

Труды МАИ. 2022. № 124

Trudy MAI, 2022, no. 124

Научная статья

УДК 621.396

DOI: [10.34759/trd-2022-124-25](https://doi.org/10.34759/trd-2022-124-25)

РАЗВИТИЕ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ

Андрей Николаевич Дементьев¹, Дмитрий Сергеевич Ключев²,
Артём Николаевич Новиков³, Андрей Сергеевич Межнов^{4✉},
Юлия Алексеевна Питерскова⁵, Екатерина Вячеславовна Захарова⁶,
Лев Андреевич Дементьев⁷

^{1,2,3,4,5,6,7}Российский технологический университет – МИРЭА,

Москва, Россия

¹Dementev@mirea.ru

²klyuevd@yandex.ru

³band31@mail.ru

⁴Mezhnov.a.s@edu.mirea.ru✉

Аннотация. Вопросам теории пространственно-временной обработки сигналов в антенных решетках посвящено множество научных статей и монографий. Однако существует ряд нюансов, которые требуют более детальных теоретических и практических исследований. В настоящее время вопросы обработки широкополосных сигналов в адаптивных антенных решетках не исследованы как

теоретически, так и практически. Нет четкого понимания по выбору вектора весовых коэффициентов в полосе частот. Также не рассматривался вопрос по приему сигналов и подавлению помех, источники которых находятся в движении. Данные вопросы являются актуальными, так как развитие современных технологий диктует необходимость в расширении спектра передаваемого сигнала, что позволяет увеличить объемы передаваемой информации, обеспечить электромагнитную совместимость в условиях насыщенности частотного диапазона, а также повысить разрешающую способность. В статье разработан метод, позволяющий производить пространственно-временную обработку широкополосных сигналов с подавлением помех различного спектра, источники которых находятся в движении. Данный метод позволяет обеспечить требуемое отношение сигнал/(помеха+шум) на выходе антенной решетки, что в свою очередь обеспечивает требуемую вероятность битовой ошибки для систем передачи данных и точность определения параметров объекта наблюдения и местоположения для систем радиолокации и радионавигации.

Ключевые слова: адаптивная антенная решетка, метод градиентного спуска, комплексный вектор весовых коэффициентов, диаграмма направленности антенной системы

Для цитирования: Дементьев А.Н., Ключев Д.С., Новиков А.Н., Межнов А.С., Питерскова Ю.А., Захарова Е.В., Дементьев Л.А. Развитие методов пространственно-временной обработки широкополосных сигналов в адаптивной антенной решетке // Труды МАИ. 2022. № 124. DOI: [10.34759/trd-2022-124-25](https://doi.org/10.34759/trd-2022-124-25)

DEVELOPMENT OF A METHOD FOR SPACE-TIME PROCESSING OF BROADBAND SIGNALS IN AN ADAPTIVE ANTENNA ARRAY

Andrey N. Dementiev¹, Dmitry S. Klyuev², Artem N. Novikov³, Andrey S. Mezhnov⁴✉,
Yulia A. Peterskova⁵, Ekaterina V. Zakharova⁶, Lev A. Dementiev⁷

^{1,2,3,4,5,6,7}MIREA - Russian Technological University,

Moscow, Russia

¹Dementev@mirea.ru

²klyuevd@yandex.ru

³band31@mail.ru

⁴Mezhnov.a.s@edu.mirea.ru✉

Abstract. Numerous scientific articles and monographs are devoted to the theory of space-time signal processing in antenna arrays. This type of processing is possible only in directional antennas, namely in adaptive antenna arrays, since they have a multichannel structure and allow you to identify the direction of signal arrival due to the accumulation of phase delay. Adaptive antenna arrays make it possible to form "nulls" of the radiation pattern in the direction of the interference signal by adjusting the vector of weight coefficients in the processing channels. The level of development of science interprets that these channels operate at the same frequency, that is, they are harmonic, which does not allow solving the problem of processing broadband signals. In this regard, a number of nuances arise that require more detailed theoretical and practical studies. At present, the issues of processing

broadband signals in adaptive antenna arrays have not been studied both theoretically and practically. There is no clear understanding of the methods for selecting and calculating the vector of weighting coefficients in the frequency band. Also, the issue of receiving signals and suppressing interference, the sources of which are in motion, was not considered. These issues are relevant, since the development of modern technologies dictates the need to expand the spectrum of the transmitted signal, which makes it possible to increase the volume of transmitted information, ensure electromagnetic compatibility in conditions of saturation of the frequency range, and also increase the resolution. The article developed a method that allows spatio-temporal processing of broadband signals with the suppression of interference of various spectra, the sources of which are in motion. This method is based on the gradient descent method, which makes it possible to form "nulls" of the antenna array radiation pattern in real time and provide the required signal/(interference+noise) ratio at the output of the antenna array, which in turn provides the required bit error probability for transmission systems. Data and accuracy of determining the parameters of the object of observation and location for radar and radio navigation systems.

