

Формирование заданного амплитудного распределения в микрополосковой антенной решетке с прямоугольными излучателями посредством изменения их ширины

Formation of a given amplitude distribution in a microstrip antenna array with rectangular radiators by changing their width

Крячко / Kryachko A.

Александр Федотович

(alex_k34.ru@mail.ru)

доктор технических наук, профессор.

ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения» (ГУАП), заведующий кафедрой радиотехнических и оптоэлектронных комплексов.

г. Санкт-Петербург

Рыжиков / Ryzhikov M.

Максим Борисович

(maxrmb@rambler.ru)

кандидат технических наук.

ГУАП, доцент кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов.

г. Санкт-Петербург

Ключевые слова: амплитудное распределение – amplitude distribution; микрополосковая антенна – microstrip antenna array; синтез – synthesis.

В качестве бортовых антенн, предназначенных для работы на воздушных судах малой авиации, например для решения задач в автономных системах предупреждения о столкновениях с другими летательными аппаратами или для метеонавигации, традиционно используют недорогие и легкие антенные решетки с механическим сканированием по азимуту и относительно широкой диаграммой направленности по углу места. Однако решать подобные задачи можно только при условии эффективной пространственной фильтрации помех от земной поверхности, которая достигается уменьшением бокового излучения при сохранении максимально узкого основного луча антенны, например с использованием синтеза амплитудного распределения типа Дольфа-Чебышева. Исследуется методика и возможности реализации данного или другого амплитудного распределения в антенной решетке с прямоугольными излучателями за счет варьирования их ширины.

For on-board antennas designed to operate on small aircraft, for example, autonomous collision warning systems with other aircraft, for meteorological navigation under current weather conditions, it is advisable to use short and light antenna arrays with mechanical azimuth scanning and a relatively wide directional pattern in the angle of the seat. However, such problems can be solved only under the condition of effective spatial filtering of interference from the Earth's surface, which is achieved by reducing lateral radiation while maintaining the narrowest possible main beam of the antenna, for example, using the Dolph-Chebyshev type amplitude distribution synthesis. The methods of realization of this distribution in an antenna array with rectangular radiators are investigated.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского Научного Фонда, проект № 23-29-00044.

Введение

Необходимость создания недорогих легких бортовых антенн приводит к растущему числу их реализаций на базе микрополосковой технологии. Для тех функциональных задач, которые могут решаться в бортовой радиолокационной станции воздушного судна малой авиации, таких как обзор воздушного пространства, посторенные текущей метеокарты, очень важно снизить уровень бокового излучения, но при этом максимально сохранить разрешающую способность по угловым координатам, то есть иметь относительно узкий основной луч [1, 2]. Решение задачи оптимизации реализуемых в антенне соотношений между максимальным уровнем бокового излучения и шириной луча было выполнено Чарльзом Дольфом (в 1946 г.) [3]. Для линейных антенных решеток, для которых соблюдается условие симметрии относительно геометрического центра решеток, ему удалось определить, как получить (без учета свойств направленности одиночных излучателей) требуемый уровень бокового излучения, базируясь на свойствах многочленов Чебышева.

В настоящей статье предложена методика проектирования резонансной микрополосковой антенной решетки с заданным амплитудным распределением Дольфа-Чебышева, которое реализуется посредством изменения эффективности излучения прямоугольных элементов за счет выбора их ширины и, следовательно, регулировки коэффициента усиления. Для синтеза

амплитудного распределения для всех излучателей сохраняется неизменной их длина, а следовательно, и резонансная частота, что позволяет формировать решетки с фиксированным межэлементным расстоянием между ними.

Однако при реализации наиболее простой конфигурации системы питания, состоящей исключительно из МПЛ одинакового сопротивления, необходимо учитывать, что минимальная ширина излучателя должна быть больше, чем ширина подходящей к ней МПЛ, что несколько ограничивает возможности реализации амплитудных распределений.

