

УДК 623.612

## ОЦЕНКА ТРЕБУЕМОЙ ЭНЕРГЕТИКИ ДЛЯ КАНАЛА ВЫСОКОТОЧНОГО ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НА БАЗЕ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННОГО ПОЛЯ<sup>1</sup>

© 2024 г. А. И. Баскаков, А. А. Комаров\*, П. Е. Шимкин

Национальный исследовательский университет “МЭИ”,  
ул. Красноказарменная, 14, стр.1, Москва, 111250 Российская Федерация

\*E-mail: KomarovALA@mpei.ru

Поступила в редакцию 15.11.2023 г.

После доработки 15.11.2023 г.

Принята к публикации 16.01.2024 г.

Для решения задачи радиолокационных наблюдений малоразмерных космических объектов естественного и искусственного происхождения предложена многоантенная распределенная структура на основе адаптивных антенных решеток. Представлена методика оценки шумовых погрешностей фазового метода пеленгования низкоорбитальных космических объектов для канала высокоточного фазового пеленгования на базе элементов многоантенного поля. Полученные результаты характеризуют потенциальную точность системы. Исходя из заданной дисперсии флуктуаций фазы по предложенной методике определяется требуемое отношение сигнал/шум на входе измерителя.

*Ключевые слова:* космический мусор, многоантенное поле, радиолокационный мониторинг, фазовый пеленгатор, радиовидение

DOI: 10.31857/S0033849424040089, EDN: JRNBKR

### ВВЕДЕНИЕ

Многоантенные распределенные структуры на основе адаптивных антенных решеток (ААР) последнее время находят все большее применение для радиолокационного мониторинга космического пространства, заменяя громоздкие зеркальные радиотелескопы с диаметром зеркала до нескольких десятков метров [1]. К настоящему времени предельный размер порядка 100 м для крупных одиночных зеркальных антенн достигнут. Радиолокационная система на основе ААР состоит из большого числа передающих и приемных антенн, согласованно реализующих сопровождение выбранного космического объекта (КО). Эффективность многоантенных распределенных полей для решения задач обнаружения, пеленгации (определения координат) КО при использовании фокусированного режима работы существенно выше, чем зеркальных радиотелескопов, а их разработка и создание обходятся заметно дешевле.

Кроме того, большой практический интерес вызывает построение радиолокационных изображений космических аппаратов (КА), объектов космического “мусора” и различных не техногенных объектов типа астероидов, комет и т.п. Основным

требованием к таким РЛС (иногда их называют РЛС радиовидения) [2–4] является возможность получения изображения объектов не хуже десятков сантиметров, т.е. требование высокой разрешающей способности как по дальности, так и по угловым координатам. Решение этой задачи позволит осуществить не только распознавание КО искусственного и естественного происхождения, но и определение их истинной геометрии и конфигурации.

Наиболее интересным частотным диапазоном для получения радиоизображений КА и других КО является миллиметровый диапазон радиоволн. При этом условный оптимум с точки зрения качества получаемого изображения и энергетического потенциала будет иметь место на длине радиоволны порядка 8 мм [5, 6].

На протяжении последних двух-трех десятилетий во всем мире усиленно развивается как теория и техника создания больших антенных комплексов и, в частности, протяженных антенных полей, состоящих из множества синхронно работающих остронаправленных антенных элементов, так и практическая реализация таких комплексов. Перечень актуальных прикладных задач, решаемых с помощью протяженных антенных полей, достаточно обширен. К ним прежде всего относятся радиоастрономические задачи и радиоинтерферометрические измерения с использованием методов РСДБ (радиоинтерферометрических систем со

<sup>1</sup> Работа доложена на X Международной конференции “Инжиниринг и Телекоммуникации — En&T-2023”.

сверхдлинными базами) по космическим объектам дальнего космоса [7].

Однако с использованием многоантенных распределенных полей – ААР на базе небольших зеркальных антенн, диаметром порядка 1.5...2 м – можно решать задачи обнаружения и пеленгации объектов “космического мусора” на низких, околоземных орбитах.

