

АНАЛИЗ АДАПТИВНОГО АЛГОРИТМА ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ В РЛС СО СЛОЖНЫМ СИГНАЛОМ

Чеботарев Д.В., Реганов В.М.

Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого

Аннотация. Анализируется эффективность адаптивного алгоритма наименьших средних квадратов в задаче компенсации мешающих отражений в РЛС со сложным квазинепрерывным сигналом. Получены оценки эффективности компенсации помех в зависимости от их параметров. Введен обобщенный параметр, характеризующий помехи и получены приближенные аналитические выражения для оценки эффективности компенсации.

Введение. Развитие цифровых методов формирования и обработки радиолокационных сигналов стимулирует разработку новых, более сложных и качественных алгоритмов обработки зондирующих сигналов с большой базой [1]. Для применения квазинепрерывных фазоманипулированных сигналов [2] с базой от десятков до сотен тысяч одной из основных проблем является недостаточно низкий уровень боковых лепестков функции неопределенности в широком диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты. Как следствие, мешающие отражения, отличающиеся от полезного сигнала задержкой и частотным сдвигом, маскируют его, воздействуя по боковым лепесткам функции неопределенности. Традиционный подход к данной проблеме состоит в синтезе структуры сигнала или пары сигнал-фильтр, которые минимизируют объем боковых лепестков функции неопределенности в требуемой области частотно-временных сдвигов. В то же время современные цифровые устройства обрабатывают отраженные сигналы во всем необходимом диапазоне задержек и частотных сдвигов, позволяя получать в реальном времени оценки всех мешающих отражений с точностью до фазовых соотношений. Это открывает ранее недоступные возможности когерентной компенсации мешающих отражений и качественного повышения помехоустойчивости РЛС с квазинепрерывными сигналами. В работе [3] рассмотрен способ когерентной компенсации мешающих отражений, базирующийся на алгоритме адаптивной цифровой фильтрации.

В данной работе производится более детальное исследование свойств выбранного алгоритма наименьших средних квадратов (НСК) применительно к двум типам флюктуаций мешающих отражений. Целью работы является получение общих характеристик компенсатора помех, упрощающих оценку его эффективности для параметров помеховой обстановки, представляющих практический интерес.

Алгоритм обработки и модели помех. Следуя специфике дискретных сигналов и цифровых методов обработки, будем рассматривать их математическое описание в дискретном времени, обозначив i -порядковый номер текущего временного отсчета.

Пусть u – троичная дискретная модулирующая последовательность с пик-фактором pf , определяющая закон амплитудной и фазовой манипуляции зондирующего сигнала. Каждый символ u_i этой последовательности может принимать одно из трех значений: $u_i \in [-1, 0, +1]$. Сигнал s на входе приемника представляет собой сумму M мешающих отражений с комплексными амплитудами, определяемыми вектором w (размерность M), и белого гауссовского шума v с нулевым средним и дисперсией σ_v^2 . Тогда i -ый отсчет входного сигнала приемника определяется выражением:

$$s_i = U_i^H \cdot w_i + v_i, \quad (1)$$

где U_i – значение вектора, содержащего M последних отсчетов модулирующей последовательности, то есть от u_{i-M} до u_{i-1} включительно;

Для обеспечения временной развязки приемника и передатчика приемник бланкируется (закрывается) на время излучения, то есть на время действия ненулевого символа u_i модулирующей последовательности. Таким образом, на обработку поступает сигнал d , i -ый отсчет которого имеет вид:

$$d_i = (1 - |u_i|) \cdot s_i = (1 - |u_i|) \cdot (U_i^H \cdot w_i + v_i) \quad (2)$$

Считая, что адаптивный фильтр предсказывает сигнал y , компенсирующий входной сигнал s , запишем выражение ошибки компенсации e в момент времени i :

$$e_i = d_i - y_i \cdot (1 - |u_i|) = (1 - |u_i|) \cdot (s_i - y_i) \quad (3)$$

Отметим, что поскольку на вход устройства обработки поступает сигнал, бланкируемый последовательностью $1 - |u_i|$, то компенсационный сигнал y , или ошибка компенсации e тоже должны быть умножены на эту последовательность.

Функционирование адаптивного фильтра, реализующего алгоритм НСК с нормализацией, описывается двумя выражениями [1]. Первое из них – это уравнение модификации оценок \hat{w} весового вектора, а второе – уравнение фильтрации компенсационного сигнала y :

$$\hat{w}_i = \hat{w}_{i-1} + \frac{U_i}{U_i^H \cdot U_i} \cdot \mu \cdot e_i^*, \quad y_i = U_i^H \cdot \hat{w}_i \quad (4)$$

где \hat{w}_{i-1} – значение вектора оценок в предыдущий $i-1$ -ый момент времени;

μ – шаг адаптации, выбирается из диапазона $(0, 1)$ из соображений устойчивости.

