

УДК 621.396.946

Алгоритм адаптивной фильтрации помех в цифровых антенных решетках спутниковой связи

Чистяков В.А.

*Компания «Информационные спутниковые системы
имени академика М.Ф. Решетнева»,
ул. Ленина 52, Железногорск, Красноярский край, 662972, Россия
e-mail: vitalys1367@mail.ru*

Статья поступила 19.03.2019

Аннотация

Приведена работа алгоритма адаптивной фильтрации узкополосных полезных сигналов на фоне активных шумовых помех, путем формирования нулей в диаграмме направленности антенной решетки в направлении мешающих сигналов. Алгоритм основан на методе прямого обращения корреляционной матрицы сигналов поступающих на вход антенной системы. Эффективность работы алгоритма представлена на примере плоской прямоугольной 25-ти элементной антенной решетки. Предложены решения основных проблем, связанные с обращением корреляционной матрицы. Результаты работы показали эффективное подавление помех, что доказывает сформированная диаграмма направленности адаптивной антенной решетки и выходной спектр сигнала антенной системы.

Ключевые слова: адаптивная фильтрация, корреляционная матрица, диаграмма направленности, спектр сигнала, антенная решетка, источники радиосигналов, помехозащита.

Одной из основных задач спутниковой связи является помехозащита приемных каналов от различного вида помех, то есть выделение полезного сигнала на фоне мешающих источников радиосигналов, будь то отраженный сигнал от поверхности Земли или же преднамеренно поставленная помеха специальными устройствами.

Решить данную задачу позволяют современные антенные системы, которые представляют собой цифровые адаптивные антенные решетки (АР), обеспечивающие требуемую помехозащиту путем формирования провалов, иначе говоря, нулей в диаграмме направленности (ДН) АР, используя методы адаптивной фильтрации. Основной задачей адаптивной фильтрации является подавление помех путем выбора оптимального вектора весовых коэффициентов (ВК) [1-14]. В общем случае весовые коэффициенты представляют собой комплексные числа, позволяющие изменять диаграмму направленности АР.

На сегодняшний день существует огромное количество различных алгоритмов адаптивной фильтрации сигналов, спроектированные под конкретные задачи, однако существенное внимание заслуживает метод прямого обращения корреляционной матрицы входных сигналов, так как данный метод позволяет получить лучшие характеристики подавления относительно других методов

адаптивной фильтрации. Однако основной трудностью, при реализации данного метода, является обращение плохо обусловленной корреляционной матрицы входных сигналов R [1-3].

Предполагается, что вычисление оценки оптимального вектора весовых коэффициентов находится путем прямого обращения корреляционной матрицы помех. Данный метод подразумевает создание выборочной оценки корреляционной матрицы R по пакету обучающих векторов, формула (1) Y [6-7].

$$Y_K = (X_1, \dots, X_K), \quad (1)$$

где X – вектор мешающих сигналов с выходов антенной решетки, формула (2);

K – число обучающих векторов.

$$X_n = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_N(n)], \quad (2)$$

где n – индекс дискретного времени;

N – число элементов антенной решетки.

Оценка корреляционной матрицы производится по формуле (3).

$$\hat{R} = \frac{1}{2K} (YY^H), \quad (3)$$

Зная оценку корреляционной матрицы, можно найти оценку оптимального вектора весовых коэффициентов, формула (4).

$$\hat{W}_{opt} = S\hat{R}^{-1}, \quad (4)$$

где S – управляющий вектор.

В общем случае весовые коэффициенты представляют собой комплексные числа.

К достоинствам данного метода можно отнести высокую скорость сходимости вектора весовых коэффициентов и достаточно глубокое формирование провалов в ДН АР в направлении помех, однако данный метод трудно реализуем, в случае, когда корреляционная матрица является вырожденной, что делает невозможным обращение матрицы. Данная проблема возникает в том случае, когда в векторе X мешающие сигналы с выходов элементов антенной решетки линейно зависимы.

Однако решить данную проблему можно двумя способами.

Первый способ заключается в формировании матрицы следующим образом, формула (5).

$$\hat{R} = \frac{1}{2K} (Y Y^H) + P \cdot I, \quad (5)$$

Где P – мощность входного сигнала.

I – нулевая матрица размерностью $[N \times N]$ на диагонали которой расположены единицы, формула (6).

