

УДК 621.391:621.396.96

ОДНОКАНАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Д. И. Попов, д.т.н., профессор кафедры РТС РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0003-0342-8208, e-mail: adop@mail.ru

Рассматривается обработка когерентно-импульсных радиолокационных сигналов при наличии пассивных помех на основе упрощенных вариантов отношения правдоподобия. **Целью работы** является синтез и анализ инвариантных к доплеровскому сдвигу фазы сигнала за период повторения зондирующих импульсов алгоритмов и систем обработки когерентно-импульсных сигналов. Интегрирование первого варианта упрощенного отношения правдоподобия приводит к системе с одноканальным когерентным накоплением попарных произведений результатов адаптивной матричной или векторной обработки. Вторым вариантом упрощенного отношения правдоподобия непосредственно соответствует некогерентному накоплению выходных отсчетов матричного или векторного фильтра. Приведены структурные схемы одноканальных систем совместного обнаружения-измерения на основе адаптивных матричного и режекторного фильтров. Методом имитационного статистического моделирования на ЭВМ проведено сравнение систем по величине порогового отношения сигнал/помеха. Установлено, что по сравнению с системой оптимальной обработки обусловленные одноканальностью накопления проигрыши соответствующей системы составляют приемлемую величину.

Ключевые слова: адаптивный матричный фильтр, алгоритм обработки, доплеровский сдвиг фазы, когерентно-импульсный сигнал, статистическое моделирование, отношение правдоподобия, пассивная помеха, пороговое отношение сигнал/помеха.

DOI: 10.21667/1995-4565-2021-77-29-35

Введение

Когерентно-импульсные радиолокационные системы и соответствующие им сигналы получили широкое применение для обнаружения движущихся целей при наличии пассивных помех [1-3]. Интенсивность пассивных помех, представляющих собой мешающие отражения от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, может значительно превышать уровень собственных шумов приемника, что существенно нарушает нормальную работу радиолокационных систем, приводя к маскировке и, как следствие этого, к потере полезных сигналов. В связи с этим в течение длительного времени при проектировании систем обнаружения радиолокационных сигналов актуальной задачей является поиск эффективных и усовершенствование существующих методов выделения сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех.

Существенно затрудняет реализацию эффективного обнаружения движущихся целей априорная неопределенность характеристик пассивных (коррелированных) помех, что предполагает использование адаптации систем. Преодоление априорной неопределенности корреляционных свойств пассивной помехи основывается на замене в соответствии с методологией адаптивного байесовского подхода неизвестных параметров помехи их состоятельными оценками, в частности оценками максимального правдоподобия [4]. Последующее построение адаптивных алгоритмов и систем обработки в простейшем случае приводит к режекторным фильтрам (РФ) с адаптацией к доплеровскому сдвигу фазы помехи за период повторения зондирующих импульсов [5]. Синтез РФ с полной адаптацией к корреляционным свойствам помехи сводится к выбору вектора комплексных весовых коэффициентов РФ по энергетическому критерию – максимуму усредненного по доплеровскому сдвигу фазы сигнала за период повторения выигрыша в отношении сигнал/помеха [6]. Автокомпенсация доплеров-

ского сдвига фазы пассивных помех [7] позволяет осуществить последующее режективное фильтрации помехи фильтром с действительными весовыми коэффициентами.

Синтезу адаптивных оптимальных алгоритмов обнаружения когерентно-импульсных радиолокационных сигналов на фоне пассивных помех посвящена работа [8]. Синтезированные алгоритмы оптимального обнаружения сигналов предполагают их реализацию на основе адаптивного матричного фильтра и многоканального фильтра накопления. Синтезированный и исследованный квазиоптимальный алгоритм оценивания и соответствующий ему измеритель доплеровского сдвига фазы φ_c или $\theta = \varphi_c - \varphi_n$ радиолокационного сигнала приводят к построению системы обнаружения с адаптивным накоплением сигнала. Адаптивное накопление сигнала позволяет сократить число доплеровских каналов или при прежнем числе доплеровских каналов – расстройки между каналами, исключив межканальные потери. Требования дальнейшего упрощения систем обработки приводят к задаче синтеза более простых систем, одноканальных по доплеровской частоте сигнала. Целью настоящей работы является синтез и исследование одноканальных систем обработки, инвариантных к доплеровской частоте (фазе) сигнала.

