

Раздел III. Связь, навигация и наведение

УДК 621.396.967

DOI 10.18522/2311-3103-2024-1-193-202

Е.А. Бабушкин, Р.В. Калашников, А.М. Лаврентьев

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПОДСИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ, С КОМПЕНСАЦИОННЫМИ КАНАЛАМИ, ИНТЕГРИРОВАННЫМИ В ФАЗИРОВАННУЮ АНТЕННУЮ РЕШЕТКУ ПРОХОДНОГО ТИПА

Непрерывное совершенствование технологий создания беспилотных авиационных платформ приводит к росту их количественного состава и спектра решаемых ими задач. Установка станций постановки помех в качестве полезной нагрузки на беспилотные летательные аппараты (БнЛА) позволяет осуществлять радиоэлектронное подавление многофункциональных радиолокационных станций (МРЛС) средств противовоздушной обороны за счет превышения числа помех над числом каналов компенсатора этих помех. Поскольку современные МРЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов волн оснащаются фазированными антенными решетками (ФАР), чаще всего проходного типа, то задача увеличения противопомехового канального ресурса в таких системах наиболее актуальна. Одним из направлений решения данной задачи является конструктивное объединение (интеграция) основной и компенсационных подрешеток в общем раскрыве ФАР. Данное решение требует незначительной программно-аппаратной доработки образца, заключающейся в применении системы дополнительных облучателей с цифровым выходом, расположенных за основным полотном ФАР, что является более экономичным в сравнении с использованием множества вспомогательных малоразмерных компенсационных ФАР. В статье приводится сравнительная оценка эффективности функционирования подсистемы автоматической компенсации помех с подрешетками компенсационных каналов интегрированных в основную ФАР и автокомпенсатора помех с множеством малоразмерных компенсационных решеток. Исследование проводилось методами компьютерного моделирования на имитационной программной модели функционирования подсистемы автоматической компенсации помех МРЛС с ФАР при воздействии группы БнЛА – носителей станций постановки помех. Результаты моделирования показали возможность увеличения противопомехового канального ресурса при реализации в МРЛС предложений, а также рост показателя помехоустойчивости в 1,02...1,23 раза по сравнению с МРЛС, оснащенной малоразмерными ФАР компенсационных каналов.

Многофункциональная радиолокационная станция; автокомпенсатор помех; фазированная антенная решетка; коэффициент сжатия зоны обнаружения.

E.A. Babushkin, R.V. Kalashnikov, A.M. Lavrentiev

ASSESSMENT OF THE EFFICIENCY OF THE AUTOMATIC INTERFERENCE COMPENSATION SUBSYSTEM WITH COMPENSATION CHANNELS INTEGRATED INTO A PASS-TYPE PHASED ARRAY ANTENNA

Continuous improvement of the technology for creating unmanned aerial platforms leads to an increase in their quantitative composition and the tasks they solve. Installing jamming elements as a payload on unmanned aerial vehicles (UAVs) makes it possible to study the electronic suppression of multifunctional radar devices (MRLS) by air defense systems due to the excess of the jamming numbers over the number of oscillations of the jammer compensator. Since modern cali-

ber and millimeter-wave wavy radars are connected to phased array antennas (PAA), most often of the pass-through type, the task of increasing the anti-interference channel resource in such conditions is most relevant. One solution to this problem is the constructive unification (integration) of the main and compensation subarrays in a common phased array array. This solution requires a small hardware and software modification, which consists in using a system of additional receivers with a digital output operating on the main FAR network, which is more economical when using auxiliary small-sized compensation FARs. The article presents the comparative effectiveness of the subsystem when exposed to interference with subarrays of compensation elements integrated mainly by phased arrays and an automatic interference compensator with a large number of small-sized compensation arrays. The study was carried out by modeling using a simulation software computer model of the electrical subsystem of periodic interference of a radar with phased array under the influence of a group of UAVs - carriers of the operating parameters of the interference. The results of demonstrating the possibility of increasing the anti-interference channel resource when implementing the proposals of the radar, as well as an increase in the noise immunity indicator by 1.02...1.23 times compared to the radar, equipped with small-sized phased array compensation channels.

Multifunctional radar station; automatic noise canceller; phased array antenna; detection zone compression ratio.