Нефункциональные КА и их остатки, объединенные общим названием “космический мусор”, расположены как на низких орбитах, высотой до 2000 км, так и на орбитах от 19000 до 22000 км и в геостационарном кольце выше 32000 км. В настоящее время по разным оценкам только в районе низких околоземных орбит, вплоть до высот около 2000 км, находится до 5000 т техногенных объектов. На основе статистических оценок делаются выводы, что общее число объектов подобного рода (поперечником более 1 см) достаточно неопределенно и может достигать 60000...100000. Из них только порядка 10 % (около 8600 объектов) обнаруживаются, отслеживаются и каталогизируются наземными радиолокационными и оптико-электронными средствами и только около 6 % отслеживаемых объектов – действующие.

Если ограничиться рассмотрением возможности радиолокационного мониторинга наиболее опасных КО, находящихся на орбитах высотой не более 2000 км, то при выполнении анализа когерентных радиолокационных эхо-сигналов в течение протяженного интервала времени требуется достаточно высокая точность предварительного целеуказания. Добиться этого можно, используя несколько антенн, расположенных на достаточно большой площади одного антенного поля и не обязательно лежащих на одной прямой; тогда, объединяя принятые ими сигналы, высокую точность углового пеленгования можно получить по всем направлениям.

Поскольку расположение и ориентация антенных баз многоантенной структуры протяженного антенного поля чрезвычайно разнообразны, то при исследовании вопроса радиолокационного мониторинга малоразмерных КО на низких орбитах можно с помощью ААР реализовать:

- фазовое пеленгование, обладающее высокой точностью, но не обеспечивающей разрешающей способности, при этом применяются узкополосные квазинепрерывные радиосигналы;

- корреляционное пеленгование, которое, наоборот, при использовании широкополосных зондирующих сигналов обладает высоким угловым разрешением, но недостаточно высокой точностью;

- корреляционно-фазовые пеленгаторы, объединяющие достоинства тех и других.

Естественно, для реализации данных режимов требуется подсветка зоны ожидаемого появления КО посторонней РЛС с требуемой шириной диаграммы направленности антенны (ДНА).

В данной работе рассмотрим случай фазового пеленгования, при этом вопроса раскрытия неоднозначности фазовых измерений касаться не будем, считая, что при большом разнообразии антенных баз и их ориентации в многоантенной протяженной системе всегда можно подобрать согласованные соответствующим образом точную и грубую шкалы.

## 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Геометрия фазового пеленгования КО на две разнесенные антенны показана на рис. 1.

Разность фаз на антеннах определяется по формуле

$$\Delta\varphi = k_0(R_1 - R_2) = k_0 D \sin\psi, \quad (1)$$

где  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$  – волновое число.

Из (1) можно определить направляющий косинус как

$$\cos\theta = \Delta\varphi / (k_0 D). \quad (2)$$

Инструментальные погрешности фазового пеленгатора (ФП), связанные с нестабильностью частоты и колебаниями размеров базы можно не учитывать, имея в виду высокую стабильность частоты задающего генератора подсвечивающей наземной РЛС и периодически повторяющуюся в процессе эксплуатации топографическую привязку и юстировку антенн. Погрешности же неидентичности фазочастотных характеристик

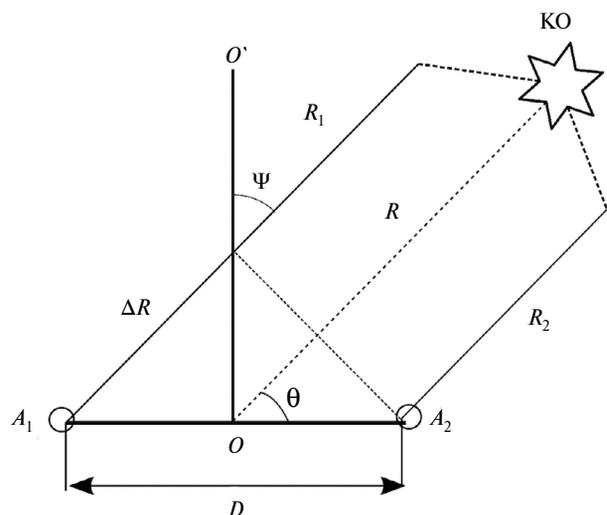


Рис. 1. Пеленгация КО двумя разнесенными антеннами (на плоскости).

