

Пространственная селекция малоразмерных надводных объектов на фоне отражений от моря

В. И. Луценко

*Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины,
ул. Ак. Проскуры, 12, г. Харьков, 61085, Украина
E-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua*

Статья поступила в редакцию 20 сентября 2004 г.

Обоснована принципиальная возможность использования пространственной периодичности сигнала, отраженного от морской поверхности, для улучшения радиолокационного обнаружения малоразмерных надводных объектов. Теоретически оценен коэффициент улучшения наблюдаемости объектов при использовании предлагаемых алгоритмов селекции и проведено сопоставление с результатами численного и натурального экспериментов.

1. Введение

При синтезе систем временной фильтрации сигналов на фоне пассивных помех, создаваемых отражениями от поверхности моря, как правило используют отличия в законах распределения и спектрах помеховых и полезных сигналов, наблюдаемые в элементе разрешения РЛС [1]. Экспериментальные исследования [2] позволили установить, что для сигнала, отраженного от моря, характерно наличие пространственной периодической структуры. В то же время размеры большинства надводных объектов не превышают элемента разрешения РЛС, и они могут рассматриваться как точечные. Это указывает на возможность использования информации о пространственных характеристиках помехи для улучшения радиолокационной наблюдаемости малоразмерных малоскоростных объектов на фоне моря. Один из способов реализации двухпериодного пространственно-временного режекторного фильтра для помех, создаваемых отражениями от морской поверхности, описан в [3]. Был сделан вывод о возможности практически

полного подавления участков спектра, соответствующих пространственно-временным частотам морского волнения. Вместе с тем необходимо отметить ряд недостатков, присутствующих рассмотренному способу пространственно-временной селекции:

1. Не учитывается перекрытие частотных спектров отражений от морской поверхности и надводных объектов, которое не позволяет эффективно подавить морские помехи без существенного ослабления полезных сигналов от надводных целей.

2. Обработка осуществляется поимпульсно, без использования накопления пачки отраженных от цели сигналов, что приводит к энергетическим потерям при обнаружении.

3. Ограничены возможности адаптации пространственной частотной характеристики селектора под изменяющиеся характеристики морского волнения.

В настоящей работе предложены алгоритмы оптимальной и квазиоптимальной селекции объектов на фоне моря, использующие пространственную периодичность отражений от морской поверхности, и проведен анализ их эффективности.

2. Теория

При импульсном режиме работы РЛС видеосигнал на выходе приемного устройства представляет собой двумерное пространственно-временное поле $S(r, t_n)$, где $r = c\tau/2$ – дальность до отражающего элемента поверхности, либо цели, определяемая временной задержкой τ принятого от нее сигнала, c – скорость распространения электромагнитной волны; $t_n = Tn$ – дискретное (“медленное”) время, связанное с периодом T зондирования, n – целое число. Выражение для оптимальной характеристики пространственно-временного фильтра для выделения сигналов целей на фоне помех, обладающих пространственно-временной корреляцией, с учетом результатов [3] может быть представлено в виде:

$$K_{\text{опт}}(\omega, \chi) = \frac{S_T(\omega, \chi)}{S_N^2(\omega, \chi)}, \quad (1)$$

где $S_N(\omega, \chi)$, $S_T(\omega, \chi)$ – пространственно-временные спектры помехи и сигнала цели соответственно, ω – частота, χ – волновое число.

Из выражения (1) следует, что наряду с согласованной фильтрацией полезного сигнала необходимо режектировать наиболее интенсивные пространственно-временные компоненты спектра помех.

Описание радиолокационного поля помех, создаваемых отражениями от морской поверхности, может основываться на двухмасштабной модели [1, 4-6]. При этом сигнал помехи представляется в виде двух множителей:

$$S_N(r, t) = Z(r, t)s(r, t), \quad (2)$$

где $s(r, t)$ – быстро осциллирующая функция времени, связанная с рассеянием на резонансной ряби; $Z(r, t)$ – функция, определяемая пространственно-временной структурой крупных волн.

Пространственно-временные спектры сигналов, отраженных от малоразмерных

надводных объектов, являются узкополосными в частотной области (ширина спектра не превышает десятка герц [7, 8]) и широкополосными в пространстве волновых чисел (т. к. размеры объектов как правило меньше элемента разрешения по дальности и существенно меньше средней длины морской волны [1, 9]). Поэтому пространственно-временная обработка на первом этапе состоит в некогерентном накоплении за время t_H аддитивной смеси помехи и сигнала в каждом из элементов дальности. Необходимо отметить, что интервал корреляции t_s процесса $s(r, t)$ составляет единицы миллисекунд, а интервал корреляции t_Z процесса $Z(r, t)$, связанного с периодом морского волнения, имеет величину от единиц до десятка секунд. Считая поверхность моря “замороженной” на интервале t_H , сигнал на выходе гребенчатого фильтра накопления можно представить в виде:

$$\bar{S}_N(r, t) = \frac{1}{t_H} \int_0^{t+t_H} (S_N(r, t) dt) = aZ(r, t) + N(r, t), \quad (3)$$

где $N(r, t) = vZ(r, t)$ – дельта-коррелированный в пространственно-временной области шум, а v , α – флуктуационная и стабильная составляющие процесса соответственно. Соотношение дельта-коррелированной $N(r, t)$ и коррелированной $aZ(r, t)$ компонент в предположении, что $s(r, t)$ является гауссовым процессом, как несложно показать, определяется соотношением:

$$\alpha_0 = \frac{\langle N^2(r, t) \rangle}{a^2 Z^2(r, t)} = \frac{1}{n} \frac{(4 - \pi)}{\pi}. \quad (4)$$

Из (4) следует, что увеличение количества интегрируемых импульсов $n = t_H/t_s$ приводит к возрастанию доли коррелированной компоненты. Поскольку улучшение наблюдаемости радиолокационных целей связано с использованием пространствен-

но-временной структуры помеховых отражений от моря, представляется целесообразным увеличивать количество накапливаемых импульсов. Ограничения при этом связаны с выполнением гипотезы “замороженности” морской поверхности:

$$t_H = nt_s \ll t_Z. \quad (5)$$

Время накопления может достигать единиц секунд.

