

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ПОЛЕЗНЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ НЕГАУССОВЫХ ПОМЕХ

М. А. Киреев

**Филиал “Московский центр автоматизированного управления воздушным
движением” ФГУП “Госкорпорация по ОрВД**

Статья получена 16 марта 2015 г.

Аннотация. В работе представлены варианты функциональных схем двухканальных обнаружителей сигналов, входящих в состав активно-пассивной системы РТС, а также рассмотрен алгоритм компенсации мешающих сигналов и помех имеющих негауссовы законы распределения. Для каждого канала приведены характеристики обнаружения.

Ключевые слова: негауссова помеха, отношение правдоподобия, межпунктовая корреляция, отношение правдоподобия.

Abstract. Options of function charts of two-channel detectors of the signals which are a part of active and passive radio engineering system are presented in the wrk and also the algorithm of compensation of the disturbing signals and hindrances having ungaussian laws of distribution is considered. For each channel characteristics of detection are provided.

Keywords: ungaussian hindrance, credibility relation, cross points correlation, credibility relation.

Введение

Полезные сигналы, принимаемые антеннами различных радиотехнических систем (РТС), например, навигационных, гидроакустических и т.д. сильно зашумлены мешающими сигналами и помехами, (МСИП). Следует отметить, что спектры МСИП занимают различные по ширине полосы частот, а законы вероятностей часто имеют негауссово распределение. МСИП с негауссовыми законами распределения можно разделить на две группы – импульсные и синусоидальные. К импульсным относятся атмосферные и промышленные

помехи, зондирующие сигналы наземных и бортовых импульсных радиолокационных станций (РЛС), а также сигналы бортовых ответчиков, выдающих информацию для систем управления воздушным движением (УВД). Примерами синусоидальных МСЦП можно считать излучаемые несущие с произвольными законами угловой модуляции. В настоящее время известен метод компенсации, основанный на пространственной режекции МСЦП. Он заключается в том, что антенный блок РТС (рис.1) состоит из активной антенны, которая принимает аддитивную смесь полезного сигнала $S(t)$ и помехи $y(t)$ по основному лепестку диаграммы направленности (ДН):

$$\xi_{акт}(t) = (S) + y(t) \tag{1}$$

и пассивной антенны, основной лепесток ДН которой принимает только сигнал помехи:

$$\xi_{пасс}(t) = x(t) \tag{2}$$

Далее сигнал помехи (2) с антенны пассивного канала поступает на фазовращатель, в котором его фаза меняется на противоположную, относительно фазы помехи принимаемой антенной активного канала. Затем аддитивная смесь (1) и помеха (2) с выхода фазовращателя поступают на сумматор, на выходе которого присутствует смесь:

$$\xi'(t) = S(t) + \varepsilon(t),$$

где $\varepsilon(t)$ - остаток компенсации помехи.

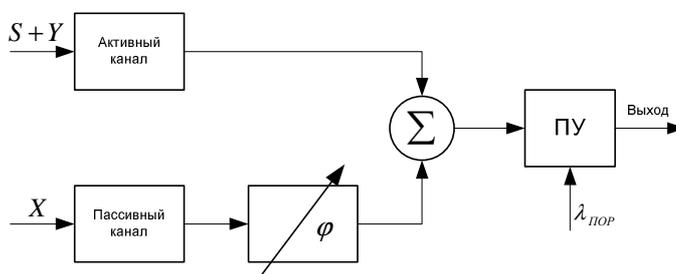


Рис.1. Активно-пассивная система пространственной режекции помех.

Практически данный метод используется для построения антенных постов спутниковой связи, а также был применен при построении антенной системы

американского военного спутника DSCS-3 [1]. Однако геометрические размеры антенных систем используемых в наземных РТС делает неприемлемым использование метода пространственной режекции МСИП в подвижных сегментах связных и навигационных систем, а также на борту летательного аппарата. В этом случае пространственную обработку принимаемых сигналов необходимо заменить временной обработкой, перенеся ее в узлы приемного тракта бортовой РТС.

В данной работе синтезируется алгоритм обнаружения полезных сигналов активно-пассивной системой с компенсацией негауссовых помех.

1. Функциональные схемы обнаружителей полезного сигнала с компенсацией МСИП.

