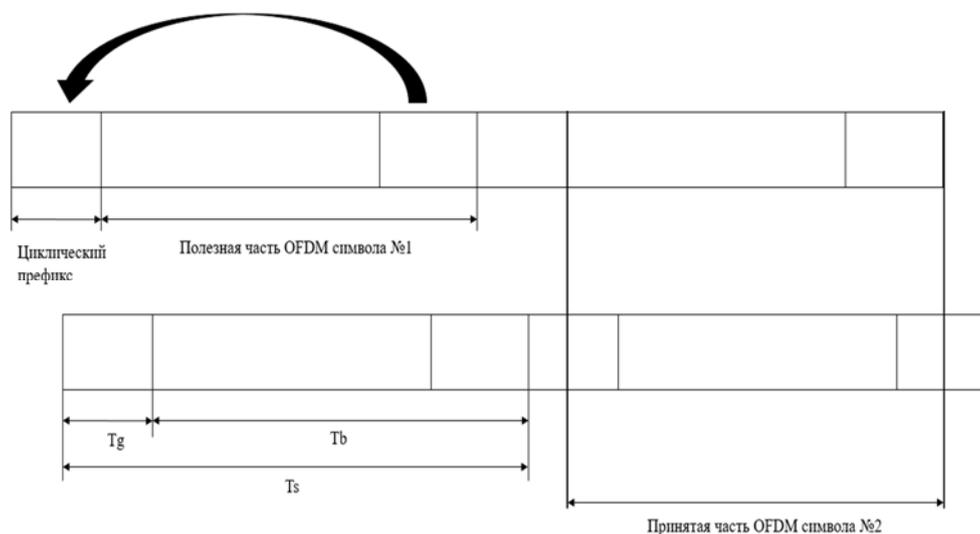


Рис. 11. Формирование циклического префикса

Благодаря использованию циклического префикса часть OFDM символа № 2, принятая с задержкой из-за многолучевого приема, не накладывается на соседний символ.

С помощью технологии OFDM организуется разделенный доступ абонентов к каналу связи. Каждому комплексу «передатчик – приемник» назначаются свои поднесущие из общего количества поднесущих, находящихся в канале связи. Количество поднесущих может изменяться, тем самым увеличивая или уменьшая пропускную способность канала, выделенного одному комплексу.

Технология OFDM применяется в сотовой связи, а также в телевидении, где в полосе 20 МГц формируется 1200 поднесущих.

Условия проведения исследования

В данном исследовании рассматривается случай, когда на входе приемника суммируются два луча приема. По одному из лучей (луч, формируемый при отражении радиосигнала от какого-либо сооружения) вводится задержка в передаче данных относительно другого луча, и коэффициент передачи по нему относительно другого луча меньше единицы.

Данные передаются в виде трех отдельных потоков. Каждый поток передается на своей частоте поднесущего колебания. Два относительно низкочастотных потока используют QPSK модуляцию, а один – QAM-16.

При передаче данных вводится защитный интервал (циклический префикс) для борьбы с межсимвольной интерференцией (МСИ). Величина защитного интервала задана. При изменении задержки в отраженном луче необходимо определить ту максимально допустимую задержку в передаче данных по «задержанному» лучу, при которой относительная частота ошибок приема не зависит от МСИ, а определяется только отношением сигнал-шум в канале.

При суммировании лучей возможно ослабление суммарного сигнала, что вызывает увеличение числа ошибок приема. Чтобы в исследовании исключить данное явление, необходимо менять задержку T в передаче данных согласно следующему правилу: $T = K \cdot m$, где $m = 256/n1$; $K = 1:1:K_{\max}$; $K_{\max} = 1 + \text{ceil}(T_{pr}/m)$; $n1$ – заданный номер частоты самого низкочастотного поднесущего колебания; T_{pr} – заданное значение защитного интервала (циклического префикса).

Соответствие строк сценария Matlab порядку выполнения лабораторной работы

1. В соответствии с заданием устанавливаем номера поднесущих колебаний, на которых осуществляются передача данных, количество передаваемых посылок на каждой поднесущей, длительность информационной части OFDM посылки, число точек (размер) быстрого преобразования Фурье (БПФ), частота дискретизации сигнала

$N=1e3$; % количество OFDM посылок

$Tu=224e-6$; % длительность информационной части OFDM символа

$FS=256$; % размер БПФ

$Fs=FS/Tu$; % частота дискретизации

$Fcrr1=16$; % номер первой поднесущей

$Fcrr2=32$; % номер второй поднесущей

$Fcrr3=64$; % номер третьей поднесущей

2. Формируем потоки данных для каждой поднесущей. Первые две поднесущие используют квадратурную фазовую модуляцию QPSK, поэтому в качестве данных используются комплексные числа вида $\pm 1 \pm j1$. Третья поднесущая использует QAM-16, поэтому составляющие комплексных чисел принимают значения ± 1 и ± 3 . Одному из комплексных чисел передаваемых данных задаем фиксированное значение, чтобы на приемной стороне скорректировать сигнальные созвездия

%поднесущая №1

*%Rdata3=3-2*randint(1,N,4);*

*%Rdata1=1-2*randint(1,N);*

*Rdata1=1-2*randi([0 1],1,N);*

*Idata1=1-2*randi([0 1],1,N);*

Zdata1=complex(Rdata1,Idata1);

Zdata1(2) =1+1i;% задаем принудительно значение второго символа для последующего

%определения величин коррекции угла поворота

%и коэффициента передачи сигнального созвездия на приемной стороне

%поднесущая №2

*Rdata2=1-2*randi([0 1],1,N);*

*Idata2=1-2*randi([0 1],1,N);*

Zdata2=complex(Rdata2,Idata2);

Zdata2(2) =1+1i;% задаем принудительно значение второго символа для последующего

%определения величин коррекции угла поворота

%и коэффициента передачи сигнального созвездия на приемной стороне

%поднесущая №3

*Rdata3=3-2*randi([0 3],1,N);*

*Idata3=3-2*randi([0 3],1,N);*

Zdata3=complex(Rdata3,Idata3);

Zdata3(2) =1+1i;% задаем принудительно значение второго символа для последующего

%определения величин коррекции угла поворота

%и коэффициента передачи сигнального созвездия на приемной стороне

3. Формируем матрицу, которая содержит номера частот поднесущих и последовательности передаваемых OFDM символов на каждой поднесущей

```
K1=1; K2=1; K3=1;
```

```
% при Ki=0 поднесущая исключается из передачи данных
```

```
info=zeros(FS,N);% матрица, содержащая номера частот поднесущих
```

```
%и последовательности передаваемых OFDM символов
```

```
%на каждой поднесущей
```

```
info(Fcrr1,:)=K1*Zdata1;%несущей с номером Fcrr1
```

```
%соответствует поток данных Zdata1
```

```
info(Fcrr2,:)=K2*Zdata2;%несущей с номером Fcrr2
```

```
%соответствует поток данных Zdata2
```

```
info(Fcrr3,:)=K3*Zdata3;%несущей с номером Fcrr3
```

```
%соответствует поток данных Zdata3
```

4. Используя обратное преобразование Фурье, формируем предварительный сигнал передатчика без переноса поднесущих колебаний на высокую частоту несущего колебания (для сокращения объема вычислений)

```
%ОБПФ
```

```
carriers=FS.*ifft(info,FS);%сигнал после ОБПФ
```

5. Добавляем циклический префикс в информационные посылки и формируем комплексный сигнал передатчика

```
%добавление циклического префикса
```

```
tauMax=40;% длительность циклического префикса
```

```
endCarriers=carriers(end-tauMax+1:end,:);%выделяем фрагмент окончания информационной посылки
```

```
prefCarriers=cat(1,endCarriers,carriers);% добавляем фрагмент
```

```
%в начало посылки
```

```
prefCarriers2=prefCarriers(:);%комплексный сигнал на выходе передатчика
```

6. Учитываем влияние канала связи на передачу данных: наличие второго луча приема и помехи в виде белого гауссова шума

```

%формирование суммы сигнала и его задержанной копии
tau=32;% изменяемое запаздывание второго луча приема
A=0.5;%изменяемый множитель ослабления запаздывающего луча
Hd = dfilt.delay(tau);%фильтр задержки луча
delay_prefCarriers2=filter(Hd,prefCarriers2);
Channel_prefCarriers=prefCarriers2+A*delay_prefCarriers2;
%формирование зашумленного сигнала
dBsnr=40;%отношение с/ш
dB=dBsnr-15;%скорректированное отношение с/ш
deltaSNR=10*log10(FS); %учет того, что полоса одного фильтра
БПФ
%меньше в FS раз частоты дискретизации - всей полосы частот,
% которую обрабатывают фильтры БПФ
NprefCarriers2=awgn(Channel_prefCarriers,dB-deltaSNR,'measured');
%добавление шума

```

7. Принимаем сигнал

```

%принимаем сигнал
%определяем величину коррекции сигнальных созвездий на приемной
стороне
% (имитация обработки пилот-сигналов на приемной стороне)
PilotSig=Channel_prefCarriers(tauMax+1: end);%удаляем префикс
%из первой посылки
PilotSigBuff=buffer(PilotSig,FS,-tauMax);%удаляем префикс
%из остальных посылок
fftPilotSigBuff=fft(PilotSigBuff,FS)/FS;%БПФ пилот-сигнала
Pilot1Rec=fftPilotSigBuff(Fcrr1,:);%выделение
%последовательности данных на первой поднесущей
DeltaZ1=Pilot1Rec(2)/Zdata1(2);%комплексный коэффициент
%коррекции сигнального созвездия поднесущей 1
Pilot2Rec=fftPilotSigBuff(Fcrr2,:);%выделение
%последовательности данных на второй поднесущей
DeltaZ2=Pilot2Rec(2)/Zdata2(2);%комплексный коэффициент
%коррекции сигнального созвездия поднесущей 2
Pilot3Rec=fftPilotSigBuff(Fcrr3,:);%выделение
%последовательности данных на третьей поднесущей
DeltaZ3=Pilot3Rec(2)/Zdata3(2);

```

```

NprefCarriers4=NprefCarriers2(tauMax+1:end);%удаляем префикс
%из первой посылки зашумленного сигнала
NprefCarriers=buffer(NprefCarriers4,FS,-tauMax);%удаляем префикс
%из остальных посылок зашумленного сигнала

```

```

%БПФ

```

```

NFFTprefCarriers=fft(NprefCarriers,FS)/FS; % БПФ зашумленного
сигнала

```

```

Zdata1Rec=NFFTprefCarriers(Fcrr1,:);%выделение

```

```

%последовательности данных на первой поднесущей

```

```

estZdata1Rec=Zdata1Rec/DeltaZ1; %компенсация искажений

```

```

%созвездия первой поднесущей

```

```

Zdata2Rec=NFFTprefCarriers(Fcrr2,:);%выделение

```

```

%последовательности данных на второй поднесущей

```

```

estZdata2Rec=Zdata2Rec/DeltaZ2;%компенсация искажений

```

```

%созвездия второй поднесущей

```

```

Zdata3Rec=NFFTprefCarriers(Fcrr3,:);%выделение последовательно-
сти данных на третьей поднесущей

```

```

estZdata3Rec=Zdata3Rec/DeltaZ3; %компенсация искажений

```

```

%созвездия третьей поднесущей

```

8. Описываем работу пороговых схем и определяем относительную частоту ошибок приема

```

%работа пороговой схемы

```

```

RdataRec1=real(estZdata1Rec)>0;

```

```

RdataRec1= 2*RdataRec1-1;

```

```

IdataRec1=imag(estZdata1Rec)>0;

```

```

IdataRec1= 2*IdataRec1-1;

```

```

ZdataRec1=complex(RdataRec1,IdataRec1);

```

```

%scatterplot(ZdataRec1);title('Выходной сигнал с 1 канала');grid on;

```

```

RdataRec2=real(estZdata2Rec)>0;

```

```

RdataRec2= 2*RdataRec2-1;

```

```

IdataRec2=imag(estZdata2Rec)>0;

```

```

IdataRec2= 2*IdataRec2-1;

```

```

ZdataRec2=complex(RdataRec2,IdataRec2);

```

```

%scatterplot(ZdataRec2);title('Выходной сигнал со 2 канала');grid on;
%пороговая схема для третьей поднесущей
for x=1:N

```

```

    if real(estZdata3Rec(x))>0 && real(estZdata3Rec(x))<1.5
        RdataRec3(x)=1;
    elseif real(estZdata3Rec(x))>1.5
        RdataRec3(x)=3;
    elseif real(estZdata3Rec(x))<0 && real(estZdata3Rec(x))>-1.5
        RdataRec3(x)=-1;
    else RdataRec3(x)=-3;
    end

```

```

    if imag(estZdata3Rec(x))>0 && imag(estZdata3Rec(x))<1.5
        IdataRec3(x)=1;
    elseif imag(estZdata3Rec(x))>1.5
        IdataRec3(x)=3;
    elseif imag(estZdata3Rec(x))<0 && imag(estZdata3Rec(x))>-1.5
        IdataRec3(x)=-1;
    else IdataRec3(x)=-3;
    end

```

```

end

```

```

ZdataRec3=complex(RdataRec3,IdataRec3);

```

```

%scatterplot(ZdataRec3);title('Выходной сигнал с 3 канала');grid on;

```

```

%Определение относительной частоты ошибок для заданных подне-
сущих

```

```

[~,SimErr1]=symerr(ZdataRec1,Zdata1);

```

```

[~,SimErr2]=symerr(ZdataRec2,Zdata2);

```

```

[~,SimErr3]=symerr(ZdataRec3,Zdata3);

```

9. Строим графики

```

%plot(Zdata1Rec,'*');title('Диаграмма рассеяния для первой поднесу-
щей');grid on;

```

```

figure;plot(estZdata1Rec,'*');title('Скорректированная диаграмма рас-
сеяния для первой поднесущей');grid on;
%figure;plot(Zdata2Rec,'*');title('Диаграмма рассеяния для второй под-
несущей');grid on;
figure;plot(estZdata2Rec,'*');title('Скорректированная диаграмма рас-
сеяния для второй поднесущей');grid on;
%figure;plot(Zdata3Rec,'*');title('Диаграмма рассеяния для третьей за-
данной поднесущей');grid on;
figure;plot(estZdata3Rec,'*');title('Скорректированная диаграмма рас-
сеяния для третьей заданной поднесущей');grid on;
%scatterplot(ZdataRec1);title('Выходной сигнал с 1 канала');grid on;
%scatterplot(ZdataRec2);title('Выходной сигнал со 2 канала');grid on;
%scatterplot(ZdataRec3);title('Выходной сигнал с 3 канала');grid on;
carriers2=carriers(:);
figure;pwelch(carriers2,512,256,2048,Fs); title('Спектр сигнала после
ОБПФ (на выходе передатчика)');
figure;pwelch(NprefCarriers2,512,256,[],Fs); title('Спектр суммы за-
шумленного сигнала и его задержанной копии (на входе приемника)');
figure;plot(t,carriers2);
%[FF,H]=pwelch(carriers2,512,256,2048,Fs);

```

Рекомендации по использованию полного сценария Matlab

1. В соответствии с вариантом задания получить следующие дан-ные:
 - номер $n1$ частоты колебаний самой низкочастотной поднесу-щей;
 - величину T_{pr} циклического префикса;
 - коэффициент A передачи сигнала по задержанному лучу при-ема;
 - для фиксации результатов исследования необходимо устано-вить их соответствие переменным сценария, используя раздел «Соот-ветствие строк сценария Matlab порядку выполнения лабораторной ра-боты».

2. Определяем максимальные и минимальные значения dB_{snr} , при которых относительные частоты ошибок приема равны 0,01 и 0,1 соответственно.

Установить заданный номер $n1$ частоты колебаний самой низкочастотной поднесущей и заданную величину T_{pr} циклического префикса. Установить коэффициент A передачи сигнала по задержанному лучу приема равным нулю. Меняя отношение dB_{snr} сигнал-шум и запуская сценарий, определить для каждой поднесущей максимальные и минимальные значения dB_{snr} , при которых относительные частоты ошибок приема равны 0,01 и 0,1 соответственно.

3. Находим зависимости относительной частоты ошибок приема от отношения сигнал-шум.

Меняя отношение сигнал-шум от минимального до максимального значений, определить зависимости относительной частоты ошибок приема от данного отношения для всех трех поднесущих. Для каждой поднесущей построить соответствующие графики найденных зависимостей.

4. Устанавливаем влияние задержки отраженного луча на частоту ошибок:

- установить заданный коэффициент передачи сигнала по задержанному лучу приема;
- установить такое отношение сигнал-шум, чтобы относительная частота ошибок приема равнялась примерно 0,01 для самой низкочастотной поднесущей;
- увеличить величину задержки (по указанному выше правилу) в отраженном луче от минимального значения до значения, пока частота ошибок не увеличится в 5 раз. Зафиксировать данное значение задержки;
- повторить пп. 5 – 7 для других поднесущих.

5. Определяем влияние задержки отраженного луча на диаграммы рассеяния. Зафиксировать изображения диаграммы рассеяния при величинах задержки луча приема большей и меньшей величины циклического префикса. Сравнить зафиксированные значения задержек с величиной защитного интервала.

6. Формулируем выводы относительно помехоустойчивости приема трех потоков для различных значений задержки.

7. Определяем соответствие спектра сигнала на выходе передатчика заданным номерам частот. Оцениваем диапазон изменения амплитуды сигнала. Зафиксировать изображение спектра сигнала, а также осциллограмму сигнала.

Содержание отчета

1. Таблицы результатов эксперимента.
2. Изображения диаграмм рассеяния и спектра сигнала.
3. Выводы по работе.

