

ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ МОДУЛЯЦИЯ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА НЕКОГЕРЕНТНОЙ РЛС В ИНТЕРЕСАХ СЕЛЕКЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ

Д. А. Хомяков¹, А. В. Комиссаров²

¹Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана

²Голицынский пограничный институт ФСБ России

Получена 11 марта 2013 г.

Аннотация. Рассмотрены процедуры, основанные на оценке поляризационных характеристик (ПХ) помех с подавлением их на последующих этапах обзора, проведено сравнение эффективности таких устройств с устройствами, весовые коэффициенты которых определены при известных ПХ радиолокационных объектов (РЛО) и помехи.

Ключевые слова: радиолокационные объекты, поляризационная матрица рассеяния, поляризационный базис.

Abstract. Procedures based on estimating polarization properties of disturbance with suppressing it at subsequent stages of surveillance were considered; comparison of such devices efficiency with devices which weight factors are defined in case of the known target and disturbance polarization properties was conducted.

Keywords: radar targets, dissipation polarimetric matrix, polarization basis.

В некогерентных РЛС использование статистических методов синтеза для разработки систем обнаружения сигналов, отраженных от радиолокационных объектов (РЛО) на фоне мешающих отражений, не позволяет получить в явном виде алгоритм и структуру обработки отраженных сигналов в случае их коррелированных отсчетов.

В то же время оптимальное устройство обработки не имеет практической значимости вследствие сложности своей структуры, неприемлемой для технической реализации. Поэтому целесообразно использовать разумные, но упрощенные критерии синтеза. Один из таких подходов - использование энергетического критерия качества, когда фиксируется класс устройств обработки, и

среди этого класса наилучшим считается устройство, на выходе которого реализуется наибольшее относительное приращение мощности за счет полезного сигнала [1].

Современные радиолокационные комплексы в большинстве своем не учитывают тонкую структуру отраженного радиолокационного сигнала при обработке. Как показано в [1,2], математическое моделирование алгоритмов поляризационной селекции дает приблизительную оценку выигрыша от применения поляризационной обработки в ортогональном базисе. Представляет определенный интерес оценка эффективности обнаружения РЛО с флуктуирующими поляризационными характеристиками (ПХ) на фоне мешающих отражений.

Поэтому целесообразно рассмотреть процедуры, основанные на оценке ПХ помех с подавлением их на последующих этапах обзора, и сравнить эффективность таких устройств с устройствами, весовые коэффициенты которых определены при известных ПХ РЛО и помехи [2,3].

Входной сигнал устройства представляет собой квадратичную форму

$$Y(t) = [X^T W]^2, \quad (1)$$

где X – отсчеты значений отраженных сигналов на выходе квадратичного детектора, соответствующие различным поляризациям на излучение и прием антенны;

W – вектор весовых коэффициентов, максимизирующий функционал качества

$$d = [M_{c.n.}\{Y\} - M_n\{Y\}] / M_n\{Y\}, \quad (2)$$

где $M_{c.n.}\{Y\}$ и $M_n\{Y\}$ – математические ожидания величины Y при наличии и отсутствии полезного сигнала в наблюдении $X(t)$.

Выражение (2) можно записать в виде

$$d = W^T K W / W^T K_n W, \quad (3)$$

где $K = K_{c.n.} - K_n$, $K_{c.n.}$, K_n – корреляционные матрицы вектора $X(t)$ при наличии и отсутствии полезного сигнала в наблюдении $X(t)$.

Выражение для элементов корреляционной матрицы $K_{c.n.}$ отсчетов отраженного сигнала имеет вид

$$\begin{aligned}
 K_{c.n.} = & \left[a^2 + S_{ci}^2 S_{cj}^2 + S_{ni}^2 S_{nj}^2 + a^2 S_{ni}^2 S_{nj}^2 + a^2 S_{nj}^2 S_{ci}^2 + q^2 + \right. \\
 & + q^2 a^2 (S_{ci}^2 + S_{cj}^2) + q^2 (S_{ni}^2 + S_{nj}^2) + a^4 S_{ci}^2 S_{cj}^2 P_{cij}^2 + \\
 & + S_{ni}^2 S_{nj}^2 P_{nij}^2 + 2a^2 S_{ci} S_{cj} S_{ni} S_{nj} P_{cij} P_{nij} \cos \Delta \vartheta_{ij} + \\
 & \left. + q^2 (q^2 + 2(S_{ci} S_{cj} a^2 + S_{ni} S_{nj}) \delta_{ij}) \right] \sigma_n^4,
 \end{aligned} \tag{4}$$

где σ_n^2 - мощность помехи; $a = \sigma_c^2 / \sigma_n^2$ - отношение мощности сигнала к мощности помехи; $q = \sigma_{cn}^2 / \sigma_n^2$ - отношение внутреннего коррелированного шума к мощности помехи; S_{ci}, S_{ni} - модули элементов поляризационных матриц рассеяния (ПМР) для РЛО и помехи, соответственно; P_{cij}, P_{nij} - модули взаимной корреляции между элементами ПМР РЛО и помехи, соответственно; $\Delta \vartheta_{ij}$ - разность фаз коэффициентов корреляции РЛО и помехи; δ_{ij} - символ Кронекера.

