

ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ В МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ ОБЕЛИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

А. В. Микушин, В. И. Сединин

Рассматривается задача реализации адаптивных алгоритмов приёма сигналов с компенсацией помех при априорно неизвестных параметрах помех. Предлагается и исследуется алгоритм подавления помех, построенный на основе обеливающих фильтров.

1. ВВЕДЕНИЕ

В системах мобильной радиосвязи существенное влияние на качество приёма сигналов оказывают в основном три вида помех: сосредоточенные по спектру (узкополосные) помехи, сосредоточенные во времени (импульсные) помехи и сосредоточенные в пространстве (структурно-подобные) помехи. Известно множество систем и методов подавления отдельно каждого из выше перечисленных типов помех. Однако до настоящего времени нет единой теории, объединяющей эти методы.

Одним из перспективных направлений решения проблемы защиты систем радиосвязи от помех является реализация цифровых адаптивных алгоритмов приёма с компенсацией помех. основополагающие принципы построения адаптивных алгоритмов приёма сигналов в условиях воздействия помех разработаны в работах многих авторов [1, 2]. Анализ результатов, полученных в этих работах, показывает, что наиболее серьёзные проблемы возникают при реализации алгоритмов приёма сигналов в присутствии помех с априорно неизвестными параметрами.

Представляет интерес исследовать возможность реализации адаптивных алгоритмов приёма сигналов с использованием для подавления помех цифровых обеливающих фильтров.

2. ИСХОДНАЯ МОДЕЛЬ СИГНАЛА И ПОМЕХ

Пусть с $M \times K$ — элементной антенной системы, снимается $M \times K$ -мерный сигнал, реализации которого на выходе каждого из элементов антенной системы в общем случае коррелированы между собой. Этот сигнал можно записать в виде многомерного комплексного вектора:

$$\dot{X}(t) = \begin{pmatrix} \dot{x}_{11}(t) \dots \dot{x}_{1K}(t) \\ \dot{x}_{21}(t) \dots \dot{x}_{2K}(t) \\ \dots \\ \dot{x}_{M1}(t) \dots \dot{x}_{MK}(t) \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Принимаемый сигнал (1) представим выражением:

$$\dot{X}(t) = \dot{A} \cdot \dot{U}_r(t, \alpha_r) + \dot{n}(t, \nu), \quad (r = 1, 2, \dots, R) \quad (2)$$

где $\dot{U}_r(t)$ — r -й вариант передаваемого полезного сигнала; \dot{A} — многомерная матрица, описывающая канал передачи.

Совокупность помех описывается многомерной матрицей $\dot{n}(t, \nu)$ своих выборочных значений. Параметры помех ν определяются по обучающей выборке принимаемого сигнала. Будем считать, что совокупность помех распределена по гауссовскому (нормальному) закону.

Помехи в общем случае являются нестационарными. Различные элементы выборки n_m и n_k могут быть взаимозависимы так, что их центрированный корреляционный момент в общем случае не равен нулю. Степень взаимной корреляции характеризуется коэффициентом корреляции элементов совокупности помех

$$\rho_{mk} = \frac{M(n_m n_k)}{\sigma_m \sigma_k}. \quad (3)$$

Совокупность корреляционных моментов элементов помех образует корреляционную матрицу

$$\varphi = \|\varphi_{mk}\| = \|\rho_{mk} \sigma_m \sigma_k\|. \quad (4)$$

Зная определитель корреляционной матрицы φ и матрицу φ^{-1} , обратную корреляционной, можно найти плотность вероятности гауссовского (нормального) закона распределения многомерной матрицы входных сигналов

$$W(X) = (2\pi)^{\frac{-mk}{2}} [\det(\varphi)]^{\frac{1}{2}} \times e^{-\left(\frac{X^T \varphi^{-1} X}{2}\right)} \quad (5)$$

и совокупности помех

$$W(n) = (2\pi)^{\frac{-mk}{2}} [\det(\varphi)]^{\frac{1}{2}} \times e^{-\left(\frac{n^T \varphi^{-1} n}{2}\right)}, \quad (6)$$

где матричное произведение в аргументе экспоненты определяется как

$$X^T \cdot \varphi^{-1} \cdot X = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K \varphi_{mk}^{-1} \cdot x_m \cdot x_k. \quad (7)$$

В мобильных системах радиосвязи на базовых станциях широко применяется разнесённый по пространству приём. Поэтому запишем полученное соотношение для случая, когда приёмные антенны «вытянуты» в одну линию. Корреляционная матрица в этом случае содержит два элемента:

$$\varphi = \begin{vmatrix} \sigma_m^2 & \sigma_m \cdot \sigma_k \cdot \rho \\ \sigma_m \cdot \sigma_k \cdot \rho & \sigma_k^2 \end{vmatrix}, \quad (8)$$

а её определитель задаётся выражением $\det(\varphi) = \sigma_m^2 \sigma_k^2 (1 - \rho^2)$.

