

СИНТЕЗ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ГРУППОВЫХ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru.

SYNTHESIS OF GROUP MULTI-FREQUENCY SIGNALS DETECTORS

Popov D.I.

The problem of synthesizing an adaptive detectors of group multi-frequency signals of moving targets against a background of clutter with an a priori uncertainty of the clutter parameters is considered. A statistical description of group multi-frequency signals and clutter is given. Based on the calculation of the likelihood ratio and the subsequent statistical averaging of the optimal processing algorithm, principles for constructing systems for the adaptive detection of group multi-frequency signals are proposed, and algorithms for group and sliding signal processing with clutter are presented. A block diagram of the system for adaptive detection of a group multifrequency signal against a background of clutter is proposed. In the system, the clutter rejection is performed separately for each group of coherent pulses with a known arrival time corresponding to the tuning of the carrier frequency of the transmitter. Carrier frequency tuning in combination with adaptive group processing of incoming samples allows to significantly increase the detection efficiency of group multifrequency signals at high detection probabilities.

Key words: adaptation, detection algorithms, group processing, multifrequency signal, clutter, rejection filter.

Ключевые слова: адаптация, алгоритмы обнаружения, групповая обработка, многочастотный сигнал, пассивная помеха, режекторный фильтр.

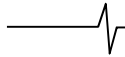
Введение

Обнаружение сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех, создаваемых мешающими отражениями от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, представляет собой одну из важнейших радиолокационных задач [1-4]. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора существенно затрудняют реализацию эффективного решения данной задачи. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе [6] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [7]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [8]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых

Рассмотрена задача синтеза адаптивных обнаружителей групповых многочастотных сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех при априорной неопределенности параметров помех. Приведено статистическое описание групповых многочастотных сигналов и пассивных помех. На основе вычисления отношения правдоподобия и последующего статистического усреднения оптимального алгоритма обработки предложены принципы построения систем адаптивного обнаружения групповых многочастотных сигналов и приведены алгоритмы групповой и скользящей обработки сигналов на фоне пассивных помех. Предложена структурная схема системы адаптивного обнаружения группового многочастотного сигнала на фоне пассивных помех. В системе режектирование помехи осуществляется отдельно по каждой группе когерентных импульсов с известным временем поступления, соответствующим перестройке несущей частоты передатчика. Перестройка несущей частоты в сочетании с адаптивной групповой обработкой поступающих отсчетов позволяет существенно повысить эффективность обнаружения групповых многочастотных сигналов при больших вероятностях обнаружения.

коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и сравнительно малой в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи величине ее доплеровской скорости [9]. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [10].

Кроме того, эффективная селекция сигналов движущихся целей невозможна при так называемых слепых скоростях цели, когда спектральные линии сигнала и помехи совпадают. Одним из способов устранения слепых скоростей, а также повышения разрешающей способности по дальности, увеличения дальности действия радио-



локатора и т. п. является использование многочастотных сигналов [11, 12]. Многочастотные сигналы нашли широкое применение в радиолокации, радиосвязи, физике и т. д. [11-17]. В данном обзоре новейших работ не рассмотрены перспективные методы и алгоритмы обработки многочастотных радиолокационных сигналов. Представляют интерес не освещенные в известной литературе, как это следует из приведенного обзора, новые аспекты использования многочастотных сигналов для повышения помехозащищенности радиолокационных систем.

Реальные радиолокационные цели представляют собой отражающие объекты сложной конфигурации, состоящие из совокупности элементарных отражателей [3, 4]. При движении цели изменяется положение отражателей относительно радиолокационной системы, что приводит к возникновению флюктуаций отраженного сигнала. От характера флюктуаций существенно зависит эффективность обнаружения радиолокационных сигналов [3]. При наиболее типичных, особенно для воздушных целей, медленных (совместных) флюктуациях при больших вероятностях обнаружения имеет место значительный проигрыш в величине порогового сигнала по сравнению с быстрыми (независимыми) флюктуациями [4, 18]. Перестройка от импульса к импульсу несущей частоты передатчика позволяет получить практически независимые флюктуации сигнала, повысив тем самым эффективность обнаружения сигналов на фоне собственного шума и затруднив селекцию сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех.