Соотношения (1)–(3) позволяют записать выражение для характеристики фильтра помехи:

$$K_{\text{оф}}(\omega, \chi) = [Z(\omega, \chi) + N]^{-1}. \quad (6)$$

Видно, что “выбеливающий” фильтр, стоящий после гребенчатого фильтра накопления пачки импульсов, должен осуществлять режекцию области частот и волновых чисел, в которых спектральные компоненты помехи наиболее интенсивны. Здесь $Z(\omega, \chi)$ и N являются энергетическими спектрами процессов $Z(r, t)$ и $N(r, t)$ соответственно.

В обзорных РЛС из-за цикличности получения выборок сигнала с темпом обзора пространства проблематична селекция сигналов во временной области. Вместе с тем остается возможность использовать пространственную структуру помеховых отражений от моря для их компенсации. В работе [1] показано, что пространственный спектр радиолокационного изображения морской поверхности имеет максимум вблизи волнового числа энергонесущей волны χ_0 . Это означает, что в фильтре (6) на этих частотах необходимо формировать провалы. Точная реализация оптимального фильтра помехи (6) значительно осложняется априорной неопределенностью пространственного спектра помех, создаваемых отражениями от моря, а также их нестационарным характером. Поэтому представляет интерес разработка достаточно простых, с точки зрения технической реализации, алгоритмов пространственной

селекции, адаптивных к изменениям помеховой обстановки.

Для пространственной режекции можно использовать классический принцип сравнения сигналов, разделенных некоторым интервалом времени. Однако, в отличие от систем череспериодной компенсации, использующих для сравнения задержанные на период (либо кадр) сигналы, для пространственной селекции необходимо реализовать сравнение разнесенных по дистанции помеховых сигналов внутри периода повторения. Поэтому подобные системы можно называть системами с внутривнутрипериодной компенсацией. Простейшим устройством является компенсатор на пространственной линии задержки и блоке разности (рис. 1, а). На вход линии задержки поступает сигнал с выхода устройства, реализующего предварительную пространственно-временную

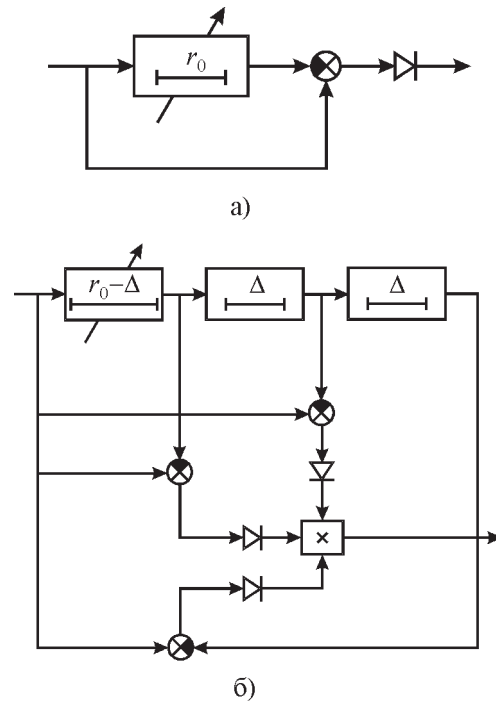


Рис. 1. Структурные схемы пространственных компенсаторов:
 а) однозвенный пространственный компенсатор;
 б) нелинейный пространственный компенсатор.
 r_0, Δ – пространственные задержки сигнала звеньями компенсатора

обработку. Как было показано ранее, она состоит в накоплении сигнала по нескольким периодам зондирования в пределах пачки импульсов. При выборе задержки τ_0 , согласованной с пространственным периодом отражений от моря $c\tau_0/2 = \Lambda_M$, где Λ_M – средняя длина морской волны, в блоке разности осуществляется компенсация помехи. На этом принципе основано устройство подавления помех, описанное в [10]. Для реализации дискриминаторной характеристики контура слежения, обеспечивающего подстройку перестраиваемой линии задержки под пространственный период помеховых отражений, используется дополнительная линия задержки и дополнительные блоки разности.

Сравнение средней по всему диапазону дальностей амплитуды сигналов, полученных путем вычитания из незадержанного сигнала задержанных на $\tau_0 \pm \Delta\tau$, позволяет определить направление изменения задержки, которая вносится перестраиваемой линией. Блок управления обеспечивает работу устройства в режиме поиска, при котором осуществляется перестройка времени задержки сигнала от минимальной величины в сторону увеличения, с последующим переходом в режим отслеживания среднего периода помеховых отражений. Помимо описанного подхода, для формирования дискриминаторной характеристики контура слежения за периодом помеховых отражений можно использовать оценки коэффициентов корреляции незадержанных и задержанных на $\tau_0 \pm \Delta\tau$ сигналов. Для предотвращения размножения импульсов на выходе канала компенсации ставится однополупериодный выпрямитель, пропускающий на выход сигналы только положительной полярности.

Пространственная частотная характеристика линейной части компенсатора описывается выражением:

$$\begin{aligned} K(j, \chi) &= 1 - \exp(j\chi r_0), \\ |K(j, \chi)|^2 &= 4 \sin^2(\chi r_0/2), \end{aligned} \quad (7)$$

где r_0 – реализуемая фильтром пространственная задержка.

Вид характеристики совпадает с частотной характеристикой системы черес-периодной компенсации. Положение нулей пространственной частотной характеристики компенсатора $\chi_0 = 2\pi n/r_0$, где $n = 0, 1, \dots$, определяется пространственной задержкой r_0 , и при ее совпадении с пространственным периодом помехи $r_0 = \Lambda_M = c\tau_0/2$ удается получить наиболее полное ее подавление.

Коэффициент улучшения радиолокационной наблюдаемости целей однозвенным компенсатором с учетом (3)–(5), (7) записывается в виде:

$$I = (1 + \alpha_0)[1 - \rho(r_0) + \alpha_0]^{-1}, \quad (8)$$

где $\rho(r_0)$ – пространственный коэффициент корреляции помехи при разnose по дистанции на r_0 .