Обратная корреляционная матрица при этом записывается в виде

$$\begin{aligned} \varphi^{-1} &= \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_k^2 (1 - \rho^2)} \begin{vmatrix} \sigma_k^2 & -\sigma_m \sigma_k \rho \\ -\sigma_m \sigma_k \rho & \sigma_m^2 \end{vmatrix} = \\ &= \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_k^2 (1 - \rho^2)} \begin{vmatrix} \frac{1}{\sigma_m^2} & \frac{-\rho}{\sigma_m \sigma_k} \\ \frac{-\rho}{\sigma_m \sigma_k} & \frac{1}{\sigma_k^2} \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

Тогда плотность вероятности распределения многомерной матрицы входных сигналов приобретает вид

$$\begin{aligned} W(X) &= \frac{1}{2\pi \sigma_m \sigma_k \sqrt{1 - \rho^2}} \times \\ &\times \exp \left(\frac{-1}{2(1 - \rho^2)} \left[\frac{X_m^2}{\sigma_m^2} - 2\rho \frac{X_m X_k}{\sigma_m \sigma_k} + \frac{X_k^2}{\sigma_k^2} \right] \right) \end{aligned} \quad (10)$$

3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ПРИЕМА СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПОМЕХ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Пусть на вход решающего устройства поступает сигнал, описываемый выражением (2). По этому сигналу требуется за время, равное длительности наблюдения T , определить принимаемый полезный сигнал U_r , так, чтобы потери от принятия ошибочного решения были минимально возможными в соответствии с выбранным критерием оптимальности. В качестве правила решения применим критерий идеального наблюдателя Котельникова.

При наличии полезного сигнала многомерная матрица входных сигналов определяется выражением $X = U + n$, из которого можно выразить совокупность помех $n = X - U$, и записать

$$W(X) = W(X - n). \quad (11)$$

Используя выражения (9) и (11), получим

$$\begin{aligned} \ln(\Lambda(X)) &= \frac{(X - U_r)^T \varphi^{-1} (X - U_r)}{2} - \\ &- \frac{(X - U_l)^T \varphi^{-1} (X - U_l)}{2} = X^T \varphi^{-1} U_r - \\ &- X^T \varphi^{-1} U_l - \frac{U_r^T \varphi^{-1} U_r}{2} + \frac{U_l^T \varphi^{-1} U_l}{2} > 0. \end{aligned} \quad (12)$$

Последние две составляющие выражения (12) представляют собой энергии r -го и l -го вариантов переданного сигнала, которые в общем случае могут быть не равны. Перепишем выражение (12) в следующем виде:

$$\ln(\Lambda(X)) = \left(\zeta_r - \frac{q_r^2}{2} \right) - \left(\zeta_l - \frac{q_l^2}{2} \right), \quad (13)$$

где $\zeta = X^T \varphi^{-1} Y$; $q^2 = X^T \varphi^{-1} X$.

И окончательно алгоритм приёма сигналов может быть записан в следующем виде:

$$\zeta_r - \frac{q_r^2}{2} > \zeta_l - \frac{q_l^2}{2}. \quad (14)$$

Из этой формулы для детерминированных сигналов следует известный алгоритм когерентного приёма [1]

$$\sum_{i=1}^N [(\dot{X}_i - \hat{n}_i) \cdot \dot{U}_{ri}^*]^2 > \sum_{i=1}^N [(\dot{X}_i - \hat{n}_i) \cdot \dot{U}_{li}^*]^2, r \neq l. \quad (15)$$

Особенностью алгоритмов (14) и (15) является процедура вычитания из принятого сигнала оценки совокупности помех $\hat{n}(t, \hat{\nu})$, что эквивалентно обратной пропорциональной автокорреляционной функции совокупности помех. Однако в данной постановке задачи автокорреляционная функция помех априорно неизвестна, поэтому для её определения воспользуемся процедурой обучения по выборке входного сигнала. В большинстве работ эта процедура применяется во временной области [3]. В данном случае эту процедуру применим в частотной области. Для этого воспользуемся известным уравнением преобразования Фурье для корреляционной функции входного сигнала [4]

$$TF(R) = G(f), \quad (16)$$

где TF — прямое преобразование Фурье;

R — функция автокорреляции входного сигнала;

$G(f)$ — энергетический спектр входного сигнала.

