



УДК 621.372.632

В. А. Данилов

Северо-Кавказский филиал Московского технического университета
связи и информатики (Ростов-на-Дону)

Л. В. Данилова

Ростовский государственный университет путей сообщения

Нелинейный преобразователь со стабилизацией дисперсии для подавления негауссовских помех

Рассмотрена аппроксимация нелинейной характеристики обнаружителя слабых сигналов, заданной обобщенным полиномом по степеням функции, связанной с интегральным законом распределения действующей помехи. Показано, что полученная аппроксимация обеспечивает дисперсию выходного процесса, не зависящую от вида и параметров негауссовского распределения входной помехи.

Нелинейный преобразователь, стабилизация дисперсии, негауссовская помеха, плотность вероятности, эффективность подавления

Исследование и анализ помехозащищенности каналов обнаружения сигналов при негауссовских входных воздействиях является важной задачей статистической радиотехники [1]. Известно [2], что повысить эффективность обнаружения слабых сигналов на фоне негауссовских помех можно, применяя специальную обработку входных сигналов, согласованную с плотностью вероятности (ПВ) помехи. На практике зачастую по разным причинам, связанным, например, с ограничениями аппаратного характера, сопряжением приемника с цифровой вычислительной машиной, перед согласованным фильтром помещают нелинейный преобразователь (НП), амплитудная характеристика (АХ) которого не оптимальна по отношению к распределению действующей на входе помехи. Эффективность обнаружения при этом снижается, но при определенных видах АХ появляются некоторые положительные особенности, например постоянство вероятности ложной тревоги при любых воздействующих помехах.

При слабом сигнале вероятность ложной тревоги постоянна, если дисперсия процесса на выходе НП не зависит от вида и параметров распределения входного случайного процесса. НП, обеспечивающий постоянство дисперсии при любых входных распределениях, назовем стабили-

зирующим НП (СНП). Простейшим примером СНП может быть двухсторонний ограничитель, для которого дисперсия выходного процесса не зависит от вида и параметров входного негауссовского распределения.

Цель настоящей статьи – обосновать методику аппроксимации нелинейной характеристики преобразователя с использованием некоторой функции от интегрального закона распределения действующей помехи и показать, что предложенный вид аппроксимации является стабилизирующим при действии помех с различными входными распределениями.

Рассмотрим аппроксимацию АХ НП широкополосного когерентного канала обнаружения слабых сигналов, в котором для защиты от негауссовских помех с ПВ $w_1(x)$ применяется НП с оптимальной АХ

$$f_0(x) = -\frac{d}{dx} \ln w_1(x).$$

Если вместо оптимального НП применяется нелинейный элемент с заданной АХ $f(x)$, то качество аппроксимации можно оценить коэффициентом подавления μ , показывающим, во сколько раз изменяется отношение "сигнал/помеха" после НП [2]:

$$\mu = \sigma_x^2 \left[\int_{-\infty}^{\infty} f'(x) w_1(x) dx \right]^2 / \int_{-\infty}^{\infty} f^2(x) w_1(x) dx, \quad (1)$$

где σ_x^2 – дисперсия помехи на входе НП.

Заданная аппроксимация приемлема, если μ равно максимально возможному значению

$$\mu_0 = \sigma_x^2 \int_{-\infty}^{\infty} f_0^2(x) w_1(x) dx, \quad (2)$$

соответствующему оптимальному НП, или слабо отличается от него.

Предположим, что в качестве заданной аппроксимации применяется функция $f(x)$, образованная с помощью интегрального закона распределения $F(x)$ действующей помехи в соответствии с обобщенным полиномом вида

$$f(x) = \begin{cases} a_0 + \sum_{k=1}^n a_k u^k(x), & x \geq 0; n = 1, 2, \dots, \infty; \\ f(-x) = -f(x), & \end{cases} \quad (3)$$

где a_k – неизвестные коэффициенты полинома.