Keywords: adaptive antenna array, gradient descent method, complex weight vector, antenna system radiation pattern

For citation: Dementiev A.N., Klyuev D.S., Novikov A.N., Mezhnov A.S., Peterskova Yu.A., Zakharova E.V., Dementiev L.A. Development of a method for space-time processing of broadband signals in an adaptive antenna array. *Trudy MAI*, 2022, no. 124.

DOI: [10.34759/trd-2022-124-25](https://doi.org/10.34759/trd-2022-124-25)

Радиотехнических систем в современных условиях функционируют в сложной сигнально-помеховой обстановке. При этом необходимо бороться с помехами преднамеренного и непреднамеренного характера. Методы временного, частотного и кодового разделение сигналов, а также методы помехоустойчивого кодирования и расширения спектра уже давно исчерпали свои ресурсы. Однако объемы передаваемой информации в современных РЭС диктуют необходимость применения широкополосных сигналов.

Широкополосные сигналы более помехоустойчивы по сравнению с узкополосными. Преимуществом данного вида сигналов является высокая достоверность передачи информации в условиях многолучевого распространения радиоволн и возможность организации многоканальной связи.

В настоящее время прием и обработка широкополосных сигналов осуществляется на основе методов корреляционного приема. Однако данные методы не позволяют эффективно функционировать РЭС в условиях многолучевого распространения радиоволн и бороться со структуроподобными помехами.

Перспективным направлением обеспечения помехоустойчивости РЭС является применение направленных антенных систем, одним из представителей которых являются адаптивные антенные решетки. Данные системы являются сложно организованы и способны формировать узконаправленную диаграмму направленности (ДН) в направлении источника полезного сигнала, при этом не подвергаться воздействию помеховых сигналов.

В известных источниках [1 - 12] приведены возможные варианты реализации методов адаптации в антенной технике. Однако в данные работы не предусматривают

реализации в широкополосных антенных системах. Также не рассматриваются вопросы адаптации для подвижных систем.

В работах [1 - 6] рассматриваются вопрос формирования вектора весовых коэффициентов на основе градиентных методов формирования вектора весовых коэффициентов. Данный подход позволяет получить комплексный вектор весовых коэффициентов без прямого обращения ковариационной матрицы помеховых сигналов за конечное число итераций. При этом авторы рассматривают его формирование только для стационарного режима. Для случая подвижных источников вопрос формирования вектора весовых коэффициентов остается открытым.

Цель статьи является разработка метод формирования частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов, позволяющего формировать частотно-зависимый вектор весовых коэффициентов в реальном масштабе времени для подвижных источников излучения широкополосных сигналов.

Разработка метода пространственно-временной обработки широкополосных сигналов в ААР

На основе анализа подходов для пространственной обработки сигналов в ААР с узким спектром в условиях воздействия средств радиоэлектронного подавления, можно заключить что наиболее перспективным является критерий максимума ОСПШ для формирования вектора весовых коэффициентов. Для обеспечения подавления широкополосных помех необходимо сформировать вектор весовых коэффициентов, зависящий от частоты. По аналогии со случаем узкополосного сигнала в литературе [1 - 12] для широкополосного сигнала критерий максимума ОСПШ, определяющий

эффективность пространственной обработки широкополосных сигналов в условиях узкополосных и широкополосных помех, может быть представлен в следующем виде:

$$Q = \max_{W(\omega)} \left\{ \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{W(\omega)^H R_{ss}(\omega) W(\omega)}{W(\omega)^H R_{nn}(\omega) W(\omega)} d\omega \right\}, \quad (1)$$

где $R_{ss}(\omega)$ – частотно-зависимая ковариационная матрица полезного сигнала;

$R_{nn}(\omega)$ – частотно-зависимая ковариационная матрица сигналов помех;

ω_1, ω_2 – определяют полосу частот, в которой обрабатывается полезный сигнал;

H – символы операций транспонирования и комплексного сопряжения.

В связи с вышесказанным вектор весовых коэффициентов может быть представлен в виде:

$$W_{opt}(\omega) = R_{nn}(\omega)^{-1} S_0^*(\omega), \quad (2)$$

где $S_0(\omega)$ – вектор, характеризующий направление на полезный сигнал на частоте ω .

Ковариационная матрица помеховых сигналов при этом имеет вид:

$$R_{nn}(\omega) = \sigma^2 E + \sum_{l=1}^L |C_l(\omega)|^2 U_l^*(\omega) U_l^T(\omega), \quad (3)$$

где σ^2 – тепловые шумы в каналах обработки;

$U_l(\omega)$ – вектор, характеризующий помеховые сигналы на частоте ω ;

E – единичная матрица размерности $N \times N$.

