

Труды МАИ. 2024. № 136
Trudy MAI, 2024, no. 136

Научная статья

УДК 621.396.677

URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=180674>

МЕТОД РАЦИОНАЛЬНОГО ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В КАНАЛАХ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Артем Николаевич Новиков

Военная академия ракетных войск стратегического назначения имени Петра
Великого Министерства обороны Российской Федерации,

Балашиха, Московская область, Россия

band31@mail.ru

Аннотация. Истребительная авиация играет важную роль в обеспечении безопасности и суверенности Российской Федерации. Современные российские самолеты истребительной авиации оснащаются бортовыми радиотехническими комплексами, от которых во многом зависит успех выполнения поставленных задач. Одним из основных элементов любого радиотехнического комплекса является антенна, к которой предъявляются ряд требований по первичной обработке сигналов. К антеннам, позволяющим производить обработку сигналов, относятся адаптивные антенные решетки. Теория адаптивных антенных решеток в настоящее время разработана только для узкополосных, а точнее – для гармонических сигналов. Однако современные реалии диктуют необходимость применения сигналов все с большим спектром, что делает теорию адаптивных антенных решеток

малозффективной для такого рода сигналов. Однако разработанная теория обработки гармонических сигналов стала фундаментом для разработки теории обработки широкополосных сигналов в адаптивных антенных решетках. При этом за основу взято частотное, а не временное представление сигнала. Были выведены аналитические соотношения для формирования оптимальных весовых коэффициентов в каналах обработки адаптивной антенной решетки, зависящих от частоты. Реализация оптимальных весовых коэффициентов на практике невозможна ввиду непрерывности и бесконечности спектра широкополосного сигнала. Однако оптимальное представление позволило сформулировать подход к нахождению квазиоптимальных весовых коэффициентов, суть которого заключается в нахождении на определённых частотах спектра полезного широкополосного сигнала оптимального вектора весовых коэффициентов и его интерполяция на других частотах спектра полезного широкополосного сигнала различными интерполяционными полиномами. При этом частоты, на которых оптимально определялся вектор весовых коэффициентов, выбирались произвольно с одинаковым дискретным интервалом без учета спектральной структуры полезного широкополосного сигнала. Однако проведенный анализ показал, что на тех частотах, на которых спектральная плотность полезного сигнала низкая воздействие помехового сигнала наиболее эффективно и наоборот. В связи с этим был разработан способ, который учитывает спектральную плотность полезного сигнала при формировании квазиоптимальных весовых коэффициентов. Данный способ позволяет рационально распределить оптимальные весовые коэффициенты по

спектру полезного широкополосного сигнала и адаптироваться к помеховым сигналам более эффективно.

Ключевые слова: антенная решетка, вектор весовых коэффициентов, широкополосный сигнал, спектральная плотность, интерполяция

Для цитирования: Новиков А.Н. Метод рационального формирования весовых коэффициентов в каналах обработки широкополосной адаптивной антенной решетки

// Труды МАИ. 2024. № 136. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=180674>

Original article

THE METHOD FOR THE RATIONAL FORMATION OF WEIGHTING COEFFICIENTS IN THE PROCESSING CHANNELS OF A BROADBAND ADAPTIVE ANTENNA ARRAY

Artem N. Novikov

The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great (SRTMA), Balashikha, Moscow region, Russia

band31@mail.ru

Abstract. Fighter aviation plays an important role in ensuring security and sovereignty of the Russian Federation. Modern Russian fighter aircraft are equipped with the onboard radio-technical complexes, on which the success of the assigned missions accomplishing largely depends. One of the main elements of any radio engineering complex is antenna, to which a number of requirements for primary signal processing is placed. Adaptive antenna arrays relate to the antennas allowing signal processing performing. The theory of adaptive antenna