Получить независимые флюктуации при решении задач селекции сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех можно при использовании так называемых групповых многочастотных сигналов, в которых когерентность сохраняется в пределах группы импульсов, что достигается групповой перестройкой несущей частоты. Обнаружение групповых сигналов в условиях априорной неопределенности предполагает адаптивную обработку групп когерентных импульсов с последующим накоплением результатов обработки каждой из групп. При групповой перестройке несущей частоты устраняется корреляция остатков адаптивной обработки, и обеспечиваются быстрые флюктуации полезного сигнала, однако число накапливаемых отсчетов сокращается по сравнению с традиционной обработкой скользящего типа без перестройки частоты. Представляет интерес статистический синтез обнаружителей групповых многочастотных сигналов на фоне пассивных помех и принципы построения и структурные схемы соответствующих обнаружителей, реализующих групповую обработку.

Статистическое описание сигналов и помех

Рассмотрим обнаружение N радиоимпульсов с групповой перестройкой несущей частоты. Полагаем, что на вход системы обнаружения поступает L групп отсчетов, каждая из которых состоит из последовательности M цифровых отсчетов $U_{jl} = x_{jl} + iy_{jl}$ комплексной огибающей аддитивной смеси сигнала, пассивной помехи и собственного шума, следующих через период повторения T и образующих в одном элементе разрешения по дальности совокупность вектор-столбцов $U_l = \{U_{jl}\}^T, j = \overline{1, M},$

$l = \overline{1, L},$ причем $LM = N,$ («т» – символ транспонирования). Сигнал и помеха являются узкополосными случайными процессами гауссового типа, статистически независимыми в группах отраженных импульсов, что достигается разносом групповых несущих частот, выбираемым из условия малости длины волны, соответствующей разному частот, по сравнению с радиальными размерами цели. Статистические свойства совокупности $\{U_l\} = \{U_1, \dots, U_L\}$ описываются с точностью до параметров корреляционных матриц R_l векторов U_l совместной плотностью вероятности

$$P(\{U_l\}) = \prod_{l=1}^L P(U_l) = (2\pi)^{-LM} \left(\prod_{l=1}^L \det W_l \right) \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{l=1}^L U_l^{*T} W_l U_l \right), \tag{1}$$

где W_l – матрица, обратная корреляционной матрице $R_l = \overline{U_l U_l^{*T}} / 2\sigma_n^2$ (где σ_n^2 – дисперсия пассивной помехи) размерности $M \times M,$ которая для аддитивной смеси сигнала, пассивной помехи и собственного шума $R_l^{cn} = R_l^c + R_l^n.$

Элементы матриц R_l^c и R_l^n при симметричных спектрах сигнала и помехи имеют вид

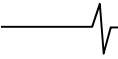
$$R_{jk}^{c(l)} = q \rho_{jk}^{c(l)} e^{i(j-k)\varphi_c^{(l)}} \text{ и } R_{jk}^{n(l)} = \rho_{jk}^{n(l)} e^{i(j-k)\varphi_n^{(l)}} + \lambda \delta_{jk},$$

где $q = \sigma_c^2 / \sigma_n^2$ – отношение сигнал/помеха; $\rho_{jk}^{c(l)}$ и $\rho_{jk}^{n(l)}$ – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала и помехи; $\varphi_c^{(l)} = 2\pi f_{dc}^{(l)} T$ и $\varphi_n^{(l)} = 2\pi f_{дп}^{(l)} T$ – доплеровские сдвиги фазы сигнала и помехи l -й группы импульсов за период повторения $T,$ причем $\varphi^{(l)} = a_l \varphi^{(1)},$ $a_l = f_l / f_1 < 1$ – отношение несущих частот l -й и 1-й групп импульсов; $f_{dc}^{(l)} = 2v_r^c f_l / c$ и $f_{дп}^{(l)} = 2v_r^n f_l / c$ – доплеровские частоты сигнала и помехи l -й группы импульсов с несущей частотой $f_l;$ v_r^c и v_r^n – радиальная скорость цели и источника помехи; c – скорость распространения радиоволн; $\lambda = \sigma_w^2 / \sigma_n^2$ – отношение шум/помеха; δ_{jk} – символ Кронекера.