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

Данный способ подразумевает использование так называемой диагональной загрузки, которая позволяет увеличить разницу между максимальным и

минимальным значением корреляционной матрицы, позволяя тем самым решить проблему сингулярности [15-18].

Так же данный способ примечателен тем, что он позволяет оценивать корреляционную матрицу, когда количество обучающих пакетов K меньше количества элементов N антенной решетки.

Второй способ предполагает увеличение числа обучающих пакетов K так, чтобы K было равно $2N$ и более.

Следующей не менее важной задачей является процесс вычисления обратной корреляционной матрицы входных сигналов R . Наиболее популярный алгоритм вычисления обратной матрицы выглядит следующим образом, формула (7) [19,20]:

$$\hat{R}^{-1} = \frac{1}{\det(\hat{R})} R_d, \quad (7)$$

где $\det(\hat{R})$ – определитель матрицы;

R_d – присоединенная матрица.

Присоединенная матрица состоит из алгебраических дополнений транспонированной исходной корреляционной матрицы. Алгебраическим дополнением называется число $A_{nm} = (-1)^{n+m} M_{nm}$, где M_{nm} – минор, то есть определитель матрицы порядка $N-1$, получающейся путем вычеркивания n -й строки и m -го столбца из матрицы \hat{R} , формула (8).

$$R_d = \begin{bmatrix} \hat{R}_{11} & \hat{R}_{21} & \dots & \hat{R}_{N1} \\ \hat{R}_{12} & \hat{R}_{22} & \dots & \hat{R}_{N2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{R}_{1N} & \hat{R}_{2N} & \dots & \hat{R}_{NN} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

Тем не менее, вышеописанный алгоритм обращения является математически сложным для матриц больших размерностей. Для его реализации потребуется значительное количество вычислительных ресурсов.

Поэтому при работе с относительно большими матрицами, удобнее использовать метод Гаусса совместно с использованием присоединенной матрицы [21,22]. Идея данного алгоритма заключается в записи матрицы в виде:

$$[R | I], \quad (9)$$

После чего необходимо используя метод Гаусса привести запись матрицы, формула (9), к виду, формула (10):

$$[I | R^{-1}], \quad (10)$$

Изложенный метод позволяет существенно сократить математические операции, что позволяет быстрее выполнять вычисление обратной корреляционной матрицы.

Для моделирования и анализа работы алгоритма адаптивной фильтрации используется математическая модель плоской прямоугольной антенной решетки с количеством элементов равным 25, по 5 элементов на каждую ось. Ширина ДН по оси X и Y равна 20^0 градусам. Параметры входных сигналов представлены в таблице 1.

Таблица 1

Параметры сигналов ИРИ

Тип сигнала	Угловые координаты, гр		Мощность, дБ.	Нормированная частота, МГц
	Азимут	Угол места		
Полезный сигнал 1	0	5	-80	8
Полезный сигнал 2	6	-3	-75	-6
Полезный сигнал 3	4	0	-80	0
Полезный сигнал 4	-7	2	-85	16
Помеха 1	0	23	-25	-
Помеха 2	-27	0	-15	-
Помеха 3	32	-24	-20	-
Помеха 4	56	0	-20	-
Помеха 5	-18	26	-15	-
Помеха 6	0	-47	-30	-

Полезные сигналы представляют собой узкополосные сигналы с модуляцией ФМ4, действующие в пределах главного лепестка диаграммы направленности АР. Помехи в свою очередь выполнены в виде белого гауссовского шума БГШ с бесконечным спектром. На рисунке 1 показаны спектры двух сигналов. Первый спектр является спектром сигнала, который представлен в виде суммы помех, соответственно второй спектр – сумма полезных сигналов. Также на рисунке 2

изображен спектр суммарного входного сигнала поступающего на вход антенной решетки.