Обратная частотно-зависимая ковариационная матрица в этом случае будет иметь вид:

$$R_{nn}(\omega)^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \left(E - \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L \alpha_{lp}(\omega) U_l^*(\omega) U_p^T(\omega) \right). \quad (4)$$

Для нахождения частотно-зависимых коэффициентов $\alpha_{lp}(\omega)$ необходимо воспользоваться свойством матрицы:

$$R_{nn}(\omega) R_{nn}(\omega)^{-1} = E. \quad (5)$$

Учитывая приведенные соотношения (2) - (5) возможно определить оптимальную частотную зависимость вектора весовых коэффициентов. Таким образом для расчета оптимального вектора весовых коэффициентов необходимо воспользоваться выражением:

$$W(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \left(E - \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L \alpha_{lp}(\omega) U_l^*(\omega) U_p^T(\omega) \right) S_0^*(\omega). \quad (6)$$

На основе выражения (6) можно определить зависимость уровня ДН антенной решетки в направлении помех от частоты. Для случая одной помехи выражение (6) примет вид:

$$F_1(\omega) = \frac{F_1^{(0)}(\omega)}{1 + |C_1(\omega)|^2 N}, \quad (7)$$

где $F_1^{(0)}(\omega)$ - частотная зависимость исходной ДН в направлении источника помехового сигнала.

Соотношение (7) позволяет сделать вывод, что на частотах, где спектральные плотности помех равны нулю $C_l(\omega) = 0$ формирование «нуля» ДН происходит не будет. Данный вывод подтверждает оптимальность полученного вектора весовых коэффициентов.

Реализация найденной оптимальной частотной зависимости вектора весовых коэффициентов даже при помощи цифровых диаграммообразующих схем связана с бесконечным объемом вычислений, так как спектр сигнала является непрерывным. Поэтому, на практике, могут только использоваться квазиоптимальные частотные зависимости вектора весовых коэффициентов, которые допускают возможность технической реализации.

Под квазиоптимальной обработкой понимается нахождение такого частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов в каналах обработки ААР, который будет обеспечивать требуемое ОСПШ на выходе ААР.

Для построения квазиоптимальной частотной зависимости вектора весовых коэффициентов могут использоваться различные методы интерполяции, такие как сплайн-интерполяция, интерполяция с использованием полинома Лежандра, кусочно-линейная и кусочно-постоянная интерполяции и др. Однако проведенное моделирование показало, что наиболее эффективными являются кусочно-постоянная и кусочно-линейная функции интерполяции. В этом случае весь частотный интервал обработки разбивается на K интервалов одинаковой ширины $\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{K}$. Для определенных частот в этом интервале определяется оптимальный вектор весовых коэффициентов, для остальных частот производится интерполяция.

Квазиоптимальное представление вектора весовых коэффициентов с использованием кусочно-постоянной функции можно определить следующим образом:

$$\tilde{V}(\omega) = \sum_{k=1}^K W_{opt}(\omega_k) T_k^0(\omega), \quad (8)$$

где $T_k^0(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega - \omega_k| \leq \Delta/2, \\ 0, & |\omega - \omega_k| > \Delta/2. \end{cases}$ (9)

ω_k – среднее значение k -го частотного интервала; ($k = 1, \dots, K$).

При использовании кусочно-линейной аппроксимации частотная зависимость весовых коэффициентов может быть представлена в виде (8), где функции $T_k^1(\omega)$ имеют вид:

$$T_k^1(\omega) = W(\omega_k - \Delta/2) + \frac{W(\omega_k + \Delta/2) - W(\omega_k - \Delta/2)}{\Delta} \omega, \quad |\omega - \omega_k| \leq \Delta/2. \quad (10)$$

Однако следует отметить, что весовые коэффициенты, полученные на основе выражения (2), формируют «нули» диаграммы направленности АР только для стационарных источников полезного сигнала и помех. Если же источники сигналов являются динамическими объектами, то возникает задача вычисления весовых коэффициентов в реальном масштабе времени с неизвестным интервалом. В связи с этим возникает задача формирования вектора весовых коэффициентов с учетом динамичности источников сигналов.

Функционал (1) имеет один экстремум на каждой частоте. Данное утверждение позволяет сформировать выражение для вектора весовых коэффициентов на основе градиентного подхода, описанного в [1 - 6]:

$$W(j+1) = W(j) - \alpha(j) \nabla_w(Q), \quad (11)$$

где $W(j+1)$ – вектор весовых коэффициентов на $j+1$ итерации ($j = \overline{0, J}$);

$W(j)$ – вектора весовых коэффициентов на j -ой итерации;

$\alpha(j)$ – коэффициент, определяющий направление и шаг адаптации на j -ой итерации;

$\nabla_w(Q)$ – градиент целевой функции.

С учетом всех математических преобразований, описанных в [1 - 6], выражение (11) примет вид:

$$W(j+1) = [(dt-1)E + \gamma dt R_{nn}]W(j) + \Delta W(j), \quad (12)$$

где E – единичная матрица;

dt – шаг итерации;

γ – интенсивность адаптации;

$\Delta W(j)$ – шумы адаптации.

В начальный момент времени значение $W(j)$ приравнивается значению, что соответствует направлению на источник полезного сигнала $W(0) = S_0$. На каждом шаге итераций $W(j)$ начинает стремиться к W_{opt} . При этом отпадает необходимость обращения ковариационной матрицы помеховых сигналов. Применение выражения (12) оправдано для случая, когда источники сигналов являются стационарными. Когда источник помехового или полезного сигнала изменяет свое направление применение данного подхода становится не эффективны, так как с каждым изменением $W(0) = S_0$.

