УДК 621.396.667

ВЫБОР АДАПТИВНОГО АЛГОРИТМА ДЛЯ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НАЗЕМНОЙ АППАРАТУРЫ СИСТЕМ ГЛОБАЛЬНОЙ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ

Джиган В.И., ***д.т.н., главный научный сотрудник отдела проблем проектирования в микроэлектронике Национального исследовательского центра «Курчатовский институт» и профессор Института микроприборов и систем управления Национального исследовательского университета «Московский институт электронной техники», г. Москва, e-mail: dzhigan_vi@nrcki.ru***

SELECTION OF ADAPTIVE ALGORITHM FOR DIGITAL ANTENNA ARRAY OF LAND-BASED EQUIPMENT FOR GLOBAL SATELLITE NAVIGATION SYSTEMS

Djigan V.I.

This paper considers a technique for assessing the possibility of the receiving signals from the Global Navigation Satellite Systems (GNSS) using the Adaptive Antenna Arrays (AAA) as the antennas in the ground-based equipment. This technique is based on assessing the Signal-to-Noise Ratio (SNR) at the AAA output in its steady state. The SNR is assessed with a uniform discrete step over the entire set of the angles of the possible positions of the informational signal source (satellite) around the AAA. Based on these assessments, a map is formed showing the areas in the directions of which the reception of the satellite signals is possible or impossible. The simulation has demonstrated, that such reception is possible in the directions where, according to international standards, the SNR value of at least –20 dB is ensured at the output of the antenna or the AAA in use. The technique is demonstrated using the examples of two the AAA widely used in the ground-based equipment for the modern GNSS: a Side Lobe Canceller and an AAA with a Linear Constraint of the radiation pattern. The simulation has demonstrated that when using a rectangular equidistant AAA with eight wide-beam antennas, after the suppressing of the signals from 7 interference sources, the satellite signals can be received from approximately 30 % of the directions of the surrounding space (in the vicinity of the zenith). This value is approximately 10 % greater than that of the AAA before the adaptation. If such estimates are made only for the upper hemisphere of space, these values are doubled. In the experiment, both considered the AAA demonstrate approximately the same efficiency in terms of interference suppression and reception of information signals, although their radiation patterns in the steady state differ somewhat. For the AAA of other configurations and when operating in other interference environments, these estimates may differ and have different numerical values. Using the proposed technique, these estimates can be easily obtained for the desired operating conditions of the receiving AAA. The paper also presents the architectures and the computational procedures for calculation the weighs and the output signal of the considered AAA. These procedures are based on the use of the Recursive Least Squares algorithm for the adaptive filtering of the signals.

Key words: Adaptive Antenna Array, Global Navigation Satellite Systems, Side Lobe Canceller, Liner Constraint, Signal-to-Noise Ratio, Recursive Least Squares.

Ключевые слова: адаптивная антенная решетка, глобальные навигационные спутниковые системы, компенсатор боковых лепестков, линейное ограничение, отношение сигнал/шум, рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов.

Рассмотрена методика оценки возможности приема сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) при использовании адаптивных антенных решеток (ААР) в качестве антенн наземной аппаратуры. Данная методика базируется на оценке отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе ААР в её установившемся состоянии. ОСШ оценивается с равномерным дискретным шагом на всем множестве углов возможного положения источника информационного сигнала (спутника) вокруг ААР. По этим оценкам формируется карта, обозначающая области, в направлениях которых прием спутниковых сигналов возможен или невозможен. Этот прием возможен в направлениях, где согласно международным стандартам, на выходе используемой антенны или ААР, т.е. входе радиоприемника, обеспечивается значение ОСШ не хуже –20 дБ. Методика демонстрируется на примерах моделирования двух ААР, широко используемых в наземном оборудовании современных ГНСС: компенсатора боковых лепестков и ААР с линейным ограничением диаграммы направленности. Моделирование показало, что при использовании прямоугольной эквидистантой ААР с восьмью антеннами с широкими диаграммами направленности после подавления сигналов 7 источников помех, спутниковые сигналы могут быть приняты примерно с 30 % направлений окружающего пространства (в окрестности зенита). Это значение примерно на 10 % больше, чем у ААР до адаптации. Если такие оценки проводить только для верхней полусферы пространства, то данные значения удваиваются. В эксперименте обе ААР демонстрируют примерно одинаковую эффективность с точки зрения подавления помех и приема информационных сигналов, хотя их диаграммы направленности в установившемся состоянии несколько различаются. Для ААР других конфигураций и при работе в других помеховых обстановках полученные оценки могут различаться и быть другими по численным значениям. Используя предложенную методику, эти оценки легко получить для интересуемых условий функционирования приемной ААР. В работе также представлены структуры ААР и процедуры вычисления весовых коэффициентов и выходного сигнала этих ААР. Эти процедуры базируются на использовании рекурсивного алгоритма адаптивной фильтрации сигналов по критерию наименьших квадратов.

Введение

Возможность определения местоположения объектов различного назначения на планете Земля сегодня широко используется в жизнедеятельности современных людей благодаря наличию и успешному функционированию глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) [1, 2]. Эта возможность позволяет определять свое местоположение пользователям смартфонов, наземным транспортным средствам, воздушным лайнерам и морским судам. Она также позволяет создавать беспилотные транспортные средства, широко используемые сегодня не только в промышленности, но и в сфере предоставления различных потребительских услуг, таких как, например, доставка корреспонденции или товаров. Для реализации перечисленных и многих других технологических решений, исполь-

зующих услуги ГНСС, требуется иметь возможность принимать сигналы этой системы, что осуществляется с помощью радиоприемников таких сигналов.

С помощью антенн с широкими диаграммами направленности (ДН), эти радиоприемники [3, 4] способны принимать сигналы от навигационных спутников при отношении сигнал/шум (ОСШ) на входе радиоприемника не хуже –20 дБ. Поскольку такие сигналы маскируются тепловыми шумами радиоприёмника, то для выделения этих сигналов используется корреляционная обработка. В большинстве ГНСС в качестве информационных сигналов используются псевдослучайные последовательности [5, 6]. Если на входе радиоприемника $\text{ОСШ} < -20$ дБ, то корректная обработка спутниковых сигналов не гарантируется и, как следствие, не гарантируется получение правильного решения задачи определения местоположения пользователя навигационного радиоприемника.

Сегодня качестве антенн наземных радиоприемников сигналов ГНСС часто используются антенные решетки (АР) [7 – 11], которые могут быть также адаптивными [12 – 18]. Адаптивные АР (ААР) позволяют защищать радиоприемники от естественных или преднамеренных помех, которые возникают из-за работы различного радиоэлектронного оборудования, использующего тот же диапазон частот, что и оборудование ГНСС. Поскольку внешние помехи также являются шумами, то ААР должны обеспечивать такое подавление помех, чтобы на выходе ААР отношение сигнал шум + помеха (ОСШП) было не хуже –20 дБ [19 – 21]. Ключевой технологией, на которой основана работа ААР, является адаптивная обработка сигналов [22 – 28].

