

Лабораторная работа № 8

Исследование оптимального когерентного демодулятора

Цель работы

Изучение принципа действия демодулятора при различных видах манипуляции. Измерение вероятности ошибки при приеме символа, обусловленной наличием в канале аддитивного гауссовского шума.

Краткие теоретические сведения

Рассмотрим прием сигнала дискретного сообщения, характеризуемого алфавитом {"0", "1"}. Сигнал сообщения проходит через канал, в котором действует только аддитивный белый шум $n(t)$. Предположим, что при передаче символа "1" принимаемое колебание можно представить в виде суммы:

$$z(t) = U_1(t) + n(t), \quad (8.1)$$

где $U_1(t)$ – переносчик символа "1".

Аналогично при передаче символа "0" имеем:

$$z(t) = U_0(t) + n(t), \quad (8.2)$$

где $U_0(t)$ – известная функция – переносчик символа "0". Сигналы $U_0(t)$ и $U_1(t)$ описываются известными детерминированными ортогональными функциями.

Модель линии связи представляется в виде структурной схемы, изображенной на рис. 8.1.

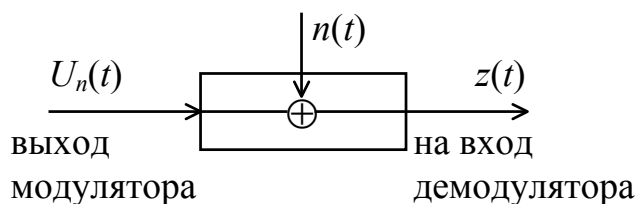


Рис. 8.1. Модель линии связи

Передача "0" и "1" производится случайным образом, поэтому позиции "0" и "1" в передаваемом коде являются неизвестными.

Однако будем считать известными закон распределения стационарной помехи $n(t)$, в качестве которой выступает гауссовский квазибелый шум:

$$p(n(t)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{n^2(t)}{2\sigma^2}}, \quad (8.3)$$

где дисперсия $\sigma^2 = N_0\Delta f$,

N_0 , [Вт/Гц] – постоянная величина, характеризующая спектральную плотность мощности шумовой помехи,

Δf , [Гц] – эффективная ширина энергетического спектра шума, которая больше или равна ширине энергетического спектра сигналов $U_0(t)$ и $U_1(t)$.

Математическое ожидание шума $n(t)$ (среднее значение) равно 0.

Если подходить к описанию $n(t)$ в строгом математическом смысле, то рассматриваемый шум называют квазигелым шумом, потому что для белого шума величина Δf неограниченна (то есть $\Delta f \in (-\infty, +\infty)$ Гц), тогда как для квазигелого шума $\Delta f \in [-M, +M]$, где $M = \text{const}$. Спектральные плотности мощности $S_n(f)$ и корреляционная функция $n(t)$ соответственно имеют вид:

$$S_n = \begin{cases} \frac{N_0}{2}, & |f| \leq \Delta f \\ 0, & |f| > \Delta f \end{cases},$$

$$R_n(\tau) = N_0 \frac{\sin(2\pi\Delta f \tau)}{2\pi\tau}.$$

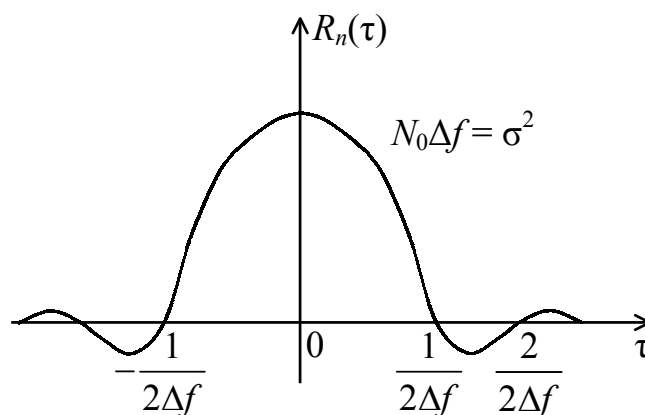


Рис. 8.2. Корреляционная функция квазигелого шума

Задача синтеза когерентного демодулятора заключается в том, чтобы построить решающую схему, способную распознавать

символы "0" и "1" при их равновероятности передачи, на фоне действия белого гауссовского шума. Отметим, что для когерентного приема границы (фазы) начала и конца сигнала на входе демодулятора точно известны (то есть передаваемые сигналы финитны и имеют одинаковую длительность T (система синхронна), а в канале нет ни многолучевого распространения (замирания), ни линейных искажений, вызывающих увеличение длительности T передачи разрядов кода ("0" или "1"). В тех случаях, когда сведения о начальных фазах ожидаемых сигналов извлекаются из самого принимаемого сигнала (например, если фаза флуктуирует, но настолько медленно, что может быть предсказана по предыдущим элементам сигнала), приём называют квазикогерентным. Если же сведения о начальных фазах входящих сигналов отсутствуют или по каким-либо соображениям их не используют, то приём называют некогерентным.