Системы с когерентным накоплением

Традиционным решением задачи синтеза систем инвариантного типа является усреднение отношения правдоподобия (ОП) в диапазоне значений неизвестного параметра [4]. Полагая, что ОП задано в виде функционала $\Lambda(\theta)$. Тогда структура системы обработки, инвариантная к фазе θ , в общем случае определяется в результате интегрирования этого функционала

$$\Lambda = \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda(\theta) p(\theta) d\theta,$$

где $p(\theta)$ – плотность вероятности величины θ .

В явном виде данный интеграл не вычисляется. Найдем упрощенное выражение ОП. Для этого используем статистику (7) из работы [8]:

$$\tilde{u}(\theta) = \sum_{j=1}^N Y_j^* Y_j + \sum_{j=2}^N (e^{-i\theta} Y_{j-1}^* Y_j + e^{i\theta} Y_{j-1} Y_j^*), \quad (1)$$

где $Y_j = \sum_{k=1}^N \hat{W}_{jk}^* U_k$ – выходные отсчеты адаптивного матричного фильтра (АМФ) [8]; \hat{W}_{jk} – оценки элементов обратной корреляционной матрицы пассивной помехи, в частности, при симметричном относительно доплеровской частоты спектре помехи $\hat{W}_{jk} = \hat{w}_{jk} e^{i(j-k)\hat{\varphi}_n}$ (корреляционная матрица пассивной помехи определена в соответствии с работой [8]); $U_k = x_k + iy_k$ – цифровые отсчеты комплексной огибающей входных данных.

Первое слагаемое выражения (1) соответствует некогерентному накоплению выходных отсчетов АМФ Y_j , второе слагаемое – когерентной обработке данных отсчетов. Упрощенный вариант ОП, соответствующий когерентной обработке, по аналогии с выражением (2) работы [8] имеет вид

$$\tilde{\Lambda}(\theta) = K_0 \exp \left\{ \frac{1}{2} \sum_{j=2}^N (e^{-i\theta} Y_{j-1}^* Y_j + e^{i\theta} Y_{j-1} Y_j^*) \right\}, \quad (2)$$

где K_0 – не зависящая от входных отсчетов U_k константа.

Полагая, что величина межпериодного доплеровского сдвига фазы θ является равномерно распределенной в интервале однозначности $-\pi \dots \pi$: $p(\theta) = 1/(2\pi)$, $|\theta| \leq \pi$, проинтегрируем выражение (2)

$$\begin{aligned} \tilde{\Lambda} &= K_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{\cos \theta \operatorname{Re} V + \sin \theta \operatorname{Im} V\} d\theta = \\ &= K_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{|V| \cos(\theta - \arg V)\} d\theta, \end{aligned}$$

где $V = \sum_{j=2}^N Y_{j-1}^* Y_j$.

Данный интеграл сводится к табличному и соответствует модифицированной функции Бесселя нулевого порядка $I_0(x)$. При этом $I_0(x) \approx e^x$ для $x \gg 1$, что обычно имеет место при межпериодной обработке. Тогда

$$\tilde{\Lambda} = K_0 I_0(|V|) \approx K_0 \exp\{|V|\}. \tag{3}$$

Монотонная функция от (3) соответствует решающей статистике

$$v = |V| = \left| \sum_{j=2}^N Y_{j-1}^* Y_j \right|. \tag{4}$$

По величине V аналогично работе [8] вычисляется доплеровская фаза

$$\hat{\theta} = \arg V = \arctg(\operatorname{Im} V / \operatorname{Re} V). \tag{5}$$

