

УДК 621.391.2

ПОСТРОЕНИЕ ПРИЕМНОГО ТРАКТА В УСЛОВИЯХ СОВМЕСТНОГО ДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНЫХ И УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

Немыкин А.А., аспирант Московского технического университета связи и информатики, mtuci@mtuci.info

Ключевые слова: радиоприем, помехи, импульсные, узкополосные, алгоритм обработки, оценка параметров, нелинейные преобразования.

Основными помехами радиоприему в декаметровом и метровом диапазоне радиоволн являются атмосферные и промышленные помехи, имеющие преимущественно импульсный негауссовый характер, а также узкополосные помехи от мешающих радиотехнических средств. Задача их подавления накладывает на приемный тракт противоречивые требования. Для подавления импульсных помех используется ограничитель или «бланкирующее» устройство, запирающее приемник на время действия импульсов помехи. В то же время такая нелинейная обработка в условиях узкополосных помех приводит к ухудшению помехоустойчивости приемника [1]. Эффективным средством борьбы с узкополосными помехами является их режекция, однако подавление участка спектра импульсной помехи вызывает осцилляции после окончания импульсов, аналогичные по воздействию на приемник узкополосной помехе. Таким образом, требуется провести анализ совместного воздействия импульсных и узкополосных помех на приемный тракт и разработать квазиоптимальный алгоритм обработки сигнала в условиях противоречивых требований к тракту для подавления помех.

В условиях атмосферных и промышленных помех при малом отношении сигнал/помеха и независимых выборочных значениях смеси приемник, обеспечивающий наилучшее выделение сигнала и оценку его параметров [2], состоит из безынерционного нелинейного преобразователя с амплитудной характеристикой, пропорциональной

$$f(\eta) = -d \ln W(\eta) / d\eta, \quad (1)$$

где $W(\eta)$ - плотность вероятности помехи, и линейного приемника, оптимального при нормальной помехе. При этом выигрыш в дисперсии оценки параметров сигнала и в отношении сигнал/помеха (по мощности) по сравнению с линейным приемником в условиях нормальной помехи или с учетом явления «нормализации», имеющего место при

$\Delta f_{эф} / \Delta f \ll 1$, где $\Delta f_{эф}$ и Δf - эффективная полоса приемника и его входная полоса [3], в условиях флуктуационной помехи с произвольным законом распределения, равен

$$K_{omn} = \sigma_{\eta}^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2(\eta) W(\eta) d\eta, \quad (2)$$

где σ_{η}^2 - мощность помехи.

Атмосферный шум состоит из преобладающей по мощности «импульсной» составляющей, вызванной

Обсуждаются вопросы приема сигнала на фоне как атмосферных и промышленных, так и узкополосных радиопомех, наличие которых накладывает противоречивые требования на построение приемного тракта. Для таких условий приема предложен квазиоптимальный алгоритм обработки сигнала и структурная схема приемника.

действием ближних гроз, и «фоновой» составляющей с нормальным распределением, обусловленной наложением помех от многих удаленных источников. Огибающая $E(t)$ «импульсной» составляющей хорошо описывается логарифмически нормальным законом [4]

$$W_u(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma R} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma} \ln R + \sigma \right)^2 \right], \quad (3)$$

где $R = E / (\overline{E^2})^{1/2} > 0$, σ - «регулируемый» параметр, а мгновенные значения имеют распределение [5]

$$W_u(\eta) = \frac{1}{\sigma_{\eta}} \sum_{\kappa=0}^{\infty} \alpha_{\kappa} (\eta / \sigma_{\eta})^{2\kappa} F[-\beta_{\kappa}(\eta)], \quad (4)$$

где $\alpha_{\kappa} = \left[(2\kappa)! / \pi 2^{3\kappa+1/2} (\kappa!)^2 \exp \left\{ \sigma^2 [2\kappa+1] + (2\kappa+1)^2 / 2 \right\} \right]^{-1}$,

$$\beta_{\kappa}(\eta) = (1/\sigma) \ln \left(|\eta| / \sqrt{2} \sigma_{\eta} \right) + 2(\kappa+1)\sigma,$$

$F(x)$ - функция Лапласа.

Огибающая и мгновенные значения «фоновой» составляющей описываются релеевским и нормальным распределениями:

$$W_{\phi}(R) = 2(R/c) \exp(-R^2/c), \quad R > 0, \quad (5)$$

$$W_{\phi}(\eta) = \left[1 / \sqrt{2\pi} c \sigma_{\eta} \right] \exp(-\eta^2 / 2\sigma_{\eta}^2 c), \quad (6)$$

где $c = \sigma_{\phi}^2 / \sigma_{\eta}^2 \ll 1$ - доля мощности «фоновой» составляющей в общей мощности шума $\sigma_{\eta}^2 = \overline{E^2} / 2$.