Введение. Стремительное развитие беспилотной авиации, способной выполнять роль носителей станций постановки активных шумовых помех (АШП), в направлении удешевления приводит к неуклонному росту их количества в зоне ответственности средств противовоздушной обороны (ПВО), что накладывает высокие требования к помехоустойчивости существующих и перспективных многофункциональных радиолокационных станций (МРЛС) средств ПВО. Для защиты от АШП МРЛС оснащаются подсистемами автоматической компенсации помех (АКП), которые позволяют снизить уровень помехи на входе приемного устройства до уровня собственного шума при условии, что число источников помех не превышает количество компенсационных каналов (КК) [6, 18, 19]. Жесткие ограничения на габариты и стоимость мобильных средств ПВО не позволяют оснащать их МРЛС достаточным числом вспомогательных антенн КК. Наглядным примером таких ограничений служит МРЛС миллиметрового диапазона зенитного ракетного пушечного комплекса (ЗРПК) «Панцирь С», оснащенная проходной фазированной антенной решеткой (ФАР) с круглым раскрывом – крупноразмерной основной и одной-двумя малоразмерными вспомогательными [4].

Решением противоречия может выступать использование подсистемы АКП с КК, интегрированными в проходную ФАР, при условии незначительной программно-аппаратной доработки образца техники, заключающейся в применении системы дополнительных облучателей с цифровыми выходами (СДО с ЦВ), расположенными за основным полотном ФАР (рис. 1) [2]. Суть способа заключается в введении на ФАР такого фазового распределения (ФР), чтобы часть элементов основного полотна и дополнительный облучатель сформировали узконаправленный луч ДНА КК в направлении источника помехи, а ДНА основного канала (ОК) была сфазирована в направлении источника полезного сигнала с учетом компенсации разности хода волн от элементов ФАР до облучателей ОК и каждого КК [2]. Информацию о направлении на постановщик АШП предлагается получать с помощью спектральных методов пеленгования, на основе алгоритма MUSIC [5, 17, 19], при многоканальной обработке сигналов в СДО с ЦВ.

Для проверки данной гипотезы необходимы численные оценки, а **целью работы** является оценка эффективности подсистемы АКП с КК, интегрированными в проходную ФАР и СДО с ЦВ, при пеленгации с помощью спектральных методов в условиях массового воздействия беспилотных летательных аппаратов (БпЛА) – носителей станций постановки АШП.

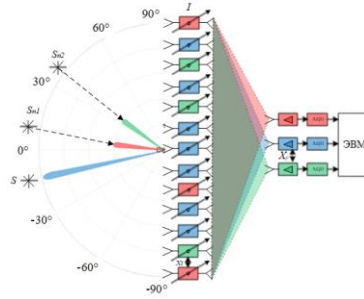


Рис. 1. ФАР проходного типа и СДО с ЦВ

Количественной мерой способности МРЛС функционировать в условиях воздействия помех рассматривается коэффициент сжатия зоны обнаружения (КСЗО), который показывает отношение реализуемой дальности обнаружения в условиях помех к дальности обнаружения в беспомеховой обстановке [1] и с учетом работы АКП может быть рассчитан исходя из своего определения [1, 6, 9];

$$\text{КСЗО} = \frac{D_{\text{п}}}{D_0} = \sqrt[4]{\frac{K_{\text{п}} K_{\text{с}}}{K_{\text{п}} + \frac{Y_{0\text{п}}^2}{N_0}}}, \quad (1)$$

где $D_{\text{п}}$ – дальность обнаружения целей в условиях воздействия помех; D_0 – дальность обнаружения в беспомеховой обстановке; $K_{\text{п}} = \frac{Y_{0\text{п}}^2}{Y_{\text{ВЫХ п}}^2}$ – коэффициент подавления помехи при прохождении через АКП; $K_{\text{с}} = \frac{Y_{\text{ВЫХ с}}^2}{Y_{0\text{с}}^2}$ – коэффициент изменения уровня сигнала при прохождении через АКП; $Y_{0\text{п}}^2$, $Y_{0\text{с}}^2$ – спектральная плотность мощности помехи и энергия сигнала на входе основного приемного канала; $Y_{\text{ВЫХ п}}^2$, $Y_{\text{ВЫХ с}}^2$ – спектральная плотность мощности помехи и энергия сигнала на выходе автокомпенсатора; N_0 – спектральная плотность мощности внутреннего шума приемного устройства.

Сущность АКП вне зависимости от способа формирования КК заключается в компенсации помех, приходящих с направлений, отличных от сигнального путем соответствующего подбора весовых коэффициентов в КК [3, 5, 7, 12]:

$$\dot{Y}_{\text{ВЫХ}}(t) = \dot{\mu} \cdot \dot{Y}(t)^{\text{H}}, \quad (2)$$

где $\dot{\mu} = [\dot{\mu}_0, \dot{\mu}_1, \dots, \dot{\mu}_p, \dots, \dot{\mu}_P] = \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{r}$ – вектор весовых коэффициентов, $\dot{Y}(t) = [\dot{Y}(t)_0, \dot{Y}(t)_1, \dots, \dot{Y}_p(t), \dots, \dot{Y}(t)_P]$ – матрица реализаций в каналах обработки, t – номер отсчета реализации p – номер канала, P – количество каналов, $\dot{Y}_{\text{ВЫХ}}(t)$ – сигнал на выходе АКП, $\mathbf{R}^{-1}$ – обратная корреляционная матрица (КМ) помех в КК, $\mathbf{r}$ – вектор взаимной корреляции выходных сигналов ОК и КК.