Контрольные вопросы

1. Какую главную задачу решает технология OFDM?
2. Каково назначение циклического префикса?
3. С какой целью используются БПФ и ОБПФ при формировании и обработке OFDM сигналов?
4. Каким образом организуется множественный доступ абонентов к OFDM каналу связи?

Варианты заданий для выполнения экспериментов

Номера частот поднесущих: $n_2 = 2n_1$; $n_3 = 3n_1$.

Значения изменяемой задержки $T = K \cdot m$.

$m = 256/n_1$; $K = 1:1: K_{\max}$; $K_{\max} = 1 + \text{ceil}(T_{pr}/m)$.

Вариант	Номер низкочастотной поднесущей n_1	Величина префикса T_{pr}	Коэффициент передачи задержанной копии сигнала A
1	16	40	0,5
2	32	40	0,5
3	64	30	0,5
4	16	40	0,3
5	32	40	0,3
6	64	30	0,3
7	16	80	0,4

Окончание таблицы

Вариант	Номер низкочастотной поднесущей $n1$	Величина префикса Tpr	Коэффициент передачи задержанной копии сигнала A
8	32	80	0,4
9	64	60	0,4
10	16	80	0,4
11	32	80	0,4
12	64	60	0,4
13	16	40	0,9
14	32	40	0,9
15	64	30	0,9
16	16	80	0,9
17	32	80	0,9
18	64	60	0,9

Лабораторная работа № 11

ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА

Цель работы: исследовать зависимости степени нелинейных искажений и уровня выходного сигнала амплитудного детектора (АД), а также степени подавления помехи от величины постоянной времени нагрузки детектора.

Краткие теоретические сведения

Первым видом модуляции, использовавшимся при передаче сообщений, была амплитудная. До сих пор этот вид модуляции широко применяется в радиовещании и профессиональной связи. Достоинством амплитудной модуляции (АМ) является низкая стоимость приемников, а недостатком – невысокая помехоустойчивость. АМ сигнал описывается следующим выражением:

$$u_{AM}(t) = U_{mBX} [1 + m \cdot u(t)] \cos(\omega_0 \cdot t),$$

где U_{mBX} – амплитуда высокочастотного колебания; m – коэффициент модуляции; $u(t)$ – нормированное по максимальному значению напряжение амплитудной модуляции; ω_0 – частота несущего высокочастотного колебания; t – время.

Амплитудный детектор – устройство, которое преобразует изменение амплитуды входного сигнала в пропорциональные изменения постоянного напряжения.

Диодный амплитудный детектор широко применяется для демодуляции амплитудно-модулированных колебаний, когда уровень сигнала и отношение сигнал-шум достаточно велики. При этом реализуются малые нелинейные искажения демодулированного сигнала и достаточно большое отношение сигнал-шум. Последовательный диодный амплитудный детектор часто является составной частью более сложных демодуляторов (например, частотного демодулятора). Схема последовательного диодного детектора представлена на рис. 1.

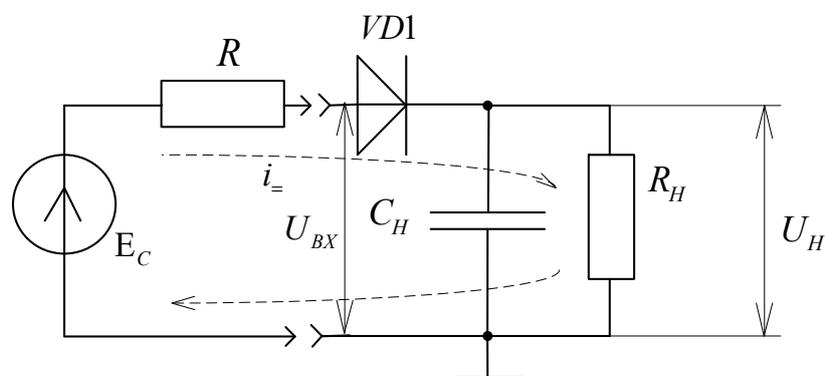


Рис. 1. Схема последовательного диодного детектора

Пусть входной сигнал является немодулированным. Поступая на нелинейный элемент – диод, он возбуждает в схеме ток диода, который из-за нелинейности амплитудной характеристики содержит множество спектральных компонентов, в том числе и постоянный ток. Высокочастотные компоненты фильтруются емкостью нагрузки C_n , постоянный ток создает выходное напряжение на сопротивлении R_n . Чтобы получить достаточно большое напряжение на выходе, необходимо повышать сопротивление нагрузки R_n и снижать сопротивление R источника сигнала.

Так как точный анализ нелинейной схемы провести очень сложно, то при анализе данной схемы рассматривают два режима работы детектора, которые значительно упрощают анализ. Первый вариант анализа – *режим сильного сигнала*. В этом случае считается, что входной сигнал настолько большой, что диод можно рассматривать как

электронный ключ, который находится либо в открытом, либо в закрытом состоянии (*режим линейного детектирования*). Замена диода ключом упрощает анализ. Такой режим работы детектора считается основным.

Второй вариант – *режим слабого сигнала*. Входной сигнал настолько слабый, что аппроксимация вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода степенным рядом оказывается достаточно точной при использовании малого количества членов степенного ряда. При этом анализ также упрощается. На практике такой режим используется редко.

Анализ АД в режиме сильного сигнала

Пусть на вход амплитудного детектора подается немодулированный сигнал (рис. 2). При дальнейших рассуждениях следует учесть, что напряжение на диоде $U_d = U_{вх} - U_n$.

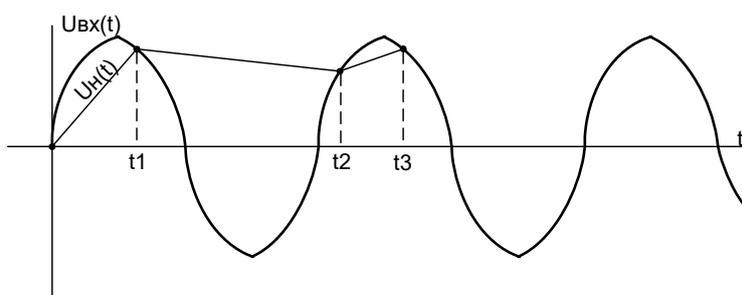


Рис. 2. Формирование выходного сигнала детектора

В момент времени t_1 напряжение на входе детектора становится равным напряжению на выходе. При дальнейшем течении времени напряжение на входе становится меньше напряжения на выходе, в результате диод запирается. Происходит медленный разряд C_n через большое сопротивление R_n до момента времени t_2 . В момент времени t_2 напряжение на входе сравнивается с напряжением на выходе – диод отпирается и вновь быстро происходит заряд C_n до момента времени t_3 .

Далее вышеописанные процессы заряда и разряда конденсатора повторяются. В установившемся режиме диод практически все время находится в запертом состоянии и открывается лишь в короткие интервалы времени. Ток, протекающий через диод, имеет форму коротких синусоидальных импульсов.

Если произведение $S \cdot R_n$ достаточно велико (S – крутизна ВАХ диода), то коэффициент передачи $K_{AD} = \frac{U_H}{U_{mBX}}$ амплитудного детектора близок к единице (U_{mBX} – амплитуда входного колебания).

Нелинейные искажения выходного напряжения АД за счет инерционности нагрузки

Основными причинами нелинейных искажений являются инерционность нагрузки и нелинейность вольт-амперной характеристики диода. Рассмотрим влияние инерционности нагрузки на нелинейные искажения. На рис. 3 представлена осциллограмма амплитудно-модулированного колебания.

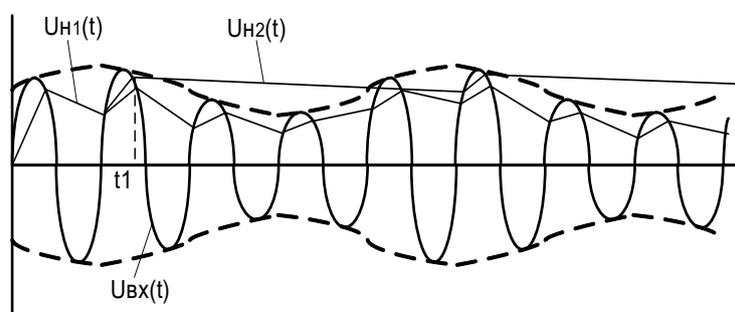


Рис. 3. Влияние инерционности нагрузки АД на искажения выходного сигнала

В случае отсутствия нелинейных искажений, когда нагрузка неинерционна, выходное напряжение практически повторяет изменение амплитуды входного сигнала ($U_{H1}(t)$).

Увеличим в несколько раз емкость нагрузки C_n . Если постоянная времени разряда очень велика, то выходное напряжение детектора «не успевает» отследить все изменения амплитуды входного сигнала, возникают нелинейные искажения ($U_{H2}(t)$). При проектировании детектора появляется необходимость определения максимально допустимой постоянной времени нагрузки $\tau_1 = C_n R_n$, при которой еще не образуются нелинейные искажения.

Чтобы искажения не возникали, необходимо выполнить следующее условие: в момент времени t_1 скорость разряда конденсатора должна быть больше или в крайнем случае равна скорости изменения амплитуды входного сигнала.

Если спектр модулированного сигнала состоит из нескольких спектральных компонентов, то выбор постоянной времени τ_1 в детекторе необходимо осуществить, ориентируясь на максимальную частоту Ω_{\max} спектрального компонента модулированного сигнала:

$$\tau_1 \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{\Omega_{\max} m}.$$

Из данного выражения следует, что нельзя использовать коэффициент модуляции m , близкий к 1, так как при этом постоянная времени нагрузки стремится к нулю. Такая ситуация означает отсутствие емкости в нагрузке, что резко увеличивает уровень высокочастотных компонентов и, самое, главное уменьшает коэффициент передачи детектора. Поэтому на передатчике глубину модуляции ограничивают, и испытание всех приемных устройств производят при $m = 0,3$.

Нелинейные искажения за счет нелинейности вольт-амперной характеристики диода

Рассмотрим зависимость постоянной составляющей тока диода от амплитуды входного высокочастотного колебания – детекторную характеристику (рис. 4).

Чтобы искажения отсутствовали, необходимо выполнить следующее условие: $U_{m\min} \geq U_1$, где U_1 – точка пересечения аппроксимированной детекторной характеристики с осью U_m . Величина $U_{m\min} = U_{m0}(1-m)$, здесь m – коэффициент модуляции; U_{m0} – напряжение немодулированного сигнала.

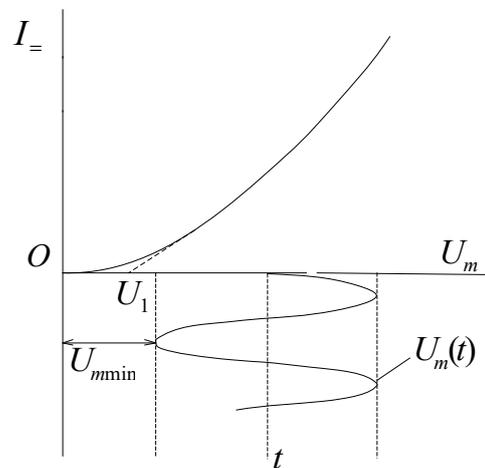


Рис. 4. Детекторная характеристика

Отсюда следует $U_{m0} \geq \frac{U_1}{1-m}$.

Если коэффициент m модуляции большой, то для отсутствия нелинейных искажений необходимо обеспечить очень большой уровень

сигнала, что сложно реализовать. Поэтому величину m на передатчике ограничивают.

Вывод: для того чтобы обеспечить малый уровень нелинейных искажений, следует сверху ограничить величину коэффициента модуляции m .

Воздействие помех на АД

Проанализируем важный для практики случай, когда помеха на входе амплитудного детектора намного меньше уровня сигнала. Рассмотрим простейшую ситуацию, когда сигнал и помеха являются немодулированными гармоническими колебаниями. Условия анализа следующие:

$$U_{\text{вх}} = U_c + U_{\text{п}}, \quad U_c(t) = U_{mc} \cos(\omega_c t), \quad U_{\text{п}}(t) = U_{m\text{п}} \cos(\omega_{\text{п}} t), \quad U_{m\text{п}} \ll U_{mc}.$$

Анализ проведем с использованием векторной диаграммы (рис. 5).

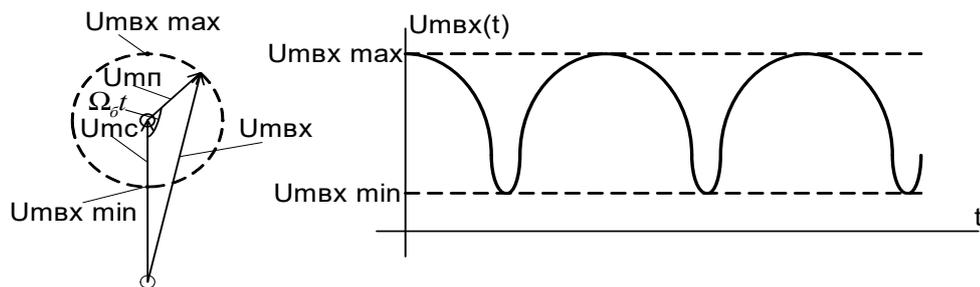


Рис. 5. Воздействие помехи на амплитудный детектор

Из рисунка следует, что, во-первых, наличие помехи приводит к появлению в выходном сигнале детектора составляющей с частотой биений, равной разности частот сигнала, и помехи $\Omega_0 = |\omega_c - \omega_{\text{п}}|$ с амплитудой, приблизительно равной амплитуде помехи; во-вторых, появляется дополнительная постоянная составляющая на выходе детектора, пропорциональная

$$\left(\frac{U_m}{U_c}\right)^2.$$

$$U_{m\text{вх max}} = U_{mc} + U_{m\text{п}}, \quad U_{m\text{вх min}} = U_{mc} - U_{m\text{п}}.$$

Вышеуказанные рассуждения относятся к случаю, когда выходное напряжение отслеживает явление биений – имеет место безынерционный амплитудный детектор. При этом должно выполняться условие

$$\tau_n \leq \frac{\sqrt{1 - m_\delta^2}}{\Omega_\delta m_\delta},$$

где $m_\delta = U_{мп}/U_{мс}$.

Пусть на выходе амплитудного детектора установлен фильтр нижних частот, который «отсекает» составляющую спектра входного сигнала биений, остается только постоянная составляющая. Пусть и сигнал, и помеха являются амплитудно-модулированными колебаниями, причем частота их модуляции находится в полосе пропускания фильтра.

В этом случае на выходе ФНЧ наблюдаются детектированные колебания как с частотой полезного сигнала, так и с частотой помехи, но уровень колебания помехи по отношению к сигналу становится меньше, чем аналогичное отношение на входе детектора. Так как $m_\delta^2 < m_\delta$, ($m_\delta \ll 1$), то можно сказать, что при детектировании сильный сигнал подавляет слабую помеху – имеет место явление амплитудной селекции, т. е. отношение сигнал – помеха на выходе детектора больше отношения сигнал – помеха на входе детектора.

Теперь рассмотрим случай инерционного амплитудного детектора, когда условие

$$\tau_n \leq \frac{\sqrt{1 - m_\delta^2}}{\Omega_\delta m_\delta},$$

не выполняется.

Изменение амплитуды входного сигнала, вызванное биениями, не проявляется на выходе детектора. В этом случае детектор реагирует лишь на сумму $U_{мс} + U_{мп}$. Если и помеха, и сигнал являются амплитудно-модулированными, то на выходе детектора также имеет место изменение амплитуды с частотой модуляции помехи и с частотой модуляции сигнала. Отношение амплитуды помеховых колебаний к амплитуде сигнальных колебаний на выходе детектора такое же (при равенстве коэффициентов модуляции), как и отношение амплитуд сигнала и помехи на входе детектора – амплитудной селекции не происходит.

Для осуществления *амплитудной селекции* при проектировании необходимо величину τ_n выбрать такой, чтобы частота биений $U \Omega_b$ отслеживалась детектором. Детектированные изменения амплитуды сигнала за счет биений в дальнейшем подавляются фильтром нижних частот, стоящим после детектора.

Порядок проведения исследований амплитудного детектора

Цель исследования амплитудного детектора – определение параметров его схемы и формулировка требований к уровню входного сигнала, которые обеспечивают заданный уровень искажений сигнала. Кроме того, необходимо определить реакцию детектора на воздействие помех. Исходными данными для исследования являются:

- заданный уровень нелинейных искажений сигнала на выходе детектора;
- максимальное значение коэффициента модуляции входного сигнала;
- максимальная частота спектра модулирующего сигнала.

В процессе исследования АД необходимо:

- измерить емкость его нагрузки, обеспечивающую максимально допустимый уровень нелинейных искажений сигнала на выходе детектора;
- определить требования к минимально допустимой амплитуде входного сигнала;
- определить значение емкости нагрузки, при которой в детекторе реализуется явление амплитудной селекции. Структурная схема исследования приведена на рис. 6.

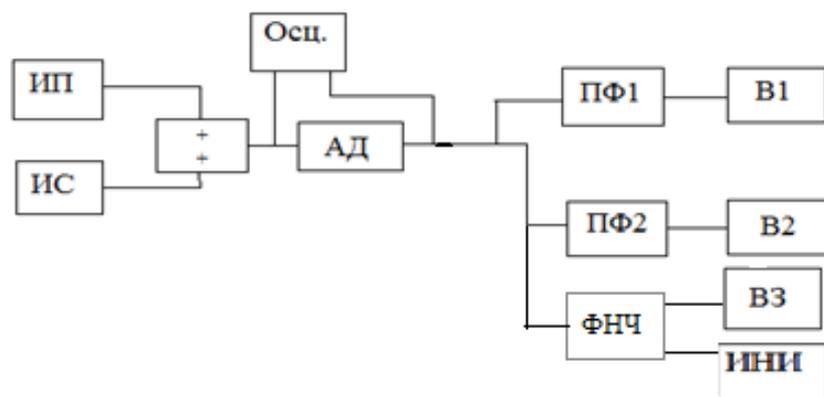


Рис. 6. Структурная схема исследования детектора

Обозначения на схеме:

ИП и ИС – источники помехи и сигнала. Они представляют собой генераторы амплитудно-модулированных колебаний.