Структурная схема системы совместного обнаружения-измерения согласно алгоритмам (4) и (5) приведена на рисунке 1, где АМФ – адаптивный матричный фильтр; КНП – когерентный накопитель произведений, реализующий вычисление величины V ; ВДФ – вычислитель доплеровской фазы; К – ключ; ВМ – вычислитель модуля $|V|$ и ПУ – пороговое устройство. Ключ К открывается и пропускает оценку $\hat{\theta}$ на выход только в случае вынесения пороговым устройством ПУ решения об обнаружении сигнала. Приведенная на рисунке 1 схема системы совместного обнаружения-измерения является одноканальной по частоте (фазе) в отличие от многоканальных обнаружителей-измерителей [9], осуществляющих измерение частоты (фазы) по номеру канала с максимальной величиной выходного сигнала.

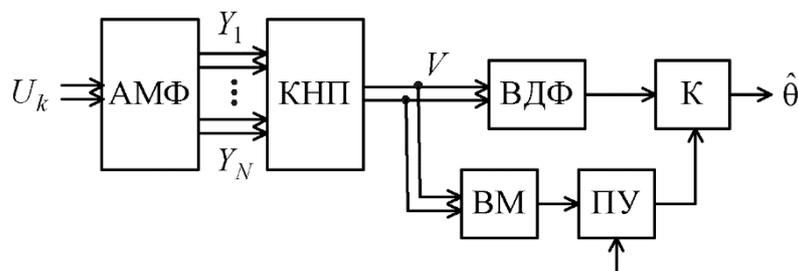


Рисунок 1 – Структурная схема одноканальной системы совместного обнаружения-измерения на основе АМФ

Figure 1 – Block diagram of single-channel AMF-based joint detection-measurement system

При марковских моделях помехи АМФ преобразуется в векторный (одноканальный) адаптивный режекторный фильтр (АРФ). В частности, для точечной по дальности пассивной помехи с дробно-рациональным спектром корреляционная функция является экспоненциальной, что соответствует односвязной марковской последовательности. Обратная корреляционная матрица в этом случае имеет ленточно-диагональную структуру, что позволяет осуществлять скользящее вычисление выходных отсчетов АМФ с помощью векторного фильтра.

Адаптивный режекторный фильтр используется и в случае произвольных корреляционных свойств помехи [6]. На выходе АРФ с комплексными весовыми коэффициентами имеем

$$\tilde{Y}_j = \sum_{k=0}^m \hat{g}_k e^{-ik\hat{\phi}_n} U_{j-k}, \tag{6}$$

где m – порядок АРФ; \hat{g}_k – весовые коэффициенты АРФ, определяемые по оценкам межпериодных коэффициентов корреляции помехи $\hat{\rho}_{ll}$ [6].

Алгоритм обработки с учетом сокращения накапливаемых отсчетов из-за переходного процесса в АРФ имеет вид

$$\tilde{v} = |\tilde{V}| = \left| \sum_{j=m+1}^N \tilde{Y}_{j-1}^* \tilde{Y}_j \right|.$$

Выходные отсчёты АРФ по алгоритму (6) сохраняют исходными доплеровские сдвиги фазы сигнала и остатков помехи, что приводит к определению оценки непосредственно доплеровского сдвига фазы сигнала

$$\hat{\phi}_c = \arg \left(\sum_{j=m+1}^N \tilde{Y}_{j-1}^* \tilde{Y}_j \right) = \arctg \left(\frac{\text{Im} \sum_{j=m+1}^N \tilde{Y}_{j-1}^* \tilde{Y}_j}{\text{Re} \sum_{j=m+1}^N \tilde{Y}_{j-1}^* \tilde{Y}_j} \right).$$

При выполнении АРФ с автокомпенсатором доплеровской фазы помехи φ_n [7] по его выходным отсчетам находится оценка $\hat{\theta} = \hat{\phi}_c - \hat{\phi}_n$.