Будем рассматривать прием центрированного случайного процесса $z(t)$, который обозначим $\overset{\circ}{z}(t) = z(t) - M(z(t))$ (M – знак математического ожидания). Решающее правило Зигерта–Котельникова в этом случае будет иметь вид

$$p\left(\overset{\circ}{z}(t)|1\right) > p\left(\overset{\circ}{z}(t)|0\right) \quad (8.4)$$

где $p(\overset{\circ}{z}(t)|1)$, $p(\overset{\circ}{z}(t)|0)$ – условные вероятности того, что в канале передается символ "1", либо символ "0". Распишем вероятности в формуле (8.4):

$$p(\overset{\circ}{z}(t)|1) = p(z(t) - M(z(t))|1) = p(z(t) - M\{U_1(t) + n(t)\}|1) =$$

$$= p(z(t) - U_1(t)|1).$$

$M\{U_1(t)\} = U_1(t)$, т.к. процесс $U_1(t)$ детерминированный.

Аналогично для $p(\overset{\circ}{z}(t)|0) = p(z(t) - U_0(t)|0)$. С учетом приведенных выражений, формулу (8.4) можно было записать в виде:

"1"

$$p(z(t) - u_1(t) | 1) \underset{>}{<} p(z(t) - u_0(t) | 0). \quad (8.5)$$

"0"

Формулу (8.5) можно трактовать следующим образом. Предположим, что заранее (априорно) известно, что в канале передается "1", в этом случае:

$$l = \frac{p(z(t) - u_1(t) | 1)}{p(z(t) - u_0(t) | 0)} > 1, \quad (8.6)$$

где l – функция правдоподобия.

И наоборот, если более вероятно, что в канале передается "0", то

$$l = \frac{p(z(t) - u_0(t) | 0)}{p(z(t) - u_1(t) | 1)} > 1. \quad (8.7)$$

Другими словами, приемник должен быть наделен фильтрующими свойствами. Он выделяет "0" и "1" так, чтобы это выделение было максимально вероятным.

Ограничимся рассмотрением случая, когда в канале передается "1", то есть в этом случае должна «работать» формула (8.6).

Определим условные вероятности $p(z(t) | \lambda_1)$ и $p(z(t) | \lambda_0)$.

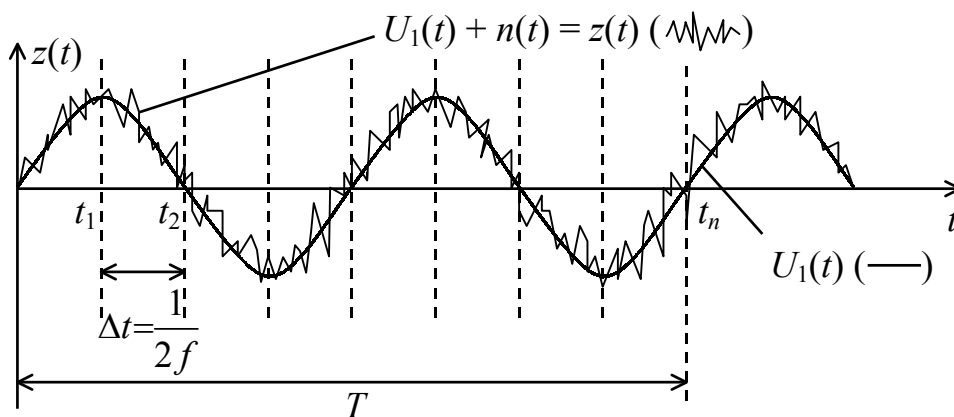


Рис 8.3. Сигнал, соответствующий символу "1"

Будем рассматривать сечения функции $z(t)$ в точках t_1, t_2, \dots, t_n через шаг дискретизации Δt . В каждой точке значения функции $z(t_i)$ – случайные величины.