Однако при использовании ААР в качестве антенны, нужно помнить, что любая ААР не только подавляет помехи, что является безусловным требованием для корректной работы радиоприемника сигналов ГНСС, но и усиливает шумы, которые создаются в радиочастотных (РЧ) цепях приёмников каналов решетки. Это происходит из-за того, что на выходе ААР эти шумы складываются с весовыми коэффициентами, вычисляемыми в процессе подавления сигналов помех, хотя это сложение и не является когерентным. Из-за этого выходное ОСШП ААР может оказаться меньше –20 дБ, даже если в установившемся состоянии помехи полностью подавлены. По этой причине необходима методика оценки возможности приема информационных сигналов ГНСС при использовании ААР в качестве приемной антенны.

Известно, что для решения навигационной задачи необходимо принимать сигналы не менее чем от 4 спутников [1]. Согласно [4], в любом месте на Земле и в любое время суток в зоне прямой видимости находится от 5 до 15 спутников системы глобального позиционирования (Global Position System, GPS). Спутники других систем ГНСС [1] также могут быть видны и одновременно использованы для решения этой задачи. Однако не все сигналы видимых спутников могут удовлетворять условию $\text{ОСШП} \geq -20$ дБ в установившемся состоянии ААР, так как не все из них принимаются в пределах главного лепестка её ДН. Поэтому для оценки возможности приема сигналов ГНСС в конкретной сигнальной и помеховой обстановке приходится выполнить моделирование работы ААР. Однако такое моделирование может потребовать больших временных затрат, если интересует такая оценка для разного числа спутников и разного их пространственного положения.

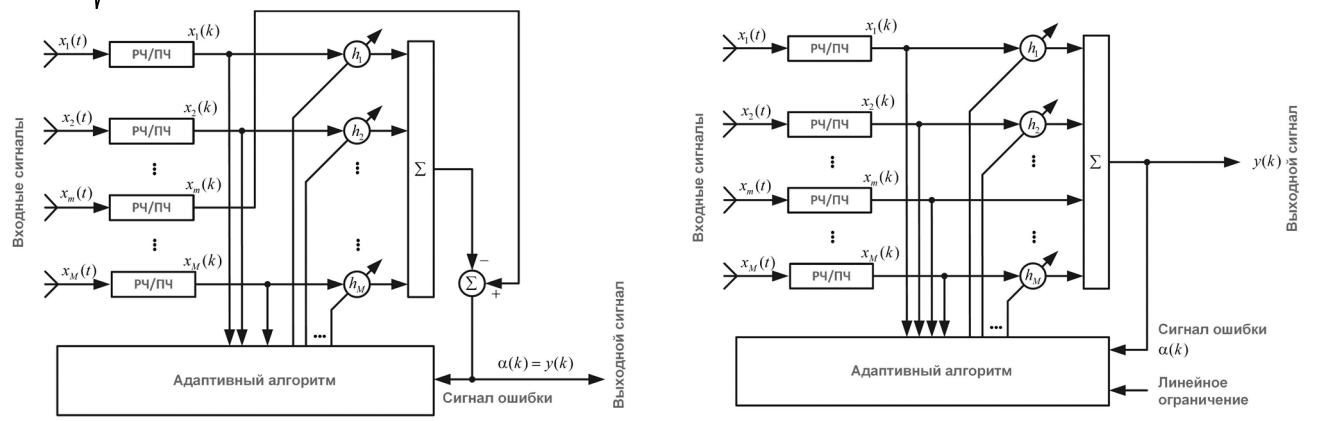
В тоже время, поскольку сигналы спутников скрыты шумами радиоприемников ААР, то число и угловое положение их источников на работу ААР не влияют. В связи с этим, в настоящей работе предлагается не моделировать ААР при разных угловых положениях спутников, а выполнить однократное моделирование в интересуемой помеховой обстановке. После этого, используя полученные в результате адаптации весовые коэффициенты ААР её в установившемся состоянии и один из источников спутниковых сигналов, который с заданным дискретом углов последовательно перемещается по всему интересующему пространству (аналогично расчету ДН), можно рассчитать значения ОСШ в дискретных точках этого пространства и разграничить области, где $\text{ОСШ} < -20$ дБ и где $\text{ОСШ} \geq -20$ дБ. Построенная таком образом «карта» позволяет оценить вероятность приема спутниковых сигналов в заданной помеховой обстановке как отношение площади такой карты с $\text{ОСШ} \geq -20$ дБ ко всей её площади.

Описание и демонстрация этой методики являются целями настоящей работы. Демонстрация осуществляется путем моделирования двух широко используемых на практике разновидностей ААР, таких как компенсатор боковых лепестков (Side Lobe Canceller, SLC) и ААР с линейным ограничением (Linearly Constrained, LC) ДН.

В следующих разделах данной статьи приводятся общие структуры рассматриваемых ААР; описываются адаптивные рекурсивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS), используемые для расчета весовых коэффициентов ААР и её выходного сигнала; а также описывается предлагаемая методика и обсуждаются результаты моделирования.

Адаптивные алгоритмы

На рисунке 1, *а* приведена структура SLC ААР. В ней могут быть использованы любые известные алгоритмы адаптивной фильтрации [22 – 28] для расчета весовых коэффициентов ААР $h_n(k)\big|_{n=1:M,\, n\neq m}$. Непрерывные входные сигналы ААР $x_n(t)\big|_{n=1:M}$ принимаются антеннами, фильтруются в соответствии с полосой частот информационного сигнала, усиливаются аналоговыми радиочастотными (РЧ) узлами радиоприемников каналов решетки, понижаются до нулевой промежуточной частоты с помощью преобразователей частоты (ПЧ) и затем преобразуются в дискретную форму $x_n(k)\big|_{n=1:M}$ для дальнейшей обработки. Здесь t – это непрерывное время, M – число каналов (антенн) ААР, а k – номер дискретного отсчёта принятого сигнала. Один из сигналов ААР используется в качестве требуемого сигнала адаптивного алгоритма $d(k) = x_m(k)$.



а) компенсатор боковых лепестков *б) с линейным ограничением*

Рисунок 1. Общая структура ААР

В [29] показано, что SLC можно также рассматривать как LC ААР, см. рисунок 1, *б*, с ограничением весового коэффициента выбранного m -го канала как $h_m(k)=1.$ Для этого используется линейное ограничение

$$\mathbf{c}_M^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_M(k)=1, \tag{1}$$

где

$$\mathbf{c}_M=\left[0,0,\ldots,0,1,0,\ldots,0\right]^{\mathrm{T}}. \tag{2}$$

Здесь ненулевой элемент вектора $\mathbf{c}_M$ находится в указанной выше m -й позиции. При использовании (1) и (2), структура ААР, рисунке 1, *б*, математически эквивалента структуре ААР, рисунок 1, *а*.

