

УДК 621.356

НАБЛЮДЕНИЕ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ОДНОВРЕМЕННЫМ НЕКОГЕРЕНТНЫМ НАКОПЛЕНИЕМ ВРЕМЕННЫХ И ЧАСТОТНЫХ НЕЗАВИСИМЫХ РЕАЛИЗАЦИЙ

К.С. МОСОЯН, Г.И. МАРИНОСЯН

Научно-производственный институт “Комета”

(Поступила в редакцию 23 ноября 2005 г.)

Показано, что при излучении радиолокатором сигналов с широким спектром и одновременном последетекторном накоплении большого числа независимых временных реализаций можно реализовать контрастную чувствительность 0.005 дБ, обнаружить цели с малым радиолокационным поперечным сечением и слабо-контрастные аномалии на морской поверхности.

После появления радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА), обычно задачу обнаружения целей с малым радиолокационным поперечным сечением на морской поверхности (МП) успешно решают с помощью РСА. При этом реализуется высокая разрешающая способность (РС) и малая контрастная чувствительность на элементе разрешения. Применение РСА требует движения носителя радиолокационной станции. Когда наблюдения проводятся с медленно движущихся или неподвижных объектов (с аэростата или берегов моря) получение высокой РС с малым размером антенны невозможно и отношение сигнал/фон резко ухудшается. Для обеспечения большого отношения сигнал/фон необходимо уменьшить дисперсию рассеянного сигнала от освещенного пятна на МП.

Для уменьшения дисперсии рассеянного сигнала от освещенного пятна на МП необходимо одновременно накопить большое число независимых временных [1,2] и частотных [3,4] высокочастотных независимых отсчетов от рассеянного сигнала с морской поверхности (МП).

При расчете дисперсии фона, когда оценивается отношение сигнал/фон в радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) или бокового обзора (РБО) пользуются известной формулой

$$D_{\phi} = P_{\phi} = P_s G_0^2 \lambda^2 \sigma_{\phi} / (4\pi)^3 R^4, \quad (1)$$

где P_s – мощность излучения передатчика РЛС, G_0 – коэффициент усиления антенны радиолокатора, λ – длина волны излучения, $\sigma_{\phi} = \sigma^0 r_x r_y$ – эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) фона в элементе разрешения, σ^0 – удельная ЭПР (УЭПР) фона, r_x , r_y – линейные разрешающие способности РЛС по азимуту и дальности, R – дальность до

цели.

В вышеуказанной формуле для расчета дисперсии флуктуации фона используется среднее значение УЭПР, что правомерно для РСА или РБО, так как в указанных локаторах с элемента разрешения реализуется одна независимая выборка и при этом имеет место $\delta\sigma \approx \sigma^0$.

В тех случаях, когда с элемента разрешения реализуется N независимых выборок, то $\delta\sigma \neq \sigma^0$ и определяется как $\delta\sigma = \beta\sigma^0$. Таким образом, в формуле (1) для определения фоновых флуктуаций на входе приемника вместо $\sigma_\phi = \sigma^0 r_x r_y$ необходимо подставить $\sigma_\phi = \beta\sigma^0 r_x r_y$, где β – относительная точность измерения УЭПР (см. [2]).

Абсолютная погрешность (пороговая чувствительность) измерения среднего значения УЭПР, обусловленная низкочастотными и высокочастотными флуктуациями, запишется в виде

$$\delta\sigma = \sqrt{[\delta\sigma_h^0(N)]^2 + [\delta\sigma_l^0(r, V)]^2},$$

где $\delta\sigma_h^0(N)$ – среднеквадратичное отклонение высокочастотных флуктуаций УЭПР, после усреднения по N независимым реализациям (известно, что $\delta\sigma_h^0(1) = \sigma^0$), а $\delta\sigma_l^0(r, V)$ – среднеквадратичное отклонение низкочастотных флуктуаций УЭПР с учетом усреднения по пространству.

Разделив обе части выражения на σ^0 , получим относительную пороговую чувствительность по измерению среднего значения УЭПР:

$$\beta = \frac{\delta\sigma}{\sigma^0} = \sqrt{\frac{[\delta\sigma_h^0(N)]^2}{(\sigma^0)^2} + \frac{[\delta\sigma_l^0(r, V)]^2}{(\sigma^0)^2}}, \quad (2)$$

где $1+\beta$ определена как контрастная чувствительность в относительных единицах (см. [1]), $\delta\sigma_l^0$ – среднеквадратичное отклонение рассеянного сигнала при $r \ll \Lambda$ (Λ – средняя длина гравитационных волн МП), V – скорость ветра.

Величина дисперсии низкочастотных флуктуаций при их усреднении по элементу разрешения r определяется как [5]

$$[\delta\sigma_l^0(r, V)]^2 = (\delta\sigma_l^0)^2 \psi_l^2(r, V),$$

где $\psi_l(r, V)$ – коэффициент ослабления флуктуаций при пространственном усреднении.

