

УДК 621.391.2

© Ашимов Н.М., Синицын Р.В., Усеинов В.И.
Ashimov N., Sinitsyn R., Yseinov V.ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА N-РАЗРЯДНЫХ
ДВОИЧНЫХ ЧТ-СИГНАЛОВPOTENTIAL NOISE STABILITY OF RECEPTION N-РАЗРЯДНЫХ
OF THE BINARY ЧТ-SIGNALS

Аннотация. Показано, что потенциальная помехоустойчивость приема n-разрядных двоичных сигналов частотной телеграфии имеет тот же уровень, который соответствует сигналам фазовой телеграфии. Это объясняется принадлежностью обоих сигналов к группе оптимальных сигналов, обладающих минимальным пикфактором 1,0.

Annotation. It is shown, that the potential noise stability of reception binary signals of frequency telegraphy has the same level which corresponds to signals of phase telegraphy. It speaks an accessory of both signals to group of the optimum signals possessing minimum picfactor 1,0.

Ключевые слова. Потенциальная помехоустойчивость, критерий Неймана-Пирсона, помехоустойчивость сигналов частотной телеграфии.

Key words. Potential noise stability, Neuman-Pirson criterion, a noise stability of signals of frequency telegraphy.

1. Краткий анализ состояния вопроса

Вопрос о потенциальной (предельно возможной) помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации является одним из центральных в теории передачи сигналов по радиоканалам связи. Впервые этот вопрос был рассмотрен в книге В.А. Котельникова, получившей признание у широкого круга специалистов и ставшей одной из наиболее упоминаемых в библиографических источниках.

В качестве критерия оценки помехоустойчивости в [1] принята вероятность ошибки в приеме элемента (символа) двоичного сигнала, которая зависит от отношения сигнал/шум (с/ш) в полосе фильтра, согласованного с символом двоичной комбинации. Это объясняется тем, что теория Котельникова привязана к радиотехническим системам, в которых факт посылки сигнала считается известным априори, а работа приёмной ап-

паратуры контролируется оператором (системы радиосвязи). Рассмотрена потенциальная помехоустойчивость приема сигналов фазовой, частотной и амплитудной телеграфии (ФТ-, ЧТ- и АТ-сигналов), достигаемая при когерентном приеме радиосигнала. При когерентном приеме ФТ-сигналов вероятность ошибки на символ определяется по формуле

$$P_0 = 1 - \Phi(q\sqrt{2}), \quad (1)$$

а при работе с ЧТ-сигналами имеем:

$$P_0 = 1 - \Phi(q), \quad (2)$$

где q – отношение с/ш на выходе полосового фильтра, согласованного с элементом двоичного сигнала;

$\Phi(q)$ – интеграл вероятности Лапласа, равный

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{y^2}{2}} dy.$$

На рис.1 показаны графики зависимости $P_0=f(q)$ для ФТ-, ЧТ- и АТ-сигналов. График для АТ-сигналов по-

Ашимов Наиль Мударисович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры РХБ защиты и инженерных войск ВУНЦ СВ «ОА ВС РФ»;

Синицын Роман Владимирович, адъюнкт кафедры РХБ защиты и инженерных войск ВУНЦ СВ «ОА ВС РФ», тел.+7-926-081-84-95;

Усеинов Ваит Иззетович, кандидат военных наук, доцент, доцент кафедры РХБ защиты и инженерных войск ВУНЦ СВ «ОА ВС РФ».

Ashimov Nail – the doctor of technical science, professor, the professor of chair of radiating, chemical and biological protection and engineering armies of a military centre of science of land forces «Military Academy of Armed forces of the Russian Federation»;

Yseinov Vait – the candidate military sciences, the senior lecturer, the senior lecturer of chair of radiating, chemical and biological protection and engineering armies of a military centre of science of land forces «Military Academy of Armed forces of the Russian Federation»;

Sinitsyn Roman – the graduated in a military academy of chair of radiating, chemical and biological protection and engineering armies of a military centre of science of land forces «Military Academy of Armed forces of the Russian Federation», tel. +7-926-081-84-95.

строен в предположении, что количество единичных и нулевых символов в двоичной комбинации одинаково.