Синтез алгоритмов обнаружения

Синтез алгоритмов обнаружения групповых многочастотных сигналов проведем на основе теории обнаружения гауссовых сигналов на фоне гауссовых помех. Алгоритм оптимального обнаружения сигнала от цели по L группам отсчетов определяется в результате вычисления отношения правдоподобия $\Lambda(\{U_l\}) = P_{cn}(\{U_l\}) \div \div P_n(\{U_l\}),$ которое при использовании плотностей вероятности сигнала и помехи $P_{cn}(\cdot)$ и одной помехи $P_n(\cdot),$ соответствующих (1) при корреляционных матрицах $R_l^{cn} = R_l^c + R_l^n$ и $R_l^n,$ имеет вид

$$\Lambda(\{U_l\}) = \left(\prod_{l=1}^L C_l \right) \exp \left(\frac{1}{2} \sum_{l=1}^L U_l^{*T} Q_l U_l \right), \tag{2}$$



где $C_l = \det \mathbf{W}_l^{\text{cn}} / \det \mathbf{W}_l^n$; $\mathbf{Q}_l = \mathbf{W}_l^n - \mathbf{W}_l^{\text{cn}}$ – матрица обработки l -й группы отсчетов, удовлетворяющая уравнению $\mathbf{Q}_l(\mathbf{R}_l^c + \mathbf{R}_l^n) = \mathbf{W}_l^n \mathbf{R}_l^c$, решение которого определяет конкретный вид алгоритма обработки.

Отношение правдоподобия (2) является монотонной функцией минимальной достаточной статистики

$$V = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^{*T} \mathbf{Q}_l \mathbf{U}_l. \quad (3)$$

Вычисляя в алгоритме (3) матрицу \mathbf{Q}_l при совместных флюктуациях сигнала ($\rho_{jk}^{(l)} = 1$), с точностью до постоянного множителя получаем

$$V(\varphi_c^{(1)}, \varphi_c^{(2)}, \dots, \varphi_c^{(L)}) = \sum_{l=1}^L V(\varphi_c^{(l)}) = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{k=1}^M e^{-ik\varphi_c^{(l)}} \sum_{j=1}^M W_{jk}^{*(l)} U_{jl} \right|^2, \quad (4)$$

где $W_{jk}^{(l)} = W_{jk}^{n(l)} = w_{jk}^{n(l)} e^{i(j-k)\varphi_n^{(l)}}$ – элементы обратной корреляционной матрицы помехи.

Алгоритм (4) описывает обработку группового многочастотного сигнала. Внутренняя сумма алгоритма (4) соответствует матричной фильтрации групп из M отсчетов. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на адаптивном байесовском подходе, в соответствии с которым неизвестные величины $W_{jk}^{(l)}$ или $w_{jk}^{n(l)}$ и $\varphi_n^{(l)}$ заменяются их состоятельными оценками $\hat{W}_{jk}^{(l)}$ или $\hat{w}_{jk}^{n(l)}$ и $\hat{\varphi}_n^{(l)}$. Неопределенность величин $\varphi_c^{(l)}$ в доплеровском интервале $[-\pi, \pi]$ первоначально предполагает, как это следует из алгоритма (4), многоканальное когерентное накопление результатов матричной фильтрации. При этом сигнал от движущейся цели из-за различия доплеровских сдвигов фазы в обрабатываемых группах будет попадать в различные доплеровские каналы каждого из когерентных накопителей, что исключает объединение выходных величин последних в соответствии с алгоритмом (4) и, следовательно, решение поставленной задачи. Другим вариантом преодоления априорной неопределенности доплеровских сдвигов фазы сигнала является усреднение алгоритма (4) по данным параметрам. Полагая величины $\varphi_c^{(l)}$ равномерно распределенными в интервале $[-\pi, \pi]$, в результате усреднения (4), исключая неопределенность этих величин в пределах указанного интервала, находим

$$v = (2\pi)^{-L} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} V(\varphi_c^{(1)}, \varphi_c^{(2)}, \dots, \varphi_c^{(L)}) d\varphi_c^{(1)} d\varphi_c^{(2)} \dots d\varphi_c^{(L)} = \sum_{l=1}^L (2\pi)^{-1} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k,p=1}^M e^{-i(k-p)\varphi_c^{(l)}} \sum_{j,r=1}^M \hat{W}_{jk}^{*(l)} U_{jl} \hat{W}_{rp}^{(l)} U_{rl}^* d\varphi_c^{(l)}.$$

Изменяя порядок интегрирования и суммирования, а также учитывая, что

$$(2\pi)^{-1} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-i(k-p)\varphi_c^{(l)}} d\varphi_c^{(l)} = \text{sinc}[(k-p)\pi] = \begin{cases} 1, & k = p, \\ 0, & k \neq p, \end{cases}$$

получаем

$$v = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^M \left| \sum_{j=1}^M \hat{W}_{jk}^{*(l)} U_{jl} \right|^2.$$

Данный алгоритм определяет структуру системы обнаружения, инвариантной к доплеровским сдвигам фазы групп отраженного многочастотного сигнала. При этом межпериодная обработка каждой группы отсчетов является комбинированной, т.е. распадается на адаптивную когерентную матричную фильтрацию группы отсчетов и последующее некогерентное суммирование M результатов матричной фильтрации. Завершается обработка суммированием L результатов отдельной обработки групп отсчетов.