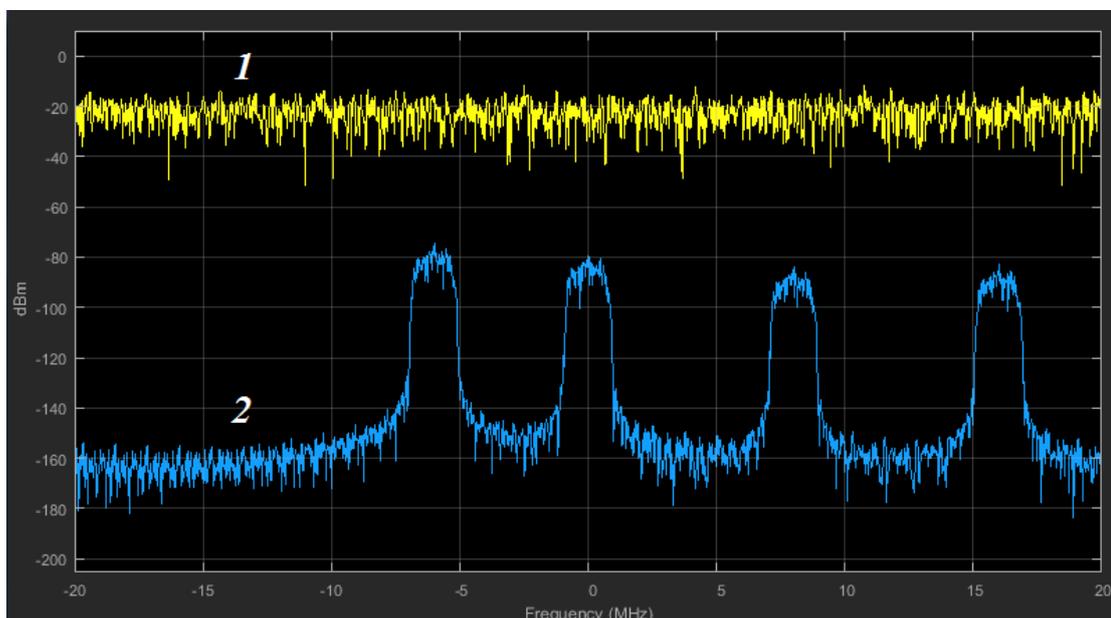


Рисунок 1 – Спектр сигнала:

1 – суммы помех; 2 – суммы полезных сигналов

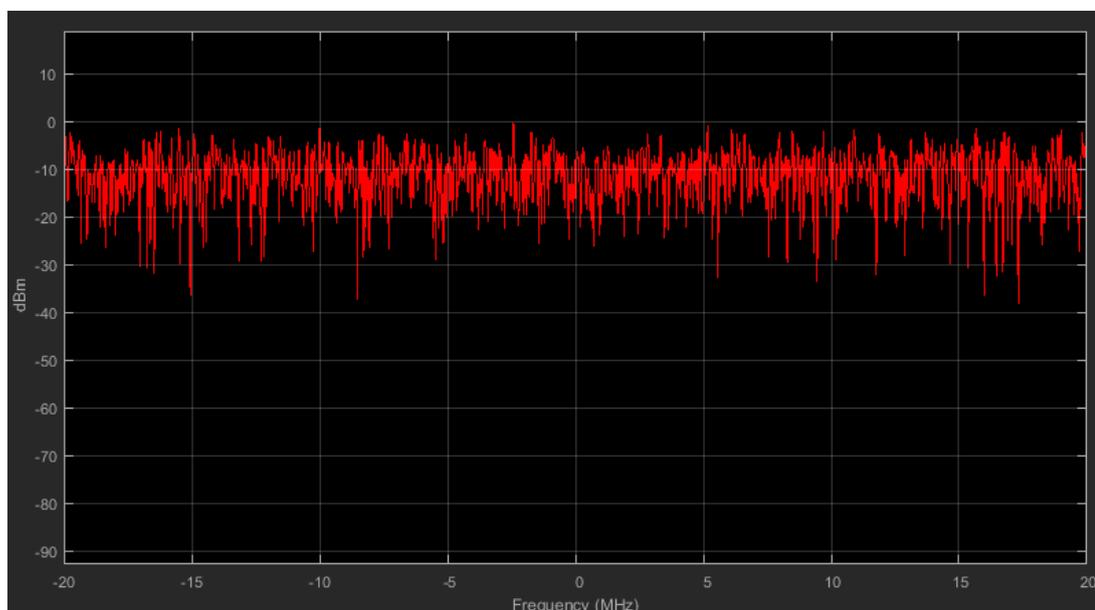


Рисунок 2 – Спектр суммы всех сигналов

Результаты моделирования алгоритма адаптации представлены ниже. На рисунке 3 представлены диаграммы направленности адаптивной антенной решетки

в двух плоскостях, пунктирной линией обозначена ДН антенной решетки без адаптации.