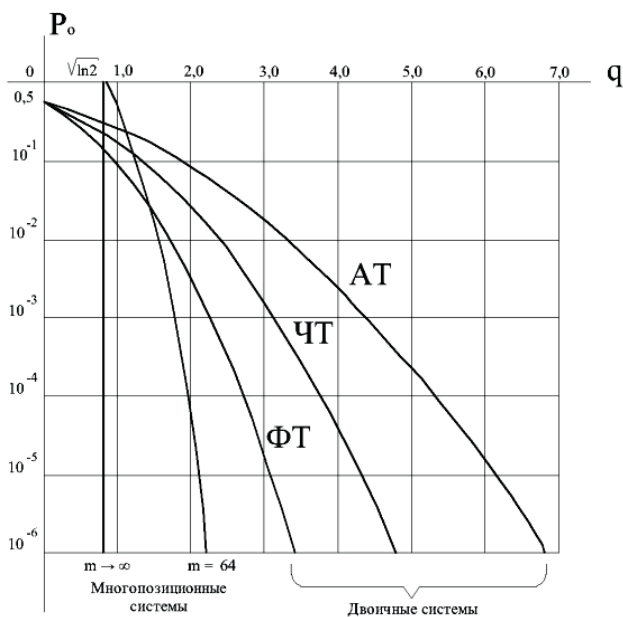


Рис. 1. Графики зависимости вероятности ошибки на символ от отношения сигнал/шум для ФТ, ЧТ и АТ сигналов

Из (1) и (2), а также из рис.1 видно, что одна и та же вероятность ошибки на символ достигается при работе с ЧТ-сигналами в $\sqrt{2}$ раз большем отношении с/ш по сравнению с ФТ-сигналами, на основании чего делается вывод о более низкой потенциальной помехоустойчивости РТС, работающих с ЧТ-сигналами.

Задача обнаружения ФТ-сигнала и различения символов решается при когерентном приеме с помощью синхронного детектора, называемого также коррелятором, структурная схема которого приведена на рис.2.

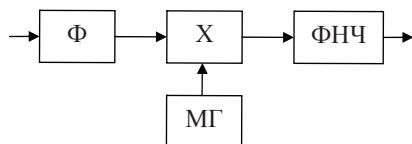


Рис. 2. Структурная схема синхронного детектора

Она содержит полосовой фильтр Ф, согласованный с элементом ФТ-сигнала, перемножитель сигналов Х, местный генератор МГ, вырабатывающий колебания, которые совпадают по фазе с одним из элементов принимаемого ФТ-сигнала, а также фильтр нижних частот ФНЧ, на выходе которого выделяется видеосигнал.

Предполагается, что на входе схемы действует сумма ФТ-сигнала и белого шума. На выходе же полосового фильтра Ф будем иметь сумму ФТ-сигнала и узкополосного шума, которую можно представить в виде квазигармонического колебания

$$s(t) = [V(t) + A(t)] \cos w_0 t - B(t) \sin w_0 t, \quad (3)$$

где V_m – амплитуда сигнала;

$A(t)$ и $B(t)$ – низкочастотные (медленно меняющиеся) шумовые процессы с нулевой средней и с нормальным распределением. Мощность их совпадает с мощностью узкополосного процесса

$$\overline{A^2(t)} = \overline{B^2(t)} = \delta^2.$$

При согласованной фильтрации амплитуда сигнала, линейно нарастая, к моменту окончания символа $t=T_s$ достигает значения амплитуды входного сигнала $V(t)=V_m$.

На выходе фильтра нижних частот ФНЧ выделяется сумма сигнала и шума

$$s(t) = V_m + A(t), \quad (4)$$

имеющая нормальное распределение

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(x-V_m)^2}{2\sigma^2}}, x \in (-\infty, \infty).$$

Различение символов двоичного сигнала производится по их полярности, и вероятность правильного приема любого из символов определяется выражением

$$P_s = \int_0^{\infty} p(x) dx = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} e^{-\frac{(x-V_m)^2}{2\sigma^2}} dx.$$

После замены переменных $\frac{x-V_m}{\sigma} = y$ получим

$$P_s = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{V_m}{\sigma}}^{\infty} e^{-\frac{y^2}{2}} dy = \Phi\left(\frac{V_m}{\sigma}\right).$$

Так как отношение сигнал/шум в полосе фильтра Ф равно $q = \frac{V_m}{\sqrt{2} \cdot \sigma}$, приходим к результату

$$P_s = \Phi(q\sqrt{2}); \quad (5)$$

$$P_0 = 1 - P_s = 1 - \Phi(q\sqrt{2}).$$

Структурная схема демодулятора ЧТ сигнала при его когерентном приеме представлена на рис.3.