Эффективная работа ААР может быть обеспечена в случае, когда производится накапливание информации о значениях вектора весовых коэффициентов, полученных на предыдущих этапах расчета. Основным трудоемким процессом в данном случае

является обращение ковариационной матрицы сигналов R_{nn} . В связи с этим выражение для расчета вектора весовых коэффициентов примет вид:

$$W(i, j+1) = W(i, j) - \alpha(i, j) \nabla_w(Q). \quad (13)$$

В выражении (13) индекс $i = \overline{0, \Theta}$ показывает динамику изменения углового положения источников излучения полезного и помеховых сигналов.

Далее соотношение (13) преобразуется к следующему аналитическому виду:

$$W(i, j+1) = \left[(dt-1)E + \gamma dt R_{nni} \right] W(i, j) + \Delta W(i, j). \quad (14)$$

В отличие от известных подходов выражение (14) подразумевает тот факт, что вектор весовых коэффициентов $W(i, j)$ в начальный момент времени принимает значение $W(0, 0) = S_0$. Далее при изменении углового положения источников помех вектор весовых коэффициентов принимает значение, полученное при предыдущем угловом положении источников помех $W(i+1, 0) = W(i, J)$. Если источник полезного сигнала находится в движении, то алгоритм начинает рассчитывать вектор весовых коэффициентов со значения $W(0, 0) = S_0$.

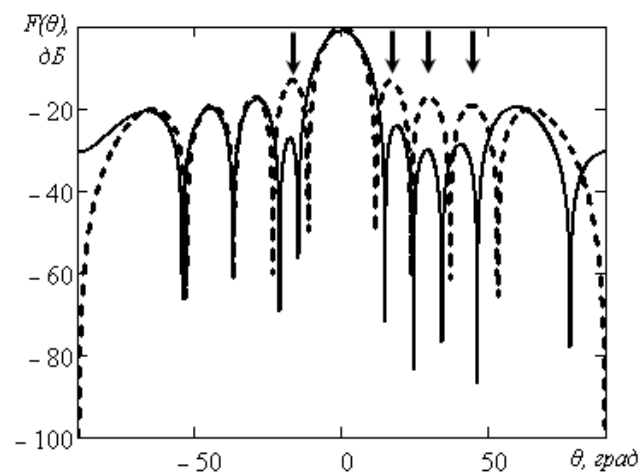
Для каждой из определенных частот вектор весовых коэффициентов рассчитывается на основе разработанного подхода. Для соседних частот расчеты проводятся по формуле (8).

Результаты моделирования процесса формирования ДН ААР

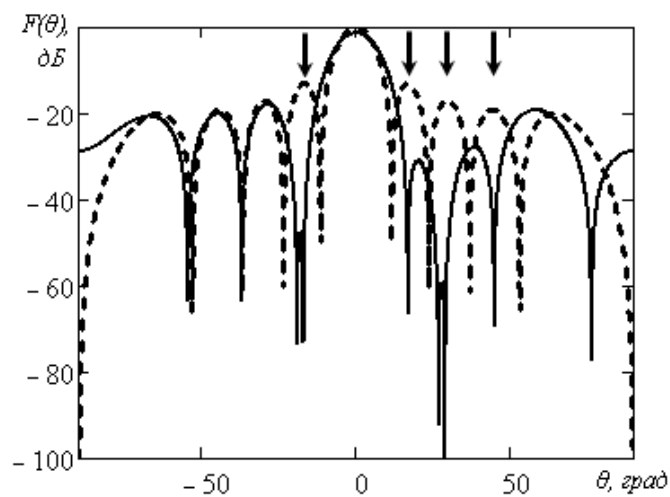
Полученные закономерности исследованы на основе модели адаптивной антенной решетки прямоугольной апертуры 10×10 излучателей ($N = 100$).

По углу места θ полезный сигнал изменяется в диапазоне от 0° до 10° , по

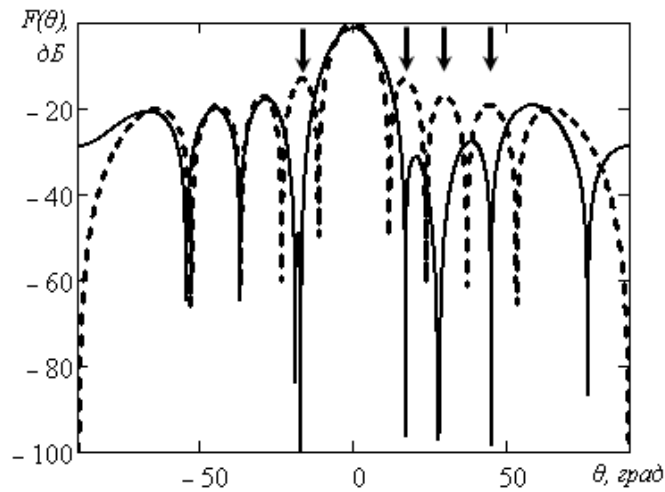
азимуту φ не изменяется и равно 0° . Антенная решетка подвержена воздействию четыре помехи мощностью 30 дБ каждая. Помеховые сигналы по углу φ не изменяют свое направление. Первый помеховый сигнал по углу θ приходит с изменяющегося направления от -17° до 12° , второй – от 17° до 32° , третьей – от 28° до 38° , четвертой – от 45° до 55° . Шум в каналах адаптации характеризуется величиной -50 дБ . Коэффициент, характеризующий скорость адаптации γ принят равным 0.3 .