Однако в силу ограниченности времени накопления вместо точной КМ помех ($\mathbf{R}$) и вектора взаимной корреляции выходных сигналов ($\mathbf{r}$) могут использоваться только их максимально правдоподобные оценки [8, 19]:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{2T} \dot{Y}(t)^{\text{H}} \dot{Y}(t) \quad (3)$$

и

$$\hat{\mathbf{r}} = \frac{1}{2T} \dot{Y}(t)^{\text{H}} \dot{Y}_0(t), \quad (4)$$

где T – количество отсчетов реализации.

Постановка расчетной задачи. Пусть в зоне действия МРЛС действует M БпЛА – постановщиков АШП распределенных равномерно в секторе углов θ на удалении r_n . В качестве радиоэлектронного оборудования выступает станция постановки АШП с мощностью передатчика P_n и коэффициентом усиления антенны G_n , которая формирует прямошумовую помеху с шириной спектра Δf_n . Необходимо определить величину КСЗО МРЛС с учетом работы АКП (1) при наличии P слабонаправленных антенн КК и P КК, интегрированных в круглую ФАР с пространственным возбуждением I антенных элементов с координатами x_i, y_i .

Для этого с помощью выражений (2-4) должна быть получена реализация на выходе АКП $\dot{Y}_{\text{вых}}(t)$ на основе входных реализаций в каналах при воздействии M постановщиков АШП, которые могут быть представлены в виде:

$$Y_p(t) = \sum_{m=1}^M \left[\sqrt{\dot{G}_p(\theta_{pm})} \cdot n_{pm}(t) \right] + n_{0p}(t), \quad (4)$$

где $\dot{G}_p(\theta_{pm})$ – значение коэффициента усиления p -го канала в направлении m -го ПАП, θ_{pm} – азимут m -го ПАП, $n_{pm}(t)$, $n_{0p}(t)$ – реализации m -й помехи и шума p -го канала, представляющие собой «белый шум» со спектральной плотностью мощности σ_{pm}^2 , σ_0^2 соответственно в секторе частот Δf_n .

При формировании КК, интегрированных в проходную ФАР, коэффициент усиления канала и множитель должны быть рассчитаны на основе преобразования Фурье от амплитудно-фазового распределения (АФР) на элементах ФАР [6, 10]:

$$G_p(\theta) = G_{\max} \left(\frac{\dot{F}_p(\theta)}{\sum_{i=1}^I A_{0i}} \right)^2 \quad (5)$$

и

$$F_p(\theta) = \sum_{i=1}^I \dot{\Phi}_{pi} e^{j[k \cdot \rho_i \cdot \sin(\theta)]}, \quad (6)$$

где i – номер элемента ФАР, I – количество элементов ФАР, $G_{\max}$ – максимальный коэффициент усиления антенны, k – волновое число, $\dot{F}_p(\theta)$ – ДНА p -го пространственного канала, $\dot{\Phi}_{pi} = A_{pi} e^{j(\varphi_i + \vartheta_{pi})}$ – амплитудное (A_{pi}) и фазовое (ϑ_{pi}) распределения (АР и ФР), формируемые p -м облучателем на ФАР, а также ФР (φ_i), задаваемое на элементах антенной решетки фазовращателями, $\rho_i = \sqrt{x_i^2 + y_i^2}$ – координата i -го элемента ФАР, x_i, y_i – координаты i -го элемента ФАР по вертикали и горизонтали.

Основной и дополнительные облучатели ФАР представляют собой рупора, которые формируют спадающее к краям амплитудное и сферичное фазовое распределения поля на элементах ФАР [6, 10]:

$$A_{pi} = 0.8 \cdot \cos \left[\frac{\pi \cdot \sqrt{(x_i - X_p)^2 + (y_i - Y_p)^2}}{2} \right] \quad (7)$$

и

$$\vartheta_{pi} = k \cdot \left[\sqrt{(x_i - X_p)^2 + (y_i - Y_p)^2 + z_0^2} - z_0 \right], \quad (8)$$

где z_0 – расстояние от облучателя до сечения ФАР $D_p = \sqrt{X_p^2 + Y_p^2}$ – координата p -го облучателя, X_p, Y_p – координаты p -го облучателя по вертикали и горизонтали.