В (3) введено обозначение

$$u(x) = \int_0^x w_1(z) dz = F(x) - \frac{1}{2}. \quad (4)$$

Можно показать, что применение НП с АХ по (3) при $n \leq 2$ обеспечивает значение коэффициента подавления (1), близкое к оптимальному значению (2), а для некоторых одномерных ПВ μ в точности совпадает с оптимальным. При этом дисперсия σ_f^2 процесса на выходе НП с АХ (3) не зависит от типа входного распределения, а определяется только коэффициентами a_k полиномиальной аппроксимации.

Действительно, с помощью (3) получим:

$$\sigma_f^2 = \langle f^2(x) \rangle = 2 \sum_{k,l=0}^n a_k a_l m_{k+l}, \quad (5)$$

где $\langle \cdot \rangle$ – знак статистического усреднения;

$$m_k = \int_0^{\infty} u^k(x) w_1(x) dx; \quad k = 0, 1, 2, \dots, n. \quad (6)$$

Принимая во внимание вытекающее из (4) равенство $du = w_1(x) dx$, выражение (6) можно представить в виде

$$m_k = \int_0^{1/2} u^k du = 2^{-(k+1)} / (k+1). \quad (7)$$

С помощью (5), (7) получим:

$$\sigma_f^2 = \sum_{k,l=0}^n a_k a_l 2^{-(k+l)} (k+l+1)^{-1}. \quad (8)$$

Из (8) заключаем, что σ_f^2 не зависит от дисперсии и функции распределения входного случайного процесса, а определяется только порядком n и коэффициентами a_k полиномиальной аппроксимации (3). Поэтому рассматриваемая аппроксимация определяет СНП.

Качество аппроксимации по (3) зависит от выбора коэффициентов полинома. Определим коэффициенты a_k^* , при которых подавление помехи в полиномиальном преобразователе (3) максимально. При характеристике (3) получим:

$$\begin{aligned} \mu(a_0, a_1, \dots, a_n) = \\ = \frac{4\sigma_x^2}{\sigma_f^2} \left[a_0 w_1(0) + \sum_{k=1}^n k a_k \int_0^{\infty} u^{k-1}(x) w_1^2(x) dx \right]^2, \end{aligned}$$

где σ_f^2 определяется по (8). Последнюю формулу с учетом (8) представим в виде

$$\begin{aligned} \mu(a_0, a_1, \dots, a_n) = \\ = 2\sigma_x^2 \left[\left(\sum_{k=0}^n a_k d_k \right)^2 / \sum_{k,l=0}^n a_k a_l m_{k+l} \right], \quad (9) \end{aligned}$$

где

$$\begin{cases} d_0 = w_1(0); \\ d_k = k \int_0^{\infty} u^{k-1}(x) w_1^2(x) dx, \quad k = 1, 2, \dots, n. \end{cases} \quad (10)$$

Оптимальные коэффициенты $a_0^*, a_1^*, \dots, a_n^*$, удовлетворяющие условию $\mu(a_0^*, a_1^*, \dots, a_n^*) = \max \mu(a_0, a_1, \dots, a_n)$, определяются по формуле

$$a_k^* = \det \|v_{rl}(k)\|, \quad (11)$$

где

$$v_{rl}(k) = \begin{cases} m_{r+l}, & l \neq k; \\ d_r, & l = k; \quad r, l, k = 0, 1, \dots, n. \end{cases}$$

Коэффициент подавления (9) при оптимальных коэффициентах (11) полинома следует определять по формуле

$$\mu(a_0^*, a_1^*, \dots, a_n^*) = \frac{2\sigma_x^2}{D_n} \sum_{k=0}^n d_k a_k^*, \quad (12)$$

где $D_n = \det \|u_{rl}\|$ – определитель $(n+1)$ -го порядка, составленный из элементов вида

$$u_{rl} = m_{r+l}; r, l = 0, 1, \dots, n.$$

Отметим, что оптимальные коэффициенты a_k^* полиномиальной аппроксимации в соответствии с (11) могут быть получены из определителя D_n заменой в нем k -го столбца значениями (d_0, d_1, \dots, d_n) из (10).