В статье, нижние индексы, используемые в обозначении векторов, указывают на число элементов в этих векторах. Аналогичные обозначения в квадратных матрицах (только такие матрицы рассматриваются в настоящей статье) указывают на число элементов этих матриц, равных квадрату численного значения данных индексов.

ААР, рисунок 1, *б*, может быть также использована совместно с адаптивными алгоритмами, в которых на ДН ААР накладывается линейное ограничение вида

$$\mathbf{c}_M^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_M(k)=F(\theta_{\mathrm{c}},\phi_{\mathrm{c}})M, \tag{3}$$

где

$$\mathbf{c}_M=F(\theta_{\mathrm{c}},\phi_{\mathrm{c}})\left[e^{i\psi_1},e^{i\psi_2},\ldots,e^{i\psi_m},\ldots,e^{i\psi_M}\right]^{\mathrm{T}}. \tag{4}$$

Здесь сферические углы θ_{c}, ϕ_{c}, [7 – 11] определяют направление ограничения ДН, $F(\theta_{\mathrm{c}},\phi_{\mathrm{c}})$ – значение ДН антенн ААР в направлении этого ограничения. Значения ψ_m представляют собой пространственные набеги фаз от источника сигнала, расположенного в направлении θ_{c}, ϕ_{c}, до каждой антенны. Эти значения определяются как

$$\psi_m=\frac{2\pi}{\lambda}(z_{m_z}\cos\theta_{\mathrm{c}}+y_{m_y}\sin\varphi_{\mathrm{c}}\sin\theta_{\mathrm{c}}+x_{m_x}\cos\varphi_{\mathrm{c}}\sin\theta_{\mathrm{c}}), \tag{5}$$

где m_z, m_y и m_x – это декартовые координаты m -й антенны относительно фазового центра ААР, совпадающего с началом координат.

В настоящей работе предполагается, что ААР является плоской, все её антенны идентичны и одинаково расположены так, что максимумы их ДН ориентированы по нормали к плоскости решетки. Если рассматривается конформная АР или ДН её антенн разные, то (3) и (4) должны быть скорректированы соответствующим образом. Для плоской ААР, расположенной в одной из трех плоскостей декартовой системы координат, совпадающей с её осями, одно из слагаемых в (5) становится нулевым. Если ААР располагается горизонтально, т.е. в плоскости xy, то $z_{m_z}\cos\theta_{\mathrm{c}}=0,$ так как в этом случае $z_{m_z}=0.$ ААР наземных радиоприемников ГНСС обычно устанавливаются в горизонтальной плоскости. В этом случае направление ограничения ДН задается как $\theta_{\mathrm{c}}=0°,\ \phi_{\mathrm{c}}=0°.$ Эти углы также определяют начальное направление луча обеих рассматриваемых ААР.

Таким образом, ААР, рисунок 1, представляют собой АР с цифровым формированием луча [30 – 35]. Малоэлементные ААР с цифровым формированием луча сегодня широко используются в наземных радиоприемниках ГНСС благодаря наличию современной микроэлектронной элементной базы [36 – 40], используемой для разработки и изготовления таких решеток. Для расчёта весовых коэффициентов рассматриваемых ААР используются алгоритмы адаптивной фильтрации сигналов, которые могут быть найдены в [22 – 28]. Эти алгоритмы также включают в себя вычисление выходного сигнала ААР. Среди них наиболее эффективными являются RLS-алгоритмы. Вычислительные процедуры таких алгоритмов для рассматриваемых ААР приведены в таблице 1 и в таблице 2. Как уже отмечалось, при использовании (1) и (2) в таблице. 2, этот адаптивный алгоритм становится эквивалентным алгоритму таблицы 1, а ААР на рисунке 1, *б* – эквивалентной ААР на рисунке 1, *а*. В таблице 1 размер векторов и матриц, равный $M-1,$ обусловлен исключением из этих объектов элементов выделенного канала ААР с номером m.

В таблицах 1 и 2, $\mathbf{h}_M(k)$ – это вектор весовых коэффициентов ААР, $\mathbf{x}_M(k)$ – вектор дискретных входных сигналов ААР, $\mathbf{R}_M(k)$ – корреляционная матрица этих сигналов, δ^2 – параметр регуляризации этой матрицы, λ – параметр забывания. Приведенные RLS-алгоритмы базируются на лемме об обращении матрицы, которая используется для обращения корреляционной матрицы. Детали других адаптивных алгоритмов доступны в [22 – 28].

Таблица 1. SLC AAP, RLS-алгоритм

Вычисления	Ссылки
Инициализация : $\mathbf{h}_{M-1}(0)=\mathbf{c}_{M-1}, \left[\mathbf{R}_{M-1}(0)\right]^{-1}=\delta^{-2}\mathbf{I}_{M-1}$, $h_m(0)=1,\ n=1:M,\ n\neq m$	(1.0)
For $k=1,2,\ldots,K$	
$\mathbf{x}_M(k)=\left[x_1(k), x_2(k),\ldots, x_m(k),\ldots, x_M(k)\right]^{\mathrm{T}}$	(1.1)
$y(k)=\alpha(k)=d(k)-y'(k)=h_m^*(k-1)x_m(k)-\mathbf{h}_{M-1}^{\mathrm{H}}(k-1)\,\mathbf{x}_{M-1}(k)$	(1.2)
$\mathbf{g}_{M-1}(k)=\dfrac{\mathbf{R}_{M-1}^{-1}(k-1)\mathbf{x}_{M-1}(k)}{\lambda+\mathbf{x}_{M-1}^{\mathrm{H}}(k)\mathbf{R}_{M-1}^{-1}(k-1)\mathbf{x}_{M-1}(k)}$	(1.3)
$\mathbf{R}_{M-1}^{-1}(k)=\lambda^{-1}\left[\mathbf{R}_{M-1}^{-1}(k-1)-\mathbf{g}_{M-1}(k)\mathbf{x}_{M-1}^{\mathrm{H}}(k)\mathbf{R}_{M-1}^{-1}(k-1)\right]$	(1.4)
$\mathbf{h}_{M-1}(k)=\mathbf{h}_{M-1}(k-1)+\mathbf{g}_{M-1}(k)\alpha^*(k)$	(1.5)
End	