ФР φ_i на антенных элементах ФАР в условиях АКП КК, интегрированными в проходную ФАР, для азимутальной плоскости описывается выражением [2]:

$$\varphi_i = \sum_{p=0}^P \sum_{i=1}^I C_{pi} \cdot [k \cdot (x_i \cdot \sin \theta_{pm}) - \vartheta_{pi}], \quad (9)$$

где θ_{pm} – направление на m -й ПАП, отсчитываемое от нормали к раскрыву, m – номер постановщика АШП, C_{pi} – элемент матрицы, принимающий значения 0 и 1 и характеризующий к какой подрешетке относится данный элемент.

Процесс формирования компенсационных подрешеток осуществляется путем генерирования набора случайных чисел Q размерностью $1 \times I$, равномерно распределенных в интервале $[0 \dots 1]$. Попадание числа Q_p в интервал, длина которого определяется значением функции распределения элементов в полотно $W(\rho_i)$, соответствует включению модуля ФАР с индексом p в подрешетку КК [2]:

$$C_{pi}(W) = \begin{cases} 1, (p-1)W(\rho_i) < Q_p \leq pW(\rho_i) \\ 0, Q_p \leq (p-1)W(\rho_i), Q_p > pW(\rho_i) \end{cases} \quad (10)$$

Распределение функции $W(\rho_i)$ выбора элементов с учетом создаваемого центрального облучателя АР характеризует однопараметрическое распределение Хансена [13, 16, 20] и описывается выражением [2]:

$$W(\rho_i, T_H, I) = \begin{cases} g(I) \left[1 - \frac{J_0 \left\{ \pi T_H \sqrt{1 - \left(\frac{\rho_i}{\rho_{max}} \right)^2} \right\}}{A_{0i}} \right], \rho_i < \rho_{max}, \\ 0, \rho_i > \rho_{max} \end{cases} \quad (11)$$

где $g(I)$ – коэффициент, обеспечивающий включение заданного числа элементов в подрешетки КК; J_0 – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка; T_H – положительный действительный параметр распределения Хансена, определяющий значение углового смещения первых нулей ДНА подрешетки ОК.

Поскольку точная информация о пеленгах на БПЛА априорно неизвестна, но требуется для формирования в их направлении узких лучей ДНА КК, то ее предлагается получать между периодами компенсации помех [11]. Для этого на отдельном этапе пеленгования необходимо устанавливать на антенных элементах нулевое ФР ($\varphi_i = 0$) с целью формирования широких перекрывающихся пространственных каналов [10, 16] и последующей обработки принятых сигналов.

Полученные реализации (4) подвергаются предварительной фазовой корректровке, учитывающей вносимые ФАР искажения, возникающие из-за разности хода волн от каждого элемента ФАР до своего облучателя [14, 15]:

$$\dot{Y}_{p \text{ кор}}(t) = \dot{Y}_p(t) \exp(j\mu_p), \quad (12)$$

где $\mu_p = -k \left[\sqrt{X_p^2 + Y_p^2 + z_0^2} - z_0 \right]$ – корректирующий коэффициент, рассчитываемый из приближений геометрической оптики.

Далее по скорректированным реализациям формируется оценка пеленга с помощью спектральных методов пеленгования на основе алгоритма MUSIC который включает следующие этапы [5, 17, 19]:

- ♦ оценка КМ (3);
- ♦ выполнение спектрального разложения на собственные числа (СЧ) и собственные вектора (СВ):

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}, \quad (13)$$

где $\mathbf{U}$ – матрица, столбцами которой являются СВ КМ, $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_p, \dots, \lambda_P)$ – диагональная матрица, элементы которой СЧ;

- ♦ разделение СВ на сигнальные и шумовые и выделения всех шумовых СВ в отдельную матрицу $\mathbf{\Pi}_0$;

- ♦ формирование пространственного спектра по алгоритму:

$$Q_{MUSIC}(\beta) = [\mathbf{V}(\beta)^H \mathbf{P}_0 \mathbf{V}(\beta)]^{-1}, \quad (14)$$

где $\mathbf{V}(\beta) = \exp[-j \cdot \kappa \cdot \mathbf{X} \cdot \sin(\beta)]$ – вектор-гипотеза;

- ♦ отыскание положений экстремумов функции $Q_{MUSIC}(\beta)$ которые соответствуют пеленгам БпЛА – постановщиков АПП.

При формировании КК за счет использования малоразмерных антенных решеток справедливы выражения (1-8) с той лишь разницей, что $p=0$, т.е. используется только основной облучатель ОК, а количество элементов I кратно меньше. В качестве фазового распределения используется (9), $p=0$ и все элементы C_{pi} равны единице, т.е. формируется единственный луч ДНА КК. Поскольку лучи КК от малоразмерных антенных решеток являются слабонаправленными, то пеленги БпЛА – постановщиков АПП могут быть получены в результате побочных измерений с низкой точностью при обзоре пространства [4].