Структурная схема соответствующей системы совместного обнаружения-измерения приведена на рисунке 2 и содержит: АРФ – адаптивный режекторный фильтр; ЗУ_T – запоминающее устройство для задержки выходных отсчетов АРФ на период повторения T ; * – блок комплексного сопряжения; $\dot{\times}$ – комплексный множитель; КН – когерентный межпериодный накопитель. Остальные блоки являются аналогичными рисунку 1. Ключ К открывается и пропускает оценку $\hat{\phi}_c$ или $\hat{\theta}$ на выход также только в случае обнаружения сигнала. Данный обнаружитель-измеритель, так же, как и предыдущий на основе АМФ, сочетает когерентность накопления с его одноканальностью, в связи с чем существенно проще традиционного [9] на основе многоканального когерентного накопителя.

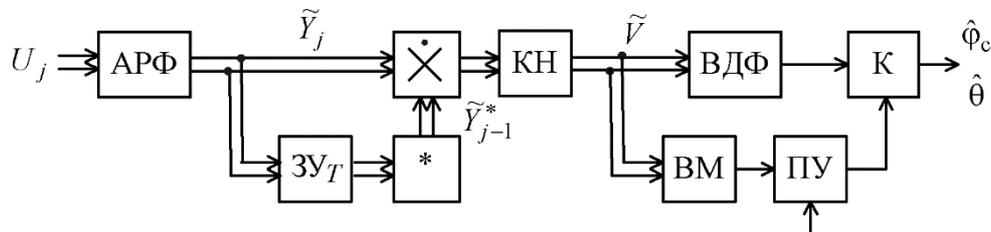


Рисунок 2 – Структурная схема одноканальной системы совместного обнаружения-измерения на основе АРФ

Figure 2 – Block diagram of single-channel ARF-based joint detection-measurement system

При некоррелированной помехе алгоритм (4) принимает вид

$$v = \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right|,$$

а алгоритм оценивания фазы сигнала

$$\hat{\phi}_c = \arg \left(\sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right),$$

что соответствует схеме на рисунке 2 без АРФ.

Системы с некогерентным накоплением

Другой упрощенный вариант ОП на основе статистики, соответствующей первому слагаемому выражения (1), определяется соотношением

$$\tilde{\Lambda} = K_0 \exp \left\{ \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N Y_j^* Y_j \right\},$$

которое не зависит от параметра θ , поэтому интегрирование не изменяет алгоритма обработки, а решающая статистика имеет вид

$$v = \sum_{j=1}^N |Y_j|^2 \quad (7)$$

и реализуется путем некогерентного накопления выходных отсчетов АМФ в соответствии со схемой на рисунке 3, где БО – блок объединения, вычисляющий сумму квадратов проекций.

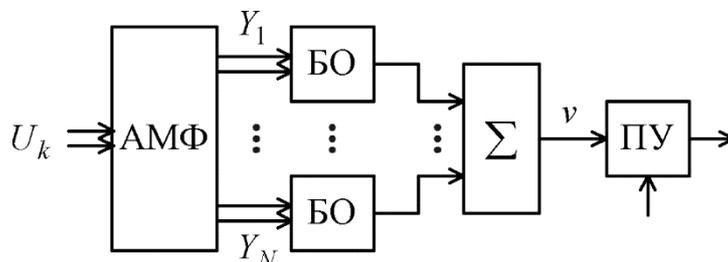


Рисунок 3 – Структурная схема системы обнаружения с некогерентным накоплением
Figure 3 – Block diagram of incoherent accumulation detection system

При переходе от матричной обработки к векторной алгоритм (7) принимает вид

$$\tilde{v} = \sum_{j=m+1}^N |\tilde{Y}_j|^2$$

и соответствует системе адаптивного когерентного режектирования с последующим некогерентным накоплением. Для некоррелированной помехи приходим к известному алгоритму суммирования квадратов огибающих