Весовыми коэффициентами адаптивного матричного фильтра являются оценки элементов обратной корреляционной матрицы помехи, вычисление которых в условиях априорной неопределенности в общем случае представляет собой трудоемкую процедуру, усложняющую реализацию алгоритма обработки. При марковских аппроксимациях гауссовой помехи матричный фильтр преобразуется в векторный (одноканальный) адаптивный режекторный фильтр.

Адаптивный режекторный фильтр (АРФ) используется и в случае произвольных корреляционных свойств помехи [5]. При этом оптимальные весовые коэффициенты АРФ имеют вид $\hat{G}_{rl} = \hat{g}_{rl} e^{ir\hat{\varphi}_l}$, $r = \overline{0, m}$, где \hat{g}_{rl} – коэффициенты импульсной характеристики АРФ, а при канонической форме реализации АРФ – его весовые коэффициенты, определяемые для каждой группы отсчетов в соответствии с конкретными в зависимости от порядка АРФ $m = M - 1$ адаптивными алгоритмами по оценкам коэффициентов межпериодной корреляции помехи $\hat{\rho}_{lk}^{n(l)} = \hat{\rho}_{lk}^{(l)}$, $k = \overline{2, m}$ [5], что при $m \geq 2$ соответствует числу оцениваемых коэффициентов корреляции, равному $m - 1$; $\hat{\varphi}_l = \hat{\varphi}_n^{(l)}$ – оценка доплеровского сдвига фазы помехи.

Адаптация весовых коэффициентов оптимизирует характеристики АРФ относительно корреляционных свойств помехи [5]. В частности, при $m = 1$ коэффициенты $g_{0l} = g_0 = -g_{1l} = -g_1 = 1$; при $m = 2$ – $\hat{g}_{0l} = g_0 = \hat{g}_{2l} = g_2 = 1$, $\hat{g}_{1l} = -2\hat{\rho}_{12}^{(l)} = -2\hat{\rho}_l$; при $m = 3$ – $\hat{g}_{0l} = g_0 = -\hat{g}_{3l} = -g_3 = 1$, $\hat{g}_{1l} = -\hat{g}_{2l} = -(\hat{\rho}_{12}^{(l)} - \hat{\rho}_{13}^{(l)}) / (1 - \hat{\rho}_{12}^{(l)})$.

Использование априорной информации о форме огибающей корреляционной функции помехи позволяет упростить алгоритмы. Для гауссовой функции [$\hat{\rho}_{lk}^{(l)} = \hat{\rho}_l^{(k-1)^2}$] при $m = 3$ получим $\hat{g}_{1l} = -\hat{g}_{2l} = -(\hat{\rho}_l + \hat{\rho}_l^2 + \hat{\rho}_l^3)$.

Оценки $\hat{\rho}_l$ и $e^{i\hat{\varphi}_l}$ находятся в соответствии с максимально правдоподобными алгоритмами оценивания отдельно для каждой группы отсчетов [19, 20]. Данные алгоритмы учитывают протяженный характер пассивной помехи и совместно оценивают коэффициент корреляции и доплеровский сдвиг фазы помехи.

Алгоритм групповой обработки на основе АРФ при $m = M - 1$ имеет вид

$$v_r = \sum_{l=1}^L |Z_l|^2 = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{r=0}^m \hat{g}_{rl} e^{ir\hat{\phi}_l} U_{lM-r} \right|^2. \quad (5)$$

Аналогичный алгоритм скользящей обработки с учетом исключения m отсчетов переходного процесса АРФ:

$$v_c = \sum_{l=m+1}^N |Z_l|^2 = \sum_{l=m+1}^N \left| \sum_{r=0}^m \hat{g}_{rl} e^{ir\hat{\phi}_l} U_{l-r} \right|^2. \quad (6)$$