Таблица 2. LC AAP, RLS-алгоритм

Вычисления	Ссылки
Инициализация : $\mathbf{q}_M(0)=\mathbf{c}_M\left[\mathbf{c}_M^{\mathrm{H}}\mathbf{c}_M\right]^{-1}$, $\mathbf{h}_M(0)=\mathbf{q}_M(0)\,f$, $\left[\mathbf{R}_M(0)\right]^{-1}=\delta^{-2}\mathbf{I}_M$	(2.0)
For $k=1,2,\ldots,K$	
$\mathbf{x}_M(k)=\left[x_1(k), x_2(k),\ldots, x_m(k),\ldots, x_M(k)\right]^{\mathrm{T}}$	(2.1)
$y(k)=\mathbf{h}_M^{\mathrm{H}}(k-1)\,\mathbf{x}_M(k)$	(2.2)
$\mathbf{g}_M(k)=\dfrac{\mathbf{R}_M^{-1}(k-1)\mathbf{x}_M(k)}{\lambda+\mathbf{x}_M^{\mathrm{H}}(k)\mathbf{R}_M^{-1}(k-1)\mathbf{x}_M(k)}$	(2.3)
$\mathbf{R}_M^{-1}(k)=\lambda^{-1}\left[\mathbf{R}_M^{-1}(k-1)-\mathbf{g}_M(k)\mathbf{x}_M^{\mathrm{H}}(k)\mathbf{R}_M^{-1}(k-1)\right]$	(2.4)
$\nu(k)=\mathbf{c}_M^{\mathrm{H}}\mathbf{g}_M(k)$	(2.5)
$\upsilon^*(k)=\mathbf{x}_M^{\mathrm{H}}(k)\mathbf{q}_M(k-1)$	(2.6)
$\mathbf{q}'_M(k)=\left[\mathbf{q}_M(k-1)-\mathbf{g}_M(k)\upsilon^*(k)\right]\left[1+\dfrac{\nu(k)\upsilon^*(k)}{1-\upsilon^*\nu(k)}\right]$	(2.7)
$\mathbf{q}'_M(k)=\mathbf{q}'_M(k)+\mathbf{q}_M(0)\left[1-\mathbf{c}_M^{\mathrm{H}}\mathbf{q}'_M(k)\right]$	(2.8)
$\alpha(k)=-y(k)$	(2.9)
$\mathbf{h}'_M(k)=\mathbf{h}_M(k-1)+\mathbf{g}_M(k)\alpha^*(k)$	(2.10)
$\mathbf{h}_M(k)=\mathbf{h}'_M(k)+\mathbf{q}_M(k)\left[f-\mathbf{c}_M^{\mathrm{H}}\mathbf{h}'_M(k)\right]$	(2.11)
End	

При проектировании ААР для использования в наземном оборудовании ГНСС обычно изначально неясно, какая структура ААР и какой алгоритм расчета её весовых коэффициентов лучше. Действительно, обе рассматриваемых или других ААР, антенны которых расположены в одной плоскости, способны подавлять сигналы помех, если число их источников меньше M [12 – 18]. Это обязательное требование, обеспечивающее работу наземных радиоприемников ГНСС, поскольку подавление помех должно обеспечивать в установившемся состоянии ОСШП ≥ -20 дБ. При этом, ААР должна обеспечивать прием сигналов, как минимум от 4 спутников, находящихся в разных направлениях, часто не совпадающих с направлением главного лепестка ДН ААР. Для этого в таких направлениях ДН ААР должна иметь определённый уровень.

Однако SLC ААР не контролирует ДН ни в одном из направлений, кроме направлений на источники помех. Это означает, что ОСШП ≥ -20 дБ в каких-то направлениях может быть обеспечено, а в каких-то нет.

Если в радиоприемнике сигналов ГНСС используется LC ААР с ограничением ДН, то этом случае в адаптивном алгоритме обычно задается только одно ограничение в направлении зенита при горизонтальном расположении ААР, определяющее ориентацию главного лепестка её ДН, поскольку дополнительные ограничения ДН снижают способность ААР подавлять помехи (уменьшают число подавляемых помех, так как на каждое ограничение расходуется одна степень свободы ААР). Кроме того, текущие угловые положения спутников относительно плоскости ААР, как правило, неизвестны, а потому задавать ограничения в направлениях спутни-

ков на практике не представляется возможным.

По этим причинам предлагается следующая простая методика оценки способности ААР принимать информационные сигналы ГНСС. Так как в установившемся состоянии ААР помехи на её выходе подавлены, то их вкладом в выходной сигнал ААР можно пренебречь. В этом случае, используя весовые коэффициенты ААР, полученные в установившемся состоянии, и любой из сигналов ГНСС, можно рассчитать и построить карту ОСШ на всем множестве углов вокруг ААР (или в пределах интересующего телесного угла), а затем выделить на этой карте области с $\text{ОСШ} \geq -20$ дБ, где прием сигналов ГНСС возможен, и области карты с $\text{ОСШ} < -20$ дБ, где прием ГНСС сигналов не возможен. Такая процедура во многом схожа с расчетом ДН на интересуемом множестве угловых точек.

В этом случае, значение

$$P = \frac{S_{\text{ОСШ}\geq -20\text{ дБ}}}{S_{\text{вся}}} \quad (6)$$

может играть роль оценки вероятности приема спутниковых сигналов в установившемся состоянии ААР со «всех интересующих направлений» в рассматриваемой помеховой обстановке. Здесь числитель $S_{\text{ОСШ}\geq -20\text{ дБ}}$ – это площадь области карты со значениями $\text{ОСШ} \geq -20$ дБ, а знаменатель $S_{\text{вся}}$ – вся площадь карты. Демонстрация предложенной методики на примере двух рассматриваемых ААР приведена в следующем разделе.

Моделирование

Для проверки и демонстрации предложенной методики было проведено моделирование двух рассматриваем ААР, использующих адаптивные алгоритмы, таблицу 1 и таблице 2. Некоторые результаты этого моделирования приводится ниже.