Для помех от моря пространственный спектр $Z(\chi)$ имеет вид [1]:

$$Z(\chi) = Z_0 \left[1 + \left(\frac{\chi - \chi_0}{\Delta\chi} \right)^2 \right]^{-k}, \quad (9)$$

где Z_0 – максимальное значение спектральной плотности; k – константа, характеризующая скорость убывания спектральной плотности.

Коэффициент корреляции $\rho(r_0)$ записывается как

$$\rho(r_0) = \begin{cases} \cos \varphi_0 \exp(-b\varphi_0), & \text{при } k = 1, \\ \cos \varphi_0 \exp(-b\varphi_0)(1 + b\varphi_0), & \text{при } k = 2, \end{cases} \quad (10)$$

где $\varphi_0 = \chi_0 r_0$ – набег фазы в компенсаторе на центральной частоте пространственного спектра помехи, $b = \Delta\chi/\chi_0$ – относительная полуширина спектра помехи.

Из соотношения (8) видно, что достигаемое с использованием однозвенного ком-

пенсатора максимальное улучшение наблюдаемости целей на фоне моря ограничивается уровнем пространственного шума:

$$\max I = \frac{1 + \alpha_0}{\alpha_0} \approx n = \frac{t_{II}}{t_s} \quad (11)$$

Если необходимо получить значения $I = 20 \div 30$ дБ количество импульсов в пачке должно быть $100 \div 1000$, а интервал накопления импульсов должен иметь величину от десятых долей секунды до единиц секунд. Путем каскадного соединения нескольких однозвенных компенсаторов можно реализовать многозвенные пространственные компенсаторы. Получаемое при использовании двухзвенных и трехзвенных компенсаторов улучшение наблюдаемости целей на фоне моря, как несложно показать, выражается соответственно следующими соотношениями:

$$I_2 = \gamma_2 \left[1 - \rho(r_1) - \rho(r_2) + \frac{1}{2} \rho(r_1 - r_2) + \frac{1}{2} (r_1 + r_2) \right]^{-1}; \quad (12)$$

$$I_3 = \gamma_3 \left[1 - [\rho(r_1) + \rho(r_2) + \rho(r_3)] + \frac{1}{2} [\rho(r_1 + r_2) + \rho(r_1 + r_3) + \rho(r_2 + r_3) + \rho(r_1 - r_2) + \rho(r_2 - r_3) + \rho(r_1 - r_3)] - \frac{1}{4} [\rho(r_1 + r_2 + r_3) + \rho(r_1 + r_2 - r_3) + \rho(r_1 - r_2 + r_3) + \rho(r_2 + r_3 - r_1)] \right]^{-1},$$

где r_1, r_2, r_3 – пространственные задержки, реализуемые 1, 2 и 3 звеньями компенсатора соответственно, причем для однозвенного компенсатора $r_1 = r_0$.

Коэффициенты γ_2, γ_3 учитывают дополнительное накопление полезного сигнала при совпадении задержанных в нескольких звеньях пространственного селектора импульсов цели:

$$\gamma_2 = \begin{cases} 1 & \text{при } r_1 \neq r_2, \\ 1.5 & \text{при } r_1 = r_2, \end{cases} \quad (13)$$

$$\gamma_3 = \begin{cases} 1 & \text{при } r_1 \neq r_2 \neq r_3, \\ 2.5 & \text{при } r_1 = r_2 = r_3. \end{cases}$$

Необходимо отметить, что при выводе соотношений (12) не учитывался пространственный шум на выходе системы первичной пространственно-временной обработки (6), (11), т. е. полагалось $\alpha_0 = 0$. С использованием выражений (8), (10), (12), (13) рассчитаны зависимости коэффициента улучшения наблюдаемости целей, получаемые при использовании пространственных селекторов на основе однозвенного и трехзвенного фильтров внутрипериодной компенсации, для различных аппроксимаций пространственного спектра помехи в зависимости от его ширины (рис. 2, кривые 1, 4 – для трехзвенного, кривые 2, 3 – для однозвенного компенсаторов) при на-

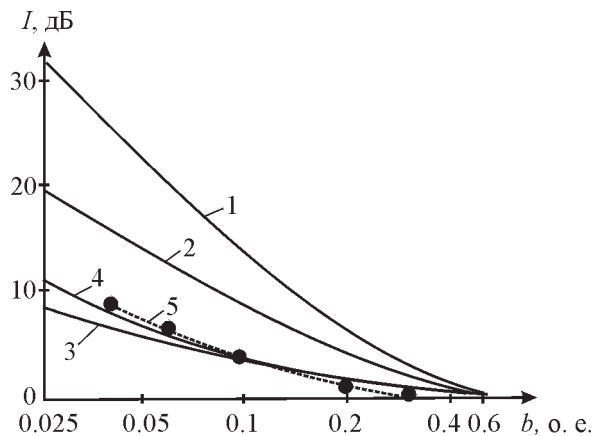


Рис. 2. Зависимости коэффициента улучшения радиолокационной наблюдаемости для различных пространственных компенсаторов: кривые 2, 3 – расчетные значения для однозвенного компенсатора (2 – $k = 2$; 3 – $k = 1$); кривые 1, 4 – расчетные значения для трехзвенного компенсатора (1 – $k = 2$; 4 – $k = 1$); кривая 5 – численный эксперимент для однозвенного компенсатора

стройке всех звеньев на пространственный период помехи $r_3 = r_2 = r_1 = \Lambda_M$.