приемно-усилительных трактов приводят к паразитным фазовым сдвигам  $\delta\varphi$  порядка

$$\delta\varphi = \sqrt{2mQ} \frac{\delta\omega}{\omega}, \quad (3)$$

где  $m$  — число однотипных случайно настроенных каскадов,  $Q$  — добротность каждого каскада,  $\delta\omega$  — уходы частоты.

При  $\delta\omega/\omega = 10^{-5} \dots 10^{-6}$ ,  $m = 10$ ,  $Q = 100$  паразитный фазовый сдвиг  $\delta\varphi = (0.04 \dots 0.4)10^{-2}$ . В масштабе угловых координат из (2) при базе  $D$  десятки и сотни метров и при длине радиоволны  $\lambda_0 = 8$  мм это приводит к ошибкам пеленгования не более угловой секунды.

В связи с этим наибольший интерес представляет вопрос шумовых погрешностей фазового метода пеленгования КО, которые характеризуют потенциальную точность системы.

Шум вызывает размывание фазы сигнала (рис. 2).

Хорошо известно, что дисперсия фазы на выходе измерительного устройства при отношении мощности сигнала  $P_{с\text{ вых}}$  к мощности шума  $P_{ш\text{ вых}}$  на выходе  $q_{\text{вых}} = P_{с\text{ вых}}/P_{ш\text{ вых}} > 5$  может быть определена как

$$\sigma_\varphi^2 = \left( \frac{\sigma_{ш\text{ вых}}}{A_{\text{вых}}} \right)^2 = \frac{1}{2} \left( \frac{P_{ш}}{P_c} \right)_{\text{вых}} = \frac{1}{2q_{\text{вых}}}, \quad (4)$$

где  $\sigma_{ш}$  — дисперсия шума,  $A$  — амплитуда сигнала. Поэтому задача состоит в нахождении  $q_{\text{вых}}$  при известном отношении мощности сигнала  $P_{с\text{ вх}}$  к мощности шума  $P_{ш\text{ вх}}$  на входе приемника  $q_{\text{вх}} = P_{с\text{ вх}}/P_{ш\text{ вх}}$  и известном отношении входной и выходной полос  $\Delta f_{\text{вх}}/\Delta F_{\text{вых}}$  измерителя.

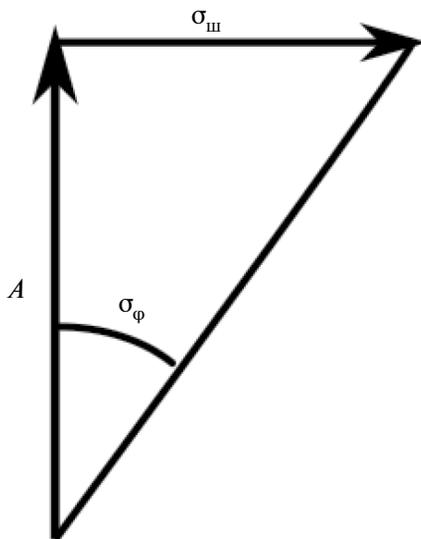


Рис. 2. Влияние шума на фазу сигнала.

## 2. ВЫЧИСЛЕНИЕ ТРЕБУЕМОГО ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ НА ВХОДЕ ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА

Рассмотрим эту задачу применительно к системе переноса разности фаз на кварцованную частоту. Упрощенная схема блока переноса разности фаз изображена на рис. 3.

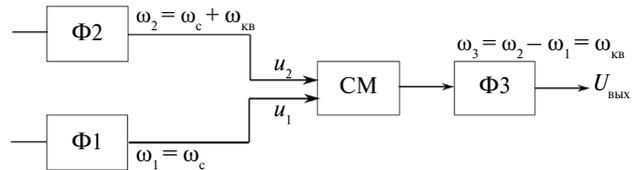


Рис. 3. Упрощенная схема блока переноса разности фаз.