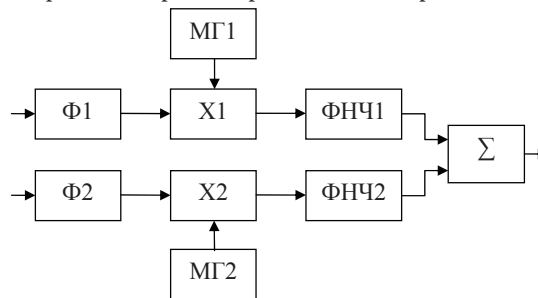


Рис. 3. Структурная схема демодулятора ЧТ сигнала при его когерентном приёме

Она включает два полосовых фильтра Ф1 и Ф2, настроенные на частоты ЧТ-сигнала и согласованные с его элементами, два перемножителя сигналов X1 и X2, два местных генератора МГ1 и МГ2, вырабатывающие колебания, которые совпадают по фазе с принимаемыми элементами ЧТ-сигнала, два фильтра нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2, а также вычитающее устройство Σ. В данном случае при приеме единичного символа на выходе фильтра ФНЧ1 выделяется сумма сигнала и шума

$$s_1(t) = V_m + A_1(t),$$

а на выходе фильтра ФНЧ2 – только шумовой процесс

$$s_2(t) = A_2(t).$$

На выходе вычитающего устройства получаем

$$s(t) = V_m + A_1(t) - A_2(t). \quad (6)$$

При достаточно большом разnose частот ЧТ-сигнала процессы $A_1(t)$ и $A_2(t)$ можно считать некоррелированными и, поскольку они имеют нормальное распределение, независимыми. Это означает, что мощность шума удваивается, откуда следует

$$\begin{aligned} P_s &= \Phi(q); \\ P_0 &= 1 - P_s = 1 - \Phi(q). \end{aligned} \quad (7)$$

2. Оценка помехоустойчивости n-разрядных двоичных сигналов

Предельно возможная помехоустойчивость (потенциальная, согласно работе [1]) существует для сигнала, имеющего любую структуру, при этом уровни потенциальной помехоустойчивости для разных сигналов будут разными. Однако такой подход вряд ли является конструктивным, поскольку не исключает возможные спекуляции вокруг этого вопроса.

Потенциальную помехоустойчивость целесообразно рассматривать как предельно высокую помехоустойчивость, которая достигается при работе с оптимальными сигналами. В качестве критерия оптимальности следует принимать величину пикфактора сигнала, равную

$$P_\phi = \frac{P_{\max}}{P_{cp}},$$

где P_{\max} – пиковая мощность, полученная усреднением за период колебаний гармонического сигнала;

P_{cp} – мощность, полученная усреднением за время, равное длительности двоичной комбинации.

Как ФТ, так и ЧТ сигналы, обладая минимальным пикфактором, равным единице, относятся к группе оптимальных сигналов. Следовательно, один и тот же уровень потенциальной помехоустойчивости может быть достигнут как при работе с ФТ-, так и с ЧТ-сигналами.

В радиотехнических системах передачи информации с двоичным кодированием во многих случаях дискретные сообщения преобразуются в n-разрядные двоичные комбинации. Поэтому в качестве оценки помехоустойчивости целесообразно принять вероятность P_k правильного приёма всей кодовой комбинации, а в качестве характеристики помехоустойчивости системы рассматривать зависимость вероятности P_k от отношения напряженности поля помех E_n , взятой в стандартной полосе частот 1 кГц, к напряженности поля сигнала E_c в точке

приема (или напряжения помехи в полосе 1 кГц к напряжению сигнала на входе приемника (рис.4)).