Можно показать, что максимальное значение функционала (2) является максимальным корнем уравнения

$$\det(K_n^{-1} K - id) = 0, \tag{5}$$

а вектор W , обеспечивающий максимизацию критерия (2) является собственным вектором матрицы $K_n^{-1} K$ соответствующей максимальному собственному числу.

Пусть вектор наблюдения будет двухкомпонентным. Это соответствует излучению одной фиксированной поляризации и приему на двухкомпонентную антенну с ортогональными поляризациями или случаю, когда последовательно во времени излучаются два импульса с различными поляризациями и совместно объединяются при приеме.

Максимальный корень (5) при этом будет иметь вид:

$$d = \text{tr}(KK_n^{-1}) + \left[\text{tr}^2(KK_n^{-1}) - 4 \det K / \det K_n \right]^{1/2}. \tag{6}$$

Наибольший интерес в задаче подавления отражений представляет случай слабого сигнала и сильной помехи: $a^2 \ll 1$, $q^2 \ll 1$. При этом в (4), (6) можно пренебречь членами, содержащими a^4 , q^4 . Подавление помехи имеет смысл при высоких значениях степени корреляции помехи, сигнал от цели обычно флуктуирует медленнее мешающих отражений, поэтому для элементов матрицы K можно использовать приближение $p_n = 1$, $p_c = 1$ (численные расчеты подтвердили правомочность данного приближения). С учетом этого, коэффициент улучшения устройства, определяемый как отношение максимального значения функционала качества (3) к отношению сигнал/помеха на выходе детектора $a = \sigma_c^2 / \sigma_n^2$ для случая, когда зондирование проводится на одной фиксированной поляризации, имеет

$$K = d / a^2$$

$$\begin{aligned} \operatorname{tr}(KK_n^{-1}) &= a^2 \frac{b_n^2 + b_c^2 - 2b_n b_c \cos \Delta \psi + q^2 (1 + b_c^2)}{2b_n [4 - (1 - p_n)^2 + q^2 (1 + b_n^2)]} \\ \det(KK_n^{-1}) &= a^2 \frac{16b_n b_c - (b_n^2 + b_c^2 + 2b_n b_c \cos \Delta \psi + q^2 (1 + b_c^2))}{4b_n [4 - (1 - p_n)^2 + q^2 (1 + b_n^2)]}, \end{aligned} \quad (7)$$

где $b_n = S_{n2}^2 / S_{n1}^2$, $b_c = S_{c2}^2 / S_{c1}^2$ – отношения элементов поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) РЛО и помехи (при приеме на двухкомпонентную антенну степень деполяризации для данного поляризационного базиса).

Таким образом, эффективность устройства определяется тем, насколько различны отношения элементов ПМР РЛО и помехи, степенью корреляции помехи, причем сохраняется информация о фазовых различиях ПМР РЛО и помехи.

Анализ эффективности различных методов поляризационной селекции (ПС) РЛО на фоне мешающих отражений показал, что наиболее перспективными являются адаптивные методы ПС, которые могут быть реализованы при использовании в качестве зондирующих поляризационно – модулированных сигналов, обеспечивающих при приеме выделение полной когерентной ПМР. При этом эффективность ПС не зависит от выбранного поляризационного ба-

зиса (ПБ) и от ориентации антенной системы РЛС относительно линии визирования. Таким образом при построении РЛС с ПС можно использовать традиционные линейный или круговой ПБ.

Для того, чтобы обеспечить выделение полной ПМР за один период наблюдения необходимо выполнение условия

$$\int_0^T \dot{E}_1(t, w) \dot{E}_2^*(t - \Delta t, w - \Delta w) dt \approx 0, \quad (8)$$

где Δt – временная задержка; Δw – доплеровский сдвиг; \dot{E}_1 , \dot{E}_2 – комплексные ортогонально-поляризованные компоненты (ОПК) отраженного от объекта сигнала.

