

УДК 621.396.96

АДАПТИВНЫЙ ФИЛЬТР НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ

Р.Н. АКИНШИН, И.Е. КАРПОВ, А.В. ЧЕНДАРОВ

Синтезирован амплитудный детектор с адаптивной настройкой его характеристик под параметры негауссовской помехи. Исследована эффективность адаптивного фильтра с регулируемым коэффициентом передачи в петле управления.

Ключевые слова: амплитудный детектор, отношение сигнал/помеха, сигнал ошибки, адаптивный фильтр.

Повышение помехозащищенности радиолокационного обнаружителя сигналов может быть достигнуто при учете негауссовского характера помех при выборе оптимальной структуры специального нелинейного преобразователя (НП) сигналов. Рассмотрим порядок синтеза амплитудного детектора с адаптивной настройкой его характеристик под вид и параметры негауссовской помехи в интересах максимизации отношения сигнал/помеха на выходе амплитудного детектора. В качестве вероятностной модели негауссовской помехи выберем обобщенное негауссовское распределение $W(E) = (\beta E)^\alpha / \gamma^{\alpha-1} \exp(-\gamma^2 / 2\beta - \beta E^2 / 2) I_{\alpha-1}(\gamma E)$.

Характеристику НП представим в виде [1] $\partial(E) = \sum_{K=1}^m B_k E^{2k-1} = \mathbf{V}^T \mathbf{B}$, где

$\mathbf{V}^T = (B_1, B_2, \dots, B_m)$ - вектор полиномиальных коэффициентов, определяемый обобщенным негауссовским распределением; \mathbf{V}^T - вектор, включающий нечетные степени огибающей помехи; $k = 1, 2, \dots, m$.

Для оценки эффективности НП воспользуемся выражением [2] $\mu = \mathbf{M}_2 (\mathbf{L}^T \mathbf{B})^2 / \mathbf{V}^T \mathbf{M} \mathbf{B}$, где \mathbf{M} - матрица четных начальных моментов огибающей помехи; $M_{ik} = M_{2i+2k-2}$ ($i, k = 1, 2, \dots, m$); \mathbf{L} - вектор, состоящий из величин kM_{2k-2} ($M_0 = 1$). Максимизация $\partial(E)$ достигается при оптимальном выборе коэффициентов $B_{opt} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{L}$, т.е. $\mu_{max} = \mathbf{M}_2 (\mathbf{L}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{L})$.

Если характеристика НП аппроксимируется кубической параболой $K=2$, что оправдано для нужд практики, то $\mathbf{L}^T = (1, 2M_2)$, $\mathbf{M} = \begin{vmatrix} M_2 & M_4 \\ M_4 & M_6 \end{vmatrix}$.

Учитывая, что начальные моменты распределения огибающей помехи для вероятностной модели в виде обобщенного негауссовского распределения описываются соотношениями:

$$m_E^2 = \frac{2}{\beta} (\alpha + \gamma^2 / 2\beta); \quad m_E^4 = \left(\frac{2}{\beta} \right)^2 [\alpha(\alpha+1) + \gamma^2 / 2\beta (2(\alpha+1) + \gamma^2 / 2\beta)];$$

$$m_E^6 = (2/\beta)^3 [\alpha(\alpha+1)(\alpha+2) + \gamma^2 / 2\beta (3(\alpha+1)(\alpha+2) + \gamma^2 / 2\beta (3(\alpha+2) + \gamma^2 / 2\beta))],$$

найдем центральные моменты, а затем с учетом, что $\mu_{max} = M_2 B_{1opt} + 2M_2^2 B_{2opt}$ и $B_{1opt} = M_6 - 2M_2 M_4 / M_2 M_6 - M_4^2$; $B_{2opt} = 2M_2^2 - M_4 / M_2 M_6 - M_4^2$, уравнения для оптимальных коэффициентов полинома, аппроксимирующего характеристику НП:

$$B_{1opt} = - \frac{\alpha^3 - \alpha^2 - 2\alpha + \gamma^2 (5\alpha^2 + 3\alpha - 2) / 2\beta + (\gamma^2 / 2\beta)^2 (3\alpha - 2) + (\gamma^2 / 2\beta)^3}{2/\beta (\alpha^3 + \alpha^2 + \gamma^2 (4\alpha^2 + \alpha) / 2\beta + (\gamma^2 / 2\beta)^2 (5\alpha + 2) + 2(\gamma^2 / 2\beta)^3)}; \quad (1)$$

$$B_{2opt} = \frac{(\alpha - 1)(\alpha - \gamma^2 / \beta) + (\gamma^2 / 2\beta)^2}{\alpha(\alpha + 1)(\alpha + 2\gamma^2 / \beta) + (\gamma^2 / \beta)^2(5\alpha + 2) + (\gamma^2 / \beta)^3}. \quad (2)$$

