

УДК 621.396.67

## **Условия отсутствия «ослепления» у микрополосковых антенных решеток**

**Ястребцова О.И.**

*Московский технический университет связи и информатики,*

*ул. Авиамоторная, 8а, Москва, 111024, Россия*

*e-mail: [yastrebtsova@rambler.ru](mailto:yastrebtsova@rambler.ru)*

### **Аннотация**

В работе рассматривается одна из проблем, возникающих в микрополосковых антенных решетках, используемых, в том числе, в различных системах спутниковой службы исследования Земли, - явление «ослепления», при котором решетка перестает излучать. Для определения возможных углов сканирования, при которых это явление может возникнуть, предлагается использовать метод, основанный на связи поверхностных волн, возбуждаемых в подложке, с излучаемой модой решетки при возникновении «ослепления». Приводятся диаграммы излучателей в бесконечных решетках при различных диэлектрических подложках и углах сканирования, свидетельствующие о полном совпадении прогнозируемых углов и углов, при которых реально проявляется явление «ослепления». На основе рассмотренного метода формулируются условия, накладываемые на параметры антенной решетки, для отсутствия углов ослепления в диапазоне углов сканирования. Эти условия определяют как расстояние между излучающими элементами, так и параметры диэлектрической подложки.

**Ключевые слова:** микрополосковые антенные решетки, поверхностные волны, сканирование.

Излучение микрополосковых антенных решеток в некоторых случаях нарушается явлением, известным как «ослепление» антенной решетки. Принимая во внимание широкое применение [1, 2] в современных системах спутниковой службы исследования Земли антенных решеток и, в частности, микрополосковых антенных решеток, это явление требует детального изучения. Антенные решетки могут использоваться для различных режимов работы спутников службы исследования Земли, в том числе, для радаров с синтезированной апертурой и различных типов пассивных датчиков, что позволяет повысить разрешающую способность на поверхности Земли путем применения соответствующей обработки принятого фазированной антенной решеткой сигнала.

Известно, что излучение антенной решетки можно определить по теореме перемножения [3, 4], то есть как произведение множителя направленности на диаграмму направленности излучателя в бесконечной решетке. Множитель направленности рассчитывается для изотропных излучателей, расположенных в тех же точках пространства, что и реальные излучатели, с тем же фазированием, но без учета взаимодействия излучателей. Конкретная конструкция излучателей и взаимодействие между ними учитывается диаграммой направленности излучателя в бесконечной решетке.

«Ослепление» характеризуется нулем излучения антенной решетки при таком угле сканирования, который не обусловлен нулем множителя направленности,

поэтому анализировать необходимо диаграмму направленности элемента в бесконечной антенной решетке. Эту диаграмму направленности связывают [5, 6] с действующим коэффициентом отражения этого элемента при данном угле сканирования:

$$G(\theta, \varphi) = g_0(\theta, \varphi) \frac{R_0}{R_a} |1 - \Gamma_a(\theta, \varphi)|^2, \quad (1)$$

где  $g_0(\theta, \varphi)$  – диаграмма направленности изолированного излучателя,  $R_0$  – входное сопротивление изолированного излучателя,  $R_a$  – активная составляющая действующего входного сопротивления антенного элемента решетки в режиме излучения в направлении нормали к ее плоскости и  $\Gamma_a(\theta, \varphi)$  – действующий коэффициент отражения по напряжению при рассматриваемом угле сканирования. Выражение (1) может быть равно нулю только при условии, что  $\Gamma_a(\theta, \varphi) = 1$ , что соответствует полному рассогласованию при определенном угле сканирования.

Согласно [7, 8], это рассогласование связано с взаимодействием поддерживаемых самой структурой антенной решетки поверхностных волн с излучаемой модой Флоке. Точное определение условий, при которых это взаимодействие возможно, крайне важно при проектировании микрополосковых антенных решеток, поэтому был рассмотрен алгоритм [7, 9], позволяющий определить эти углы сканирования.

