

УДК 621.391

**ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА
ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
НА ФОНЕ НЕФАКТОРИЗУЕМЫХ ПОМЕХ
В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ
С КРУПНОАПЕРТУРНЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ**

Гурский С.М., Кочетков И.В., Кузинков А.М.

Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского

Министерства обороны Российской Федерации, Санкт-Петербург, e-mail: vka@mil.ru

Исследованы существующие подходы к пространственно-временной обработке полезных сигналов на фоне помех. Рассмотрено условие узкополосности (факторизуемости) в пространственно-временном смысле при обработке полезных сигналов на фоне воздействия широкополосных помех в пространственно-временном смысле. Показаны сложности достижения условий факторизуемости (разделяемости) пространственно-временных структур, встречающихся в радиотехнических системах с крупноапертурными антенными решетками, которые используются для достижения больших дальностей обнаружения высокоскоростных и малоразмерных целей с высокими точностями измерения координат и разрешающими способностями. Проведен анализ путей реализации выполнения условия пространственно-временной узкополосности в радиотехнических системах с антенными решетками с использованием управляемых линий задержки и с использованием фазовращателей. Дана сравнительная характеристика обоих путей обеспечения условия пространственно-временной узкополосности. Предложен метод синтеза алгоритмов факторизуемого пространственно-временного обнаружителя нефакторизуемых (широкополосных в пространственно-временном смысле) сигналов с использованием многоканальной частотной фильтрации в каждом пространственном канале на основе математического аппарата матричных кронекерово-тензорных произведений. Показано, что внедрение предложенного метода сможет обеспечить величину выигрыша в отношении сигнал/помеха не менее (8-12) децибел по сравнению с известными устройствами, использующими, например, подрешетки антенной системы.

Ключевые слова: радиотехническая система, антенная решетка, фазовращатель, управляемая линия задержки, метод синтеза обнаружителя, многочастотная частотная фильтрация

**INVESTIGATION OF THE METHOD
OF SPATIO-TEMPORAL SIGNAL PROCESSING AGAINST THE BACKGROUND
OF NON-FACTORIZABLE INTERFERENCE IN RADIO ENGINEERING SYSTEMS
WITH LARGE-APERTURE ANTENNA ARRAYS**

Gurskiy S.M., Kochetkov I.V., Kuzinkov A.M.

*The Mozhaisky Military Space Academy of the Ministry of Defence of the Russian Federation,
Saint-Petersburg, e-mail: vka@mil.ru*

The existing approaches to the spatio-temporal processing of useful signals against the background of interference are investigated. The condition of narrowband (factorizability) in the spatio-temporal sense is considered when processing useful signals against the background of broadband interference in the spatio-temporal sense. The difficulties of achieving the conditions of factorizability (separability) of space-time structures are shown to occur in radio engineering systems with large-aperture antenna arrays, which are used to achieve long detection ranges of high-speed and small-sized targets with high coordinate measurement accuracy and resolution capabilities. The analysis of ways to implement the fulfillment of the spatio-temporal narrowband condition in radio engineering systems with antenna arrays using controlled delay lines and using phase shifters is carried out. A comparative characteristic of both ways of ensuring the condition of spatio-temporal narrowband is given. A method is proposed for synthesizing algorithms for a factorizable spatio-temporal detector of non-factorizable (broadband in the spatio-temporal sense) signals using multichannel frequency filtering in each spatial channel based on the mathematical apparatus of matrix Kronecker tensor products. It is shown that the implementation of the proposed method will be able to provide a gain in the signal/interference ratio of at least (8-12) decibel compared to known devices using, for example, sublattices of the antenna system.