Кроме того, при реализации линеек из прямоугольных излучателей, соединяемых между собой МПЛ, следует при формировании амплитудного распределения или компенсировать потери мощности, возникающие на линии запитки каждого излучателя, или следить за тем, чтобы соответствующее общее уменьшение потерь не сказалось бы негативным образом на удовлетворении требований к заданным характеристикам излучения, а именно к коэффициенту направленного действия, уровню боковых лепестков, к величине потерь полезной мощности в антенне.

Выбор параметров подложки антенны

Для минимизации потерь энергии, распространяющейся в МПЛ, а также с целью ограничения влияния данного эффекта на синтез амплитудного распределения при реализации варианта соединения излучателей, приведенном на рис. 1, следует уделить большое внимание выбору СВЧ материала для подложки антенны. На том же рисунке слева приведен эскиз, поясняющий схему запитки одиночной прямоугольной антенны, с указанием обозначений основных геометрических размеров, ее характеризующих. Приняты следующие обозначения: *A* и *B* –

точки на МПЛ с одинаковой координатой по горизонтали; по вертикали они размещаются в середине отрезков МПЛ, которые подходят к прямоугольным излучателям; $a_{\text{мпл}}$ – ширина МПЛ; a и b – ширина и длина прямоугольного излучателя; a_1 и b_1 – размеры, характеризующие положение центра излучателя; b_0 – глубина проникновения МПЛ; Δa – технологический зазор между МПЛ и антенной для соблюдения требуемого значения b_0 .

Обозначим длину волны излучения в свободном пространстве λ , тогда для формирования амплитудного распределения Дольфа-Чебышева необходимо соблюсти условие, при котором расстояние между центрами излучателей составляет $0,5\lambda$. Фазовый набег φ и длина пути $d_{\text{мпл}}$ между точками *A* и *B* в МПЛ должны удовлетворять соотношениям:

$$\varphi = 2\pi p = \frac{2\pi d_{\text{мпл}} \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}{\lambda} \Rightarrow d_{\text{мпл}} = \frac{\lambda p}{\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}; p = 1, 2, \dots,$$

$$\epsilon_{\text{эфф}} = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{a_{\text{мпл}}}}},$$

где $\epsilon_{\text{эфф}}$ – значение эффективное диэлектрической проницаемости; d – толщина подложки; ϵ – значение относительной диэлектрической проницаемости СВЧ материала подложки. С одной стороны, для создания минимально реализуемого пути между излучателями необходимо находить такое минимальное p , при котором выполняется условие $d_{\text{мпл}} \geq 0,5\lambda$. С другой стороны, с ростом толщины d и/или относительной диэлектрической проницаемости ϵ увеличивается как мощность, так и число распространяющихся в подложке типов поверхностных волн [4]. Если определить относительную электрическую толщину подложки соотношением

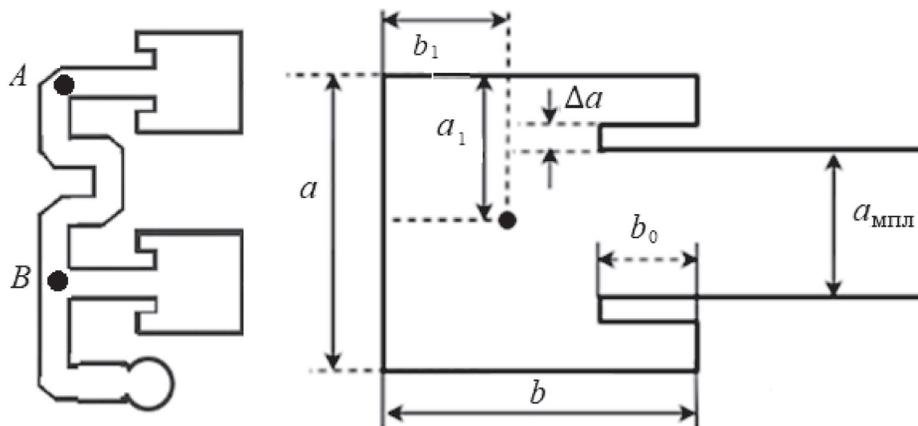


Рис. 1. Принцип соединения излучателей линейной антенной решетки и эскиз для схемы питания антенны МПЛ