Фазовые постоянные поверхностных волн в слое диэлектрика на проводящем экране можно определить путем численного или графического решения системы

характеристических уравнений [10, 11, 12, 13]. Для поверхностных волн электрического типа система уравнений имеет вид:

$$\begin{cases} \frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_1} \gamma_1 H_1 \operatorname{tg}(\gamma_1 H_1) = \gamma_0 H_1 \\ (\gamma_0 H_1)^2 + (\gamma_1 H_1)^2 = H_1^2 (\omega^2 \varepsilon_1 \mu_1 - \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0) \end{cases}, \quad (2)$$

где  $\gamma_0$  – постоянная распространения поверхностной волны в воздухе,  $\gamma_1$  – постоянная распространения поверхностной волны в диэлектрике,  $\varepsilon_1$  – диэлектрическая проницаемость слоя диэлектрика,  $H_1$  – его толщина.

Система уравнений для магнитных поверхностных волн:

$$\begin{cases} -\frac{\mu_0}{\mu_1} \gamma_1 H_1 \operatorname{ctg}(\gamma_1 H_1) = \gamma_0 H_1 \\ (\gamma_0 H_1)^2 + (\gamma_1 H_1)^2 = H_1^2 (\omega^2 \varepsilon_1 \mu_1 - \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0) \end{cases} \quad (3)$$

Далее следует определить фазовую постоянную возбуждаемой поверхностной волны по одной из двух формул:  $\beta = \sqrt{\gamma_0^2 + \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0}$  или  $\beta = \sqrt{\omega^2 \varepsilon_1 \mu_1 - \gamma_1^2}$ .

В свою очередь, фазовые постоянные мод Флоке при прямоугольной сетке расположения излучателей определяются следующим образом [7]:

$$\left( k_{xmn} - \frac{2\pi m}{d_x} \right)^2 + \left( k_{ymn} - \frac{2\pi n}{d_y} \right)^2 = k_0^2 \sin^2 \theta_0, \quad (4)$$

где  $m, n$  – целые числа,  $k_0$  – волновое число в воздухе,  $\theta_0$  – угол сканирования,  $d_x, d_y$  – расстояния между элементами антенной решетки по осям X и Y соответственно.

Выражение (4) можно изобразить на плоскости переменных  $(k_{xmn}, k_{ymn})$ , где оно определяет семейство окружностей с центрами в точках  $(\frac{2\pi m}{d_x}, \frac{2\pi n}{d_y})$ . Видимые углы будут располагаться только внутри окружности с центром в начале координат. Ее радиус, равный  $k_0 \sin \theta_0$ , зависит от угла сканирования. Пересечение остальных окружностей с центральной приводит к появлению дифракционных лепестков [7, 14, 15]. Пример таких построений для случая с расстоянием между элементами  $0,8\lambda$  приведен на рисунке 1. Серой линией изображена основная мода Флоке при угле сканирования  $\theta_0 = 90^\circ$ , зона видимости расположена внутри этой окружности. Остальные моды изображены тонкими пунктирными линиями, их попадание внутрь серой окружности означает появление дифракционных лепестков.

Фазовые постоянные поверхностных волн могут быть изображены в этой же системе координат. Радиус окружностей поверхностных волн будет соответствовать их фазовым постоянным, найденным после решения систем уравнений (2) или (3), а их центры совпадают с центрами окружностей мод Флоке. На рисунке 1 они изображены для одного из рассматриваемых далее случаев черными сплошными линиями.