Осц. – двухлучевой осциллограф, который отображает форму напряжений на входе и выходе амплитудного детектора.

ИНИ – измеритель нелинейных искажений. Необходим для определения уровня искажений (коэффициента гармоник) протестированного сигнала.

ФНЧ – подавляет высокочастотное колебание.

V3 – вольтметр постоянного тока. Необходим для определения уровня постоянной составляющей на выходе АД.

ПФ1 и ПФ2 – полосовые фильтры, настроенные на частоты протестированных напряжений сигнала и помехи. (Вместо ПФ2 может использоваться ФНЧ2 с частотой среза 70 Гц).

V1, V2 – вольтметры переменного тока, которые определяют уровни детектированных сигнала и помехи.

Схема исследования амплитудного детектора в системе Multisim

Схемотехническая модель исследования АД представлена на рис. 7. Источник сигнала V2 (AM_VOLTAGE) и источник помех V3 (AM_VOLTAGE) подключаются к входам операционного усилителя U2 (OPAMP_3T_VIRTUAL), где они суммируются, и их сумма поступает на амплитудный детектор. Операционный усилитель устраняет влияние внутренних сопротивлений источников сигнала и помех на работу амплитудного детектора.

Все остальные операционные усилители в схеме предназначены для устранения влияния источников сигналов на работу устройств обработки сигнала.

Источник АМ сигнала V2 имеет частоту несущего колебания 10 кГц, частоту модуляции 100 Гц. Источник АМ помехи V3, поступающей по соседнему каналу приема, имеет частоту несущего колебания 10,45 кГц, частоту модуляции 70 Гц.

Детектор состоит из диода D1 (DIODES_VIRTUAL), резистора R4, конденсатора переменной емкости C2.

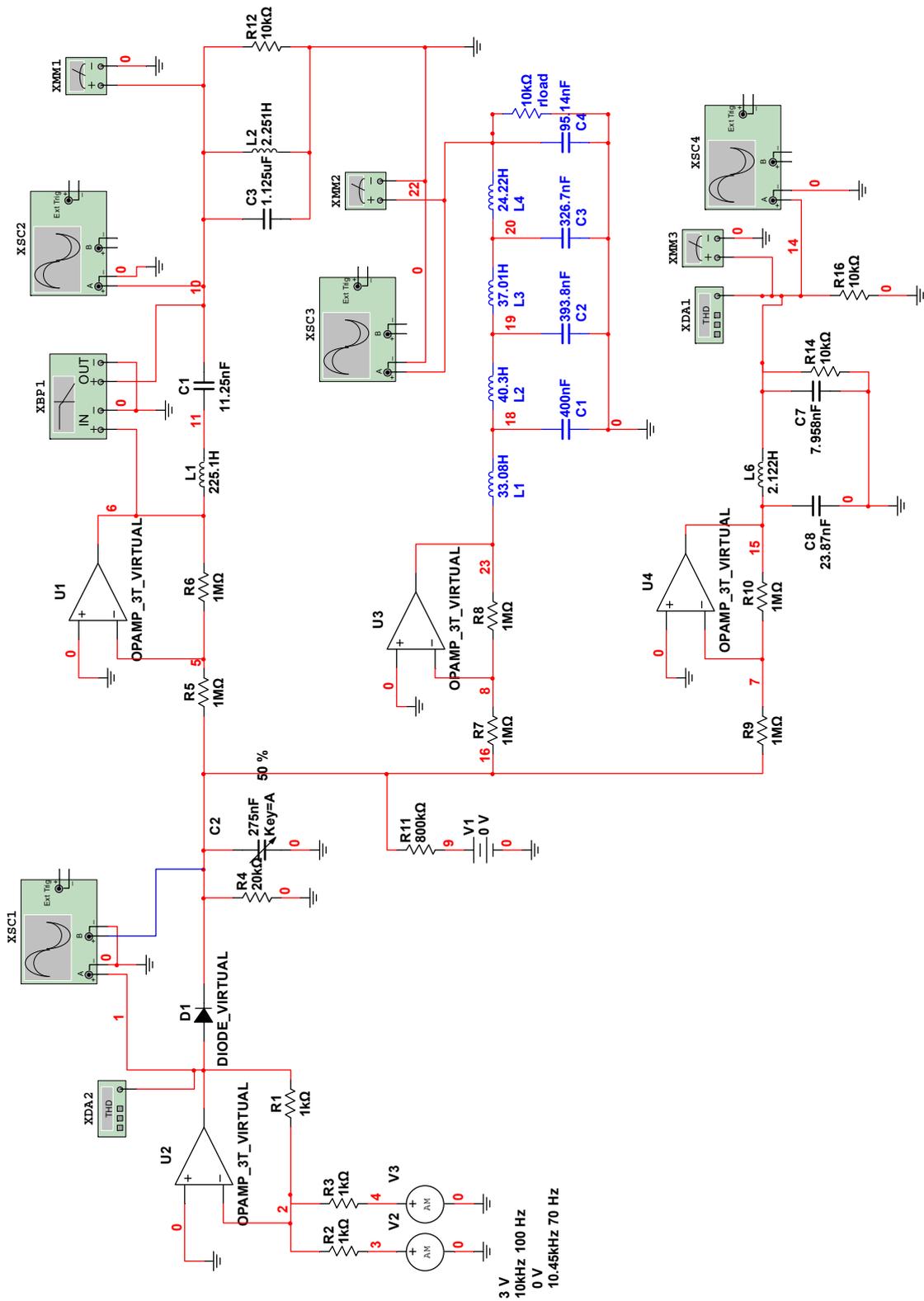


Рис. 7. Схемотехническая модель исследования амплитудного детектора

Детектированный сигнал затем попадает на операционный усилитель U4 (OPAMP_3T_VIRTUAL) и на фильтр низких частот (ФНЧ 2), который реализован конденсаторами C7 и C8 и катушкой индуктивности L6, а также резистором R14. Фильтр предназначен для подавления высокочастотного колебания 10 кГц и выделения результата детектирования при воздействии на АД шума, а также помехи, поступающей в приемник по соседнему каналу приема.

Сигнал с выхода АД также попадает на измеритель нелинейных искажений XDA1 и мультиметр XMM3, который измеряет переменное напряжение.

С выхода детектора сигнал также поступает на усилитель U1 (OPAMP_3T_VIRTUAL) и далее на полосовой фильтр, который реализован катушками индуктивности L1 и L2, конденсаторами C1 и C3, резистором R12. Фильтр выделяет частоту модуляции сигнала 100 Гц.

С выхода детектора сигнал также поступает на усилитель U3 (OPAMP_3T_VIRTUAL) и далее – на фильтр нижних частот (ФНЧ 1), который реализован катушками индуктивности L1, L2, L3, L4; конденсаторами C1, C2, C3, C4 и резистором rload. Фильтр выделяет частоту модуляции помех 70 Гц и подавляет частоту модуляции сигнала 100 Гц.

Все фильтры созданы с помощью инструмента Tools/Filter Wizard пакета Multisim.

Осциллограф XSC1 позволяет провести наблюдение за формой сигнала как на входе, так и на выходе детектора. Осциллограф XSC4 позволяет провести наблюдение за формой сигнала на выходе схемы.

Анализ АЧХ фильтров, используемых в схеме исследования АД

Для анализа амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) фильтров используется схема, представленная на рис. 8. Параметры фильтров приведены в таблице.

Параметры АЧХ фильтров

Бode плоттер	Полоса пропускания, Гц	Центральная частота фильтра, Гц
ХВР1 (ПФ)	10	100
ХВР2 (ФНЧ1)	75	–
ХВР3 (ФНЧ2)	412 (450 по уровню –3,4дБ)	–

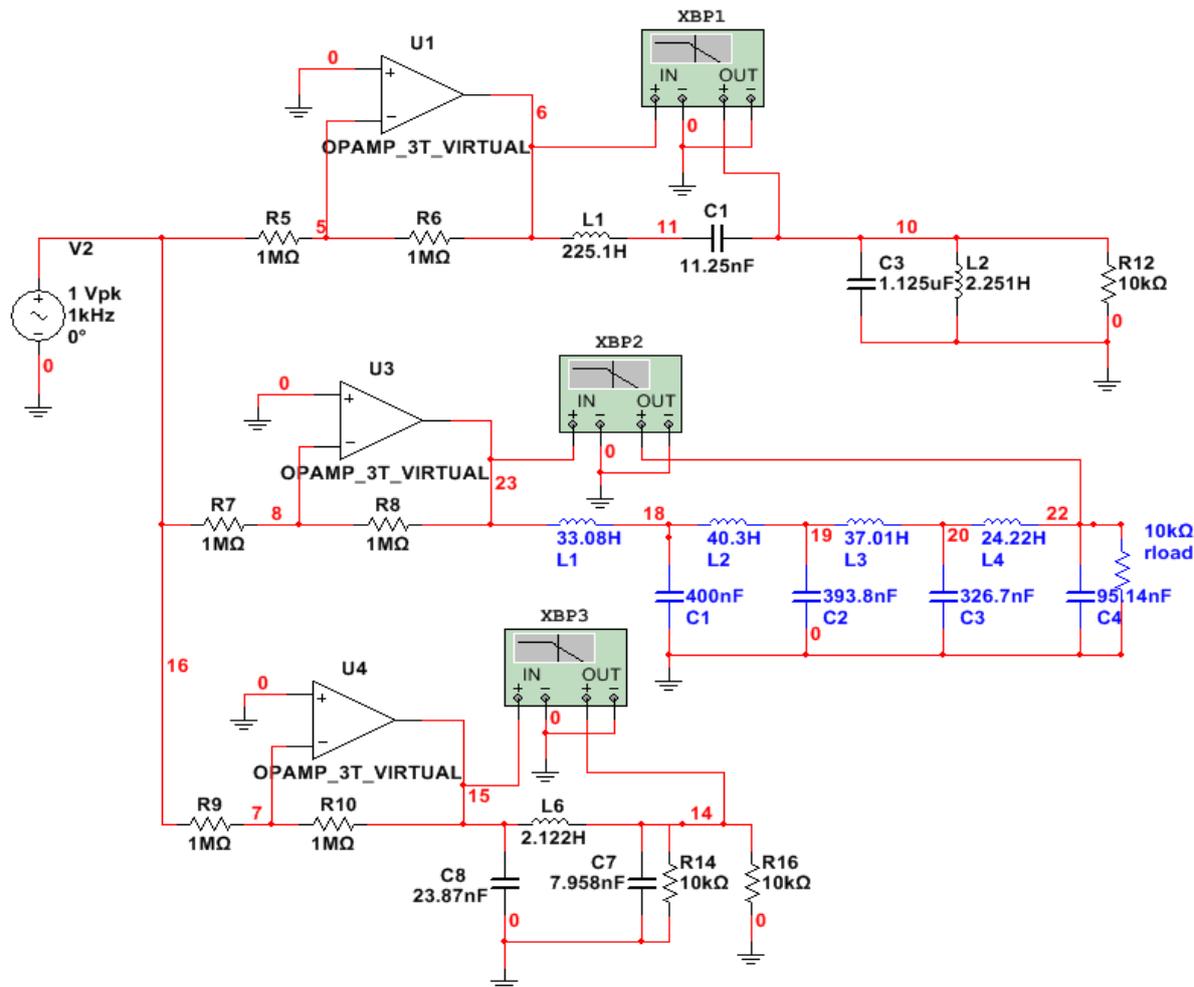


Рис. 8. Схема для определения АЧХ фильтров

Пример проведения исследований амплитудного детектора

Рассмотрим порядок проведения исследований на конкретном примере со следующими исходными данными.

$m_{\max} = 0,5$ – максимальное значение коэффициента модуляции;

$F_{\max} = 100$ Гц – максимальная частота модуляции;

$K_{\Gamma} = 10\%$ – максимально допустимый коэффициент гармоник, определяющий максимально допустимые нелинейные искажения сигнала;

$R_{\text{н}} = 20$ кОм – сопротивление нагрузки детектора;

$f_{\text{с}} = 10$ кГц – частота входного сигнала;

несущая частота помехи – 10,45 кГц;

частота модуляции помехи – 70 Гц.

Целью исследования является определение емкости C_H конденсатора нагрузки, а также минимально допустимой амплитуды входного сигнала детектора $U_{mc \min}$.

Определяем емкость нагрузки, учитывая максимальное значение коэффициента амплитудной модуляции $m = 0,5$ и частоту модуляции $F_c = 100$ Гц

$$C_{H_РАСЧ.} = \frac{0.5 \sqrt{\frac{1}{m^2} - 1}}{2\pi * F_c * R_H} = \frac{0.5 \sqrt{\frac{1}{0.5^2} - 1}}{2\pi * 100 * 20 * 10^3} = \frac{0.5 \sqrt{3}}{10^6 * 4\pi} = 69 \text{ nF} .$$

Определение детекторной характеристики – зависимости выходного напряжения АД от амплитуды немодулированного сигнала

С помощью детекторной характеристики определяем минимально допустимое значение амплитуды входного сигнала детектора.

Условия проведения эксперимента:

частота сигнала $f_c = 10$ кГц;

коэффициент модуляции сигнала $m = 0$;

амплитуда помехи $U_{мп} = 0$;

устанавливается расчетная величина емкости $C_{H \text{ расч}}$ нагрузки.

На вход детектора подается немодулированное высокочастотное ($m = 0$) колебание от источника сигнала. Все остальные источники сигналов имеют нулевые значения напряжений.

Амплитуду U_{mc} сигнала меняют в пределах (0,5...6) В и измеряют уровень постоянного напряжения на выходе детектора (вольтметр ХММЗ). По полученным данным строят график, который аппроксимируется кусочно-ломаной прямой, по которой определяется величина U_1 ее «излома» (рис. 9). Если минимальное значение амплитуды входного сигнала больше U_1 , то считают, что нелинейные искажения выходного сигнала детектора незначительны.

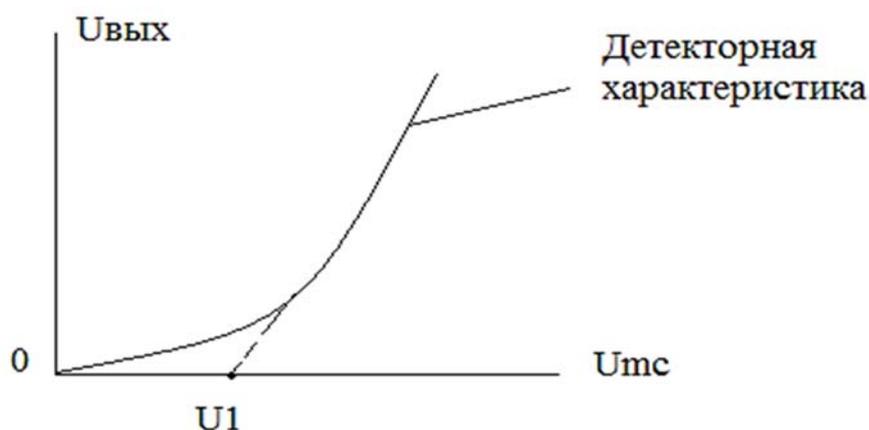


Рис. 9. Аппроксимация детекторной характеристики

По найденной величине U_1 определяется минимально допустимая амплитуда входного сигнала детектора $U_{mc \min}$. Для данного примера $U_1 = 0,6$ В. Определяем минимальное значение амплитуды входного сигнала $U_{m \min} \geq \frac{U_1}{1-m} = \frac{0,6}{1-0,5} = 1,2$ В.

Определение зависимости искажений сигнала на выходе АД от амплитуды входного сигнала

Уточняем полученное значение минимальной амплитуды входного сигнала по заданному максимально допустимому значению коэффициента гармоник, равному 10 %.

Условия проведения эксперимента:

частота сигнала $f_c = 10$ кГц;

коэффициент модуляции сигнала $m = 0,5$;

частота модуляции сигнала $F_c = 100$ Гц;

амплитуда помехи $U_{мп} = 0$;

устанавливается расчетная величина емкости нагрузки $C_n = 69$ нФ.

Перед началом эксперимента с помощью осциллографа XSC1 проверяем правильность функционирования амплитудного детектора (рис. 10).

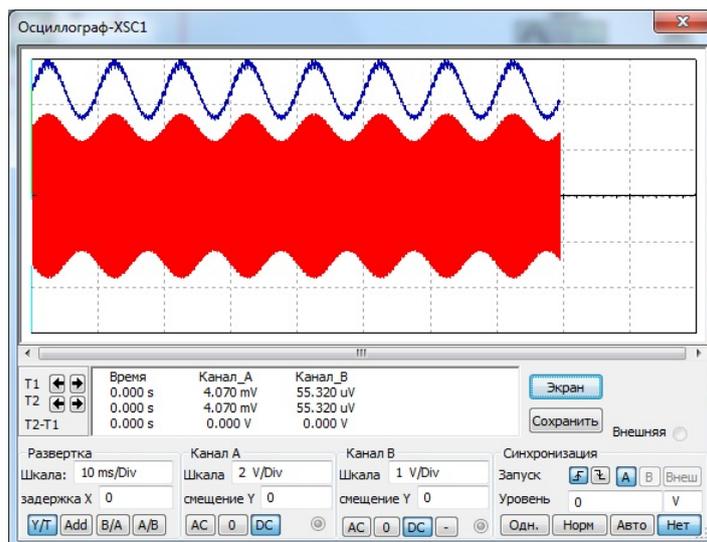


Рис. 10. Сигналы на входе амплитудного детектора (нижняя осциллограмма) и на его выходе (верхняя осциллограмма)

Видно, что на выходе АД сигнал пропорционален изменению амплитуды сигнала на входе АД (рис. 11). Меняя амплитуду U_{mc} примерно в пределах $(0,5...4) U_{m \min}$, определяют зависимость $K_r(U_{mc})$ коэффициента гармоник от амплитуды U_{mc} .