$$v = \sum_{j=1}^N |U_j|^2.$$

Анализ эффективности систем обработки

Результаты сравнения эффективности обнаружения, полученные методом имитационного статистического моделирования на ЭВМ, представлены на рисунке 4 в виде зависимостей порогового отношения сигнал/помеха q от величины θ при дружных флуктуациях сигнала, $N=20$, вероятности правильного обнаружения $D=0,7$ и вероятности ложной тревоги $F=10^{-2}$. Выбраны следующие параметры помехи: гауссовская функция корреляции $\rho_{jk} = \rho^{(j-k)^2}$, коэффициент межпериодной корреляции $\rho=0,99$ и отношение шум/помеха $\lambda=10^{-4}$. По сравнению с системой оптимальной обработки, соответствующей алгоритму (5) работы [8], (кривая 1) обусловленные одноканальностью накопления проигрыши системы по алгоритму (4) (кривая 2) в окрестности $\theta = \pi$ составляют 2 дБ. Высокая эффективность выделения сигнала в этом случае является следствием подавления остатков помехи более сильным сигналом в процессе накопления произведений выходных отсчетов АМФ. При $\theta \leq \pi/4$ проигрыши увеличиваются до 5 дБ и более, что обусловлено подавлением ослабленного в АМФ сигнала остатками помехи.

Система по алгоритму (7) (кривая 3 на рисунке 4) при $\theta \approx \pi$ проигрывает оптимальной до 4,5 дБ, а системе по алгоритму (4) – до 2,5 дБ. При малых θ эффективность систем по алгоритмам (4) и (7) практически совпадает.

Физическая природа существенной зависимости чувствительности алгоритмов от малых значений доплеровской фазы (рисунок 4) обусловлена наличием остатков помехи в этой области, что приводит к необходимости увеличения отношения сигнал/помеха для сохранения прежней вероятности правильного обнаружения.

Следует отметить, что суммирование алгоритмов (4) и (7) приводит к системе обработки, соответствующей интегрированию по θ ОП на основе всего выражения (1). Однако такая

система является неоправданно усложненной – ее выигрыш в пороговом отношении сигнал/помеха q по сравнению с системой по алгоритму (4) не превосходит долей децибела.

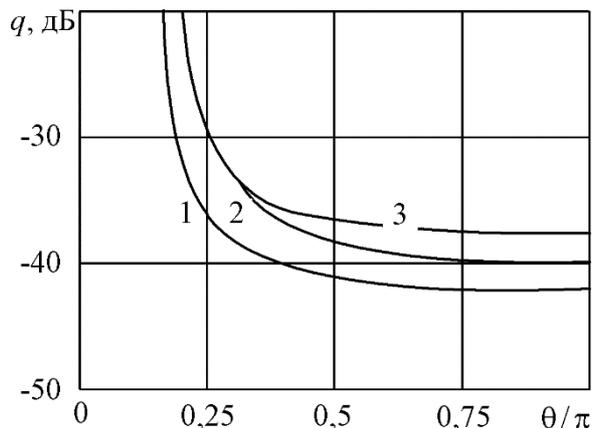


Рисунок 4 – Зависимости порогового отношения сигнал/помеха от доплеровской фазы
Figure 4 – Dependence of threshold signal-to-noise ratio on Doppler phase

Заключение

Синтезированные на основе упрощенных вариантов отношения правдоподобия системы осуществляют одноканальное когерентное накопление произведений отсчетов, полученных в результате адаптивной матричной обработки, или некогерентное накопление результатов аналогичной обработки и обладают инвариантными к доплеровскому сдвигу фазы сигнала структурами. В результате преобразования для марковской помехи адаптивного матричного фильтра в векторный (одноканальный) адаптивный режекторный фильтр получены аналогичные алгоритмы одноканального когерентного накопления произведений выходных отсчетов адаптивного режекторного фильтра или некогерентного накопления этих отсчетов.

Методом имитационного статистического моделирования на ЭВМ проведено сравнение эффективности обнаружения по величине порогового отношения сигнал/помеха. Установлено, что по сравнению с системой оптимальной обработки обусловленные одноканальностью накопления проигрыши соответствующей системы составляют приемлемую величину. Высокая эффективность выделения сигнала в этом случае является следствием подавления остатков помехи более сильным сигналом в процессе накопления произведений выходных отсчетов адаптивного матричного фильтра.