arrays has currently developed only for the narrowband, and more precisely for the harmonic signals. However, modern realities dictate the need to employ signals with a wider spectrum, which makes the theory of adaptive antenna arrays ineffective for such signals. Nevertheless, the developed theory of harmonic signal processing became the basis for the development of the theory of broadband signal processing in adaptive antenna arrays. The frequency representation of the signal, but not the time representation, is taken herewith as a basis. Analytical relations to form optimal weighting coefficients in the frequency-dependent processing channels of the adaptive antenna array were revealed. Implementation of the optimal weighting coefficients is impossible in practice due to the continuity and infinity of the broadband signal spectrum. However, the optimal representation allowed formulating an approach to finding quasi-optimal weighting coefficients, which essence consists in finding the optimal vector of weighting coefficients at certain frequencies of the spectrum of a useful broadband signal and its interpolation at other frequencies of the spectrum of a useful broadband signal by various interpolation polynomials. The frequencies herewith, at which the vector of weighting coefficients was optimally determined, were selected arbitrarily with the same discrete interval without accounting for the spectral structure of the useful broadband signal. However, the analysis demonstrated that at the frequencies, at which the spectral density of the useful signal is low, the interference signal is most effective and vice versa. In this regard, a method that accounts the spectral density of the useful signal when forming quasi-optimal weighting coefficients has been developed. This method allows to distributing rationally optimal weighting coefficients over the spectrum of a useful broadband signal and adapting to the interference signals more efficiently.

Keywords: antenna array, vector of weighting coefficients, broadband signal, spectral density, interpolation

For citation: Novikov A.N. The method for the rational formation of weighting coefficients in the processing channels of a broadband adaptive antenna array. *Trudy MAI*, 2024, no. 136.

URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=180674>

Введение

Одним из перспективных направлений для повышения помехозащищенности каналов передачи информации [1, 5-10, 11, 12, 14], обеспечения требуемого уровня электромагнитной совместимости и повышения точностных характеристик работы измерительной радиотехнической системы является применение широкополосных сигналов (ШПС) [1-4].

Традиционно прием и обработка ШПС основывается на методах корреляционного приема [1, 13], которые позволяют выделить требуемый ШПС из аддитивной смеси мешающих сигналов и шумов. Данные методы высокоэффективны, когда на широкополосную систему действуют непреднамеренные или шумовые помехи. Однако тенденция развития средств радиоэлектронной борьбы западных стран показывает, что основной их вектор развития направлен на внедрение когнитивных систем ведения радиоэлектронной разведки и радиоэлектронного подавления. Это, в свою очередь, говорит о возможности постановки таких помех радиоэлектронным средствам, которые будут максимально ухудшать качество их функционирования. Для широкополосных систем к таким помехам относятся

имитационные и структуроподобные помехи. В связи с этим применение только методов корреляционной обработки становится малоэффективно.

Известно, что для того, чтобы методы корреляционного приема и методы помехоустойчивого кодирования оставались высокоэффективными в условиях воздействия преднамеренных помех, необходимо обеспечить требуемое отношение сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) на входе приемника [15-20]. Это возможно только благодаря применению направленных антенн или антенн с обработкой сигналов. К таким антеннам относятся адаптивные антенные решетки (ААР).

В работках [2-4] описан метод формирования весовых коэффициентов в каналах обработки широкополосной ААР, которые обеспечивают требуемое ОСПШ на выходе антенны. Однако данный метод не учитывает особенностей спектра ШПС, что делает поиск весовых коэффициентов нерациональным.

Цель статьи – разработать метод формирования весовых коэффициентов в каналах обработки широкополосной ААР, обеспечивающий минимальные вычислительные затраты и максимальное ОСПШ на выходе антенны.

Общие теоретические положения

Пусть задана N -элементная широкополосная ААР с известной геометрией излучающего раскрыва, обеспечивающая прием и обработку ШПС. Направление прихода полезного ШПС θ_0, ϕ_0 является известным, параметры помеховых сигналов – неизвестны.

