

УДК 621.396.967

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПЕНСАЦИИ ОПОРНОГО СИГНАЛА В ЦЕЛЕВОМ КАНАЛЕ ПОЛУАКТИВНОГО КОГЕРЕНТНОГО БИСТАТИЧЕСКОГО DVB-T2 РАДАРА

П.И. КАРПОВИЧ¹, С.А. КОРЕНЕВСКИЙ², В.В. МУРАВЬЕВ²

¹ООО «СКБ «Радиотехпроект», Республика Беларусь

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 21 декабря 2018

Аннотация. В статье проанализированы различные методы электронной компенсации опорного сигнала в целевом канале. Предложен алгоритм электронной компенсации прямого сигнала DVB-T2 в полуактивном когерентном радаре. Разработан фильтр, обеспечивающий подавление прямого сигнала не менее 50 дБ. Представлены результаты экспериментальных исследований по обнаружению низкоскоростной цели с малой эффективной поверхностью рассеяния при наличии мощного опорного сигнала.

Ключевые слова: полуактивная радиолокация, пассивная когерентная радиолокационная станция, адаптивный фильтр.

Abstract. This paper provides an overview of different electronic compensation methods of a reference signal. An algorithm for electronic compensation of the DVB-T2 direct signal in a semi-active coherent radar has been proposed. A filter that provides direct signal suppression of at least 50 dB has been developed. The results of experimental studies on the detection of low-speed target with low effective scattering surface in the presence of a powerful reference signal have been presented.

Keywords: semi-active radiolocation, passive coherent radar, adaptive filter.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 52-59

**Research of electronic compensation methods of reserence signal
in the surveillance channel of semi-active coherent bistatic DVB-T2 radar**

P.I. Karpovich, S.A. Korenevsky, V.V. Muraviov

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-52-59>

Введение

Сигналы вещательных цифровых телестанций (DVB-T2) являются достаточно привлекательными с точки зрения радиолокации [1]. Радары, использующие в качестве подсвета сигналы сторонних передатчиков, называют полуактивными. Главными достоинствами таких радаров являются: низкая стоимость производства и эксплуатации; возможность формирования произвольной зоны покрытия за счет широкой (как правило) вещательной сети достаточно мощных передатчиков подсвета; отсутствие вредного воздействия на человека и окружающую среду со стороны полуактивной радиолокационной станции (РЛС) (это позволяет использовать полуактивные DVB-T2 радары в населенных пунктах). С другой стороны, к недостаткам полуактивной РЛС можно отнести отсутствие контроля за передатчиком, режимом его работы и местом расположения.

Различают когерентные и некогерентные полуактивные РЛС. Некогерентным полуактивным РЛС необходимо наличие нескольких приемных пунктов для определения

координат цели. Количество приемных пунктов зависит от способа определения координат цели.

Отличительной особенностью когерентной полуактивной РЛС является наличие в ее составе двух каналов приема: опорного и целевого. Опорный канал принимает сигналы вещательных станций, эти сигналы в дальнейшем используются для обнаружения доплеровских целей. Однако вместе с сигналом от цели в целевой канала проникает и мощный опорный сигнал.

Причины проникновения могут быть различными: отсутствие нуля диаграммы направленности в целевой антенне в направлении на передатчик подсвета; многолучевое распространение радиоволн. Проникновение опорного сигнала не позволяет выделить цели с малой эффективной площадью рассеяния. В работах [2, 3] даны рекомендации по подавлению опорного сигнала в целевом канале. В данной работе электронная компенсация предполагает использование адаптивного фильтра как устройства подавления нежелательного сигнала.

Общая структура адаптивной системы показана на рис. 1 [4, 5].