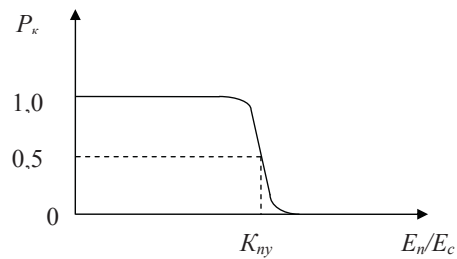


Рис. 4. График для определения коэффициента помехоустойчивости K_{ny}

Более удобно пользоваться показателем помехоустойчивости, называемым коэффициентом помехоустойчивости K_{ny} , за который принимается отношение E_n/E_c , соответствующее вероятности правильного приема кодовой комбинации $P_k = 0,5$.

Другим, не менее важным показателем помехоустойчивости при работе с n-разрядными двоичными сигналами является допустимая вероятность P_n ложного приема кодовой комбинации под действием случайных непреднамеренных помех. Введение этого показателя помехоустойчивости продиктовано тем, что факт посылки сигнала в таких системах заранее неизвестен, а в радиотехнике применяется статистический критерий оптимального обнаружения сигнала – критерий Неймана-Пирсона, в соответствии с которым, в первую очередь, обеспечивается заданная и достаточно малая вероятность ложного приема многоразрядного сигнала $P_n = const$, а затем принимаются все меры для получения максимальной вероятности правильного приема сигнала $P_k = max$.

Структурная схема когерентного приема и поэлементной обработки n-разрядного ФТ-сигнала представлена на рис.5, а аналогичная схема для ЧТ-сигнала – на рис.6. Здесь ограничитель O выполняет роль решающего элемента при приеме символа двоичной комбинации. Далее схема содержит декодирующее устройство ДУ и пороговое устройство ПУ. Последнее играет роль решающего устройства при приёме всей двоичной комбинации.

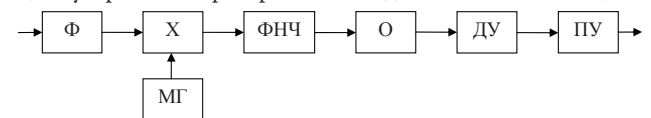


Рис. 5. Структурная схема когерентного приёма и поэлементной обработки n-разрядного ФТ-сигнала

Декодирующее устройство фактически представляет собой фильтр, согласованный с дискретным n-разрядным двоичным сигналом. Импульсная характеристика такого фильтра содержит n отсчетов разного знака, каждый величиной $1/n$, расположенных с интервалами, равными T_s , в соответствии с кодом ожидаемого сигнала.

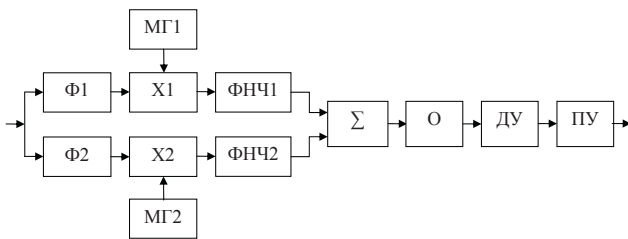


Рис. 6. Структурная схема когерентного приёма и поэлементной обработки n-разрядного ЧТ-сигнала

Структурная схема, приведённая на рис.7, включает стробирующее устройство СУ, регистр сдвига РС, демультиплексор ДМП, постоянное запоминающее устройство ПЗУ, перемножитель импульсных сигналов X и сумматор Σ.

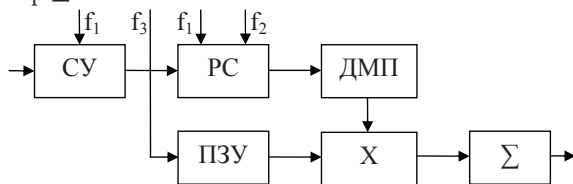


Рис. 7. Структурная схема декодирующего устройства

В стробирующем устройстве каждый символ принимаемого сигнала стробируется N короткими импульсами, в результате чего каждый символ двоичного сигнала будет представлен N единичными отсчетами. Отсчеты сигнала с тактовой частотой

$$f_1 = N \cdot C,$$

где C – скорость передачи информации в бит/с, записываются в ячейки регистра сдвига РС на каждом тактовом интервале, равном $1/f_1$, n отсчетов регистра, снимаемых с выхода демультиплексора ДМП с N раз меньшей частотой, сравниваются с отсчетами, записанными в ячейках ПЗУ путем их перемножения.