Алгоритмы выделения сигналов на фоне негауссовых помех зависят от пространственных параметров помех и сигналов. Допустим, что произвольная смесь амплитудно-фазоманипулированных процессов (АФМП) с произвольной модуляцией по огибающим A_m и фазам φ_k имеет негауссову и нестационарную многомерную плотность вероятностей, которую в матричной форме можно записать:

$$F_Y = f(y_1 \dots y_n) = \sum_{i=1}^k \sum_{i=1}^m A_m \varphi_k (y_1 \dots y_n), \quad (3)$$

где A_m - вектор-строка амплитуд АФМП, φ_k - вектор-столбец фаз АФМП, $f(y_1 \dots y_n)$ - многомерная плотность вероятностей помех на входе РТС. Достоинство такой записи – отдельное влияние на многомерную плотность огибающей АФМП амплитудных и фазовых составляющих. Для активно-пассивной РТС приема и обработки сигналов, рис.1, оптимальный алгоритм обнаружения можно записать в виде:

$$\Lambda = Z^T \varphi_k > \lambda_{\text{ПОР}} = 0, \quad Z^T = A_m f(y + s, x) - A_m f(y, x), \quad s = (s_1 \dots s_N),$$

где $f(y + s, x)$ и $f(y, x)$ плотности вероятностей входных процессов активного и пассивного пунктов соответственно, $\lambda_{\text{ПОР}}$ - заданное значение порога обнаружения, T - знак транспонирования.

Таким образом, оптимальный обнаружитель полезного сигнала S функционально состоит (рис.2) из двух измерительных усилителей, двух нелинейных компенсационных блоков A^T , являющихся нелинейно-инерционными преобразователями - $A^T(y + s, x)$ и $A^T(y, x)$, весового матричного накопителя $\sum_{k=1}^n \varphi_k$, параметры которого зависят от матрицы φ фазовых параметров МСиП, формируемой процессором Φ и процессора A формирующего матрицу значений огибающей (рис. 2).

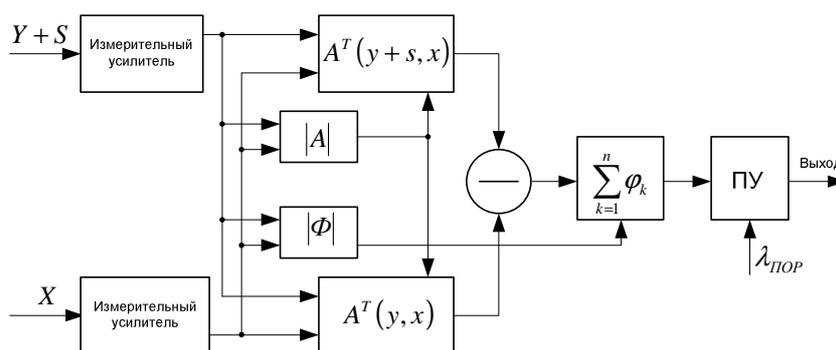


Рис. 2. Выделение фаз огибающих амплитуд.

Предполагается, что в схеме обнаружителя рис. 2 автоматически производится и адаптация при неизвестных ранее законах фазовых и амплитудных модуляций. Приведенная схема может оказаться довольно сложной в технической реализации, поэтому в адаптивном варианте предпочтение может быть сделано схеме выполненной по рис. 3, в которой производится оценка априорных неизвестных многомерных плотностей вероятностей помех активных и пассивных приемных пунктов.

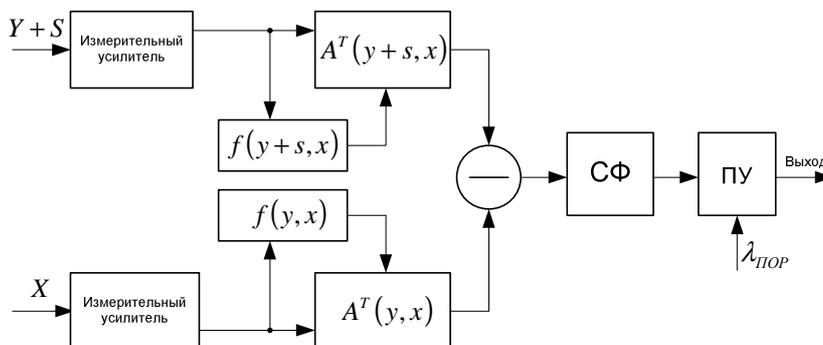


Рис.3. Формирование статистических характеристик помех.