$$\overset{\circ}{z}(t_1) = z(t_1) - U_1(t_1), \overset{\circ}{z}(t_2) = z(t_2) - U_1(t_2), \dots, \overset{\circ}{z}(t_n) = z(t_n) - U_1(t_n);$$

$$\Delta t = t_i - t_j = \frac{1}{2\Delta f} \text{ (в соответствии с теоремой Котельникова), } i > j.$$

При этом, т.к. $\overset{\circ}{z}(t_1), \overset{\circ}{z}(t_2), \dots, \overset{\circ}{z}(t_n)$ являются независимыми гауссовскими случайными величинами (они представляют собой шум, см. (8.1)), то n -мерная плотность вероятности для взятых отсчетов:

$$p\left(\overset{\circ}{z}(t_1), \overset{\circ}{z}(t_2), \dots, \overset{\circ}{z}(t_n)\right) = p\left(\overset{\circ}{z}(t_1)\right)p\left(\overset{\circ}{z}(t_2)\right)\dots p\left(\overset{\circ}{z}(t_n)\right),$$

где $p(\overset{\circ}{z}(t_i))$ – плотность вероятности i -й случайной величины.

Каждая случайная величина имеет гауссовский закон распределения:

$$p(\overset{\circ}{z}(t_i)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\overset{\circ}{z}(t_i))^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{[z(t_i) - U_1(t_i)]^2}{2\sigma^2}},$$

где $\sigma^2 = N_0\Delta f$.

Тогда n – мерная условная плотность вероятности для n независимых случайных величин (отсчетов) передачи единичного сигнала:

$$p\left(\overset{\circ}{z}(t_1), \overset{\circ}{z}(t_2), \dots, \overset{\circ}{z}(t_n) | 1\right) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^n} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n (\overset{\circ}{z}(t_i))^2\right) =$$

$$= \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^n} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n [z(t_i) - U_1(t_i)]^2\right).$$

Аналогично для плотности вероятности при передаче нулевого символа:

$$p\left(\overset{\circ}{z}(t_1), \overset{\circ}{z}(t_2), \dots, \overset{\circ}{z}(t_n) | 0\right) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^n} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n [z(t_i) - U_0(t_i)]^2\right).$$

Подставим полученные значения выражения в формулу (8.6).

$$l = \exp\left[\frac{1}{2\sigma^2} \left(-\sum_{i=1}^n (z(t_i) - U_1(t_i))^2 + \sum_{i=1}^n (z(t_i) - U_0(t_i))^2\right)\right] > 1. \quad (8.8)$$

Прологарифмируем выражение (8.8), в результате будем иметь

$$\ln(l) = \left[\frac{1}{2\sigma^2} \left(-\sum_{i=1}^n (z(t_i) - U_1(t_i))^2 + \sum_{i=1}^n (z(t_i) - U_0(t_i))^2 \right) \right] > 0. \quad (8.9)$$

Будем увеличивать число отсчетов n до бесконечности. Тогда суммы в (8.9) с учетом равенства $\frac{1}{2\sigma^2} = \frac{1}{2N_0\Delta f} = \frac{\Delta t}{N_0}$ обращаются в интегралы:

$$\ln(l) = \frac{1}{N_0} \left(-\int_0^T (z(t) - U_1(t))^2 dt + \int_0^T (z(t) - U_0(t))^2 dt \right) > 0. \quad (8.10)$$

В выражении (8.10) раскроем скобки и приведем подобные слагаемые:

$$2\int_0^T z(t)U_1(t)dt - \int_0^T U_1^2(t)dt - 2\int_0^T z(t)U_0(t)dt + \int_0^T U_0^2(t)dt > 0. \quad (8.11)$$

Далее (8.10) запишем в виде:

$$2\int_0^T z(t)U_1(t)dt - \int_0^T U_1^2(t)dt > 2\int_0^T z(t)U_0(t)dt - \int_0^T U_0^2(t)dt, \quad (8.12)$$

где $\int_0^T U_1^2(t)dt = E_1$, $\int_0^T U_0^2(t)dt = E_0$ - энергия ожидаемых сигналов

$U_1(t)$ и $U_0(t)$, величина которой должна быть известна заранее.

