



Анализ методов подавления негауссовских помех



Алексей ФОМИН

Alexei F.FOMIN

Методика синтеза и анализа помехоустойчивых асимптотически оптимальных приемников и приемника с ограничителем при воздействии сильных негауссовских помех (НП) с различными видами законов распределения. Получены аналитические выражения и проведены численные расчеты амплитудных характеристик и коэффициентов подавления помех в блоке НП (оптимальном и в виде ограничителя), а также эксцессов распределений.

Ключевые слова: негауссовские помехи, законы распределения, нелинейные подавители, меры максимального правдоподобия.

Фомин Алексей Федорович — доктор технических наук, профессор кафедры «Радиотехника и электросвязь» Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ).

Множество систем связи, автоматики и телемеханики на железнодорожном транспорте функционируют в сложной и непрерывно изменяющейся помеховой обстановке при воздействии сильных импульсных, синусоидальных и флуктуационных помех в основном с негауссовской плотностью распределения вероятностей (ПРВ) различного вида [1,4–7].

Источниками таких помех преимущественно являются электронные и силовые устройства, атмосфера (например, атмосферные разряды, грозы), системы связи и автоматики.

Цель данной статьи — конкретизация и расширение представлений о влиянии законов распределения и характеристик помех на эффективность подавления помех в нелинейном блоке приемника. При этом мы ограничимся рассмотрением указанных вопросов на примере асимптотически оптимального приемника и приемника с ограничителем дискретных сигналов (ДС) при сильных негауссовских помехах.

АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМ ДС

Одним из основных методов борьбы с негауссовскими помехами считаются

нелинейные методы (нелинейной фильтрации). Теория нелинейных оптимальных методов фильтрации (обнаружение, распознавание, оценка параметров, фильтрация, идентификация) разработана в конце XX века на основании концепции асимптотически оптимального подхода с вычислением апостериорной вероятности (функции правдоподобия) [2,3–6,8,9].

Концепция асимптотически оптимальных алгоритмов приема (обработки) сигналов состоит в том, что по ходу дискретного наблюдения отыскивается при неограниченном увеличении выборки ($H \rightarrow \infty$) и стремлении амплитуды сигнала к нулю [$s(\lambda_i, t) \rightarrow 0$] асимптотически достаточная статистика, распределение которой связано с гауссовским законом. Асимптотически оптимальный прием (АОП) особенно актуален для систем автоматики, телемеханики и связи на железнодорожном транспорте, работающих при сильных аддитивных помехах.

Из-за ограниченного объема статьи и в целях получения прозрачных результатов используем простейшую стохастическую модель наблюдения в дискретном времени в виде

$$y_h = s_{ih}(\lambda_{ih}, t_h) + n_h, h = 1, 2 \dots H, \quad (1)$$

где y_h — реализации сложного колебания $Y(t)$, из которого следует наилучшим в определенном смысле оптимальным образом выделить интересующую нас реализацию дискретного сообщения λ_i ; $s_{ih}(\lambda_{ih})$ — выборки, в общем случае представляющие собой нелинейный оператор преобразования дискретного сообщения λ_{ih} из ансамбля $\Lambda_i(t)$, который описывает методы передачи манипуляции и кодирования сигнала-переносчика и считается полностью известным; n_h — выборка аддитивной помехи, отражающая случайный процесс (скалярный) с произвольной, но известной (гауссовской или негауссовской) одномерной и симметричной относительно нуля плотностью распределения вероятностей; λ_{ih} — выборки оцениваемого дискретного сообщения $\lambda_i(t) = \lambda_i$ со своим распределением вероятностей РВ ($i = 1, 2, \dots a$, здесь a — основание кода).

Число выборок (координат) H на интервале наблюдения, равное длительности передаваемого элементарного символа T_c

будет составлять $H = T_c/T_o$ (T_o — период формирования выборок).

Примем, что асимптотически оптимальный приемник (АОП) работает в соответствии с алгоритмом максимального правдоподобия. При этом АОП вычисляет функцию правдоподобия для всех « a » возможных значений дискретного сообщения λ_i , а решающее устройство (РУ) принимает решение в соответствии с выражением

$$\lambda_i = \max_{i=1,a} \{Q_{ao}(\lambda_i)\}, \quad (2)$$

где $Q_{ao}(\lambda_i) = \ln w_{\lambda_i}(y)$ — выходной асимптотически оптимального фильтрующего устройства (АОФУ); $w_{\lambda_i}(y)$ — функция правдоподобия (ФП).