При обнаружении слабых сигналов S алгоритм обнаружения упрощается и может быть представлен в 2-х эквивалентных формах. Так, разлагая функцию $f(y + s, x)$ в ряд Тейлора по S и ограничиваясь 2-мя первыми членами при разложении, получаем:

$$\Lambda = S^T Z > \lambda_{\text{ПОР}}, \quad \lambda_{\text{ПОР}} = \Lambda_{\text{ПОР}} - 1, \quad Z = \text{grad}[\ln f(y, x)],$$

где Z есть вектор-столбец переменных $\frac{df(y, x)}{dy_i}$ $i = 1, 2, \dots, n$ [2]. Обнаружитель состоит из многомерного нелинейно-инерционного преобразователя Z вектора помех (y, x) и нелинейного матричного накопителя обладающего дискретной импульсной характеристикой S^T (рис. 4).

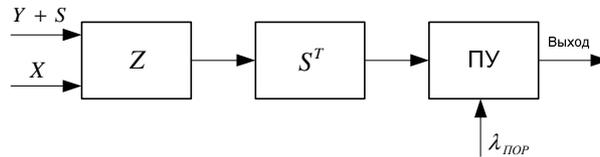


Рис.4. Обнаружитель с накопителем сигнала.

Другой вариант обнаружителя изображен на рис.5.

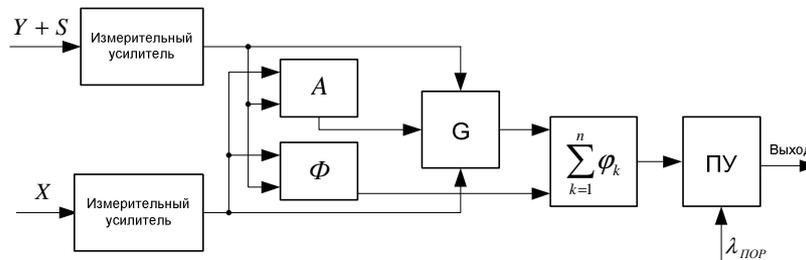


Рис.5. Обнаружитель с учетом фазовых свойств помех.

В нем реализуется алгоритм обнаружения, выражение для которого запишем в следующем виде:

$$\Lambda = \Lambda^T = \varphi^T S^T G(y, x) = (S_\varphi)^T G(y, x) > \lambda_{\text{ПОР}}, \quad G = \text{grad}_y A^T(y, x),$$

где φ - матрица фаз МСиП, S - матрица полезного сигнала, T - знак транспонирования. Особенностью схемы (рис.5) является то, что в блоке сумматора $\sum_{k=1}^n \varphi_k$ происходит взвешивание и формирование матрицы сигналов

$(S_\varphi)^T$ из входных копий сигнала S . При этом на один вход сумматора поступает сформированный в блоке G вектор помех (y, x) , зависящий от вектора A огибающих МСиП. На другой вход сумматора поступает сформированный в блоке Φ вектор фазовых параметров МСиП. Следует отметить, что структура обнаружителя представленного на рис.5 содержит 4 процессора - A, Φ, G , и Σ в отличие от структуры обнаружителя представленной на рис.4, однако она полнее воспроизводит характер вычислений. Тем не менее, для моделирования предпочтительнее использовать более простые структуры, если только а priori известны многомерные совместные законы распределения вероятностей помех активных и пассивных пунктов приема.

2. Характеристики обнаружения

Рассмотрим подробнее обнаружение сигнала на фоне широкополосной (белой) по спектру негауссовой помехи одним активным и одним пассивным пунктом (рис.1) в предположении взаимной межпунктовой корреляции помех с коэффициентом взаимной корреляции:

$$r_{xy} = \frac{\text{cov}(X, Y)}{\sigma_x \sigma_y},$$

где σ_x и σ_y - среднеквадратические отклонения помех X и Y соответственно.