При усреднении флуктуационного процесса среднеквадратичное значение среднего выборочного определяется выражением [6]

$$\delta\sigma_h^0(N) = \frac{\delta\sigma_h^0}{\sqrt{2N}},$$

где N – число независимых реализаций, которое при временном усреднении определяется шириной спектра временной реализации процесса: $N_\tau = \Delta f \cdot \tau$. В общем случае вместо N можно брать как временные, так и пространственные и частотные независимые реализации.

Таким образом, формулу (2) можно переписать в виде

$$\beta = \frac{\delta\sigma(d, \tau)}{\sigma^0} = \sqrt{\frac{(\delta\sigma_h^0)^2}{2(\sigma^0)^2 \cdot \Delta f \cdot \tau} + \frac{(\delta\sigma_l^0)^2 \psi_l^2}{2(\sigma^0)^2 \cdot \Delta F_l \cdot \tau}}, \quad (3)$$

где $\delta\sigma^0(d, \tau)$ – среднеквадратичное отклонение ЭПР с учетом пространственного и временного усреднения, Δf – ширина спектра рассеянного сигнала, τ – время усреднения, ΔF_l – ширина спектра низкочастотных флуктуаций, обусловленных модуляцией УЭПР уклонами крупных волн.

В большинстве случаев $\tau \leq 1$ с, а ΔF_l меняется в пределах до нескольких Гц [7], поэтому число низкочастотных независимых реализаций по времени не превышает 2, и уменьшение второго члена под корнем в выражении для β осуществляется, в основном, пространственным усреднением. Однако пространственное усреднение приводит к ухудшению разрешающей способности радиолокационной системы.

Для уменьшения первого члена под корнем в (3) можно использовать как временные, так и пространственные и частотные независимые реализации. При этом важно отметить, что при наборе большого количества высокочастотных независимых реализаций предельная точность измерения среднего значения УЭПР определяется разрешающей способностью радиолокационной системы:

$$\beta_{\lim}^2 = \frac{(\sigma_l^0)^2 \cdot \psi_l^2}{2(\sigma^0)^2 \cdot \Delta F_l \cdot \tau}. \quad (4)$$

Чтобы реализовать предельное значение относительной пороговой чувствительности $\beta_{\lim}$, необходимо набирать большое число высокочастотных независимых реализаций N :

$$N = N_\tau \cdot N_f \geq \frac{(\sigma_h^0)^2}{2(\sigma^0)^2 \cdot \beta_{\lim}^2}. \quad (5)$$

Замечаем, что асимптотическое значение функции ψ_l в зависимости от $r/\Lambda \gg 1$ имеет экспоненциальный характер с отрицательным показателем и при больших значениях r может быть очень малой величиной [5].

Оценка $\beta_{\lim}$ при $V = 8$ м/с и $r = 3-5$ км дает значение $< 10^{-4}$. В данном случае относительная пороговая чувствительность будет ограничена величиной N и для получения высокой чувствительности необходимо одновременно реализовать большое количество независимых временных N_τ и частотных N_f высокочастотных независимых реализаций.

Количество N_τ зависит от ширины спектра рассеянного от МП сигнала и времени последетекторного накопления. Ширина спектра в зависимости от условий МП оценивается от 100 до 500 Гц [7]. Время накопления τ можно выбирать от 1 до 10 с. Таким образом можно реализовать в зависимости от условий на МП и эксперимента $N_\tau = 100 - 5000$.

Число независимых реализаций $N_f = B_r / \Delta f_d$: где B_r – ширина спектра

излучаемых передатчиком частот, Δf_d – частота декорреляции случайного, рассеянного от МП сигнала. Рассмотрение Δf_d удобно проводить, используя диаграмму обратного рассеяния (ДОР) элемента разрешения. Представляя двумерную ДОР диффузно рассеивающей распределенной цели в виде [8]

$$U(\theta, \varphi, t) = A(\theta, \varphi, t) \cos\left(\frac{\pi r_x}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi\right) \cos\left(\frac{\pi r_y}{\lambda} \sin \theta \sin \varphi\right), \quad (6)$$

где $A(\theta, \varphi, t)$ – случайная амплитуда лепестка ДОР, распределенная по пространству и времени по закону Релея, λ – длина волны РЛС, θ и φ – угловые координаты наблюдения, r_x и r_y – размеры облучаемой площадки на МП. Ввиду меняющегося во времени рельефа облучаемой площадки, ДОР случайным образом флуктуирует во времени и пространстве.

