Эффективность пространственно-временной обработки в бортовых радиолокационных станциях

04, апрель 2013

DOI: 10.7463/0413.0547801

Тихонов Р. С., Родзивилов В. А., Голосов П. В.

УДК 621.396.6

НИИ Радиоэлектронной техники МГТУ им. Н.Э. Баумана
tam@inbox.ru

В современных бортовых радиолокационных станциях (БРЛС) операции пространственной и временной обработки сигналов разделены. Задачи пространственной обработки решаются антенной системой, формирующей диаграмму направленности с заданными характеристиками. При временной обработке реализуются операции согласованной фильтрации сигналов. Для обеспечения максимальной дальности обнаружения целей не только на встречных, но и на догонных курсах используется адаптация параметров зондирующего сигнала - применение когерентных импульсных сигналов с высокими частотами повторения (ВЧП) при обнаружении целей на встречных курсах и когерентных импульсных последовательностей со средними частотами повторения (СЧП) – при обнаружении целей на догонных курсах [1]. Это связано с тем, что обнаружение целей в БРЛС всегда осуществляется на фоне отражений от подстилающей поверхности, причем при обнаружении целей на встречных курсах полезные сигналы и отражения от подстилающей поверхности селектируются по частоте. При обнаружении целей на догонных курсах полезные сигналы и отражения от подстилающей поверхности не селектируются ни по доплеровскому сдвигу частоты, ни по запаздыванию. В этой ситуации для снижения потерь, обусловленных отражениями от подстилающей поверхности, применяются

последовательности с СЧП. Однако обеспечиваемая при этом дальность недостаточна для эффективного обнаружения малоскоростных низколетящих целей [1, 2].

В настоящее время в БРЛС все шире применяются многоканальные активные фазированные антенные решетки (ФАР) [1]. Многоканальные ФАР позволяют реализовывать алгоритмы совместной пространственно-временной обработки, ориентированные на выделение полезных сигналов на фоне распределенных помех [3, 4].

Цель статьи - оценить эффективность пространственно-временной обработки сигналов в бортовых радиолокационных станциях с фазированными антенными решетками для решения задач селекции и обнаружения целей (в том числе малоскоростных) на догонных курсах.

Эффективность будем оценивать путем сравнения характеристик многоканальных импульсно-доплеровских БРЛС, в которых реализованы:

- а) алгоритмы совместной пространственно-временной обработки;
- б) независимые пространственные и временные алгоритмы обработки.

Обобщенная структурная схема импульсно-доплеровской БРЛС с ФАР и пространственно-временной обработкой информации представлена на рисунке 1 [3, 4].

Предполагается, что антенная решетка имеет N строк в горизонтальной плоскости и L строк - в вертикальной, а приемное устройство содержит $N \times L$ приемных каналов. Сигналы каждого канала поступают на трансверсальные фильтры, включающие линии задержки с M ($M = \tau_H / T_{\Pi}$) отводами, отсчеты с выходов которых суммируются с весовыми коэффициентами w_{ij} , где T_{Π} - период повторения импульсов в последовательности; τ_H - интервал времен когерентного накопления. Зондирующий сигнал - когерентная последовательность импульсов со средними частотами повторения.

Рисунок. 1. Схема пространственно-временной обработки сигналов (показан один канал по дальности и по скорости для одной из линеек излучателей в азимутальной плоскости).

Выходной сигнал приемного устройства БРЛС при пространственно-временной обработке равен:

$$y = x * w, \quad (1)$$

где: $x = \alpha b(\omega_t) \otimes c(\mathcal{G}_Z) \otimes a(\mathcal{G}_X)$ - вектор отсчетов входного сигнала; $\otimes$ - оператор тензорного произведения; $[\dots]^*$ - оператор комплексного сопряжения и транспонирования;

$$a(\mathcal{G}_X) = [1, e^{j2\pi\mathcal{G}_X} \dots e^{j2\pi(N-1)\mathcal{G}_X}]^T, \text{ где } \mathcal{G}_X = \frac{d_X}{\lambda} \sin(\varphi);$$

$$c(\mathcal{G}_Z) = [1, e^{j2\pi\mathcal{G}_Z} \dots e^{j2\pi(L-1)\mathcal{G}_Z}]^T, \text{ где } \mathcal{G}_Z = \frac{d_Z}{\lambda} \sin(\theta);$$

$$b(\omega_t) = [1, e^{j2\pi\omega_t} \dots e^{j2\pi(M-1)\omega_t}]^T, \text{ где } \omega_t = \frac{f_d}{F_{\Pi}};$$