Тогда многомерное отношение правдоподобия распадается на произведения двумерных (взаимных) отношений, поэтому получаем:

$$\ln \Lambda = \ln \frac{f(y-s, x)}{f(y, x)} = \ln \frac{f(y-s/x)}{f(y/x)} = \ln \prod_{i=1}^N \frac{f(y_i - s_i / x_i)}{f(y_i / x_i)} = \sum_{i=1}^N \ln \frac{f(y_i - s_i / x_i)}{f(y_i / x_i)}. \quad (4)$$

Следует отметить, что при коэффициенте корреляции $r \rightarrow 1$ условные негауссовы распределения допустимо аппроксимировать гауссовыми условными распределениями, вследствие этого получаем алгоритм с компенсацией помех и линейной фильтрацией сигналов, ничем не отличающийся от случая воздействия нормальных помех. Однако, такая ситуация наблюдается только при очень высокой межпунктовой корреляции

($r \geq 0,95$). На практике часто не удается достичь такого коэффициента, поэтому аппроксимация условно гауссовыми распределениями является некорректной.

Для более точного решения задачи рассмотрим другой подход. Как известно из теории вероятностей:

$$f(y, x) = f(x) \cdot f(y/x) = f(y) \cdot f(x/y).$$

Воспользуемся выражением из правой части равенства. Тогда отношение правдоподобия (4) запишем в виде:

$$\ln \Lambda = \ln \left[\prod_{i=1}^N \frac{f(y_i + s_i)}{f(y_i)} \cdot \prod_{i=1}^N \frac{f(x/y_i + s_i)}{f(x_i/y_i)} \right] = \Lambda_1 + \Lambda_2 \begin{matrix} > / < \\ < / > \end{matrix} \lambda_{\text{пор}}, \text{ где}$$

$$\Lambda_1 = \sum_{i=1}^N \ln \frac{f(y_i + s_i)}{f(y_i)}, \quad \Lambda_2 = \sum_{i=1}^N \ln \frac{f(x_i/y_i + s_i)}{f(x_i/y_i)}. \quad (5)$$

Функциональная схема обнаружителя полезного сигнала, работающего по такому алгоритму, представлена на рис. 6.

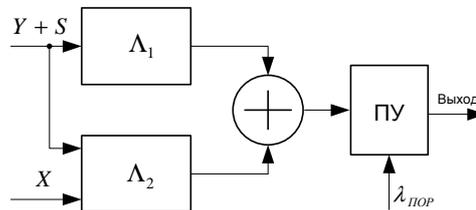


Рис. 6. Двухканальный обнаружитель сигнала.

Схема состоит из двух параллельных каналов, выходы которых суммируются и сравниваются с порогом для вынесения решения о наличии или отсутствии сигнала.

Рассмотрим сначала первый канал обнаружителя Λ_1 , который является нелинейным в силу негауссовости плотности вероятности помехи $f(y_1 \dots y_n)$ (3). Полагая для простоты сигнал слабым, ограничиваясь при разложении в ряд Тейлора функции $f(y + s)$ первыми двумя членами (5), и учитывая формулу $\ln(1 + a) \cong a$ при условии что $a \ll 1$, получаем:

$$\Lambda_1 = \sum_{i=1}^N \ln \left[\frac{f(y_i + s_i)f(y_i)}{f(y_i)} \right] = \sum_{i=1}^N s_i z(y_i), \text{ где } z(y_i) = -\frac{d}{dy} \ln f(y_i) = -\frac{f'(y_i)}{f(y_i)}.$$

В состав функциональной схемы обнаружителя, которая представлена на рис. 7, входит блок, содержащий нелинейность без инерциальной цепи $Z(Y)$ [3], согласованный с полезным сигналом фильтр (СФ), блок оценки флуктуаций полезного сигнала S , детектор огибающей (ДО), включаемый в обработку при флуктуациях полезного сигнала, и пороговое устройство (ПУ).