Преобразуем выражение в удобный вид для определения интервала декорреляции Δf_d :

$$U(\theta, \varphi, t) = A(\theta, \varphi, t) \cos\left(\frac{\pi r_x}{c} \sin \theta \cos \varphi\right) \cos\left(\frac{\pi r_y}{c} \sin \theta \sin \varphi\right).$$

При изменении частоты сигнала f по случайному закону происходит случайное сканирование лучей ДОР в азимутальной и угломестной плоскостях. Полагая интервал декорреляции сигнала по нулевому уровню равным ширине лепестка ДОР, получим

$$\Delta f_{dx} = \frac{c}{r_x \sin \theta \cos \varphi}, \quad \Delta f_{dy} = \frac{c}{r_y \sin \theta \sin \varphi},$$

т.е. частотный интервал раскорреляции обратного рассеянного сигнала определяется размером элемента разрешения и координатами наблюдения. Тогда для случаев бокового и заднего обзоров соответственно будем иметь:

$$\Delta f_{dx} = \frac{c}{r_x \sin \theta}, \quad \Delta f_{dy} = \frac{c}{r_y \sin \theta}. \quad (7)$$

При определении интервала корреляции сигнала по половинному уровню ширины лепестка получим:

$$\Delta f_{dx} = \frac{c}{2r_x \sin \theta}, \quad \Delta f_{dy} = \frac{c}{2r_y \sin \theta}. \quad (8)$$

Такое же выражение для Δf_d приведено в работе [7] в результате анализа корреляционной функции рассеянного сигнала от МП. Из этих выражений следует, что частотный интервал раскорреляции сигнала определяется продольным (вдоль направления наблюдения) размером разрешаемой площадки и уменьшается с увеличением угла. Используя формулу (7), можем оценить величину Δf_d при значении $r = 3-5$ км и $\theta \approx 80^\circ$ (настильные углы наблюдения): полученное значение лежит в интервале 0.06-0.1 МГц.

При излучении передатчиком сигнала с шириной спектра 100–200 МГц (например, внутриимпульсная линейная частотная модуляция) число частотных

независимых реализаций превысит 1000. Эквивалентность частотных и временных независимых реализаций экспериментально подтверждена в работе [3].

Таким образом, при использовании радиолокатора с широким спектром излучающего сигнала ($B_r = 100\text{--}200$ МГц) и одновременно последетекторным большим временем накопления (интегрирование $\tau = 4\text{--}10$ с) можно реализовать высокую фоновую контрастную чувствительность 0.005 дБ при $\beta = 10^{-3}$. Это дает возможность уменьшить дисперсию мешающих шумов от элемента разрешения морской поверхности на три порядка и, следовательно, делается возможным обнаружение целей с малым радиолокационным поперечным сечением при больших размерах элемента разрешения на поверхности моря. Описанный радиолокатор может также быть рекомендован, когда необходима высокая точность измерения среднего значения УЭПР.

ЛИТЕРАТУРА

1. К.С.Мосоян, Р.В.Восканян и др. Изв. НАН Армении, Физика, **39**, 199 (2004).
2. К.С.Мосоян. Изв. НАН Армении, Физика, **39**, 417 (2004).
3. К.С.Мосоян, О.Б.Петросян. Изв. НАН Армении, Физика, **38**, 417 (2003).
4. R.K.Moor, V.R. White. IEEE Tr. MTT, **54**, 590 (1969).
5. С.В.Переслегин. Физика атмосферы и океана, **6**, 610 (1975).
6. H.Ray. Microwave J., **5**, 63 (1966).
7. А.А.Загородников. Радиотехника и электроника, **3**, 477 (1972).
8. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника, т.2. М., Сов. Радио, 1976.

ԾՈՎԻ ՄԱԿԵՐԵՎՈՒՅԹԻ ԴԻՏՈՒՄՆԵՐԸ ԺԱՄԱՆԱԿԱՅԻՆ
ԵՎ ՀԱՃԱԽԱԿԱՆ ԱՆԿԱԽ ԻՐԱՅՈՒՄՆԵՐԻ ՄԻԱԺԱՄԱՆԱԿ
ՈՉ ԿՈՀԵՐԵՆՏ ԿՈՒՏԱԿՈՒՄՈՎ

Կ.Ս. ՄՈՍՈՅԱՆ, Գ.Ի.ՄԱՐԻՆՈՍՅԱՆ

Ցույց է տրված, որ երբ ռադիոլոկատորը ճառագայթում է լայն սպեկտրով ազդանշան և միաժամանակ դետեկտորից հետո կուտակվում են մեծ թվով անկախ ժամանակային իրացումներ, կարելի է իրացնել 0.005 դԲ կոնտրաստային զգայունություն, հայտնաբերել ծովի մակերևույթի վրա փոքր օբյեկտները և թույլ-կոնտրաստային անոմալիաները:

OBSERVATION OF SEA SURFACE AT SIMULTANEOUS INCOHERENT ACCUMULATION OF TIME AND FREQUENCY INDEPENDENT REALIZATIONS

K.S. MOSOYAN, G.I. MARINOSYAN

It is shown that when a radar radiates broad-spectrum signals and at simultaneous postdetection integration of a large number of independent time realizations, it is possible to implement a contrast sensitivity of 0.005 dB and to detect targets with a small radar cross-section and weak-contrasting anomalies on the sea surface.