$a(\mathcal{G}_X)$ и $c(\mathcal{G}_Z)$ - вектора, характеризующие распределение принимаемого поля по элементам ФАР в азимутальной и угломестной плоскости соответственно; $\mathcal{G}_X$ и $\mathcal{G}_Z$ - величины, характеризующие фазовый сдвиг сигналов, принимаемых соседними элементами ФАР при отклонении источника сигнала на угол φ - в азимутальной и θ - в угломестной плоскостях соответственно; λ - длина волны несущего колебания; d_X, d_Z - расстояния между элементами ФАР в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно, $b(\omega_t)$ - вектор, характеризующий временную последовательность принимаемых импульсов; f_d - доплеровский сдвиг частоты принимаемого сигнала, F_{Π} - частота повторения зондирующих импульсов ($F_{\Pi} = \frac{1}{T_{\Pi}}$), α - амплитуда принимаемого сигнала, $[\dots]^T$ - оператор транспонирования.

Будем предполагать, что в качестве критерия оптимизации используется максимум отношения сигнал/(шум+помеха) на выходе приемного устройства. Тогда алгоритм вычисления весовых коэффициентов w может быть записан в виде [4,5]:

$$w = \mu R^{-1} s_0, \quad (2)$$

где μ - некоторый постоянный коэффициент; R - ковариационная матрица помех: $R = (x + n)(x + n)^* = R_{ном} + R_{ш}$; $R_{ном}, R_{ш}$ - ковариационные матрицы мешающих сигналов на входе БРЛС и собственного шума приемных каналов соответственно; n - вектор шумовых отсчетов; s_0 - опорный вектор, характеризующий угловое направление и доплеровский сдвиг частоты предполагаемой цели:

$$s_0 = \alpha b(\omega_{t0}) \otimes c(\vartheta_{z0}) \otimes a(\vartheta_{x0}), \quad \vartheta_{x0} = \frac{d_x}{\lambda} \sin(\varphi_0), \quad \vartheta_{z0} = \frac{d_z}{\lambda} \sin(\theta_0), \quad \omega_{t0} = \frac{f_{d0}}{F_{II}};$$

φ_0 - направление на цель в азимутальной плоскости; θ_0 - направление на цель в угломестной плоскости; f_{d0} - ожидаемый доплеровский сдвиг частоты сигнала, отраженного от цели.

Характеристики БРЛС при пространственно-временной обработке будем оценивать показателем ρ (в англоязычной литературе принято обозначение - IF [3, 4]), равным отношению сигнал/(шум+помеха) на выходе к отношению сигнал/(шум+помеха) на входе, нормированным величиной

$$\Upsilon = \frac{R_{ном}(1,1)}{R_{ш}(1,1)} N \cdot L \cdot M :$$

$$\rho = \frac{1}{\Upsilon} \frac{\frac{P_{sout}}{P_{sin}}}{\frac{P_{nin}}{tr(R)}} = \frac{1}{\Upsilon} \frac{\frac{w^* s s^* w}{w^* R w}}{\frac{s^* s}{tr(R)}} = \left\{ w = R^{-1} s_0 \right\} = \frac{R_{ш}(1,1) s_0^* R^{-1} s_0 tr(R)}{R_{ном}(1,1) \cdot N \cdot L \cdot M \cdot s_0^* s_0}, \quad (3)$$

где $tr(R)$ - след матрицы R , $s = \alpha s_0$, α - амплитуда сигнала цели, $\frac{R_{ш}(1,1)}{R_{ном}(1,1)}$ - отношение помеха/шум на входе приемного устройства.

Физически ρ может быть интерпретирована как величина, характеризующая потери при обнаружении сигнала цели за счет влияния отражений от подстилающей поверхности (при $\rho = 0$ дБ - обнаружение происходит на фоне собственных шумов приемного устройства).