Если предположить, что выборки помехи $n_h = n(t_h)$ представляют собой случайные величины с произвольной ПРВ и образуют процесс с независимыми значениями (белый шум), то выражение для функции правдоподобия $w_{\lambda_i}(y)$ можно записать в виде произведения одномерных плотностей [1–4]:

$$w_{\lambda_i}(y) = \prod_{h=1}^H w_{\Pi} [y_h - s_n(\lambda_i)], \quad (3)$$

где Π — знак произведения;

$w_{\Pi} [y_h - s_n(\lambda_i)] = w_{\Pi}$ — ПРВ помехи.

Взяв натуральный логарифм функции правдоподобия, разложим каждое его слагаемое в ряд Тейлора и, ограничившись первым линейным членом разложения, получим выражение для выходного эффекта, описывающего работу асимптотически оптимального фильтрующего устройства приемника ДС (вычисляется для всех « a » значений дискретного сообщения):

$$Q_{ao}(\lambda_i) = \ln w_{\lambda_i}(y_h) = \sum_{h=1}^H Z_{ao}(y_h) s_{oh}(\hat{\lambda}_{ih}), \quad (4)$$

где

$$Z_{ao}(y_h) \approx Z_{ao}(n_h) \approx -d \ln w_{\Pi}(y_h) / d y_h \approx -d \ln w_{\Pi}(n_h) / d n_h \quad (5)$$

амплитудная характеристика безынерционного нелинейного блока преобразования (подавления) негауссовской помехи (БНП).

В соответствии с алгоритмом максимального правдоподобия решающее устройство (РУ) выбирает из « a » выходных эффектов сигнал с максимальной амплитудой. То есть РУ должно работать как детектор максимального сигнала (ДМС).



Согласно (2) и (4) структурная схема асимптотически оптимального приемника (АОП) состоит из «а» параллельно включенных корреляторов (линейных согласованных с сигналами фильтров) и включенного перед ними безынерционного нелинейного (для негауссовских помех) подавителя помех, амплитудная характеристика которого Z_{ao} однозначно связана с одномерной плотностью помехи $w_{\Pi}(n)$, а также системы синхронизации, которая формирует опорные сигналы $s_{oh}(\lambda_{ih})$ для перемножителей корреляторов и решающего устройства. БНП и корреляторы представляют собой асимптотически оптимальное приемно-фильтрующее устройство (АОПФУ), обеспечивающее максимальное отношение сигнал/помеха на своем выходе.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ АОП

Определим значение отношения сигнал/помеха на выходе АОПФУ, которое характеризует правильность выбора РУ канала с максимальной амплитудой и помехоустойчивость АОП (вероятность ошибки) в целом.

Разложив в ряд Тейлора функцию $Q_{ao}(\lambda_i)$ в окрестности точки $n(t)$, получим сигнал на выходе БНП:

$$Z_{ao}[y(t)] \approx Z_{ao}[n(t) + s(\lambda_i, t)] dZ_{ao}[n(t)] / dn(t) \quad (6)$$

Тогда выходной эффект $Q_{ao}(\lambda_i)$ АОПФУ на основании (5) и (6) можно записать в виде:

$$Q_{ao}(\lambda_i) = q(\lambda_i) + g(\lambda_i) = \sum_{h=1}^H s_h(\lambda_i) s_{oh}(\lambda_i) dZ(n_h) / dn_h + \sum_{h=1}^H s_h(\lambda_i) Z(n_h), \quad (7)$$

Как видно из (7), $Q_{ao}(\lambda_i)$ включает две составляющих: $q(\lambda_i)$ и $g(\lambda_i)$. Первая представляет полезную сигнальную часть $Q_{ao}(\lambda_i)$. Вторая составляющая – помеховую часть $Q_{ao}(\lambda_i)$.