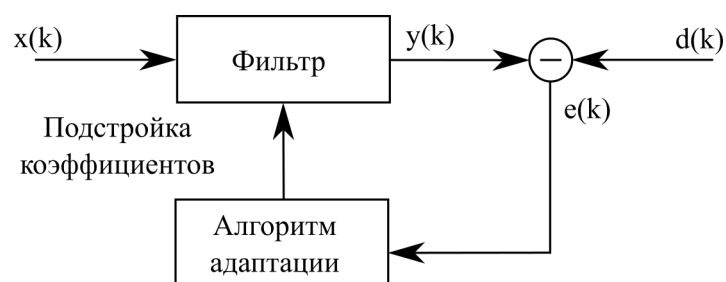


Рис. 1. Общая структура адаптивного фильтра: $x(k)$ – входной сигнал (целевой канал); $y(k)$ – выходной сигнал адаптивного фильтра; $d(k)$ – желаемый сигнал (сигнал опорного канала); $e(k)$ – сигнал ошибки (результатирующий сигнал электронной компенсации)

Методы электронной компенсации

Проанализируем работу, достоинства и недостатки использования следующих адаптивных фильтров: метод наименьших квадратов (LMS – least mean square), нормализованный метод наименьших квадратов (NLMS – normilized least mean square), рекурсивный метод наименьших квадратов (Recursive Least Square – RLS), разработанный авторами [6] алгоритм подавления мощных отражений (Extensive Cancellation Algorithm – ECA).

В процессе адаптации коэффициенты фильтра подстраиваются, минимизируя сигнал ошибки. Поскольку сигнал ошибки является случайным процессом, в качестве меры ее (ошибки) величины принимают средний квадрат $J(w_n) = \overline{e^2(k)}$ [7]. Задача оптимальной в статистическом смысле фильтрации заключается в минимизации этой величины. В работах [5, 7] показано, что оптимальное в статическом смысле решение может быть получено из уравнения

$$w = R^{-1} p, \quad (1)$$

где R^{-1} – обратная корреляционная матрица; p – вектор-столбец взаимных корреляций между k -м отсчетом образцового сигнала и входным сигналом $x(k)$.

Фильтр с коэффициентами (1) называется фильтром Винера. Он имеет минимальную дисперсию сигнала ошибки, равную

$$\overline{e^2(k)} = \overline{d^2(k)} - p^T R^{-1} p. \quad (2)$$

Итак, задачей оптимального в статистическом смысле фильтра (в том числе адаптивного) является обеспечение минимума дисперсии сигнала ошибки путем поиска решения уравнения (1). Нахождение коэффициентов фильтра Винера – математически сложная задача, кроме того, она требует знания статистических характеристик, которые в большинстве практически неизвестны.

В адаптивных фильтрах операцию обращения матрицы из (1) заменяют на более простые операции, например, оценка статистических характеристик производится непрерывно

в процессе работы фильтра. Таким образом, коэффициенты адаптивного фильтра постоянно обновляются на каждом шаге работы.

В методе наименьших квадратов (LMS) вместо значений корреляционной матрицы входного сигнала R и вектора p взаимных корреляций образцового и входного сигналов используются их мгновенные значения (без усреднения):

$$R(k) = x(k) x^T(k), p(k) = d(k) x(k). \quad (3)$$

При этом вектор коэффициентов фильтра меняется на каждом шаге по методу наискорейшего спуска, смещаясь на величину, пропорциональную ∇J (градиенту целевой функции):

$$w(k+1) = w(k) + \mu x(k) e(k), \quad (4)$$

где μ – положительный коэффициент (размер шага).

Алгоритм LMS сходится в среднем: математические ожидания коэффициентов фильтра при $k \rightarrow \infty$ стремятся к оптимальному решению (1) – значениям коэффициентов фильтра Винера, если размер шага удовлетворяет условию

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}, \quad (5)$$

где λ_{\max} – максимальное собственное число корреляционной матрицы входного сигнала.

Нормированный метод наименьших квадратов (NLMS) отличает то, что коэффициент μ рассчитывается на каждом шаге исходя из энергии сигнала, содержащегося в линии задержки [6]:

$$\mu(k) = \frac{\mu_0}{x^T x + E}, \quad (6)$$

где μ_0 – число в диапазоне от 0 до 2 (нормируемое значение размера шага); E – положительное число для ограничения максимального значения μ , которое может быть равно μ_0/E .