Т.о., алгоритм приема, который выполняет оптимальный (согласованный) приемник над входным колебанием $z(t)$, определяется выражением:

$$\int_0^T (z(t)U_1(t))dt - \frac{1}{2}E_1 \stackrel{\text{"1"}}{>} \int_0^T (z(t)U_0(t))dt - \frac{1}{2}E_0 \stackrel{\text{"0"}}{<}. \quad (8.13)$$

При выполнении верхнего неравенства регистрируется символ "1", нижнего - символ "0". Структурная схема оптимального приемного демодулятора, реализующего неравенство (8.13), имеет вид (рис. 8.4):

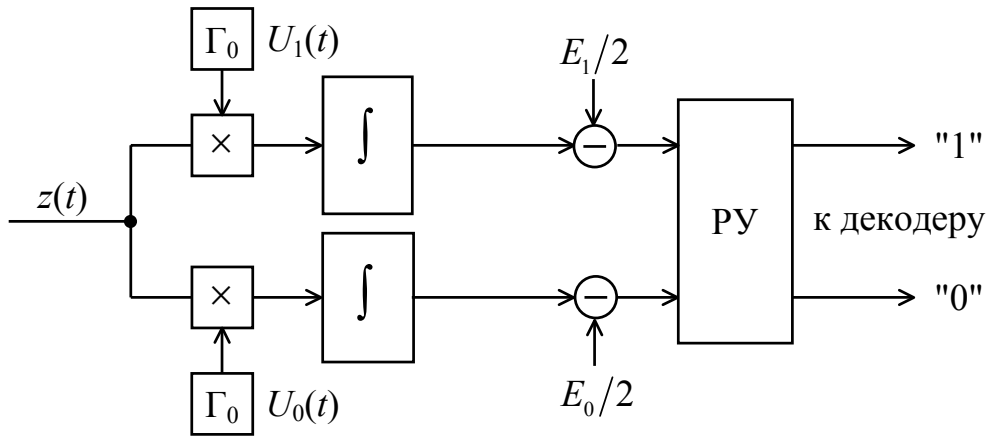


Рис. 8.4. Структурная схема оптимального демодулятора

\times – перемножители;

\int – интеграторы;

РУ – решающее устройство, определяющее в моменты времени, кратные T , максимальный сигнал, по которому определяет (выделяет) символы "1" либо "0";

- – вычитающее устройство;

Γ_i – генераторы, модулирующие колебания $U_1(t)$ и $U_0(t)$.

Устройство, непосредственно осуществляющее скалярное произведение (вычисляющее корреляционный интеграл):

$$\int_0^T z(t)U_i(t)dt, \quad i = \overline{0,1} \quad (8.14)$$

называют активным фильтром или коррелятором. Поэтому приемник, реализующий алгоритм (8.14), называют коррелятором.

По существу, формула (8.13) указывает, насколько энергетически близок принимаемый сигнал $z(t)$ к несущим колебаниям $U_1(t)$ или $U_0(t)$ и при $n(t) = 0$

$$z(t) = U_i(t) + n(t) = U_i(t) \quad \text{и} \quad \int_0^T U_i^2 dt \equiv E_i.$$

Скалярное произведение (8.14) можно вычислить не только с помощью активного фильтра (коррелятора), но и с помощью пассивного линейного фильтра с постоянными параметрами. Если на вход фильтра подать принимаемый сигнал $z(t)$, то напряжение на

выходе фильтра в момент времени $t = T$ $y(T) = \int_0^T z(\tau)g(T - \tau)d\tau$, где

$g(\tau)$ – импульсная характеристика фильтра (отклик фильтра на

дельта-функцию Дирака). Выберем ее такой, чтобы в момент $t=T$ получить значение $y(t)$, равное скалярному произведению (8.14). Легко видеть, что это будет выполнено при $g(T-\tau)=U_i(\tau)$ или $g(t)=U_i(T-t)$.

В более общем случае согласованным фильтром для сигнала $U(t)$ называют линейный пассивный фильтр с постоянными параметрами и ИХ $g(t)=aU_i(t_0-t)$, где a и t_0 – постоянные. Функция $g(t)$ является зеркальным отображением $U(t)$ относительно оси, проведенной через точку $t_0/2$.

Помехоустойчивость оптимального когерентного приема.

Как уже говорилось ранее, потенциальной помехоустойчивостью (по Котельникову) называется максимум вероятности правильного приема символа при заданном виде модуляции. Вероятность ошибки определяется формулой

$$p = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}}\right),$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – дополнительная функция ошибок.