Для распределения Накагами ($\alpha = m, \beta = 2m/\lambda, \gamma = 0$) получим $B_{1opt} = (2m)/\sigma$; $B_{2opt} = (m-1)/m(m+1)$, а выигрыш в отношении сигнал/помеха определится формулой $\mu_{max} = 2 - m + 2\sigma^2(m-1)/[m(m+1)]$, где σ^2 - дисперсия помехи; m - глубина флуктуаций.

Для распределения Релея ($\alpha = 1, \beta = 1/2\sigma, \gamma = 0$) имеем ($B_{1opt} = 1/2\sigma^2, B_{2opt} = 0, \mu_{max} = 1$).

Как видно, для получения максимального выигрыша необходима оценка параметров помехи для выбора оптимальных значений коэффициентов передаточной функции.

В соответствии с передаточной функцией НП вида $\mathbf{V}^T \mathbf{B}$ сигнал ошибки на выходе амплитудного детектора можно записать уравнением [3] $\sigma_k = \partial_k^* - \partial_k = \partial_k^* - B_k E^{2k-1}$, где ∂_k - выходной сигнал; ∂_k^* - опорный сигнал (полностью известный на приемной стороне).

В этом случае минимизацию сигнала ошибки целесообразно осуществлять путем поиска градиента функции регулирования, при котором изменение вектора весовых коэффициентов производится в направлении получения градиента $B'_k = B_k + K_S \xi_k$, где B'_k - скорректированный коэффициент; ξ_k - оценка градиента функции σ_k^2 по отношению к вектору $\partial(E)$; K_S - скалярная постоянная, характеризующая скорость сходимости и устойчивость алгоритма адаптации.

Градиент наиболее удобно оценивать отдельно в каждом из каналов $\xi_k = 2\sigma_k \xi[\sigma_k]$, поэтому $\xi[\sigma_k] = \xi[\partial_k^* - B_k E^{2k-1}] = -E^{2k-1}$, а итеративное правило для нахождения весовых коэффициентов преобразуется к виду $B'_k = B_k - 2K_S B_k E^{2k-1}$.

Исследуем эффективность адаптивного фильтра с регулируемым коэффициентом передачи в петле управления. Сигнал на выходе фильтра $q(E)$ представляет собой взвешенную сумму нечетных степеней огибающей входного сигнала E^{2k-1} .

Регулирование B_k в петле управления обеспечивает изменение шага квантования.

Функциональный преобразователь формирует нормированные по амплитуде и длительности счетные импульсы, число которых соответствует квантованному сигналу. Реверсивный счетчик выполняет роль интегратора и запоминающего устройства, управляющего коэффициентом передачи дискретного аттенюатора B_k .

Исследуем работу фильтра в качестве адаптивного компенсатора. В качестве модели помехи будем использовать последовательность случайных величин, распределенных по закону Рэлея ($\alpha = 1, \beta = 1/2\sigma^2, \gamma = 0$) и Накагами ($\alpha = m, \beta = 2m/\lambda, \gamma = 0$). Эффективность работы данного фильтра сравнивалась с эффективностью обычного аналогового фильтра.

На рис. 1 показан процесс установления коэффициента подавления помехи K_n на выходе аналогового - 1 и цифрового фильтров с 6 уровнями - 2 и 4 уровнями квантования - 3, используемых в качестве компенсаторов помех. Видно, что при увеличении глубины флуктуаций помехи ($\alpha < 1$) эффективность адаптивного фильтра снижается примерно на 3 дБ.