$$d^* = \frac{d}{\lambda\sqrt{\varepsilon-1}},$$

то число способов распространяться в ней волн типа ТМ и ТЕ ($m_{\text{ТМ}}$ и $m_{\text{ТЕ}}$) можно оценить по системе уравнений [5]

$$\begin{cases} m_{\text{ТЕ}} = m, & \text{если } \pi(m-0,5) < d^* \leq \pi(m+0,5); \\ m_{\text{ТМ}} = q+1, & \text{если } q\pi < d^* \leq \pi(q+1), \end{cases}$$

где $m=1,2,3\dots$; $q=0,1,2\dots$ и т. д. Из данной системы следует, что в подложке всегда распространяется хотя бы одна поверхностная волна типа TM_0 . Мощность, которая затрачивается на распространение поверхностной волны, уменьшается со снижением толщины подложки. Так, при выборе толщины, соответствующей условию

$$d < 0,05\lambda\varepsilon^{-0,5},$$

можно не рассматривать потери на распространение электромагнитных волн в толщине подложки [5]. При длинах волн зондирующих сигналов $\lambda \approx 0,03$ м для данной цели был использован СВЧ диэлектрик RT/duroid 5870 толщиной $d=0,5$ мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=2,33$ [6]. При указанных параметрах $p=1$, а $d_{\text{млп}}=21$ мм.

Диэлектрическая проницаемость RT/duroid 5870 является наименьшей среди поставляемых в настоящий момент материалов компании «Rogers», что делает его наиболее подходящими для СВЧ устройств, где дисперсия и потери должны быть минимизированы [6]. Благодаря идеально малым характеристикам влагопоглощения материал хорошо подходит для применения в условиях с высокой влажностью. RT/duroid 5870 имеет меньший разброс диэлектрической проницаемости $\varepsilon=2,33 \pm 0,02$ и обладает малым значением тангенса угла диэлектрических потерь.

Остальные материалы фирмы «Rogers» с более высокими значениями диэлектрической проницаемости также могут быть использованы, учитывая высокую стабильность диэлектрической проницаемости при изготовлении и малые изменения диэлектрической проницаемости при изменении температуры.

Методика оценки ширины прямоугольных излучателей по заданному амплитудному распределению

Вначале выбирается входное сопротивление излучателей, которое согласовано с волновым сопротивлением МПЛ. При выбранном СВЧ материале и толщине подложки осуществляется поиск ширины МПЛ, которая гарантирует получение указанного сопротивления. Если соблюдается условие (1), то для значения величины сопротивления МПЛ можно использовать соотношения [7]:

$$Z_{\text{млп}} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}} \left(1,393 + \frac{a_{\text{млп}} + \delta a}{d} + 0,667 \ln \left(1,44 + \frac{a_{\text{млп}} + \delta a}{d} \right) \right)};$$

$$\delta a = \frac{1,25t}{\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi a_{\text{млп}}}{t} \right) \right),$$

где t – толщина проводящего слоя на поверхности МПЛ. Таким образом получаем минимальное значение для оценки ширины прямоугольного излучателя.

Далее рассчитывается амплитудное распределение. Амплитуды на излучателях A_n для распределения Дольфа-Чебышева, гарантирующего заданный уровень боковых лепестков, находятся по соотношениям, представленным в [8]. Значения амплитуд непосредственно связаны с коэффициентом направленного действия излучателей D_n пропорциональностью следующего вида: $D_n \sim A_n^2$. При этом максимальный КНД в излучателе прямоугольного вида реализуется при следующих соотношениях сторон излучателя:

$$a^* = 0,5\lambda \sqrt{\frac{2}{(1+\varepsilon)}}; \quad b = \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} - 2\Delta b;$$

$$\Delta b = 0,412d \frac{\varepsilon_{\text{эфф}} + 0,3}{\varepsilon_{\text{эфф}} - 0,258} \frac{\frac{a^*}{d} + 0,264}{\frac{a^*}{d} + 0,8}.$$