Рассмотрим более подробно характеристику подавления (12) с учетом использования полинома (3) при $n=1$. В этом случае нелинейная АХ запишется в виде

$$\begin{cases} f_1(x) = a_0 + a_1 u(x), x \geq 0; \\ f_1(-x) = -f_1(x). \end{cases} \quad (13)$$

Оптимальные коэффициенты a_0^* , a_1^* , обеспечивающие максимум коэффициента подавления (9), определяются на основании (11) как

$$a_0^* = (d_0 m_2 - d_1 m_1); a_1^* = (d_1 m_0 - d_0 m_1). \quad (14)$$

Подставив (14) в (12), получим:

$$\begin{aligned} \mu(a_0^*, a_1^*) &\equiv \mu_1 = \\ &= \frac{2\sigma_x^2}{m_0 m_2 - m_1^2} (m_2 d_0^2 - 2d_0 d_1 m_1 + m_0 d_1^2), \end{aligned} \quad (15)$$

где d_0 и d_1 на основании (10) имеют вид

$$d_0 = w_1(0); d_1 = \int_0^\infty w_1^2(x) dx. \quad (16)$$

Формулу (15) можно представить в другом виде, если использовать известные выражения для коэффициентов асимптотической относительной эффективности (КАОЭ) знакового (ρ_1) и знаково-рангового (ρ_2) алгоритмов обнаружения постоянного сигнала по сравнению с линейным алгоритмом обнаружения. На основании [3] получим

$$\begin{cases} \rho_1 = 4\sigma_x^2 w_1^2(0); \\ \rho_2 = 12\sigma_x^2 \left[\int_{-\infty}^\infty w_1^2(x) dx \right]^2. \end{cases} \quad (17)$$

Приняв во внимание (16) и (17), найдем:

$$d_0^2 = \rho_1 / (4\sigma_x^2); d_1^2 = \rho_2 / (48\sigma_x^2).$$

Подставив найденные выражения в (15) и учитывая (7), получим:

$$\mu_1 = 4(\rho_1 + \rho_2 - \sqrt{3\rho_1\rho_2}). \quad (18)$$

Таким образом, коэффициент подавления, осуществляемого НП с характеристикой (3) при $n=1$ с оптимизированными коэффициентами (14), определяется с помощью значений КАОЭ знакового и знаково-рангового алгоритмов обнаружения при действии помехи с ПВ $w_1(x)$.

Можно показать, что для негауссовских помех с ПВ, подчиняющейся закону Лапласа, и с логистической ПВ расчеты по (18) дают максимально возможные значения коэффициентов подавления, соответствующие значениям из (2). Действительно, для первого из указанных законов на основании [3] получим: $\rho_1 = 2$, $\rho_2 = 3/2$. Подставив эти значения в (18), имеем: $\mu_1 = \mu_0 = 2$. Аналогично, для помехи с логистической ПВ коэффициенты (17) составляют $\rho_1 = \pi^2/12$, $\rho_2 = \pi^2/9$, и из (18) следует: $\mu_1 = \mu_0 = \pi^2/9$.

Рассмотрим далее возможности использования нелинейной характеристики в форме (13) в канале амплитудного подавления (АП) при действии помехи с полосовым спектром. В этом случае эффективность подавления негауссовской помехи следует оценивать [2] значением коэффициента

$$\mu_p = \frac{\sigma_x^2}{2} \frac{\left\{ \int_0^\infty [g(A)/A + g'(A)] W(A) dA \right\}^2}{\int_0^\infty g^2(A) W(A) dA}, \quad (19)$$

где $g(A)$ – колебательная характеристика (КХ) заданного НП по первой гармонике; $W(A)$ – распределение огибающей негауссовской радиопомехи при ее квазигармоническом представлении.

КХ определяется выражением вида [2]

$$g(A) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f_1(A \cos \psi) \cos \psi d\psi. \quad (20)$$

Функция (20) определяется однозначно для соответствующей нелинейной АХ и с помощью элементарных преобразований может быть записана в эквивалентной форме, сводящейся к уравнению типа Абеля [4]:

$$g(A) = \frac{4}{\pi A} \int_0^A \frac{x f_1(x)}{\sqrt{A^2 - x^2}} dx. \quad (21)$$

Использование (21) при задании функции $f_1(x)$ может быть значительно проще, чем расчет КХ по (20).