Требуется разработать метод формирования квазиоптимальных весовых коэффициентов в каналах обработки широкополосной ААР, обеспечивающих требуемое значение функционала [2-5]:

$$Q(\hat{W}(\omega)) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\hat{W}^T(\omega) \cdot R_{ss}(\omega) \cdot \hat{W}^*(\omega)}{\hat{W}^T(\omega) \cdot R_{nn}(\omega) \cdot \hat{W}^*(\omega)} d\omega \geq Q_{\text{треб}}; \quad (1)$$

$$\hat{W}(\omega) \rightarrow W_{opt}(\omega),$$

где $W_{opt}(\omega)$ – частотно-зависимый вектор оптимальных весовых коэффициентов;

$W(\omega)$ – частотно-зависимый вектор квазиоптимальных весовых коэффициентов

$R_{ss}(\omega)$ – 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;

$T, *$ – символы операций транспонирования и комплексного сопряжения соответственно.

Частотно-зависимый вектор оптимальных весовых коэффициентов находится по формуле [2-4]:

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

где $S_0(\omega) = \exp(-i\omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}(x_n \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + y_n \sin \theta_0 \sin \varphi_0))$ – управляющий вектор, обеспечивающий формирование заданной ДН в требуемой полосе частот;

ε_0, μ_0 – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости свободного пространства;

θ_0, φ_0 – углы направления прихода полезного сигнала;

x_n, y_n – координаты n -го элемента антенной решётки.

Аналитическое выражение для обратной частотно-зависимой ковариационной матрицы помеховых сигналов в общем случае имеет вид [2-4]:

$$R_{nn}^{-1}(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \left(E - \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L \alpha_{lp}(\omega) \cdot U_l^*(\omega) \cdot U_p^T(\omega) \right), \quad (3)$$

где σ^2 – мощность тепловых шумов в каналах N -элементной ААР;

$\alpha_{lp}(\omega)$ – коэффициент, зависящий от спектральной плотности L помеховых сигналов на входе ААР;

$$U_l(\omega) = \exp(-i\omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}(x_n \sin \theta_l \cos \phi_l + y_n \sin \theta_l \sin \phi_l)) \quad - \quad \text{вектор-столбец,}$$

элементами которого являются комплексные сомножители, учитывающие фазовый набег фронта l -го помехового сигнала на каждом элементе ААР.

Результирующая аналитическая зависимость для частотно-зависимого оптимального вектора весовых коэффициентов имеет вид [2-4]:

$$W_{opt}(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \left(E - \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L \alpha_{lp}(\omega) \cdot U_l^*(\omega) \cdot U_p^T(\omega) \right) S_0^*(\omega). \quad (4)$$

При этом реализовать данную аналитическую зависимость технически невозможно из-за непрерывности спектра сигнала. Для технической реализации требуется найти квазиоптимальные значения частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов.

Для решения поставленной задачи необходимо разделить аддитивную смесь ШПС и помех в ААР с помощью полосовых фильтров на равные узкополосные

частотные составляющие. Для каждой из частотных составляющих на определенных частотах ω_k находя оптимальный по критерию максимума ОСПШ (1) вектор весовых коэффициентов $W_{opt}(\omega_k)$, соответствующий выражению (4). Для других частот обработки спектра полезного ШПС находят квазиоптимальные весовые коэффициенты на основе различных функций интерполяции. В данной статье будет рассмотрена простейшая кусочно-постоянная функция интерполяции. Квазиоптимальные весовые коэффициенты в этом случае описывается выражением:

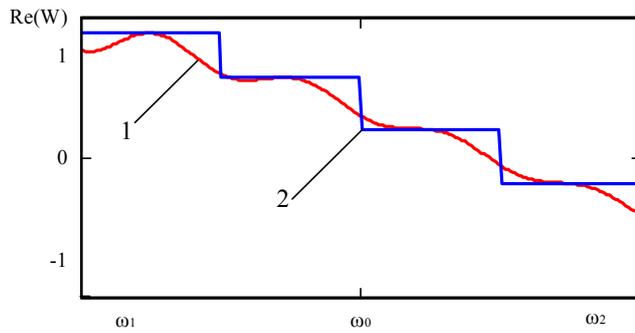
$$\hat{W}(\omega) = \sum_{k=1}^K W_{opt}(\omega_k) T_k(\omega), \quad (5)$$

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

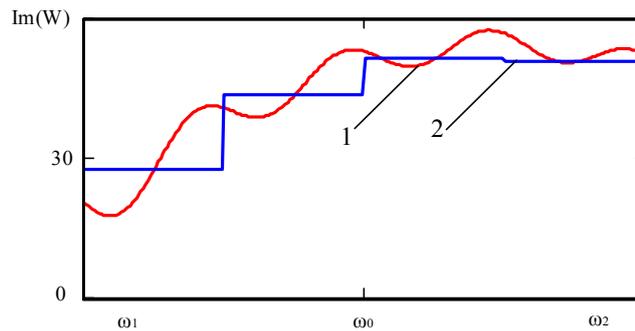
ω_k – среднее значение k -го частотного интервала; ($k = 1, \dots, K$).

На рисунке 1 представлены графики реальной (рисунок 1 с индексом «а») и мнимой (рисунок 1 с индексом «б») составляющей частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов для n -го канала ААР. Причем на всех рисунках кривая 1 показывает оптимальную частотную зависимость вектора весовых коэффициентов, а кривая 2 – квазиоптимальную на основе кусочно-постоянной функции интерполяции.

Из приведенных графиков видно, что с увеличением числа частот K , в которых оптимально определяется вектор весовых коэффициентов, происходит увеличение степени сходимости оптимального и квазиоптимального частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов, то есть $\hat{W}(\omega) \rightarrow W_{opt}(\omega)$.



а)



б)

Рис. 1. График изменения реальной (а) и мнимой (б) составляющей вектора весовых коэффициентов от частоты

При этом в работах [2-4] оптимальный вектор весовых коэффициентов предлагается находить на равных частотных интервалах, как показано на рисунке 2.

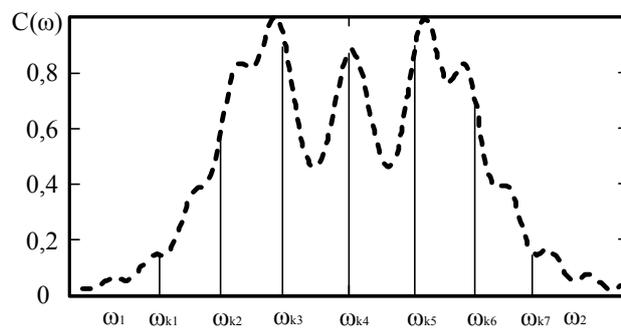


Рис. 2. Спектр полезного ШПС, разделенный на частотные составляющие по методу, описанному в [2-4]

Как видно из рисунка 4 спектр ШПС не имеет одинаковой амплитуды на всем частотном интервале, что подталкивает на мысль о том, что на тех частотах, на которых спектральная плотность выше весовые коэффициенты необходимо вычислять с большим интервалом, чем для тех частот, на которых спектральная плотность низкая.

Основная идея рационального вычисления оптимальных весовых коэффициентов и формирования квазиоптимального частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов поясняется рисунком 3.