а)



б)



в)

Рисунок 1 - ДН ААР в процессе подстройки вектора весовых коэффициентов

На рисунке 1 представлены ДН ААР в начальный момент времени (пунктирная линия) и в различные моменты времени периода T адаптации на основе градиентного метода (сплошная линия). Рисунок 1 демонстрирует изменение ДН ААР в различные моменты времени адаптации, при этом стрелки символизируют направления прихода помехового сигнала. Из приведенных рисунков видно, что «нули» диаграммы направленности формируются в реальном масштабе времени. Момент времени $T/2$ характеризуется окончанием переходного процесса, что можно наблюдать на графике, представленном на рисунке 2. Данный факт свидетельствует о формировании «нулей» ААР.

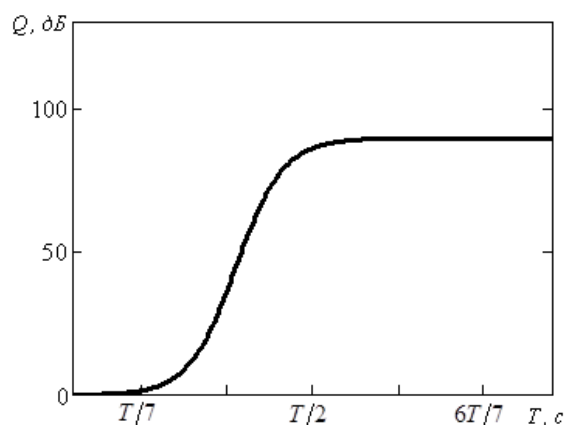


Рисунок 2 - График переходного процесса

В случае, когда изменяется местоположение источника помехового сигнала происходит изменение ковариационной матрицы R_{nn_i} . Это вызывает необходимость пересчета вектора весовых коэффициентов на основе выражения (14). При этом за начальное значение вектора весовых коэффициентов берется значение, полученное на предыдущем шаге итераций.

На рисунке 3 представлены графики переходных процессов при изменении угловых положений всех четырех источников помех, причем кривая 1 отражает переходный процесс при применении известного подхода, описанного в литературе [1-6], кривая 2 – при применении предлагаемого подхода с шагом между углами в 1° , кривая 3 - при применении предлагаемого подхода с шагом между углами в $0,1^\circ$. Как видно из графиков, переходный процесс протекает быстрее в случае применения предлагаемого подхода.

Это связано с тем, что в качестве исходного вектора берется не вектор, характеризующий направление прихода полезного сигнала, а вектор весовых коэффициентов для предыдущего углового положения. В предлагаемом подходе время переходного процесса, напрямую зависит от дискретизации по углу, то есть на

сколько должно измениться угловое положение источников излучения, чтобы началась подстройка весовых коэффициентов. При малых значениях шага дискретизации переходный процесс будет коротким (рисунок 3, кривая 3), так как «нули» ДН изменяются незначительно, при больших значениях шага переходный процесс будет протекать дольше (рисунок 3, кривая 2).