Keywords: radio engineering system, antenna array, phase shifter, controlled delay line, detector synthesis method, multi-frequency frequency filtering

Известные в настоящее время методы синтеза и анализа алгоритмов факторизуемой (разделяемой) пространственно-временной обработки [1–3] и устройства, их реализующие, применимы лишь в случае полей узкополосных в пространственно-временном смысле, т.е. соответствующих условию (1) [4–6]:

$$(\Delta f_{\text{сигн}})^{-1} \gg \Delta t_{\text{макс}}, \quad (1)$$

где $\Delta f_{\text{сигн}}$ – ширина спектра сигнала;
 $\Delta t_{\text{макс}}$ – интервал между моментами прихода сигнала в наиболее разнесенные точки приемной антенны.

Как следует из соотношения (1), для выполнения условия факторизуемости обра-

ботки необходимо накладывать ограничения либо на пространственные размеры антенной решетки, либо на ширину спектра обрабатываемого сигнала, либо на то и другое одновременно. Как правило, условие разделения пространственных и временных структур (1) используется при обработке принимаемого сигнала в антенной решетке с фазовращателями в качестве фазосдвигающих элементов. Для антенной решетки с управляемыми линиями задержки (в качестве фазосдвигающих элементов) ограничения на ширину спектра обрабатываемого сигнала не накладываются [7; 8].

Цель исследования – исследовать метод синтеза алгоритмов факторизуемого пространственно-временного обнаружителя нефакторизуемых (широкополосных в пространственно-временном смысле) сигналов с использованием многоканальной частотной фильтрации в каждом пространственном канале на основе математического аппарата матричных кронекерово-тензорных произведений. Показать, что внедрение исследованного метода позволит обеспечить величину выигрыша в отношении сигнал-помеха не менее (8-12) децибел по сравнению с известными устройствами, использующими, например, подрешетки антенной системы.

Материал и методы исследования

Но при широкоугольном сканировании управляемые линии задержки в качестве фазосдвигающих элементов использовать экономически и конструктивно нецелесообразно ввиду большой общей длины переключаемых кабелей и больших потерь, достигающих величины 10 дБ [1–3]. Например, при сканировании в секторе углов $\theta = 60^\circ$ максимальная длина переключаемых кабелей лишь незначительно отличается от размера раскрытия антенны [4–6]. Однако в настоящее время рассматривают пространственную обработку с применением линий задержки [7; 8], хотя авторы этот момент, как правило, опускают. Это вытекает из аналитических вычислений в данных

работах, когда авторам для преодоления математических сложностей приходится обращаться к помехам типа белого шума, чтобы воспользоваться условием дельта-коррелированности таких процессов с сохранением их факторизуемости. Однако для антенной решетки с фазовращателями условие (1) не выполняется. Это свидетельствует о недостатках методов в существующей теории пространственно-временной обработки.

Нарушение условия (1) возникает в случае больших либо размеров апертуры антенной решетки, либо ширины спектра временной структуры, либо и того и другого вместе. Поэтому известные алгоритмы не позволяют воспользоваться разработанными методами синтеза и анализа отдельной пространственно-временной обработки.

Сложности достижения условий факторизуемости пространственно-временных структур встречаются в радиотехнических системах с крупноапертурными антенными решетками, которые используют для достижения больших дальностей обнаружения высокоскоростных и мало-размерных целей с высокими точностями измерения координат и разрешающими способностями.

В случае нефакторизуемости структур поля в антенной решетке с фазовращателями различные его спектральные составляющие имеют неодинаковые фазовые набег по апертуре, что приводит к нарушению синфазности спектральной структуры сигнала в различных пространственных каналах. Это приводит к снижению эффективности пространственно-временной обработки как полезных сигналов, так и помех.