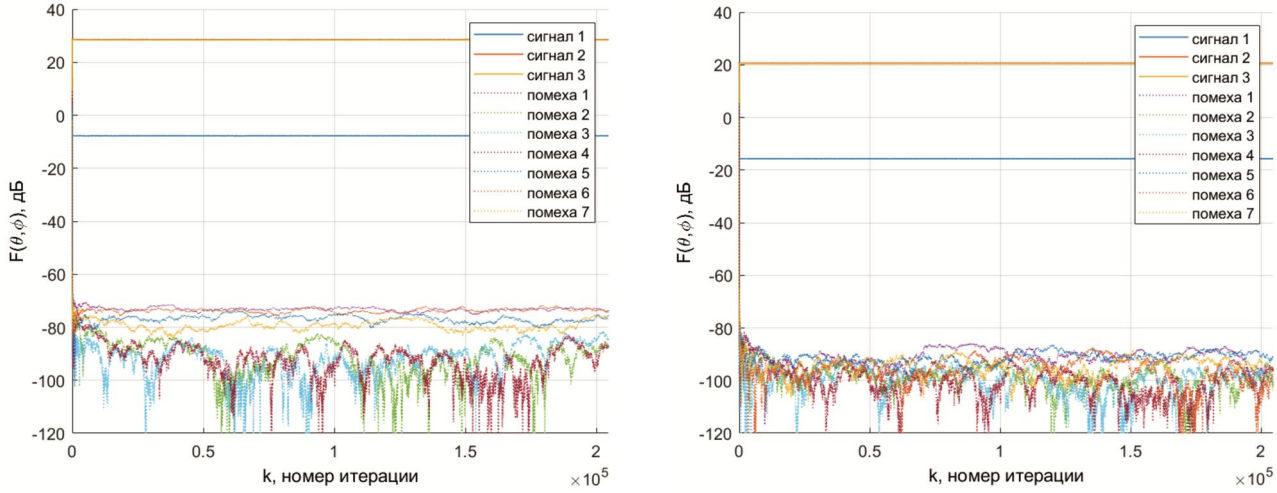
Моделировалась прямоугольная ААР с числом антенн (каналов, весовых коэффициентов) $M = 2 \times 4 = 8.$ Антенны ААР предполагались одинаковыми, с широкими ДН. Рабочая частота ААР соответствовала частоте 1575,42 МГц (диапазон L1 стандарта GPS). Антенны ААР равномерно располагались на плоскости с расстоянием между парами соседних антенн на прямоугольной сетке, равным половине длины волны несущего колебания.

ААР размещалась горизонтально, т.е. в плоскости xy декартовой системы координат. В исходном состоянии главный лепесток ДН обеих ААР был направлен в зенит $\theta_0 = 0°,\ \phi_0 = 0°$, то есть, вдоль оси z декартовой системы координат. Направление ограничения ДН LC ААР также было выбрано как $\theta_c = 0°,\ \phi_c = 0°$. Три спутника были случайным образом размещены в диапазоне углов $\theta = 0°...75°,\ \phi = 0°...360°,$ а семь источников помех с отношением сигнал/помеха –60 дБ были также случайным образом размещены по области линии горизонта в диапазоне углов $\theta = 75°...105°,\ \phi = 0°...360°.$ Спутниковые сигналы моделировались последовательностями Голда, используемыми в качестве информационных сигналов в GPS [1]. Помехи моделировались белым Гауссовым шумом.

Результаты моделирования приводятся на рисунке 2, где показаны переходные процессы обеих ААР в терминах значений их ДН (с учетом ДН антенн) в направлениях принимаемых сигналов и помех.

Из рисунка 2 следует, что обе ААР практически одинаково подавляют сигналы помех (в направлениях их источников образуются провалы в ДН), однако не очевидно, принимаются или нет при этом информационные сигналы, так как значения ДН в направлениях их источников существенно различаются. Это происходит от того, что в SLC ААР на ДН не накладываются никакие ограничения, а в LC ААР на каждой итерации независимо от вычисляемых весовых коэффициентов ограничение ДН обеспечивается только в одном направлении $\theta_c,\ \phi_c$. На этих рисунках значения ДН в направлениях источников «сигналов 2 и 3» практически совпадают.

Прием или неприем информационных сигналов можно легко оценить по графикам функций взаимной корреляции (Cross Correlation Function, CCF) выходного сигнала ААР и соответствующих каждому из принимаемых сигналов псевдослучайных последовательностей Годда. Вычисление таких функций является одним из результатов работы любого приёмника ГНСС сигналов. Графики