В силу наличия множества случайных параметров задача решалась путем численного моделирования и рассматривалось два случая:

- 1) пеленгация БпЛА – постановщиков АПП и компенсация формируемых ими помех с помощью АКП с КК, интегрированными в ФАР с пространственным возбуждением;
- 2) компенсация помех малоразмерными компенсационными антенными решетками.

Исходные данные при моделировании. При моделировании ожидаемой воздушной обстановки рассматривалось воздействие 6 ПАП распределенных по равномерному закону в секторе углов $[-30^\circ \dots -1^\circ]$ и $[1^\circ \dots 30^\circ]$ на удалении $[0,2 \dots 10]$ км. Станция постановки помех формировала помеху с шириной спектра 10 МГц, мощностью 50 Вт, а коэффициент усиления ее антенны составлял 9 дБ.

При моделировании антенно-фидерной подсистемы рассматривалась плоская проходная ФАР с круглым раскрывом и пространственным возбуждением 13505 антенных элементов. в гексагональной сетке с шагом 0,627 длины волны. Дискретность фазовращателей антенных элементов составляла 45° , а ошибка установки фазы имела нормальное распределение со среднеквадратическим отклонением в $22,5^\circ$. Компенсация с помощью АКП с интегрированными КК осуществлялась системой из шести ДО с ЦВ размещенными в виде кольца в плоскости раскрыва моноимпульсного облучателя (МИО) с радиусом 4,5 длины волны. Полотно ФАР разбивалось на 7 вложенных подрешеток – одну подрешетку ОК (рис. 2,а) и шесть подрешеток КК с 491...558 элементами (рис. 2,б). Коэффициент шума приемника равен 6дБ.

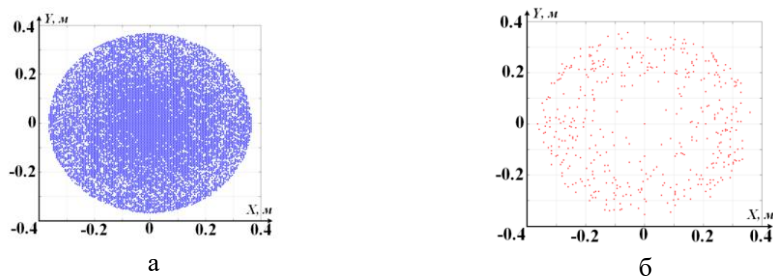


Рис. 2. Используемый при моделировании вариант размещения элементов в полотне ФАР: а – подрешетки ОК, б – 1-й подрешетки КК

В соответствии с методикой [2] координаты элементов подрешеток КК выбирались таким образом, чтобы обеспечивался низкий уровень первых боковых лепестков ДНА ОК. С учетом создаваемого первичным облучателем АР распределе-

ние элементов компенсационных подрешеток в раскрыве ФАР соответствует однопараметрическому распределению Хансена, формирующее ДНА ОК с уровнем первого бокового лепестка менее -30 дБ [16, 20]. На рис. 3 представлена ДНА ОК при синфазном возбуждении элементов исходной ФАР и ДНА с включенными антенными элементами ФАР в компенсационные подрешетки и отклонения их главных максимумов вне сектора угловых направлений $\pm 15^\circ$. Выбор элементов в подрешетки позволил снизить уровень боковых лепестков ДНА на 11,21 дБ при снижении главного максимума на 4,5 дБ (рис. 3,а) и позволил сформировать КК с уровнем главного максимума ДНА КК превышающего первый и последующие боковые лепестки ДНА ОК (рис. 3,б).

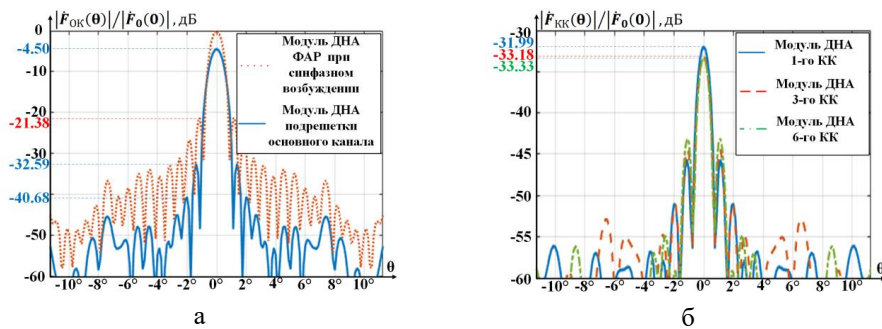


Рис. 3. Модуль ДНА: а – подрешетки ОК, б – 1, 3, 6-й подрешетки КК

В случае автоматической компенсации с помощью малоразмерных компенсационных ФАР оценивалась помехоустойчивость при наличии двух и шести решеток с 506 антенными элементами в гексагональной сетке (рис. 4,а). ДНА КК малоразмерных ФАР обеспечивала значение нормированного максимума равного -28,43 дБ (рис. 4,б).