Для оценки эффективности компенсации использовались две модели флюктуаций, описывающих один из самых сложных видов флюктуирующих источников помех - морскую поверхность [3]. Первая модель имеет экспоненциально убывающий вид автокорреляционной функции и соответствует собственным флюктуациям отражающих элементов под действием ветра и других возмущений морской поверхности. Корреляционная функция второй модели флюктуаций имеет гауссовский характер и соответствует флюктуациям, вызванным вращением антенны и движением носителя.

Оценкой η эффективности алгоритма компенсации будем считать относительную ошибку компенсации, то есть отношение средней мощности ошибки компенсации к средней мощности входного сигнала:

$$\eta = E(s - y)^2 / E(s^2) \quad (5)$$

где $E(\cdot)$ – символ статистического среднего.

Описанная модель реализована в среде визуального моделирования Simulink Matlab 6.5.

Результаты. Для моделирования были установлены следующие основные параметры: частота дискретизации (ширина спектра радиосигнала) $f_s = 10$ МГц; количество каналов по дистанции (порядок фильтра M) – до 256; пик-фактор сигнала pf – от 2 до 20; эффективная ширина спектра Δf флюктуаций мешающих отражений – от 80 Гц до 10 КГц; мощность σ_v^2 аддитивного шума - 80 дБ; шаг адаптации $\mu=1$.

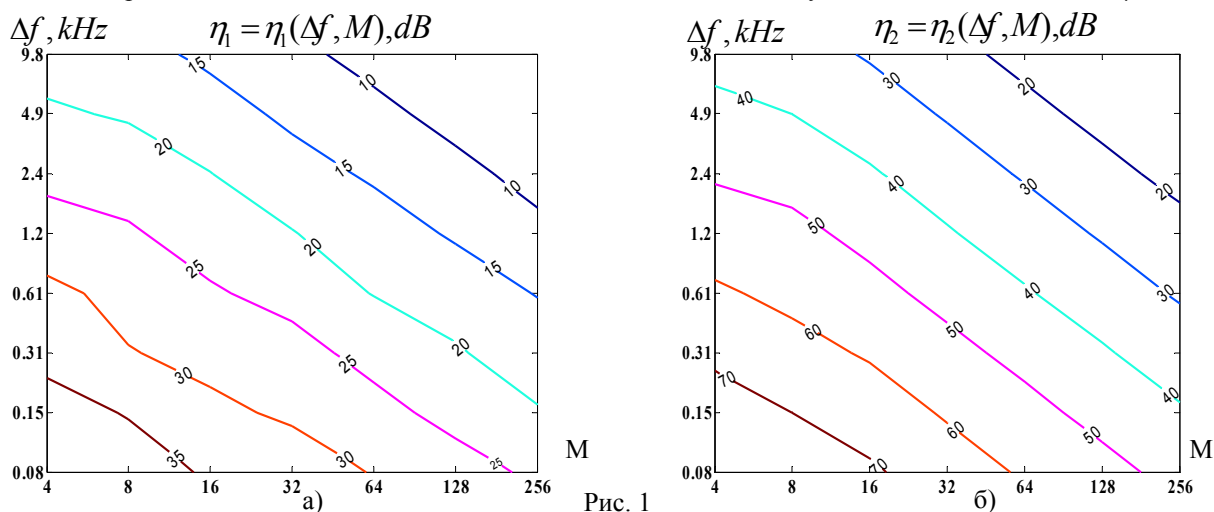


Рис. 1

Наибольший практический интерес представляет зависимость эффективности η компенсации от параметров мешающих отражений. Очевидно, что при расширении диапазона задержек возможного расположения помех и увеличении эффективной ширины спектра флюктуаций эффективность компенсации будет падать. На рис. 1 представлены результаты, полученные при пик-факторе сигнала, равном 5, для двух типов флюктуаций. Зависимость η_1 (рис. 1а) соответствует первому, а зависимость η_2 (рис. 1б) – второму типу флюктуаций. Графики представлены в виде контуров трехмерной поверхности одинаковых уровней. Общий вид зависимостей, близкий к семейству прямых с одинаковым наклоном, как для одного, так и для другого типа флюктуаций однозначно указывает, что глубина компенсации в одинаковой степени зависит как от диапазона задержек $\Delta\tau = M / f_s$, так и от ширины спектра флюктуаций Δf . Другими словами, глубина компенсации определяется произведением S этих величин, то есть площадью плоскости, занимаемой задержками и частотным спектром мешающих отражений.

$$S = \Delta\tau \cdot \Delta f = M \cdot \Delta f / f_s \quad (6)$$

Выражение (6) позволяет уменьшить количество параметров, определяющих эффективность компенсации и отобразить трехмерные поверхности, приведенные на рис. 1 а), б) в две обычные кривые, изображенные на рис. 2 а) сплошными линиями. Характеристика $\eta_1 = \eta_1(S)$ соответствует поверхности, приведенной на рис. 1 а), а характеристика $\eta_2 = \eta_2(S)$ – поверхности на рис. 1 б).