Отношение квадрата максимума среднего значения сигнальной функции $M[q(\lambda_i)]$ к дисперсии помеховой функции σ_g^2 , будучи эквивалентом отношения сигнал/помеха на выходе АОПФУ, определяется (при этом предполагаемой симметричности распределения помехи и отсутствия сопутствующих параметров у сигнала) формулой:

$$\rho_{нг\text{ вых}} = M^2(q_{\max}) / \sigma_g^2 = P_c H I_{\Phi\Pi 1} = E_1 I_{\Phi\Pi 1}, \quad (8)$$

где $M(\cdot)$ – знак математического ожидания; $E_1 = P_c H$ – энергия сигнала; $P_c = \sum_{h=1}^H s_h^2(\lambda_i) / H$ – средняя мощность сигнала $s(\lambda_i, t)$;

$$I_{\Phi\Pi 1} = \int_{-\infty}^{+\infty} [dZ_{ao}(n) / dn]^2 w_{\Pi}(n) dn - \quad (9)$$

количество информации по Фишеру относительно помехи с одномерным распределением $w_{\Pi}(y)$.

Умножив и разделив (8) на дисперсию помехи $\sigma_{n,ex}^2$ на входе приемника, запишем (8) в виде

$$\rho_{нг\text{ вых}} = P_c H I_{\Phi\Pi 1} \sigma_{n,ex}^2 / \sigma_{n,ex}^2 = \rho_{г.вых} \mu_{ao}^2 = (E_1 / \sigma_{n,ex}^2) \mu_{ao}^2 = \alpha_1^2 \mu_{ao}^2, \quad (10)$$

где $\rho_{г.вых} = P_c H / \sigma_{n,ex}^2 = \alpha_1^2$ – отношение сигнал/помеха по энергии на выходе АОПФУ при воздействии белого гауссовского шума; μ_{ao}^2 – коэффициент подавления негауссовской помехи в асимптотически оптимальном БНП по сравнению с оптимальным линейным приемником; он определяется развернутым выражением:

$$\mu_{ao}^2 = \sigma_{n,ex}^2 I_{\Phi\Pi 1} = \sigma_{n,ex}^2 \int_{-\infty}^{+\infty} [d \ln w_{\Pi}(n) / dn]^2 w_{\Pi}(n) dn. \quad (11)$$

При гауссовской помехе БНП превращается в линейный усилитель ($\mu_{ao}^2 = 1$, $I_{\Phi\Pi 1} = 1 / \sigma_{n,ex}^2$), а АОП – в известный оптимальный корреляционный приемник ДС [1–4]. Таким образом, теория АОП может использоваться для синтеза оптимальных приемников при воздействии помех с произвольным законом распределения.

Коэффициент $\mu_{ao}^2 \geq 1$ при любой негауссовской помехе всегда больше единицы и равен единице только при гауссовской помехе [2–4]. Это говорит о том, что при негауссовской помехе и асимптотически оптимальном приеме различных сигналов помехоустойчивость, например, характеризующаяся вероятностью ошибки на символ $P_{ош}$, может быть значительно меньше, чем при приеме на линейный корреляционный приемник (естественно, при равных энергетических соотношениях на входе приемников).

В таблице 1 в качестве примеров приведены полученные на основании формул (5) и (11) аналитические выражения Z_{ao} , μ_{ao}^2