Алгоритм NLMS, в отличие от LMS, сходится в среднем квадрате, что означает, что средние квадраты коэффициентов стремятся к фиксированным значениям (если этого не происходит, дисперсии коэффициентов фильтра не стремятся к нулю при $k \rightarrow \infty$, коэффициенты флуктуируют вокруг оптимальных значений, приводя к наличию дополнительной (избыточной) ошибки в установившемся режиме: ошибка фильтрации оказывается больше ошибки оптимального фильтра Винера).

При детерминированном подходе к задаче поиска оптимального фильтра добиваются минимизации не дисперсии ошибки (статистического среднего квадрата сигнала ошибки), а суммарной квадратичной ошибки [7]. Для решения задачи минимизации ошибки используют матричную запись:

$$y = x^T w, e = d - x^T w, \quad (7)$$

где y , e и d – векторы-столбцы отсчетов соответственно входного сигнала, сигнала ошибки и образцового сигнала; X – матрица, столбцы которой – содержимое линии задержки фильтра на разных тактах.

Минимум ошибки достигается при w , которое является решением уравнения

$$\nabla J(w) = -2Xd + xx^T w = 0. \quad (8)$$

Решение (вектор-столбец коэффициентов фильтра):

$$w = (xx^T)^{-1} xd. \quad (9)$$

В рекурсивном методе наименьших квадратов (RLS) учитывается, что на каждом k -м шаге к матрице X добавляется лишь один столбец, к вектору d – один новый отсчет. Записав выражение для вектора-столбца коэффициентов фильтра в зависимости от номера шага и делая преобразования, находят, что формула для коэффициентов фильтра

$$w(k+1) = w(k) + K(k+1)e(k+1), \quad (10)$$

где $K(k+1)$ – вектор коэффициентов усиления:

$$K(k+1) = \frac{P(k)x(k+1)}{1 + x^T(k+1)P(k)x(k+1)}, \quad (11)$$

где $P(k)$ – обратная корреляционная матрица.

$$P(k+1) = P(k) - K(k+1)x^T(k+1)P(k). \quad (12)$$

Алгоритм RLS, в отличие от LMS и NLMS, не является алгоритмом последовательного приближения. На каждом шаге он дает оптимальные значения коэффициентов фильтра, за исключением переходного процесса в начале работы, когда фильтр заполняется отсчетами входного сигнала.

Алгоритм ECA так же, как и RLS, основан на детерминированном подходе к решению задачи поиска оптимального фильтра. В отличие от описанных выше алгоритмов, в нем используется более сложная, чем линия задержки с отводами, структура. В данном методе из целевого канала вычитаются комплексные взвешенные отсчеты опорного канала, веса w выбраны таким образом, чтобы минимизировать норму

$$\min s_{sur} - X\alpha^2, \quad (13)$$

где X состоит из K копий опорного канала, сдвинутых на dk . Сдвиг dk определяет задержки, на которых мы хотим удалить опорный сигнал. В данной статье ограничимся рассмотрением удаления опорного сигнала из ячеек дальности, соответствующих нулевому значению доплеровской частоты. В [5] показана модификация данного метода, в которой опорный сигнал может быть удален из ячеек с ненулевыми значениями доплеровской частоты.