Структурная схема системы обнаружения

Структурная схема системы обнаружения группового многочастотного сигнала на фоне пассивных помех, включающая АРФ групповой обработки [21], изображена на рисунке. Режектирование помехи при этом осуществляется отдельно по каждой группе M когерентных импульсов с известным временем поступления, соответствующим перестройке несущей частоты передатчика. В отличие от скользящей обработки, соответствующей алгоритму (6) и предполагающей использование $m - 1$ весовых блоков, групповая обработка осуществляется с помощью одного весового блока (\times), к входу которого по командам блока управления БУ блок переключения БП поочередно коммутирует весовые коэффициенты \hat{g}_{rl} . Последние для заданного порядка АРФ m определяются на основе приведенных выше адаптивных алгоритмов по оценке $\hat{\rho}_l$, вычисляемой совместно с оценкой $e^{i\hat{\phi}_l}$ по текущим и задержанным в запоминающем устройстве ЗУ1 на период повторения T исходным отсчетам в соответствии с алгоритмами описания патента [21]. Из-за усреднения по дальности и задержек при вычислениях оценки $\hat{\rho}_l$ и $e^{i\hat{\phi}_l}$ по отношению к среднему элементу обучающей выборки определяются с задержкой τ [21, 22]. Для временного согласования обработки с поступающими оценками исходные отсчеты в запоминающем устройстве ЗУ2 задерживаются на интервал τ , что обеспечивает соответствие по времени обработки в АРФ отсчетов U_{jl} среднему элементу обучающей выборки. С помощью комплексного перемножения (\times) с оценкой $e^{i\hat{\phi}_l}$ задержанных в цепи обратной связи (ОС) отсчетов достигается синфазность при суммировании (Σ). После завершения обработки данных $M = m + 1$ периодов, очередной перестройки несущей частоты и поступления данных первого периода следующей группы по команде БУ первый коммутатор Км1 переключает ЗУ3 к выходу фильтра, и в течение периода повторения T происходит считывание результатов режектирования Z_l .

После вычисления в блоке объединения БО величин $|Z_l|^2$ происходит их накопление. Обработка в АРФ групп из $M = m + 1$ отсчетов каждая при общем числе отсчетов N , кратном M , приводит к некогерентному накоплению $L = N / M$ отсчетов, следующих с интервалом MT . (При скользящей обработке по алгоритму (6) накапливается $N - m$ отсчетов.) Соответствующая задержка накапливаемых отсчетов реализуется путем синхронного с поступлением данных от АРФ заполнением отсчетами запоминающего устройства ЗУ4 в течение интервала T . При дискретном сканировании антенного луча накопление осуществляется с помощью одного ЗУ4 в коммутируемой цепи ОС. После перемещения антенного луча в новое угловое положение результаты накопления через второй коммутатор Км2 поступают на вход порогового устройства ПУ, в котором сравниваются с пороговым уровнем обнаружения v_0 . В реальных условиях при неизвестной интенсивности остатков режектирования следует использовать адаптивное пороговое устройство. При непрерывном сканировании антенного луча осуществляется скользящее суммирование выходных величин блока объединения БО.

В результате групповой перестройки несущей частоты происходит декорреляция выходных отсчетов режекторного фильтра. Последующее некогерентное их накопление в сочетании с адаптивной групповой обработкой входных отсчетов позволяет повысить эффективность обработки при больших вероятностях обнаружения.

Заключение

Синтезированные алгоритмы обнаружения осуществляют адаптивное групповое режектирование пассивной помехи с последующим некогерентным накоплением остатков режектирования.

Предложенная структурная схема обнаружителя реализует групповое режектирование с помощью одного весового блока и синфазного суммирования взвешенных отсчетов с использованием задержанной обратной связи и может быть реализована аппаратно-программными средствами цифровой вычислительной техники.

Перестройка несущей частоты в сочетании с адаптивной групповой обработкой поступающих отсчетов позволяет за счет декорреляции накапливаемых остатков режектирования повысить эффективность обработки при больших вероятностях обнаружения.