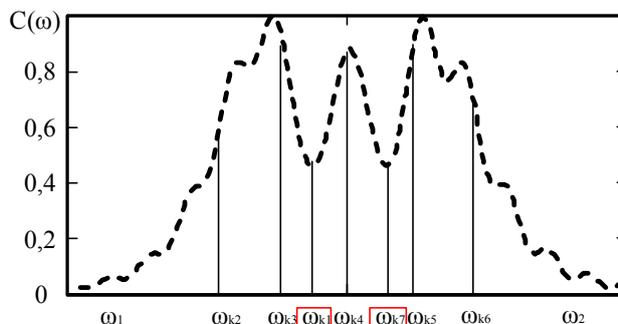


Рис. 3. Спектр полезного ШПС, рационально разделенный на частотные составляющие

Теоретическое обоснование разработанного метода

Метод реализуется следующим образом.

1. При выборе типа полезного ШПС рассчитывается его спектр на основе преобразования Фурье [1]:

$$C(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \exp(-i \omega t) dt, \quad (6)$$

где $S(t)$ – тип выбранного ШПС;

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота;

f – линейная частота.

2. Далее определяется отношение мощности полезного ШПС и мешающего воздействия на выходе согласованного фильтра при допущении, что спектр сигнала $|C(\omega)|$ является прямоугольным и равен константе C в пределах полосы сигнала W и нулю вне ее, а амплитудная передаточная функция фильтра равномерна в полосе сигнала W и равна нулю вне ее. Также допускается, что ее ненулевое значение равняется единице. Следовательно помеха, трактуемая как случайный процесс, проходит на выход фильтра без изменения своей мощности J , тогда как отфильтрованное значение мощности шума составит N_0W . С другой стороны, фильтр согласован с сигналом и, значит, когерентно суммирует все гармонические составляющие сигнала, обеспечивая максимальное значение амплитуды на выходе:

$$A_{\text{вых}} = \int_{-\infty}^{\infty} |C(\omega)| d\omega = 2WC, \quad (7)$$

где учтена равномерность спектра в полосе сигнала W , а удвоение обусловлено вкладом «отрицательных» частот. При аналогичных обозначениях энергия сигнала вычисляется с помощью теоремы Парсеваля как:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |C(\omega)|^2 d\omega = 2WC^2. \quad (8)$$

Таким образом, ОСПШ на выходе согласованного фильтра равно:

$$Q = \frac{A_{\text{вых}}^2}{J + N_0W} = \frac{4W^2C^2}{J + N_0W} = \frac{2E}{N_0 + J/W}. \quad (9)$$

Из соотношения (9) видно, что чем меньше энергия E полезного ШПС, тем ниже ОСПШ на выходе согласованного фильтра.

Таким образом проводят расчет ОСПШ для каждой частоты полезного ШПС с определенным дискретом, величина которого зависит от требуемого ОСПШ на выходе ААР и выявляют низкий уровень энергии полезного ШПС.

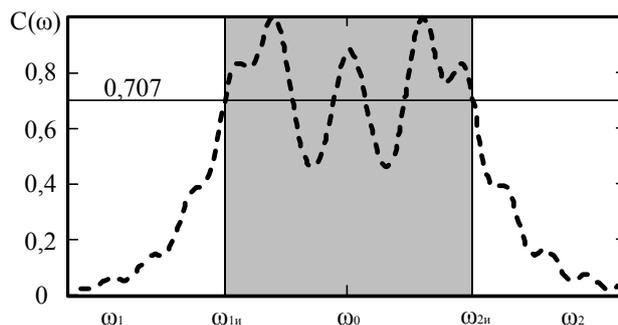


Рис. 4. Спектр полезного ШПС

3. Так как спектр сигнала является бесконечным, то существует некоторый диапазон частот, называемый девиацией частот, в котором сосредоточен весь информативный сигнал (рисунок 4). Вне этого диапазона оптимально определять вектор весовых коэффициентов не имеет смысла, так как на восстановление спектра полезного ШПС это особую роль не играет. На рисунке 1 видно, что в методе, описанном в [2-4], оптимальный вектор весовых коэффициентов определяется на равных интервалах спектра полезного ШПС и не учитывается структура самого спектра.