Фильтры  $\Phi 1$  и  $\Phi 2$  пропускают весь спектр сигнала и обладают полосой  $\Delta f_{\text{вх}}$ , выходной спектр фильтра  $\Phi 3$  имеет узкую полосу  $\Delta F_{\text{вых}}$ . Если бы в смесителе  $СМ$  не происходило при малых  $q_{\text{вх}}$  подавления полезного сигнала шумом, то задача определения дисперсии фазы на выходе измерительного устройства легко решалась

$$q_{\text{вых}} = \frac{1}{2} q_{\text{вх}} \frac{\Delta f_{\text{вх}}}{\Delta F_{\text{вых}}}. \quad (5)$$

В (5) множитель 0.5 получается в результате наличия двух шумящих идентичных канала приема. Однако за счет подавления полезного сигнала шумом из-за нелинейности смесителя  $q_{\text{вых}}$  уменьшается. Необходимо оценить получающийся проигрыш.

Если характеристика смесителя квадратичная  $i = au^2$ , то разностная частота  $\omega_3$  получается за счет произведения  $au_1u_2$ , где

$$\begin{cases} u_1 = u_{c1} + u_{ш1} \\ u_2 = u_{c2} + u_{ш2} \end{cases}. \quad (6)$$

Интересующая нас составляющая тока с учетом (6) равна

$$i = au_1u_2 = a(u_{c1} + u_{ш1})(u_{c2} + u_{ш2}) = au_{c1}u_{c2} + au_{ш1}u_{ш2} + au_{ш1}u_{c2} + au_{c1}u_{ш2}. \quad (7)$$

Функция корреляции для этой составляющей тока

$$K_i = \overline{ii_\tau} = a^2 \left[ \overline{(u_{c1}u_{c2}u_{c1}u_{c2})} + \overline{(u_{ш1}u_{ш1})} \overline{(u_{ш2}u_{ш2})} + \overline{(u_{ш1}u_{ш1})} \overline{(u_{c2}u_{c2})} + \overline{(u_{ш2}u_{ш2})} \overline{(u_{c1}u_{c1})} \right]. \quad (8)$$

Учтем, что

$$\begin{aligned} \overline{u_{ш1}u_{ш1\tau}} &= K_{ш1}(\tau) = \sigma_1^2 \rho_1(\tau) \cos(\omega_1 \tau), \\ \overline{u_{ш2}u_{ш2\tau}} &= K_{ш2}(\tau) = \sigma_2^2 \rho_2(\tau) \cos(\omega_2 \tau), \\ \overline{u_{c1}u_{c1\tau}} &= K_{c1}(\tau) = \frac{A_1^2}{2} \cos(\omega_1 \tau), \\ \overline{u_{c2}u_{c2\tau}} &= K_{c2}(\tau) = \frac{A_2^2}{2} \cos(\omega_2 \tau), \end{aligned} \quad (9)$$

где  $\sigma_1^2, \sigma_2^2$  — дисперсия шума;  $A_1, A_2$  — амплитуда сигнала,  $K_\alpha(\tau)$  — корреляционная функция для соответствующей составляющей  $\alpha = \{ш1, ш2, c1, c2\}$ .

Функцию корреляции для этой составляющей тока (8) с учетом (9) можно записать в виде

$$\begin{aligned} K_i(\tau) &= \frac{a^2 A_1^2 A_2^2}{8} f(\tau) + \frac{a^2 \sigma_1^2 \rho_1(\tau) \sigma_2^2 \rho_2(\tau)}{2} f(\tau) + \\ &+ \frac{a^2 \sigma_1^2 \rho_1(\tau) A_2^2}{4} f(\tau) + \frac{a^2 \sigma_2^2 \rho_2(\tau) A_1^2}{4} f(\tau), \end{aligned} \quad (10)$$

где

$$f(\tau) = \cos[(\omega_2 - \omega_1)\tau] + \cos[(\omega_2 + \omega_1)\tau]. \quad (11)$$

По теореме Винера–Хинчина вычислим спектр вблизи интересующей нас частоты  $\omega_1 - \omega_2$  и затем определим полную мощность сигнала и шума

$$G(\omega) = 2 \int_0^\infty K_i(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau. \quad (12)$$

По вычисленной функции  $G(\omega)$  определим мощность интересующей нас части сигнала

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{2\pi} \int G(\omega) d\omega. \quad (13)$$