Пусть широкополосные в пространственно-временном смысле поля характеризуются шириной спектра временной структуры, равной $2\Delta f_{\text{шир}}$. Каждой частотной составляющей $f_0 + \Delta f_i$ временной структуры поля соответствует различный набег фаз за счет распространения широкополосных в пространственно-временном смысле полей вдоль апертуры антенной решетки [3; 5]

$$\begin{aligned} \varphi_{\alpha\nu} &= 2\pi(f_0 + \Delta f_i) \frac{d}{c} \sin \theta_{\alpha\nu} = (2\pi f_0 + 2\pi\Delta f_i) \frac{d}{c} \sin \theta_{\alpha\nu} = \\ &= 2\pi f_0 \frac{d}{c} \sin \theta_{\alpha\nu} + 2\pi\Delta f_i \frac{d}{c} \sin \theta_{\alpha\nu} = \varphi_0 + \Delta\varphi_i, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\theta_{\alpha\nu}$ – пространственный параметр источника излучения сигнала с параметрами α или ν соответственно;

d – шаг эквидистантной антенной решетки;

c – скорость света.

Из данного видно, что для различных спектральных составляющих временных структур поля необходимо обеспечить компенсации различного фазового набега для различных спектральных составляющих. С помощью известных методов факторизуемой обработки данная задача невыполнима.

Из известных работ [1–3] следует, что пространственная обработка широкополосных в пространственно-временном смысле полей в факторизуемом пространственно-временном обнаружителе, предполагающем узкополосность сигнала, приводит к снижению эффективности [4–6].

«Поэтому использование известных ранее методов и математического аппарата, позволявших с определенными допущениями применять теорию, основанную на монохроматическом сигнале, становится неправомерным. Необходим поиск и применение новых методов, адекватных поставленной задаче» [7; 8].

Результаты исследования и их обсуждение

Для реализации эвристических методов обработки широкополосных в пространственно-временном смысле полей в каждом из пространственных каналов предложено применение трансверсальных фильтров [8]. В отечественной литературе [1–3] этот метод обработки широкополосных в пространственно-временном смысле полей позаимствован из иностранных работ и применяется также эвристически без научного подхода к используемому методу синтеза алгоритмов факторизуемой пространственно-временной обработки сигналов с нефакторизуемыми структурами.

Это говорит об отсутствии методов синтеза и анализа алгоритмов обработки широкополосных в пространственно-временном смысле нефакторизуемых полей в радиотехнических системах с крупноапертурными антенными решетками с фазовращателями.

Для достижения преимуществ факторизуемой пространственно-временной обработки сигналов необходимо разработать метод факторизуемой обработки широкополосных в пространственно-временном смысле полей с нефакторизуемыми структурами. Без потери общности алгоритмов пространственно-временной обработки будем полагать, что полезный сигнал имеет спектр, измеримый со спектром помехи.

Исходя из этого, разработаем метод синтеза и анализа пространственно-временной обработки сигналов в крупноапертурных антенных решетках с фазовращателями

в условиях априорной неопределенности детерминированных пространственных и случайных временных структур нефакторизуемых сигналов.

Будем полагать, что пространственная обработка осуществляется в условиях априорной неопределенности детерминированных пространственных структур помехи.

Исходя из условия (1), можно определить направления, позволяющие обеспечить факторизуемость пространственно-временной обработки. Для обеспечения факторизуемости обработки следует уменьшать либо линейные размеры крупноапертурной антенной решетки, т.е. Δt_{\max} , либо ширину спектра обрабатываемого широкополосного в пространственно-временном смысле поля ($2\Delta f_{\text{шир}}$).

Рассмотрим первый метод факторизуемости структур. В этом случае при заданной ширине спектра помехи необходимо принять меры по уменьшению максимального времени запаздывания моментов прихода поля сигнала в наиболее удаленные точки антенны.

Для полезных, широкополосных в пространственно-временном смысле (нефакторизуемых), сигналов данный метод реализуется путем разбиения крупноапертурных антенных решеток на подрешетки, что, как отмечается в [1–3], приводит к увеличению полосы пропускания фазированной антенной решетки. Здесь необходимо сделать замечание. Меньшие линейные габариты подрешеток по сравнению с крупноапертурными антенными решетками позволяют повысить пространственно-временную широкополосность обрабатываемых широкополосных в пространственно-временном смысле полей в подрешетке при сохранении исходной ширины спектра широкополосного в пространственно-временном смысле поля. Такое же решение задачи возможно при обработке не только полезных сигналов, но и помех, широкополосных в пространственно-временном смысле (1). Данный путь получения факторизуемой пространственно-временной обработки сигналов предполагает уменьшение пространственных размеров крупноапертурных антенных решеток при сохранении ширины спектра временной структуры сигнала.

