

## Об одном классе решений задачи синтеза линейных антенных решеток многопараметрическим методом регуляризации

Н. Н. Горобец, О. Н. Носенко

*Харьковский национальный университет им. В.Н.Каразина,  
Украина, 61077, Харьков, пл. Свободы, 4*

*Статья поступила в редакцию 4 мая 2000 г.*

Рассмотрена в строгой постановке задача синтеза линейных антенных решеток с заданной шириной главного лепестка диаграммы направленности и низким уровнем боковых лепестков. Геометрия решетки и диаграммы направленности отдельных излучателей предполагаются заданными. Задача решена численно методом многопараметрической регуляризации. В качестве синтезируемой выбрана секторная диаграмма направленности. Приведены и проанализированы результаты расчета распределения поля в излучателях решетки, соответствующие диаграммы направленности, зависимости максимального уровня боковых лепестков от разной ширины сектора и количества излучателей в решетке.

Розглянуто в строгій постановці задачу синтезу лінійних антенних ґраток із заданою шириною головної пелюстки діаграми спрямованості і низьким рівнем бічних пелюсток. Геометрія ґратки і діаграми спрямованості окремих випромінювачів передбачаються заданими. Задачу вирішено методом багатопараметричної регуляризації. Проведено синтез секторної діаграми спрямованості. Наведено і проаналізовано результати розрахунку розподілу поля у випромінювачах ґратки, що відповідають діаграмі спрямованості, залежності максимального рівня бічних пелюстків від ширини сектора і кількості випромінювачів у ґратці.

### Введение

Методам формирования амплитудной диаграммы направленности посвящено большое число статей и монографий, например, [1-6]. В связи с решением смешанных задач в работах [4-6] рассмотрен синтез антенн по заданной амплитудной диаграмме направленности в случае линейного излучателя с заданным амплитудным или фазовым распределением вдоль него. В работах [7,8] рассматривается вопрос о наилучшем среднеквадратичном приближении к заданной амплитудной диаграмме направленности при синтезе произвольной антенной системы. Путем определения соответствующей фазовой диаграммы задача сводится к хорошо исследованному синтезу антенны по заданной комплексной диаграмме направленности.

Почти с самого начала развития теории антенн наметился вариационный подход к синтезу излучающих систем [1-3,6,9-13]. В работе [9] рассмотрены два метода расчета амплитудно-фазового распределения источников поля в решетке и плоском криволинейном излучателе по заданным требованиям к диаграмме направленности по мощности. Первый из этих методов (вариационный) основан на составлении и минимизации функционала, учитывающего все требования. Задача сводится к последовательному решению ряда систем линейных уравнений относительно комплексных ампли-

туд токов возбуждения. При решении вторым методом составляется квадратичный функционал отклонения синтезируемой диаграммы направленности от заданной. Его минимизация осуществляется градиентным методом. Одним из недостатков градиентного метода является тот факт, что он сходится к локальному минимуму и не учитываются ограничения на распределение тока. Оба метода приводят к непростым численным алгоритмам.

В статье [10] предложен общий метод синтеза линейной антенной решетки с четным амплитудным и нечетным фазовым распределением тока по известным требованиям к форме главного лепестка и заданному закону изменения уровня боковых лепестков амплитудной диаграммы направленности.

Работы [2,11-13] посвящены задачам синтеза дискретных излучающих систем по амплитудной диаграмме направленности многопараметрическим методом регуляризации. Этот метод основан на строгой математической постановке задачи для дискретной излучающей системы. В результате решается корректная экстремальная задача для многопараметрического функционала [14]. Решение задачи квазиоптимального синтеза дискретной излучающей системы существует и в том случае, когда множество допустимых векторов возбуждения пусто [2]. Это удобно при решении задач синтеза для реальных антенн, так как обычно неиз-

вестно, совместна ли система неравенств, с помощью которых задаются требования к амплитудной диаграмме направленности. В данной статье показана возможность использования многопараметрического метода регуляризации для синтеза линейной решетки излучателей с низким уровнем бокового излучения при заданной ширине главного лепестка диаграммы направленности.