Итак, пусть требуется удалить опорный сигнал из первых трех ячеек дальности, $d = (0, 1, 2)$, тогда

$$X = \begin{bmatrix} s_{ref}[1] & 0 & 0 \\ s_{ref}[2] & s_{ref}[1] & 0 \\ s_{ref}[3] & s_{ref}[2] & s_{ref}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{ref}[T] & s_{ref}[T-1] & s_{ref}[T-2] \end{bmatrix} \quad (14)$$

Норма (13) может записана как

$$\min \left[\frac{1}{2} (s_{sur} - X\alpha)^H (s_{sur} - X\alpha) \right]. \quad (15)$$

Найдем минимум нормы, дифференцируя ее по α и приравнивая частную производную к нулю:

$$\delta [s_{sur} - X\alpha^2] = 0. \quad (16)$$

Выражение для α :

$$\alpha = (X^H X)^{-1} X^H s_{sur}. \quad (17)$$

Сигнал после подавления:

$$s_{DSC} = \left[I_T - X(X^H X)^{-1} X^H \right] s_{sur}, \quad (18)$$

где K – длина α , I_T – единичная матрица, размером $T \times T$.

Сравнительный анализ и результаты экспериментальных исследований

Использование в полуактивной РЛС сигнала DVB-T2 требует проведения исследований возможности его эффективного подавления в адаптивном фильтре целевого канала. Эффективность работы электронной компенсации сильно зависит от типа используемого фильтра, его параметров адаптации и типа сигнала.

Исследуем степень подавления опорного сигнала в целевом канале полуактивного когерентного бистатического DVB-T2 радара на основании данных, полученных в результате проведенных экспериментальных исследований. Во всех экспериментах порядок фильтра (количество зануляемых точек для ECA) 21.

Для фильтров LMS, NLMS важнейшим параметром является величина шага адаптации μ . Величина подавления пролаза опорного сигнала DVB-T2 в целевой антенне в зависимости от μ представлена на рис. 1, а, б.

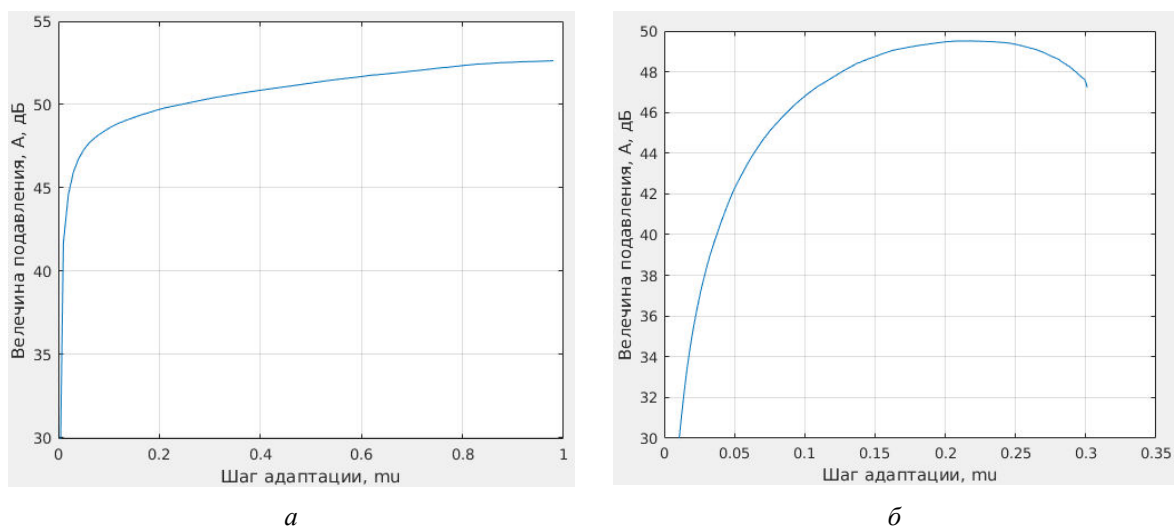


Рис. 1. Зависимость степени подавления от шага адаптации: метод NLMS (а) и LMS (б)

Для RLS фильтра степень подавления зависит от коэффициента забывания Λ . Зависимость величины подавления опорного сигнала DVB-T2 в целевом канале от коэффициента забывания представлена на рис. 2.