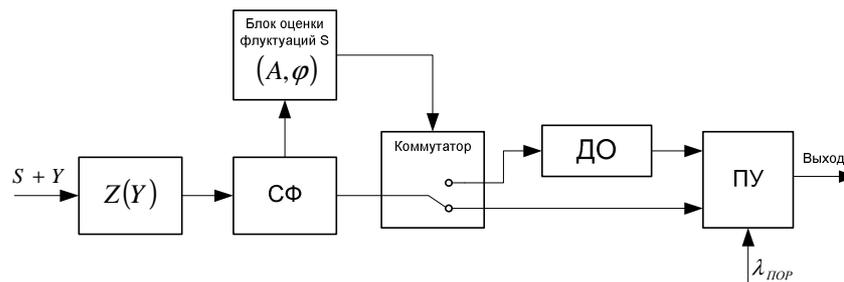


Рис. 7. Функциональная схема нелинейного канала обнаружителя.

Наличие нелинейности приводит к резкому увеличению вероятности правильного обнаружения $P_{по}$, особенно с ростом входного отношения сигнал/шум по мощности [2]:

$$q_{ВХ} = \frac{M_s}{\sigma_y^2},$$

где M_s - мощность полезного сигнала, а σ_y^2 - дисперсия помехи на входе приемника активного канала, равная средней мощности флуктуаций негауссовой помехи y :

$$\sigma_y^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_y dw.$$

Конечно, так будет только при наличии оптимальной нелинейности $z(y)$, оптимизированной для известного распределения негауссовой помехи $y(t)$. Ясно также, что флуктуация параметров полезного сигнала ухудшает характеристики обнаружения.

Эти выводы следует обосновать. Будем полагать, что значение алгоритма Λ_1 , имеет нормальное распределение вероятностей. Тогда при отсутствии

сигнала ($S = 0$) среднее значение равно нулю:

$$\langle \Lambda_{1S=0} \rangle = \sum s_i \langle z(y_i) \rangle = 0, \text{ при } \langle z(y_i) \rangle = 0,$$

так как при четной плотности $f(y)$ нелинейность является нечетной функцией.

Действительно в среднем имеем:

$$\langle z \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} z(y) f(y) dy = - \int_{-\infty}^{\infty} f'(y) dy = - \int_{-\infty}^{\infty} df = f(-\infty) - f(\infty) = 0.$$

Дисперсия случайной величины $\Lambda_{1S=0}$ при отсутствии сигнала равна:

$$\sigma_0^2 = \langle \Lambda_{1S=0}^2 \rangle - \langle \Lambda_{1S=0} \rangle^2 = \sum_i s_i^2 \langle z^2(y) \rangle = \sigma_z^2 M_s; \quad M_s = \sum_{i=1}^N s_i^2; \quad (6)$$

где величина σ_z^2 равна:

$$\sigma_z^2 = \int_{-\infty}^{\infty} z^2(y) f(y) dy = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(f')^2}{f} dy = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f_1}{f} df = \frac{f'}{f} \cdot f - \int_{-\infty}^{\infty} z'(y) f(y) dy = \langle z'(y) \rangle,$$

так как в силу белости по спектру помехи при суммировании сохраняются только члены при условии $i = j$ [2]. В итоге для вероятности ложной тревоги при отсутствии на входе активного канала полезного сигнала получаем формулу:

$$P_{ЛТ} = \int_{\lambda_{ПОР}}^{\infty} f(\Lambda_{1S=0}) d(\Lambda_{1S=0}) = \exp\left\{-\frac{\Lambda_{1S=0}^2}{2\sigma_{S=0}^2}\right\} d\Lambda_{1S=0} = 1 - \Phi\left(\frac{\lambda_{ПОР}}{\sigma_0}\right),$$

$$\Phi(x) = \int_{-\infty}^{\lambda_{ПОР}} f(\Lambda_{1S=0}) d\Lambda_{1S=0},$$

где $\sigma_0 = \sqrt{\sigma_0^2}$ из (6), а $\Phi(x)$ - табулированный интеграл вероятностей.