Таким образом, необходимо чтобы в рабочем диапазоне временных задержек и доплеровских сдвигов взаимокорреляционная функция ОПК зондирующего сигнала имела требуемый уровень выбросов. При приеме отраженного сигнала на двухкомпонентную антенну с ортогональными поляризациями при условии (8), при помощи корреляционной обработки или согласованной фильтрации может быть выделена полная ПМР. Наиболее общая схема построения приемно-передающей части РЛС с учетом формирования и выделения дуально-поляризованных сигналов (ДПС) показана на рисунке 1.

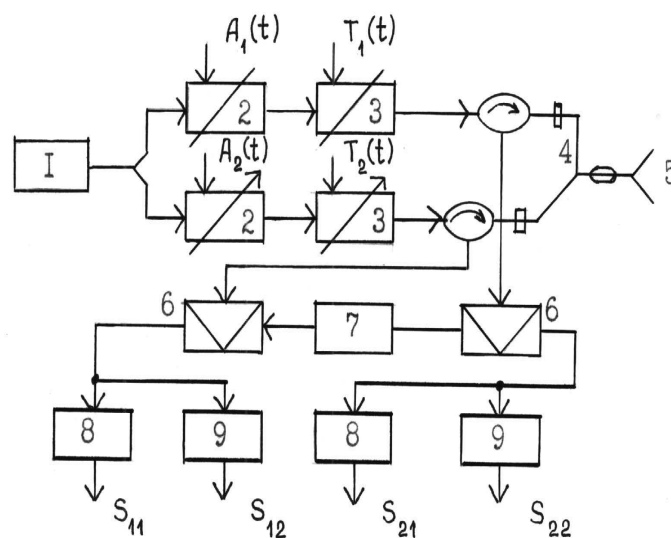


Рисунок 1. Схема построения приемопередающего тракта РЛС формирования и выделения ДПС:

1) генератор СВЧ; 2) управляемый аттенюатор; 3) фазовый модулятор; 4) поляризационный разделитель; 5) поляризационно-изотропная антенна; 6) смеситель канала приема; 7) гетеродин; 8) УПЧ; 9,10) согласованные фильтры ОПК ДПС

В общем случае использование ДПС требует двухканального построения приемной и передающей части РЛС. Выполнение условия (8) проще всего осуществить, если ОПК зондирующего сигнала разнесены во времени (межимпульсная манипуляция двух ортогональных поляризаций), но в этом случае на эффективность ПС может влиять доплеровский сдвиг [1]. Ортогональность ОПК может быть также обеспечена за счет разнесения ОПК по частоте для обеспечения требуемых свойств разрешения отраженных сигналов по дальности и скорости. Для выделения ПМР за один период повторения необходимо применение внутриимпульсной поляризационной модуляции. При манипуляции фаз фазовых модуляторов $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ поляризационным модулятором (ПМ) (рис.1) на уровнях $0, \pi$ внутри импульса зондирующего сигнала (или в течение периода наблюдения для РЛС с непрерывным излучением) ОПК могут быть модулированы двумя квазиортогональными М – последовательностями с требуемой разрешающей способностью по дальности и скорости. Такая модуляция может быть осуществлена и в одноканальном ПМ на базе быстродействующих фарадеевских вращателей при манипуляции угла эллиптичности на уровнях $\mp \alpha, \pi \mp \alpha$ в произвольном ПБ [2]. Следует отметить, что для подавления методами ПС частично-поляризационных некоррелированных во времени активных помех необходимо наличие двухканального приемного устройства. Если же в задачи РЛС входит подавление МО только от пассивных помех и период флуктуаций отраженных от МО сигналов значительно больше периода следования импульсов РЛС, то ПС может быть реализована за счет последовательного излучения импульсов с определенным набором поляризаций при приеме на антенну, поляризационные параметры (ПП) которой совпадают с излучаемой поляризацией. В этом случае схема приемопередающей части РЛС мо-

жет иметь вид, представленный на рис.2, и реализована при одноканальном приеме.

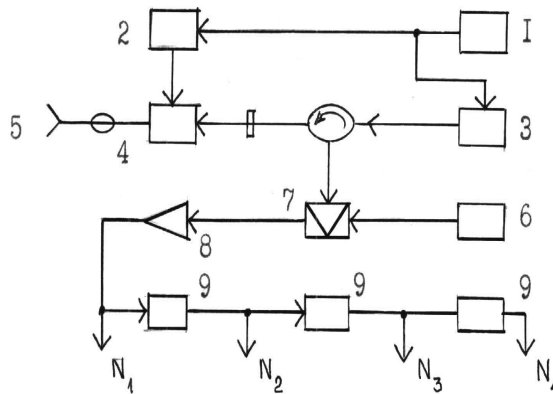


Рисунок 2. Схема построения приемопередающего тракта РЛС с ПС при одноканальном приеме:

1) генератор сигнала «меандр» с периодом T ; 2) устройство управления ПМ; 3) генератор СВЧ; 4) ПМ; 5) поляризационно-изотропная антенна; 6) смеситель канала приема; 7) гетеродин; 8) УПЧ; 9) линия задержки на период повторения импульсов РЛС

Методы, основанные на излучении фиксированной поляризации и двухканальном приеме (при использовании основной S_{11} и кроссовой S_{21} компонент) могут быть реализованы при модуляции зондирующего сигнала (при использовании ДПС). Тогда схема построения соответствует рис.1 без поляризационного разделителя и одного приемного канала. В этом случае S_{11} и S_{21} выделяются одновременно.