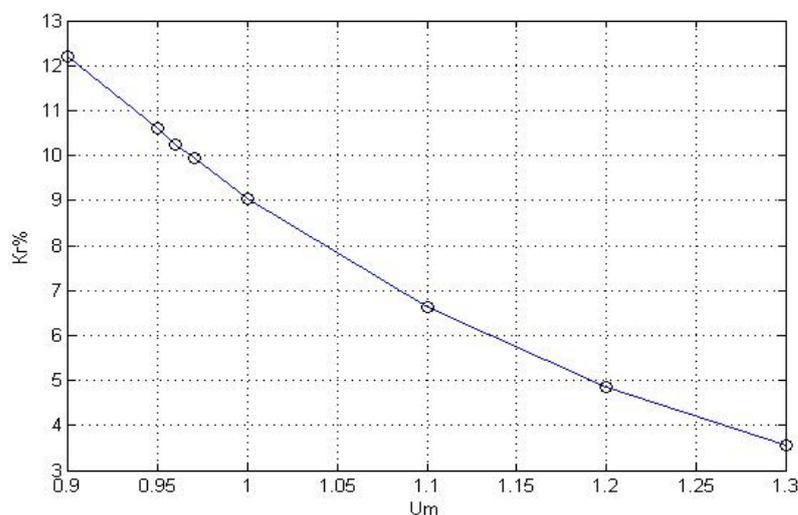


Рис. 11. Зависимость искажений сигнала на выходе АД от амплитуды входного сигнала

Из результатов эксперимента следует, что с увеличением амплитуды входного сигнала уменьшаются искажения выходного сигнала.

По графику уточняем значение минимально допустимой амплитуды входного сигнала: при $K_T = 10\%$ величина $U_{m0} = 0,97\text{ В}$ (уточненное значение минимальной амплитуды входного сигнала).

Определение зависимостей искажений и уровня сигнала на выходе АД от емкости нагрузки

На рис. 12 показана форма искаженного сигнала на выходе АД при слишком большой емкости нагрузки.

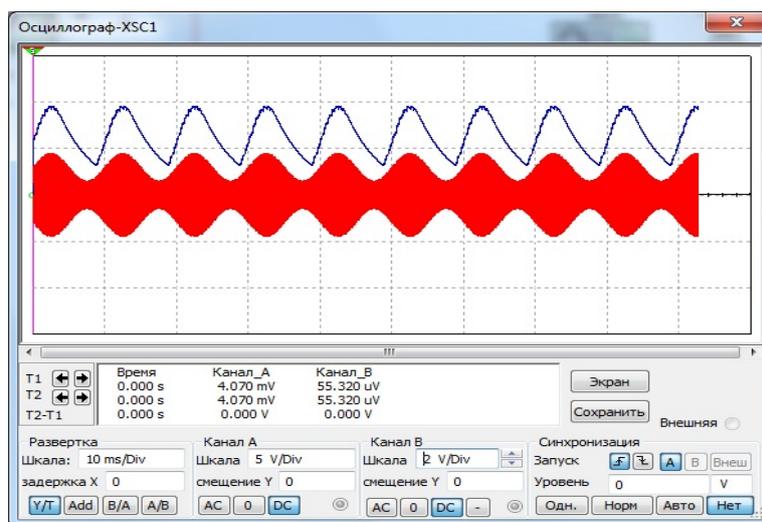


Рис. 12. Искаженный сигнал на выходе амплитудного детектора (верхняя осциллограмма) и сигнал на его входе (нижняя осциллограмма)

Уточняется значение емкости нагрузки исходя из заданного значения коэффициента гармоник.

Условия проведения эксперимента:

- частота сигнала $f_c = 10\text{ кГц}$;
- коэффициент модуляции $m = 0,5$;
- частота модуляции $F_c = 100\text{ Гц}$;
- устанавливается расчетная величина емкости C_H нагрузки.

Изменяя C_H в пределах $(0,5...4) C_{H,расч}$, определяем зависимость $K_T(C_H)$ коэффициента гармоник от емкости нагрузки, а также зависимость $U_{вых}(C_H)$ выходного напряжения от емкости нагрузки $U_{вых}(C_H)$ (рис. 13, 14).

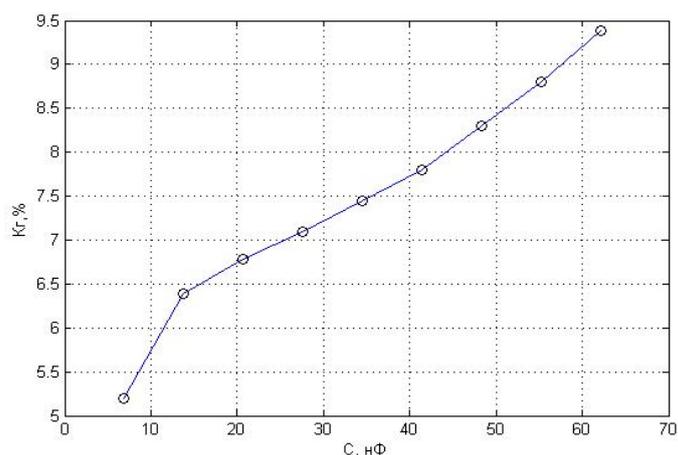


Рис. 13. Зависимость искажений сигнала от емкости нагрузки

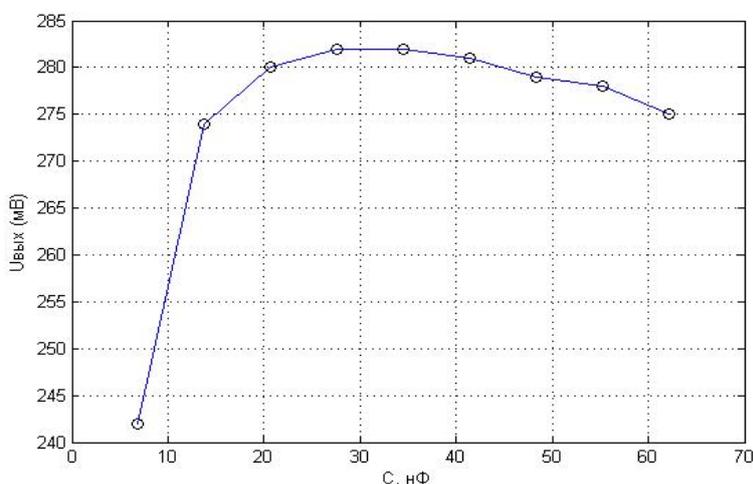


Рис. 14. Зависимость выходного напряжения АД от емкости нагрузки

Из графиков следует, что с уменьшением емкости нагрузки уменьшаются искажения выходного сигнала детектора сигнала, но одновременно уменьшается его уровень. По графику определяем $C_{н. опт.} = 34,5$ нФ, при этом обеспечивается выходное напряжение $U_{вых} = 282$ мВ и коэффициент нелинейных искажений $K_{Г} = 7,45$ %.

Исследование эффекта амплитудной селекции

Явление амплитудной селекции возникает, если амплитудный детектор работает в безынерционном режиме. Для обеспечения такого

режима постоянная времени нагрузки детектора выбирается так, чтобы при воздействии помехи можно было выделить частоту биений на выходе детектора.

Условия проведения эксперимента:

- амплитуда помехи – 1В;
- амплитуда сигнала – 3В;
- несущая частота помехи – 10,45 кГц;
- несущая частота сигнала – 10 кГц;
- коэффициент модуляции помехи – 0,3;
- коэффициент модуляции сигнала – 0,3;
- частота модуляции помехи – 70 Гц;
- частота модуляции сигнала – 100 Гц.

Отношение амплитуды помехи к амплитуде сигнала на входе детектора $m_6 = 1/3 = 0,333$. Частота биений равна разности частот помехи и сигнала

$$F_6 = F_{\text{п}} - F_{\text{с}} = 10450 - 10000 = 450 \text{ Гц.}$$

Емкость нагрузки для реализации безынерционного режима детектора

$$C_{\text{н.расч}} \leq \frac{0,5\sqrt{m_6^{-2} - 1}}{2\pi \cdot F_6 \cdot R_{\text{н}}} = \frac{0,5\sqrt{0,33^{-2} - 1}}{2\pi \cdot 450 \cdot 10^3 \cdot 20} = 27,7 \text{ нФ.}$$

При емкости нагрузки $C_{\text{н}} = 27,5 \text{ нФ}$ отношение уровня помехи $U_{\text{п}} = 47 \text{ мВ}$ к уровню сигнала $U_{\text{с}} = 584 \text{ мВ}$ на выходе детектора

$$\frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{с}}} = \frac{47}{584} = 0,08.$$

Из полученных данных следует, что отношение помеха – сигнал на выходе детектора уменьшилось по сравнению с аналогичным отношением на входе в четыре раза ($0,33/0,08 = 4,1$). Имеет место амплитудная селекция – при детектировании сильный сигнал подавил помеху. На рис. 15 и 16 показано, как детектор в безынерционном режиме отслеживает частоту биений (разность частот помехи и сигнала).

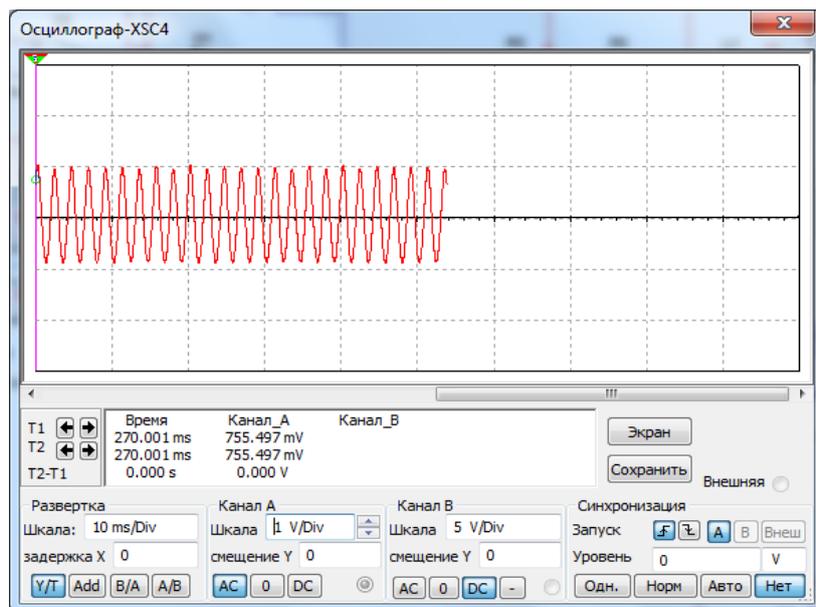


Рис. 15. Сигнал на выходе детектора – воздействие немодулированной помехи на немодулированный сигнал

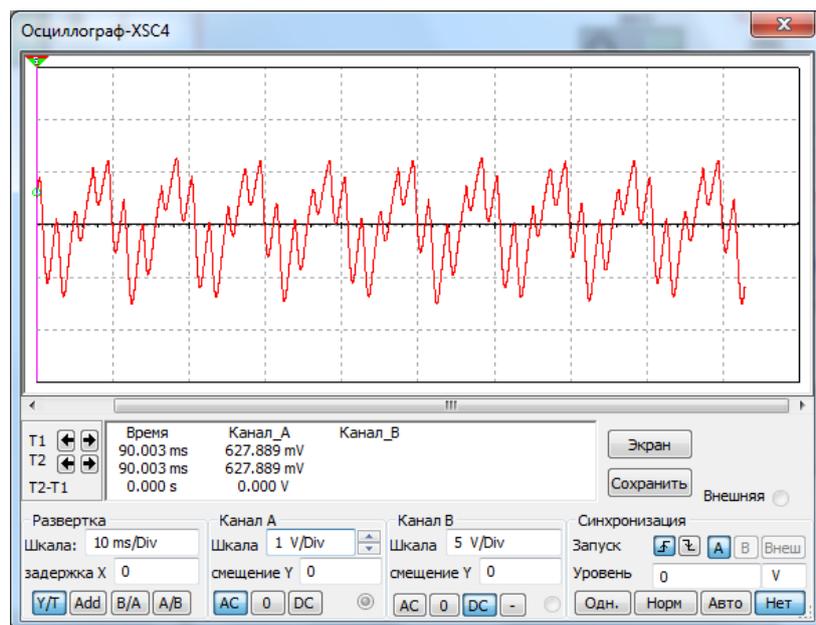


Рис. 16. Сигнал на выходе детектора – воздействие модулированной помехи на модулированный сигнал

Увеличим емкость нагрузки, реализуя режим инерционного детектора $C_n = 137$ нФ. Отношение уровня помехи к уровню сигнала на выходе детектора $\frac{U_{\Pi}}{U_c} = \frac{148}{527} = 0,28$.

Видно, что отношение сигнала к уровню помехи на выходе детектора примерно равно отношению амплитуд сигнала помехи на входе детектора. Явление амплитудной селекции отсутствует, так как детектор работает в инерционном режиме.

Результаты проведенного исследования таковы: емкость нагрузки детектора выбрана равной 27,7 нФ, что позволяет использовать явление амплитудной селекции для подавления помех. Детектор в этом случае подавляет помеху в четыре раза.

Минимально допустимая величина амплитуды входного сигнала – 0,97 В. При этом коэффициент гармоник $K_g = 7,45 \%$, и он не превышает максимально допустимой величины 10 % (при коэффициенте модуляции, равном 0,5).

Содержание отчета

1. Схема проведения исследований.
2. Таблицы с данными исследований.
3. Осциллограммы сигналов на входе и выходе детектора.
4. АЧХ фильтров.
5. Графики исследованных зависимостей.
6. Выводы по результатам исследований.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение детектора и его основные параметры?
2. Какими параметрами детектора определяется уровень нелинейных искажений сигнала на его выходе?
3. Какими параметрами детектора определяется степень подавления помехи?
4. Почему коэффициент модуляции нельзя использовать слишком большим и слишком малым?

Варианты заданий для выполнения лабораторной работы

Вариант	Коэффициент модуляции m	Коэффициент гармоник K_g , %
1	0,2	7
2	0,3	8
3	0,4	9
4	0,5	10
5	0,6	11
6	0,7	12
7	0,8	13
8	0,9	14
9	0,2	14
10	0,3	13
11	0,4	12
12	0,5	11
13	0,6	10
14	0,7	9
15	0,8	8
16	0,9	7

Лабораторная работа № 12

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТОРА

Цель работы: исследовать зависимости степени нелинейных искажений и уровня выходного сигнала частотного детектора от величины девиации частоты частотно-модулированного сигнала.

Краткие теоретические сведения

Главным достоинством частотно-модулированных (ЧМ) сигналов является их высокая помехоустойчивость, что позволяет значительно повысить качество приема по сравнению с приемниками амплитудно-модулированных сигналов. Частотная модуляция успешно применяется в радиосвязи и радиовещании. Для радиовещания используется широкополосная частотная модуляция, при которой наибольшее отклонение (девиация) частоты от первоначального значения достигает десятков кГц. Чем больше девиация частоты сигнала, тем выше помехоустойчивость приема.

Для характеристики спектра частотно-модулированного сигнала используется понятие индекса частотной модуляции $m = \frac{\Delta f_m}{F_{\max}}$,

где Δf_m – максимальная девиация частоты; F_{\max} – максимальная частота модуляции.

Большое отклонение частоты допустимо только в случае, если частота несущих колебаний достаточно велика. Поэтому радиовещание с частотной модуляцией ведется на ультракоротких волнах, частота которых составляет десятки мегагерц. Недостатком ЧМ сигнала является то, что он занимает более широкую полосу частот по сравнению с амплитудной модуляцией, что уменьшает количество возможных каналов связи на определенном участке диапазона частот.

Амплитуда ЧМ сигнала не меняется во времени, что обеспечивает эффективное использование мощности передатчика и позволяет использовать амплитудное ограничение сигнала в приемнике, которое подавляет мешающее воздействие помех.

Частотные детекторы (ЧД) применяются для детектирования частотно-модулированных колебаний. Качество ЧД характеризуется его устойчивостью к воздействию помех и степенью искажений сигнала на выходе детектора. Причинами искажений сигнала следует назвать неравномерность амплитудно-частотной характеристики линейного тракта приемника, нелинейность его фазочастотной характеристики, а также неточность настройки приемника на частоту принимаемого сигнала. Кроме того, для уменьшения искажений сигнала необходимо ограничивать девиацию частоты сигнала.

Частотный детектор на основе преобразования ЧМ сигнала в АМ сигнал

Наиболее простым схемотехническим решением частотного детектора является предварительное преобразование ЧМ сигнала в АМ-ЧМ сигнал с последующим использованием амплитудного детектора. Чтобы преобразовать ЧМ сигнал в АМ сигнал, необходимо сначала пропустить входной сигнал через четырехполюсник, амплитудно-частотная характеристика которого должна быть линейной (рис. 1).

Так как реализовать четырехполюсник с требуемой АЧХ сложно, то применяются относительно простые четырехполюсники, АЧХ которых аппроксимирует требуемую частотную характеристику. Наиболее простым четырехполюсником считается колебательный контур (рис. 2).