Обобщенная структурная схема алгоритма обработки информации в импульсно-доплеровской БРЛС с разделением процедур пространственной и временной обработки приведена на рисунке 2 [1]. На этой схеме пространственная фильтрация обеспечивается схемой формирования луча, выполняющей операции суммирования сигналов всех элементов антенной решетки с весовыми коэффициентами: $a_{ik} = e^{-j2\pi i \vartheta_{z0}} e^{-j2\pi k \vartheta_{x0}}, i = \overline{1, L}, k = \overline{1, N}$, которые обеспечивают требуемую ориентацию диаграммы направленности (ДН) ФАР. В процессе временной обработки выполняется согласованная фильтрация принимаемого сигнала, заключающаяся во временном стробировании, внутриимпульсной обработке, и когерентном накоплении отсчетов [1, 2, 6].

Для оценки характеристик БРЛС с ФАР и разделением процедур пространственной и временной обработки в (3) вектор x заменим на x_T :

$$x_T = Tx,$$

где матрица T представляется в виде:

$$T = T_{sa} T_{se} T_d. \quad (4)$$

Здесь T_d - описывает процедуру доплеровской фильтрации сигнала: $T_d = b(\omega_{t0})^* \otimes I_{NL \times NL}$;

T_{se} - описывает процедуру формирования ДН ФАР в угломестной плоскости:

$$T_{se} = c(\vartheta_{z0})^* \otimes I_{N \times N};$$

T_{sa} - описывает процедуру формирования ДН ФАР в азимутальной плоскости: $T_{sa} = a(\vartheta_{x0})^*$;

$I_{NL \times NL}$ и $I_{N \times N}$ - единичные матрицы порядка NL и N соответственно.

Рисунок 2. Схема обработки сигналов в импульсно-доплеровской РЛС (показан один канал по дальности и по скорости для i -ой линейки излучателей в азимутальной плоскости).

Тогда для вектора x_T : $R_T = E\{x_T x_T^*\} = E\{T x x^* T^*\} = T R T^*$, $s_{0T} = T s_0$ и для рассматриваемого случая разделения пространственной и временной обработок выражение для показателя ρ_T принимает вид:

$$\rho_T = \frac{R_{ш}(1,1) \cdot s_{0T}^* R_T^{-1} s_{0T} tr(R)}{R_{ном}(1,1) \cdot N \cdot L \cdot M \cdot s_{0T}^* s_{0T}} \quad (5)$$

Воспользовавшись (3) и (5), сравним характеристики рассматриваемых БРЛС при следующих условиях:

Параметры БРЛС:	
Сигнал - когерентная импульсная последовательность со следующими параметрами:	
Скважность	10
длительность импульса	3,3 мкс
модуляция импульса	ФМ, код Баркера, 13
частота повторения импульсов F_{Π}	30 кГц
Время τ_H когерентного накопления	2 мс (60 импульсов)
Длина волны несущего колебания λ	3 см
Расстояние между элементами решетки, $d_x = d_z$	1,5 см
Кол-во элементов ФАР в азимутальной плоскости, N	10 шт.
Кол-во элементов ФАР в угломестной плоскости, L	6 шт.
Коэффициент ослабления заднего бокового лепестка	подавлен полностью
Тактическая ситуация	
Азимут цели, φ_0	0 град
Угол места цели, θ_0	10 град
Высота полета носителя, H_a	1000 м
Скорость носителя, V_a	200 м/с (0,6 М)

Сравнение будем проводить методом математического моделирования.

При моделировании отражений от подстилающей поверхности последняя представлялась в виде совокупности кольцевых зон (рисунок 3), соответствующих стробам дальности, каждая из которых разбивалась на facets [2]. Ширина кольцевой зоны определялась разрешающей способностью БРЛС.

Рисунок 3. Структура мешающих отражений от земной поверхности: кольцевые зоны - области земной поверхности, отражения от которых попадают в один строб дальности; гиперболы - линии равного доплеровского сдвига частоты ("изодопы").

На рисунке 4 изображены кривые ρ и ρ_T как функции от f_{d0} . Видно, что кривая ρ имеет ярко выраженный провал на частоте $\frac{2V_a}{\lambda} \cos(\varphi_0) \cos(\theta_0)$, соответствующий отражениям от участка подстилающей поверхности, облучаемого основным лепестком ДН ФАР. В остальной области частот функция ρ близка к 0 дБ, что соответствует практическому отсутствию влияния отражений от подстилающей поверхности на характеристики обнаружения.