В рамках резонаторного подхода к расчету характеристик антенны ее излучение является суммой полей, формируемых на концах антенны вдоль ее длины, исходящих из двух щелей. КНД для каждой щели задается следующим выражениями:

$$D_n^*(a_n) = (k_0 a_n)^2 G(a);$$

$$G(a) = \left(\int_0^\pi (\sin(0,5k_0 a \cos\theta))^2 \frac{\sin^3\theta}{\cos\theta} d\theta \right)^{-1}.$$

Общий КНД, учитывая взаимную проводимость, оценивается по формуле

$$D_n(a_n) = \frac{2D_n^*(a_n)}{1 + \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \frac{\sin(0,5k_0 a \cos\theta)}{\cos\theta} J_0(k_0 b \sin\theta) (\sin\theta)^3 d\theta},$$

где J_0 – обозначение функции Бесселя нулевого порядка.

Данная формула показывает, что изменением ширины a_n от минимального значения до a^* , при котором обеспечивается максимальный КНД антенны, можно достичь формирования амплитудного распределения с соответствующими относительными уровнями амплитуд:

$$A_n \sim \sqrt{\frac{D_n(a_n)}{D_n(a^*)}}$$

Согласования волнового сопротивления линии с входными сопротивлениями излучателей с разной шириной можно достичь поиском необходимой глубины проникновения b_0 , используя зависимость входного сопротивления прямоугольного излучателя на резонансной частоте вида

$$R_{вх} = R_{кр} \cdot \cos^2(\pi b_0/b),$$

где $R_{кр}$ – сопротивление антенны, запитываемой у края. Величина сопротивления у края $R_{кр} = 0,5/(G_1 + G_{12})$, G_1 – проводимость торцевого излучающего отверстия в эквивалентном резонаторе, G_{12} – взаимная проводимость отверстий, разнесенных на расстояние b . Соотношения для расчета приведены в [9].

Различия в ширине излучателей приводят к тому, что каждый отдельный излучатель формирует свою функцию направленности, которую можно вычислить, используя формулы [9]:

$$F_n(\beta, \alpha = 0) = \left(1 + \varepsilon_{эфф} \left(\operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_{эфф}}d}{\lambda} \right) \right) \right) \left(\frac{\varepsilon_{эфф}}{\xi_1(\beta^n)} \right)^2 \times \frac{(\cos(0,5k_0 a_n \cos(\beta)) \sin(\beta))^2}{(\xi_1(\beta))^2 + \left(\varepsilon_{эфф} \sin(\beta) \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi\xi_1(\beta)d}{\lambda} \right) \right)^2};$$

$$F_n(\beta^n, \alpha^n = \frac{\pi}{2}) = \left(1 + \varepsilon_{эфф} \left(\operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_{эфф}}d}{\lambda} \right) \right) \right) \left(\frac{\sin(0,5k_0 b \cos(\beta^n))}{0,5k_0 b \cos(\beta^n)} \right)^2 \times \frac{(\sin(\beta^n))^2}{(\sin(\beta^n))^2 + \left(\xi_1(\beta^n) \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi\xi_1(\beta^n)d}{\lambda} \right) \right)^2}; \xi_1(\beta) = \sqrt{\varepsilon - (\cos\beta)^2}.$$

При этом общая диаграмма направленности становится функцией, зависящей от суммы полей от каждого излучателя, то есть не определяется через произведение множителя решетки на диаграмму направленности одиночного излучателя.

Учет потерь в питающей МПЛ

В системах питания антенной техники МПЛ характеризуются такими параметрами, которые позволяют получить $Z_{мпл}$ от 30 до 120 Ом [10]. С ростом значения $a_{мпл}/d$ уменьшается $Z_{мпл}$. При толщине подложки, которая удовлетворяет указанному выше условию (1), чтобы учесть при реализации заданного амплитудного распределения падение энергии электромаг-

нитной волны, распространяющейся по МПЛ, необходимо оценивать потери в металле α_m и в диэлектрике α_d до каждого излучателя.