В [2] рассматривается задача синтеза по косекансной и трехлепестковой диаграмме направленности, в настоящей статье решается задача синтеза по секторной диаграмме направленности.

### Постановка задачи и алгоритм ее решения

Опишем постановку и алгоритм решения задачи квазиоптимального синтеза антенной решетки, придерживаясь обозначений, принятых в [2].

Рассмотрим задачу о возбуждении электромагнитного поля источниками, локализованными в ограниченной области  $V$  трехмерного пространства. Предположим, что вне области  $V$  пространство является непроводящим, однородным и изотропным с постоянными значениями диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  и магнитной проницаемости  $\mu$ , а зависимость от времени имеет вид  $\exp(i\omega t)$ , где  $\omega$  – частота колебаний электромагнитного поля.

При указанных предположениях уравнения Максвелла имеют вид

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H} &= i\omega\epsilon\mathbf{E} + \mathbf{I}, & \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -i\omega\mu\mathbf{H}, \\ \operatorname{div} \mathbf{E} &= \rho/\epsilon, & \operatorname{div} \mathbf{H} &= 0. \end{aligned}$$

Запишем асимптотическое выражение для векторного потенциала в дальней зоне, который введен для уравнений Максвелла

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(M) &= \frac{e^{-ikr}}{4\pi r} \int_V \mathbf{J}(m) \exp[ik(x_m \sin\theta \cos\varphi + \\ &+ y_m \sin\theta \sin\varphi + z_m \cos\theta)] dv_m + O\left(\frac{1}{r^2}\right) \end{aligned}$$

где  $(x_m, y_m, z_m)$  – декартовы координаты точки интегрирования, принадлежащей области  $V$ ,  $\mathbf{J}(m)$  – объемная плотность токов возбуждения излучающей системы, а  $(r, \theta, \varphi)$  – сферические координаты точки наблюдения  $M$ . Предполагается, что  $r \gg D_v$ , где  $D_v$  – диаметр области  $V$ ,  $(\theta, \varphi) \in \{(\theta, \varphi): 0 \leq \theta \leq \pi, 0 \leq \varphi \leq 2\pi\}$ .

Введем вектор

$$\mathbf{P}(\theta, \varphi) = \int_V \mathbf{J}(m) \exp[ik(x_m \sin\theta \cos\varphi + y_m \sin\theta \sin\varphi + z_m \cos\theta)] dv_m,$$

зависящий только от угловых координат точки наблюдения. Заметим, что  $\mathbf{A}(M)$ ,  $\mathbf{P}(\theta, \varphi)$ ,  $\mathbf{J}(m)$  принадлежат трехмерному пространству. Векторы  $\mathbf{P}$  и  $\mathbf{J}$  в точке  $M$  сферической системы координат имеют следующие проекции на орты  $\{\mathbf{i}_r, \mathbf{i}_\theta, \mathbf{i}_\varphi\}$ :  $\mathbf{P}(\theta, \varphi) = (P_r(\theta, \varphi), P_\theta(\theta, \varphi), P_\varphi(\theta, \varphi))$ ,  $\mathbf{J}(m) = (J_r(m), J_\theta(m), J_\varphi(m))$ .