С учетом соотношений (10), (11) и (12) получаем

$$P_{\text{ВЫХ}} = P_{c \text{ Вых}} + P_{ш-ш} + P_{ш-с}, \quad (14)$$

где  $P_{c \text{ Вых}}$  — мощность сигнала,  $P_{ш-ш}$  — мощность из-за биений шум–шум,  $P_{ш-с}$  — мощность из-за биений шум–сигнал, которые вычисляются следующим образом:

$$P_{c \text{ Вых}} = \frac{a^2 A_1^2 A_2^2}{8}, \quad (15)$$

$$P_{ш-ш} = \frac{a^2 \sigma_1^2 \sigma_2^2 \Delta\Omega_{\text{ВЫХ}}}{2K \Delta\omega_{\text{ВХ}}}, \quad (16)$$

$$P_{ш-с} = \frac{a^2 (\sigma_1^2 A_2^2 + \sigma_2^2 A_1^2) \Delta\Omega_{\text{ВЫХ}}}{4 \Delta\omega_{\text{ВХ}}}. \quad (17)$$

В формулах (15)–(17)  $K = \text{const}$  величина  $K$  зависит от формы спектра,  $\Delta\omega_{\text{ВХ}}$  — входная полоса,  $\Delta\Omega_{\text{ВЫХ}}$  — выходная полоса.

Если  $A_1 = A_2 = A, \sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ , то отношение  $q_{\text{ВЫХ}} = P_{c \text{ Вых}} / P_{ш \text{ Вых}}$  равно

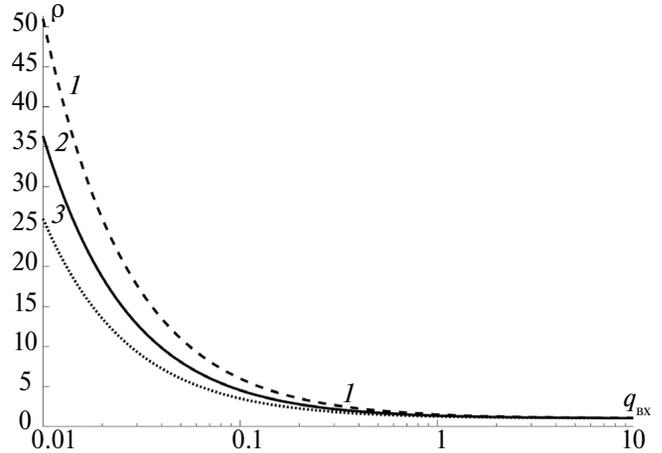


Рис. 4. Зависимость коэффициента подавления сигнала шумом  $\rho(q_{ш})$ : кривая 1 — спектр шума прямоугольный,  $K = 1$ ; кривая 2 — спектр шума колокольный,  $K = \sqrt{2}$ ; кривая 3 — спектр шума на выходе резонансного усилителя,  $K = 2$ .

$$\begin{aligned} q_{\text{ВЫХ}} &= \frac{P_{c \text{ Вых}}}{P_{ш-ш} + P_{ш-с}} = \frac{A^4 / 8}{\left( \frac{\sigma^4}{2K} + \frac{\sigma^2 A^2}{2} \right) \frac{\Delta\Omega_{\text{ВЫХ}}}{\Delta\omega_{\text{ВХ}}}} = \\ &= \frac{A^2 / (2\sigma^2)}{2 \left( 1 + \frac{\sigma^2}{KA^2} \right)} \frac{\Delta\omega_{\text{ВХ}}}{\Delta\Omega_{\text{ВЫХ}}}. \end{aligned} \quad (18)$$

Теперь учтем, что

$$q_{\text{ВХ}} = A^2 / 2\sigma^2. \quad (19)$$

Тогда из (18) с учетом (19) получим связь между отношением сигнал/шум на входе и на выходе

$$q_{\text{ВЫХ}} = \frac{q_{\text{ВХ}}}{2 \left( 1 + \frac{1}{2Kq_{\text{ВХ}}} \right)} \frac{\Delta\omega_{\text{ВХ}}}{\Delta\Omega_{\text{ВЫХ}}} = \frac{q_{\text{ВХ}}}{2\rho} \frac{\Delta\omega_{\text{ВХ}}}{\Delta\Omega_{\text{ВЫХ}}}. \quad (20)$$

Проигрыш в отношении сигнал/шум на выходе по отношению к входу равен

$$\rho = 1 + \frac{1}{2Kq_{\text{ВХ}}}. \quad (21)$$

График зависимости  $\rho = f(K, q_{\text{ВХ}})$  представлен на рис. 4.