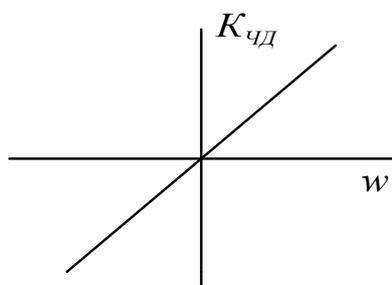


Рис. 1. Линейная АЧХ

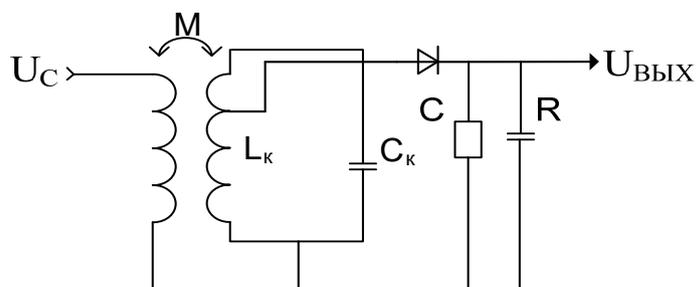


Рис. 2. Схема преобразования ЧМ сигнала в АМ-ЧМ сигнал

В данном случае колебательный контур расстроен относительно центральной частоты спектра входного сигнала. При изменении частоты сигнала на входе колебательного контура коэффициент передачи этого контура изменяется во времени по закону модуляции входного сигнала (рис. 3), поэтому, если сигнал на входе колебательного контура имеет постоянную амплитуду, то на его выходе сигнал приобретает амплитудную модуляцию.

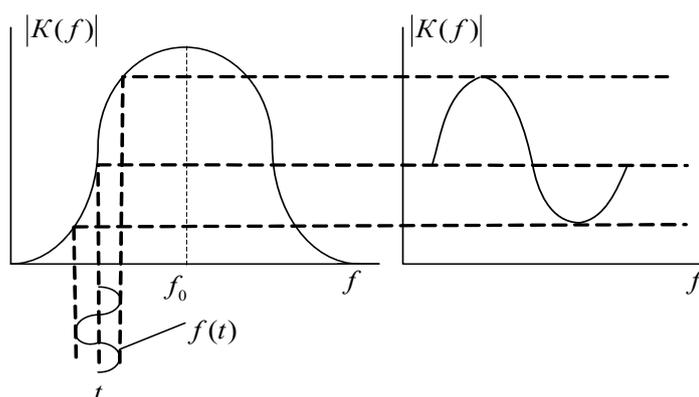


Рис. 3. АЧХ расстроенного колебательного контура

Достоинством схемы является низкая стоимость, недостатком – возникновение сильных нелинейных искажений на выходе детектора,

так как АЧХ контура достаточно грубо аппроксимирует требуемую частотную зависимость. Нелинейные искажения несколько меньше, если используются балансные схемы детектирования, также построенные на расстроенных контурах.

Исследование частотного детектора на основе схемотехнического моделирования

Структурная схема схемотехнического моделирования частотного детектора в среде Multisim представлена на рис. 4.

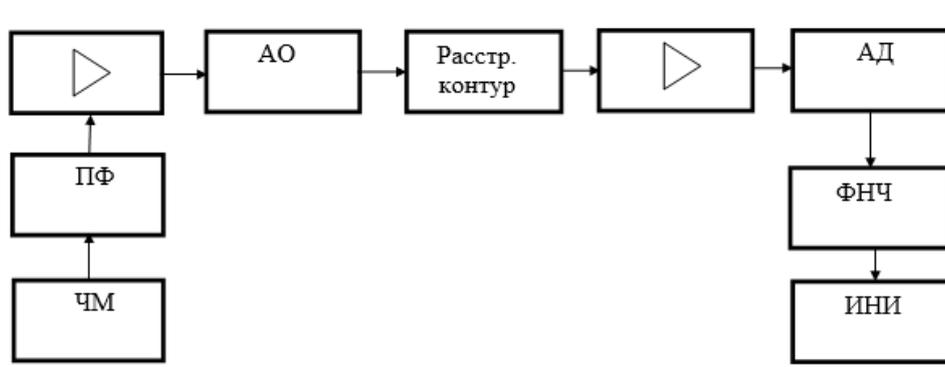


Рис. 4. Структурная схема схемотехнического моделирования:

ЧМ – генератор частотно-модулированного сигнала;

ПФ – полосовой фильтр; АО – амплитудный ограничитель; АД – амплитудный детектор;

ФНЧ – фильтр нижних частот; ИНИ – измеритель нелинейных искажений, усилитель

Частотно-модулированный сигнал проходит через полосовой фильтр, который настроен на частоту сигнала и отражает работу входной цепи преселектора. Затем сигнал поступает на усилитель. Далее стоит амплитудный ограничитель для стабилизации входного напряжения расстроенного контура с частотой расстройки 2,3 кГц относительно частоты сигнала. Контур обеспечивает преобразование частотно-модулированного сигнала в амплитудно-модулированный. Частотная модуляция при этом сохраняется.

Далее сигнал поступает на амплитудный детектор, который выделяет информационную составляющую сигнала. После амплитудного

детектора сигнал проходит через ФНЧ и далее на измеритель нелинейных искажений. На рис. 5 представлена схема моделирования в среде Multisim.

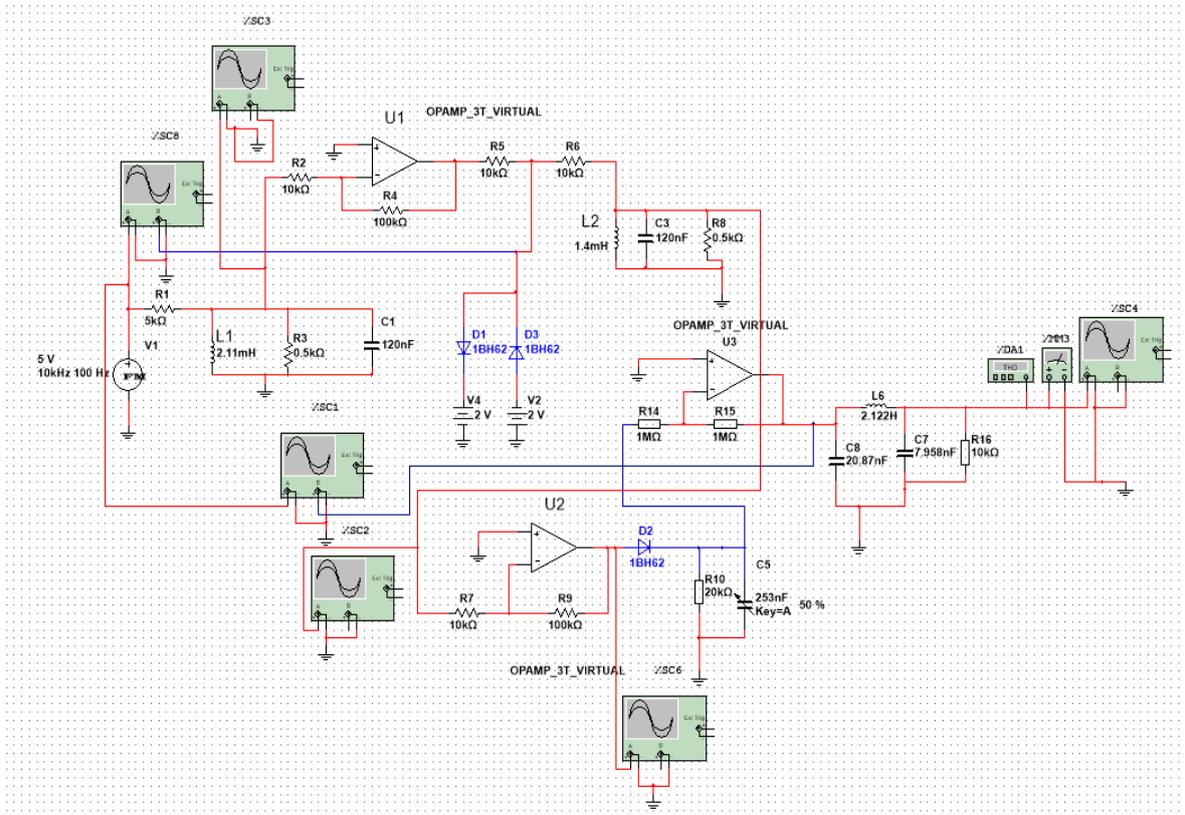


Рис. 5. Схема моделирования в среде Multisim

В генераторе ЧМ сигналов задаются параметры частоты модуляции, девиации, амплитуды и несущей частоты. Следом стоит полосовой фильтр (ПФ), который состоит из сопротивлений $R1 = 5 \text{ кОм}$, $R3 = 0,5 \text{ кОм}$, индуктивности $L1 = 2,11 \text{ мГ}$ и емкости $C = 120 \text{ нФ}$. После ПФ сигнал проходит через масштабный усилитель (коэффициент усиления $K_{yc} = 10$), где $R2 = 10 \text{ кОм}$ и $R4 = 100 \text{ кОм}$. Усилитель реализован на операционном усилителе (OPAMP_3T_VIRTUAL U1). Затем сигнал проходит через амплитудный ограничитель (АО), который состоит из двух элементов питания по 2 В и двух параллельно расположенных диодов D1 и D3 (1BН62). Ограничитель ограничивает амплитуду выходного сигнала величиной 2 В.

После амплитудного ограничителя сигнал проходит через расстроенный контур, который включает в себя сопротивления $R6 = 10 \text{ кОм}$, $R8 = 0,5 \text{ кОм}$, индуктивность $L2 = 1,4 \text{ мГ}$ и емкость $C3 = 120 \text{ нФ}$. После

стоит масштабный усилитель с коэффициентом усиления, равным единице (OPAMP_3T_VIRTUAL U2), где $R7 = 10 \text{ кОм}$ и $R9 = 100 \text{ кОм}$. После усилителя стоит амплитудный детектор, в состав которого входят диод D2 (1BH62), сопротивление нагрузки $R10 = 20 \text{ кОм}$ и конденсатор нагрузки $C5 = 253 \text{ нФ}$. Емкость конденсатора при проведении эксперимента можно оперативно изменять. Следом стоит усилитель с коэффициентом усиления, равным 10 (OPAMP_3T_VIRTUAL U3), где $R14 = R15 = 1 \text{ МОм}$.

Далее стоит фильтр нижних частот, состоящий из сопротивления $R16 = 10 \text{ кОм}$, индуктивности $L6 = 2,122 \text{ Г}$, емкости $C8 = 20,87 \text{ нФ}$, $C7 = 7,958 \text{ нФ}$. Затем сигнал поступает на измеритель нелинейных искажений (ИНИ), который следует настроить на частоту модуляции, и мультиметр, измеряющий выходное переменное напряжение.

С целью определения резонансных частот, полос пропускания контуров используется дополнительная схема моделирования, в которой отсутствуют осциллографы, вольтметры и измеритель искажений выходного сигнала. В схеме присутствуют только контрольные приборы – бode-плоттеры – аналогично схеме, представленной на рис. 6. Вместо ЧМ генератора включен генератор гармонических колебаний.

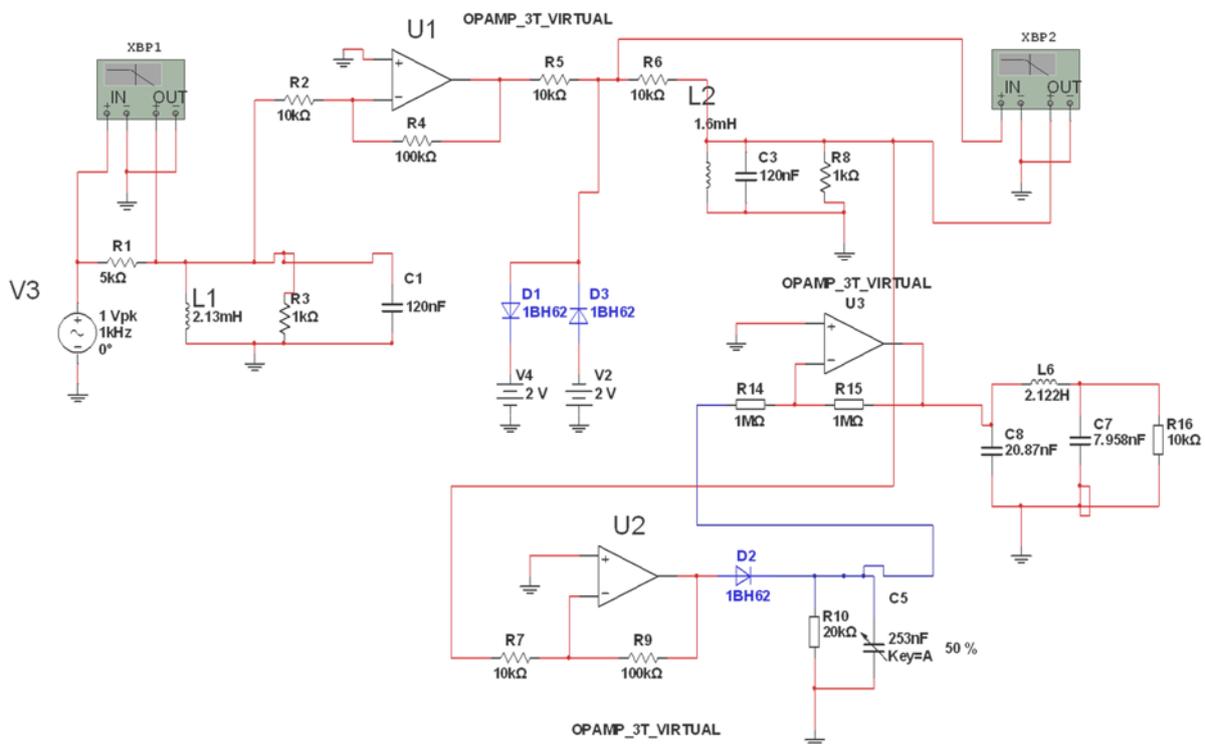


Рис. 6. Схема для измерения параметров колебательных контуров

Порядок выполнения работы

1. Определить частотные характеристики всех фильтров схемы.
2. Установить заданное максимальное значение девиации частоты сигнала. Следует учесть, что при настройке генератора ЧМ сигнала в схеме моделирования изменяется индекс частотной модуляции

$$m = \frac{\Delta f_m}{F_{\max}}.$$

Следовательно, девиация равна произведению частоты модуляции на значение индекса.

3. Изменяя резонансную частоту расстроенного контура путем изменения его индуктивности L_2 , добиться минимальных искажений сигнала (минимального значения коэффициента гармоник K_G , %) на выходе частотного детектора. Зафиксировать форму и резонансную частоту расстроенного контура. Измерения проводить на частоте 10 кГц генератора сигнала при частоте модуляции 100 Гц.

4. Определить зависимости уровня напряжения на выходе детектора и значения коэффициента гармоник от девиации частоты сигнала. Девиация частоты меняется в окрестности заданного значения девиации. Результаты исследования занести в таблицы следующего вида. Результаты отражаются графиками зависимости $K_G(\Delta f_m)$ и $U_{\text{вых}}(\Delta f_m)$.

Девиация (Δf_m), Гц									
K_G , %									
$U_{\text{вых}}$, В									

Содержание отчета

1. Две схемы исследований (для определения АЧХ фильтров и для исследования свойств частотного детектора).
2. Таблицы с результатами исследований.
3. Графики соответствующих зависимостей.
4. Скриншоты всех осциллограмм первой схемы.
5. Скриншоты АЧХ расстроенного колебательного контура для второй схемы.
6. Выводы по результатам эксперимента.

Контрольные вопросы

1. В чем преимущества частотной модуляции по сравнению с амплитудной модуляцией?
2. Каковы причины искажений сигнала на выходе частотного детектора?
3. С какой целью установлен амплитудный ограничитель перед частотным детектором?
4. Прокомментируйте изображения осциллограмм в первой схеме исследования.

Варианты заданий для выполнения лабораторной работы

Вариант	Девияция частоты, Гц	Вариант	Девияция частоты, Гц
1	200	9	1000
2	300	10	1100
3	400	11	1200
4	500	12	1300
5	600	13	1400
6	700	14	1500
7	800	15	1700
8	900	16	1700

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В книге рассмотрены все основные типы модуляции радиосигналов, предназначенных для передачи информации в цифровом формате: сигналы с бинарной фазовой модуляцией, относительной фазовой модуляцией, квадратурной фазовой модуляцией, квадратурной амплитудной модуляцией, с минимальным частотным сдвигом.

Рассмотрены влияние формирующих фильтров модулятора на процесс демодуляции сигналов, использование гауссова фильтра нижних частот при формировании сигналов с минимальным частотным сдвигом и технология OFDM, которая широко применяется в системах связи в условиях многолучевого приема, который обуславливает появление межсимвольной интерференции. Проанализированы использование офсетной модуляции для уменьшения колебаний амплитуды сигналов в передатчике и зависимости относительной частоты ошибок приема от отношения сигнал-шум на входе демодулятора. Определены форма и параметры спектра для каждого вида модуляции.

Для анализа качества принимаемого сигнала использованы диаграммы рассеяния и глазковые диаграммы. Приведены изображения «осциллограмм» сигналов в различных точках структурных схем демодуляторов, что позволяет глубже понять суть процессов, происходящих в демодуляторах.

При исследовании демодуляторов аналоговых сигналов амплитудного и частотного детекторов проанализированы причины нелинейных искажений демодулированного сигнала, явление амплитудной селекции. Исследование проводится на основе схемотехнического моделирования, что позволяет быстро менять параметры детекторов и наблюдать форму сигнала в различных точках схемы.

Курс лабораторного практикума позволяет не только глубже понять принципы работы демодуляторов, но и приобрести навыки функционального и схемотехнического моделирования радиоэлектронных устройств.