Таблица 1

Законы распределения и параметры негауссовских помех, характеристики БНП

Аналитическое выражение для распределения $w_{II}(n)$	Характеристика АО БНП $z_{ao}(n) = -\frac{d}{dn} \ln w_{II}(n)$	Асимптотический оптимальный коэффициент подавления помехи μ_{ao}^2	Реальный коэффициент подавления ограничителем $\mu_{p.o.}^2 = 4\sigma_n^2 w_{II}^2(0)$	Экссесс распределения $\mathcal{E}k = m_4 / m_2^2$
1.ОГР $\frac{\nu \eta(\sigma_{II}, \nu)}{2\Gamma(1/\nu)} \times e^{-\eta(\sigma_{II}, \nu) n ^\nu}$, $\eta(\sigma_{II}, \nu) = \sigma_{II}^{-1} \sqrt{\frac{\Gamma(3/\nu)}{\Gamma(1/\nu)}}$	$\nu [\eta(\sigma_{II}, \nu)]^\nu \times n ^{\nu-1} \text{sign} n$	$\frac{\nu^2 \Gamma\left(\frac{3}{\nu}\right) \Gamma\left(\frac{2\nu-1}{\nu}\right)}{\Gamma^2\left(\frac{1}{\nu}\right)}$	$\frac{\nu^2 \Gamma\left(\frac{3}{\nu}\right)}{\Gamma^3\left(\frac{1}{\nu}\right)}$	$\frac{\Gamma(5/\nu) \Gamma(1/\nu)}{\Gamma^2(3/\nu)}$
2.БМР $C e^{qn^2 - n^4/2}$, где $C = \frac{\exp(-q^2/4)}{\sqrt{\pi} D_{-1/2}(-q)}$	$2\sigma_{II}(-qn + n^3)$	$4\sigma_{II}^2(q^2\sigma_{II}^2 - 2qm_4 + m_6)$	$4m_2c^2$	$\frac{3D_{-5/2}(-q)D_{-1/2}(-q)}{D_{-3/2}^2(-q)}$
3.АЗР(бигауссовское.) $\frac{(1-P_{ам})}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} e^{-n^2/(2\sigma_1^2)} + \frac{P_{ам}}{\sqrt{2\pi}\sigma_2} e^{-n^2/(2\sigma_2^2)}$	$-n[(1-P_{ам})\sigma_2^2 N(0, \sigma_1^2) + P_{ам}\sigma_1^2 N(0, \sigma_2^2)] / \{\sigma_1^2\sigma_2^2 \times [(1-P_{ам})N(0, \sigma_1^2) + P_{ам}N(0, \sigma_2^2)]\}$, где $N(0, \sigma_i^2) = \frac{e^{-n^2/(2\sigma_i^2)}}{\sqrt{2\pi}\sigma_i}$	$P_{ам}^2 + (1-P_{ам})^2 + P_{ам}(1-P_{ам}) \times (\gamma^2 + \gamma^{-2})$, где $\gamma^2 = \sigma_2^2 / \sigma_1^2$	$2/\pi[(1-P_{ам})\sigma_1^2 + P_{ам}\sigma_2^2] \times \left[\frac{1-P_{ам}}{\sigma_1} + \frac{P_{ам}}{\sigma_2} \right]^2$	$3 \frac{(1-P_{ам})\sigma_1^4 + P_{ам}\sigma_2^4}{[(1-P_{ам})\sigma_1^2 + P_{ам}\sigma_2^2]^2}$

Примечание: $D_\nu(y)$ – функция параболического цилиндра; m_2, m_4 – моменты второго и четвертого порядка; $\Gamma(y)$ – гамма-функция.

для следующих видов негауссовских законов распределения помех: обобщенного гауссовского (ОГР), аномально засоренного (АЗР, бигауссовского), бимодального (БМР). Здесь же указаны некоторые параметры негауссовости распределений (экссесс – Эк, коэффициент подавления помех при использовании идеального ограничителя – μ_{po}^2).

В рассматриваемом случае вероятность ошибочного приема дискретных сигналов $P_{ош}$ может рассчитываться по широко известным формулам и графикам для линейного оптимального приемника при гауссовской помехе α_1^2 , если в них под отношением сигнал/помеха на выходе нелинейного оптимального приемника $P_{нг\text{ вых}} = \alpha_1^2 \mu_{ao}^2$, понимать отношение (10).

При асимптотически оптимальном приеме равноудаленных (эквидистантных) $r_c(s_i, s_j) = \text{const}$ полностью известных сигналов с одинаковой энергией $E_i = E_j = E_1 = \text{const}$ при воздействии помех с произвольным, но известным распределением вероятность $P_{ош}$ будет определяться выражением

$$P_{ош} \approx (a-1)V[\alpha_1 \mu_{ao} \sqrt{1-r_c(s_i, s_j)}], \quad (12)$$

где $\alpha_1^2 = E_1 / \sigma_{n.вх}^2$; $r_c(s_i, s_j) = (1/E_1) \int_0^{T_c} s_i(t)s_j(t)dt$ – коэффициент взаимной корреляции между сигналами s_i, s_j ; $V(\cdot) \leq 0,5$ – дополнение к интегралу вероятностей (табличная функция), значение которого дается в [1]. Здесь же есть расчетные формулы для $P_{ош}$ при других типах ДС и методах их приема.



Таблица 2

Числовые значения обобщенного
гауссовского распределения

ν	0,5	0,6	1	2	5	10
$\mathcal{E}'_k$	22,2	12,59	3	0	-0,82	-1,11
μ^2_{ao}	∞	28,4	2	1	1,65	3,18
μ^2_{po}	30	9,57	2	0,63	0,37	0,34

Как видно из (12), вероятность ошибочного приема $P_{ош}$ дискретного сигнала в сильной степени зависит от α^2 , μ^2_{ao} , ансамбля сигнала α и их коэффициента корреляции r_c .