Из рис. 2 видно, что расширение спектра помехи, характеризуемое относительной шириной спектра b , а также уменьшение степени убывания спектральной плотности k , приводят к снижению достигаемого улучшения радиолокационной наблюдаемости целей на фоне моря, причем многозвенные компенсаторы, обладая более высоким коэффициентом подавления сильно коррелированной помехи, более критичны к изменениям ее ширины и скорости убывания спектральной плотности. На этом же рисунке представлены коэффициенты улучшения наблюдаемости целей на фоне моря при условии использования однозвенного компенсатора, полученные в численном эксперименте (кривая 5). Радиолокационное изображение морской поверхности получалось по ее рельефу с пространственным спектром (9) при $k = 2$, пересчитанному в интенсивность рассеянного сигнала по зависимостям, приведенным в двухмасштабной модели рассеяния [4-6]. В геометрооптическом приближении учитывалось влияние затенений отражающего участка поверхности гребнями волн, расположенными ближе к РЛС. Более подробно методика численного эксперимента излагается ниже. Сопоставление расчетных данных с результатами численного эксперимента свидетельствует об их удовлетворительном соответствии для $k = 1 \div 1.5$. В целом можно ожидать, что применение однозвенных пространственных компенсаторов помехи позволит улучшить на $3 \div 10$ дБ радиолокационную наблюдаемость целей на фоне моря при сильном волнении с выраженной периодической структурой, т. е. в случаях, когда помеховые отражения наиболее интенсивны. При волнении, обладающем широким пространственным спектром, когда пространственная периодичность в отраженном сигнале отсутствует, улучшения наблюдаемости не происходит. В рассмотренных пространственных компенсаторах наблюдается полное подавление только

тех пространственных спектральных составляющих помехи, длина волны которых равна или кратна пространственной задержке, реализованной в компенсаторе. Для повышения эффективности компенсации широкополосной помехи необходимо расширять полосу режектируемых пространственных частот, что может быть достигнуто путем каскадного включения однозвенных пространственных компенсаторов, причем целесообразно нули пространственных частотных характеристик дополнительных звеньев компенсации располагать симметрично относительно частоты настройки основного звена. Это позволяет получить дополнительный по сравнению с настроенными на одну частоту звеньями выигрыш на $2 \div 3$ дБ при выборе расстройки $\beta = \Delta / \Lambda_M = 0.12 \div 0.22$. Недостаток изложенного подхода состоит в том, что необходимо вводить несколько управляемых линий задержки, подстраиваемых под пространственный период помеховых отражений. Эффект, эквивалентный расширению полосы режектируемых частот, можно получить путем мультипликативного объединения выходных сигналов каналов компенсации, имеющих несколько отличающиеся пространственные задержки [11]. Упрощенная структурная схема компенсатора приведена на рис. 1, б. В нем для формирования выходного сигнала используется перемножение сигналов каналов с пространственными задержками, равными среднему периоду морского волнения Λ_M , а также несколько большими, $\Lambda_M + \Delta$, и меньшими, $\Lambda_M - \Delta$, которые применялись для формирования дискриминаторной характеристики контура слежения [10]. При этом на выходе устройства в целом нулевой сигнал будет в тех случаях, когда хотя бы в одном из каналов будет нулевой сигнал. Это означает, что будут подавляться всплески помехи не только с пространственным периодом $r_0 = \Lambda_M$, как это имело место в предыдущем случае, но и с периодами $\Lambda_M \pm \Delta$.

3. Численный эксперимент

Введение существенно нелинейной обработки в тракте компенсации помех от моря затрудняет получение аналитических оценок его эффективности. Она была оценена в ходе проведения численного эксперимента.

Рассмотрим один из методов моделирования радиолокационных отражений от моря при малых углах скольжения. Построение радиолокационного изображения морской поверхности основано на моделировании самой поверхности с последующим определением через ее локальные характеристики параметров рассеянного сигнала. Модель поверхности реализуется с использованием метода формирующего фильтра. Пространственный спектр возвышений моря, как показали экспериментальные исследования, удовлетворительно описывается соотношением (9) при $k = 2$.

В качестве исходных задаются величины: длина морских волн Λ_M (или $\chi_0 = 2\pi/\Lambda_M$), ширина спектра $2b = 2\Delta\chi/\chi_0$ и среднеквадратичная высота морских волн σ_h (определяются исходя из заданной бальности волнения с использованием результатов, приведенных в [12]), а также угол скольжения ψ_0 и размер элемента разрешения по дальности $\Delta_d = c\tau_u/2$, где τ_u – длительность излучаемого импульса. Предварительно получают массив пар случайных чисел $\{x_1(i), x_2(i)\}$, равномерно распределенных на интервале (0, 1), который преобразуется в массив случайных нормально распределенных чисел с использованием соотношений:

$$\begin{aligned} x_i &= \sqrt{-2\log x_1(i)} \cos(2\pi x_2(i)); \\ x_{i\perp} &= \sqrt{-2\log x_1(i)} \sin(2\pi x_2(i)), \quad i = \overline{1, N}. \end{aligned} \quad (14)$$

Полученный массив подвергается спектральному окрашиванию фильтром нижних частот второго порядка [15]:

$$z_i = \rho z_{i-1} + \rho_1 x_i; \quad z_{i\perp} = \rho z_{i-1\perp} + \rho_1 x_{i\perp}; \quad (15)$$

$$\hat{z}_i = \rho \hat{z}_{i-1} + \rho_1 z_i; \quad \hat{z}_{i\perp} = \rho \hat{z}_{i-1\perp} + \rho_1 z_{i\perp},$$

где коэффициент взаимной корреляции отсчетов $\rho = \exp(-2\pi\Delta d b \gamma_0 / \Lambda_M)$, $\gamma_0 = \sqrt{\sqrt{2}-1} \approx 0.65$; $\rho_1 = \sqrt{1-\rho^2} \sigma_h$; индекс “ \perp ” обозначает квадратурную компоненту.

Перенос полученных отсчетов на центральное волновое число χ_0 , соответствующее энергонесущей частоте спектра морского волнения, осуществляется с использованием соотношений:

$$y_i = \hat{z}_i \cos \varphi_i - \hat{z}_{i\perp} \sin \varphi_i, \quad (16)$$

$$y_{i\perp} = \hat{z}_i \sin \varphi_i + \hat{z}_{i\perp} \cos \varphi_i,$$

где $\varphi_i = (2\pi\Delta d / \Lambda_M) i$, Δd – дискрет по дальности.