РЕКОМЕНДАТЕЛЬНЫЙ БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков. – М. : Ленанд, 2016. – 519 с. – ISBN 5-06-003843-2.
2. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2002. – 603 с. – ISBN 5-318-00666-3.
3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – 2-е изд., испр. – М. : Вильямс, 2007. – 1104 с. – ISBN 5-8459-0497-8.
4. Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK) [Электронный ресурс]. – URL: http://ru.dsplib.org/content/signal_qpsk/signal_qpsk.html (дата обращения: 12.03.2022).
5. Левин, Е. К. Исследование алгоритмов обработки сигналов в системе Matlab : метод. указания к лаб. работам [Электронный ресурс]. – URL: <http://e.lib.vlsu.ru:80/handle/123456789/3046> (дата обращения: 12.03.2022).

ПРИЛОЖЕНИЕ

Листинг сценария исследования помехоустойчивости демодулятора BPSK сигналов

```
%Исследование ФМ демодулятора
clear;close all;

Fd=400;%символьная скорость, Бод
FsFd=40;%число отсчетов на один символ
Fc=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*FsFd;%частота дискретизации, Гц
N=1e4;%число отправленных символов

%Формирование исходной последовательности символов
aa=randint(1,N);%массив бинарных символов
%с равными вероятностями появления
%с равными вероятностями появления "0" и "1"
%aa=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab
```

```

%Формирование модулирующего сигнала
a1= repmat(aa, FsFd, 1); %повтор каждого символа FsFd раз
a2=a1(:);
a22=2*a2-1; %модулирующий сигнал

%Формирование "чистого" сигнала
t=(0:length(a2)-1)/Fs;
s_psk0=cos(2*pi*Fc*t+pi*(1-a2)); % ФМсигнал (нулевая фаза соответствует "1")
%формирование зашумленного сигнала
dB=0; %заданное отношение с/ш на входе демодулятора
s_psk=awgn(s_psk0, dB-13, 'measured'); %добавление шума
alfa=0; %фаза опорного колебания (градусы)
s=cos(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180); %опорный сигнал

%Работа демодулятора
deltaOffset=0; % погрешность тактовой синхронизации
offset=FsFd-deltaOffset; %смещение импульсов тактовой синхронизации
[b,a]=butter(2, Fd*2/Fs); %ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
y=2*s_psk.*s; % сигнал на выходе перемножителя сигналов
y1=filter(b,a,y); %сигнал на выходе ФНЧ
z=y1(offset:FsFd:end); %дискретизация с символьной частотой

%Расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p=0.5*(1-erf(SNR)); %расчетная вероятность ошибки

%определение относительной частоты ошибок приема
a3=z>0; %округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
a4=1-a3; %численные переменные)
a5=1-a4; %численные переменные)
[~,berr]=symerr(aa,a5); %относительная частота ошибок приема

%формирование синхроимпульсов
d0=length(y1)/FsFd;

```

```

d1=floor(d0)-1;
sinh0=[1,zeros(1,FsFd-1)];
sinh1=[zeros(1,offset-1), repmat(sinh0,1,d1)];
y1_sinh1=y1(1:length(sinh1)).*sinh1;

figure; pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs);title('Спектральная плотность
мощности BPSK сигнала');
figure; plot(s_psk0(1:800));grid on; title('BPSK-сигнал');
figure;
subplot(4,1,1);stem(a22(1:800));grid on;title('Модулирующий сигнал');
subplot(4,1,2);stem(y1(1:800));grid on; title('Демодулированный сигнал
(на выходе ФНЧ)');
subplot(4,1,3); stem(sinh1(1:800));grid on;title('Синхроимпульсы');
subplot(4,1,4); stem(y1_sinh1(1:800));grid on; title('Демодулированный
сигнал - Синхроимпульсы');

```

Листинг сценария для исследования помехоустойчивости демодулятора DPSK сигнала

```

clear;close all;

%Исследование ОФМ демодулятора
Fd=400;%символьная скорость, Бод
FsFd=40;%число отсчетов на один символ
Fc=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*FsFd;%частота дискретизации, Гц
N=1e4+1;%число отправленных символов. Дополнительно прибавлен
%один отсчет, так как в дальнейшем он исключается из расчета отно-
сительной
%частоты ошибок ОФМ приема

%Формирование исходной последовательности символов
aa0=randint(1,N);%массив бинарных символов
%с равными вероятностями появления
%с равными вероятностями появления "0" и "1"
%aa0=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab

```

```

%кодирование исходной последовательности символов для реализа-
ции ОФМ
aa=zeros(1,N);
for k=2:N
if aa0(k)==0
aa(k)=aa(k-1);
else
aa(k)=1-aa(k-1);
end
end

%формирование "чистого" сигнала
a1= repmat(aa, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
a2=a1(:);
a22=2*a2-1;%модулирующий сигнал
dB=-2; %заданное отношение с/ш на входе демодулятора

%формирование "чистого" сигнала
t=(0:length(a2)-1)/Fs;
s_psk0=cos(2*pi*Fc*t+pi*(1-a2)); % ФМсигнал (нулевая фаза соответ-
ствует "1")
%формирование зашумленного сигнала
dB=-2; %заданное отношение с/ш на входе демодулятора
s_psk=awgn(s_psk0, dB-10,'measured');%добавление шума

%Работа демодулятора
alfa=0; %фаза опорного колебания (градусы)
s=cos(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180);%опорный сигнал
deltaOffset=0;% погрешность тактовой синхронизации
offset=FsFd-deltaOffset; %смещение импульсов тактовой синхронизации
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
y=2*s_psk.*s;% сигнал на выходе перемножителя сигналов
y1=filter(b,a,y);%сигнал на выходе ФНЧ
z=y1(offset:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой

%Работа детектора
a3=z>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации

```

```

%декодирование сигнала
C=zeros(1,N);
C(1)=a3(1);
for k=2:N
    if a3(k)==a3(k-1)
        C(k)=0;
    else
        C(k)=1;
    end
end

%Расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p1=0.5*(1-erf(SNR));% вероятность ошибки ФМ
p=2*p1*(1-p1);% вероятность ошибки ОФМ

%определение относительной частоты ошибок приема
[~,berr2]=symerr(aa0(2:end),C(2:end));%относительная частота ошибок
приема
%первый отсчет исключен из подсчета, так как при ОФТ он играет
роль
%опорного для последующей кодировки данных
osh_det=abs(aa0-C);%ошибки детектирования
osh_dem=abs(aa-a3);%ошибки демодуляции

%Формирование синхроимпульсов
d0=length(y1)/FsFd;
d1=floor(d0)-1;
sinh0=[1,zeros(1,FsFd-1)];
sinh1=[zeros(1,offset-1),repmat(sinh0,1,d1)];
y1_sinh1=y1(1:length(sinh1)).*sinh1;

figure; pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs);title('Спектральная плотность
мощности сигнала');
figure; plot(s_psk0(1:800));grid on;title('сигнал');
figure;

```

```

subplot(4,1,1);stem(a22(2*FsFd:21*FsFd));grid on;title('Модулирующий
сигнал');
subplot(4,1,2);stem(y1(2*FsFd:21*FsFd));grid on;title('Демодулирован-
ный сигнал на выходе ФНЧ');
subplot(4,1,3);stem(sinh1(2*FsFd:21*FsFd));grid on;title('Синхроимпульсы');
subplot(4,1,4);stem(y1_sinh1(2*FsFd:21*FsFd));grid on;title('Демодули-
рованный сигнал - Синхроимпульсы');

```

```

figure;
subplot(3,1,1);stem(aa(3:22));grid on;title('Кодированные инф. посыл-
ки');
subplot(3,1,2);stem(osh_dem(3:22));grid on;title('Ошибки демодуляции');
subplot(3,1,3);stem(osh_det(3:22));grid on;title('Ошибки детектирова-
ния');

```

Листинг сценария для исследования помехоустойчивости демодулятора QPSK сигнала

```

%Исследование QPSK без формирующего фильтра
close all; clear;

```

```

Fd=400;%символьная скорость, Бод
FsFd=40;%число отсчетов на один символ
Fc=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*FsFd;%частота дискретизации, Гц

```

```

N=1e4;% число отправленных на приемную сторону символов
%поток данных синфазного канала
aa=randint(1,N);%массив бинарных символов
%с равными вероятностями появления
%aa=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab
a1=repmat(aa, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
a2=a1(:);
a22=2*a2-1;%модулирующий сигнал синфазного канала

```

```

%поток данных квадратурного канала
bb=randint(1,N);%массив символов

```

```

%с равными вероятностями появления
%bb=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab
b1= repmat(bb, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
b2=b1(:); %модулирующий сигнал квадратурного канала
b22=2*b2-1;%модулирующий сигнал квадратурного канала

dB=10; %заданное отношение с/ш на входе демодулятора
%формирование "чистого" сигнала
t=(0:length(a2)-1)/Fs;
s_psk0=cos(2*pi*Fc*t+pi*(1-a2))+sin(2*pi*Fc*t+pi*(1-b2));%QPSK
сигнал (нулевая фаза соответствует "1")

%Формирование зашумленного сигнала
s_psk=awgn(s_psk0, dB-7,'measured');%добавление шума

alfa=0; %фаза опорного колебания (градусы)
s=cos(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180);%опорный синфазный сигнал
sb=sin(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180);%опорный квадратурный сигнал

deltaOffset=0;% погрешность тактовой синхронизации
offset=FsFd-deltaOffset; %смещение импульсов тактовой синхронизации
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
y=2*s_psk.*s;% сигнал на выходе синфазного перемножителя сигналов
y1=filter(b,a,y);%сигнал на выходе синфазного ФНЧ
z=y1(offset:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой
yb=2*s_psk.*sb;% сигнал на выходе квадратурного перемножителя
сигналов
yb1=filter(b,a,yb);%сигнал на выходе квадратурного ФНЧ
zb=yb1(offset:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой

%Расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p=0.5*(1-erf(SNR));%расчетная вероятность ошибки

%определение относительной частоты ошибок приема
a3=z>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические
переменные)

```

```

a4=1-a3;%(численные переменные)
a5=1-a4;%(численные переменные)
[~,berr]=symerr(aa,a5);%относительная частота ошибок приема
% синфазного потока данных

b3=zb>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические
переменные)
b4=1-b3;%(численные переменные)
b5=1-b4;%(численные переменные)
[~,berrB]=symerr(bb,b5);%относительная частота ошибок приема
% квадратурного потока данных
meanErr=0.5*( berr + berrB);%определение относительного количества
ошибок на символ

%Формирование синхроимпульсов
d0=length(y1)/FsFd;
d1=floor(d0)-1;
sinh0=[1,zeros(1,FsFd-1)];
sinh1=[zeros(1,offset-1),repmat(sinh0,1,d1)];
y1_sinh1=y1(1:length(sinh1)).*sinh1;
figure; plot(z+zb*1i, '.');grid on;title('Диаграмма рассеяния')
figure; pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs);title('Спектральная плотность
мощности QPSK сигнала');
figure; plot(s_psk0(1:800));grid on;title('QPSK сигнал');
figure;

subplot(5,1,1);stem(b22(1:800));grid on;title('Модулирующий сигнал
(квадратурная составляющая)');
subplot(5,1,2);stem(a22(1:800));grid on;title('Модулирующий сигнал
(синфазная составляющая)');
subplot(5,1,4);stem(y1(1:800));grid on;title('Демодулированный сигнал
(синфазная составляющая на выходе ФНЧ)');
subplot(5,1,3);stem(sinh1(1:800));grid on;title('Синхроимпульсы');
subplot(5,1,5);stem(y1_sinh1(1:800));grid on;title('Демодулированный
(синфазный)сигнал - Синхроимпульсы');

```

Листинг сценария для исследования помехоустойчивости демодулятора QAM сигналов

```
%Исследование КАМ без формирующего фильтра
%без использования комплексных чисел
close all; clear;

Fd=400;%символьная скорость, Бод
FsFd=40;%число отсчетов на один символ
Fc=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*FsFd;%частота дискретизации, Гц

%выбор количества позиций КАМ сигнала
na=4; % для синфазной составляющей
nb=4; % для квадратурной составляющей

N=1e4;% число отправленных на приемную сторону символов
%поток данных синфазного канала
aa=randint(1,N,na);%массив символов
%с равными вероятностями появления
%aa=randi([0,na-1],1,N);% для поздних версий Matlab
M=na-1;
a1s=2*aa-M;
a1= repmat(a1s, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
a2=a1(:);%модулирующий сигнал синфазного канала

%поток данных квадратурного канала
bb=randint(1,N,nb);%массив символов
%с равными вероятностями появления
%bb=randi([0,nb-1],1,N);% для поздних версий Matlab
M1=nb-1;
b1s=2*bb-M1;
b1= repmat(b1s, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
b2=b1(:); %модулирующий сигнал квадратурного канала

dB=10; %заданное отношение с/ш на входе демодулятора
%формирование "чистого" сигнала
```

```

t=(0:length(a2)-1)/Fs;
s_psk0=a2'.*cos(2*pi*Fc*t)+b2'.*sin(2*pi*Fc*t);
%формирование зашумленного сигнала
s_psk=awgn(s_psk0, dB-7,'measured');%добавление шума

alfa=0; %фаза опорного колебания (градусы)
s=cos(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180);%опорный синфазный сигнал
sb=sin(2*pi*Fc*t+pi*alfa/180);%опорный квадратурный сигнал

deltaOffset=0;% погрешность тактовой синхронизации
offset=FsFd-deltaOffset; %смещение импульсов такт. синхронизации
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
y=2*s_psk.*s;% сигнал на выходе синфазного перемножителя сигналов
y1=filter(b,a,y);%сигнал на выходе синфазного ФНЧ
z=y1(offset:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой
yb=2*s_psk.*sb;% сигнал на выходе квадратурного перемножителя
сигналов
yb1=filter(b,a,yb);%сигнал на выходе квадратурного ФНЧ
zb=yb1(offset:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой

%определение относительной частоты ошибок приема
aRnd=round((z+M)/2);%оценка синфазной амплитуды
aRnd(aRnd<0)=0;
aRnd(aRnd>M)=M;
[Osha,smb_errA]=symerr(aa,aRnd);%относительная частота ошибок
приема
% синфазного потока данных
bRnd=round((zb+M1)/2); %оценка квадратурной амплитуды
bRnd(bRnd<0)=0;
bRnd(bRnd>M1) =M1;
[Oshb,smb_errB]=symerr(bb,bRnd);%относительная частота
%ошибок приема квадратурного потока данных
meanErr=0.5*(smb_errA+smb_errB);%определение относительного ко-
личества ошибок на символ

%формирование синхроимпульсов
d0=length(y1)/FsFd;

```

```

d1=floor(d0)-1;
sinh0=[1,zeros(1,FsFd-1)];
sinh1=[zeros(1,offset-1), repmat(sinh0,1,d1)];
y1_sinh1=y1(1:length(sinh1)).*sinh1;

figure; plot(z+zb*1i, '.'); grid on; title('Диаграмма рассеяния')
figure; pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs); title('Спектральная плотность
мощности КАМ сигнала');
figure; plot(s_psk0(1:800)); grid on; title('КАМ сигнал');
figure;
subplot(5,1,1); stem(b2(1:800)); grid on; title('Модулирующий сиг-
нал(квадратурная составляющая)');
subplot(5,1,2); stem(a2(1:800)); grid on; title('Модулирующий сигнал(син-
фазная составляющая)');
subplot(5,1,4); stem(y1(1:800)); grid on; title('Демодулированный сиг-
нал(синфазная составляющая на выходе ФНЧ)');
subplot(5,1,3); stem(sinh1(1:800)); grid on; title('Синхроимпульсы');
subplot(5,1,5); stem(y1_sinh1(1:800)); grid on; title('Демодулированный
сигнал - Синхроимпульсы');

```

Листинг сценария для исследования демодулятора QPSK сигналов при использовании формирующих фильтров в модуляторе

```

%Исследование QPSK с формирующим фильтром
close all; clear;

Fd=400;%символьная скорость, Бод
FsFd=40;%число отсчетов на один символ
Fc=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*FsFd;%частота дискретизации, Гц
N=1e3;% число отправленных на приемную сторону символов

%поток данных синфазного канала
aa=randint(1,N);%массив бинарных символов
%с равными вероятностями появления
%aa=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab

```

```

a1= repmat(aa, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
a2=a1(:);
a22=2*a2-1;
aaa=2*aa-1;%модулирующий сигнал синфазного канала

%поток данных квадратурного канала
bb=randint(1,N);%массив символов
%с равными вероятностями появления
%bb=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab
b1= repmat(bb, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
b2=b1(:);
b22=2*b2-1;
bbb=2*bb-1;%модулирующий сигнал квадратурного канала

%пропускаем модулирующий сигнал через фильтр с косинусоидаль-
ным сглаживанием
a1s1=rcosflt(aaa,Fd,Fs,'sqrt');
b1s1=rcosflt(bbb,Fd,Fs,'sqrt');

%формирование "чистого" сигнала
t=(0:length(a1s1)-1)/Fs;
t=t';%превращаем строку в столбец
s_qask16s=a1s1.*cos(2*pi*Fc*t)+b1s1.*sin(2*pi*Fc*t);%формируем
%сигнал с квадратурной манипуляцией

%формирование зашумленного сигнала
dB=10;%отношение с/ш на входе демодулятора
s_qask16s_n=awgn(s_qask16s,dB-13,'measured');%добавление шума

%обработка сигнала на приемной стороне
y1=s_qask16s_n.*exp(1i*2*pi*Fc*t)*2;%умножение сигнала
%на комплексное опорное колебание
b=rcosine(Fd,Fs,'sqrt');%сглаживающий ФНЧ
y=filter(b,1,y1);%фильтрация

%выбор моментов взятия отсчетов
deltaOffset=0;
offset=1+deltaOffset;