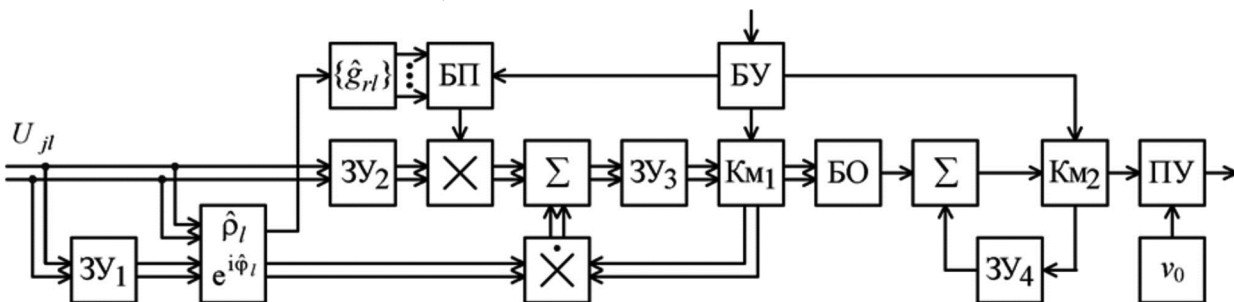


Рис. 1. Структурная схема системы обнаружения



Литература

1. Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. – 862 p.
2. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. – 924 p.
3. Melvin W.L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. – 846 p.
4. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
5. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2015. – № 2 (14). – С. 21-26.
6. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 2. – С. 30–33.
7. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 32-37.
8. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа // Цифровая обработка сигналов. – 2016. – № 2. – С. 53-56.
9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – № 1. – С. 22-26.
10. Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией // Цифровая обработка сигналов. – 2018. – № 1. – С. 28-32.
11. Гульшин В.А. Многочастотные сигналы и методы их формирования и обработки // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2013. – № 1 (9). – С. 34-40.
12. Попов Д.И. Обнаружение многочастотных радиолокационных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – № 6. – С. 61-66.
13. Avagyan H., Nakhoumian A., Tovmasyan K. QAM Mapped OFDM Signal Processing on Radar Application // Telecommunications and Radio Engineering. – 2014, vol. 73, no 6, pp. 529-535.
14. Zavjalov S.V., Makarov S.B., Volvenko S.V. and Balashova A.A. Efficiency of coherent detection algorithms nonorthogonal multifrequency signals based on modified decision diagram // Lecture Notes in Computer Science. – 2015, vol. 9247, pp. 599–604.
15. Vertogradov G.G., Vertogradov V.G., Vertogradova E.G., Kubatko S.V. and Uryadov V.P. Drift velocity of small-scale artificial ionospheric irregularities according to a multifrequency HF doppler radar. II. Observation and modeling results // Radiophysics and Quantum Electronics. – 2015, vol. 58, no. 6, pp. 381–389.
16. Angelliaume S., Martineau P., Minchew B., Chataing S., Miegibelle V. Multifrequency Radar Imagery and Characterization of Hazardous and NOXIOUS Substances at Sea // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2017, vol. 55, no. 5, pp. 3051-3066.
17. Bi D., Xie Y., Ma L., Li X., Yang X., Zheng Y. R. Multifrequency Compressed Sensing for 2-D Near-field Synthetic Aperture Radar Image Reconstruction // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2017, vol. 66, no 4, pp. 777-791.
18. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
19. Popov D.I. Measurements of Characteristics of Clutter // Measurement Techniques. May 2017. Vol. 60. No 2. – P. 190-195.
20. Dmitrii I. Popov and Sergey M. Smolskiy, «Estimation of the Clutter Correlation Coefficient in Radar Systems», Infocommunications Journal, Vol. VIII, No 3, September 2016, pp. 8-12.
21. Патент 2660803 РФ, МПК G01S 7/36. Фильтр режекции помех / Д.И. Попов, опублик. 10.07.2018, Бюл. № 19. – 12 с.
22. Dmitrii I. Popov and Sergey M. Smolskiy, «Optimization of the digital rejection filter», Infocommunications Journal, Vol. IX, No 2, June 2017, pp. 1-5.

Уважаемые авторы!

Редакция научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

- Текст – текстовый редактор Microsoft Word.
- Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.
- Объем статьи до 12 стр. (шрифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.
- Название статьи на русском и английском языках.
- Рукопись статьи сопровождается: краткой аннотацией на русском и английском языках; номером УДК; сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, должность, ученая степень, телефоны, электронная почта); ключевыми словами на русском и английском языках; актом экспертизы (при наличии в вашей организации экспертной комиссии).

2) Требования к иллюстрациям:

- Векторные (схемы, графики) – желательно использование графических редакторов Adobe Illustrator или Corel DRAW.
- Растровые (фотографии, рисунки) – М 1:1, разрешение не менее 300 dpi, формат tiff.