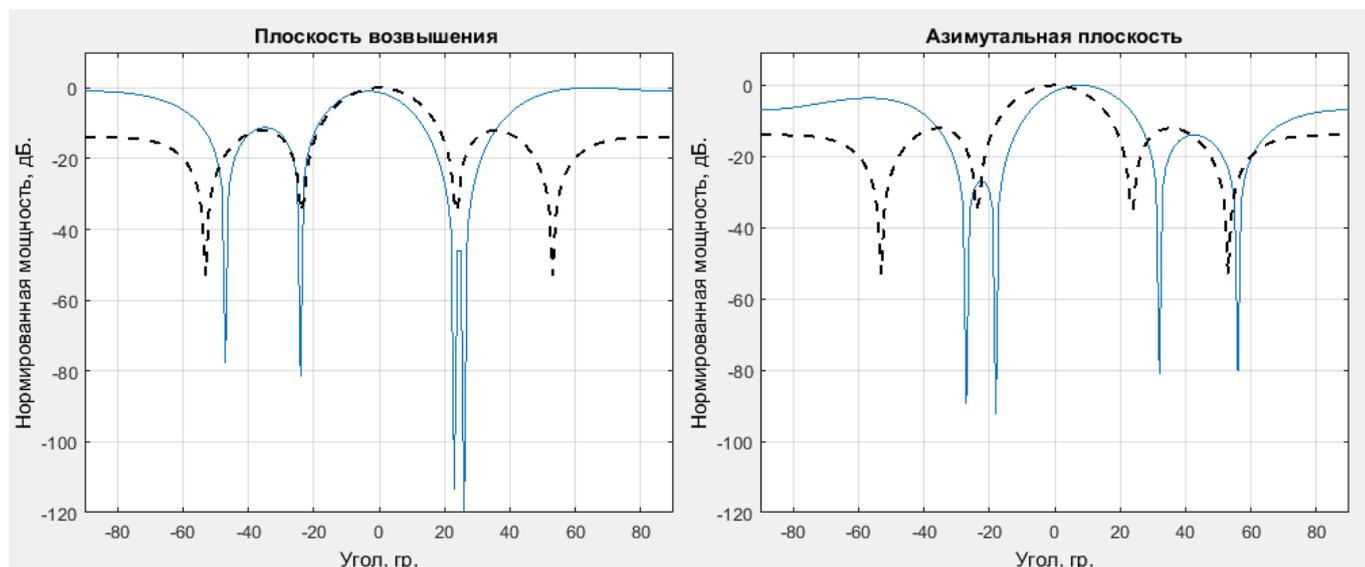


Рисунок 3 – ДН АР в плоскостях.

На рисунке 4 изображена общая ДН антенной решетки в полярной системе координат.