С другой стороны, энергетический спектр входного сигнала можно вычислить, воспользовавшись преобразованием Гильберта:

$$G(f) = E \{ TF[X^T(t)] \cdot TF[X(t)] \} \quad (17)$$

Учитывая приведённые выше соображения, перепишем случайную величину ζ из (13) в следующем виде:

$$\zeta = TF[X^T] \cdot \frac{1}{E \{ TF[X^T] \cdot TF[X] \}} \cdot TF[U_r]. \quad (18)$$

Подставляя (18) в (14) и используя эмпирический байесовский подход [5], получим адаптивный алгоритм приёма сигналов в условиях воздействия комплекса помех, основанный на процедуре быстрого преобразования Фурье:

$$\begin{aligned} TF[X^T] \cdot \frac{TF[U_r]}{\sum_{i=1}^N \{ TF[X^T] \cdot TF[X] \}} - \frac{q_r^2}{2} > \\ > TF[X^T] \cdot \frac{TF[U_l]}{\sum_{i=1}^N \{ TF[X^T] \cdot TF[X] \}} - \frac{q_l^2}{2}, \end{aligned} \quad (19)$$

где $TF[U_r]$, $TF[U_l]$ — преобразование Фурье от опорных сигналов U_r и U_l ;

$TF[X]$, $TF[X^T]$ — преобразование Фурье от многомерной матрицы входных сигналов и транспонированной к ней.

Преобразование Фурье для опорных сигналов производится заранее в соответствии с выражением (19). Структурная схема устройства, реализующего

алгоритм (19), приведена на рис. 1. Проанализируем её работу.

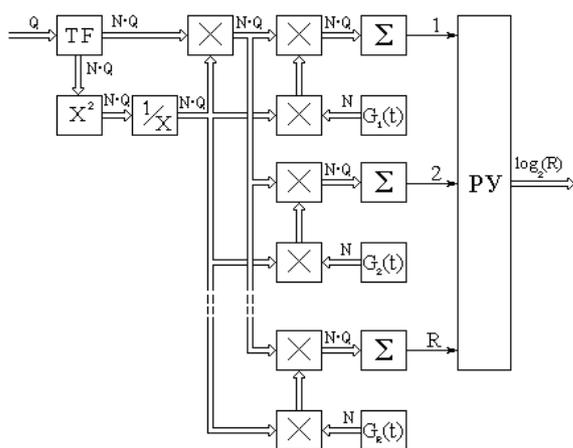


Рис. 1. Структурная схема устройства, реализующего алгоритм (19)

При синтезе адаптивных алгоритмов приёма сигналов в условиях воздействия помех не ставилось никаких ограничений на структурные свойства этих помех. Это означает, что полученные адаптивные алгоритмы принципиально могут подавить любые типы помех, т.е. весь комплекс реальных помех. Для этого лишь требуется достаточно большая выборка входного сигнала. В [7] показано, что наибольшее влияние на помехоустойчивость приёмника оказывают помехи, существенно отличающиеся по своей структуре от полезного сигнала. Кроме того, там же показано, что все помехи в реальных системах связи с подвижными объектами можно разделить на два основных типа: сосредоточенные во времени (импульсные) помехи и сосредоточенные по частоте (узкополосные) помехи. При этом в последнее время импульсные помехи

представляют в виде произведения узкополосного гауссова процесса и переменной во времени весовой функции [6]

$$y(t) = a(t) \cdot n(t), \quad (20)$$

где $n(t)$ — узкополосный гауссов процесс с нулевым средним значением, центральной частотой w_0 и корреляционной функцией $R_n(t)$; $a(t)$ является стационарным и независимым от $n(t)$ процессом.

Блок подавления импульсных помех имеет смысл включить до фильтра основной избирательности, пока корреляционная функция импульсной помехи не слишком длительна и её энергия значительно превышает энергию полезного сигнала. Такая импульсная помеха на входе приёмника записывается

$$S_{un}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \delta(t - t_k) \cdot v(t_k), \quad (21)$$

где $v(t_k)$ — случайная импульсная помеха;

$\delta(t)$ — единичный импульс;

t_k — время появления k -го импульса.