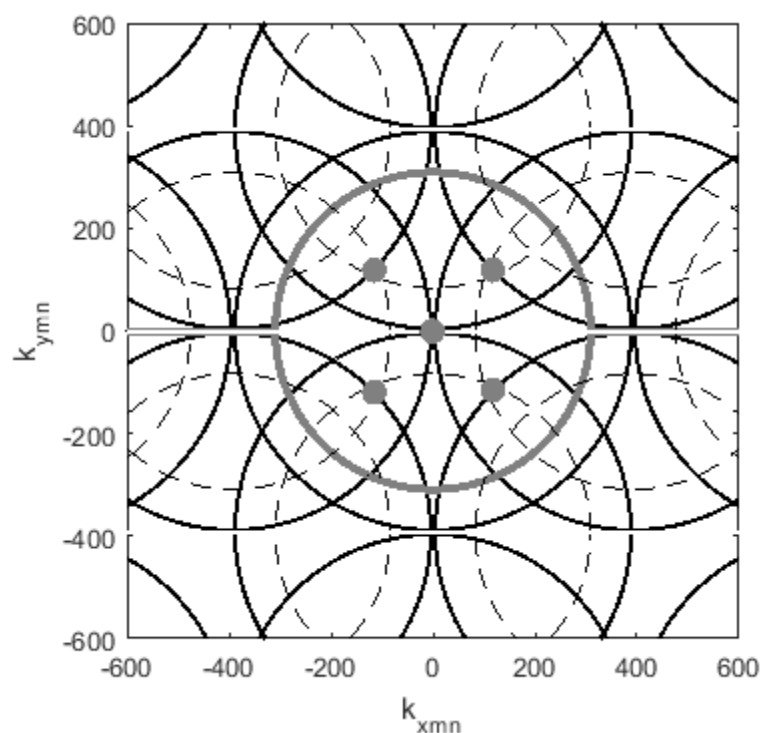


Рисунок 1 - Система окружностей, определяющих фазовые постоянные мод Флоке и поверхностных волн.

Пересечение окружностей, соответствующих поверхностным волнам, с окружностью, определяющей зону видимости при данном угле сканирования, и будет означать возможность появления явления «ослепления». Значение угла определяется исходя из координаты точки пересечения  $((k_0 \sin \theta_0 \cos \varphi_0), (k_0 \sin \theta_0 \sin \varphi_0))$ .

Для подтверждения этой теории было рассмотрено два случая. В первом случае решетка состоит из диполей, расположенных на подложке с  $\varepsilon_{r1} = 4,2$  толщиной  $0,1\lambda$  и расстоянием между элементами  $0,8\lambda$ . При таком соотношении параметров в диэлектрике возбуждается только одна поверхностная волна электрического типа с фазовой постоянной  $1,26k_0$ . Второй случай взят несколько преувеличенным, диполи расположены на подложке с таким же  $\varepsilon_{r1}$ , но толщиной

$0,3\lambda$ . В этом случае в диэлектрической подложке распространяется три поверхностные волны (две электрического типа и одна магнитного) с фазовыми постоянными  $1,92k_0$ ,  $1,02k_0$  и  $1,67k_0$  соответственно. На рисунке 1 черными сплошными линиями изображены окружности, соответствующие первому случаю, то есть когда возбуждается одна поверхностная волна.

Для первого случая диаграмма излучателя в бесконечной решетке (ее половина с учетом симметрии) приведена на рисунке 2 для сканирования по  $\theta$  в плоскости E, в плоскости H и при  $\varphi=45^\circ$ . Видно, что при сканировании в плоскостях E и H зоны ослепления проявились при  $\theta=0^\circ$ , а при сканировании при  $\varphi=45^\circ$  – при  $\theta=0^\circ$  и  $33^\circ$ . Система окружностей на рисунке 1 указывала именно на эти углы ослепления.

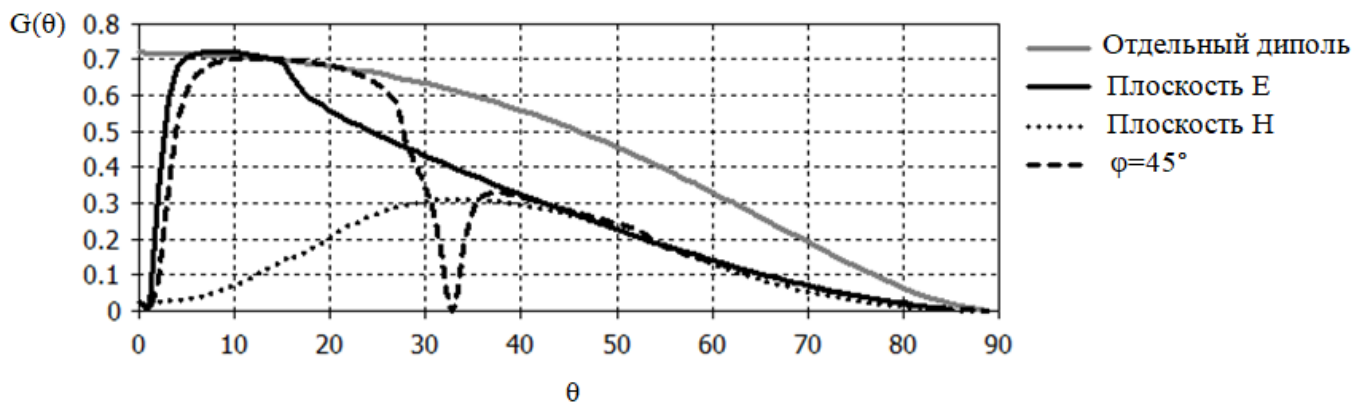


Рисунок 2 - Диаграммы излучателя в бесконечной решетке для случая диполя на подложке толщиной  $0,1\lambda$ .