4. На основе результатов расчета, полученных по соотношению (5) рациональным образом определяются частоты, в которых оптимальный вектор весовых коэффициентов необходимо определять с более частым интервалом (спектральная плотность полезного ШПС низкая), а в которых с более редким

(спектральная плотность полезного ШПС высокая). При этом общее число каналов обработки не меняется (рисунок 3). С расширением спектра сигнала число каналов обработки будет уменьшаться.

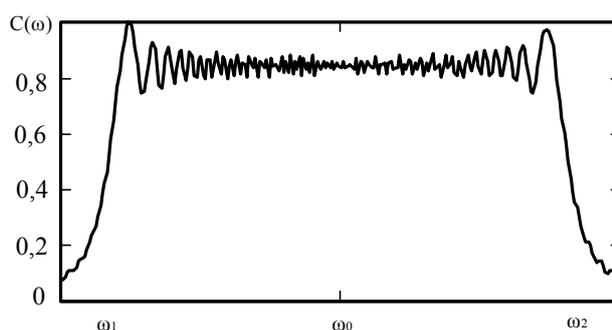
5. Далее для других частот спектра полезного ШПС вектор весовых коэффициентов интерполируется кусочно-постоянной функцией.

Данный подход позволяет рационально использовать вычислительный ресурс и обеспечить требуемое ОСПШ на выходе ААР.

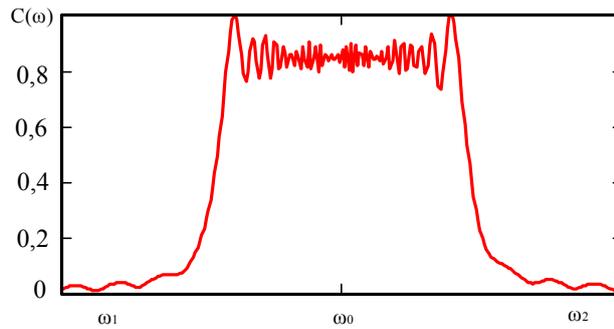
Результаты моделирования

Пусть задана $N = 100 (10 \times 10)$ -элементная плоская широкополосная ААР, обеспечивающая прием и обработку ШПС. Направление прихода полезного ШПС $\theta_0 = 0^\circ$, направление прихода помехового сигнала – $\theta_1 = 45^\circ$.

На рисунке 5 представлен спектр полезного ШПС (рисунок 5 с индексом «а») и помехового сигнала (рисунок 5 с индексом «б»).



а)



б)

Рис. 5. Спектр полезного (а) и помехового (б) ШПС

На рисунке 6 представлена диаграмма направленности ААР на центральной частоте в установившемся режиме процесса адаптации при оптимальном формировании частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов.

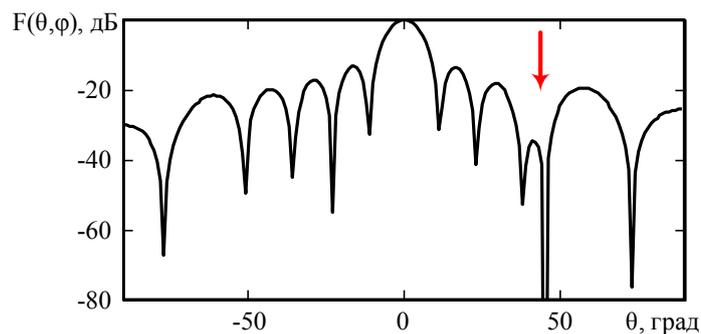
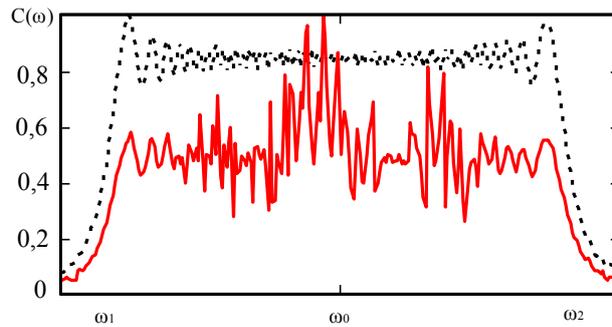
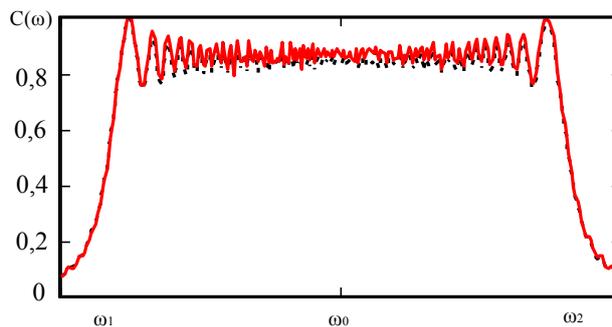