Погонное затухание в диэлектрике для МПЛ (в дБ/см) согласно [10]:

$$\alpha_d = 0,91 f_0 \operatorname{tg} \delta \sqrt{\varepsilon},$$

где $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь, f_0 – частота, соответствующая длине волны в воздухе. Там же показано, что для учета потерь в металле можно использовать формулу

$$\alpha_m = 545 \sqrt{f_0 \rho} / (Z_{мпл} a_{мпл}),$$

где ρ – удельное сопротивление металла поверхности МПЛ. Суммарные потери, выраженные в разгах, на входах излучателей составляют

$$L_{\Sigma n} = 10^{\frac{(n-1)d_{мпл}(\alpha_d + \alpha_m)}{10}},$$

где n – номер излучателя (с единицы, отсчитывается от начала линейки излучателей, к которой первично подводится линия питания), $d_{мпл}$ – путь волны по МПЛ между излучателями (в см).

Таким образом, каждый полученный ранее КНД излучателя перед поиском его толщины должен быть скорректирован $D'_n(a_n) = D_n(a_n) L_{\Sigma n}$.

Результаты моделирования

Для получения результатов моделирования линейной антенной решетки с заданным амплитудным распределением Дольфа-Чебышева для реализации подложки был выбран материал RT/duroid 5870 с тангенсом угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta = 0,0012$ и толщиной 0,5 мм. МПЛ и поверхность излучателей выполнены из меди толщиной $t = 0,05$ мм. Длина волны формируемого излучения 10 ГГц ($\lambda = 3$ см).

Зависимость волнового сопротивления МПЛ от ее ширины приведена на рис. 2.

В качестве волнового сопротивления МПЛ принято значение $Z_{мпл} = 50$ Ом, то есть $a_{мпл} = 1,35$ мм. Минимальная сторона излучателей с учетом особенностей ввода МПЛ составила $a_{мин} = 3,35$ мм. При этом максимальная эффективность излучения достигается при ширине $a_{макс} = 12$ мм. При изменении ширины излучателей в указанном диапазоне получаем возможное относительное изменение амплитуд, приведенное на рис. 3. Таким образом, минимальное относительное значение реализуемой амплитуды составляет порядка 0,15.

Требуемое для реализации амплитудное распределение Дольфа-Чебышева, позволяющее реализовать уровень боковых лепестков не более минус 20 дБ при использовании 12 излучателей в антенной решетке, представлено на рис. 4. Учитывая, что оно симме-

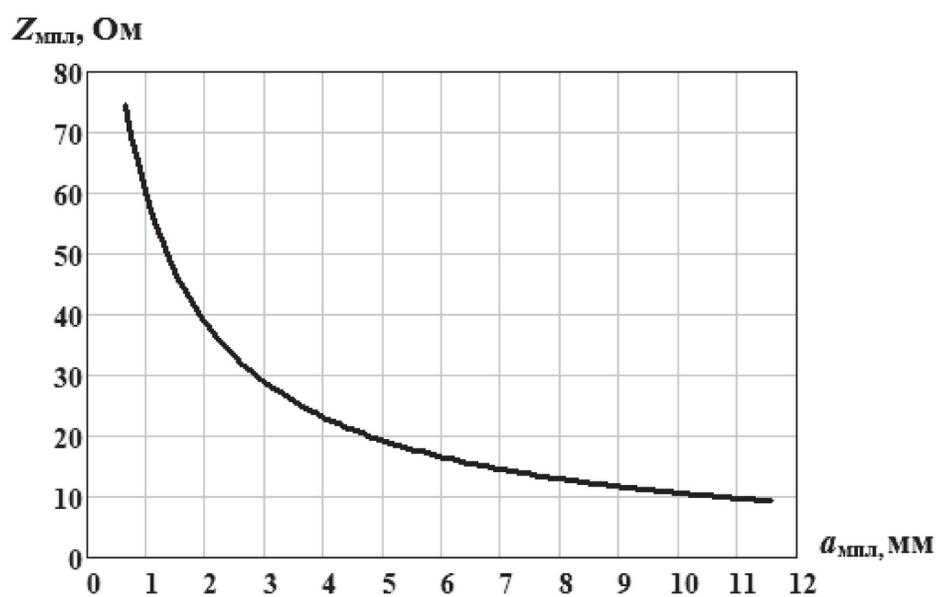


Рис. 2. График зависимости волнового сопротивления МПЛ от ее ширины в мм



Рис. 3. График зависимости возможных значений относительных амплитуд для реализации амплитудных распределений от ширины излучателей