а) компенсатор боковых лепестков *б) с линейным ограничением*

Рисунок 2. Переходные процессы в терминах ДН ААР

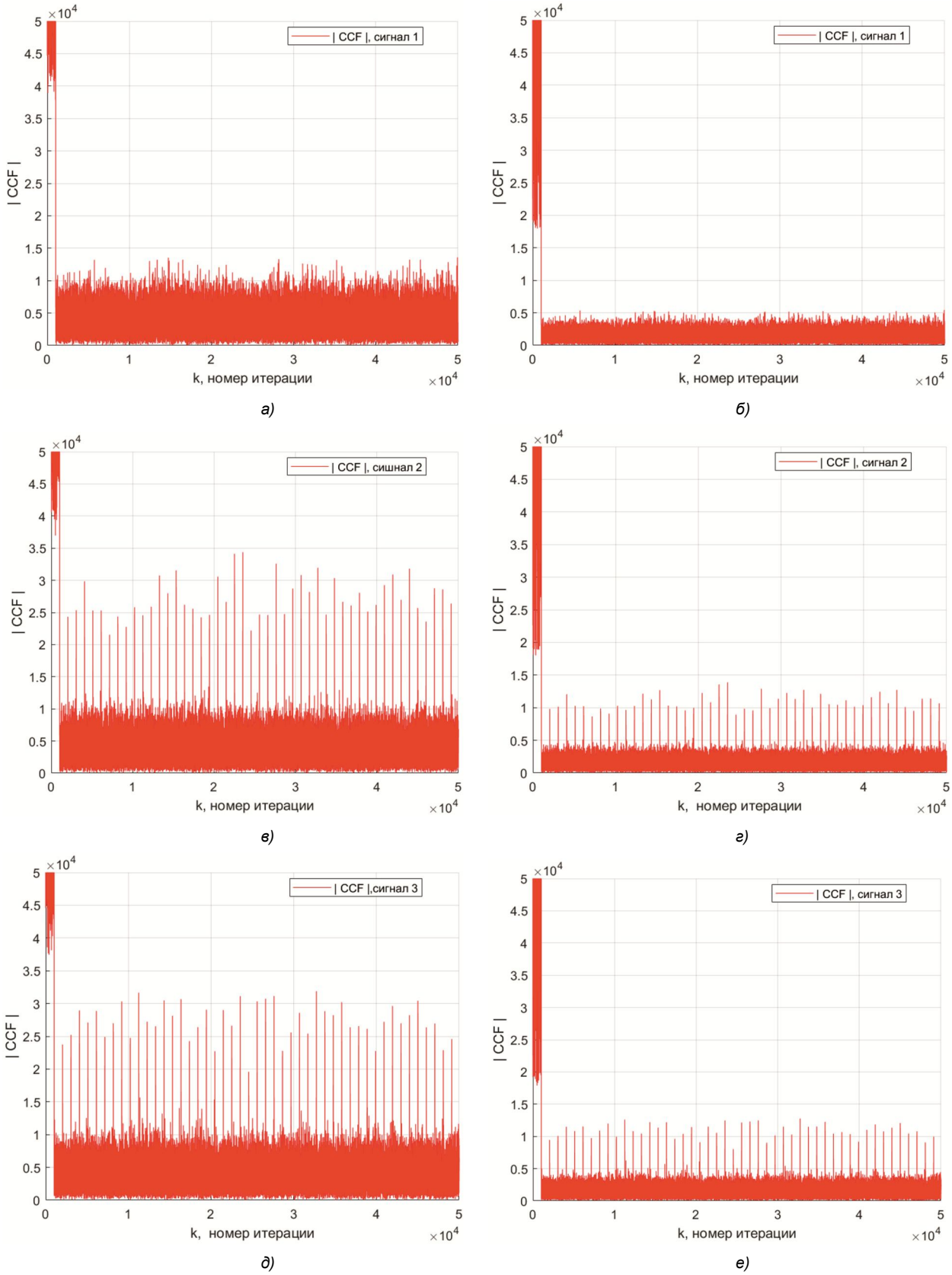


Рисунок 3. Функции взаимной корреляции: а), в, д) SLC ААА; б), г), е) LC ААР

этих функций для использованных в моделировании ААР информационных сигналов показаны рисунке 3 на начальном участке её адаптации.

По пикам CCF на рисунке 3 видно, что обе ААР принимают «сигналы 2 и 3», но не принимают «сигнал 1». Различная величина CCF рассматриваемых сигналов в разных ААР обусловлена разным значением уровней их ДН в направлениях на эти источники, см. рисунок 2. Последнее обусловлено тем, что разные адаптивные алгоритмы вычисляют разные весовые коэффициенты.

На рисунке 4, для обеих ААР показаны 3D ДН на плоскости: в исходном и в установившемся состояниях.

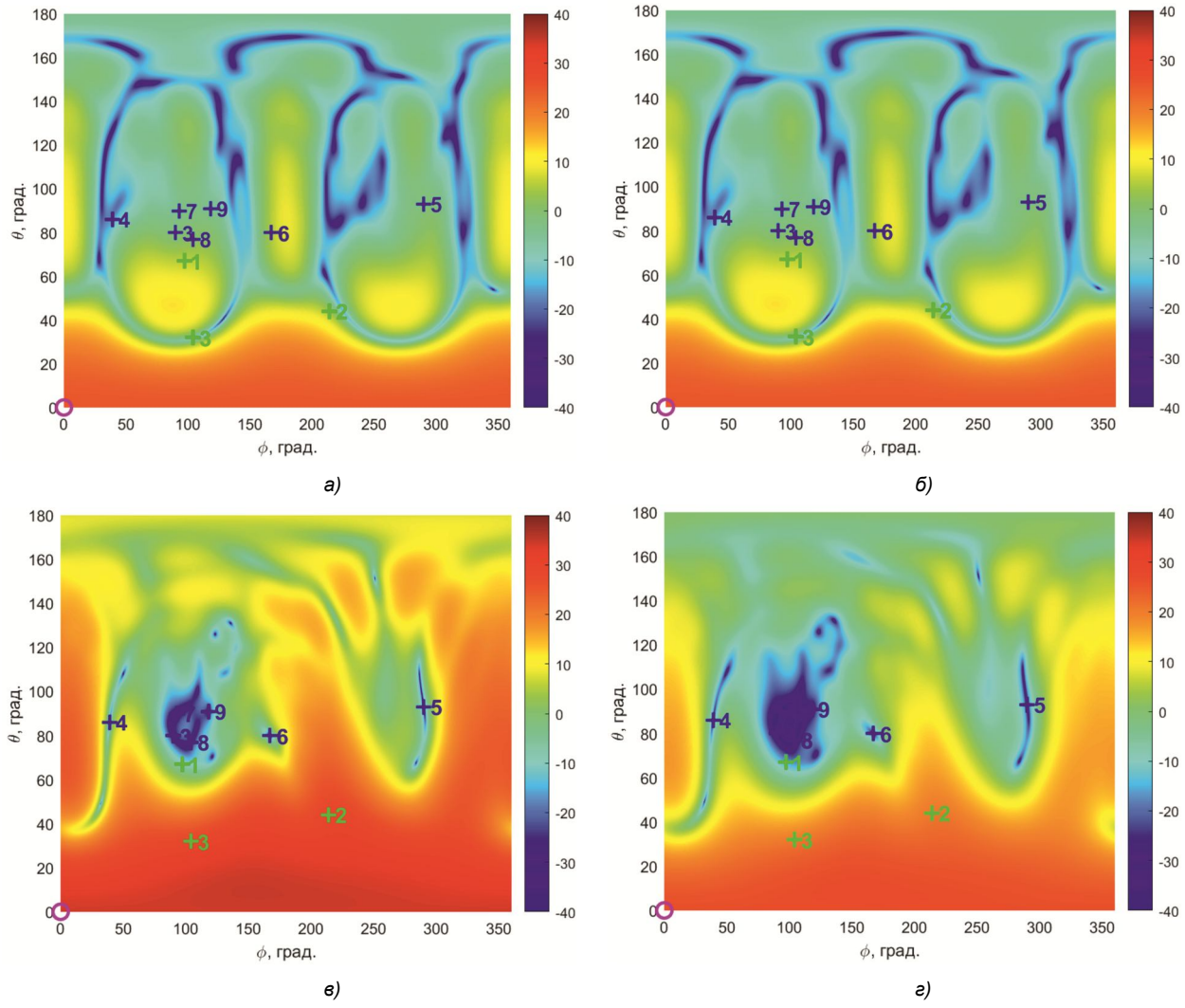


Рисунок 4. ДН ААА: а) SLC ААА – исходная ДН; б) LC ААР – исходная ДН; в) SLC ААА – ДН в установившемся состоянии; г) LC ААР – ДН в установившемся состоянии

Здесь цвет обозначает значение ДН в соответствии с палитрой, показанной с правой стороны рисунков. Розовый кружок указывает начальное направление главного лепестка ДН ААР и направление ограничения ДН в случае LC ААР. Зеленые крестики и цифры указывают направления на три спутника, а фиолетовые крестики и цифры – направления на семь источников помех.

Рисунки 4, *в*, *г* объясняют, почему в рассматриваемом случае «сигнал 1» не принимается. Это происходит потому, что в данном случае источник этого сигнала расположен в окрестности «помех 1, 5, 6 и 7», в направлениях которых образуются провалы в ДН, охватывающие и рядом расположенный источник «сигнала 1».