В качестве перемножителя импульсных сигналов может быть использовано логическое устройство «Исключающее ИЛИ». При совпадении отсчетов на выходе перемножителя формируется единичный сигнал положительного знака, а при их несовпадении – отрицательного знака. Сумматор Σ на каждом тактовом интервале $1/f_1$ вычисляет разность чисел совпадений и несовпадений

$$n_1 - (n - n_1) = 2n_1 - n,$$

которая является выходным сигналом декодирующего устройства, где n_1 – число совпадений.

Частота считывания отсчетов с регистра равна

$$f_2 = N^2 \cdot n \cdot C,$$

а частота считывания отсчетов с ПЗУ

$$f_3 = N \cdot n \cdot C.$$

В пороговом устройстве ПУ выходной сигнал декодирующего устройства сравнивается с пороговым уровнем, и при его достижении или превышении на выходе порогового устройства формируется импульс или

перепад напряжения, свидетельствующие о правильном приеме n-разрядного двоичного сигнала.

N -разрядная кодовая комбинация считается принятой правильно при правильном приеме не менее s символов из n , т.е. допускается не более s ошибок в приеме символов. Таким образом, работает схема Бернулли, а число ошибок s в приеме символов, как случайная величина, имеет биномиальное распределение

$$p(s) = C_n^s \cdot P_s^{n-s} \cdot (1 - P_s)^s, \tag{8}$$

где P_s – вероятность правильного приема символа;

C_n^s – число сочетаний из n по s , равное

$$C_n^s = \frac{n!}{s! \cdot (n - s)!}.$$

Вероятность ложного приема сигнала за время, равное T_a , определяется по формуле

$$P_{л1} = \frac{T_a}{2^n \cdot T_k} \sum_0^s C_n^i, \tag{9}$$

где $T_k = n \cdot T_s$ – длительность всей кодовой комбинации.

Вероятность правильного приема комбинации определяется выражением

$$P_k = \sum_0^s C_n^i \cdot P_s^{n-i} \cdot (1 - P_s)^i. \tag{10}$$

При заданной величине вероятности $P_{л1}$ из (9) определяется допустимое число ошибок s в приеме символов и устанавливается пороговый уровень

$$n_0 = n - 2s. \tag{11}$$

Далее, положив в (10) $P_k = 0,5$, находим требуемую вероятность правильного приема символа.

Коэффициент помехоустойчивости системы равен

$$K_{ny} = \frac{1}{q \cdot \sqrt{\Delta f}}, \tag{12}$$

где q – отношение с/ш в полосе фильтра, согласованного с символом радиосигнала, Δf – полоса пропускания согласованного фильтра в кГц.

Имея в виду (5) и (7), для ФТ-сигналов получаем

$$K_{ny} = \frac{\sqrt{2}}{F(P_s) \cdot \sqrt{\Delta f}}, \tag{13}$$

а для ЧТ сигналов имеем

$$K_{ny} = \frac{1}{F(P_s) \cdot \sqrt{\Delta f}}, \tag{14}$$

где $F(x)$ – функция, обратная интегралу вероятности Лапласа.

Выражения (13) и (14) иллюстрируют тот очевидный и ожидаемый результат, свидетельствующий о том, что при когерентном приеме и поэлементной обработке n -разрядного ЧТ-сигнала по схеме рис.6 предельное значение коэффициента помехоустойчивости будет в $\sqrt{2}$ раз меньше по сравнению с ФТ-сигналом.

Однако схема приема и обработки ЧТ-сигнала,

приведенная на рис.6, не является оптимальной. Существует схема когерентного приема и поэлементной обработки n -разрядного ЧТ-сигнала, в которой при прочих равных условиях достигается предельно высокая помехоустойчивость, свойственная ФТ-сигналам. Эта схема изображена на рис.8.