Для подавления импульсной помехи некоторыми авторами (например, [6]) предлагается использование сплайн-функций. Но это эквивалентно применению аппроксимирующего полинома не выше пятого порядка. Предложенный алгоритм (19) не накладывает таких ограничений на устройство подавления импульсных помех. Для подавления импульсной помехи можно применить свёртку с полиномом вплоть до тысячного порядка. При этом можно учесть влияние неявного выделяющего прямоугольного окна и применить хорошо развитый к настоящему времени математический аппарат быстрых алгоритмов вычисления свёртки (фильтрации) или преобразований

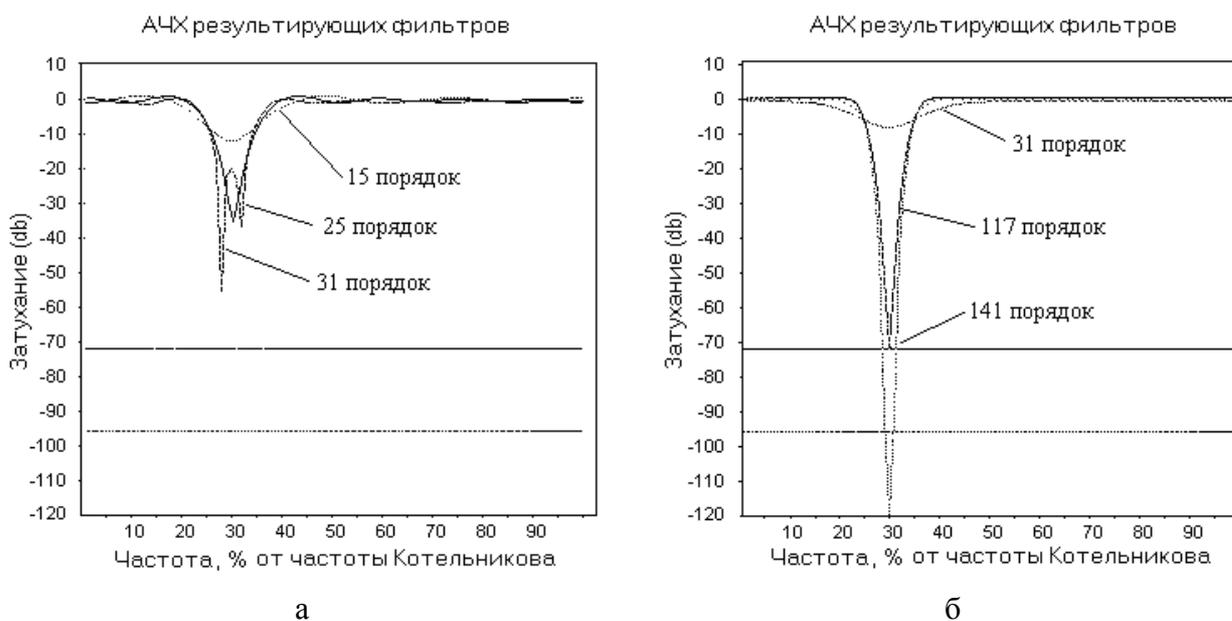


Рис. 2. Графики амплитудно-частотных характеристик обеляющих фильтров.
 а) без применения сглаживающего окна
 б) с применением сглаживающего окна Блэкмана

Фурье. Такой объём вычислений вполне доступен при применении современных сигнальных процессоров средней производительности с объёмом внутренней памяти в несколько десятков килобайт. Это означает, что стоимость, потребляемая энергия и габариты приёмного устройства, выполненного по алгоритму (19), могут быть вполне приемлемы для аппаратуры широкого применения.

При подавлении импульсных помех частоту взятия отсчётов дискретизации следует брать, исходя из полосы пропускания фильтра предварительной избирательности. Известно, что требуемое количество отсчётов (объём выборки) будет определяться произведением полосы пропускания этого фильтра на время действия его импульсной характеристики $N = T \cdot \Delta F$. Этот объём выборки входного сигнала будет существенно меньше объёма выборки сигнала, требуемого для одновременного подавления узкополосных и импульсных помех. Более подробно этот вопрос рассмотрен в работе [7]. Такой же порядок подавления совокупности сосредоточенных по времени и по спектру помех применяется и в работе [6].