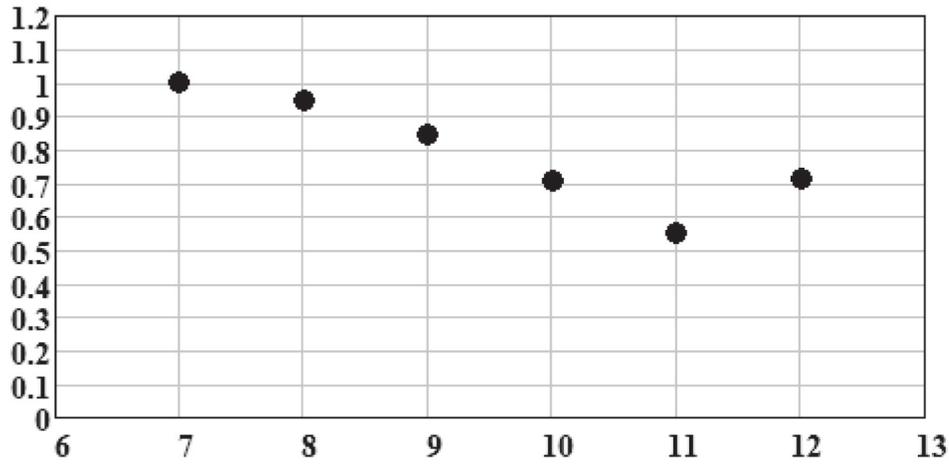


Рис. 4. График зависимости требуемых амплитуд для реализации амплитудного распределения Дольфа-Чебышева

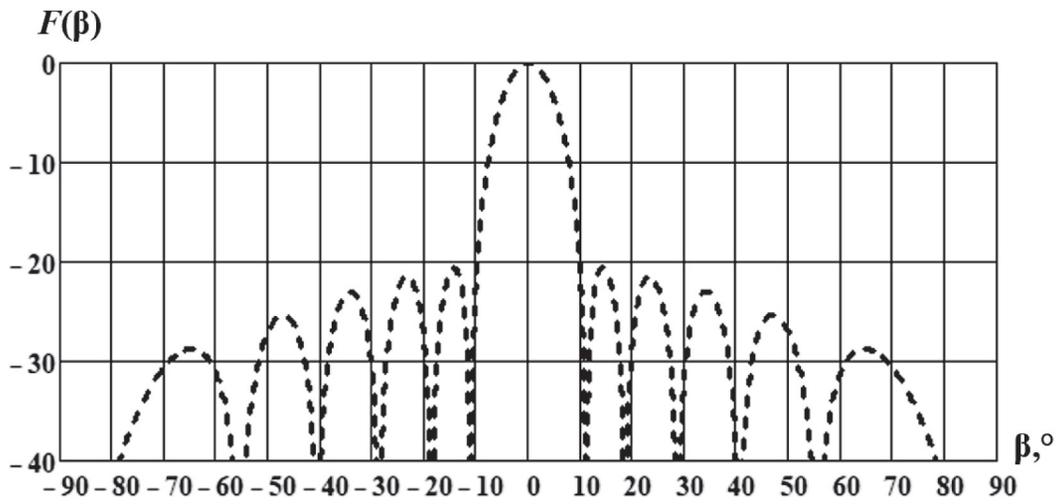


Рис. 5. ДН антенной решетки с излучателями переменной ширины

трично относительно центра антенной решетки, на графике представлена только половина амплитудного распределения для излучателей с номерами от 7-го до 12-го.