Согласно теории излучения, полная диаграмма направленности (ДН) по полю определена как двумерная вектор-функция:

$$\mathbf{D}(\theta, \varphi) = P_\theta(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{i}_\theta + P_\varphi(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{i}_\varphi. \quad (1)$$

Задача синтеза рассматривается для излучающих систем, у которых одна из составляющих диаграммы направленности ( $P_\theta(\theta, \varphi)$  или  $P_\varphi(\theta, \varphi)$ ) равна нулю, т. е. для антенн с линейной поляризацией излучения. В этом случае ДН всей дискретной излучающей системы  $\mathbf{D}(\theta, \varphi)$  и вектор возбуждения элементов данной системы  $\mathbf{a} = \{a_1, a_2, \dots, a_N\}$  связаны соотношением

$$\mathbf{D}(\theta, \varphi) = \sum_{k=1}^N a_k \tilde{J}_k(\theta, \varphi) e^{ikr_k(\theta, \varphi)}, \quad (2)$$

где  $\tilde{J}_k(\theta, \varphi)$  – парциальные диаграммы направленности излучателей системы,  $r_k(\theta, \varphi) = x_k \sin\theta \cos\varphi + y_k \sin\theta \sin\varphi + z_k \cos\theta$ ,  $\{x_k, y_k, z_k\}$  – декартовы координаты фазовых центров излучателей.

В области рассматриваемых углов наблюдения задается система контролируемых направлений  $\psi_i = (\theta_i, \varphi_i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, L$ . Предполагается, что при  $i=1, 2, \dots, M_1$  ( $M_1 < L$ )  $\psi_i$  находятся в области главного лепестка, а при  $i=M_1+1, \dots, L$  – в области боковых лепестков.

Допустимые границы изменения ДН излучающей системы по мощности в контролируемых направлениях задаются неравенствами

$$d_i \leq F_i(\mathbf{a}) \leq c_i, \quad i=1, 2, \dots, M_1, \quad (3)$$

$$F_i(\mathbf{a}) \leq c_i, \quad i=M_1+1, \dots, L,$$

где  $F_i(\mathbf{a}) = F(\theta_i, \varphi_i) = (\mathbf{B}, \mathbf{a}, \mathbf{a})$ ,  $\mathbf{B}_i$  – комплексная эрмитова матрица порядка  $N$  с элементами  $(\mathbf{B}_i)_{k,l} = f_k^*(\theta_i, \varphi_i) \cdot f_l(\theta_i, \varphi_i)$ , где значение  $f_k(\theta_i, \varphi_i) = \tilde{J}_k(\theta_i, \varphi_i) \cdot e^{ikr_k(\theta_i, \varphi_i)}$  рассматривается в контролируемом направлении  $(\theta_i, \varphi_i)$ ;  $d_i, c_i$  – заданные неотрицательные числа.

Алгоритм представляет собой итерационный процесс поиска управляющих параметров, которые входят в многопараметрический функционал

$$R(\mathbf{a}, \mathbf{u}) = \Omega(\mathbf{a}) + \sum_{i=1}^L u_i F_i(\mathbf{a}), \quad (4)$$

где  $\Omega(\mathbf{a}) = (\mathbf{A}(\mathbf{a} - \mathbf{a}_0), \mathbf{a} - \mathbf{a}_0)$  – дополнительный функционал,  $\mathbf{A}$  – положительно-определенная эрмитова матрица,  $\mathbf{a}_0$  – заданный  $N$ -мерный вектор. Введение дополнительного функционала обеспечивает ограниченность составляющих вектора  $\mathbf{a}$  [2].

Пусть  $U$  – множество векторов управляющих параметров  $\mathbf{u}$  таких, что квадратичные формы  $R(\mathbf{a}, \mathbf{u})$  являются положительно-определенными. Каждому вектору  $\mathbf{u} \in U$  соответствует решение  $\hat{\mathbf{a}}$  корректной экстремальной задачи  $\min_{\mathbf{a} \in X_N} R(\mathbf{a}, \mathbf{u})$  [14]. В результате целе-

направленного перебора векторов управляющих параметров  $\mathbf{u} \in U$  минимизируется суммарное по всем контролируемым направлениям отклонение

$$\Delta^{(i)} = \sum_{j=1}^L \sigma_j^{(j)} \quad (5)$$

сформированной диаграммы направленности от границ допустимых значений, которое характеризуется вектором невязки  $\sigma^{(j)} = (\sigma_1^{(j)}, \dots, \sigma_L^{(j)})$  [2].