При наличии сигнала ($S \neq 0$) среднее значение алгоритма $\Lambda_1 \langle \Lambda_{1S \neq 0} \rangle$ равно:

$$\langle \Lambda_{1S \neq 0} \rangle = z(y_i + s_i) \sum_i s_i = \sum_i s_i \langle z(y_i) \rangle + \langle z' \rangle M_s = \langle z' \rangle M_s,$$

а среднее значение $\langle z' \rangle$ принимает вид $\langle z' \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} z'(y) f(y) dy,$

и дисперсия, как нетрудно проверить равна:

$$\sigma_{S \neq 0}^2 = \langle \Lambda_{1S \neq 0}^2 \rangle - \langle \Lambda_{1S \neq 0} \rangle^2 = \sigma_z^2 M_s. \quad (7)$$

Поэтому для вероятности правильного обнаружения получаем выражение:

$$P_{по} = \int_{\lambda_{пор}}^{\infty} f(\Lambda_{1S}) d\Lambda_{1S} = \int_{\lambda_{пор}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{S \neq 0}}} e^{-\frac{(\Lambda_{1S} - \langle \Lambda_{1S} \rangle)^2}{2\sigma_s^2}} d\Lambda_{1S} = 1 - \Phi\left(\frac{\Lambda_{1S} - \langle \Lambda_{1S} \rangle}{\sigma_{S \neq 0}}\right), \quad (8)$$

где величина $\sigma_{S \neq 0} = \sqrt{\sigma_{S \neq 0}^2}$ из (7).

Рассмотрим примеры обнаружителей. Полагая сначала помеху гауссовой, получим уравнение нелинейности:

$$z_1(y) = -\frac{d}{dy} \ln \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \exp\left\{-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right\} \right] = \frac{d}{dy} \left(\frac{y^2}{2\sigma_y^2} \right) = \frac{y}{\sigma_y^2}.$$

В случае обнаружения сигнала на фоне ЧМ-помехи (шум с большой девиацией частоты), уравнение нелинейности будет равно:

$$z_2(y) = -\frac{d}{dy} \ln \left[\frac{1}{\pi\sqrt{A^2 - y^2}} \right] = -\frac{y}{A^2 - y^2},$$

т.е. получаем нелинейность экспандерного типа, линейную при условии $|y| \ll A$ и растянутую при условии $|y| \rightarrow A$, что способствует выделению слабого сигнала. И, наконец, при обнаружении сигнала на фоне импульсного и непрерывного шумов уравнение нелинейности принимает вид:

$$z_3(y) = -\frac{d}{dy} \ln [b \exp\{-a|y|\}] = \frac{ad(y)}{dy} = a \cdot \text{sign}(y) = \left\langle \begin{array}{l} a, y > 0 \\ -a, y \leq 0 \end{array} \right\rangle.$$

В этом случае получаем нелинейность типа жесткого ограничителя d . Эта нелинейность относится к типу компрессионных, сжимающих диапазон выходных величин в интервале $(-a, a)$. В целом ограничитель аналогичен цепочке широкополосный фильтр – ограничитель – узкополосный фильтр (ШОУ), эффективной при выделении сигнала на фоне импульсной помехи [4], причем широкополосный фильтр на рис.7 не показан, а узкополосный фильтр есть СФ, повышающий качество обнаружения сигнала. Отметим еще, что компрессионная нелинейность превращается в экспандерную при замене оси абсцисс на ось ординат и наоборот. Отсюда вытекает и другой практически необходимый вывод. Используемые на практике непараметрические ограничители с жестким ограничением на входе являются оптимальными, если только помеха имеет экспоненциальное распределение вероятностей. И это

несмотря на то, что при воздействии сигнала непараметричность, (т.е. независимость x от параметров входной помехи) пропадает, т.е. некоторые параметры начинают зависеть от сигнала S . Например, среднее значение процесса на выходе ограничителя при любой плотности $f(y+s)$ имеет значение:

$$\langle z \rangle = \int_{-\infty}^0 (-a) f(y+s) dy + \int_0^s a \cdot f(y+s) dy + \int_s^{\infty} a f(y+s) dy = a(-F_1 + F_2 + F_3).$$

В силу симметрии плотности в точке $y=s$ получаем $F_3 = 0,5$, по той же причине $F_1 = 0,5 - F_2$, поэтому среднее значение равно $\langle z \rangle = 2aF_2$. В частности для экспоненциального распределения условие нормировки дает:

$$\int_{-\infty}^{\infty} b \exp\{-a|y|\} dy = 2b \int_0^{\infty} \exp\{-ay\} dy = \frac{2b}{a} \exp\{-ay\} \Big|_0^{\infty} = \frac{2b}{a} = 1; \quad b = \frac{a}{2}.$$

Поэтому среднее значение равно:

$$\langle z \rangle = 2a \int_0^s b \exp\{a(y+s)\} dy = 2ab \exp\{-as\} \cdot \frac{\exp ay}{a} \Big|_0^S = a(1 - \exp\{-a|s|\}),$$

и зависит от величины сигнала S (при условии $S=0$ получаем $\langle z \rangle = 0$).