Таким образом, для обеспечения заданной шумовой ошибки  $\sigma_\phi^2$  необходимо обеспечить на входе

$$q_{\text{ВХ}} \text{ треб} = 2\rho \frac{\Delta\Omega_{\text{ВЫХ}}}{\Delta\omega_{\text{ВХ}}} q_{\text{ВЫХ}} \text{ треб}. \quad (22)$$

Так как

$$q_{\text{ВЫХ}} \text{ треб} = \frac{1}{2 \left( \sigma_\phi^2 \right)_{\text{зад}}},$$

то

$$q_{\text{вх треб}} = \frac{\rho}{\left(\sigma_{\phi}^2\right)_{\text{зад}}} \frac{\Delta F_{\text{вых}}}{\Delta f_{\text{вх}}}. \quad (23)$$

Подставляя соотношение (21) в (23), получаем квадратное уравнение относительно  $q_{\text{вх треб}}$  и, решая его, получаем окончательный результат:

$$q_{\text{вх треб}} = \frac{\Delta F_{\text{вых}}}{\Delta f_{\text{вх}} \left(\sigma_{\phi}^2\right)_{\text{зад}}} \frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{2\sigma_{\phi}^2}{K} \frac{\Delta f_{\text{вх}}}{\Delta F_{\text{вых}}}} \right). \quad (24)$$

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показана методика оценки шумовых погрешностей фазового метода пеленгования низкоорбитальных космических объектов для канала высокоточного фазового пеленгования на базе элементов многоантенного поля. Полученные результаты характеризуют потенциальную точность системы. Исходя из заданной дисперсии флуктуаций фазы по предложенной методике определяется требуемое отношение сигнал/шум на входе измерителя.

Авторы данной работы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 23-19-00485).

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Dewdney P.E., Hall P.J., Schilizzi R.T., Lazio T.J.L.W.* // Proc. IEEE. V. 97. № 8. P. 1482. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2009.2021005>
2. *Левитан Б.А., Толкачев А.А.* // Радиотехника. 2009. № 10. С. 63.
3. *Mehrholz D.* // ESA SD-01: Proc. First European Conf. on Space Debris. Darmstadt, 05–07 April 1993. P. 355.
4. *Beusch J.U., Pensa A.F., Zuendorf B.W.* // ESA SD-01: Proc. First European Conf. on Space Debris. Darmstadt. 05–07 April 1993. P. 53.
5. *Нефедов С.И.* // Труды XVII междуна. научно-технич. конф. “Радиолокация, навигация, связь”. Воронеж, 2011. Т. 3. С. 1697.
6. *Нефедов С.И.* // Наука и образование. 2011. № 11. С. 8.
7. Радиоинтерферометрия и новые технологии в приложении к космической связи, навигации и управлению космическими аппаратами: Сб. ст. / Под ред. В.Г. Грачева. М., 2022.

## ESTIMATION OF THE REQUIRED ENERGY FOR A CHANNEL OF HIGH-PRECISION PHASE DIRECTION FINDING OF LOW-EARTH ORBIT SPACE DEBRIS BASED ON LARGE SCALE ANTENNA ARRAY

A. I. Baskakov, A. A. Komarov\*, P. E. Shimkin

*National Research University “Moscow Power Engineering Institute”,  
Krasnokazarmennaya, 14, build 1, Moscow, 111250 Russian Federation  
\*E-mail: KomarovALA@mpei.ru*

Received November 15, 2023; revised November 15, 2023; accepted January 16, 2024

To solve the problem of radar observations of small-sized space debris of natural and artificial origin, a multi-antenna distributed structure based on adaptive antenna arrays is proposed. A method for estimating noise errors of the phase method of low-Earth orbit space debris bearing for a channel of high-precision phase direction finding based on elements of a multi-antenna field is presented. The results obtained characterize the potential accuracy of the system. Based on the specified dispersion of phase fluctuations, the required signal-to-noise ratio at the input of the device is determined according to the proposed method.

*Keywords:* space debris, large scale antenna array, radar monitoring, phase direction finding radiovision