Процесс продолжается до тех пор, пока не будет найден вектор возбуждения антенны с диаграммой направленности, имеющей нулевую суммарную невязку  $\Delta^{(i)}$  или пока минимальные суммарные невязки, полученные на трех последовательных итерациях, не будут отличаться друг от друга менее, чем на заданную величину  $\delta > 0$ .

Если  $\mathbf{A}$  положительно-определенная эрмитова матрица, задача квазиоптимального синтеза имеет решение [2].

### Результаты расчета

Была рассмотрена задача излучения линейной решетки с заданной геометрией. Параметр  $N$  определяет количество излучателей,  $d/\lambda$  – расстояние между излучателями в долях длины волны. В качестве синтезируемой ДН была выбрана секторная диаграмма  $F(\theta, \varphi)$ , которая хорошо описывает требуемую диаграмму направленности:

$$F(\theta, \varphi) = \begin{cases} 1 & -\tilde{h} \leq \varphi \leq \tilde{h}; \\ 0 & \varphi \in [-90^\circ, -\tilde{h}) \cup (\tilde{h}, 90^\circ], \end{cases} \quad (6)$$

где параметр  $\tilde{h} > 0$  определяет ширину сектора в градусной мере. Парциальные диаграммы направленности отдельных источников задавались, аналогично [2], функциями  $\tilde{f}_k(\theta, \varphi) = \cos^{5/2} \varphi$ . На всем интервале  $\varphi \in [-90^\circ, 90^\circ]$  была выбрана достаточно густая сетка контролируемых направлений с расстояниями между соседними точками, равными  $1^\circ$ . Каждой точке, принадлежащей главному интервалу  $[-20^\circ, 20^\circ]$ , был поставлен в соответствие управляющий параметр  $u_i$ ,  $i = 1, \dots, 41$ , а на участках  $[-90^\circ, -20^\circ]$  и  $(20^\circ, 90^\circ]$  была выбрана система из 7 дополнительных интервалов, объединяющая все оставшиеся контролируемые направления. Каждому дополнительному интервалу был поставлен в соответствие свой управляющий параметр  $u_i$  ( $i = 42, \dots, 48$ ). Сокращение числа управляющих параметров позволяет уменьшить объем вычислительной работы и ускорить процесс решения задачи. Проведенные численные эксперименты показали устойчивость результатов к выбору системы контролируемых направлений и управляющих параметров. Следует отметить, что все расчеты проводились с повышенной точностью. В рассматриваемом примере контролируемые направления были расположены в экваториальной плоскости  $\theta = \pi/2$ .

Допустимые границы изменения ДН по мощности задавались неравенствами (3), где

$$\begin{cases} c_i = 1 + 0.01 \\ d_i = 1 - 0.01 \end{cases} \text{ для } \varphi_i \in [-\tilde{h}, \tilde{h}],$$

$$\begin{cases} c_i = 0.01 \\ d_i = 0 \end{cases} \text{ для } \varphi_i \in [-20^\circ, -\tilde{h}) \cup (\tilde{h}, 20^\circ],$$

$$c_i = 0.01 \text{ для } \varphi_i \in [-90^\circ, -20^\circ) \cup (20^\circ, 90^\circ].$$

В качестве вектора  $\mathbf{a}_0$  был выбран вектор с нулевыми компонентами, а матрица  $\mathbf{A} = \mathbf{E}$ . Таким образом, дополнительный функционал имел

$$\text{вид } \Omega(\mathbf{a}) = \sum_{i=1}^N |a_i|^2.$$

На рис. 1 представлены амплитуды и фазы компонент вектора возбуждения для некоторых значений величины  $\tilde{h}$ , определяющей ширину сектора. Данные распределения получены в результате решения задачи синтеза линейной решетки, состоящей из 20 излучателей.