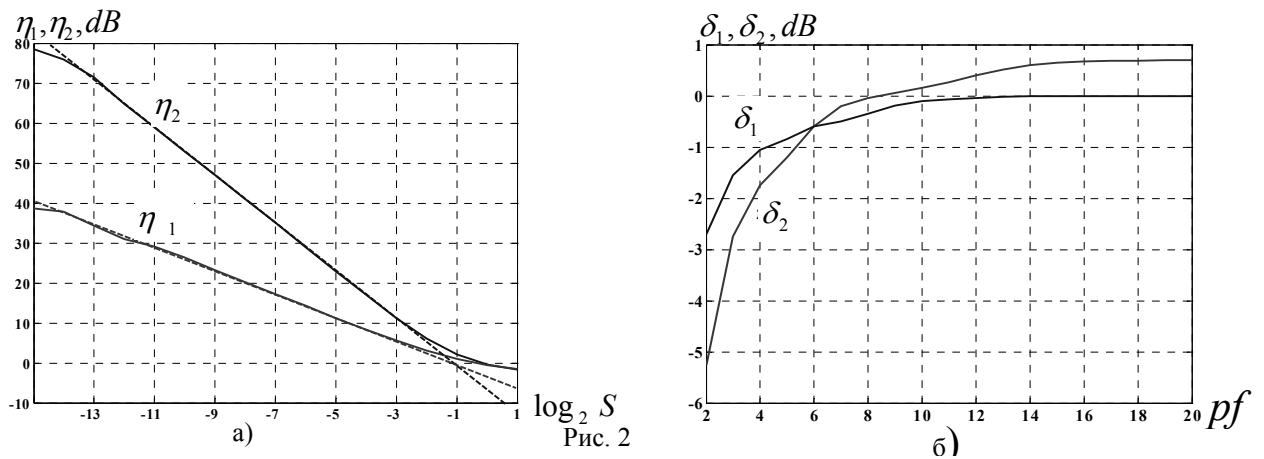
В области значений, представляющей практический интерес эти кривые (сплошная линия) хорошо аппроксимируются прямыми (пунктир).

$$\eta_1(S) \approx -3(\log_2 S + 3) + \delta_1, \quad \eta_2(S) \approx -6(\log_2 S + 3) + \delta_2 \quad (7)$$

где δ_1 и δ_2 – смещение, зависящее от пик-фактора модулирующей последовательности.

Скорость спадания полученных характеристик (наклон аппроксимирующих прямых) не зависит от пик-фактора и составляет 3 дБ на октаву для первого типа флюктуаций и 6 дБ на октаву для второго. Характеристики на рис. 2 а), как и на рис. 1, соответствуют данным, полученным при пик-факторе, равном 5. Для других значений пик-фактора в диапазоне от 2 до 20 величина смещения может быть определена по зависимостям (рис. 2 б), построенным по результатам моделирования. Следует отметить, что истинное

распределение мешающих отражений по диапазону задержек практически не оказывает влияния на эффективность их компенсации.



Таким образом, на основании простых выражений (6),(7) и графика рис. 2 б) можно рассчитать эффективность компенсации мешающих отражений в радиолокационных задачах для всех основных характеристик помех, сигнала и устройства обработки.

Выводы

1. Выполнен анализ эффективности компенсации мешающих отражений в РЛС со сложным квазинепрерывным сигналом на основе адаптивного НСК алгоритма цифровой фильтрации. Показана возможность качественного улучшения помехоустойчивости к воздействию помех по боковым лепесткам функции неопределенности зондирующего сигнала.
2. Показано, что эффективность компенсации определяется произведением диапазона задержек мешающих отражений на эффективную ширину спектра их флюктуаций.
3. Для двух моделей флюктуаций мешающих отражений получены простые аналитические выражения, позволяющие оценить эффективность компенсации в диапазоне значений, представляющих практический интерес.

Литература

1. S. Haykin. Adaptive Filter Theory. Forth Edition.- Prentice Hall, 2003.- 920 p.
2. Морская радиолокация/ под ред. В.И.Винокурова.- Л.: Судостроение, 1986.- 256 с.
3. Д.В.Чеботарев. Выбор алгоритма адаптации для компенсации мешающих отражений в РЛС со сложным квазинепрерывным сигналом//Известия ВУЗов России серия «Радиоэлектроника», выпуск 2. - СПб, 2003. – стр.72.