При заданной интенсивности помехи N_0 потенциальная помехоустойчивость зависит только от так называемой эквивалентной энергии сигналов

$$E_s = \int_0^T (s_1(t) - s_0(t))^2 dt = d_{s_1, s_0}^2,$$

которая равна квадрату расстояния между сигнальными точками в пространстве Гильберта. Помехоустойчивость выше (вероятность ошибки меньше) у той системы, у которой больше эквивалентная энергия используемых сигналов, независимо от формы используемых сигналов.

На рис. 8.5. в двумерном пространстве показаны точки сигналов для двоичных систем АМ, ФМ, ЧМ.

Из рисунка видно, что по сравнению с двоичной АМ для двоичной ЧМ эквивалентная энергия сигнала $E_s = \|U_1 - U_0\|^2$ в 2 раза больше, а для двоичной ФМ – в 4 раза больше.

Система ФМ, как и другие системы с противоположными сигналами, обеспечивает максимальную для двоичной системы потенциальную помехоустойчивость. Однако реализация

демодулятора для когерентного приема ФМ встречает определенные трудности.

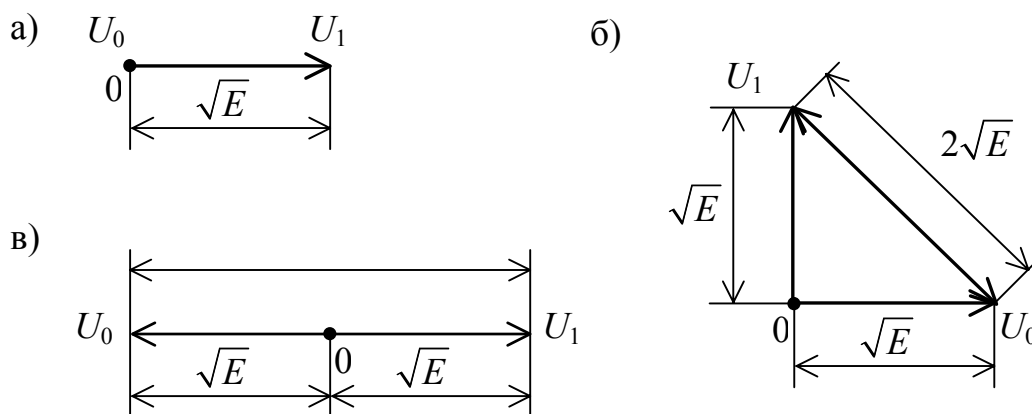


Рис. 8.5. К определению эквивалентной энергии двоичных систем АМ, ЧМ, ФМ:

а – АМ при $s_0(t) = 0, \int_0^T s_1^2(t) dt = 0$;

б – ЧМ с ортогональными сигналами
 $\int_0^T s_1(t)s_0(t) dt = 0, \int_0^T s_1^2(t) dt = \int_0^T s_0^2(t) dt = E$;

в – ФМ с противоположными сигналами $U_1(t) = -U_0(t)$

В практических схемах опорный сигнал $U_1(t)$ формируется из принимаемого колебания. Однако все схемы формирования опорного сигнала таковы, что вследствие различных неконтролируемых факторов возможны случайные изменения знака опорного сигнала. Это означает, что символы, регистрируемые на выходе приемника, даже при отсутствии аддитивной помехи в канале $[z(t) = U_i(t)]$ после случайного перескока фазы опорного сигнала инвертируются (нули будут записаны как 1, а 1 – как 0). Это будет продолжаться до следующего перескока фазы опорного сигнала. Возникает явление так называемой обратной работы.

Эффективный метод устранения этого явления был найден путем перехода к относительным методам модуляции, предложенным Н.Т. Петровичем. Они сводятся к модуляции информационного параметра передаваемой посылки элемента сигнала относительно того же параметра предшествующей посылки. При относительной фазовой модуляции (ОФМ) сообщение содержится не в абсолютном значении фазы элемента сигнала, а в разности фаз двух соседних элементов, при этом символ 1 передается

повторением той реализации сигнала, которая имела место в качестве предыдущего элемента, а символ 0 – реализацией с обратной фазой, либо наоборот.

Сигналы ОФМ можно принимать разными методами. Систему ОФМ можно рассматривать как обычную систему с фазовой модуляцией (ФМ) но со специальным перекодированием символов. Это означает, что оптимальный прием сигналов ОФМ можно осуществлять, например, схемой рис. 8.2, б, но с перекодированием принятых символов. Перекодирование выполняется сравнением полярности напряжений на выходе интегратора для двух соседних элементов, для чего требуется задержка выходных символы в ячейке памяти (ЯП) на время T . Такая схема демодулятора показана на рис. 8.6 (без устройства подстройки фазы опорного генератора Γ). Так как ОФМ – система с равной энергией отдельных позиций, то пороговый уровень в демодуляторе нулевой – и решающее устройство превращается в дискриминатор полярности (ДП). Полярности соседних элементов сравниваются в схеме сравнения полярностей (ССП).