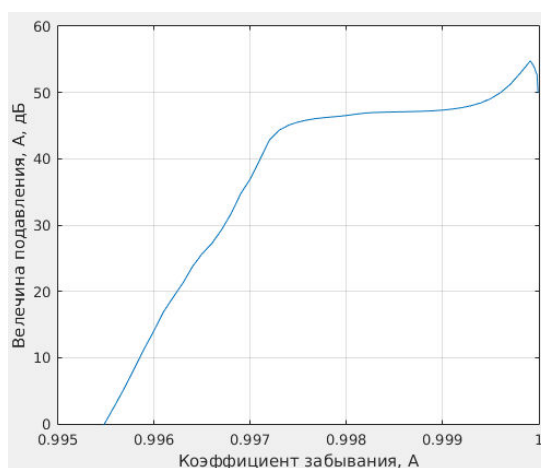


Рис. 2. Зависимость степени подавления от коэффициента забывания

Из рис. 1, 2 видно, что степень подавления довольно сильно зависит от параметров адаптации (ECA не имеет параметра адаптации). Максимально достигнутая величина подавления для различных алгоритмов приведена в табл. 1. Результаты исследований величины подавления прямого сигнала при различных алгоритмах приведены в табл. 1, 2.

Таблица 1. Величина подавления прямого сигнала для различных алгоритмов

Алгоритм	LMS	NLMS	RLS	ECA
Величина подавления, дБ	49,8	52,5	55	53

С точки зрения сходимости лучшим из описанных фильтров будет алгоритм ECA, который, по сути, является алгоритмом блочной обработки данных и при этом не имеет переходного процесса, как, например, LMS. Сходимость остальных алгоритмов LMS и NLMS определяется в том числе их собственными параметрами: в LMS – размером шага μ ; в NLMS – нормируемым размером шага μ_0 . При этом ускорение сходимости при изменении параметра алгоритма приводит к уменьшению величины подавления, т. е. требования ускорения сходимости и увеличения подавления также являются компромиссными.

Алгоритм RLS имеет переходный процесс только в начале, когда линия задержки заполняется отсчетами входного сигнала (переходный процесс также связан с рекурсивным расчетом оценки обратной корреляционной матрицы P). В результате алгоритм RLS сходится значительно быстрее, чем LMS и NLMS. Оценка вычислительной сложности алгоритмов электронной компенсации приведена в табл. 2.

Таблица 2. Асимптотическая вычислительная сложность алгоритмов

Алгоритм	LMS	NLMS	RLS	ECA
Вычислительная сложность	$O(N)$	$O(N)$	$O(N^2)$	$O(MN^2 + N^2 \log N)$

Из табл. 1 видно, что наибольшее подавление сигнала DVB-T2 в полуактивной РЛС обеспечивает фильтр RLS. Проведенные исследования показали, что использование фильтра RLS требует большого объема вычислений, и реализация такого фильтра затруднена при работе в режиме реального времени. Исходя из эффективности работы электронной компенсации и сложности вычислений, наиболее приемлемым является метод NLMS. Несмотря на то, что NLMS фильтр имеет низкую вычислительную сложность, реализация фильтра высокого порядка достаточно затруднительна. С целью снижения вычислительной нагрузки предлагается производить вычисление вектора коэффициентов w не в каждый такт обработки, а раз в несколько тактов, используя средние на протяжении блока значения $x(k)$ и $e(k)$ в формуле (4). График зависимости степени подавления от длительности блока представлен на рис. 3.