Рисунок 4. Вид кривых $\rho = f(f_{d0})$ - сплошная линия и $\rho_T = f(f_{d0})$ - штриховая линия.

При раздельной обработке уровень потерь ρ_T весьма значителен и, при изменении частоты носит пульсирующий характер. Это обусловлено структурой боковых лепестков доплеровского фильтра $\left(\frac{\sin(x)}{x}\right)$.

Уменьшить потери можно используя «весовую» обработку. Для оценки потерь при использовании «весовой» обработки матрицы T_{sa} , T_{se} , T_d , описывающие T , преобразуем следующим образом:

$$T_d = \left[b(\omega_{t0})^* \circ w_d \right] \otimes I_{NL \times NL}; T_{se} = \left[c(\vartheta_{Z0})^* \circ w_{se} \right] \otimes I_{N \times N}; T_{sa} = a(\vartheta_{X0})^* \circ w_{sa};$$

$\circ$ - оператор поэлементного умножения матриц; w_d - вектор весовых коэффициентов $1 \times N$ «окна» Чебышева с уровнем боковых лепестков (УБЛ) - 90 дБ; w_{se} и w_{sa} вектора весовых коэффициентов $1 \times L$ и $1 \times N$ соответственно окна Чебышева с УБЛ -40 дБ. Зависимости $\rho = f(f_{d0})$ и $\rho_T = f(f_{d0})$ - с применением весовой обработки представлены на рисунке 5.

Рисунок 5. Вид кривых $\rho = f(f_{d0})$ - сплошная линия и $\rho_T = f(f_{d0})$ - штриховая линия (с применением весовой обработки).

Из рисунка видно, что при независимых процедурах пространственной и временной обработки применение «взвешивания» позволяет несколько

улучшить характеристики БРЛС в рассматриваемой области. Однако потери остаются весьма значительными.

Недостаток алгоритмов адаптивной пространственно-временной обработки - большая размерность ковариационной матрицы, что существенно затрудняет их реализацию (для рассматриваемого случая - 3600×3600). Для снижения размерности рассмотрим характеристики алгоритмов пространственно-временной обработки при предварительном формировании ДН в угломестной плоскости. Это приводит к некоторому снижению размерности ковариационной матрицы помех от земли (600×600), что соответствует снижению вычислительной сложности алгоритма адаптации на 2 порядка. Матрица трансформации T примет вид: $T = T_{se}$,

$$T_{se} = \left[c(\mathcal{G}_{Z0})^* \circ w_{se} \right] \otimes I_{MN \times MN}.$$

В этом случае, за счет неоднозначности измерений, свойственных сигналу - когерентная импульсная последовательность с СЧП, при обнаружении сигнала с параметрами (τ_0, f_0) начинает сказываться неоднозначность: начинают влиять мешающие отражения, формируемые элементами поверхности, имеющими доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала $f = f_0 \pm \frac{J}{T_{II}}, J = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, и наклонную дальность

$r_i = 0,5(c\tau_0 - (k - i + 1)cT_{II})$, где: $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; k, i - целочисленные параметры:

$$k = \text{int} \left[\frac{2(c\tau_0 - H_a)}{cT_{II}} \right], i \geq 1.$$

На рисунке 6 для рассматриваемой тактической ситуации изображены графики ρ и ρ_{T1} как функции от f_{d0} .

Рисунок 6. Вид кривых $\rho = f(f_{d0})$ - сплошная линия и $\rho_{T1} = f(f_{d0})$ - штриховая линия при адаптивной пространственно-временной обработке с предварительным формированием ДН ФАР в угломестной плоскости.

Из рисунка видно, что кривая ρ_{T1} имеет два провала: первый, имеющий минимальный доплеровский сдвиг частоты, обусловлен отражениями от кольцевой зоны подстилающей поверхности, наиболее близкой к вертикали (он не компенсируется линейной антенной решеткой); второй - связан с отражениями от всех остальных кольцевых зон, расположенных под меньшими углами места. Следует отметить, что, поскольку эти отражения формируются элементами поверхности, существенно отличающимися по углу места, в одномерной решетке они не могут быть подавлены. Поэтому для достижения характеристик адаптивных пространственно-временных алгоритмов, близких к оптимальным при наличии неоднозначности, необходимо использовать имеющиеся в ФАР степени свободы в угломестной плоскости.