Следует отметить, что суммарная мощность процесса на выходе жесткого ограничителя постоянна и независима от величины сигнала:

$$\langle z^2 \rangle = \int_{-\infty}^0 (-a)^2 f(y+s) dy + \int_0^s a^2 f(y+s) dy + \int_s^{\infty} a^2 f(y+s) dy = a^2 \left(\frac{1}{2} - F_2 + F_2 + \frac{1}{2} \right) = a^2$$

Поэтому дисперсия также не зависит от сигнала

$$\langle z^2 \rangle - \langle z \rangle^2 = a^2 \exp\{-a|s|\} \cdot (2 - \exp\{-a|s|\}),$$

и стремится к нулю только тогда, когда амплитуда детерминированного сигнала растет до бесконечности ($A_{Si} \rightarrow \infty$).

Теперь рассмотрим подробно второй канал Λ_2 обнаружителя (см. рис. 6) и алгоритм обнаружения в целом. Аппроксимируя, как и раньше, условные функции правдоподобия в числителе и знаменателе Λ_2 гауссовыми условными распределениями, после преобразования независимо от величины сигнала получаем:

$$\Lambda_2 = \sum_{i=2}^N \ln \frac{f(x_i / y_i + s_i)}{f(x_i / y_i)} = \sum_{i=1}^N s_i (\alpha_{y_i} - \gamma_{x_i} \cdot k) + \frac{\alpha}{2} q_{BX}, \quad q_{BX} = \frac{M_s}{\sigma_y^2},$$

$$M_s = \sum_{i=1}^N s_i^2; \quad \alpha(r) = \alpha(1-r^2)^{-1}; \quad \gamma(r) = r(1-r^2)^{-1}; \quad k = \frac{\alpha}{\gamma}, \quad (9)$$

где q_{BX} - отношение сигнал/шум на входе активного канала, k - коэффициент пропорциональности между весами α и γ , зависящими от коэффициента корреляции r помех y и x .

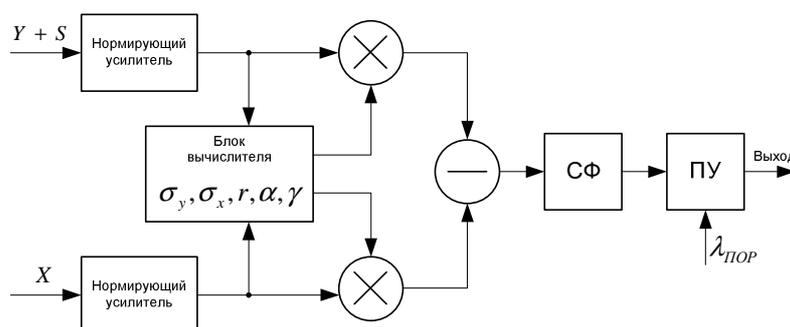


Рис. 8. Функциональная схема линейного канала обнаружителя.

Функциональная схема линейного канала обнаружителя представлена на рис.8. Она состоит из блока вычислителя, формирующего величины $\{\sigma_y, \sigma_x, r, \alpha, \gamma\}$ (9), перемножителей, блока вычитания, согласованного с полезным сигналом фильтра (СФ) и порогового устройства. С учетом нормировки помех получаем:

$$x = ry, \quad \langle ux \rangle = r \langle uy \rangle = r; \quad \alpha_y - \gamma_x = \alpha_y - \alpha_y = 0.$$

Поэтому в идеале в среднем остаток компенсации помех равен нулю, а наличие сигнала на входе увеличивает приращение мощности сигнала в α раз:

$$\langle \Lambda_{2S} \rangle = \langle \sum_{i=1}^N s_i [\alpha(y_i + s_i) - \gamma_{x_i}] \rangle = \alpha \sum_{i=1}^N s_i^2 = \alpha M_s \rightarrow \infty.$$

Объединим каналы, изображенные на рис. 6, 7 и 8, в единую схему обнаружителя. Учтем при этом, что СФ должен быть общим (рис. 9).