Схема отличается от представленной на рис.6

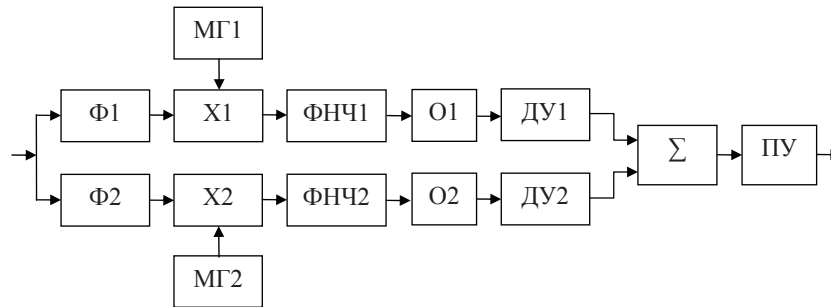


Рис. 8. Оптимальная структурная схема когерентного приёма и поэлементной обработки n -разрядного ЧТ-сигнала

тем, что видеосигналы, выделенные на выходах фильтров нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2, подвергаются ограничению, после чего поступают на входы декодирующих устройств ДУ1 и ДУ2, выходные сигналы которых далее суммируются. Суммарный сигнал поступает на вход порогового устройства для сравнения с пороговым уровнем и решения вопроса о правильном приеме n -разрядного двоичного сигнала.

Импульсные характеристики декодирующих устройств ДУ1 и ДУ2 содержат отсчеты только одного знака. Отсчеты, соответствующие пассивной паузе, в импульсной характеристике отсутствуют. Поскольку на выходах полосовых фильтров Ф1 и Ф2 действуют АТ-сигналы, а на выходах ограничителей О1 и О2 действуют прямая и инверсная двоичные последовательности, общее количество отсчетов, участвующих в обработке сигнала, сохраняется равным разрядности кода n .

Сигналы на выходах декодирующих устройств ДУ1 и ДУ2 соответственно могут быть представлены в виде

$$s_1 = n_1 \cdot V_m + \sum_{i=1}^{n_1} x_i; \quad (15)$$

$$s_2 = n_2 \cdot V_m + \sum_{i=1}^{n_2} x_i, \quad (16)$$

где n_1 и n_2 – количества единичных и нулевых символов в двоичной комбинации.

Поскольку $n_1 + n_2 = n$, после суммирования сигналов получаем

$$s = n \cdot V_m + \sum_{i=1}^n x_i, \quad (17)$$

а после деления на n имеем:

$$s_1 = V_m + \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}. \quad (18)$$

Второй член в (18) представляет собой шумовую составляющую процесса с мощностью, равной σ^2/n . Мощность шума на входе декодирующего устройства будет в n раз больше и составит σ^2 .

Таким образом, отношение сигнал/шум на входе декодирующего устройства будет равно

$$q = \frac{V_m}{\sigma},$$

а это означает, что вероятность правильного приема символа двоичной комбинации будет определяться, как и при работе с ФТ сигналами, выражением (5)

$$P_3 = \Phi(q\sqrt{2}),$$

а коэффициент помехоустойчивости – выражением (13)

$$K_{ny} = \frac{\sqrt{2}}{F(P_3) \cdot \sqrt{\Delta f}}.$$

3. Додетекторное декодирование двоичных сигналов

Когерентный прием представляет собой прием радиосигнала с известной фазой, поэтому на практике реализовать когерентный прием невозможно. В ряде случаев прибегают к так называемому квазикогерентному приему, при котором опорные колебания, по фазе совпадающие с принимаемым сигналом, формируются с помощью узкополосных фильтров, систем фазовой автоподстройки частоты и др. с использованием входного сигнала. Однако квазикогерентный прием требует большого времени для синхронизации и вхождения в связь, что не всегда является приемлемым.

Когерентный прием и знание начальной фазы принимаемого радиосигнала не являются обязательными условиями для достижения потенциальной помехоустойчивости. Оно возможно при работе как с ФТ-, так и ЧТ-сигналами при применении метода додетекторного декодирования [3].