Для иллюстрации рассматриваемого явления на рисунке 3 приведены диаграммы направленности квадратной антенной решетки, состоящей из 121 элемента, при различных углах сканирования по  $\theta$ , построенные с использованием

диаграммы направленности элемента в бесконечной решетке при сканировании в плоскости  $\varphi = 45^\circ$ .

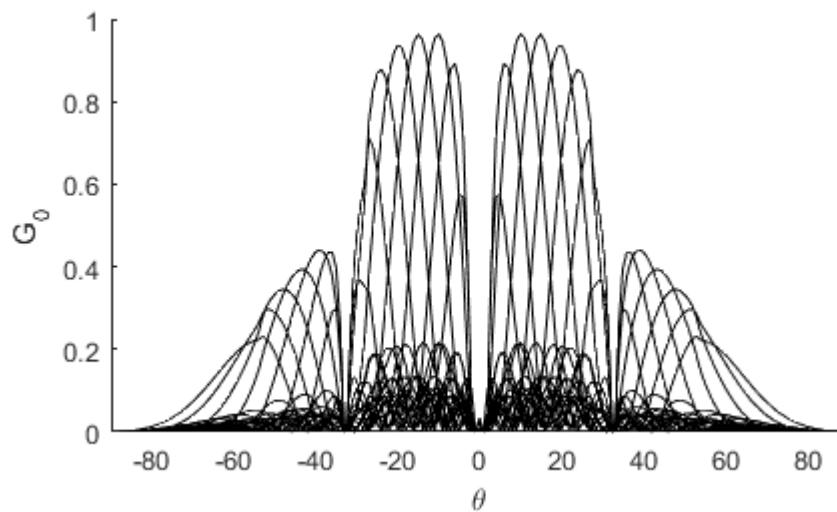


Рисунок 3 – Диаграммы направленности квадратной антенной решетки при сканировании в плоскости  $\varphi = 45^\circ$ .

Для второго случая диаграмма излучателя в бесконечной решетке приведена на рисунке 4 при тех же плоскостях сканирования. Здесь проявились следующие зоны ослепления: в плоскости Е -  $10^\circ$ ,  $14^\circ$ ,  $38^\circ$  и  $40^\circ$ , в плоскости Н -  $11^\circ$ ,  $24^\circ$  и  $60^\circ$ , при  $\varphi = 45^\circ$  -  $7^\circ$ ,  $24^\circ$ ,  $31^\circ$ ,  $42^\circ$  и  $53^\circ$ .

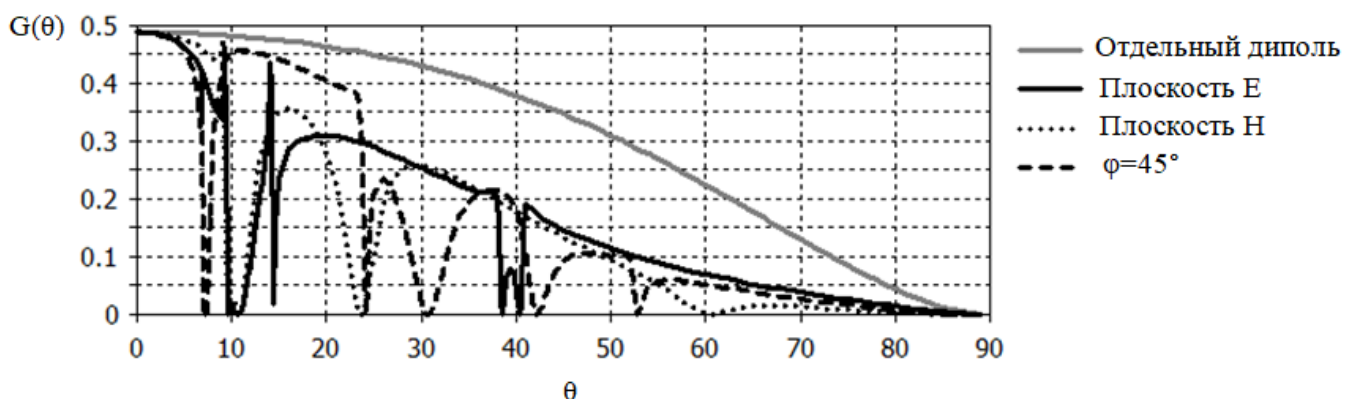


Рисунок 4 - Диаграммы излучателя в бесконечной решетке для случая диполя на подложке толщиной  $0,3\lambda$ .