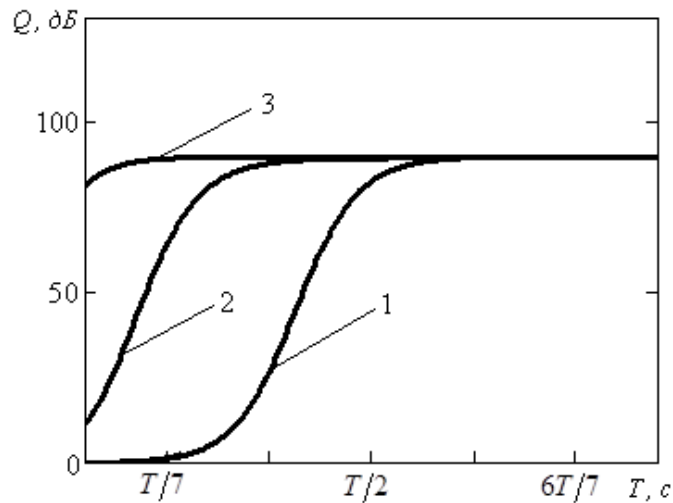
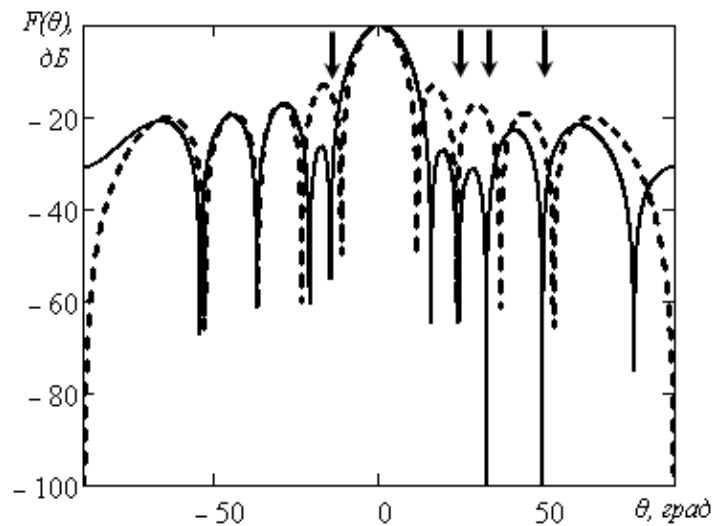
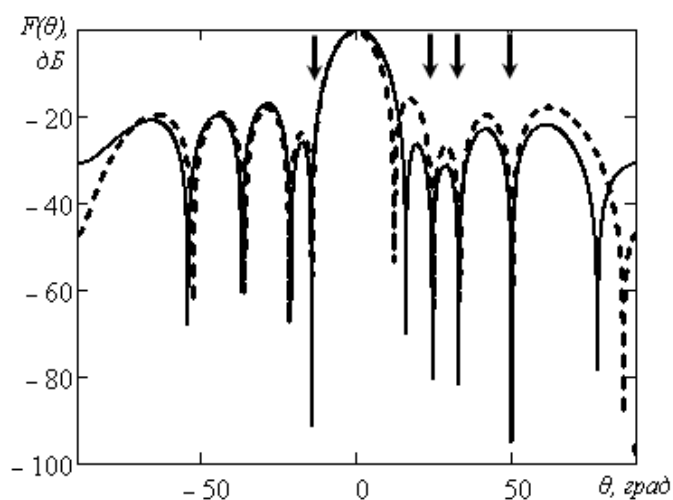


Рисунок 3 - График переходного процесса



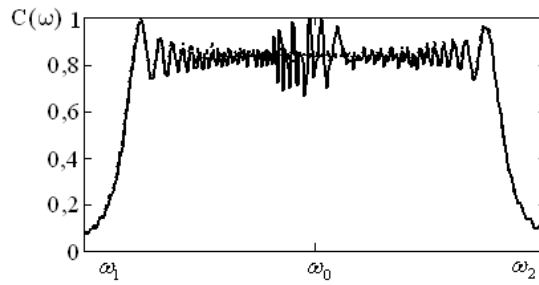
а)



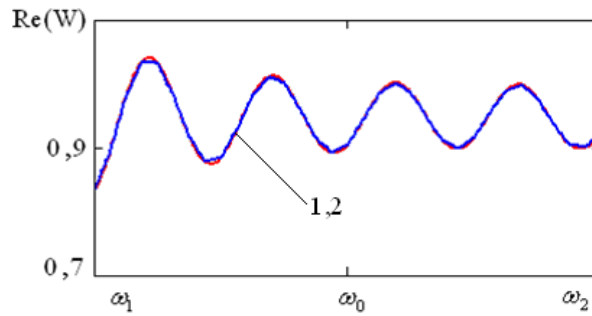
б)

Рисунок 4 - ДН ААР в процессе подстройки вектора весовых коэффициентов

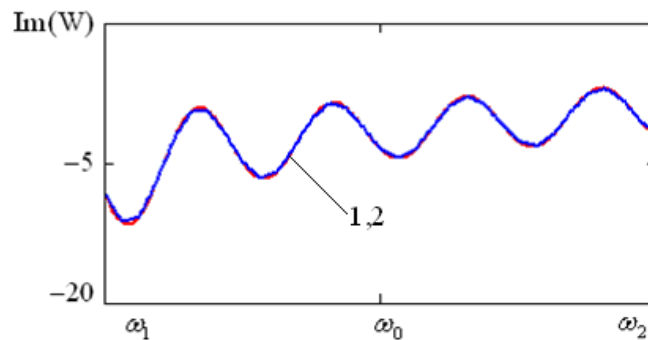
Из рисунка 4 а видно, что в начальный момент времени при изменении углового положения всех четырех источников излучения «нули» ДН ААР в случае применения предлагаемого метода уже сформированы (сплошная кривая), хотя их направление не в полной мере позволяет подавить помеховые сигналы. Однако времени для их коррекции потребуется значительно меньше, чем в случае применения известного подхода (пунктирная кривая). В момент времени $T/2$ (рисунок 4 б) «нули» ДН для случая применения предлагаемого метода уже сформированы, а для известного метода – еще нет. Это утверждение доказывают графики переходных процессов на рисунке 3.