Метод додетекторного декодирования, основанный на обработке радиосигнала без его детектирования, не требует предварительной синхронизации и вхождения в связь и, самое главное, не требует знания начальной фазы принимаемого радиосигнала.

Структурная схема приема и обработки ФТ-сигнала методом додетекторного декодирования показана на рис.9. Та же схема для ЧТ сигнала изображена на рис.10.

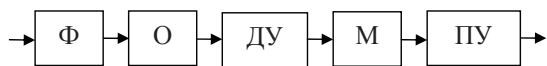


Рис. 9. Структурная схема приема и обработки ФТ-сигнала методом додетекторного декодирования

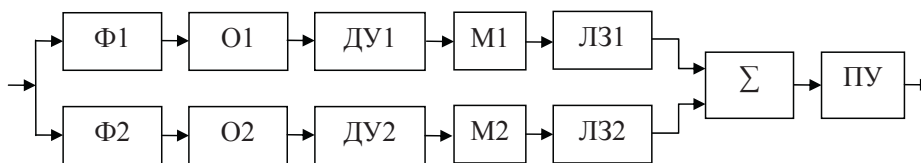


Рис. 10. Структурная схема приема и обработки ЧТ-сигнала методом додетекторного декодирования

Переход к додетекторному декодированию сопровождается резким увеличением тактовых частот из-за возрастания частоты стробирования, а также повышенными требованиями к стабильности частоты сигнала, которые следует рассматривать как своеобразную плату за полученный результат.

Неопределенность начальной фазы принимаемого сигнала не является препятствием для применения метода додетекторного декодирования. Она устраняется использованием устройств определения модуля двоичного числа М после декодирования, которые являются цифровым аналогом двухполупериодного линейного неинерционного детектора.

Гармонические сигналы, выделенные с помощью полосовых фильтров Ф1 и Ф2, являются ортогональными, что обуславливает независимость сигналов на выходах декодирующих устройств ДУ1 и ДУ2. Непосредственное их суммирование не позволяет получить максимально возможную величину сигнала перед пороговым устройством. Эта задача может быть решена путем ис-

пользования линий задержки ЛЗ1 и ЛЗ2 и выбора определенного порядка суммирования задержанных сигналов.

Выводы

1. Каждому сигналу с определенной структурой соответствует предельно возможная помехоустойчивость, которая реализуется при когерентном приеме радиосигнала - радиосигналы с известной начальной фазой.

2. Предельно возможная помехоустойчивость, достигаемая при работе с оптимальными сигналами с минимальным пикфактором, равным 1,0, представляет собой потенциальную помехоустойчивость, которая не может быть превышена ни при каких условиях.

3. Положение о том, что потенциальная помехоустойчивость при работе с ЧТ-сигналами достигается в 2 раза большем отношении сигнал/шум по сравнению с ФТ-сигналами, справедливо только в тех случаях, когда потенциальная помехоустойчивость оценивается по единственному критерию – вероятности ошибки на символ.

4. Помехоустойчивость приёма многоразрядных двоичных сигналов следует оценивать по величине вероятности как правильного, так и ложного приёма всей двоичной комбинации в соответствии с критерием оптимального обнаружения – критерием Неймана-Пирсона. В этом случае потенциальная помехоустойчивость одинакового уровня достигается при работе как ФТ-, так и ЧТ-сигналами.

5. Когерентный прием требует знания начальной фазы принимаемого радиосигнала. Применение додетекторного декодирования позволяет реализовать потенциальную помехоустойчивость при неизвестной начальной фазе как ФТ-, так и ЧТ-многоразрядного сигнала.

Литература

1. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. - М - 1.: Госэнергоиздат, 1956.- 150с.
2. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. - М.: Радио и связь, 1991. – 295с.
3. Ашимов Н.М. Прием и обработка n-разрядных двоичных сигналов методом додетекторного декодирования. Журнал «Электросвязь», 2009, №4, с.15.
4. Патент на полезную модель № RU 85 773 от 16.04.2009 г. Устройство декодирования n-разрядного двоичного сигнала.

Материал поступил в редакцию 12. 07. 2011 г.