Рассматриваемые ДН во многом схожи, но ДН SLC ААР имеет бóльшие абсолютные значения во всех направлениях. Это связано с тем, что во время адаптации нет ограничений на значения весовых коэффициентов этой ААР, кроме выбранного коэффициента $h_m(k)=1$. По этой причине ДН усиливается «цифровым» способом. Это может показаться хорошим свойством, так как приводит к усилению спутниковых сигналов. Однако выходной шум ААР при этом также усиливается, так как его мощность определяется как

$$p_{\text{noise}}=\sum_{m=1}^{M}\left|h_m\right|^2\sigma_m^2, \qquad (7)$$

где $\sigma_m^2=\sigma^2$ – дисперсия (мощность) шума в каналах ААР. Усиление шума видно и на рисунке 3.

Таким образом, оценивая значения ДН в произвольном направлении, не вполне очевидно, будет ли сигнал, принятый от спутника, находящегося в этом направлении, удовлетворять требованию $\text{ОСШ}\geq -20$ дБ или нет, за исключением очевидных направлений с глубокими провалами в ДН.

Карты ОСШ, построенные для рассматриваемой в моделировании сигнально-помеховой обстановки согласно предложенной в предыдущем разделе методике, приведены на рисунке 5. Несмотря на внешне различающиеся результаты, представленные на рисунках 2 – 4, карты значений ОСШ для обоих ААР получились практически одинаковыми, поэтому на рисунке 5 они приведены лишь для случая одной из ААР. Одинаковые карты исходного ОСШ объясняются одинаковыми начальными значениями весовых коэффициентов в обеих ААР. Одинаковые карты ОСШ в установившемся состоянии объясняются тем, что направление одного ограничения в LC

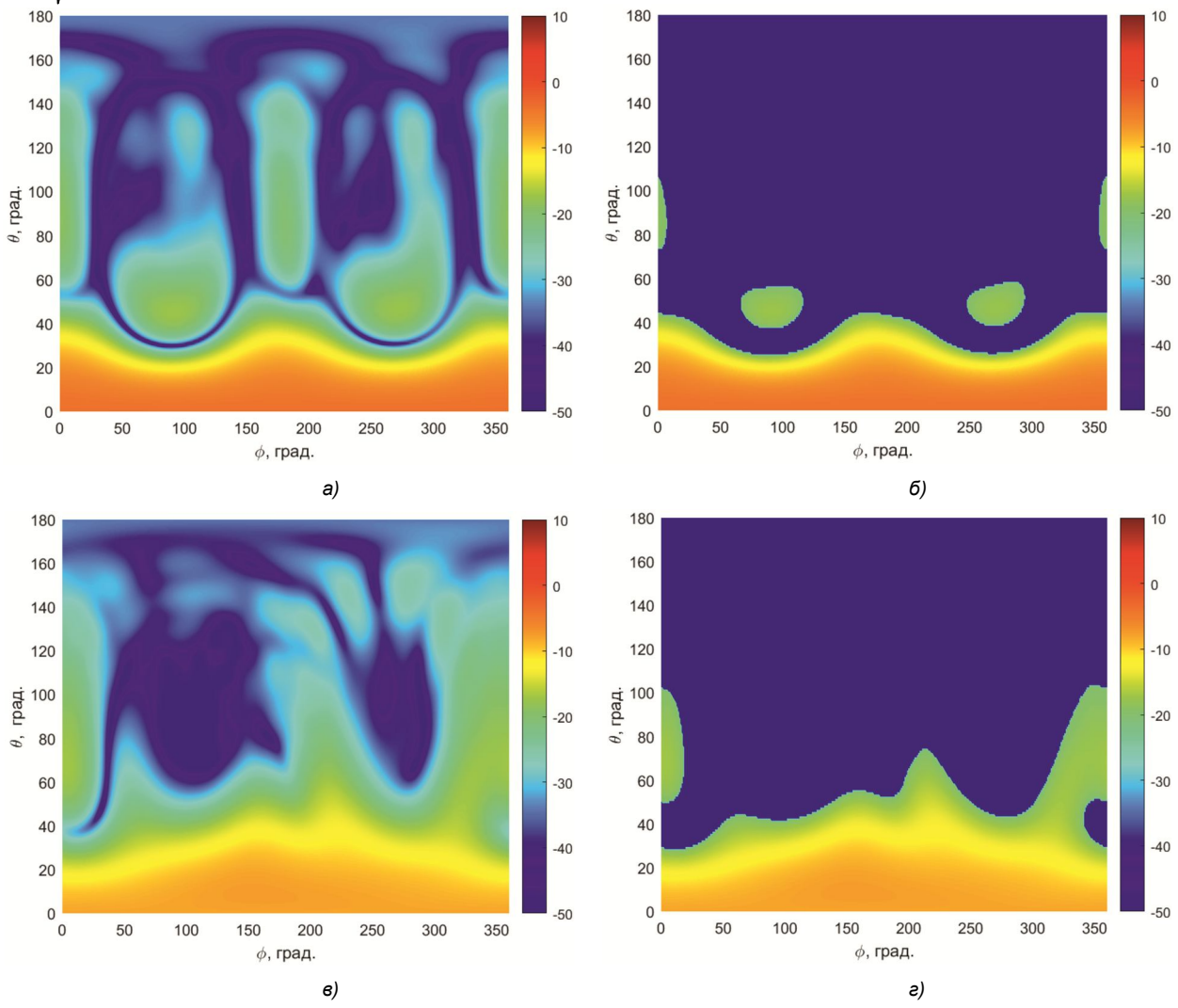


Рисунок 5. ОСШ: а), б) до адаптации; в), г) в установившемся состоянии

ААР совладает с направлением максимума ДН антенн ААР, а весовой коэффициент в выбранном канале SLC ААР, связанном с одной из этих антенной, фиксирован. Поэтому ДН обеих ААР различаются числено, но при этом имеют близкую форму, что приводит к близким значения ОСШ на рассматриваемых картах.

На рисунках 5,*а*, *в*) приведены полные карты значений ОСШ, а на рисунках 5,*б*, *г*) – эти же карты, на которых области, где выходное $\text{ОСШ} < -20$ дБ, т.е. где прием спутниковых сигналов невозможен, выделены одним темно-синим цветом. Сравнение положения моделируемых источников полезных сигналов, показанных на рисунке 4, и рисунке 5, дает объяснение, почему прием «сигнала 1» невозможен. Это происходит потому, что в направлении этого источника на выходе ААР в её установившемся состоянии $\text{ОСШ} < -20$ дБ.

В рассматриваемых экспериментах начальное значение оценки (6) составляет около 20 %, а в установившемся состоянии – около 30 % при незначительной численной разнице между рассматриваемыми ААР. Это связано с тем, что, как уже указывалась, форма исходных ДН обоих ААР одинакова, а ДН обеих ААР в установившемся состоянии хоть и различаются масштабом, но близкие по форме. Увеличение значения (6) в установившемся состоянии по сравнению со значением в исходном состоянии объясняется тем, что «значения ДН» в окрестности провалов в направлениях на источники помех «распределяются» в других направлениях, что приводит к увеличению значений ДН в этих направлениях, а значит, и к увеличению ОСШ.