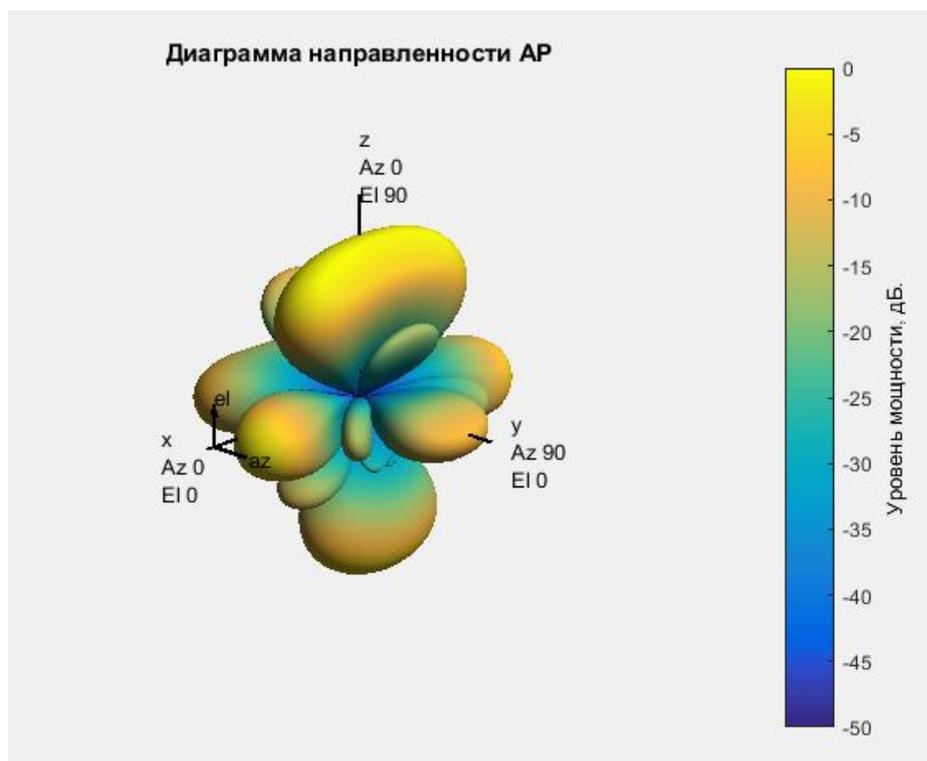


Рисунок 5 - ДН АР в полярной системе координат

На рисунке 6 показаны спектры входного сигнала и выходного сигнала, прошедшего адаптивную обработку.

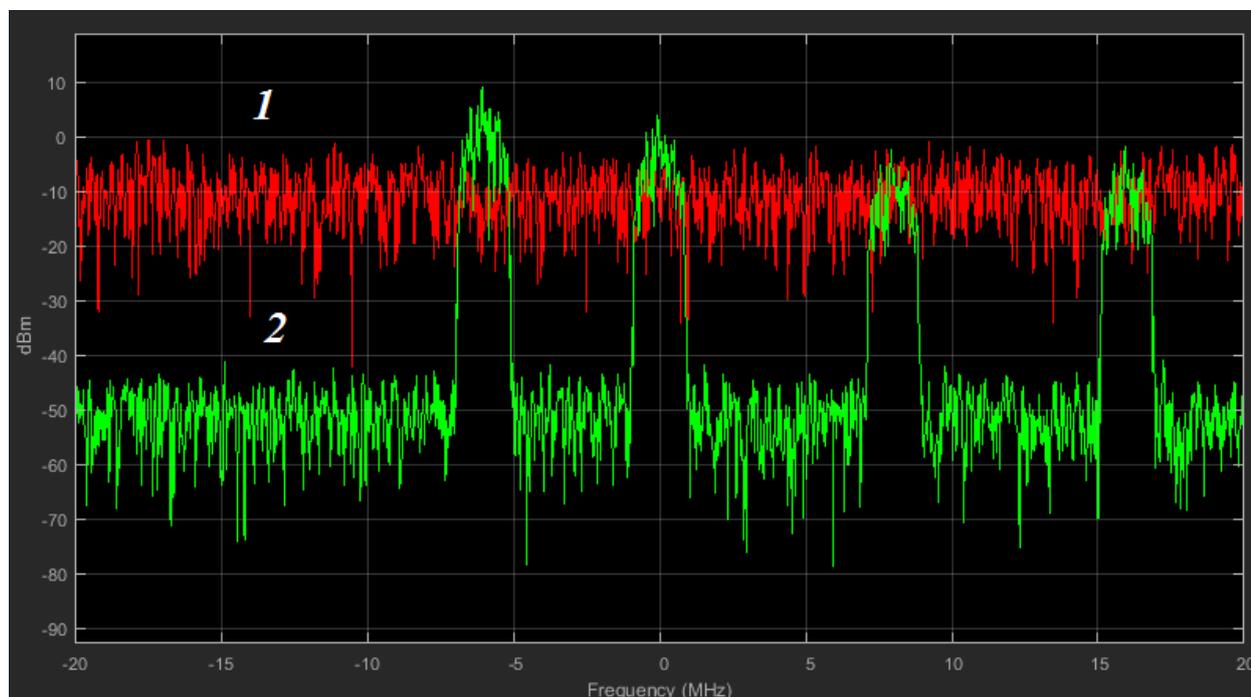


Рисунок 6 – Спектр сигналов:

1– входного; 2 – выходного

Анализируя полученные результаты видно, что адаптивный алгоритм формирует провалы в диаграмме направленности антенной решетки в направлении помех, фильтруя мешающие сигналы, тем самым позволяя получать полезную информацию без искажений. Таким образом, проведенное моделирование подтвердило теоретические выкладки метода адаптивной фильтрации прямого обращения корреляционной матрицы, что делает его привлекательным для использования в современных цифровых антенных системах.