Подставив функцию (13) в (21), запишем выражение для искомой КХ:

$$g(A) = \frac{4}{\pi} \left[a_0 + \frac{a_1}{A} \int_0^A w_1(x) \sqrt{A^2 - x^2} dx \right].$$

Если в последнем выражении перейти от ПВ $w_1(x)$ к преобразованию Фурье характеристической функции $Q(v)$:

$$w_1(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Q(v) \cos(vx) dv$$

и затем выполнить интегрирование по переменной x с помощью [5], получим:

$$g(A) = \frac{4}{\pi} \left[a_0 + \frac{a_1}{2} D(A) \right], \quad (22)$$

где

$$D(A) = \int_0^{\infty} v^{-1} Q(v) J_1(Av) dv, \quad (23)$$

причем $J_1(z)$ – функция Бесселя первого рода первого порядка.

Приняв во внимание (22), учитывая выражение для производной функции Бесселя [5]:

$$\frac{dJ_1(z)}{dz} = J_0(z) - \frac{1}{z} J_1(z),$$

для усредняемой функции в числителе (19) окончательно получим:

$$\begin{aligned} g(A)/A + g'(A) = \\ = \frac{4}{\pi} \left[\frac{a_0}{A} + \frac{a_1}{2} \int_0^{\infty} Q(v) J_0(Av) dv \right]. \end{aligned} \quad (24)$$

Полученное выражение позволяет определить числитель в (19). Дальнейший расчет заключается в статистическом усреднении полученных значений с помощью распределения $W(A)$. С этой целью воспользуемся интегральным соотношением для функции $W(A)$ в форме [1]

$$\frac{W(A)}{A} = \int_0^{\infty} Q(v) J_0(Av) v dv. \quad (25)$$

Выполнив усреднение в (24) с помощью функции $W(A)$, заданной в виде (25), используя интегральную формулу [5]

$$y \int_0^{\infty} J_0(Av) J_0(Ay) A dA = \delta(y - v),$$

где $\delta(y - v)$ – смещенная δ -функция, окончательно получим:

$$\begin{aligned} \langle g(A)/A + g'(A) \rangle_A = \\ = \frac{4}{\pi} \left[a_0 M_{-1} + \frac{a_1}{2} \int_0^{\infty} Q^2(v) dv \right], \end{aligned} \quad (26)$$

где $\langle \cdot \rangle_A$ – символ статистического усреднения с помощью функции $W(A)$;

$$M_{-1} = \int_0^{\infty} \frac{1}{A} W(A) dA = \pi w_1(0).$$

Приняв во внимание (22), найдем усредненное значение для знаменателя (19):

$$\begin{aligned} \langle g^2(A) \rangle_A = \\ = \left(\frac{4}{\pi} \right)^2 \left(a_0^2 + \frac{1}{4} a_1^2 M_2 + a_0 a_1 M_1 \right), \end{aligned} \quad (27)$$

где

$$M_2 = \langle D^2(A) \rangle_A; \quad M_1 = \langle D(A) \rangle_A. \quad (28)$$

Подставив (26), (27) в (19), получим:

$$\mu_p = \frac{\sigma_x^2}{2} \frac{(a_0 d_0^* + a_1 d_1^*)^2}{a_0^2 + \frac{1}{4} a_1^2 M_2 + a_0 a_1 M_1}, \quad (29)$$

где

$$\begin{cases} d_0^* = \int_0^{\infty} A^{-1} W(A) dA; \\ d_1^* = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} Q^2(v) dv. \end{cases} \quad (30)$$

Отметим, что параметры (30) связаны с ранее введенными коэффициентами (16) простыми соотношениями: $d_0^* = \pi d_0$, $d_1^* = \pi d_1$.