Вместе с тем, как показывают результаты исследований в [9–12], данный метод требует применения управляемых линий задержки между подрешетками. Таким образом, недостатки, присущие обработке в крупноапертурных антенных решетках с управляемыми линиями задержки, сохраняются.

В статье исследована возможность реализации факторизуемой пространственно-временной обработки сигналов при условии выполнения неравенства (1) за счет изменения его левой части, т.е. уменьшения ширины спектра обрабатываемого сигнала.

Анализ выражения (1) показывает, что в этом случае можно пойти по другому пути, а именно, представить широкополосный спектр временной структуры поля в виде суммы узкополосных процессов с шириной спектра каждого – $\Delta f_{\text{шп}i}$ [9], для которых будут выполняться условия факторизуемости пространственно-временной структуры. В этом случае можно записать [10]

$$\Delta f_{\text{шп}} = \sum_{i=1}^F \Delta f_{\text{шп}i}, \quad (3)$$

где $F = \Delta f_{\text{шп}} / \Delta f_{\text{шп}i}$

Будем полагать, что разбиение спектра помехи с шириной $\Delta f_{\text{шп}i}$ осуществляется с помощью прямоугольных полосовых фильтров, когда частотным перекрытием амплитудно-частотных характеристик можно пренебречь [10].

Это позволяет упростить аналитические вычисления без потери общности [10].

С учетом соотношения (3) для i -го частотного поддиапазона введем вектор-столбцы полезного сигнала, помехи и принимаемого сигнала [11–13]

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_i^T &= \mathbf{S}_{\alpha i}^T \otimes \mathbf{S}_{ii}^T; \\ \mathbf{N}_i^T &= \mathbf{N}_{vi}^T \otimes \mathbf{N}_{ii}^T; \\ \mathbf{Y}_i^T &= \mathbf{Y}_{\alpha vi}^T \otimes \mathbf{Y}_{ii}^T, \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{\alpha i} &= [S_{\alpha ik}], \quad k = \overline{1, M}; \\ \mathbf{S}_{ii} &= [S_{iil}], \quad l = \overline{1, L}; \\ \mathbf{N}_{vi} &= [N_{vik}], \quad k = \overline{1, M}; \\ \mathbf{N}_{ii} &= [N_{iil}], \quad l = \overline{1, L}; \\ \mathbf{Y}_{\alpha vi} &= [Y_{\alpha vik}], \quad k = \overline{1, M}; \\ \mathbf{Y}_{ii} &= [Y_{iil}], \quad l = \overline{1, L}, \end{aligned}$$

вектор-столбцы, соответственно, пространственных и временных структур полезного сигнала, помехи и принимаемого сигнала в i -м частотном поддиапазоне;

\otimes – символ кронекеро-тензорного произведения.

Тогда, принимая во внимание (4), вектор-столбцы обрабатываемых сигналов могут быть представлены в блочном виде [13–15]

$$\begin{aligned} \mathbf{S}^T &= [\mathbf{S}_{\alpha i}^T \otimes \mathbf{S}_{ii}^T]; \quad \mathbf{N}^T = [\mathbf{N}_{vi}^T \otimes \mathbf{N}_{ii}^T]; \\ \mathbf{Y}^T &= [\mathbf{Y}_{\alpha vi}^T \otimes \mathbf{Y}_{ii}^T]; \quad i = \overline{1, F}. \end{aligned}$$

Для пространственно-временной обработки нефакторизуемых сигналов можно полагать, что для помехи выполняется условие [9–12]

$$\begin{aligned} M[\mathbf{N}_i] &= M[\mathbf{N}_{vi} \otimes \mathbf{N}_{ii}] = M[\mathbf{N}_{vi}] \otimes M[\mathbf{N}_{ii}] = 0, \\ i &= \overline{1, F} \end{aligned}$$

хотя математическое ожидание пространственной структуры помехи в общем случае не равно нулю ($M[\mathbf{N}_{vi}] \neq 0$).