Однако, также следует отметить основные факторы влияющие на технические характеристики метода адаптивной фильтрации.

Первым фактором, влияющим на высокие характеристики вышеописанного метода, является, прежде всего, собственный шум, вызванный аналоговой и цифровой аппаратурой, входящей в антенную систему.

В частности, внутренний шум аналого-цифрового тракта определяется дрожанием апертуры, дрожанием от дискретизации, дифференциальной нелинейностью.

Вторым фактором является, длина выборки обучающих пакетов. Как говорилось выше, корреляционная матрица входных сигналов может быть вырожденной, что ведет к неточному оцениванию весовых коэффициентов, поэтому для избежания данной ситуации необходимо увеличивать число обучающих пакетов.

Третьим фактором, вызывающим ошибки в работе метода адаптивной фильтрации является декорреляция сигналов в приемных каналах цифровой антенной решетки. Связано это в первую очередь с неидентичностью амплитудно-фазовых характеристик каналов антенной решетки, а также расхождение в них моментов дискретизации сигналов. Так декорреляция сигналов ведет к тому, что недиагональные элементы корреляционной матрицы входных сигналов уменьшаются по модулю, что приводит к неверной оценке весовых коэффициентов.

Библиографический список

1. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.

2. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
3. Липовцев Ю.В., Третьякова О.Н. Основы высшей математики для инженеров. – М.: Вузовская книга, 2009. – 484 с.
4. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с.
5. Wu JD. Audio quality improvement of vehicular hands-free communication using variable step-size affine-projection algorithms // International Journal of Wavelets, Multiresolution and Information Processing, 2010, vol. 8, no. 6, pp. 875 - 894.
6. Ahmad M.S., Kukrer O., Hocanin A. A 2-D recursive inverse adaptive algorithm // Signal, Image and Video Processing, 2010, vol. 1, pp. 1 - 6.
7. Paulo S.R. Diniz. Adaptive filtering: algorithms and practical implementation, New York, Springer US, 2013, 652 p.
8. Зимин А.С., Криницкий Г.В. Применение многоантенных систем для повышения помехозащищенности систем спутниковой радионавигации на подвижных объектах // Труды МАИ. 2012. № 51. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=29151>
9. Lewis F.L. Optimal estimation: with an introduction to stochastic control theory, New York, Wiley, 1986, 369 p.
10. Paleologu C., Benesty J., Ciochina S. Sparse adaptive filters for echo cancellation, CA, Morgan & Claypool, 2011, 124 p.
11. Dixit S., Nagaria D. LMS adaptive filters for noise cancellation // International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2017, vol. 7, no. 5, pp. 2520 - 2529.

12. Щесняк С.С., Попов М.П. Адаптивные антенны. – Спб.: ВИККА им. А.Ф. Можайского, 1995. – 611 с.
13. Sally L. Wood, John R. Treichler, Michael J. Ready. Analysis of post-demodulator adaptive filter behavior to compensate for multipath channels for FSK signals // IEEE 13th Digital Signal Processing Workshop, 2009, pp. 337 - 341.
14. Манохин А.Е. Выделение импульсного сигнала модельным компенсатором помех на фоне узкополосной нормальной помехи // Труды МАИ. 2013. № 67. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=41530>
15. Richard W. Middlestead. Digital communications with emphasis on data modems, New York, Wiley, 2017, 824 p.
16. Bei X., Tamal B. Partial update least-square adaptive filtering, CA, Morgan & Claypool, 2014, 115 p.
17. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М.: Радиотехника, 2010. – 141 с.
18. Harry L. Van Trees. Optimum Array Processing, New York, Wiley, 2002. 1400 p.
19. Грант П.М., Коуэн К.Ф.Н. Адаптивные фильтры. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
20. Johnson Don H., Dudgeon D. Array signal processing, Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1993, 537 p.
21. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л., Распаев Ю.А., Лагутенко О.И. Адаптивные антенные решетки. – Спб.: Университет ИТМО, 2016. – 118 с.
22. Van Veen B.D., Buckley K.M. Beamforming: A versatile approach to spatial filtering // IEEE ASSP Magazine, 1988, vol. 5, no. 2, pp. 4 - 24.