Таким образом, параметр μ_p в (29) зависит в общем случае от коэффициентов (a_0, a_1) аппроксимации нелинейной АХ в форме (13). Оптимальные коэффициенты (\hat{a}_0, \hat{a}_1) , обеспечиваю-

щие максимум функции $\mu_p(a_0, a_1)$, определяются следующим образом:

$$\begin{cases} \hat{a}_0 = \pi \left(d_1 M_1 - \frac{1}{2} d_0 M_2 \right); \\ \hat{a}_1 = \pi (d_0 M_1 - 2d_1), \end{cases} \quad (31)$$

где значения d_0 и d_1 определяются по (16), а значения M_1, M_2 – по (28). Подставив найденные значения (31) в (29), окончательно найдем:

$$\begin{aligned} \mu_p(\hat{a}_0, \hat{a}_1) &= \\ &= \frac{2\pi^2 \sigma_x^2}{M_2 - M_1^2} \left[d_1^2 - d_0 d_1 M_1 + \frac{1}{4} d_0^2 M_2 \right]. \end{aligned} \quad (32)$$

Таким образом, коэффициент подавления μ_p , определяемый по (19) для негауссовской помехи с полосовым спектром при использовании НП с АХ в форме (13), следует рассчитывать с помощью выражения (32) с учетом значений (28) и параметров d_0, d_1 , определяемых по (16).

В качестве примера расчетов по (17), (18), (32) рассмотрим найденные характеристики для синусоидальной помехи (СП). К помехам этого вида относятся мешающие непрерывные сигналы с произвольной угловой модуляцией. Математическую модель СП примем в виде

$$x(t) = y(t) + n(t), \quad (33)$$

где $y(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \Phi(t) + \theta]$ – гармоническое колебание (ГК) с фиксированными амплитудой A_0 , частотой ω_0 и со случайной начальной фазой θ , равномерно распределенной на интервале $[0, 2\pi]$; $n(t)$ – "белый" гауссовский шум, характеризующий собственные шумы приемника, причем $\Phi(t)$ – нормальный случайный процесс, характеризующий угловую модуляцию.

Для расчета по (17), (18), (32) необходимо знать вероятностные характеристики колебания (33). Выражение для ПВ запишем в виде [1]

$$w_1(x) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \int_0^{2\pi} \exp[-\alpha(x - \cos\varphi)^2] d\varphi, \quad (34)$$

где $\alpha = A_0^2 / (2\sigma^2)$ – отношение мощности ГК к мощности гауссовского шума. Выполнив преобразование Фурье (34), найдем характеристическую функцию для колебания (33):

$$Q(v) = \exp[-v^2 / (4\alpha)] J_0(v), \quad (35)$$

а с помощью интегрального соотношения (25) найдем функцию

$$W(A) = 2\alpha A \exp[-\alpha(A^2 + 1)] I_0(2\alpha A), \quad (36)$$

где $I_0(z)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Подставив (34) в (17), учитывая, что дисперсия для суммы (33) определяется как

$$\sigma_x^2 = (1 + \alpha) / (2\alpha), \quad (37)$$

получим:

$$\rho_1(\alpha) = \frac{2}{\pi} (1 + \alpha) e^{-\alpha} I_0^2\left(\frac{\alpha}{2}\right); \quad (38)$$

$$\rho_2(\alpha) = \frac{3}{\pi} (1 + \alpha) v^2(\alpha), \quad (39)$$

где

$$\begin{aligned} v(\alpha) &= \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{(1/2)_k^2 (2\alpha)^k}{(1)_k^2 k!} = \\ &= {}_2F_2\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; 1, 1; -2\alpha\right). \end{aligned} \quad (40)$$

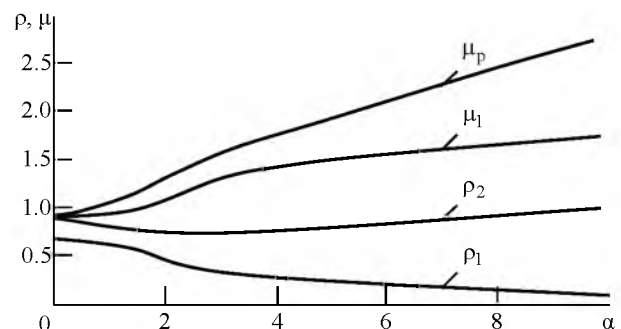
Здесь $(\cdot)_k$ – символ Похгаммера; ${}_2F_2(\cdot)$ – обобщенный гипергеометрический ряд [5].