```

```

z=y(offset:Fd:end);%дискретизация с символьной частотой
z(1:6)=[];%удаление начального "хвоста" (учет некаузальности филь-
тра)

%Расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p=0.5*(1-erf(SNR));%расчетная вероятность ошибки

%определение относительной частоты ошибок приема
a3=real(z)>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логиче-
ские переменные)
a4=1-a3;%(численные переменные)
a5=1-a4;%(численные переменные)
[~,berr]=symerr(aa,a5');%относительная частота ошибок приема
% синфазного потока данных
b3=imag(z)>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логи-
ческие переменные)
b4=1-b3;%(численные переменные)
b5=1-b4;%(численные переменные)
[~,berrB]=symerr(bb,b5');%относительная частота ошибок приема
% квадратурного потока данных
meanErr=0.5*( berr + berrB);%определение относительного количества
ошибок на символ

%QPSK сигнал без формирующего фильтра
tt=(0:length(a2)-1)/Fs;
tt=tt';%превращаем строку в столбец
s_psk0=cos(2*pi*Fc*tt+pi*(1-a2))+sin(2*pi*Fc*tt+pi*(1-b2));
%без формирующего фильтра
s_psk=awgn(s_psk0, dB-13,'measured');%добавление шума
%без формирующего фильтра
%обработка сигнала на приемной стороне
yy1=s_psk.*exp(1i*2*pi*Fc*tt)*2;%умножение сигнала
%на комплексное опорное колебание
[bb,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
yy=filter(bb,a,yy1);%сигнал на выходе синфазного ФНЧ
%выбор моментов взятия отсчетов

```

```

deltaOffset2=0;
offset2=FsFd-deltaOffset2;
zz=yu(offset2:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой
%определение относительной частоты ошибок приема
aa3=real(zz)>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логические переменные)
aa4=1-aa3;%(численные переменные)
aa5=1-aa4;%(численные переменные)
[~,berr2]=symerr(aa(1:length(aa5)),aa5');%относительная частота ошибок приема
% синфазного потока данных (без формирующего фильтра)

%Формирование синхроимпульсов
d0=length(y)/FsFd;
d1=floor(d0)-1;
sinh0=[1,zeros(1,FsFd-1)];
sinh1=[zeros(1,offset-1),repmat(sinh0,1,d1)];
y1_sinh1=real(y(1:length(sinh1))).*sinh1';

figure; plot(z,'.');grid on;title('Диаграмма рассеяния с формирующим фильтром')
figure; plot(zz,'.');grid on;title('Диаграмма рассеяния без формирующего фильтра')
figure; pwelch(s_qask16s,256,128,512,Fs);title('Спектральная плотность мощности QPSK сигнала с формирующим фильтром');
hold on;pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs);hold off;
%figure; pwelch(s_psk0,256,128,512,Fs);title('Спектральная плотность мощности QPSK сигнала без формирующего фильтра');
figure; plot(s_qask16s(1:800));grid on;title('QPSK сигнал с формирующим фильтром');
figure; plot(s_psk0(1:800));grid on;title('QPSK сигнал без формирующего фильтра');
figure;
subplot(5,1,2);stem(a1s1(1:800));grid on;title('Модулирующий сигнал после формирующего фильтра (синфазная составляющая)');

```

```
subplot(5,1,1);stem(a22(1:800));grid on;title('Модулирующий сигнал до
формирующего фильтра(синфазная составляющая)');
subplot(5,1,4);stem(real(y(1:800)));grid on;title('Демодулированный сиг-
нал(синфазная составляющая на выходе ФНЧ)');
subplot(5,1,3);stem(sinh1(1:800));grid on;title('Синхроимпульсы');
subplot(5,1,5);stem(y1_sinh1(1:800));grid on;title('Демодулированный
(синфаз.)сигнал - Синхроимпульсы');
```

```
%построение глазковой диаграммы
h=eyediagram(real(y),2*FsFd);grid on;title('QPSK-сигнал с формирую-
щим фильтром');
h2=eyediagram(real(yu),2*FsFd);grid on;title('QPSK-сигнал без форми-
рующего фильтра');
```

Листинг сценария для исследования демодулятора OQPSK сигналов при использовании формирующих фильтров в модуляторе

```
%Исследование QPSK с формирующим фильтром
close all; clear;
```

```
Fd=400;%символьная скорость, Бод
FsFd=40;%число отсчетов на один символ
Fc=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*FsFd;%частота дискретизации, Гц
N=1e4;% число отправленных на приемную сторону символов
```

```
%поток данных синфазного канала
aa=randint(1,N);%массив бинарных символов
%с равными вероятностями появления
%aa=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab
a1=repmat(aa, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
a2=a1(:);%формируем импульсную последовательность
a22=2*a2-1;%модулирующий сигнал синфазного канала
aaa=2*aa-1;%модулирующий сигнал синфазного канала
```

```

%поток данных квадратурного канала
bb=randint(1,N);%массив символов
%с равными вероятностями появления
%bb=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab
b1= repmat(bb, FsFd,1);%повтор каждого символа FsFd раз
b2=b1(:); %формируем импульсную последовательность b22=2*b2-1;
%модулирующий сигнал квадратурного канала
bbb=2*bb-1;%модулирующий сигнал квадратурного канала

%пропускаем модулирующий сигнал через фильтр с косинусоидаль-
ным сглаживанием
a1s1=rcosflt(aaa,Fd,Fs,'sqrt');
b1s1=rcosflt(bbb,Fd,Fs,'sqrt');

%формирование "чистого" сигнала
t=(0:length(a1s1)-1)/Fs;
t=t';%превращаем строку в столбец
s_qask16s=a1s1.*cos(2*pi*Fc*t)+b1s1.*sin(2*pi*Fc*t);%формируем
%сигнал с квадратурной манипуляцией

%формирование зашумленного сигнала
dB=40;%отношение с/ш на входе демодулятора
s_qask16s_n=awgn(s_qask16s,dB-13,'measured');%добавление шума

%обработка сигнала на приемной стороне
y1=s_qask16s_n.*exp(1i*2*pi*Fc*t)*2;%умножение сигнала
%на комплексное опорное колебание
fltr=rcosine(Fd,Fs,'sqrt');%сглаживающий ФНЧ
y=filter(fltr,1,y1);%фильтрация сигнала

%выбор моментов взятия отсчетов
deltaOffset=0;
offset=1+deltaOffset;
z=y(offset:Fd:end);%дискретизация с символьной частотой
z(1:6)=[];%удаление начального "хвоста"

```

```

%расчет вероятности ошибки
SNR=10^(dB/20);
p=0.5*(1-erf(SNR));%расчетная вероятность ошибки

%определение относительной частоты ошибок приема
a3=real(z)>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логиче-
ские переменные)
a4=1-a3;%(численные переменные)
a5=1-a4;%(численные переменные)
[~,berr]=symerr(aa,a5');%относительная частота ошибок приема
% синфазного потока данных
b3=imag(z)>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логи-
ческие переменные)
b4=1-b3;%(численные переменные)
b5=1-b4;%(численные переменные)
[~,berrB]=symerr(bb,b5');%относительная частота ошибок приема
% квадратурного потока данных
meanErr=0.5*(berr + berrB);%определение относительного количества
ошибок на символ

%Исследование OQPSK демодулятора
%задерживаем квадратурный поток данных относительно синфазного
%потока на половину длительности информационной посылки
%пропускаем квадратурный модулирующий сигнал
%через фильтр задержки

Nd = dfilt.delay(0.5*FsFd);%фильтр задержки
OmodB=filter(Nd, b1s1);

%формирование "чистого" OQpsk сигнала
OmodA= a1s1;
OQpsk=OmodA.*cos(2*pi*Fc*t)+OmodB.*sin(2*pi*Fc*t);%OQPSK
сигнал
%формирование зашумленного OQPSK сигнала
OQpskN=awgn(OQpsk,dB-13,'measured');%добавление шума

```

```

sa=cos(2*pi*Fc*t);%опорный синфазный сигнал
OoutA=2*OQpskN.*sa;% выход синфазного перемножителя сигналов
OoutDemA=filter(fltr,1,OoutA);% выход синфазного ФНЧ
OzA=OoutDemA(offset:Fd:end);%дискретизация
% синфазного сигнала с символьной частотой
OzA(1:6)=[];%удаление начального "хвоста"

sb=sin(2*pi*Fc*t);%опорный квадратурный сигнал
OoutB=2*OQpskN.*sb;% выход квадратурного перемножителя сигна-
лов
OoutDemB=filter(fltr,1,OoutB);% выход квадратурного ФНЧ
OzB=OoutDemB((0.5*FsFd+offset):FsFd:end);% задержанная дискрети-
зация квадратурного сигнала с символьной частотой
OzB(1:6)=[];%удаление начального "хвоста"
%определение относительной частоты ошибок приема
%синфазный канал OQPSK
Oa3=OzA>0;%округление до 0 и 1 результатов дискретизации (логиче-
ские переменные)
Oa4=1-Oa3;%(численные переменные)
Oa5=1-Oa4;%(численные переменные)
[~,OberrA]=symerr(aa,Oa5');%относительная частота
%ошибок приема синфазного потока данных

%квдратурный канал OQPSK
Ob3=OzB>0;%преобразование в 1 положительных значений OzB(логи-
ческие переменные)
Ob4=1-Ob3;%(численные переменные)
Ob5=1-Ob4;%(численные переменные)
[~,OberrB]=symerr(bb,Ob5');%относительная частота
%ошибок приема квадратурного потока данных
OQPSKberr=(OberrA+OberrB)*0.5; %средняя частота ошибок OQPSK

%Определение огибающей QPSK сигнала
[b10,a10]=butter(2,2*Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
absQpsk=abs(s_qask16s);
ENVabsQpsk=filter(b10,a10,absQpsk);%сигнал на выходе ФНЧ
%(оггибающая Qpsk сигнала)

```

```

meanENVabsQpsk=mean(ENVabsQpsk); %среднее на выходе
stdENVabsQpsk=std(ENVabsQpsk); %СКО на выходе ФНЧ
%ФНЧ

% Определение огибающей OQPSK сигнала
absOQpsk=abs(OQpsk);
ENVabsOQpsk=filter(b10,a10,absOQpsk);%сигнал на выходе ФНЧ
%(оглабающая OQpsk сигнала)
meanENVabsOQpsk=mean(ENVabsOQpsk); %среднее на выходе ФНЧ
stdENVabsOQpsk=std(ENVabsOQpsk); %СКО на выходе ФНЧ

%Графики OQPSK и QPSK сигналов и их огибающих
Qpsk=s_qask16s;
modB=b1s1;
%OmodA=
%OoutDemA=
subplot(4,1,1);plot(Qpsk(1:1e3));grid on;title('QPSK')
subplot(4,1,2);plot(OQpsk(1:1e3));grid on;title('OQpsk')
subplot(4,1,3);stem(ENVabsQpsk(1:1e3));grid on;title('absQpsk');
subplot(4,1,4);stem(ENVabsOQpsk(1:1e3));grid on;title('absOQpsk');
%Вывод диаграмм QPSK и OQPSK рассеяния
figure;plot(OzA+OzB*1i,'r. ');
hold on; plot(real(z)+imag(z)*1i,'b. ');hold off

%Графики OQPSK и QPSK модулирующих сигналов
figure;
subplot(4,1,1);stem(modB(1:1e3));grid on;title('modB')
subplot(4,1,2);stem(OmodB(1:1e3));grid on;title('OmodB')
subplot(4,1,3);stem(OmodA(1:1e3));grid on;title('OmodA')
subplot(4,1,4);stem(OoutDemA(1:1e3));grid on;title('OoutDemA')
%Построение спектров
[QpskP,F]=pwelch(Qpsk,256,128,512,Fs);
[OQpskP,F]=pwelch(OQpsk,256,128,512,Fs);
OQpskPdB=10*log10(OQpskP);
QpskPdB=10*log10(QpskP);
figure;
plot(F,QpskPdB,'r',F,OQpskPdB,'b');grid on;title('Спектры');

```

Листинг сценария для исследования демодулятора MSK сигналов

```
close all; clear;

dB=0;%с/ш, дБ
Ndata=1e4;%число отправленных символов
nsamp = 40;%число отсчетов на один символ
Fd=400;%символьная скорость, Бод
f=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*nsamp;%частота дискретизации, Гц

txData = randint(Ndata,1);%поток данных (0;1)
%txData=randi([0,1],1,N);% для поздних версий Matlab

%формирование сигнала передатчика
modPhase = 0; %начальная фаза модулятора
[modSig,modPhase] = mskmod(txData,nsamp,[],modPhase);%дифференциально
%кодированные входные данные (encoded MSK)
%modSig - комплексная огибающая модулирующего сигнала
t=(0:Ndata*nsamp-1)/Fs;
carrier=exp(1i*2*pi*f*t);%несущее колебание
RealoutTR=real(modSig).*real(carrier');%реальная составляющая модулирующего сигнала
ImagoutTR=imag(modSig).*imag(carrier');%мнимая составляющая модулирующего сигнала
outTR=RealoutTR-ImagoutTR;%модулированный сигнал на выходе передатчика
delta_dB=10*log10(0.25*Fs/Fd);%поправка к отношению с/ш
outTR_n= awgn(outTR,dB-delta_dB-1,'measured');%зашумленный модулированный сигнал

%обработка сигнала в приемнике
r_outTR_n=outTR_n'.*exp(1i*2*pi*f*t);%комплексный сигнал на выходе перемножителя приемника
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
rxSig1 = filter(b,a,r_outTR_n);%сигнал на выходе ФНЧ
```

```
demodPhase = 0; %начальная фаза демодулятора
demodState = complex(zeros(nsamp,1));%последняя половина символа
ранее полученного сигнала
```

Листинг сценария исследования демодулятора GMSK сигналов

```
%Исследование GMSK/MSK демодуляторов
clear; close all;

Fd=400;%символьная скорость, Бод
nsamp = 40;%число отсчетов на один символ
f=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*nsamp;%частота дискретизации, Гц
Ndata=1e4;%число отправленных символов
txData = randint(1,Ndata);%поток данных (0;1)

%формируем сигнал передатчика
txData2= repmat(txData,nsamp,1);%повтор каждого символа FsFd раз
txData3=txData2(:);%первичный (прямоугольный) модулирующий
сигнал
txData4=2*txData3-1;%модулирующий сигнал переменной полярно-
сти
t=(0:Ndata*nsamp-1)/Fs;
carrier=exp(1i*2*pi*f*t);%несущее колебание
xCum2 = cumsum([0;txData4(1:end-1)])/nsamp;%интегрирование
phaseVec = pi/2*xCum2;%изменение фазы в зависимости от данных
y = exp(1i*phaseVec);%комплексная огибающая MSK сигнала
Ry=real(y);Iy=imag(y);
RealoutTR=real(y).*real(carrier');%реальная составляющая MSK сиг-
нала
ImagoutTR=imag(y).*imag(carrier');%мнимая составляющая MSK сиг-
нала
outTR=RealoutTR-ImagoutTR;% MSK сигнал на выходе передатчика

%Добавляем шум к сигналу передатчика
dB=40;%с/ш, дБ
```

```

dBcorrect=10*log10(0.5*Fs/(1.5*Fd));% поправка к установке отноше-
ния с/ш
outTR_n=awgn(outTR,dB-dBcorrect,'measured');%зашумленный MSK
сигнал

```

```

%обработка MSK сигнала в приемнике
r_outTR_n=outTR_n'.*exp(1i*2*pi*f*t);%комплексный сигнал на вы-
ходе перемножителя приемника
[b,a]=butter(2,Fd*2/Fs);%ФНЧ 2-го порядка с частотой среза Fd
rxSig1 = filter(b,a,r_outTR_n);%сигнал на выходе ФНЧ
demodPhase = 0; %начальная фаза демодулятора
demodState = complex(zeros(nsamp,1));%последняя половина символа
ранее полученного сигнала
[rxData,demodPhaseOut,demodStateOut] =
mskdemod(rxSig1,nsamp,[],demodPhase,demodState);
[numerrs, ratio]=biterr(txData,rxData);%numerrs - количество ошибок

```

```

%Формирование комплексной огибающей GMSK сигнала в передат-
чике

```

```

BT=0.3;%основной параметр гауссова фильтра
k=3;%половина числа посылок, которые "укладываются"
%на длительности импульсной характеристики фильтра,
%тем самым импульсная характеристика ограничивается во времени
T=1/Fd;%длительность T информационной посылки
t1=-k*T:1/Fs:k*T;%ось времени для импульсной характеристики
% определение импульсной характеристики
z=sqrt(2*pi/log(2))*BT/T;
z1=-2*pi^2*BT^2*t1.^2/(log(2)*T^2);
g=z*exp(z1);% импульсная характеристика
%определяются коэффициенты фильтра
g1=g/sum(g);%коэффициенты фильтра

```

```

txData4fltr=filter(g1,1,txData4);%модулирующий сигнал после фильтра
xCum2fltr = cumsum([0;txData4fltr(1:end-1)])/nsamp;%интегратор
phaseVecFltr = pi/2*xCum2fltr;%фазовая диаграмма
yFltr = exp(1i*phaseVecFltr);
RyFltr=real(yFltr);