При выбранной толщине МПЛ и материале подложки погонные потери составляют не более 0,05 дБ/см, получается, что для 12 излучателей с общей длиной МПЛ между первым и последним около 25 см максимальное отличие требуемой амплитуды от заданной составляет порядка 1,35 раза. Таким образом, значения амплитуд для скорректированного с учетом потерь распределения Дольфа-Чебышева меняются в диапазоне от 0,4 до 1. Это значит, что оно может быть реализовано, так как минимальное значение амплитуды, формируемой путем изменения ширины излучателя, составляет 0,15.

На рис. 5 представлена ДН полученной в ходе синтеза антенной решетки.

Несмотря на изменение ДН каждого излучателя в решетке итоговая полученная диаграмма показывает, что выполняется заданное требование по формированию излучения с уровнем боковых лепестков не более 20 дБ. При этом минимальное проникновение МПЛ в излучатель составило не более 1 мм, а максимальное не более 2 мм. Ширина излучателей варьируется от 6 мм до 12 мм. Прогнозируемые потери составляют не более 2 дБ.

Выводы

Предложена методика для анализа возможностей амплитудного синтеза диаграмм направленности для микрополосковых антенных решеток за счет изменения ширины излучателей, в том числе с учетом коррекции амплитуд из-за потерь в питающих полосковых линиях. Возможность практической реализации обоснована путем математического моделирования на примере реализации амплитудного распределения Дольфа-Чебышева с заданным уровнем боковых лепестков. В дальнейшем планируется исследовать влияние допустимых геометрических искажений изготовления микрополосковых элементов раскрыва на ухудшение характеристик излучения.

Литература

1. Крячко, А. Ф. Уменьшение боковых лепестков диаграммы направленности многоканальной бортовой фазированной антенной решетки в нижней полусфере / А.Ф. Крячко, М.Б. Рыжиков, В.Г. Сванидзе // Успехи современной радиоэлектроники. – 2020. – Т. 74, № 11. – С.44–52.
2. Применение антенн с несимметричной диаграммой направленности в бортовых метеонавигационных радиолокационных станциях / М.Б. Рыжиков, А.Р. Бестугин, Ю.А. Новикова, И.А. Киршина // Датчики и системы. – 2020. – № 4 (246). – С.15–19.

3. Вендик, О. Г. Антенные решетки Дольфа-Чебышева / О.Г. Вендик // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2018. – № 1. – С. 209–212.

4. Панченко, Б. А. Микрополосковые антенны / Б.А. Панченко, Е.И. Нефедов. – Москва : Радио и связь, 1986. – 143 с.

5. Лось, В. Ф. Микрополосковые и диэлектрические резонаторные антенны. САПР-модели: методы математического регулирования / В.Ф. Лось. – Москва : ИПРЖР, 2002. – 96 с.

6. СВЧ Материалы // Rogers Corporation : сайт. – URL: <http://www.radiocomp.ru/joom/images/storage/docs/brochure/Rogers2012.pdf> (дата обращения: 26.07.2022).

7. Нефёдов, Е. И. Полосковые линии передачи: Электродинамические основы автоматизированного проектирования интегральных схем СВЧ / Е.И. Нефёдов, А.Т. Фиалковский. – Москва : Наука, 1980. – 314 с.

8. Хансен, Р. С. Фазированные антенные решетки / Р.С. Хансен. – Москва : Техносфера, 2012. – 566 с.

9. Крячко, А. Ф. Особенности реализации системы питания и фазирования ступенчатой антенны радиодоплеровского лага / А.Ф. Крячко, М.Б. Рыжиков, Ю.А. Новикова // Информация и Космос. – 2022. – № 2. – С. 27–34.

10. Анпилогов, В. Р. Диссипативные потери в микрополосковых линиях и микрополосковых антеннах / В.Р. Анпилогов, И.В. Зимин, Ю.Н. Чекушкин // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. – 2018. – Т. 5, № 3. – С. 60–69.