Рисунок для этого случая, аналогичный рисунку 1, не приведен из-за его громоздкости, однако анализ приводит к следующим возможным углам ослепления: в плоскости Е -  $10^\circ$ ,  $14^\circ$ ,  $38^\circ$  и  $40^\circ$ , в плоскости Н -  $11^\circ$ ,  $24^\circ$  и  $60^\circ$ , при  $\varphi = 45^\circ$  -  $7^\circ$ ,  $24^\circ$ ,  $31^\circ$ ,  $42^\circ$ ,  $50^\circ$  и  $53^\circ$ . Таким образом, единственным не проявившимся углом ослепления является  $\theta = 50^\circ$  при  $\varphi = 45^\circ$ .

Приведенные для двух случаев результаты свидетельствуют о большой точности определения углов сканирования, при которых может возникнуть «ослепление» антенной решетки. Не при всех найденных таким образом углах «ослепление» действительно возникнет, так как, согласно ряду работ, упомянутых в [5, 16, 17, 18], их возникновение может зависеть, например, от метода возбуждения излучателей.

Предлагаемый метод позволяет также заключить, что подбор структуры решетки с учетом исключения возможности появления «ослепления» приводит к дополнительным ограничениям на диапазон углов сканирования и расстояние между элементами. Например, оптимизация рассмотренной решетки из диполей при возбуждении только одной поверхностной волны электрического типа (толщина подложки  $0,1\lambda$ ) приведет к полуволновому расстоянию между элементами и ограничит углы сканирования до  $\pm 20^\circ$ , так как возбуждаемая поверхностная волна может привести к появлению «ослепления» при  $20^\circ$  в плоскостях Е и Н и при  $33^\circ$  при  $\varphi = 45^\circ$ . При этом выбор полуволнового расстояния между элементами обеспечивает отсутствие дифракционных лепестков при любых углах сканирования [19, 20].

Условия, которым должны удовлетворять параметры антенной решетки для отсутствия углов «ослепления» в заданном диапазоне углов сканирования, можно на основе рассмотренного метода для прямоугольной сетки расположения излучателей записать в следующем виде, выделив два случая. Предполагается, что в подложке возбуждается только одна поверхностная волна, что обычно и есть на практике.

Первым случаем можно считать случай, когда  $\beta < \frac{2\pi}{d_{x,y}}$ . Тогда для отсутствия углов ослепления в диапазоне углов сканирования  $\theta_{\max 1}$  и  $\theta_{\max 2}$  (например, по углу азимута и углу места) необходимо выполнение следующего условия:

$$\left| k_0 \sin \theta_{\max 1,2} \right| < \frac{2\pi}{d_{x,y}} - \beta \quad (5)$$

Вторым случаем можно считать случай  $\beta > \frac{2\pi}{d_{x,y}}$ , тогда возможно два варианта (условия должны выполняться одновременно):

$$\left| k_0 \sin \theta_{\max 1,2} \right| < -\frac{2\pi}{d_{x,y}} + \beta,$$

$$\left| k_0 \sin \theta_{\max 1,2} \right| < \frac{4\pi}{d_{x,y}} - \beta,$$

$$\left| k_0 \sin \theta_{\max 3} \right| < \sqrt{\left( \frac{2\pi}{d_x} \right)^2 + \left( \frac{2\pi}{d_y} \right)^2} - \beta,$$

$$\left| k_0 \sin \theta_{\max 3} \right| < 2\sqrt{\left( \frac{2\pi}{d_x} \right)^2 + \left( \frac{2\pi}{d_y} \right)^2} - \beta \quad (6)$$

или

$$\left| k_0 \sin \theta_{\max 1,2} \right| < -\frac{2\pi}{d_{x,y}} + \beta,$$

$$\left| k_0 \sin \theta_{\max 1,2} \right| < \frac{4\pi}{d_{x,y}} - \beta,$$

$$\left| k_0 \sin \theta_{\max 3} \right| < \sqrt{\left( \frac{2\pi}{d_x} \right)^2 + \left( \frac{2\pi}{d_y} \right)^2} + \beta \quad (7)$$

где  $\theta_{\max 3}$  – максимально возможный угол сканирования при сканировании по диагонали.