Тогда ковариационная матрица помехи для факторизуемых пространственной и временной структур помехи может быть представлена в следующем виде [13–15]

$$\Phi_F = M[\mathbf{N}_F \mathbf{N}_F^{*T}] = \mathbf{N}_{vF} \mathbf{N}_{vF}^{*T} \otimes \Phi_{iF}. \quad (5)$$

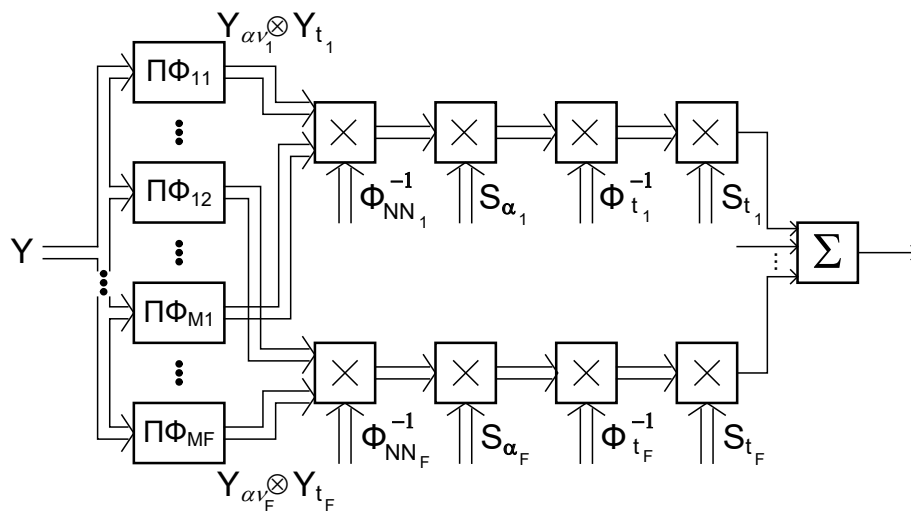
$$\text{Здесь } \Phi_{iF} = M[\mathbf{N}_{iF} \mathbf{N}_{iF}^{*T}]$$

$$\begin{aligned} \mathbf{N}_F &= \mathbf{N}_{vF} \otimes \mathbf{N}_{iF}; \quad \mathbf{N}_{vF} = [\mathbf{N}_{vi}]; \\ \mathbf{N}_{iF} &= [\mathbf{N}_{ii}]; \quad i = \overline{1, F}. \end{aligned}$$

Применение в каждом пространственном канале крупноапертурных антенных решеток многоканальной частотной фильтрации с помощью полосовых фильтров (ПФ) с неперекрывающимися амплитудно-частотными характеристиками АЧХ в случае стационарной широкополосной помехи приводит к блочно-диагональной матрице [13–15]:

$$\Phi_F = \text{diag} \Phi_{Fi}, \quad i = \overline{1, F};$$

$$\Phi_F = \begin{bmatrix} \mathbf{N}_{v1} \mathbf{N}_{v1}^{*T} \otimes \Phi_{t1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{N}_{v2} \mathbf{N}_{v2}^{*T} \otimes \Phi_{t2} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{N}_{vF} \mathbf{N}_{vF}^{*T} \otimes \Phi_{tF} \end{bmatrix}. \quad (6)$$



Структурная схема, реализующая оптимальный алгоритм факторизуемой пространственно-временной обработки полезных сигналов на фоне нефакторизуемых помех (разработана авторами)

Как следует из выражения (6), обработка с использованием полосовой фильтрации в спектральной области обрабатываемых процессов позволяет получить ковариационную матрицу в блочно-диагональном виде, что сохраняет и упрощает оптимальную факторизуемую обработку и снижает объем вычислительных операций по сравнению с оптимальной нефакторизуемой обработкой

с помощью подрешеток. Данный метод позволяет получить оптимальную факторизуемую пространственно-временную обработку в результате спектральной дискретизации принимаемых нефакторизуемых сигналов [13–15].