а)



б)



в)

Рисунок 5 – Аппроксимация кусочно-линейной функцией при разбиении на $K = 32$ частотных интервалов

Из приведенных рисунков для реальной и мнимой части весовых коэффициентов (рис. 5 б, в) видно, что при увеличении числа частотных интервалов K происходит более точное восстановление реальной и мнимой части вектора весовых коэффициентов. Однако анализ сравнения кусочно-постоянной и кусочно-

линейной видов аппроксимации позволяет сделать вывод, что при одинаковом числе частотных интервалов K кусочно-линейная аппроксимация приводит к более точному восстановлению весовых коэффициентов. Следствием этого является более точное восстановление спектра полезного широкополосного сигнала в присутствии широкополосной помехи (рис. 5 а).

Таким образом, представленный в настоящей статье разработанный метод пространственно-временной обработки широкополосных сигналов позволяет подавлять помехи различного спектра, источники которых находятся в движении, обеспечивая при этом прием широкополосных сигналов с требуемым качеством.

Однако данный метод работоспособен в случае статистической независимости полезного и помехового сигналов и не учитывает воздействие коррелированных с полезным сигналом помех. Это может привести к формированию ложных максимумов диаграммы направленности антенной решетки и искажению временной структуры полезного широкополосного сигнала. Также в ограничение метода входит воздействие помех по главному максимуму диаграммы направленности антенной решетки. В связи с вышесказанным перспективой дальнейших исследований является разработка методов, позволяющих исключить негативное влияние помеховых сигналов, коррелированных с полезным сигналом, а также помех, попадающих в главный максимум диаграммы направленности антенной решетки. Решение указанных проблемных вопросов позволит значительно повысить помехоустойчивость радиотехнических систем и обеспечить эффективное выполнение задач по их прямому назначению.

Для практической реализации разработанного метода обработки

широкополосных сигналов в адаптивной антенной решетке необходимо разработать специализированный адаптивный процессор, позволяющий сократить число математических операций и обеспечить выполнение пространственно-временной обработки в реальном масштабе времени. В настоящее время существующая элементная база позволяет рассчитать и разработать специализированный адаптивный процессор и обеспечить реализацию разработанного метода.

Функционирующие на основе разработанного метода адаптивные антенные решетки могут быть применены в базовых станциях систем сотовой связи, что позволит обеспечить бесперебойную связь и повысить эффективность функционирования системы.

Список источников

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л. Адаптивные антенные решетки. – СПб.: Университет ИТМО, 2016. Ч.1. – 179 с.
3. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
4. Лосев Ю.И., Бердников А.Г., Гойхман Э.Ш., Сизов Б.Д. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
5. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Изд-во Ленинградского университета, 1983. – 240 с.

6. Дементьев А.Н., Нефедов В.И., Трефилов Н.А., Блудов А.А. Помехозащищенность систем спутниковой связи с многолучевыми активными фазированными антенными решетками // Вопросы радиоэлектроники. 2016. № 11 (7). С. 6-12.
7. Дементьев А.Н., Нефедов В.И., Козловский И.Б., Малофеев А.В., Блудов А.А. Аппроксимация, линеаризация и моделирование нелинейных передающих каналов систем спутниковой связи // Вопросы радиоэлектроники. 2016. № 11 (7). С. 18-21.
8. Лялин К.С., Хасанов М.С., Мелёшин Ю.М., Кузьмин И.А. Спектральный метод подавления боковых лепестков автокорреляционной функции длинных псевдослучайных бинарных последовательностей // Труды МАИ. 2018. № 103. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=100800>.
9. Lyalin K.S., Chistuhin V.V., Oreshkin V.I., Chirkunova J.V. Digital beamforming multibeam antenna array design // 19th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, 2009, pp. 417-418.
10. Шмачилин П.А., Шумилов Т.Ю. Матричная диаграммообразующая схема цифровой антенной решётки // Труды МАИ. 2019. № 109. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=111382>. DOI: [10.34759/trd-2019-109-12](https://doi.org/10.34759/trd-2019-109-12)
11. Меркулова Ж.В., Орешкин В.И., Цветков В.К. Компенсация амплитудно-фазового разброса в цифровой антенной решётке // Естественные и технические науки. 2017. № 5 (107). С. 185-188.
12. Орешкин В.И., Лялин К.С., Максимовская А.И., Меркулова Ж.В., Чистюхин В.В. Влияние способа получения квадратурных компонент сигнала на

характеристики антенной решетки с цифровым формированием луча // Известия высших учебных заведений. Электроника. 2016. Т. 21. № 3. С. 254-260.

13. Чиркунова Ж.В. Пространственная обработка сигналов в цифровых антенных решетках: дисс.....к.т.н. — М.: НПЦ СПУРТ, 2009. - 161 с.

14. Меркулова Ж.В., Орешкин В.И., Цветков В.К. MUSIC алгоритмы: классический и с пространственным сглаживанием // Естественные и технические науки. 2017. № 5 (107). С. 182-184.