Таким образом, массив $\{y_i\}$ описывает профиль возвышений морской поверхности. Полученная случайная реализация имеет характеристики, соответствующие пространственному спектру морского волнения. Амплитуда рассеянного морем сигнала при малых углах скольжения зависит от локального угла облучения поверхности и определяется с учетом двухмасштабной модели рассеяния [1, 6] как

$$G_i \sim \sin^2 \psi_i, \quad (17)$$

где $\psi_i = \psi_0 + \Delta\psi_i$ – локальный угол облучения поверхности, ψ_0 – средний угол скольжения, $\Delta\psi_i$ – приращение угла скольжения, определяемое уклонами рельефа поверхности y_i .

При малых углах скольжения необходимо учитывать затенение отдельных элементов поверхности гребнями наиболее высоких волн. Эффект затенения можно учесть в геометрооптическом приближении. Участок поверхности будет затенен, если

$$\sup_m y_i - y_i \geq \Delta d \psi_0(i-m), \quad (18)$$

где m – значения i , при которых y_i имеет максимумы.

После сглаживания с использованием в качестве окна функции неопределенности по дальности излучаемого сигнала получается сглаженное радиоизображение участка морской поверхности. Исходное радиолокационное изображение может быть получено с использованием соотношения:

$$S_{ij} = G_i s_{ij}, \quad (19)$$

где s_{ij} – случайная величина, отсчеты которой имеют релеевское распределение, причем $\langle s_{ij}^2 \rangle = 1$, а частотный спектр описывается выражением, аналогичным (9) с заменой $\chi_0 \rightarrow 0$, $\Delta\chi \rightarrow \Delta\omega$, $k=1, 2$ ($2\Delta\omega$ – ширина частотного спектра рассеянного морем сигнала, зависящая от геометрии трассы и погодных условий (см. [1, 6]), а $\langle \cdot \rangle$ обозначает операцию статистического усреднения.

Соотношения (14)–(19) могут использоваться для реализации выборок случайного процесса.

Эффективность пространственного компенсатора с нелинейным алгоритмом обработки по сравнению с однозвенным линейным компенсатором оценивалась по результатам численного эксперимента, в ходе которого моделировалось радиолокационное изображение морской поверхности с пространственным периодом $\Lambda_M = 100$ м и среднеквадратичной высотой волн $\sigma_H = 0.5$ м. На рис. 3 представлены рабочие характеристики обнаружителей с пространственными компенсаторами для вероятности ложной тревоги $F = 10^{-2}$. Необходимо отметить, что для однозвенного линейного компенсатора (кривые 2, 4) требуются большие, чем для нелинейного компенсатора (кривые 3, 6, 1, 5), соотношения сигнал/помеха для до-

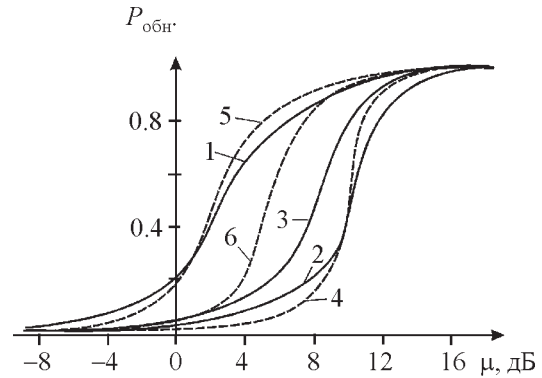
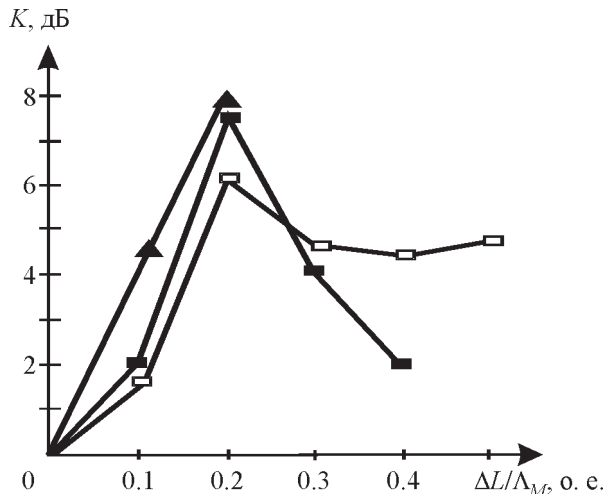


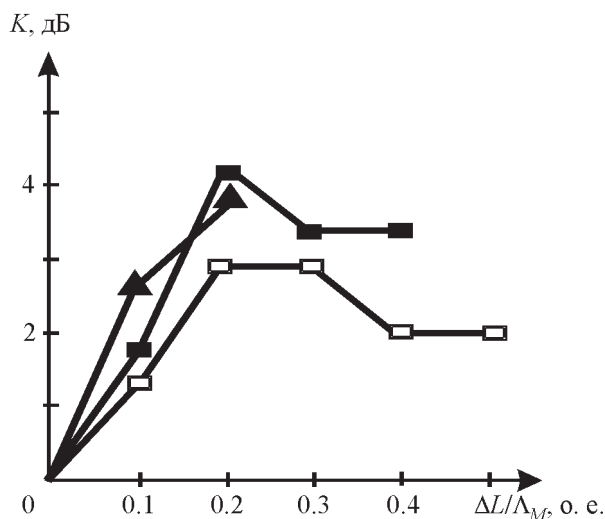
Рис. 3. Рабочие характеристики обнаружителей с пространственными селекторами (μ – отношение сигнал-помеха; $\Lambda_M = 100$ м; $\Delta d = 10$ м; $\psi_0 = P$; $\sigma_H = 0.5$ м; $F = 10^{-2}$): кривые 1, 3, 5, 6 – нелинейный компенсатор; кривые 2, 4 – однозвенный линейный компенсатор; кривые 1, 2 – $k = 2$, $b = 0.2$; 3, 4 – $k = 1$, $b = 0.2$; 5 – $k = 2$, $b = 0.1$; 6 – $k = 1$, $b = 0.1$

стижения тех же вероятностей обнаружения $P_{обн}$. На рис. 4 а, б приведены выигрыши в соотношении сигнал/помеха, которые дает нелинейный компенсатор по сравнению с однозвенным для двух вероятностей обнаружения (0.9 и 0.5 соответственно). Видно, что наибольшие выигрыши для помех с достаточно широким диапазоном изменения ширины спектра $\Delta\chi/\chi_0 = 0.04 \div 0.3$ получаются при расстройке дополнительных каналов компенсации относительно центрального канала, равной $\Delta/\Lambda_M = 0.2 \div 0.3$. Выигрыши в соотношении сигнал/помеха нелинейного компенсатора по сравнению с одноканальным составляют $3 \div 4.5$ дБ для вероятности обнаружения 0.9 и $6 \div 8$ дБ для 0.5.