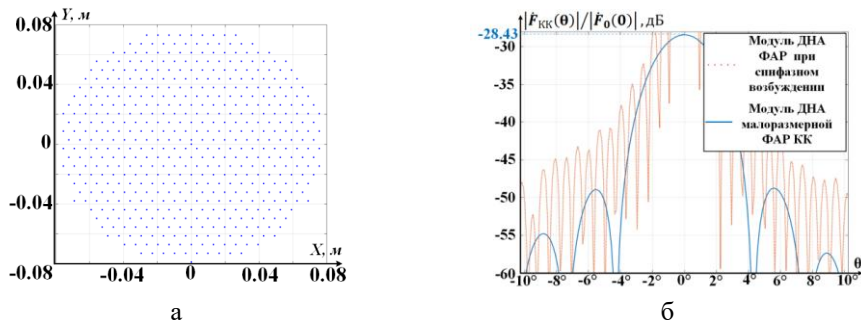


Рис. 4. а – размещение элементов малоразмерной ФАР КК, б – ДНА ФАР КК

Результаты моделирования по оценке эффективности АКП с различными КК. Путем численного моделирования по результатам многократного повторения опытов были получены количественные оценки эффективности функционирования подсистемы АКП с КК, интегрированными в проходную ФАР и СДО с ЦВ, при пеленгации с помощью спектральных методов в условиях массового воздействия БПЛА – носителей станций постановки АШП.

Результаты опытов были усреднены и сведены в диаграмму, представленную на рис. 5.

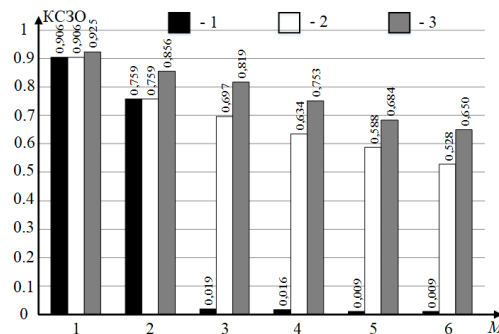


Рис. 5 – Среднее значение КСЗО МРЛС при различном числе БПЛА
 1 – для МРЛС с двумя малоразмерными ФАР КК; 2 – для МРЛС с шестью малоразмерными ФАР КК; 3 – с интегрированными в круглую проходную ФАР компенсационными подрешетками

Анализ зависимости позволяет заметить, что при увеличении числа направлений воздействия АШП выигрыш в дальности обнаружения цели по сравнению с МРЛС оснащенной малоразмерными компенсационными антеннами, увеличивается. Обусловлено это меньшим отношением помеха/шум на входе приемника, а также меньшей корреляцией между сигналами помех в компенсационных каналах. Так при воздействии 6 БПЛА суммарная мощность помехи в ходе эксперимента на входе основного приёмного канала, в среднем, была на 42 дБ больше его собственного внутриканального шума, коэффициент подавления помехи при применении системы АКП составлял 40,2дБ. Таким образом, реализация КК в виде подрешеток из состава основного полотна ФАР позволяет повысить КСЗО МРЛС при воздействии одного БПЛА до 1,02, а при воздействии шести БПЛА до 1,23 раз в сравнении с малоразмерными компенсационными ФАР.

Вывод. На основе имитационного моделирования процесса подавления АШП системой АКП с неэквидистантными компенсационными подрешетками, интегрированными в круглую проходную ФАР, была произведена оценка помехоустойчивости МРЛС с ФАР проходного типа и системой ДО с ЦВ. Проведенные прогнозные оценки показали возможность увеличения КСЗО при реализации в МРЛС ЗРПК малой дальности разработанных предложений по сравнению с МРЛС, оснащенной малоразмерными антеннами компенсационных каналов, в 1,02...1,23 раза. Исходя из этого цель работы по оценке эффективности подсистемы АКП с КК, интегрированными в проходную ФАР и СДО с ЦВ, при пеленгации с помощью спектральных методов в условиях массового воздействия БПЛА – носителей станций постановки АШП можно считать достигнутой.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бурмистров С.К. Справочник офицера воздушно-космической обороны / под общей ред. С.К. Бурмистрова. – Тверь: ВА ВКО, 2006. – 564 с.
2. Лаврентьев А.М., Калашников Р.В. Методика выделения из круглой ФАР просветолинзового типа элементарных излучателей для формирования дополнительных компенсационных антенн // Матер. международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2018» (Москва 11-12 мая 2018 г.). Доклады. Москва, Россия. – С. 65-70.
3. Лосев И.Ю., Бердников А.Г., Гойхман Э.Ш. [и др.]. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
4. Многофункциональная радиолокационная станция 1РС2-1. Руководство по эксплуатации. 1РС2-1.00.00.000РЭ. – 106 с.

5. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: ЛЕНАНД, 2022. – 240 с.
6. Скольник М. Справочник по радиолокации: в 4 ч. Ч. 1. – М.: Сов. Радио, 1976. – 456 с.
7. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
8. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
9. Ширман Я.Д., Голиков В.Н., Бусыгин И.Н. [и др.]. Теоретические основы радиолокации / под ред. Ширмана Я.Д. – 443 с.
10. Шифрин Я.С. Антенны. – Харьков: ВИРТА им. Говорова Л.А., 1976. – 407 с.
11. Шишов Ю.А., Ворошилов В.А. Многоканальная радиолокация с временным разделением каналов. – М.: Радио и связь, 1987. – 144 с.
12. Guerci J.R. Space-time adaptive processing for radar. – Boston and London: Artech House, 2015. – 298 p.
13. Hansen R.C. A One-Parameter Circular Aperture Distributions with Narrow Beam-width and Low Sidelobes // IEEE trans. – 1967. – Vol. AP-24. – P. 477-480.
14. Hansen R.C. Microwave scanning antennas. Vol. 1. Apertures. – New York and London, Academic press, 1964. – 536 p.
15. Hansen R. C. Microwave scanning antennas. Vol. 2. Array theory and practice. – New York and London, Academic press, 1966. – 496 p.
16. Hansen R.C. Phased array antennas. – 2nd ed. – Wiley, 2009. – 558 p.
17. Marple Jr.S.L. Digital spectral analysis with application. – 2nd ed. – Dover Publications Inc., 2019. – 432 p.
18. Melvin W.L. Space-time adaptive processing and adaptive arrays: special collection of papers // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. – 2000. – Vol. 36, No. 2. – P. 508-509.
19. Monzingo R.A. Introduction to Adaptive Arrays. – New York, John Wiley and sons, 1980. – 446 p.
20. Taylor T.T. One-Parameter Family of Line Sources Producing Modified $\sin \pi u / \pi u$ Pattern, rep. TM 324. Hughes Aircraft Co., Culver City, CA, 1953.

REFERENCES

1. Burmistrov S.K. Spravochnik ofitsera vozdushno-kosmicheskoy oborony [Aerospace Defense Officer's Handbook], ed. by S.K. Burmistrova. Tver': VA VKO, 2006, 564 p.
2. Lavrent'ev A.M., Kalashnikov R.V. Metodika vydeleniya iz krugloy FAR prosvetno-liniovogo tipa elementarnykh izluchateley dlya formirovaniya dopolnitel'nykh kompensatsionnykh anten [Methodology for isolating elementary emitters from a circular phased array of the transparent-lens type to form additional compensation antennas], Mater. mezhdunarodnoy konferentsii «Radioelektronnye ustroystva i sistemy dlya infokommunikatsionnykh tekhnologiy – REUS-2018» (Moskva 11-12 maya 2018 g.). Doklady [Proceedings of the international conference “Radio-electronic devices and systems for infocommunication technologies - REUS-2018” (Moscow, May 11-12, 2018). Reports]. Moskva, Rossiya, pp. 65-70.
3. Losev I.Yu., Berdnikov A.G., Goykhman E.Sh. [i dr.]. Adaptivnaya kompensatsiya pomekh v kanalakh svyazi [Adaptive compensation of interference in communication channels]. Moscow: Radio i svyaz', 1988, 208 p.
4. Mnogofunktsional'naya radiolokatsionnaya stantsiya IRS2-1. Rukovodstvo po ekspluatatsii. IRS2-1.00.00.000RE [Multifunctional radar station IRS2-1. Manual. IRS2-1.00.00.000RE], 106 p.
5. Ratynskiy M.V. Adaptatsiya i sverkhrazreshenie v antennykh reshetkakh [Adaptation and super-resolution in antenna arrays]. Moscow: LENAND, 2022, 240 p.
6. Skolnik M. Spravochnik po radiolokatsii [Handbook on radar]: in 4 part. Part 1. Moscow: Sov. Radio, 1976, 456 p.
7. Uidrou B. Adaptivnaya obrabotka signalov [Adaptive signal processing]: trans. from engl. Moscow: Radio i svyaz', 1989, 440 p.
8. Shirman Ya.D., Manzhos V.N. Teoriya i tekhnika obrabotki radiolokatsionnoy informatsii na fone pomekh [Theory and technology of processing radar information against a background of interference]. Moscow: Radio i svyaz', 1981, 416 p.
9. Shirman Ya.D., Golikov V.N., Busygin I.N. [i dr.]. Teoreticheskie osnovy radiolokatsii [Theoretical foundations of radar], ed. by Shirmana Ya.D., 443 p.
10. Shifrin Ya.S. Antenny [Antennas]. Khar'kov: VIRTA im. Govorova L.A., 1976, 407 p.
11. Shishov Yu.A., Voroshilov V.A. Mnogokanal'naya radiolokatsiya s vremennym razdeleniem kanalov [Multichannel time division radar]. Moscow: Radio i svyaz', 1987, 144 p.