Чем больше ПРВ негауссовской помехи отличается от ПРВ гауссовской типа белого шума, тем больше коэффициент подавления μ_{ao} и меньше $P_{ош}$.

ВЛИЯНИЕ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИК ПОМЕХ

Прежде всего отметим, что в теории и практике используется значительное число моделей ПРВ для описания негауссовских импульсных, синусоидальных и флуктуационных помех. Некоторые из моделей помех (в виде ПРВ $w_{\Pi}(n)$) приведены в таблице 1. Другие виды ПРВ содержатся в [3,5–9]. Рассмотрим, чем (какими параметрами, мерами) отличаются негауссовские процессы от гауссовских и друг от друга, как фиксируемые параметры влияют на подавление помехи, можно ли идентифицировать законы распределения. Этим вопросам посвящено немалое число работ [2,4,8,10], и нет смысла дублировать сказанное. Коротко остановимся лишь на некоторых мерах (показателях) негауссовости, которые важны в контексте темы.

В качестве таких мер негауссовости законов распределения случайных процессов выберем всего три. Кумулянты (семиинварианты), начиная с третьего и выше, и связанные с ними моменты и коэффициенты — например, эксцесс распределения.

Эксцесс распределения $\mathcal{E}k$ служит для характеристики крутизны распределения и определяется выражениями

$$\mathcal{E}'k = \mathcal{E}k - 3 = (m_4 / m_2^2) - 3 = (m_4 / \sigma^4) - 3. \quad (13)$$

В приведенной формуле m_2, m_4 — второй и четвертый центрированные моменты;

σ^4 — четвертая степень среднего квадратического отклонения.

Для гауссовских процессов $\mathcal{E}k = 3$. Поэтому $\mathcal{E}'k$ — эксцесс относительно гауссовского ПРВ. При этом он равен 0.

Информационную меру Фишера и связанные с ней характеристики, например, оптимальный коэффициент подавления негауссовских помех, определяем зависимостью (11). Коэффициент подавления помех при использовании БНП с характеристикой несогласованной с ПРВ действующей помехи находим с помощью выражения

$$\mu_p^2 = \sigma_{n,ax}^2 \int_{-\infty}^{+\infty} Z_p^2(n) W_{\Pi}(n) dn, \quad (14)$$

где $Z_p(n)$ — реальная характеристика БНП. В зависимости от степени согласования БНП и ПРВ помехи коэффициент μ_p^2 может быть больше или меньше единицы, т. е. или подавлять помеху (но в меньшей степени, чем при согласовании), или даже ее усиливать.

Исходя из простоты технической реализации при измерениях коэффициента μ_p^2 в качестве устройства для оценивания $I_{k, \phi, n1}$ может быть выбран идеальный ограничитель с характеристикой

$$Z_p(n) = Z_{p,огр} = (\sqrt{2} / \sigma_{\Pi}) \operatorname{sgn} n,$$

где $\operatorname{sgn} n$ — знаковая функция:

$$\operatorname{sign} n = \begin{cases} 1 & \text{при } n \geq 0 \\ -1 & \text{при } n \leq 0 \end{cases}.$$

Для такого БНП коэффициент подавления негауссовской помехи с симметричной ПРВ определяется выражением

$$\mu_{p,ог}^2 = 4\sigma_{n,ax}^2 w_{\Pi}^2(0), \quad (15)$$

где $w_{\Pi}(0)$ — значение ПРВ помехи в нуле; $\sigma_{n,ax}^2$ — дисперсия помехи на входе БНП.

Примеры расчета числовых значений введенных мер негауссовости ($\mu_{p,ог}^2$, $\mu_{p,ог}^2$ и $\mu_{p,ог}^2$) по обозначенным в таблице 1 аналитическим формулам для двух видов ПРВ приведены в таблицах 2, 3.

При работе в реальных условиях из-за неполной априорной информации о помехах и других причин точное согласование характеристики БНП с ПРВ помехи в большинстве случаев оказывается затруднительным.

Из приведенных в таблицах 2–4 данных видно, что идеальный ограничитель обеспечивает значительное подавление помех при ОГЗ (с параметром $\nu < 1$), АЗР и других

распределениях с положительным эксцессом.