На рис. 2 показана теоретическая 1 и экспериментальная 2 зависимости влияния шага квантования q на работу компенсатора помех (K_n - предельный коэффициент подавления для аналоговой цепи управления; $K_n(q)$ - коэффициент подавления помехи фильтров с цифровым управлением). Как видно, с уменьшением шага квантования K_n приближается к предельному и при $q=1 \dots 1,5$ практически не наблюдается ухудшение качества работы адаптивного фильтра по сравнению с фильтром с аналоговым управлением. В то же время процесс адаптации у фильтра с изменяемым коэффициентом передачи в петле управления протекает почти на порядок быстрее.

Таким образом, использование адаптивного фильтра позволяет существенно сократить время установления коэффициентов K_n практически без ухудшения качества работы фильтра.

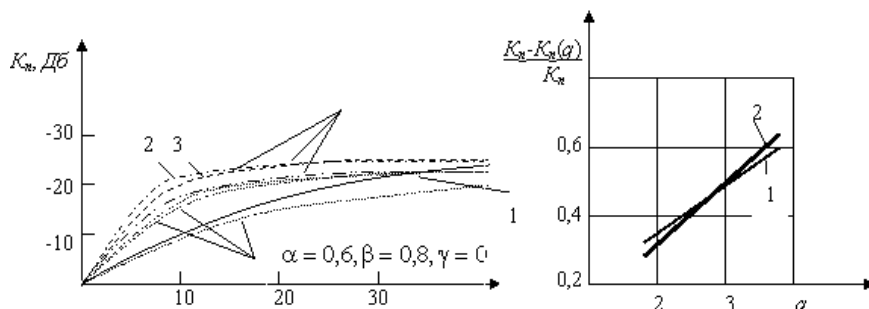


Рис. 1

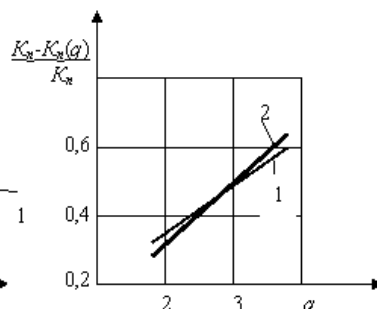


Рис. 2

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы.

На основе теории адаптивных фильтров могут быть построены эффективные цифровые компенсаторы негауссовских помех. Их эффективность определяется глубиной флуктуаций негауссовской помехи и числом уровней квантования. Так уменьшение уровней квантования позволяет увеличить быстродействие фильтра.

Применение итеративной процедуры по методу градиентного спуска позволяет в среднем в 6 раз увеличить сходимость вычислительной процедуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Акиншин Н.С., Быстров Р.П., Захаров М.А. [и др.]. Обобщенная модель радиолокационных стационарных негауссовских сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы // Радиотехника. – 2009. – Т. 14. – № 1. – С. 25–43.
2. Кобзев А.В., Емельянов С.Л. Адаптивные методы подавления негауссовских помех при амплитудном детектировании некогерентных сигналов // Радиотехника. – 1991. – №11. – С. 22–24.
3. Сергеев В.Г., Сафоненков Ю.П. Ускоренный алгоритм обучения адаптивного фильтра канала передачи данных. Совершенствование радиоэлектронных систем ГА и процессов их технической эксплуатации. – М.: МИИГА, 1989. – С. 61–67.

ANALYSIS OF NON-GAUSSIAN NOISE ADAPTIVE FILTER

Akinshin R.N., Karpov I.E., Chendarov A.V.

Amplitude detector with the adaptive tuning of its characteristics to non-Gaussian noise interference parameters is synthesized. Efficiency of the adaptive filter with adjusted transmission gain in the control loop is studied.

Keywords: amplitude detector, signal-to-noise ratio, error waveform, adaptive filter.

Сведения об авторах

Акиншин Руслан Николаевич, 1980 г.р., окончил ТАИИ (2002), доктор технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник СПП РАН, автор более 160 научных работ, область научных интересов - радиотехнические системы, информационная безопасность, методы обработки информации.

Карпов Иван Евгеньевич, 1984 г.р., окончил ТулГУ (2008), начальник лаборатории ТИЭИ, автор более 20 научных работ, область научных интересов - автоматизация процессов управления, вычислительная техника и информатика, информационная безопасность.

Чендаров Андрей Владимирович, 1983 г.р., окончил ТулГУ (2006), начальник отдела Департамента радиоэлектронной промышленности Минпромторга России, автор более 10 научных работ, область научных интересов - информационно-управляющие и информационно-измерительные системы.