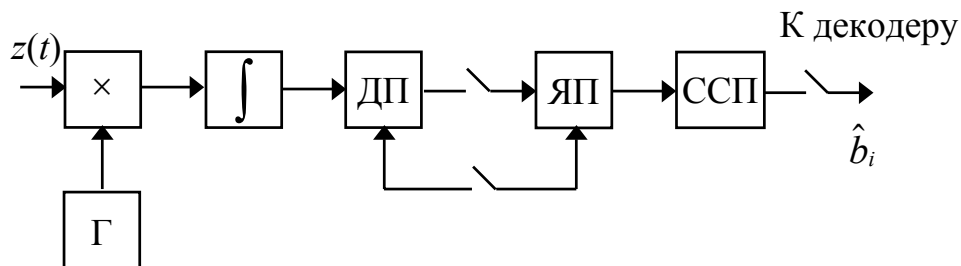


Рис. 8.6. Схема оптимального приема сигналов ОФМ методом сравнения полярностей (когерентный прием)

Символ 1 регистрируется на выходе приемника, например, при совпадении полярностей двух соседних посылок, символ 0 – если эти полярности различны, либо наоборот. При таком методе приема перескок фазы опорного сигнала (при отсутствии помехи в канале) вызывает ошибку только в одном символе. Последующие же символы регистрируются правильно, т.е. явления обратной работы не возникает. Определим вероятность ошибки в системе ОФМ при учете флуктуационной помехи в канале при когерентном приеме. Очевидно, что ошибочная регистрация символа при приеме методом сравнения полярностей возможна в результате одного из двух несовместных событий:

- 1) знак данного элемента принят ошибочно, а знак предыдущего – верно:
- 2) знак данного элемента принят верно, а знак предыдущего ошибочно.

Каждое из этих событий имеет вероятность $p_{\text{ОФМ}}(1-p_{\text{ФМ}})$. Таким образом, $p_{\text{ОФМ}}=2 p_{\text{ФМ}}(1-p_{\text{ФМ}})$. В нормальных условиях эксплуатации, когда требуется $p_{\text{ФМ}} \ll 1$, $p_{\text{ОФМ}}=2 p_{\text{ФМ}}=2Q[\sqrt{2}h]$.

Таким образом, «платой» за устранение обратной работы является удвоение вероятности ошибки, обусловленной шумом в канале.

Краткая характеристика исследуемых цепей и сигналов

В работе используется универсальный стенд со сменным блоком «МОДУЛЯТОР – ДЕМОДУЛЯТОР», функциональная схема которого приведена на рис. 8.7.

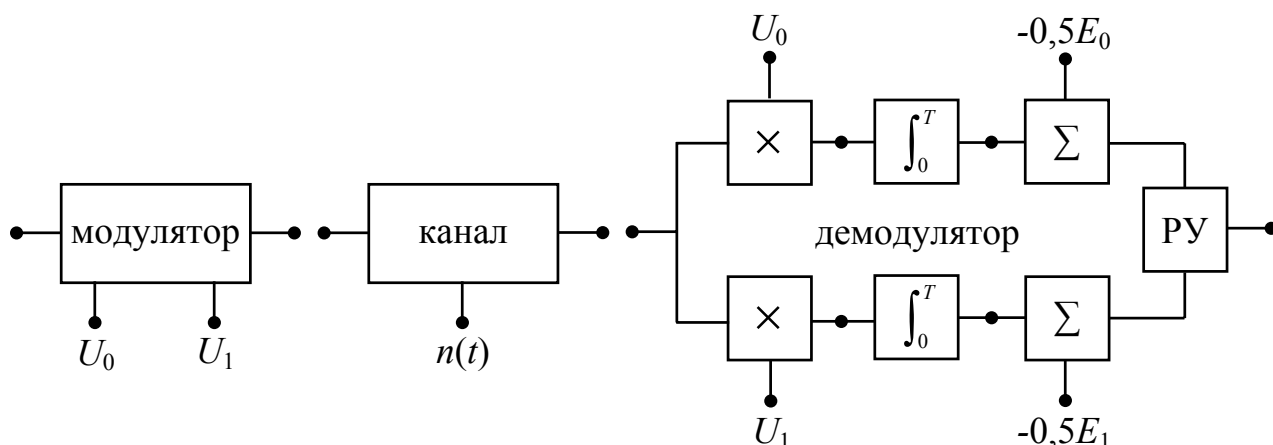


Рис. 8.7. Функциональная схема сменного блока «модулятор – демодулятор»