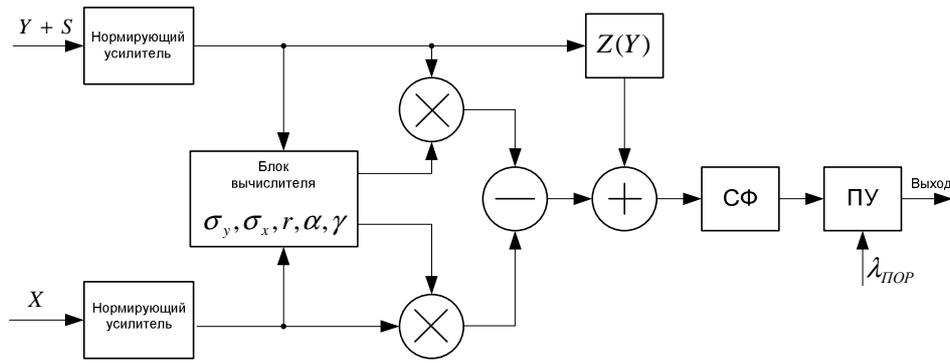


Рис. 9. Полная функциональная схема обнаружителя сигнала.

Если коэффициент корреляции $r \rightarrow 0$, то компенсация автоматически отключается и работает один нелинейный канал. Если же $r \rightarrow 1$, то эффективность компенсации линейного канала настолько высока, что вкладом от параллельного нелинейного канала можно пренебречь, особенно с увеличением мощности входного сигнала. Выражение объединенного алгоритма обнаружения запишем в виде:

$$\langle \Lambda \rangle = \sum_{i=1}^N s_i [z(y_i) + \alpha_{y_i} - \gamma_{x_i}] > \lambda_{\text{ПОР}} = \ln \lambda_{\text{ПОР}} + \frac{\alpha}{2} q_{\text{ВХ}}.$$

В условиях высокой эффективности компенсатора помех при отсутствии сигнала на входе имеем $\langle \Lambda_{s=0} \rangle = 0$, $\sigma_0^2 \cong M_s \sigma_r^2$, и вероятность ложной тревоги почти не меняется. При наличии сигнала:

$$\langle \Lambda_{s \neq 0} \rangle = M_s [\langle z' \rangle + \alpha], \quad z' = \frac{d}{dy} z(y) = -\frac{d^2}{dy^2} \ln f(y),$$

$$\sigma_z^2 = \int_{-\infty}^{\infty} z^2(y) f(y) dy - \langle z \rangle^2$$

$$\sigma_{s \neq 0}^2 = \langle \Lambda_{s \neq 0}^2 \rangle - \langle \Lambda_{s \neq 0} \rangle^2 = M_s (\sigma_z^2 + 2\alpha \langle xz \rangle - 2\gamma \langle yx \rangle + \alpha),$$

и вероятность правильного обнаружения (8) тем выше, чем больше отношение:

$$q(r) = \frac{\langle \Lambda_{s \neq 0} \rangle}{\sigma_s^2}.$$

3. Выводы

В результате проведенного анализа состояния техники пространственной режекции МСИП представлены структуры двухканальных приемников

обнаружения полезных сигналов с компенсацией негауссовых МСиП.

Рассмотрена отдельно работа каждого приемного канала, а также даны характеристики обнаружения.

Литература

1. Верзунов Г. В., Ганзий Д. Д., Степанов А. А. Защита от радиопомех в спутниковой связи // Технологии и средства связи. – 2008. - №6. - С.90 - 93.
2. Голяницкий И. А. Оптимальная пространственно – временная обработка негауссовых полей и процессов. - М: Издательство МАИ, 1994. - 208 с.
3. Киреев М. А. Выделение полностью известного сигнала на фоне негауссовых помех //Телекоммуникации. – 2012. - №3. - С.13 - 18.
4. Лезин Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учеб. пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1986. - 280 с.