12. *Guerci J.R.* Space-time adaptive processing for radar. Boston and London: Artech House, 2015, 298 p.
13. *Hansen R.C.* A One-Parameter Circular Aperture Distributions with Narrow Beam-width and Low Sidelobes, *IEEE trans.*, 1967, Vol. AP-24, pp. 477-480.
14. *Hansen R.C.* Microwave scanning antennas. Vol. 1. Apertures. New York and London, Academic press, 1964. – 536 p.
15. *Hansen R. C.* Microwave scanning antennas. Vol. 2. Array theory and practice. New York and London, Academic press, 1966, 496 p.
16. *Hansen R.C.* Phased array antennas. 2nd ed. Wiley, 2009, 558 p.
17. *Marple Jr.S.L.* Digital spectral analysis with application. 2nd ed. Dover Publications Inc., 2019, 432 p.
18. *Melvin W.L.* Space-time adaptive processing and adaptive arrays: special collection of papers, *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, 2000, Vol. 36, No. 2, pp. 508-509.
19. *Monzingo R.A.* Introduction to Adaptive Arrays. New York, John Wiley and sons, 1980, 446 p.
20. *Taylor T.T.* One-Parameter Family of Line Sources Producing Modified $\sin \pi u / \pi i$ Pattern, rep. TM 324. Hughes Aircraft Co., Culver City, CA, 1953.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. А.Л. Приоров.

Лаврентьев Александр Михайлович – Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны; e-mail: alexalawrentew24@icloud.com; г. Ярославль, Россия; тел.: 89108293521; д.т.н.; профессор; начальник кафедры радиотехнических систем.

Калашников Роман Васильевич – e-mail: karomm12@mail.ru; тел.: 89201023588; к.т.н.; старший преподаватель кафедры радиотехнических систем.

Бабушкин Евгений Александрович – e-mail: bebs37@mail.ru; тел.: 89056306556; адъюнкт.

Lavrentyev Aleksandr Mihailovich – Yaroslavl higher military college of air defense; e-mail: alexalawrentew24@icloud.com; Yaroslavl, Russia; phone: +79108293521; dr. of eng. sc.; professor; head of the department of radio engineering systems.

Kalashnikov Roman Vasil'evich – e-mail: karomm12@mail.ru; phone: +79201023588; cand. of eng. sc.; senior lecturer of radio engineering systems.

Babushkin Eugeniy Alexandrovich – e-mail: bebs37@mail.ru; phone: 89056306556; adjunct.

УДК 519.714

DOI 10.18522/2311-3103-2024-1-202-213

К.Г. Кебкал, А.А. Кабанов, В.В. Альчаков, В.А. Крамарь, М.Э. Димин

ПРОГРАММНЫЕ ПОДХОДЫ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ В СИСТЕМАХ МОРСКОГО ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ *

При одновременной работе нескольких гидроакустических модемов в районе взаимного покрытия могут возникать коллизии пакетов данных, поступающих на прием от нескольких источников, что приводит к потерям части или всей информации. С ростом числа одновременно работающих гидроакустических модемов алгоритмы физического уровня не обеспечивают стабильную передачу данных и вероятность возникновения коллизий повышается, что делает работу модемов неэффективной или даже невозможной. Для обеспечения эффективной работы в условиях гидроакустической среды распространения сигнала и для уменьшения или исключения коллизий при обмене и доставке данных между двумя модемами, не обладающими возможностью синхронной работы, а также для уменьшения времени доступа к среде распространения сигнала требуются методы уровня управления доступом к среде с применением протоколов канального уровня. Обычно, такая задача решается при помощи кодового разделения гидроакустических

* Работа частично выполнена при поддержке Минобрнауки России, проект FEFM-2024-0015.