Источником цифрового сигнала является КОДЕР-1, который выдает периодическую последовательность из пяти символов. С помощью тумблеров можно установить любую пятиэлементную кодовую комбинацию, которая индицируется линейкой из пяти светодиодных индикаторов с надписью «ПЕРЕДАНО». В блоке МОДУЛЯТОР происходит модуляция (манипуляция) двоичными символами «высокочастотных» колебаний по амплитуде, частоте или фазе, в зависимости от положения переключателя «ВИД МОДУЛЯЦИИ» – АМ, ЧМ, ФМ или ОФМ. При «нулевом»

положении переключателя выход модулятора соединен с его входом (модуляция отсутствует).

КАНАЛ связи представляет собой сумматор сигнала с выхода модулятора и шума, генератор которого (ГШ) расположен в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ. Внутренний генератор квазибелого шума, имитирующий шум канала связи, работает в той же полосе частот, в которой расположены спектры модулированных сигналов ($12 \div 28$ кГц).

ДЕМОДУЛЯТОР выполнен по когерентной схеме с двумя ветвями; коммутация видов модуляции – общая с модулятором. Поэтому эталонные сигналы U_0 и U_1 и пороговые напряжения в контрольных точках стенда изменяются автоматически при смене вида модуляции.

Знаками (\times) на функциональной схеме обозначены аналоговые перемножители сигналов, выполненные на специализированных ИМС. Блоки интеграторов выполнены на операционных усилителях. Электронные ключи (на схеме не показаны) разряжают конденсаторы интеграторов перед началом каждого символа.

Сумматоры (Σ) предназначены для введения пороговых значений напряжений, зависящих от энергии эталонных сигналов U_1 и U_0 .

Блок «РУ» – решающее устройство – представляет собой компаратор, то есть устройство, сравнивающее напряжения на выходах сумматоров. Само «решение», т.е. сигнал "0" или "1", подается на выход демодулятора в момент перед окончанием каждого символа и сохраняется до принятия следующего «решения». Моменты принятия «решения» и последующего разряда конденсаторов в интеграторах задаются специальной логической схемой, управляющей электронными коммутаторами.

Для демодуляции сигналов с ОФМ к схеме демодулятора ФМ добавляются блоки (на схеме не показаны), которые сравнивают предыдущее и последующее решения демодулятора ФМ, что позволяет сделать заключение о скачке фазы (или его отсутствии) в принимаемом символе. При наличии такого скачка на выход демодулятора подается сигнал "1", в противном случае – "0".

При амплитудной манипуляции предусмотрена возможность ручной установки порога с целью изучения его влияния на

вероятность ошибки в приеме символа. Для визуального контроля ошибок в стенде имеются светодиодные индикаторы.

В качестве измерительных приборов используются двухлучевой осциллограф и ПК для вычисления оценки вероятности ошибки, а также встроенный вольтметр постоянного напряжения.

Лабораторное задание

1. Наблюдайте осциллограммы сигналов в различных точках схемы демодулятора при отсутствии шума в канале.

2. Наблюдайте появление ошибок в работе демодулятора при наличии шума в канале.

Методические указания

1. Работа демодулятора в условиях отсутствия помех.

1.1. Тумблерами КОДЕРА - 1 наберите любую двоичную комбинацию из 5 элементов. Ручку регулятора «ПОРОГ АМ» установите в крайнее положение. При этом регулятор выключен и порог устанавливается автоматически при смене вида модуляции. Соедините выход генератора шума (ГШ) в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ со входом $n(t)$ КАНАЛА связи. Потенциометр выхода генератора шума установите в крайнее левое положение (напряжение шума отсутствует). Вход внешней синхронизации осциллографа соедините с гнездом С2 в блоке ИСТОЧНИКИ, а усилители вертикального отклонения лучей переведите в режим с открытым входом (для пропускания постоянных составляющих исследуемых процессов).