Параметры c и σ распределений (3) - (6) зависят от легко определяемого экспериментально параметра

$$V_d = 20 \lg \left[(\overline{E^2})^{1/2} / \overline{E} \right],$$

зависимость которого от частотного диапазона, входной полосы, времени года и времени суток приведена в [6].

Связь c и σ с V_d задается полученными с использованием экспериментальных кривых распределения огибающих атмосферных помех [6] эмпирическими зависимостями [7]:

$$-10 \lg c \cong 2 V_d, \quad (7)$$

$$\sigma \cong 0,57 (V_d)^{1/2}. \quad (8)$$

Аналогичные выражения для промышленных помех [8] имеют вид:

$$-10 \lg c \cong 1,3 V_d, \quad (9)$$

$$\sigma \cong 0,87 (V_d)^{1/2}. \quad (10)$$

Заметим, что при выводе распределений мгновенных значений «импульсной» и «фоновой» составляющих атмосферного и индустриального шума (4) и (6) распределения фаз этих составляющих полагались равномерными. Физической предпосылкой к этому являются то, что указанные фазы определяются расстоянием от источника помехи до приемника, изменяющимся в диапазоне, большем длины волны.

Распределение мгновенных значений импульсной помехи рассмотренных видов задается сверткой

$$W(\eta) = \int_{-\infty}^{\infty} W_{\phi}(x) W_u(\eta - x) dx.$$

Соответствующие ему квазиоптимальные характеристики безынерционного нелинейного преобразователя (1), вычисленные при $V_d = 10$ дБ с учетом (4), (6) и (7) - (10), приведены на рис. 1 (сплошная линия - для атмосферного шума, штрих-пунктирная - для индустриального). Пунктирной линией показан относительный уровень «фоновой» составляющей:

$$c^{1/2} = \sigma_{\phi} / \sigma_{\eta} \cong \begin{cases} 10^{-0,1V_d} & \text{для атмосферного шума,} \\ 10^{-0,065V_d} & \text{для индустриального шума.} \end{cases}$$

Как видим, квазиоптимальная характеристика безынерционного нелинейного преобразователя имеет близкий к линейному участок, ограниченный примерно среднеквадратическим значением «фоновой» составляющей шума, и нелинейный участок, осуществляющий подавление импульсов шума, превышающих этот уровень. Эта характеристика занимает промежуточное положение между характеристиками используемых на практике нелинейных элементов: ограничителя и «бланкирующего» устройства.

Выигрыш в дисперсии оценки параметров сигнала (2) для квазиоптимального приемника дает

$$K_{omn} \cong c^{-1} \quad (11)$$

или с учетом (7) и (9)

$$10 \lg K_{omn} \cong -10 \lg c \cong \begin{cases} 2V_d & \text{для атмосферного шума,} \\ 1,3V_d & \text{для индустриального шума} \end{cases} \quad (12)$$

откуда можно заключить, что оптимизация приемника по отношению к атмосферному и индустриальному шумам приводит в первом приближении к подавлению их импульсной составляющей. При этом потенциальная точность оценки параметров сигнала определяется степенью сглаживания в линейной части приемника «фоновой» составляющей шума мощностью $\sigma_{\phi}^2 = c\sigma_{\eta}^2 = cE^2/2$.

При сделанных допущениях квазиоптимальный приемник по структуре совпадает со схемой «широкополосный ограничитель - усилитель» (ШОУ) [9] и отличается от последней тем, что в ней вместо безынерционного нелинейного преобразователя с характеристикой (1) используется идеальный амплитудный ограничитель с нулевым порогом ограничения. При этом замена линейного участка характеристики преобразователя, оптимального для преобразователя смеси сигнала и остаточной нормальной «фоновой» составляющей помехи,

незначительно (в $4/\pi$ раза по мощности или примерно на 1 дБ) уменьшает отношение сигнал/шум.

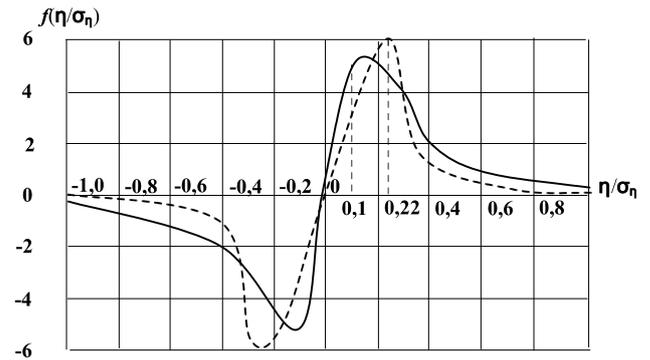


Рис. 1.