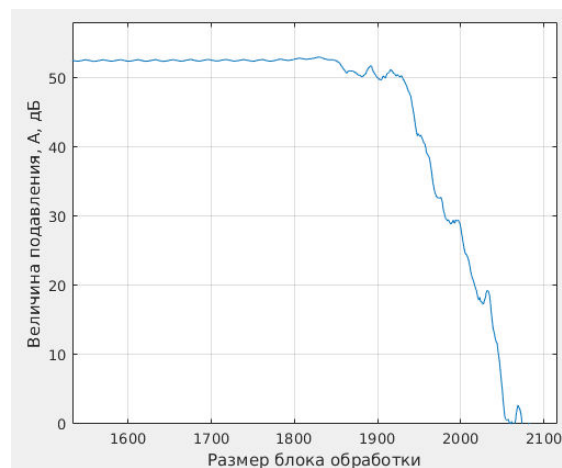


Рис. 3. Зависимость степени подавления от размера блока

На рис. 4, а, б представлены результаты экспериментальных исследований разработанной полуактивной РЛС. Для подавления опорного сигнала в целевом канале РЛС использован фильтр NLMS. В качестве антенных устройств использованы телевизионные антенны с коэффициентом усиления 10...12 дБ. Эффективная отражающая поверхность (ЭОП) цели – 0,1 м². Результаты отображены в виде двумерной взаимокорреляционной функции, время задержки (дальность) – по оси X, доплеровский сдвиг частоты (скорость) – по оси Y.

На рис. 4, *а* приведено изображение на экране полуактивной РЛС при отсутствии электронной компенсации. Из рисунка видно, что мощный прямой сигнал полностью маскирует сигнал цели. На рис. 4, *б* показан экран полуактивной РЛС при наличии фильтра NLMS, работающего в режиме реального времени. Из рисунков видно, что применение разработанного фильтра NLMS привело к подавлению прямого сигнала DVB-T2 и обнаружению сигналов малоразмерной цели с задержкой 6,8 мкс, что соответствует расстоянию до цели 2000 м. Второй обнаруженной целью является птица, пролетающая на расстоянии 2500 м от приемной антенны (задержка 8,3 мкс). Из рис. 4, *б* видно, что применение фильтра NLMS в разработанном пассивном радаре позволяет уверенно обнаруживать малогабаритную цель с ЭОП $0,1 \text{ м}^2$ на расстоянии 2500 м (задержка сигнала 6,8 мкс).

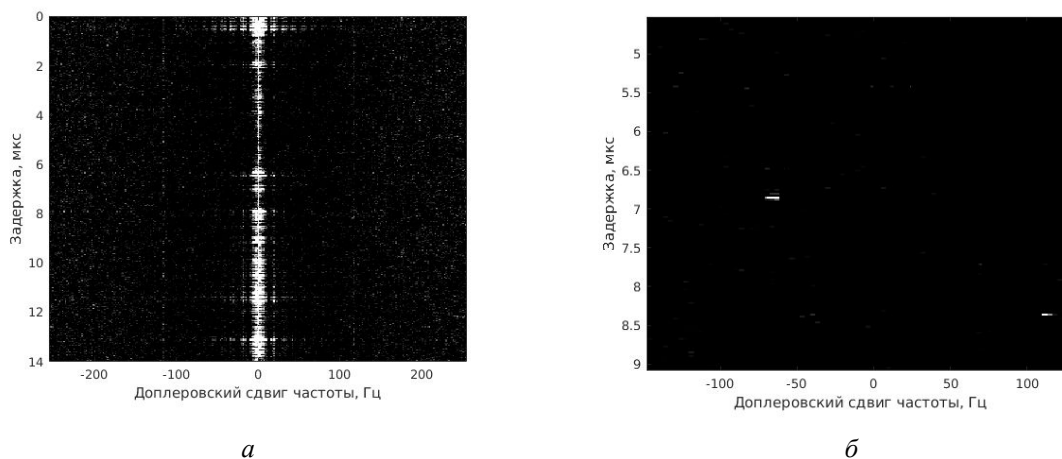


Рис. 4. Двумерная взаимокорреляционная функция (дальность–скорость): *а* – без электронной компенсации; *б* – с электронной компенсацией, увеличенный фрагмент взаимокорреляционной функции

Заключение

Проведен анализ методов электронной компенсации для применения в полуактивных РЛС, работающих в условиях многолучевого распространения радиоволн.

Разработаны и экспериментально исследованы различные цифровые фильтры для обеспечения ослабления опорного сигнала DVB-T2 в целевом канале полуактивной РЛС. Получены следующие результаты.