1.2. Кнопкой переключения видов модуляции установите вариант "0", соответствующий сигналу на входе МОДУЛЯТОРА. Сняв осциллограмму этого сигнала и не меняя режим развёртки осциллографа, выберите один из видов модуляции (АМ, ЧМ, ФМ или ОФМ). Зарисуйте осциллограммы во всех контрольных точках демодулятора:

- на входе демодулятора;
- на выходах перемножителей (в одном масштабе по вертикальной оси);
- на выходах интеграторов (также в одном масштабе);

- на выходе демодулятора.

На всех полученных осциллограммах отметьте положение оси времени (т. е. положение нулевого уровня сигнала). Далее для этого можно зафиксировать положение линии развёртки при замыкании входных зажимов осциллографа.

1.3. Повторите п. 1.2 для любого другого вида манипуляции.

1.4. Переключая виды модуляции, наблюдайте как меняются сигналы на выходах интеграторов.

1.5. Установите вид модуляции ФМ. Зарисуйте осциллограммы сигналов на входе МОДУЛЯТОРА и выходе ДЕМОДУЛЯТОРА.

1.6. Повторите пункт 1.5 для ОФМ.

2. Работа демодулятора в условиях помех.

2.1. Переключателем ВИД МОДУЛЯЦИИ установите ФМ. Подключите один из входов двухлучевого осциллографа ко входу модулятора, а второй – к выходу демодулятора. Получите неподвижные осциллограммы этих сигналов.

2.2. Плавно увеличивайте потенциометром ГШ напряжение шума, добиваясь появления редких сбоев на выходной осциллограмме. Для модернизированного стенда (с буквой М) необходимо подать сигнал от генератора шума к входу $n(t)$. Для стандартных стендов нет необходимости в соединении ГШ и $n(t)$, т.к. они соединены внутри стенда. Для стандартного стенда $n(t)$ является выходом, а не входом.

2.3. С помощью осциллографа измерьте установленное отношение сигнал/шум. Для этого отключив источник шума измерьте на входе демодулятора размах сигнала (в делениях на экране) – $2a$ – (т. е. двойная амплитуда сигнала), затем, отключив источник сигнала от входа канала и восстановив шумовой сигнал, измерьте размах шума (также в делениях) - 6σ . Найденное отношение a/σ внесите в табл. 8.1.

2.4. Повторите измерения для других видов модуляции. Результаты измерений внесите в табл. 8.1.

Таблица 8.1

Оценки отношения сигнал/шум при отсутствии ошибок
в зависимости от вида модуляции

	АМ	ЧМ	ФМ	ОФМ
a/σ				

Содержание отчета

1. Функциональная схема измерений.
2. Осциллограммы, таблицы и графики по всем пунктам измерений.
3. Вывод по пункту 2.4.

Рекомендуемая литература

[3] с. 159÷174, 181÷191; [4] с. 165÷192.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение демодулятора в цифровой системе связи? В чем его основное отличие от демодулятора аналоговой системы?
2. Что такое скалярное произведение сигналов? Как оно используется в алгоритме работы демодулятора?
3. Можно ли в оптимальном демодуляторе применять согласованные фильтры?
4. Что такое «критерий идеального наблюдателя»?
5. Что такое «правило максимума правдоподобия»?
6. Как выбирается порог решающего устройства? Что будет, если его изменить?
7. Каков алгоритм принятия решения в РУ?
8. Объясните назначение каждого блока демодулятора.
9. Что такое «потенциальная помехоустойчивость»?
10. Как можно рассчитать $P_{\text{ош}}$ теоретически и измерить экспериментально?
11. Почему фазовая манипуляция не получила широкого распространения в системах связи?
12. Что такое «обратная работа демодулятора»?
13. Алгоритм оптимального демодулятора и его функциональная схема для АМ.
14. Алгоритм оптимального демодулятора и его функциональная схема для ЧМ.

15. Алгоритм оптимального демодулятора и его функциональная схема для ФМ.

16. Алгоритм оптимального демодулятора и его функциональная схема для ОФМ.

17. Объясните разницу в помехоустойчивости систем связи с разными видами модуляции.

18. Как можно получить опорное колебание из принимаемого сигнала для ФМ и ОФМ?

Список литературы

1. Кушнир В.Ф., Ферсман Б.А. Теория нелинейных электрических цепей. – М.: Связь, 1974. – 383 с.

2. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1982. – 280 с.

3. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов. - М.: Радио и связь, 1986. – 302 с.

4. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. Теория электрической связи: Учебник для вузов. - М.: Радио и связь, 1998. – 432 с.

5. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 1985. – 448 с.

6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Советское радио, 1986. – 512 с.