Нелинейная обработка приводит к обогащению спектра узкополосной помехи, в результате чего при дискретной выборке «пораженными» оказываются частоты f_n , имеющие расстройку относительно частоты сигнала f_0

$$|f_n - f_0| = (K/M)F_0, \quad (13)$$

где F_0 - частота взятия отсчетов; K и M - целые несократимые числа [1]. Это, в частности, при оценке фазы гармонического сигнала с использованием такого же как в схеме ШОУ идеального ограничителя приводит к ошибке, максимальное значение которой равно

$$\delta\varphi_{max} = (1/M) \arctg [a_m^M / (1 - a_m^{2M})^{1/2}], \quad (14)$$

где $a_m = A_{nmax} / A_{c\leq 1}$ - отношение максимума огибающей помехи к амплитуде сигнала.

Для подавления узкополосных помех используются режекторные фильтры. Однако при совместном действии узкополосной и импульсной помех в результате вырезания части спектра последней появляются осцилляции после окончания импульсов [10] - своего рода помеха, снижающая эффективность последующей нелинейной обработки смеси.

Для оценки уровня паразитных продуктов режекции рассмотрим прохождение через режекторный фильтр с селектором в виде одиночного контура с постоянной времени $1/\alpha$ импульса, сходного с близкими атмосфериками [10], дающими, как отмечалось, основной вклад в мощность шума:

$$u(t) = \overline{E_m} \exp(-\beta t) \cos \omega_0 t, \quad (15)$$

где $\overline{E_m}$ - среднее значение амплитуд импульсов шума, т. е. максимумов его огибающей $E(t)$, распределение которых при равномерном спектре $E(t)$ записывается как [11]

$$W_u(E_m) \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma E_m} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma} \ln \frac{E_m}{\sqrt{2} \sigma_{\eta}} + \sigma \right)^2 \right].$$

При этом

$$\overline{E_m} = \int_0^{\infty} E_m W_u(E_m) dE_m = \sqrt{2} \sigma_{\eta} \exp(-\sigma^2/2). \quad (16)$$

С учетом близости физической природы атмосферного и индустриального шумов, обусловленных соответственно электрическими разрядами естественного и искусственного происхождения, находящей отражение в

близости их распределений, выражение (15) очевидно применимо и для описания индустриального шума.

Колебание на выходе режекторного фильтра записывается в виде [10]

$$u_p(t) = u(t) - \Delta u(t), \quad (17)$$

где $\Delta u(t) = \Delta u_1(t) + \Delta u_2(t) =$

$$A \exp(-\alpha t) \cos(\omega_1 t - \varphi) + B \exp(-\beta t) \cos(\omega_0 t - \psi),$$

$$\omega_1 = (\omega_n^2 - \alpha^2)^{1/2} \cong \omega_n;$$

A, B, φ и ψ - постоянные величины, зависящие от параметров импульса $u(t)$ и фильтра, причем

$$\frac{\max |\Delta u(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\Delta u(t)|}{E_m} < 2\alpha / \beta = 2\Delta f_c / \Delta f, \quad (18)$$

где $\Delta f_c = \alpha / \pi$ и $\Delta f = \beta / \pi$ - соответственно полоса пропускания селектора и ширина спектра $u(t)$, равная входной полосе приемника.

Осцилляции, превышающие длительность входных импульсов в $\beta / \alpha = \Delta f / \Delta f_c$ раз, обусловлены составляющей $\Delta u_1(t)$ в (17), для которой, очевидно, в качестве верхней границы уровня может быть принято значение, определенное в (18):

$$\frac{\max |\Delta u_1(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\Delta u_1(t)|}{E_m} < 2\Delta f_c / \Delta f. \quad (19)$$

Подстановка (16) в (19) дает

$$\max |\Delta u_1(t)| < 2\sqrt{2} \exp(-\sigma^2 / 2) (\Delta f_c / \Delta f) \sigma_\eta. \quad (20)$$

При этом применительно к задаче оценки фазы гармонического сигнала с использованием идеального ограничения смеси имеет место дополнительная ошибка, определяемая выражением (14), где

$$a_m = \max |\Delta u_1(t)| / A_c < 2 \exp(-\sigma^2 / 2) (\Delta f_c / \Delta f) / q. \quad (21)$$

$q = A_c / \sqrt{2} \sigma_\eta$ - отношение сигнал/шум.