Таким образом, результаты численного эксперимента подтверждают, что применение компенсаторов, использующих пространственную периодичность отражений от моря, может улучшить радиолокационную наблюдаемость малоразмерных малоскоростных целей на $3 \div 10$ дБ для однозвенного компенсатора и $6 \div 18$ дБ для компенсатора с нелинейным алгоритмом обработки.



а)



б)

Рис. 4. Зависимость выигрышей в улучшении радиолокационной наблюдаемости при использовании нелинейных алгоритмов компенсации от пространственной расстройки звеньев:

а) $P_{обн} = 0.9$, $F = 10^{-2}$, ■ – $\Delta\chi/\chi_0 = 0.2$,
 ▲ – $\Delta\chi/\chi_0 = 0.1$, □ – $\Delta\chi/\chi_0 = 0.3$;

б) $P_{обн} = 0.5$, $F = 10^{-2}$, ■ – $\Delta\chi/\chi_0 = 0.2$,
 ▲ – $\Delta\chi/\chi_0 = 0.1$, □ – $\Delta\chi/\chi_0 = 0.3$

4. Натурный эксперимент

Для анализа эффективности предлагаемых алгоритмов компенсации использовались записи отражений от моря, полученные в натурном эксперименте в результате локации морской поверхности радаром сантиметрового и миллиметрового диапа-

зонов волн. Радары сантиметрового диапазона имели длины волн 3 и 2 см, миллиметрового диапазона – 0.8 см. Основные технические характеристики измерительных РЛС приведены в табл. 1.

Эксперименты проводились на Черном море при волнениях до 3 баллов (скорости ветра от 3 до 11 м/с). Сигнал, отраженный от моря, на выходе амплитудного детектора радара был оцифрован с частотой 13.5 МГц (размер элемента разрешения по дальности 11.25 м) и введен в компьютер для последующей обработки. По экспериментальным данным оценивалась эффективность линейного и нелинейного пространственных компенсаторов [10-14]. В качестве критериев использовались коэффициенты подавления помех, а также выигрыши в соотношениях сигнал/шум. Коэффициент подавления оценивался по соотношению мощностей сигналов на входе и выходе системы пространственной селекции. Для нелинейного компенсатора применялась дополнительная нелинейная обработка, линеаризующая его амплитудную характеристику при нулевых сдвигках дополнительных звеньев по дистанции:

$$S_{\text{вых}} = \sqrt[3]{S_{\text{вх}}}, \quad (20)$$

где $S_{\text{вх}}$, $S_{\text{вых}}$ – сигнал на входе и выходе нелинейного компенсатора соответственно.

При ненулевых сдвигках такая процедура не обеспечивает линеаризацию характеристик, а значит полученные значения коэффициентов подавления являются не вполне корректными, однако могут служить качественной характеристикой степени подавления помех. Кроме того, такая операция позволяет осуществить компрессию выходного эффекта нелинейного компенсатора. Корректное сопоставление эффективностей линейного и нелинейного компенсаторов осуществляется по рабочим характеристикам обнаружителей Неймана–Пирсона [1], стоящих на выходе системы селекции (линейной либо нелинейной). В качестве примера на рис. 5 показана

Таблица 1. Основные технические характеристики РЛС

Длина волны, см	2	0.8	3
Длительность импульса, нс	400	66	50
Ширина диаграммы по азимуту, °	2	0.6	0.7
Ширина диаграммы направленности по углу места, °	5	2	3.5
Скорость сканирования, °/с	4; 8	360	180; 600
Поляризация	ВП	ВП	ВП, ГП
Количество импульсов в пачке (по половинному уровню мощности)	$2 \cdot 10^3$; 10^3	12.5	15.5; 4.66
Частота повторения, кГц	4	7.5	4
Длительность пачки, мс	500; 250	1.66	3.88; 1.166
Количество импульсов на 1° азимута	10^3 ; 500	20.8	22; 6.66
Мощность в импульсе, кВт	0.5	15	10