С учетом формулы (6) алгоритм, определяющий пространственно-временную обработку в данном случае, может быть записан в следующем виде [13–15]:

$$Z_F = \sum_{i=1}^F (\mathbf{Y}_{\alpha_{vi}} \otimes \mathbf{Y}_{t_i})^T (\Phi_{vi}^{-1} \otimes \Phi_{ti}^{-1})^{-1*} (\mathbf{S}_{\alpha_i} \otimes \mathbf{S}_{t_i})^* =$$

$$= \sum_{i=1}^F (\mathbf{Y}_{\alpha_{vi}}^T \Phi_{NNi}^{-1*} \mathbf{S}_{\alpha_i}^*) (\mathbf{Y}_{t_i}^T \Phi_{t_i}^{-1*} \mathbf{S}_{t_i}^*) \quad (7)$$

Здесь $\mathbf{Y}_{\alpha_{vi}}$ – вектор-столбец пространственной структуры принимаемого сигнала в i -м частотном подканале;

\mathbf{Y}_{t_i} – вектор-столбец временной структуры принимаемого сигнала в i -м частотном подканале;

\mathbf{S}_{α_i} – вектор-столбец пространственной структуры полезного сигнала в i -м частотном подканале;

\mathbf{S}_{t_i} – вектор-столбец временной структуры полезного сигнала в i -м частотном подканале;

Φ_{NNi}^{-1} – обратная корреляционная матрица пространственной структуры помехи для i -го частотного подканала;

Φ_{ti}^{-1} – обратная корреляционная матрица временной структуры помехи для i -го частотного подканала;

\otimes – символ кронекеро-тензорного произведения.

Структурная схема, реализующая факторизуемую пространственно-временную обработку в соответствии с алгоритмом (7), представлена на рисунке [9; 12; 15].

На структурной схеме полосовая фильтрация в спектральной области для каждого из M -пространственных каналов обозначена $\Pi\Phi_{ki}$, где k – номер пространственного канала, а i – соответствующий частотный поддиапазон.

Таким образом, для оптимальной обработки широкополосных сигналов необходимо в каждом из M пространственных каналов сформировать F частотных подканалов и после их объединения осуществлять известную факторизуемую обработку.

Как следует из схемы, вначале в каждом i -м частотном подканале осуществляется пространственная компенсация помехи. После этого производится согласованное пространственное накопление полезного сигнала, далее временная компенсация помехи, и согласованная фильтрация полезного сигнала. На завершающем этапе обработки осуществляется объединение результатов обработки всех частотных подканалов.

Использование кронекеро-тензорного произведения позволило уйти от проблемы решения интегрально-матричного уравнения и получить аналитические соотношения для оптимальных алгоритмов обработки сигналов с произвольной шириной спектра временной структуры [13–15].

Применение частотной фильтрации в каждом из пространственных каналов позволяет достичь факторизуемой обработки сигналов, чем обеспечивается большая эффективность пространственно-временной оптимальной обработки по сравнению с использованием подрешеток.

В работе [10] показано, что выигрыш в объеме вычислительных операций при обработке в частотной области по сравнению с обработкой во временной области может достигать двух порядков при размерности векторов, равной 10^{10} .

Заключение

Как показывают результаты математического моделирования, внедрение предложенного в статье метода синтеза алгоритмов факторизуемого пространственно-временного обнаружителя нефакторизуемых сигналов с использованием многоканальной частотной фильтрации в каждом пространственном канале в зависимости от значения диапазона частот i -го ($i = 1, \overline{F}$) частотного поддиапазона $\Delta f_{\text{шп}i}$ может обеспечить величину выигрыша в отношении сигнал – помеха не менее (8–12) децибел по сравнению с известными устройствами, использующими, например, подрешетки антенной системы.