При наличии в приемном тракте r режекторных фильтров верхняя граница уровня осцилляций, очевидно, в r раз выше уровня, определяемого выражением (19).

Как видно из (14) и (21), при слабом сигнале ($q \ll 1$) погрешность в оценке его параметров, обусловленная паразитными продуктами режекции узкополосных помех, может достигать значительной величины. При этом определенная выше потенциальная точность оценки параметров сигнала не реализуется.

В [10] рассмотрен способ уменьшения указанных искажений атмосфериков, используемых для исследования распространения радиоволн, который может быть применен при построении приемного тракта в условиях совместного действия импульсных и узкополосных помех. Структура входных цепей приемника, реализующего такую обработку, представлена на рис. 2, где 1 - входной фильтр с полосой пропускания Δf_c , 2 и 6 - идентичные узкополосные фильтры с полосой пропускания Δf_c , 3 - вычитающее устройство, 4 - ключ, 5 - ждущий генератор отпирающих импульсов, 7 - сумматор, 8 - нелинейный преобразователь. При превышении импульсами с выхода режекторного фильтра (блоки 2 и 3) порогового уровня, выбираемого выше уровня «фоновой» составляющей шума, ждущий генератор 5 вырабатывает импульсы, отпирающие ключ 4 на время T , удовлетворяющее условию $1/\beta \leq T \leq 1/\alpha$.

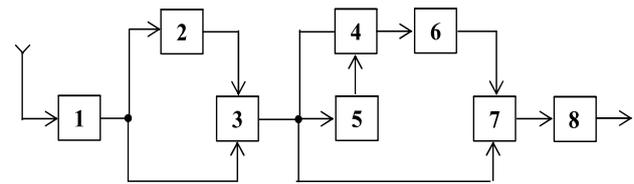


Рис. 2.

При этом благодаря частичной компенсации паразитных продуктов режекции $\Delta u(t)$ узкополосных помех при суммировании колебания с выхода режекторного фильтра и реакции узкополосного фильтра 6 на входные импульсы, их остаточный уровень $\delta u(t)$ существенно уменьшается по сравнению с $\Delta u(t)$ и определяется выражением [10]

$$\frac{\max |\delta u(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\delta u(t)|}{E_m} < 3(\alpha / \beta)^2 = 3(\Delta f_c / \Delta f)^2.$$

В результате при достаточно узкополосном селекторе последующая нелинейная обработка смеси в преобразователе 8 позволяет практически реализовать потенциальную точность оценки параметров сигнала, характеризуемую показателем эффективности приемника (11).

Таким образом, предложен квазиоптимальный алгоритм обработки сигнала в условиях совместного воздействия на приемный тракт атмосферных, индустриальных и узкополосных помех, а также структурная схема приемника, реализующего предложенный алгоритм.

Литература

1. Никитенко Ю.И., Хмаладзе Т.К. Сравнение амплитудно-фазового и фазового методов измерения фазы при воздействии синусоидальных помех // Вопросы радиоэлектроники, серия Общетеchnическая, 1968, вып. 20.
2. Валеев В.Г. Оптимальная оценка параметров сигнала при наличии негауссовых помех // Известия АН СССР, Техническая кибернетика, 1971, № 2.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, кн. 1. - М.: Советское радио, 1967.
4. Spaulding A.D., Washburn J.S. Atmospheric radio noise: world-wide levels and other characteristics. - Washington: Gov. print off, 1985. - 24 p.
5. Рубцов В.Д. Распределение мгновенных значений атмосферного шума при узкополосном приеме // Радиотехника и электроника, 1975, т. XX, № 10.
6. Recommendation P.372-8. Radio noise. International Telecommunication Union. Radiocommunication Assembly (ITU-R). - Geneva, 2003. - 75 p.
7. Рубцов В.Д. Оптимизация приемного тракта в условиях квазиимпульсных радиопомех // Известия вузов СССР - Радиотехника, 1979, т. XXII, № 4.
8. Spaulding A.D., Ahlbeck W.H., Espeland L.R. Urban residential man-made radio noise analysis and predictions. // Telecommunications Research and Engineering, Rpt. 14, ITS, 1971.
9. Черняк Ю.Б. О линейных свойствах системы широкополосный ограничитель - фильтр // Радиотехника и электроника, 1962, т. VII, № 7.
10. Горбачев А.А., Сизьмин А.М., Торопов Л.А. Об уменьшении искажений формы атмосферика при приеме его на фоне помех // Геомагнетизм и аэрoномия, 1973, № 3.
11. Рубцов В.Д. Выбросы огибающей атмосферного шума. // Радиотехника и электроника, 1977, т. XXII, № 1.