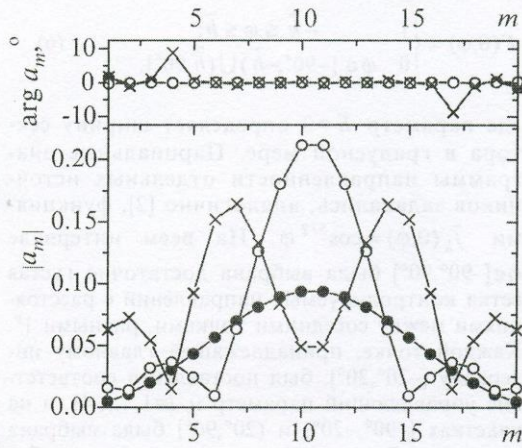


Рис. 1. Амплитуды и фазы распределения возбуждения излучателей антенной решетки при различных значениях ширины сектора  $2h$ :  $N=20$ ,  $d/\lambda=0.6$ :  
 —●—  $h=0.14$  ( $8^\circ$ ); —○—  $h=0.22$  ( $12.6^\circ$ );  
 —x—  $h=0.24$  ( $13.8^\circ$ )

Синтезированные диаграммы направленности приведены на рис. 2. Зависимость максимального уровня боковых лепестков  $q$  от ширины сектора  $2h$  представлена на рис. 3. Из этого рисунка видно, что всю область значений  $h \in (0, 0.26)$  можно разделить на три участка в зависимости от вида синтезированной ДН.

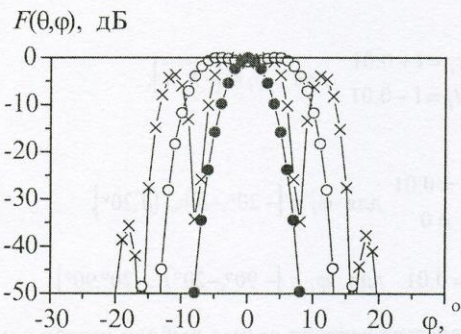


Рис. 2. Диаграммы направленности, соответствующие амплитудным и фазовым распределениям, изображенным на рис. 1;  $N=20$ ,  $d/\lambda=0.6$ :  
 —●—  $h=0.14$  ( $8^\circ$ ); —○—  $h=0.22$  ( $12.6^\circ$ );  
 —x—  $h=0.24$  ( $13.8^\circ$ )

Так для решетки, соответствующей значению  $d/\lambda=0.6$ , были получены следующие результаты. На первом участке  $h \in [0.02, 0.15]$  синтезированные диаграммы

имеют один главный лепесток, ширина которого меньше величины  $2h$ . Особенно интересны результаты, полученные для значений  $h=0.14$  и  $h=0.15$ . Максимальный уровень боковых лепестков в этих точках меньше  $-80$  дБ. Вектор возбуждения имеет фазу, равную или близкую к нулю (рис. 1). Вторым участком соответствует  $h \in [0.16, 0.22]$ . Здесь синтезированные диаграммы направленности также имеют один главный лепесток, ширина которого меньше  $2h$ , но в его области появились незначительные колебания с уровнем в несколько децибел, которыми можно пренебречь (рис. 2). На третьем участке, при  $h \geq 0.23$ , синтез диаграммы направленности в рассматриваемой ситуации невозможен. Главный лепесток становится узким, и в пределах заданного сектора колебания ДН настолько велики, что пренебречь ими нельзя (рис. 2). Для  $h < 0.02$  были получены результаты, совпадающие с результатами при  $h=0.02$ . Следовательно, для данной решетки получить более узкую диаграмму нельзя.