Рис. 6. Диаграмма направленности широкополосной ААР в установившемся режиме

На рисунке 7 представлены спектры исходного (пунктирная кривая) и восстановленного (сплошная кривая) сигналов для случая формирования квазиоптимального частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов на основе метода, описанного в [2-4] (рисунок 7 с индексом «а»), и для случая формирования квазиоптимального частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов на основе разработанного метода (рисунок 7 с индексом «б») при $K = 32$.



а)



б)

Рис. 7. Спектры исходного и восстановленного после обработки ШПС

Из приведенных графиков видно, что спектр полезного ШПС восстанавливается более точно в случае применения разработанного метода для расчета частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов.

Выводы

Таким образом, разработанный метод позволяет сформировать частотно-зависимый квазиоптимальный вектор весовых коэффициентов в каналах обработки широкополосной ААР. При этом, по сравнению с существующим методом, описанным в работах [2-4], разработанный метод обеспечивает рациональное использование вычислительного ресурса за счет рационального распределения

плотности вычисления оптимальных весовых коэффициентов в полосе частот, что подтверждается графиками, представленными на рисунке 7. Однако данный метод имеет ряд ограничений.

Во-первых, эффективность метода тем выше, чем менее равномерен спектр полезного ШПС. Если спектр полезного сигнала неравномерный, то можно заранее рассчитать частоты, на которых оптимальный вектор весовых коэффициентов требуется вычислять с меньшим шагом или большим.

Во-вторых, эффективность метода тем выше, чем больше информации о помеховой обстановке. Если известны спектры помеховых сигналов, то можно заранее рассчитать частоты, на которых оптимальный вектор весовых коэффициентов требуется вычислять с меньшим шагом или большим. Второе ограничение действует только на начальных этапах функционирования ААР.

Список источников

1. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. - М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
2. Новиков А.Н., Габриэльян Д.Д. Квазиоптимальный метод обработки широкополосных сигналов в условиях радиопомех // Антенны. 2011. № 9. С. 26-29.
3. Новиков А.Н., Габриэльян Д.Д., Цыпорина И.Г. Оптимальное подавление широкополосных помех в адаптивных антенных решетках // Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. Т. 16. № 6. С. 20-23.

4. Новиков А.Н., Габриэльян Д.Д., Морковкин В.А., Нечаенко А.Г. Оптимальный синтез весовых коэффициентов при воздействии широкополосных помех // Информатизация и связь. 2011. № 3. С. 93-95.
5. 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. 2020. № 124. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=167170>. DOI: [10.34759/trd-2022-124-25](https://doi.org/10.34759/trd-2022-124-25)
6. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
7. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л. Адаптивные антенные решетки. – СПб.: Университет ИТМО, 2016. Ч.1. – 179 с.
8. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
9. 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.
10. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Изд-во Ленинградского университета, 1983. – 240 с.
11. 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.