Учитывая принципы, используемые при выборе подложек микрополосковых антенн, наиболее часто встречающимся случаем является первый случай, то есть когда  $\beta < \frac{2\pi}{d_{x,y}}$ . Тогда условие, накладываемое на расстояние между элементами,

можно записать в следующем виде:

$$d_{x,y} < \frac{2\pi}{\left| k_0 \sin \theta_{\max 1,2} \right| + \beta} \quad (8)$$

Зависимость (8) от максимального угла сканирования изображена на рисунке 5 для диапазона замедлений поверхностной волны от 1,2 до 3 с шагом 0,2. Замедление рассчитывается как отношение скорости света к фазовой скорости поверхностной волны и зависит и от диэлектрической проницаемости, и от толщины подложки.

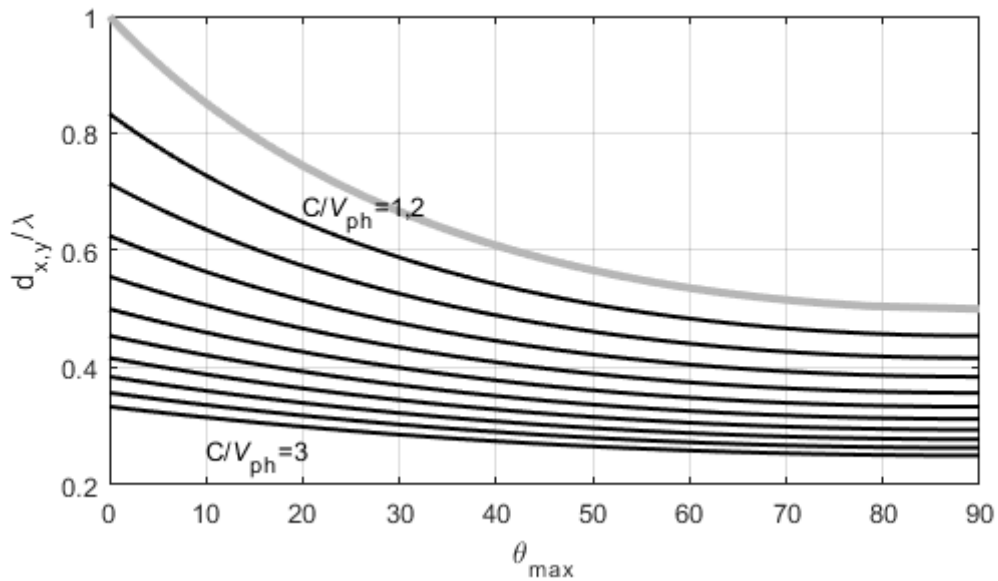


Рисунок 5 - Зависимость межэлементного расстояния от максимального угла сканирования и параметров поверхностной волны.

Максимальное значение замедления, которое может иметь место при распространении одной поверхностной волны электрического типа, определяется следующим выражением:

$$\left(\frac{C}{V_{\phi}}\right)_{max} = \frac{C}{\omega} \sqrt{\omega^2 \varepsilon_1 \mu_1 - \left(\frac{\pi}{H_1}\right)^2} \quad (8)$$

Серой линией на рисунке 5 изображено максимальное значение межэлементного расстояния, при котором при данном угле сканирования в зоне видимости нет дифракционных лепестков. Видно, что риск появления углов «ослепления» приводит к дополнительным ограничениям на диапазон сканирования, т.е. для возможности использования микрополосковых антенных решеток с широким диапазоном сканирования требуется ограничить возбуждение поверхностных волн в диэлектрической подложке решетки.