Из рисунка 5 также следует, что условия приема сигналов со спутников в основном соотносятся с верхней полусферой углов, где собственно эти спутники всегда и располагаются. Поэтому если рассматривать только верхнюю полусферу углов, то полученные численные оценки удваиваются, т.е. становятся равными соответственно 40 % до адаптации и 60 % после адаптации.

В других сценариях рассматриваемые карты значений ОСШ могут иметь другие формы в зависимости от используемого адаптивного алгоритма и направления линейного ограничения в случае использования LC адаптивных алгоритмов. Эти карты также будут зависеть от геометрической конфигурации ААР, числа её антенн и их ДН, которые для малоэлементных ААР нельзя считать одинаковыми из-за электродинамического взаимодействия.

Заключение

Таким образом, используя рассматриваемую численную методику, можно оценить, могут ли сигналы ГНСС

быть приняты или нет после адаптации ААР в интересующей помеховой обстановке, когда известны местоположения спутников, или оценить вероятность этого приема согласно (6). Предложенная методика позволяет избежать длительного численного моделирования различных сценариев расположения спутников. Приведенные в работе результаты эксперимента демонстрирует примерно одинаковую эффективность обеих рассматриваемых ААР (SLC и с ограничением ДН). Эта эффективность будет другой при другом сценарии. Методика позволяет выбрать лучшее из адаптивных решений для использования в наземном радиоприемнике ГНСС как с точки зрения геометрической конфигурации ААР, так и с точки зрения алгоритма, используемого для вычисления её весовых коэффициентов.

Работа проведена в рамках выполнения государственного задания НИЦ «Курчатовский институт».

Литература

1. Hofmann-Wellenhof B., Lichtenegger H., Wasle E. GNSS – Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more. Springer, 2008, 516 p.

2. Teunissen P., Montenbruck O., Eds. Springer handbook of global navigation satellite systems. Sprigger, 2021. 1292 p.

3. Tsui J. B. Y. Fundamentals of Global Position System Receivers: A Software Approach, 2-nd ed. John Wiley & Sons Inc, 2005, 352 p.

4. Sabatini M., Palmerini G. B. Navigation issues in different baseline formation flying missions. 2009 IEEE Aerospace Conference. Big Sky, MT, USA. 2009. pp. 1-11.

5. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь. 1985. 384 с.

6. Zepernick H.-J., Finger A. Pseudo random signal processing: theory and applications. Wiley, 2013. 672 p.

7. Бененсон Л. С., Журавлев В. А., Попов С. В., Постнов Г. А. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования. М.: Советское радио, 1966. 367 с.

8. Воскресенский Д. И., Гостюхин В. Л., Максимов В. М., Пономарев Л. И. и др. Устройства СВЧ и антенны. Под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2016. 560 с.

9. Brown A. D., Boeringer D., Cooke T. Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation. CRC Press, 2012. 214 p.

10. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. 4th ed. John Wiley & Sons, Inc., 2016. 1095 p.

11. Maillou R. J. Phased array antenna handbook, 3-rd ed. Artech House, Inc., 2017. 506 p.

12. Журавлев А. К., Лукошкин А. П., Поддубний С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Издательство Ленинградского университета, 1983. 240 с.

13. Compton R. T. Adaptive antennas. Concepts and performance. Prentice Hall, 1988. 448 p.

14. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.

15. Chandran S., Ed. Adaptive antenna arrays: trends and applications. Springer, 2004. 660 p.

16. Allen B., Ghavami M. Adaptive array systems. Fundamentals and applications. John Wiley & Sons Ltd., 2005. 250 p.

17. Hudson J. E. Adaptive array principles. The Institution of Engineering and Technology, 2007. 253 p.

18. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011. 510 p.

19. Volakis J. L., O'Brien A. J., Chen C.-C. Small and adaptive antennas and arrays for GNSS applications. Proceedings of IEEE. 2016, vol. 104. № 6, pp. 1221-1232.

20. Gao G. X., Sgammini M., Lu M., Kubo N. Protecting GNSS receivers from jamming and interference. Proceedings of IEEE. 2016, vol. 104. № 6, pp. 1327-1338.

21. Wu R. , Wang W., Lu D., Wang L., Jia Q. Adaptive interference mitigation in GNSS. Springer, 2018. 494 p.

22. Widrow B., Stearns D. D. Adaptive signal processing. Pearson, 1985. 528 p.

23. Cowan C. F. N., Grant P. M. Adaptive filters. Prentice-Hall, Inc., 1985. 308 p.

24. Sayed A. H. Fundamentals of adaptive filtering. John Wiley and Sons, 2003.1125 p.

25. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications. 2-nd ed. John Wiley & Sons, 2013. 778 p.

26. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.

27. Haykin S. Adaptive filter theory. 5th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.

28. Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation. 5-th ed. Springer, 2020. 495 p.

29. Djigan V. I. Adaptive arrays for GNSS receivers. Proceedings of the Proceedings of the IEEE 3rd International Conference on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, Russia, November 15-17, 2024, 4 p.

30. Steyskal H. Digital beamforming antennas. Microwave Journal. 1987. № 1, pp. 107-124.

31. Litva J., Lo T. K.-Y. Digital beamforming in wireless communications. Artech House., 1996. 301 p.

32. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.

33. Слюсар В. И. Развитие схемотехники ЦАР: некоторые итоги. Часть 1. Первая миля. Last mile. 2018. № 1. С. 72-77.

34. Слюсар В. И. Развитие схемотехники ЦАР: некоторые итоги. Часть 2. Первая миля. Last mile. 2018. № 2. С. 76-80.

35. Dillinge M., Madani K., Alonistiot N. Software defined radio: architectures, systems and functions. Wiley, 2007. 454 p.

36. Darabi H. Radiofrequency integrated circuits and systems, 2-nd ed. Cambridge University Press, 2020. 778 p.

37. Kuo S. M., Gan W.-S. Digital signal processors: architectures, implementations and applications. Prentice Hal, 2004. 624 p.

38. Woods R., McAllister J., Lightbody G., Ying Yi. FPGA-based implementation of signal processing systems. 2-nd ed. Willey, 2017. 360 p.

39. Welch T. B., Wright H. G., Morrow M. G. Real-time digital signal processing from MATLAB to C with the TMS320C6x DSPs. 3-rd ed. CRC Press, 2017. 480 p.

40. Витязев С. В. Цифровые процессоры обработки сигналов. М.: Горячая линия-Телеком, 2017. 100 с.