12. 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.
13. 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>
14. 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, Sevastopol, Crimea, 2009, pp. 417-418.
15. 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).
16. Меркулова Ж.В., Орешкин В.И., Цветков В.К. Компенсация амплитуднофазового разброса в цифровой антенной решётке // Естественные и технические науки. 2017. № 5 (107). С. 185-188.
17. Кондратьева С.Г. Многофункциональная бортовая антенная решетка интегрированного радиоэлектронного комплекса // Труды МАИ. 2012. № 52. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=29560>
18. Сучков А.В. Моноимпульсная волноводно-щелевая антенная решетка с частотным сканированием // Труды МАИ. 2016. № 86. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=66408>

19. 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)
20. 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-2019-109-15](https://doi.org/10.34759/trd-2019-109-15)

References

1. Ipatov V. *Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov. Printsipy i prilozheniya* (Broadband systems and code separation of signals. Principles and Applications), Moscow, Tekhnosfera, 2007, 488 p.
2. Novikov A.N., Gabriel'yan D.D. *Antenny*, 2011, no. 9, pp. 26-29.
3. Novikov A.N., Gabriel'yan D.D., Tsyporina I.G. *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy*, 2011, vol. 16, no. 6, pp. 20-23.
4. Novikov A.N., Gabriel'yan D.D., Morkovkin V.A., Nechaenko A.G. *Informatizatsiya i svyaz'*, 2011, no. 3, pp. 93-95.
5. Dement'ev A.N., Klyuev D.S., Novikov A.N., Mezhnov A.S., Piterskova Yu.A., Zakharova E.V., Dement'ev L.A. *Trudy MAI*, 2020, no. 124. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=167170>. DOI: [10.34759/trd-2022-124-25](https://doi.org/10.34759/trd-2022-124-25)
6. Monzingo R.A., Miller T.U. *Adaptivnye antennnye reshetki: Vvedenie v teoriyu* (Adaptive antenna arrays: Introduction to theory), Moscow, Radio i svyaz', 1986, 448 p.

7. Grigor'ev V.A., Shchesnyak S.S., Gulyushin V.L. *Adaptivnyye antennoye reshetki* (Adaptive antenna arrays), Saint Petersburg, Universitet ITMO, 2016, vol.1., 179 p.
8. Dzhigan V.I. *Adaptivnaya fil'tratsiya signalov: teoriya i algoritmy* (Adaptive filtering of signals: theory and algorithms), Moscow, Tekhnosfera, 2013, 528 p.
9. 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.
10. Zhuravlev A.K., Lukoshkin A.P., Poddubnyi S.S. *Obrabotka signalov v adaptivnykh antennykh reshetkakh* (Signal processing in adaptive antenna arrays), Leningrad, Izd-vo Leningradskogo universiteta, 1983, 240 p.
11. Dement'ev A.N., Nefedov V.I., Trefilov N.A., Bludov A.A. *Voprosy radioelektroniki*, 2016, no. 11 (7), pp. 6-12.
12. 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.
13. Lyalin K.S., Khasanov M.S., Meleshin Yu.M., Kuz'min I.A. *Trudy MAI*, 2018, no. 103. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=100800>
14. 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*, Sevastopol, Crimea, 2009, pp. 417-418.
15. 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)
16. Merkulova Zh.V., Oreshkin V.I., Tsvetkov V.K. *Estestvennyye i tekhnicheskie nauki*, 2017, no. 5 (107), pp. 185-188.

17. Kondrat'eva S.G. *Trudy MAI*, 2012, no. 52. URL:
<http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=29560>
18. Suchkov A.V. *Trudy MAI*, 2016, no. 86. URL:
<http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=66408>
19. 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)
20. 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)

Статья поступила в редакцию 20.04.2024

Одобрена после рецензирования 28.04.2024

Принята к публикации 27.06.2024

The article was submitted on 20.04.2024; approved after reviewing on 28.04.2024; accepted for publication on 27.06.2024