1. Наилучшими показателями подавления обладает фильтр, использующий алгоритм RLS. Он обеспечивает ослабление сигнала до 55 дБ. Недостаток фильтра RLS – высокая вычислительная сложность – не позволяет использовать фильтр RLS для работы в режиме «реального времени».

2. Фильтр, использующий алгоритм ECA, обеспечивает подавление сигнала DVB-T2 на 53 дБ. Недостатком фильтра ECA является высокая вычислительная сложность, не позволяющая использовать его для работы в режиме «реального времени».

3. При стационарном расположении приемной и передающей антенн целесообразно использовать фильтр NLMS, который в режиме «реального времени» обеспечивает ослабление опорного сигнала на 52,5 дБ.

4. Проведенные экспериментальные исследования показали возможность обнаружения низкоскоростных целей с малыми значениями ЭОП в условиях многолучевого распространения радиоволн при использовании разработанного фильтра NLMS.

Список литературы

1. Радиолокация по сигналам сторонних источников. Ч. 1. Современное состояние / А.А. Бархатов [и др.] // Инновации. 2013. № 9 (179). С. 114–119.
2. Семашко П.Г. Скрытая радиолокация маловысотных целей при комплексировании аналогового и цифрового телевизионных сигналов подсвета: дис. ... канд. техн. наук. Минск, 2006. 193 с.

3. Bham [Электронный ресурс]. URL: http://www.eee.bham.ac.uk/MISK/DTV_based_radar.pdf (дата обращения 19.07.2017).
4. Фам Х.Т. Полуактивная радиолокационная система с использованием сигналов DVB-T2: дис. ... канд. техн. наук. СПб, 2015. 150 с.
5. Сергеев А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб: БХВ-Петербург, 2011. 768 с.
6. Comparison of Clutter and Multipath Cancellation Techniques for Passive Radar / R. Cardinali [et al.] // IEEE Radar Conference. 2007. P. 469–474.
7. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

References

1. Radiolokacija po signalam storonnih istochnikov. Ch. 1. Sovremennoe sostojanie / A.A. Barhatov [i dr.]. // Innovacii. 2013. № 9 (179). S. 114–119. (in Russ.)
2. Semashko P.G. Skrytaja radiolokacija malovysotnyh celej pri kompleksirovanii analogovogo i cifrovogo televizionnyh signalov podsveta: dis. ... kand. tehn. nauk. Minsk, 2006. 193 s. (in Russ.)
3. Bham [Electronic resource]. URL: http://www.eee.bham.ac.uk/MISK/DTV_based_radar.pdf (date of access: 19.07.2017). (in Russ.)
4. Fam H.T. Poluaktivnaja radiolokacionnaja sistema s ispol'zovaniem signalov DVB-T2: dis. ... kand. tehn. nauk. SPb, 2015. 150 s. (in Russ.)
5. Sergeenko A.B. Cifrovaja obrabotka signalov. SPb: BHV-Peterburg, 2011. 768 s. (in Russ.)
5. Comparison of Clutter and Multipath Cancellation Techniques for Passive Radar / R. Cardinali [et al.]. // IEEE Radar Conference. 2007. P. 469–474.
6. Uidrou B. Adaptivnaja obrabotka signalov. M.: Radio i svjaz', 1989. 440 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Муравьев В.В., д.т.н., профессор, научный руководитель НИЦ 1.6 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Корневский С.А., к.т.н., доцент кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Карпович П.И., инженер ООО «СКБ «Радиотехпроект».

Information about the authors

Muraviov V.V., PhD, professor, scientific supervisor of Center 1.6 R&D department of the Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Korenevki S.A., PhD, associate professor of infocommunication technologies department of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Karpovich P.I., engineer of PLC «SKB «Radiotehproject».

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-29-886-85-07;
e-mail: radamaher@gmail.com
Карпович Павел Иванович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki str., 6,
Belarussian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-29-886-85-07;
e-mail: radamaher@gmail.com
Karpovich Pavel Ivanovich