Таким образом, в статье проведен анализ условий появления явления «ослепления» микрополосковых антенных решеток с однослойной подложкой и приведены результаты моделирования, подтверждающие применимость рассмотренного алгоритма для определения углов «ослепления». Кроме того, сформулированы условия, накладываемые на параметры диэлектрической подложки и расстояние между излучающими элементами, при которых исключается возможность появления «ослепления» в заданном диапазоне углов сканирования, что позволяет приближенно подобрать параметры диэлектрической подложки решетки и расстояние между излучающими элементами при проектировании микрополосковой антенной решетки. Наличие углов «ослепления» неприемлемо как при использовании антенных решеток в системах связи, так и в системах спутниковой службы исследования Земли, когда это может привести к значительному ухудшению разрешающей способности земной поверхности.

### **Библиографический список**

1. Hybrid Beamforming for Massive MIMO Phased array systems. White Paper. The MathWorks, Inc. 2017, available at: [https://www.mathworks.com/content/dam/mathworks/tag-team/Objects/b/93096v00\\_Beamforming\\_Whitepaper.pdf](https://www.mathworks.com/content/dam/mathworks/tag-team/Objects/b/93096v00_Beamforming_Whitepaper.pdf)
2. Saada A.M., Skaik M., Alhalabi R. Design of Efficient Microstrip Linear Antenna Array for 5G // International Conference on Communications Systems Promising Electronic Technologies (ICPET), Palestine, 2017, pp. 43 – 47.
3. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. – М.: Энергия, 1975. - 520 с.

4. Haupt R.L. Antenna Arrays: A Computational Approach. New York: John Wiley & Sons, 2010, 534 p. DOI: 10.1002/9780470937464
5. Хансен Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ. - М.: Советское радио, 1969. Т. 2. - 496 с.
6. Bird T.S. Fundamentals of Aperture Antennas and Arrays John. New York: Wiley & Sons. 2016. 430 p. DOI: 10.1002/9781119127451
7. Bhattacharyya A.K. Phased array antennas. New York: John Wiley & Sons Inc., 2006, 516 p. DOI: 10.1002/9780470529188.ch7
8. Mailloux R.J. Phased array antenna handbook. second edition. London: Artech House Inc., 2005, 515 p.
9. Pozar D.M., D.H. Schaubert Scan Blindness in Infinite Arrays of Printed Dipoles // IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 1984, vol. AP-32, no. 6, pp. 602 - 610.
10. Ястребцова О.И. Ограничение распространения поверхностных волн путем применения для микрополосковых антенн многослойных подложек // Материалы 26-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016), Севастополь, 2016, Т. 5, С. 1016 - 1022.
11. Федоров Н.Н. Основы электродинамики. – М.: Высшая школа, 1980. - 391 с.
12. Ястребцова О.И. Электродинамический анализ волн в направляющих многослойных структурах // Антенны. 2016. № 12. С. 22 - 32.
13. Komanduri V.R., Jackson V.R., Williams J.T., Mehrotra A.R. A general method for designing reduced surface wave microstrip antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, vol. 61, iss. 6, pp. 2887 - 2894.

14. Ястребцова О.И. Метод интегральных уравнений для расчета щелевых излучателей с многослойным укрытием // Материалы Всероссийской конференции «Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации». РСПОВИ-2017, Москва, Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2017. С. 5 - 8.
15. Monzingo R.H., Haupt R.L., Miller T.W. Introduction to Adaptive Arrays. USA: SciTech Publishing, 2011, 686 p.
16. Abdalla M.A., Abdelreheem A.M. Surface wave and mutual coupling reduction between two element array MIMO antenna // IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2013, pp. 178 - 179.
17. Sreegiri S.S., Sreekumari Amma P. Tilted beam microstrip array antenna // IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES), 2017. DOI: 10.1109/SPICES.2017.8091356
18. Yazdi S.R., Chamaani S., Ahmadi S.A. Mutual coupling reduction in microstrip phased array using stacked-patch reduced surface wave antenna // IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2015, pp. 436 – 437.
19. Зинин Е.Д., Мельников Г.А., Милосердов А.С. Перспектива использования фазированных антенных решеток в бортовых антеннах глобальной спутниковой сотовой связи // Труды МАИ. № 73. 2014. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=48566>
20. Hansen R.H. Phased Array Antennas. USA: John Wiley & Sons, 2009. 547 p. DOI: 10.1002/9780470529188