Список литературы

1. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л., Распаев Ю.А., Лагутенко О.И., Щесняк А.С. Адаптивные ан-

тенные решетки. Учебное пособие в 2-х частях. Часть 1 / Под общей редакцией В.А. Григорьева. СПб: Университет ИТМО, 2016. 179 с.

2. Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в Matlab: учеб. пособие / Под ред. К.Ю. Гаврилова. М.: Радиотехника, 2020. 264 с.

3. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки / Перевод с английского, под редакцией А.И. Синани. Второе издание. М.: Техносфера, 2012. 560 с.

4. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л., Распаев Ю.А., Хворов И.А., Щесняк А.С. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-х частях. Часть 2 / Под общей редакцией В.А. Григорьева. СПб: Университет ИТМО, 2016. 118 с.

5. Слока В.К. Радиолокационные станции сверхдальнего обнаружения Радиотехнического института имени Академика А.Л. Минца // История отечественной радиолокации. Изд. 2-е испр., доп. М.: ООО «Издательский дом «Столичная энциклопедия», 2015. С. 368–374.

6. Орлов И.Я., Евсеев А.П., Вьюгин П.Н., Пучков А.В. Анализ проблем создания «сверхразрешающей» цифровой антенной решетки с помощью алгоритма полигармонической экстраполяции // Радиолокация, навигация, связь: труды 24-й Междунар. научн.-техн. конф. Воронеж, 2018. С. 1–12.

7. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Скольника; пер. с англ.; под общей редакцией В. С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. М.: Техносфера, 2014. 672 с.

8. Евстропов Г.А., Сапрыкин С.Д. Станции дальнего обнаружения НИИ дальней радиосвязи. История, основные характеристики, принципы и особенности построения, перспективы развития // История отечественной радиолокации. Изд. 2-е испр., доп. М.: ООО «Издательский дом «Столичная энциклопедия», 2015. С. 375–406.

9. Пат. 2133077 РФ, МКИ 6 Н 04 В 1/06, 1/10. Пространственно-временной коррелятор / С.М. Гурский, А.И. Гелесев, И.В. Ювченко, Ю.С. Чесноков. Патентообладатель Московское высшее училище радиозлектроники противовоздушной обороны. Заявлено 10.07.97; Зарегистр. 10.07.99.

10. Шанин Ю.И. Применение адаптивной фильтрации для улучшения работоспособности адаптивных оптических систем. Аналитический обзор // Машиностроение и компьютерные технологии. 2019. № 2. С. 34–60.

11. Гурский С.М. Корректирующий метод адаптации радиотехнических систем к влиянию поврежденных элементов антенно-фидерных трактов // Современные наукоемкие технологии. 2020. № 5. С. 33–38.

12. Пат. 2146076 РФ, МКИ 7 Н 03 М 1/00, 1/12. Аналого-цифровой модуль / А.И. Гелесев, С.М. Гурский, Б.М. Егоров, С.Л. Панов, С.Д. Сапрыкин, И.В. Ювченко. Патентообладатель Московское высшее училище радиозлектроники противовоздушной обороны. Заявлено 28.07.97; Зарегистр. 27.02.00.

13. Порсев В.И., Гелесев А.И., Красько А.Г. Угловое сверхразрешение сигналов с использованием «виртуальных» антенных решеток // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2019. № 4. С. 24–34.

14. Гелесев А. И. Оптимальная пространственно-временная обработка сигналов на фоне узкополосных стационарных гауссовских коррелированных помех // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». 1999. № 4. С. 73–79.

15. Гурский С.М., Данилюк А.С. Методология пространственной обработки сигналов в радиотехнических системах при априорной стохастической фоновой и структурной неопределенности // Научная мысль. № 2-1 (40). Т. 16. 2021. С. 110–115.