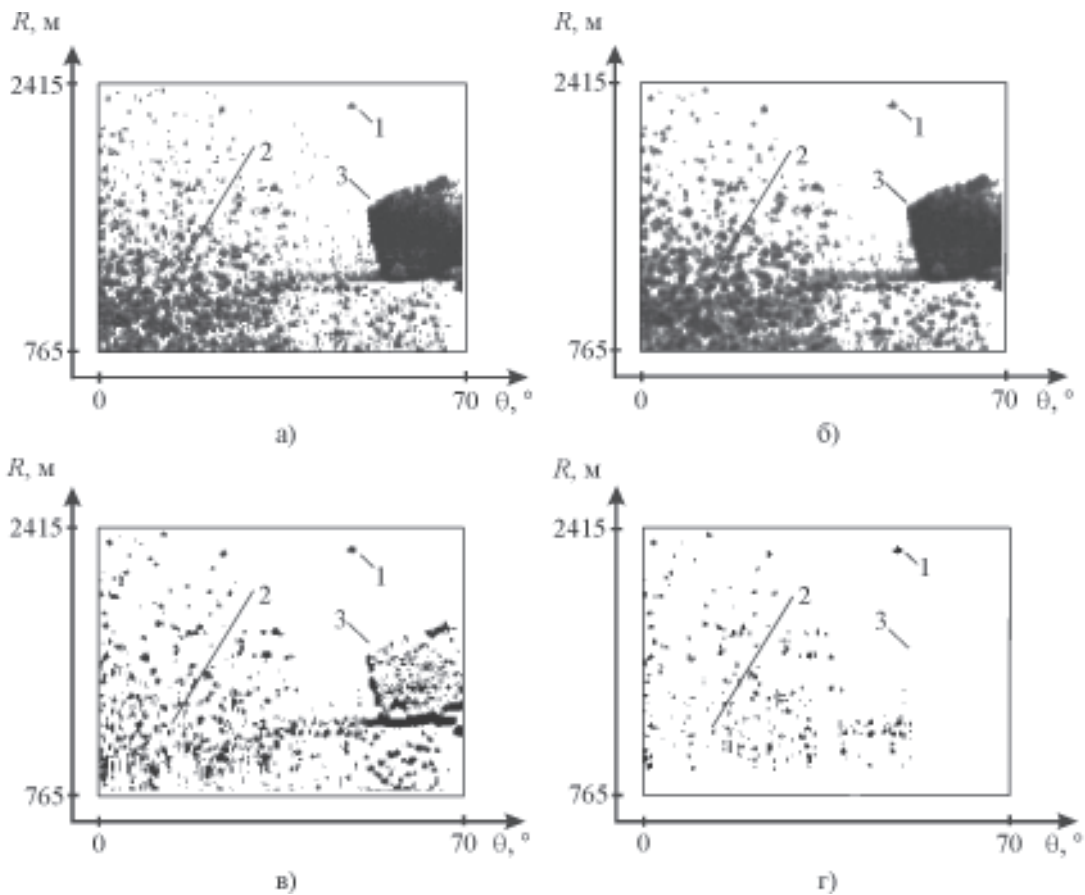


Рис. 5. Радиолокационные изображения морской поверхности и надводного объекта (θ , R – соответственно азимут и дальность до отражающего элемента поверхности):

а) – исходное радиолокационное изображение; б) – фильтрация импульсной помехи; в) – линейная компенсация; г) – нелинейная компенсация. Цифрами отмечены: 1 – уголкового отражатель; 2 – море; 3 – береговая черта

ны радиолокационные изображения морской поверхности на входе и на выходе линейного и нелинейного компенсаторов. Необходимо отметить, что использование пространственных компенсаторов позволяет существенно подавлять помехи, создаваемые отражениями как от моря, так и от участков берега. Коэффициенты подавления помех от моря, получаемые с использованием линейного и нелинейного алгоритмов пространственной компенсации, приведены в табл. 2.

Азимутальный угол облучения поверхности отсчитывался относительно направления на север. Сектор обзора пространства для выбранных режимов записи на волне 3 см составлял 70° , а на волне 0.8 см – 7° . Анализ показывает, что использование линейных пространственных компенсаторов позволяет подавить помеховые отражения от моря на $6 \div 9$ дБ на волне 3 см и $3 \div 6$ дБ

на волне 8 мм. Использование нелинейного алгоритма обеспечивает подавление помех на $7 \div 25$ дБ в сантиметровом и $4 \div 14$ дБ в миллиметровом диапазонах длин волн.

Окончательный вывод об эффективности предложенных алгоритмов пространственной селекции можно сделать сопоставив рабочие характеристики (зависимости вероятности правильного обнаружения от соотношения сигнал/помеха при фиксированной вероятности ложной тревоги) классического некогерентного обнаружителя Неймана–Пирсона, стоящего на выходе амплитудного канала приемника РЛС, с рабочими характеристиками такого же обнаружителя, но стоящего на выходе линейного либо нелинейного пространственного компенсатора.

На первом этапе для радиолокационных изображений морской поверхности оценива-

Таблица 2. Коэффициенты подавления и выигрыши соотношений сигнал/помеха, получаемые при использовании методов линейной и нелинейной пространственной селекции

Скорость ветра, м/с	Азимут начала облучения поверхн., °	Длина волны излучения, см	Поляризация	Коэффициент подавления, дБ		Коэффициент улучш. соотнош. сигнал/помеха при $F = 10^{-1}$, дБ		Коэффициент улучш. соотнош. сигнал/помеха при $F = 10^{-2}$, дБ	
				Линейный компенсатор	Нелинейный компенсатор	Линейный компенсатор	Нелинейный компенсатор	Линейный компенсатор	Нелинейный компенсатор
3	0	3	ВП	7.2	10.7	6	14	3	3
3	0	3	ВП	7.8	14	6	12	4	8
3	0	3	ГП	11.7	23.1	7	13.9	–	–
3	0	3	ГП	10.5	24.5	6	17	3.9	6.9
4	0	3	ВП	7.2	12.1	5	10	4	6
6	0	3	ВП	8.3	12.8	6	9.9	–	–
6	72	3	ВП	6	9.9	4	9.9	1.4	1.9
8	0	3	ГП	6.4	7.1	3	11	–	–
8	0	3	ВП	4	4.9	4	17	3	4
8	0	3	ВП	9	18.9	8	22	6	8
6	0	0.8	ВП	3.2	3.5	8	19	2	3
9	0	0.8	ВП	5.8	14.2	2	20.9	3	5
11	0	0.8	ВП	3.6	5	6	22.9	3	5

лись пороговые значения, обеспечивающие требуемые вероятности ложной тревоги. После этого к помехе подмешивалась отметка от надводного объекта с заданным соотношением сигнал/помеха. Предполагалось, что отметка от объекта имеет равномерную плотность распределения по всей зоне обзора и является нефлуктуирующей, однако в ряде опытов использовался реальный сигнал от уголкового отражателя, располагаемого на поверхности моря на плоту, либо сигнал от резиновой надувной лодки. Для двух фиксированных вероятностей ложной тревоги $F = 0.01$ и 0.1 и вероятности правильного обнаружения $P_{обн} = 0.9$ сравнивались требуемые для их достижения соотношения сигнал/помеха и получаемые при использовании линейного и нелинейного пространственных компенсаторов выигрыши. При отображении выходного эффекта нелинейного компенсатора использовалась ранее описанная процедура компрессии (20). Необходимо отметить, что выполнение этой операции не является принципиально необходимым, поскольку на выигрыш в соотношении сигнал/помеха не влияет используемая для отображения выходного эффекта компенсатора нелинейная обработка. В табл. 2 приведены выигрыши в соотношении сигнал/помеха, достигаемые с использованием линейного и нелинейного алгоритмов пространственной компенсации, при различных вероятностях ложной тревоги.