Законы распределения с положительным эксцессом обычно используются для описания импульсных помех. Законы распределения с отрицательным эксцессом (например, бимодальное) — для описания синусоидальных помех.

ВЫВОДЫ

1. В асимптотическом приближении по критерию максимального правдоподобия показано, что основным узлом приемника ДС, обеспечивающим максимальное возможное подавление сильных негауссовских помех, является нелинейный безынерционный преобразователь, амплитудная характеристика $Z_{ao}(n)$ которого однозначно определяется ПРВ помехи.

2. На основании аналитических выражений для симметричных одномерных ПРВ помех (обобщенного гауссовского, бимодального, бигауссовского) получены аналитические выражения для $Z_{ao}(n)$ и $\mu_{o.a.}^2$, а также эксцесса $\mathcal{E}_k$ и коэффициента подавления помех μ_{po}^2 в идеальном ограничителе. Приведены численные расчеты указанных характеристик.

3. Анализ характеристик показал сильное (максимально возможное) подавление помех при оптимальной характеристике БНП и достаточно большое — во время использования ограничителя при положительном эксцессе распределения. Причем характеристики $\mathcal{E}_k$ являются важнейшими показателями негауссовских помех и могут применяться для грубой идентификации помех (например, определять импульсные, синусоидальные или флуктационные гауссовские).

Таблица 3

Числовые значения мер аномально засоренного (бигауссовского) распределения

P_{an}	0,1	0,1	0,1	0,3	0,3	0,3	0,5	0,5	0,5
η^2	10	100	1000	10	100	1000	10	100	1000
$\mathcal{E}'_k$	6,05	22,27	26,46	3,72	6,55	6,95	2	2,88	2,9
μ_{ao}^2	1,72	9,81	90,81	2,62	21,49	210,5	2,83	25,25	250
μ_{po}^2	0,98	5,62	52,03	1,17	9,59	93,81	0,96	8,11	79,7

4. С увеличением эксцесса $\mathcal{E}'_k$ распределения (в положительную или отрицательную сторону) асимптотически оптимальный коэффициент подавления μ_{ao}^2 пропорционально $\mathcal{E}'_k$ увеличивается.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горелов Г. В., Фомин А. Ф., Волков А. А., Котов В. К. Теория передачи сигналов на железнодорожном транспорте: Учебник. — М.: Транспорт, 2002.
2. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники: В трех томах. Книга третья. — М.: Советское радио, 1976.
3. Тихонов В. И., Кульман Н. К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. — М.: Советское радио, 1975.
4. Фомин А. Ф., Новоселов О. Н. Адаптивные и робастные амплитудные подавители помех//Измерительная техника. — 1992. — № 10.
5. Фомин А. Ф. Информационно-телекоммуникационные системы и сети (эволюция, современность, будущее). — М.: МИИТ, 2010.
6. Цифровые информационно-измерительные системы: Теория и практика/Под редакцией А. Ф. Фомина, О. Н. Новоселова. — М.: Энергоатомиздат, 1996.
7. Фомин А. Ф. Поездная радиосвязь и борьба с помехами//ВКС, Connect. — 2007. — № 6.
8. Цыпкин А. З. Основы информационной теории идентификации. — М.: Наука, 1984.
9. Miller J. H., Thomas J. B. Detectors for Discrete Time Signals Non-Gaussian Noise//IEEE Trans. on Inf. Theory, 1972. Vol. IT-18. N2 P. 241—250.
10. Новицкий П. В., Зograf И. А. Оценка погрешностей результатов измерений. — Л.: Энергоатомиздат, 1985.

ANALYSIS OF THE METHODS OF SUPPRESSION OF NON-GAUSSIAN INTERFERENCE

Fomin, Alexei F. — D.Sc. (Tech), professor of the department of radio engineering and electric communications of Moscow State University of Railway Engineering (MIIT).

The author studies methods of synthesis and analysis of anti-interference, asymptotically optimal receptors and of a receptor with delimiter under strong non-Gaussian interferences with different kinds of distribution law. The article describes analytical expression and computations of amplitude behavior and rates of interference suppression in non-Gaussian sector, as well as of kurtosis.

Key words: non-Gaussian interference, distribution law, non-linear suppressors, measures of maximum likelihood.

Координаты автора (contact information): Фомин А. Ф. — fomin-viksin@yandex.ru.