Результаты расчетов по (18), (38), (39) с учетом (16) приведены на рисунке как функции от α . Зависимости $\rho_1(\alpha), \rho_2(\alpha)$ рассчитаны по (38), (39); зависимость $\mu_1(\alpha)$ рассчитана по (18) с учетом (38), (39), (40).

Расчеты по (32) затруднены вычислительной сложностью определения интегралов в (28), (30). Тем не менее сравнительно просто оценить значение коэффициента (32) в предельном случае при $\alpha \rightarrow \infty$.

Действительно, на основании данных (35), (36) получим предельные значения:

$$\lim_{\alpha \rightarrow \infty} Q(v) = J_0(v); \quad \lim_{\alpha \rightarrow \infty} W(A) = \delta(A - 1). \quad (41)$$



Подставив (36) в первую формулу (30), после интегрирования имеем:

$$d_0^* = M_{-1} = \sqrt{\pi\alpha} e^{-\alpha/2} I_0(\alpha/2). \quad (42)$$

Выполнив предельный переход в (42) при $\alpha \rightarrow \infty$, учитывая асимптотическое представление для функции Бесселя [5] $I_0(z) = e^z / \sqrt{2\pi z}$, получим $d_0^* = 1$. Асимптотическое представление величины d_1^* во второй формуле (30) запишем с помощью первого предела (41) как

$$d_1^* = \frac{1}{2} \int_0^\infty J_0^2(v) dv.$$

Интеграл в последней формуле вычисляется с помощью [5]:

$$d_1^* = \frac{1}{2} {}_2F_1\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; 1; z\right) = \frac{1}{\pi} K(\sqrt{z}), \quad (43)$$

где ${}_2F_1(\cdot)$ – гипергеометрическая функция Гаусса; $K(\sqrt{z})$ – полный эллиптический интеграл 1-го рода [5]. Аргумент z в (43) при $\alpha \rightarrow \infty$ стремится к единице ($z \rightarrow 1$).

Дальнейший расчет заключается в определении параметров M_1 , M_2 по (28) с учетом значений, полученных из (23), (41). Приняв во внимание эти данные, с помощью [5] для функции M_1 получим следующее выражение для предельного значения:

$$M_1 = \langle D(A) \rangle_A = \int_0^\infty v^{-1} J_0(v) J_1(v) dv = \frac{2}{\pi}. \quad (44)$$

Аналогично получим выражение для предельного значения M_2 :

$$M_2 = \langle D^2(A) \rangle_A = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2. \quad (45)$$

Отметим, что всегда выполняется условие $M_2 > M_1^2$, поэтому в пределе имеет смысл формально проводить в (32) деление на

$$(M_2 - M_1^2) \xrightarrow{\alpha \rightarrow \infty} 0.$$

Подставив значения, найденные из (42), (43), в (32), учитывая данные (37), (44), (45), имеем:

$$\mu_p(\hat{a}_0, \hat{a}_1) = \frac{(1+\alpha)}{\pi^2 \alpha} [K(\sqrt{z}) - 1]^2 / (M_2 - M_1^2).$$

Выполнив предельный переход в последней формуле, окончательно получим:

$$\lim_{\alpha \rightarrow \infty} \mu_p(\hat{a}_0, \hat{a}_1) = \frac{1}{\pi^2} [K(\sqrt{z}) - 1]^2 / (M_2 - M_1^2). \quad (46)$$

Из (46) следует, что числитель при ($z \rightarrow 1$) всегда положителен. Знаменатель с учетом (44), (45) при $\alpha \rightarrow \infty$ стремится к нулю. Отсюда следует, что значение, полученное по (46), при $\alpha \rightarrow \infty$ может быть достаточно большим (см. зависимость $\mu_p(\alpha)$ (32) на рисунке).

В результате проведенного анализа можно заключить, что двухчленный полином (13) с оптимизированными коэффициентами обеспечивает более высокую эффективность подавления СП по сравнению с использованием знаковой или ранговой статистики. Применение данного полинома в радиочастотном варианте существенно увеличивает эффективность подавления СП при сохранении в алгоритме стабилизирующих свойств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
2. Теория обнаружения сигналов / П. С. Акимов, П. А. Бакут, В. А. Богданович и др.; под ред. П. А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.
3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники: в 3 кн. Кн. 3. М.: Сов. радио, 1976. 288 с.
4. Данилов В. А., Ефименко В. Н., Жабинский Ю. В. Подавление негауссовских помех нелинейным преобразователем с характеристикой осциллирующего типа // Радиотехника. 2007. № 12. С. 11–15.
5. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. 1108 с.