```

```

IyFltr=imag(yFltr);
%устранение задержки сигнала, вызванной фильтром Гаусса
Latency=3*nsamp;% 3 - это половина количества информационных
символов, учитываемых
%при усечении импульсной характеристики гауссова фильтра
yFltrL = [yFltr(Latency+1:end);zeros(Latency,1)];

%Формирование высокочастотного GMSK сигнала
RealoutTRFltrL=real(yFltrL).*real(carrier');%реальная составляющая
GMSK сигнала
ImagoutTRFltrL=imag(yFltrL).*imag(carrier');%мнимая составляющая
GMSK сигнала
outTRFltrL=RealoutTRFltrL-ImagoutTRFltrL;%GMSK сигнал на вы-
ходе передатчика
outTRFltrL_n= awgn(outTRFltrL,dB-dBcorrect,'measured');
%зашумленный GMSK сигнал

%Обработка GMSK сигнала в приемнике
r_outTRFltrL_n=outTRFltrL_n'.*exp(1i*2*pi*f*t);%комплексный
сигнал
%на выходе перемножителя демодулятора
rxSig1FltrL = filter(b,a,r_outTRFltrL_n);%сигнал на выходе ФНЧ
demodPhase = 0; %начальная фаза демодулятора
demodState = complex(zeros(nsamp,1));%последняя половина символа
ранее полученного сигнала
%поток данных на выходе решающей схемы демодулятора
[rxDataFltrL,demodPhase,demodState] = mskdemod(rxSig1FltrL,nsamp,
[],demodPhase,demodState);
[numerrsFltrL, ratioFltrL]=biterr(txData,rxDataFltrL);%ratioFltrL - отно-
сительная частота ошибок

% Построение графиков
%графики для MSK сигнала
figure;
modSig=y;
subplot(3,1,1);stem(imag(modSig(1:1000)));grid on;title('Модулирующий
MSK сигнал(мнимая составляющая)');

```

```
subplot(3,1,2);stem(real(modSig(1:1000)));grid on;title('Модулирующий
MSK сигнал(реальная составляющая)');
subplot(3,1,3);stem(real(rxSig1(1:1000)));grid on;title('Демодулирован-
ный MSK сигнал(реальная составляющая на выходе ФНЧ)');
```

```
%Графики для GMSK сигнала
```

```
figure;
modSigFiltr=yFiltrL;
subplot(3,1,1);stem(imag(modSigFiltr(1:1000)));grid on;title('Модулирую-
щий GMSK сигнал(мнимая составляющая)');
subplot(3,1,2);stem(real(modSigFiltr(1:1000)));grid on;title('Модулирую-
щий GMSK сигнал(реальная составляющая)');
subplot(3,1,3);stem(real(rxSig1FiltrL (1:1000)));grid on;title('Демодулиро-
ванный GMSK сигнал(реальная составляющая на выходе ФНЧ)');
```

```
%АЧХ фильтра
```

```
figure;
[h,ff]=freqz(g1,1,512,Fs);
dBh=20*log10(abs(h));
plot(ff(1:30),dBh(1:30));grid on;title('АЧХ гауссова фильтра');
```

```
%спектры
```

```
figure;
[GMSK]=pwelch(outTRFiltrL,512,[],[],Fs);
[MSK,fMG]=pwelch(outTR,512,[],[],Fs);
plot(fMG,pow2db (MSK));
hold on
plot(fMG,pow2db (GMSK),'--')
xlabel('Частота (Гц)');ylabel('Амплитуда (дБ)');legend('MSK','GMSK');
title('Спектры MSK,GMSK сигналов');
grid on
hold off
```

```
%глазковые диаграммы
```

```
eyediagram(real(rxSig1(1:2000)),80);grid on;title('Глазковая диаграмма
MSK сигнала');
eyediagram(real(rxSig1FiltrL(1:2000)),80);grid on;title('Глазковая диа-
грамма GMSK сигнала');
```

**Листинг сценария исследования помехоустойчивости приема
QAM сигналов при наличии разбаланса амплитуд и фаз
в квадратурных компонентах сигнала**

```
clear;close all;

Fd=400;%символьная скорость, Бод
FsFd=40;%число отсчетов на один символ
Fc=4*Fd;%несущая частота, Гц
Fs=Fd*FsFd;%частота дискретизации, Гц
N=1e4;%число отправленных символов

%выбор количества позиций QAM
na=2;
nb=2;

aa=randint(1,N,na);
bb=randint(1,N,nb);
M=na-1;
M1=nb-1;

%преобразуем данные к требуемому формату
a1s=2*aa-M;
b1s=2*bb-M1;

% фазовый разбаланс
alpha=pi/12;% угол (в радианах), на который отличается разность фаз
%квadrатурных компонентов от значения pi/2;

% разбаланс по коэффициентам усиления
Ka=1;
Kb=1;

%пропускаем модулирующий сигнал через фильтр с косинусоидаль-
ным сглаживанием
a1s1=rcosflt(a1s,Fd,Fs,'sqrt');
b1s1=rcosflt(b1s,Fd,Fs,'sqrt');
```

```

%формируем сигнал с квадратурной манипуляцией
t=(0:length(a1s1)-1)/Fs;%дискретное время
t=t';%превращаем строку в столбец
s_qask16s=(a1s1*Ka).*cos(2*pi*Fc*t+alpha)+(b1s1*Kb).*sin(2*pi*Fc*t);
%формируем сигнал с квадратурной манипуляцией

%выбор отношения с/ш
Db=4;
s_qask16s_n=awgn(s_qask16s,Db-10,'measured');%добавление шума

%Обработка сигнала на приемной стороне
%умножение на комплексное опорное колебание
y=s_qask16s_n.*exp(1i*2*pi*Fc*t+alpha)*2;
b=rcosine(Fd,Fs,'sqrt');%сглаживающий ФНЧ
y=filter(b,1,y);%фильтрация

%выбор моментов взятия отсчетов
offset=1;
z=y(offset:FsFd:end);%дискретизация с символьной частотой
z(1:6)=[];%удаление начального "хвоста"

figure; plot(z,');grid on;%вывод диаграммы рассеяния
axis square;
a2=round((real(z)+M)/2);%оценка синфазной амплитуды
a2(find(a2<0))=0;
a2(find(a2>M))=M;

b2=round((imag(z)+M1)/2);%оценка квадратурной амплитуды
b2(find(b2<0))=0;
b2(find(b2>M1))=M1;

%число ошибок по квадратурным каналам
[Oshb,rab]=symerr(bb',b2);
[Osha,raa]=symerr(aa',a2);
main=[rab,raa];
Ver=0.5*(rab+raa);% относительная частота ошибок

```

Листинг сценария исследования помехоустойчивости приема OFDM сигналов

```
%Исследование технологии OFDM
clear;close all;
N=1e3;%количество OFDM посылок
Tu=224e-6; % длительность информационной части OFDM символа
FS=256; % размер БПФ
Fs=FS/Tu; % частота дискретизации

Fcr1=16; % номер первой поднесущей
Fcr2=32; % номер второй поднесущей
Fcr3=64; % номер третьей поднесущей

%Формирование потоков данных для поднесущих
% Поднесущая №1
Rdata1=1-2*randint(1,N);
Idata1=1-2*randint(1,N);
%Rdata1=1-2*randi([0 1],1,N);%для поздних версий Matlab
%Idata1=1-2*randi([0 1],1,N);%для поздних версий Matlab
Zdata1=complex(Rdata1,Idata1);
Zdata1(2) =1+1i;% задаем принудительно значение второго символа
для последующего
%определения величин коррекции угла поворота
%и коэффициента передачи сигнального созвездия на приемной сто-
роне

% Поднесущая №2
Rdata2=1-2*randint(1,N);
Idata2=1-2*randint(1,N);
%Rdata2=1-2*randi([0 1],1,N);%для поздних версий Matlab
%Idata2=1-2*randi([0 1],1,N);%для поздних версий Matlab
Zdata2=complex(Rdata2,Idata2);
Zdata2(2) =1+1i;% задаем принудительно значение второго символа
для последующего
%определения величин коррекции угла поворота
%и коэффициента передачи сигнального созвездия на приемной сто-
роне
```

```

%Поднесущая №3
Rdata3=3-2*randint(1,N,4);
Idata3=3-2*randint(1,N,4);
%Rdata3=3-2*randi([0 3],1,N);
%Idata3=3-2*randi([0 3],1,N);
Zdata3=complex(Rdata3,Idata3);
Zdata3(2)=1+1i;% задаем принудительно значение второго символа
для последующего
%определения величин коррекции угла поворота
%и коэффициента передачи сигнального созвездия на приемной сто-
роне

%формируем матрицу, которая содержит
%номера частот поднесущих и последовательности
%передаваемых OFDM символов
K1=1; K2=1; K3=1;

% при Ki=0 поднесущая исключается из передачи данных
info=zeros(FS,N);% матрица, содержащая номера частот поднесущих
%и последовательности передаваемых OFDM символов
%на каждой поднесущей
info(Fcrr1,:)=K1*Zdata1;%несущей с номером Fcrr1
%соответствует поток данных Zdata1
info(Fcrr2,:)=K2*Zdata2;%несущей с номером Fcrr2
%соответствует поток данных Zdata2
info(Fcrr3,:)=K3*Zdata3;%несущей с номером Fcrr3
%соответствует поток данных Zdata3

%ОБПФ
carriers=FS.*ifft(info,FS);%сигнал после ОБПФ

%Добавление циклического префикса
tauMax=40; % длительность циклического префикса
endCarriers=carriers(end-tauMax+1:end,:);%выделяем фрагмент оконча-
ния информационной посылки
prefCarriers=cat(1,endCarriers,carriers);% добавляем фрагмент

```

```

%в начало посылки
prefCarriers2=prefCarriers(:);%комплексный сигнал на выходе передат-
чика

%Формирование суммы сигнала и его задержанной копии
tau=32;% изменяемое запаздывание второго луча приема
A=0.5;%изменяемый множитель ослабления запаздывающего луча
Nd = dfilt.delay(tau);%фильтр задержки луча
delay_prefCarriers2=filter(Nd,prefCarriers2);
Channel_prefCarriers=prefCarriers2+A*delay_prefCarriers2;

%Формирование зашумленного сигнала
dBsnr=40;%отношение с/ш
dB=dBsnr-15;%скорректированное отношение с/ш
deltaSNR=10*log10(FS); %учет того, что полоса одного фильтра БПФ
%меньше в FS раз частоты дискретизации - всей полосы частот, кото-
рую
%обрабатывают фильтры БПФ
NprefCarriers2=awgn(Channel_prefCarriers,dB-deltaSNR,'measured');
%добавление шума

%Прием сигнала
%определяем величину коррекции сигнальных созвездий на прием-
ной стороне
% (имитация обработки пилот-сигналов на приемной стороне)
PilotSig=Channel_prefCarriers(tauMax+1: end);%удаляем префикс
%из первой посылки
PilotSigBuff=buffer(PilotSig,FS,-tauMax);%удаляем префикс
%из остальных посылок
fftPilotSigBuff=fft(PilotSigBuff,FS)/FS;%БПФ пилот-сигнала
Pilot1Rec=fftPilotSigBuff(Fcrr1,:);%выделение
%последовательности данных на первой поднесущей
DeltaZ1=Pilot1Rec(2)/Zdata1(2);%комплексный коэффициент коррек-
ции сигнального созвездия поднесущей 1

Pilot2Rec=fftPilotSigBuff(Fcrr2,:);%выделение
%последовательности данных на второй поднесущей

```

```

DeltaZ2=Pilot2Rec(2)/Zdata2(2);%комплексный коэффициент коррек-
ции сигнального созвездия поднесущей 2
Pilot3Rec=fftPilotSigBuff(Fcrr3,:);%выделение
%последовательности данных на третьей поднесущей
DeltaZ3=Pilot3Rec(2)/Zdata3(2);

NprefCarriers4=NprefCarriers2(tauMax+1:end);%удаляем префикс
%из первой посылки зашумленного сигнала
NprefCarriers=buffer(NprefCarriers4,FS,-tauMax);%удаляем префикс
%из остальных посылок зашумленного сигнала

%БПФ
NFFTprefCarriers=fft(NprefCarriers,FS)/FS; % БПФ зашумленного сиг-
нала
Zdata1Rec=NFFTprefCarriers(Fcrr1,:);%выделение последовательности
%данных на первой поднесущей
estZdata1Rec=Zdata1Rec/DeltaZ1; %компенсация искажений
%созвездия первой поднесущей

Zdata2Rec=NFFTprefCarriers(Fcrr2,:);%выделение последовательности
%данных на второй поднесущей
estZdata2Rec=Zdata2Rec/DeltaZ2;%компенсация искажений
%созвездия второй поднесущей

Zdata3Rec=NFFTprefCarriers(Fcrr3,:);%выделение последовательности
%данных на третьей поднесущей
estZdata3Rec=Zdata3Rec/DeltaZ3; %компенсация искажений
%созвездия третьей поднесущей

%Работа пороговой схемы
RdataRec1=real(estZdata1Rec)>0;
RdataRec1= 2*RdataRec1-1;
IdataRec1=imag(estZdata1Rec)>0;
IdataRec1= 2*IdataRec1-1;
ZdataRec1=complex(RdataRec1,IdataRec1);

```

```

RdataRec2=real(estZdata2Rec)>0;
RdataRec2= 2*RdataRec2-1;
IdataRec2=imag(estZdata2Rec)>0;
IdataRec2= 2*IdataRec2-1;
ZdataRec2=complex(RdataRec2,IdataRec2);

```

```

%Пороговая схема для 3-й поднесущей
for x=1:N

```

```

    if real(estZdata3Rec(x))>0 && real(estZdata3Rec(x))<1.5
        RdataRec3(x)=1;
    elseif real(estZdata3Rec(x))>1.5
        RdataRec3(x)=3;
    elseif real(estZdata3Rec(x))<0 && real(estZdata3Rec(x))>-1.5
        RdataRec3(x)=-1;
    else RdataRec3(x)=-3;

```

```

end

```

```

    if imag(estZdata3Rec(x))>0 && imag(estZdata3Rec(x))<1.5
        IdataRec3(x)=1;
    elseif imag(estZdata3Rec(x))>1.5
        IdataRec3(x)=3;
    elseif imag(estZdata3Rec(x))<0 && imag(estZdata3Rec(x))>-1.5
        IdataRec3(x)=-1;
    else IdataRec3(x)=-3;

```

```

end

```

```

end

```

```

ZdataRec3=complex(RdataRec3,IdataRec3);

```

```

%Определение относительной частоты ошибок для заданных подне-
сущих

```

```

[~,SimErr1]=symerr(ZdataRec1,Zdata1);

```

```

[~,SimErr2]=symerr(ZdataRec2,Zdata2);

```

```

[~,SimErr3]=symerr(ZdataRec3,Zdata3);

```

```

%Построение графиков

```

```

t=0:1/Fs:N*Tu-1/Fs;%ось времени на интервале длительности OFDM
символа
figure;plot(estZdata1Rec,'*');title('Скорректированная диаграмма рассе-
яния для первой поднесущей');grid on;
figure;plot(estZdata2Rec,'*');title('Скорректированная диаграмма рассе-
яния для второй поднесущей');grid on;
figure;plot(estZdata3Rec,'*');title('Скорректированная диаграмма рассе-
яния для третьей заданной поднесущей');grid on;

%Диаграммы рассеяния без коррекции
%plot(Zdata1Rec,'*');title('Диаграмма рассеяния для первой поднесу-
щей');grid on;
%figure;plot(Zdata2Rec,'*');title('Диаграмма рассеяния для второй под-
несущей');grid on;
%figure;plot(Zdata3Rec,'*');title('Диаграмма рассеяния для третьей за-
данной поднесущей');grid on;

%scatterplot(ZdataRec1);title('Выходной сигнал с 1 канала');grid on;
%scatterplot(ZdataRec2);title('Выходной сигнал со 2 канала');grid on;
%scatterplot(ZdataRec3);title('Выходной сигнал с 3 канала');grid on;

carriers2=carriers(:);%формирование одномерного массива
figure;pwelch(carriers2,512,256,2048,Fs); title('Спектр сигнала после
ОБПФ (на выходе передатчика)');
figure;pwelch(NprefCarriers2,512,256,[],Fs); title('Спектр суммы зашум-
ленного сигнала и его задержанной копии (на входе приемника)');
%[FF,H]=pwelch(carriers2,512,256,2048,Fs);

figure;plot(t,real(carriers2));title('Сигнал(real)на выходе передатчика');

```

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
Лабораторная работа № 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА ДВУХПОЗИЦИОННЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ	4
Лабораторная работа № 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ С ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ.....	15
Лабораторная работа № 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	24
Лабораторная работа № 4. ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	31
Лабораторная работа № 5. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФОРМИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА МОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ НА РАБОТУ ДЕМОДУЛЯТОРА	39
Лабораторная работа № 6. ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ ОФСЕТНОЙ МОДУЛЯЦИИ	50
Лабораторная работа № 7. ЧАСТОТНАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ С МИНИМАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ СДВИГОМ. ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛОВ.....	58
Лабораторная работа № 8. ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРА GMSK СИГНАЛОВ.....	67

Лабораторная работа № 9. ВЛИЯНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ РЕАЛИЗАЦИИ ДЕМОДУЛЯТОРА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА.....	75
Лабораторная работа № 10. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА OFDM СИГНАЛОВ.....	79
Лабораторная работа № 11. ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА	97
Лабораторная работа № 12. ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТОРА.....	117
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	125
РЕКОМЕНДАТЕЛЬНЫЙ БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.	126
ПРИЛОЖЕНИЕ.....	126

Учебное издание

ЛЕВИН Евгений Калманович

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ДЕМОДУЛЯТОРОВ
РАДИОСИГНАЛОВ

Лабораторный практикум

Редактор А. П. Володина

Технические редакторы Ш. Ш. Амирсейидов, Н. В. Пустовойтова

Компьютерная верстка Е. А. Кузьминой

Выпускающий редактор А. А. Амирсейидова

Подписано в печать 09.06.23.

Формат 60×84/16. Усл. печ. л. 9,30. Тираж 30 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.