После подавления импульсных помех и прохождения сигнала через фильтр основной избирательности интервал времени между отсчётами можно увеличить. То есть фильтр основной избирательности может одновременно служить и фильтром децимации. За счёт этого, при том же первоначальном объёме обучающей выборки входного сигнала, можно дополнительно увеличить время обучения фильтра (анализа нескомпенсированного остатка узкополосных помех) с целью подавления имеющихся в канале связи помех этого класса. Алгоритм работы фильтра остаётся прежним. Таким образом, алгоритм подавления комплекса помех с помощью цифрового обеливающего фильтра может быть записан в следующем виде:

$$\begin{aligned} [Z(n) - \hat{S}_r(n)] &\Leftrightarrow [Z(f) \cdot \frac{1}{S_r(f)}] \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow Z(f) \cdot \frac{1}{S_r^{um}(f)} \cdot G_{\text{ФОН}}(f) \cdot \frac{1}{S_r^{yz}(f)}, \end{aligned} \quad (22)$$

где $S_r^{um}(f)$ — оценка импульсных помех при передаче r -го сигнала;

$S_r^{yz}(f)$ — оценка узкополосных помех при передаче r -го сигнала;

$G_{\text{ФОН}}(f)$ — частотная характеристика фильтра основной избирательности приемника.

С учётом всех выше приведенных замечаний структурная схема приёмника, реализующего цифровой алгоритм подавления комплекса помех (22), представлена на рис.2. Отличительной особенностью такого приемника является возможность многомерной обработки входного сигнала с использованием разнесенных в пространстве антенн.

На рис. 2 и рис. 3 приведены результаты моделирования цифрового обеливающего фильтра на ЭВМ. Из графиков видно, что наиболее эффективное подавление помех достигается при применении усредняющего окна Хэмминга при порядке фильтра более 100. Реализация такого фильтра на основе современных сигнальных процессоров не представляет значительных трудностей.

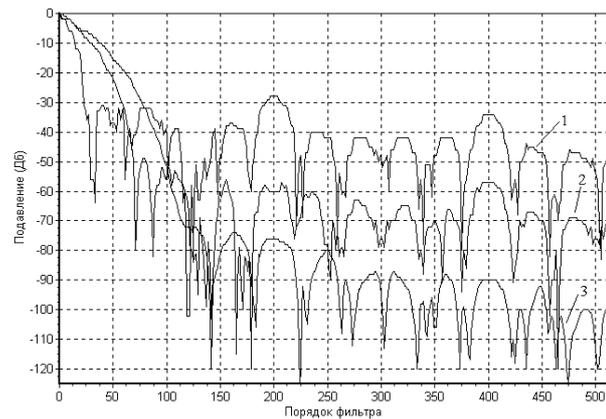


Рис. 3. График степени подавления обеливающего фильтра в зависимости от порядка фильтра. 1 — прямоугольное окно 2 — окно Хэмминга 3 — окно Блэкмена

Таким образом, синтезированный адаптивный алгоритм приёма сигналов является универсальным с точки зрения подавления как широкополосных, импульсных помех, узкополосных, станционных помех, так и структурно-подобных помех, отличающихся от полезного сигнала только угловым расположением в пространстве источников этих помех. В заключение следует отметить, что предложенные в работе адаптивные алгоритмы подавления помех позволяют решить задачу защиты систем мобильной радиосвязи от многолучевого распространения радиоволн в условиях городской застройки, что имеет существенное значение для сотовых систем связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сикарев А. А., Фалько А. И. Оптимальный приём дискретных сообщений. М.: Связь, 1978. - С.328.
2. Уидроу Б. Компенсация помех. Принципы построения и применения.// ТИИЭР.- 1975.-№12, 69-97с.
3. Адаптивные фильтры: Пер. с англ./ Под. ред. К.Ф. Н. Коузана и П.М. Гранта. — М.: Мир, 1988.-С.392.
4. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника.-М.: Радио и связь, 1982.-С.624.
5. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределённости и адаптация информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977.- 432 с.
6. В.И. Сединин, А.И. Фалько. Защита от помех в системах мобильной радиосвязи. — изд. Наука, СП РАН, 1998 — 172 с.
7. Сединин В.И., Незнанов В.А., Микушин А.В. Аппроксимация импульсной помехи локальными сплайн функциями. III международная НПК «Современные информационные технологии», материалы доклада. — Новосибирск 16-18 июля 1998 г.

Микушин Александр Владимирович

к.т.н., доцент кафедры САПР, СибГУТИ,
тел. (383) 2-698-259, e-mail: mavr@neic.nsk.su.

Сединин Валерий Иванович

д.т.н., профессор, академик РАК, зав. кафедрой САПР,
СибГУТИ, тел. (383) 2-698-268,
e-mail: sedinin@neic.nsk.su.