Статья поступила в редакцию 23 марта 2017 г.

Для цитирования: Данилов В. А., Данилова Л. В. Нелинейный преобразователь со стабилизацией дисперсии для подавления негауссовских помех // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 5–11.

Данилов Виктор Александрович – доктор технических наук (1994), профессор (1998) кафедры систем передачи и обработки информации Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая радиофизика и радиотехника; математические методы в технике связи; прием и обработка сигналов при негауссовских помехах.
E-mail: danilov4141@mail.ru

Данилова Людмила Викторовна – кандидат физико-математических наук (1983), доцент (1986) кафедры высшей математики Ростовского государственного университета путей сообщения. Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – механика жидкости и газа; математические методы в технике связи; прием и обработка сигналов при негауссовских помехах.
E-mail: danilov4141@mail.ru

V. A. Danilov

North Caucasian Branch of the Moscow Technical University of Communications and Informatics
(Rostov-on-Don)

L. V. Danilova

Rostov State University of Transport Communications

Nonlinear Transformer with Variance Stabilization for Non-Gaussian Noise Suppression

Abstract. The problem of approximation of nonlinear characteristic of weak signal detection in the form of polynomial function connected with integral distribution law is considered. The variance of this approximation does not depend on the kind and the parameters of the input non-Gaussian distribution. The article provides benchmarking of applying of polynomial function in case of sinusoidal noise when the noise is the sum of harmonic vibrancy and Gaussian noise. The noises with different spectral characteristics are analyzed. With radiofrequency noise spectrum the efficiency of the applied transformer may grow to considerably high values at the current stabilizing characteristics.

Key words: Nonlinear Transformer, Variance Stabilization, Non-Gaussian Noise, Probability Density, Suppression Efficiency

REFERENCES

1. Tikhonov V. I. *Statisticheskaya radiotekhnika* [Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1982, 624 p. (In Russian)
2. Akimov P. S., Bakut P. A., Bogdanovich V. A. *i dr. Teoriya obnaruzheniya signalov; pod red. P. A. Bakuta* [Theory of Signal Detection.; ed. P. Bakuta]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1984, 440 p. (In Russian)
3. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoi radiotekhniki. Kniga tret'ya.* [Theoretical Basics for Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Sov. radio*, 1976, 288 p. (In Russian)
4. Danilov V. A., Efimenko V. N., Zhabinsky Yu. V. Suppression of Non-Gaussian Noise by Nonlinear Transducer with Oscillating-Type Characteristics. *Radiotekhnika*. 2007, no. 12, pp. 11–15. (In Russian)
5. Gradshtein I. S., Ryzhik I. M. *Tablitsy integralov, summ, ryadov i proizvedenii.* [Tables of Integrals, Sums, Series and Products]. Moscow, *Nauka*, 1971, 1108 p. (In Russian)

Received March, 23, 2017

For citation: Danilov V. A., Danilova L. V. Nonlinear Transformer with Variance Stabilization for Non-Gaussian Noise Suppression. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 5–11. (In Russian)

Victor A. Danilov – D.Sc. in Engineering (1994), Professor (1998) of the Department of Information Transmission and Processing Systems in North Caucasian Branch of Moscow Technical University of Communications and Informatics (Rostov-on-Don). The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: statistical radio physics and radio engineering; mathematical methods in communication technique; signal receiving and processing in case of non-Gaussian noises.
E-mail: danilov4141@mail.ru

Lyudmila V. Danilova – Ph.D. in Physics and Mathematics (1983), Associate Professor (1986) of the Department of Higher Mathematics of Rostov State University of Transport Communications. The author of more than 70 scientific publications. Area of expertise: liquid and gas mechanics; mathematical methods in communication technique; signal receiving and processing in case of non-Gaussian noises.
E-mail: danilov4141@mail.ru