Библиографический список

1. **Melvin W. L., Scheer J. A.** Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2013. 846 p.
2. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. **М. И. Скольника**; пер. с англ. под ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
3. **Richards M.A.** Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition. New York: McGraw-Hill Education, 2014. 618 p.
4. **Репин В. Г., Тартаковский Г. П.** Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 432 с.
5. **Кузьмин С. З.** Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: КВиЦ, 2000. 428 с.
6. **Попов Д. И.** Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2009. № 4. С. 46-55.
7. **Попов Д. И.** Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30-33.
8. **Попов Д. И.** Адаптивное обнаружение сигналов на фоне пассивных помех // Вестник НТУУ «КПИ». Серия Радиотехника. Радиоаппаратостроение. 2017. № 70. С. 5-10.
9. **Ширман Я. Д., Манжос В. Н.** Теория и техника обработки радиолокационной информации. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

UDC 621.391:621.396.96

SINGLE-CHANNEL PROCESSING OF COHERENT PULSE SIGNALS IN THE PRESENCE OF PASSIVE INTERFERENCE

D. I. Popov, Dr. Sc. (Tech.), full professor, RSREU, Ryazan, Russia;
orcid.org/0000-0003-0342-8208, e-mail: adop@mail.ru

The processing of coherent-pulse radar signals in the presence of passive interference is considered on the basis of simplified versions of the likelihood ratio. The aim of the work is to synthesize and analyze algorithms and systems for processing coherent pulse signals that are invariant to the Doppler phase shift of the signal over the period of repetition of probing pulses. The integration of the first variant of the simplified truth-similarity relation leads to a system with a single-channel coherent accumulation of pairwise products of the results of adaptive matrix or vector processing. The second variant of the simplified likelihood ratio directly corresponds to the incoherent accumulation of the matrix or vector filter output samples. The structural diagrams of single-channel joint detection-measurement systems based on adaptive matrix and notch filters are presented. The systems were compared by the threshold signal-to-noise ratio using the computer simulation method. It is established that in comparison with the optimal processing system, the losses of the corresponding system due to the single-channel accumulation are an acceptable value.

Key words: adaptive matrix filter, processing algorithm, Doppler phase shift, coherent pulse signal, statistical modeling, likelihood ratio, passive interference, threshold signal-to-noise ratio.

DOI: 10.21667/1995-4565-2021-77-29-35

References

1. **Melvin W. L., Scheer J. A.** *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2013. 846 p.
2. *Radar Handbook* / Ed. by **M. I. Skolnik**. 3rd ed. McGraw-Hill, 2008. 1352 p.
3. **Richards M. A.** *Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition*. New York: McGraw-Hill Education, 2014. 618 p.
4. **Repin V. G., Tartakovskij G. P.** *Statisticheskij sintez pri apriornoj neopredelennosti i adaptacija informacionnyh sistem* (Statistical synthesis with a priori uncertainty and adaptation of information systems). Moscow: Sov. Radio. 1977, 432 p. (in Russian).
5. **Kuzmin S. Z.** *Cifrovaja radiolokacija. Vvedenie v teoriju* (Digital radar technology. Introduction to theory). Kiev: KViC Publisher. 2000, 428 p. (in Russian).
6. **Popov D. I.** Adaptacija nerekursivnyh rezhektornyh fil'trov. *Izvestija vuzov. Radioelektronika*. 2009, no. 4, pp. 46-55. (in Russian).
7. **Popov D. I.** Avtokompensacija doplerovskoj fazy passivnyh pomeh. *Cifrovaja obrabotka signalov*. 2009, no. 2, pp. 30-33. (in Russian).
8. **Popov D. I.** Adaptivnoe obnaruzhenie signalov na fone passivnyh pomeh. *Vestnik NTUU «KPI». Serija Radiotekhnika. Radioapparatostroenie*. 2017, no. 70, pp. 5-10 (in Russian).
9. **Shirman Ja. D., Manzhos V. N.** *Teorija i tehnika obrabotki radiolokacionnoj informacii* (Theory and technique of processing radar information). Moscow: Radio i svjaz', 1981, 416 p. (in Russian).