15. Овчинникова Е.В., Рыбаков А.М. Печатная антенная решетка для бортовой радиолокационной станции сантиметрового диапазона // Труды МАИ. 2012. № 52. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=29558>

16. Кондратьева С.Г. Многофункциональная бортовая антенная решетка интегрированного радиоэлектронного комплекса // Труды МАИ. 2012. № 52. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=29560>

17. Сучков А.В. Моноимпульсная волноводно-щелевая антенная решетка с частотным сканированием // Труды МАИ. 2016. № 86. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=66408>

18. Чистяков В.А. Моноимпульсный радиопеленгатор с использованием цифровой антенной решетки // Труды МАИ. 2020. № 115. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=119921>. DOI: [10.34759/trd-2020-115-07](https://doi.org/10.34759/trd-2020-115-07)

19. Чистяков В.А. Система мониторинга угловых координат источников радиоизлучения для космических аппаратов спутниковой связи // Труды МАИ. 2019. № 109. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=111394>. DOI: [10.34759/trd-2019-109-](https://doi.org/10.34759/trd-2019-109-15)

[15](#)

20. Чистяков В.А. Алгоритм адаптивной фильтрации помех в цифровых антенных решетках спутниковой связи // Труды МАИ. 2019. № 105. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=104239>

References

1. Monzingo R.A., Miller T.U. *Adaptivnyye antennnye reshetki: Vvedenie v teoriyu* (Adaptive antenna arrays: Introduction to theory), Moscow, Radio i svyaz', 1986, 448 p.
2. Grigor'ev V.A., Shchesnyak S.S., Gulyushin V.L. *Adaptivnyye antennnye reshetki* (Adaptive antenna arrays), Saint Petersburg, Universitet ITMO, 2016, vol.1. – 179 p.
3. Dzhigan V.I. *Adaptivnaya fil'tratsiya signalov: teoriya i algoritmy* (Adaptive filtering of signals: theory and algorithms), Moscow, Tekhnosfera, 2013, 528 p.
4. Losev Yu.I., Berdnikov A.G., Goikhman E.Sh., Sizov B.D. *Adaptivnaya kompensatsiya pomekh v kanalakh svyazi* (Adaptive interference compensation in communication channels), Moscow, Radio i svyaz', 1988, 208 p.
5. Zhuravlev A.K., Lukoshkin A.P., Poddubnyi S.S. *Obrabotka signalov v adaptivnykh antennnykh reshetkakh* (Signal processing in adaptive antenna arrays), Leningrad, Izd-vo Leningradskogo universiteta, 1983, 240 p.
6. Dement'ev A.N., Nefedov V.I., Trefilov N.A., Bludov A.A. *Voprosy radioelektroniki*, 2016, no. 11 (7), pp. 6-12.
7. Dement'ev A.N., Nefedov V.I., Kozlovskii I.B., Malofeev A.V., Bludov A.A. *Voprosy radioelektroniki*, 2016, no. 11 (7), pp. 18-21.
8. Lyalin K.S., Khasanov M.S., Melechin Yu.M., Kuz'min I.A. *Trudy MAI*, 2018, no. 103. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=100800>

9. Lyalin K.S., Chistuhin V.V., Oreshkin V.I., Chirkunova J.V. Digital beamforming multibeam antenna array design, *19th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology*, 2009, pp. 417-418.
10. Shmachilin P.A., Shumilov T.Yu. *Trudy MAI*, 2019, no. 109. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=111382>. DOI: [10.34759/trd-2019-109-12](https://doi.org/10.34759/trd-2019-109-12)
11. Merkulova Zh.V., Oreshkin V.I., Tsvetkov V.K. *Estestvennyye i tekhnicheskie nauki*, 2017, no. 5 (107), pp. 185-188.
12. Oreshkin V.I., Lyalin K.S., Maksimovskaya A.I., Merkulova Zh.V., Chistyukhin V.V. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Elektronika*, 2016, vol. 21, no. 3, pp. 254-260.
13. Chirkunova Zh.V. *Prostranstvennaya obrabotka signalov v tsifrovyykh antenykh reshetkakh* (Spatial Signal Processing in Digital Antenna Arrays), Doctor's thesis, Moscow, NPTs SPURT, 2009, 161 p.
14. Merkulova Zh.V., Oreshkin V.I., Tsvetkov V.K. *Estestvennyye i tekhnicheskie nauki*, 2017, 5 (107), pp. 182-184.
15. Ovchinnikova E.V., Rybakov A.M. *Trudy MAI*, 2012, no. 52. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=29558>
16. Kondrat'eva S.G. *Trudy MAI*, 2012, no. 52, URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=29560>
17. Suchkov A.V. *Trudy MAI*, 2016, no. 86. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=66408>
18. Chistyakov V.A. *Trudy MAI*, 2020, no. 115. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=119921>. DOI: [10.34759/trd-2020-115-07](https://doi.org/10.34759/trd-2020-115-07)

19. Chistyakov V.A. *Trudy MAI*, 2019, no. 109. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=111394>. DOI: [10.34759/trd-2019-109-15](https://doi.org/10.34759/trd-2019-109-15)
20. Chistyakov V.A. *Trudy MAI*, 2019, n0. 105. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=104239>

Статья поступила в редакцию 15.03.2022

Статья после доработки 18.03.2022

Одобрена после рецензирования 15.05.2022

Принята к публикации 21.06.2022

The article was submitted on 15.03.2022; approved after reviewing on 15.05.2022; accepted for publication on 21.06.2022