Из полученных данных следует, что применение пространственно-временной обработки позволяет:

- обеспечить уменьшение энергетических потерь за счет влияния отражений от подстилающей поверхности настолько, что дальности обнаружения целей на догонных курсах становятся близкими к дальности обнаружения цели на встречных курсах;
- существенно сузить частотный диапазон, в котором сказывается влияние помех от земли, и тем самым обеспечить решение задачи обнаружения малоскоростных целей.

Список литературы:

1. Дудник П.И., Кондратенков Г.С., Татарский Б.Г., Ильчук А.Р., Герасимов А.А. Авиационные радиолокационные комплексы и системы: учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС / Под ред. П.И. Дудника. М.: Изд-во ВВИА им. проф. Жуковского, 2006. 1112 с.
2. Skolnik M. Radar Handbook. 3rd ed. The McGraw-Hill Companies, 2008. (на англ.).
3. Guerci J.R. Space-Time Adaptive Processing for Radar. 1st ed. Artech House, London, 2003. 187 p. (на англ.).
4. Klemm R. Principles of Space-Time Adaptive Processing. 3rd ed. The Institution of Engineering and Technology, London, 2006. 670 p. (на англ.).
5. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
6. Васин В.А., Власов И.Б., Егоров Ю.М., Калмыков В.В., Кузнецов А.А., Николаев А.И., Пудловский В.Б., Родзивилов В.А., Себекин Ю.Н., Сенин А.И., Слукин Г.П., Федоров И.Б. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие / под ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. 672 с. (Информатика в техническом университете).

Efficiency of space-time processing in on-board radar stations

04, April 2013

DOI: 10.7463/0413.0547801

Tihonov R.S., Rodzivilov V.A., Golosov P.V.

Bauman Moscow State Technical University, 105005, Moscow, Russian Federation

tam@inbox.ru

The authors consider several signal processing algorithms in an on-board radar system with a multi-channel phased antenna array used for detection of small, low-speed targets. These are: split space and time non-adaptive processing, space-time adaptive processing and space-time adaptive processing with pre-beam forming in elevation plane. A simple method of result comparison for mentioned algorithms is described. The results of computer simulation of the output signal-to-(noise + interference) ratio are also presented. The particular results were obtained for a coherent impulse sequence with mean repetition frequencies.

Publications with keywords: [on-board radar station](#), [multi-channel antenna array](#), [space-time processing](#), [coherent impulse signal](#), [signal-to-\(noise + interference\) ratio](#)

Publications with words: [on-board radar station](#), [multi-channel antenna array](#), [space-time processing](#), [coherent impulse signal](#), [signal-to-\(noise + interference\) ratio](#)

References

1. Dudnik P.I., Kondratenkov G.S., Tatarskii B.G., Il'chuk A.R., Gerasimov A.A. *Aviatsionnye radiolokatsionnye komplekсы i sistemy* [Aviation radiolocation complexes and systems]. Moscow, Zhukovsky Air Force Engineering Academy Publ., 2006. 1112 p.
2. Skolnik M. *Radar Handbook*. 3rd ed. The McGraw-Hill Companies, 2008.
3. Guerci J.R. *Space-Time Adaptive Processing for Radar*. 1st ed. Artech House, London, 2003. 187 p.
4. Klemm R. *Principles of Space-Time Adaptive Processing*. 3rd ed. The Institution of Engineering and Technology, London, 2006. 670 p.
5. Monzingo R.A., Miller T.W. *Introduction to Adaptive Arrays*. New York, John Wiley and Sons, 1980. (Russ. ed.: Monzingo R.A., Miller T.U. *Adaptivnye anteny reshетки: Vvedenie v teoriyu*. Moscow, Radio i svyaz', 1986. 448 p.).
6. Vasin V.A., Vlasov I.B., Egorov Iu.M., Kalmykov V.V., Kuznetsov A.A., Nikolaev A.I., Pudlovskii V.B., Rodzivilov V.A., Sebekin Iu.N., Senin A.I., Slukin G.P., Fedorov I.B. *Informatsionnye tekhnologii v radiotekhnicheskikh sistemakh* [Information technology in radio engineering systems]. Moscow, Bauman MSTU Publ., 2003. 672 p. (*Informatika v tekhnicheskoy universitete* [Informatics at the Technical University]).