При одноканальном приеме и монополяризованном излучении основная и кроссовая компоненты могут быть выделены при манипуляции ПП приемной антенны. При этом проходящая мощность СВЧ незначительна и ПМ может быть реализован на pin – диодных секциях, быстродействие которых может составлять десятки наносекунд. Практически важной конкретизацией построения приемо-передающего тракта для выделения основной и кроссовой компонент является схема, показанная на рисунке рис.3.

Таким образом, поляризационная внутриимпульсная модуляция и двухканальный прием позволяют за один период следования импульсов Т РЛС выделить полную ПМР. Переключение поляризации от импульса к импульсу при двухканальном приеме позволяет выделить полную ПМР за 2Т, а при одноканальном приеме за 4Т. Следует отметить, что при одноканальном приеме происходит некоторая потеря мощности от цели, в зависимости от ее коэффициента анизотропии. Поляризационная модуляция ПП антенн на передачу и прием позволяет выделить все компоненты ПМР за один период наблюдения при одноканальном тракте приема и усиления. Принципиальными отличиями РЛС с ПС по сравнению с традиционными является наличие поляризационно-изотропных антенн (на передачу и прием), устройств управления поляризацией, которые могут быть выполнены на базе ферритовых устройств или pin – диодных секций, в зависимости от управляемой мощности СВЧ. В случае приеме сигнала на двухкомпонентную антенну с ортогональными поляризациями, применяется поляризационный разделитель, остальные блоки преобразования и усиления просто удваиваются.

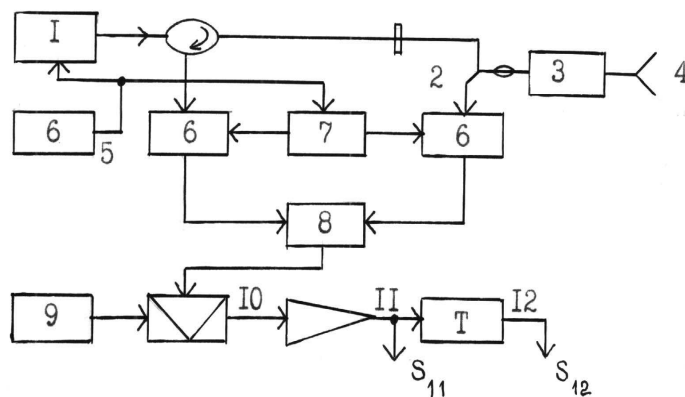


Рисунок 3. Схема построения приемопередающего тракта РЛС для выделения основной и кроссовой компоненты при одноканальном приеме:

- 1) генератор СВЧ; 2) поляризационный разделитель; 3) фазосдвигающая пластина; 4) поляризационно-изотропная антенна; 5) УУ коммутатор СВЧ; 6) генератор сигнала «меандр» с периодом; 7) управляемый pin – диодный аттенюатор; 8) сумматор; 9) смеситель канала приема; 10) гетеродин; 11) УПЧ; 12) линия задержки на период повторения импульсов РЛС

Независимо от типа РЛС и способа выделения ПМР, процессор поляризационной обработки должен реализовать процедуры, описанные в данном разделе. Процедуры адаптивной обработки, основанные на оценке корреляционной матрицы помех, широко применяются в адаптивных антенных решетках [1], и в РЛС, решающих задачи адаптивной доплеровской селекции. Эти процедуры обработки могут быть реализованы в реальном масштабе времени на базе современных интегральных микросхем.

Литература

1. Морская радиолокация // Под ред. Винокурова. – Л.: Судостроение, 1986. – 285 с.
2. Горский А.Ф., Пасмуров Ф.Я. Применение поляриметрии для повышения вероятности обнаружения радиолокационных целей // Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1988, Т. 31.– С. 76-77.
3. Животовский Л.А. Повышение помехозащищенности РЛС при использовании поляризационно-модулированных зондирующих сигналов // В сб. "Усиление и преобразование радиосигналов". – Таганрог, 1975. – С. 63-69.