Необходимо отметить, что наибольшие выигрыши дают компенсаторы при значительной засветке, создаваемой отражениями от морской поверхности. Снижение допустимого уровня ложных тревог приводит к уменьшению достигаемых выигрышей, что, по-видимому, связано с дискретным характером отражений от моря. Смена поляризации излучения и приема не оказывает существенного влияния на степень компенсации пространственно распределенных помех от морской поверхности и гидрометеоров, хотя при малых значениях вероятности ложной тревоги при вертикальной поляризации излучения и приема (ВП) при-

менение пространственных компенсаторов позволяет получить несколько большие, чем при горизонтальной поляризации (ГП) выигрыши. Следует отметить, что у РЛС с длиной волны 8 мм скорость обзора пространства была в 2 раза больше, чем у РЛС с длиной волны излучения 3 см ($360^\circ/\text{с}$ и $180^\circ/\text{с}$ соответственно). С этим обстоятельством связаны, по-видимому, несколько большие выигрыши в соотношении сигнал/помеха, полученные при укорочении длины волны излучения.

5. Заключение

Предложенные алгоритмы линейной и нелинейной пространственной компенсации могут быть полезны для улучшения радиолокационной наблюдаемости малогабаритных малоскоростных объектов на фоне отражений от взволнованной поверхности моря, когда другие методы селекции малоэффективны. Проведенный теоретический анализ, численный и натурный эксперименты показывают, что применение однозвенных линейных пространственных компенсаторов обеспечивает при обнаружении сигнала выигрыши в соотношении сигнал/помеха $2 \div 8$ дБ (при $F = 10^{-1}$; $P_{обн} = 0.9$) и $2 \div 6$ дБ (при $F = 10^{-2}$; $P_{обн} = 0.9$). Применение нелинейного алгоритма компенсации позволяет получить дополнительно (по сравнению с линейным) выигрыши до 15 дБ (при $F = 10^{-1}$; $P_{обн} = 0.9$) и не менее 4 дБ (при $F = 10^{-2}$; $P_{обн} = 0.9$).

Литература

1. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков, И. Н. Бусыгин и др. / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970. – 633 с.
2. Загородников А. А. Радиолокационная съемка морского волнения с летательных аппаратов. – Л.: Гидрометеиздат, 1978. – 239 с.
3. Пространственно-временной фильтр: А. с. 8970113 СССР, МКИ G01S9/00/ Е. О. Жилко, С. И. Мирошниченко, А. А. Загородников, Е. Б. Гефгезон (СССР). – Оpubл. 29.01.80, Бюл. №20. – 30 с.

4. Басс Ф. Г., Фукс И. М. Рассеяние радиоволн на статистически неровной поверхности. – М.: Наука, 1972. – 424 с.
5. Филипс О. М. Динамика верхнего слоя океана. – М.: Мир, 1969. – 265 с.
6. Калмыков А. И., Островский И. Е., Розенберг А. Д., Фукс И. М. Влияние структуры морской поверхности на пространственные характеристики рассеянного ею излучения // Изв. вузов. Радиофизика. – 1965. – №6. – С. 117-1127.
7. Kirichenko V. A., Lutsenko V. I. A Technique to Improve the Surface Ship Detectability by Incoherent Scatter Radars // Telecommunications and radio engineering. – 2001. – Vol. 55, No. 10-11. – P. 86-99.
8. Луценко В. И., Хоменко С. И. Экспериментальное изучение информативных признаков надводных целей // 5 МНТК “Радиолокация, навигация и связь”: Тез. докл. 20-23 апреля 1999г. – Воронеж, 1999. – Т. 2. – С. 1132-1142.
9. Давидан И. М., Лопатухин Л. И., Рожков В. А. Ветровое волнение как вероятностный гидродинамический процесс. – Л.: Гидрометеиздат, 1978. – 286 с.
10. Луценко В. И., Кириченко В. А. Методы пространственно-временной и поляризационной селекции надводных целей // МНТК “Современная радиолокация” Тез. докл., АН Прикладной радиоэлектроники, НИИ “Квант”. – Киев. – 1994. – С. 159-160.
11. Lutsenko V. I., Devlishov A. A., Roenko A. N. Linear and Non Linear Spatial Selection Methods for Small Low Speed Target in Sea Clutter Observation Improvement // MSMW'04 Symposium proceedings on Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves. June 21-26 2004. – Kharkov, Ukraine, 2004. – Vol. 1. – P. 235-237.
12. Справочник по радиолокации. Т. 1. / Под ред М. Скольника. – М.: Сов.радио, 1976. – 455 с.
13. Lutsenko V. I., Ivanyuk K., Nazarov A. Filtering Methods for a Small-Size Vessels Observation Against the Sea Background // Millennium Conference on Antennas & Propagation AP2000 ESA SP-444 Proceedings. 9-14 April 2000. – Davos, Switzerland, ESA Publications Division ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, Dorothea Danesy & Huguette Sawaya, Proceedings (CD-ROM). – 2000.
14. Roenko A. N, Lutsenko V. I. An application on Nonlinear Spatial Filtration Method for Improving the Small Observation on the Sea Clutter Background. // MSMW'2001 Symposium proceedings on Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves. June 4-9, 2001. – Kharkov, Ukraine, – 2001. – P. 411-413.

Просторова селекція малорозмірних надводних об'єктів на тлі відбиття від моря

В. І. Луценко

Обґрунтовано принципову можливість використання просторової періодичності сигналу, відбитого морською поверхнею, для поліпшення радіолокаційного виявлення малорозмірних надводних об'єктів. Теоретично оцінене поліпшення радіолокаційного спостереження об'єктів з використанням запропонованих алгоритмів селекції та виконано зіставлення з результатами числового і натурного експериментів.

Small Surface Object Spatial Discrimination in Sea Clutter

V. I. Lutsenko

The principal possibility for using the spatial periodicity of the signal returned by the sea surface to improve the radar detectability of small-size objects is proven. The improved target detectability with the proposed discrimination algorithms is estimated theoretically. The simulated results are compared with the full-scale experiments.