Анализ погрешностей  $\sigma_i^{(j)}$  в каждой точке наблюдения показал, что в точках  $\varphi_i$ , лежащих вне интервала  $[-h, h]$ , условия (3) выполняются и  $\sigma_i^{(j)}=0$ . Суммарная величина погрешности  $\Delta^{(i)}$  на каждом шаге вычислений определяется погрешностями полученными в точках  $\varphi_i \in [-h, h]$ , т. е.  $\Delta_i^{(j)} \approx \sum_{\varphi_i \in [-h, h]} \sigma_i^{(j)}$ .

Таким образом, синтезированные ДН характеризуются распределением энергии в угловом секторе по  $\varphi \in [-h, h]$ . Излучение максимально в области заданного сектора в точках, где ДН принимает значения, равные единице, и отсутствует в осевых направлениях ( $\varphi=\pi/2$ ,  $\varphi=3\pi/2$ ).

Проведенные численные эксперименты показали быструю сходимость итерационного процесса для задач синтеза по секторной ДН в сравнении с синтезом по косекансной ДН.

Следует отметить, что рассмотренное деление на участки условно. Результат зависит от выбора исходных данных, но общий характер поведения синтезируемых ДН в зависимости от параметра  $h$  сохраняется. Так для  $d/\lambda=0.5$  первый участок соответствует  $h \in [0.02, 0.12]$ , второй —  $h \in [0.13, 0.19]$ , а третий —  $h \geq 0.2$  (рис. 3). При удачном выборе параметров решетки, а именно ее геометрии и вида парциальных диаграмм направленности отдельных излучателей, данная схема позволяет получить желаемый результат достаточно быстро.

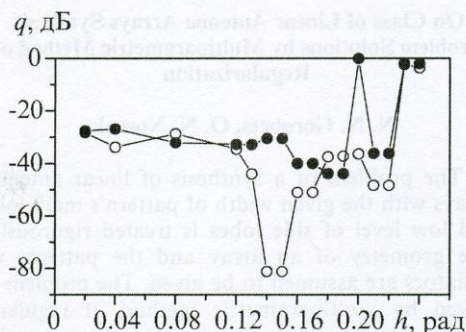


Рис. 3. Зависимость уровня боковых лепестков  $q$  синтезированных диаграмм направленности от ширины сектора  $2h$ ,  $N=20$ :  $\circ$ — $d/\lambda=0.6$ ;  $\bullet$ — $d/\lambda=0.5$

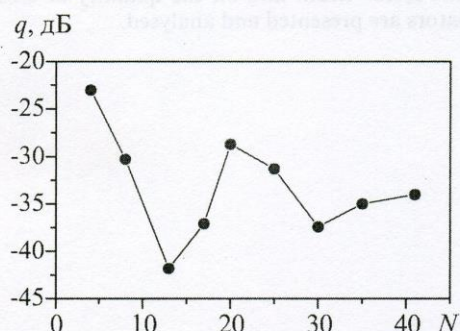


Рис. 4. Зависимость уровня боковых лепестков  $q$  синтезированных диаграмм направленности от числа элементов решетки при  $h=0.08$  рад,  $d/\lambda=0.6$ ,  $\bullet$ — $h=0.08$  ( $4,6^\circ$ )

На рис. 4 представлена зависимость максимального уровня боковых лепестков  $q$  от количества излучателей  $N$  при  $h=0.08$ .

### Выводы

Анализ полученных результатов показывает, что задача синтеза диаграммы направленности по мощности линейных антенных решеток с низким уровнем бокового излучения может быть успешно решена с помощью многопараметрического метода регуляризации по секторной диаграмме.

В отличие от непрерывных антенн, где теоретически можно получить ДН, приближающую любую непрерывную функцию, множество реализуемых комплексных ДН для дискретных антенн — это линейная оболочка конечного числа функций  $f_m(\theta, \varphi) = \tilde{f}_m(\theta, \varphi) \exp(ikr_m(\theta, \varphi))$ . В случае небольшого числа излучателей этот класс очень узок. В данном случае секторная ДН не относится к числу реализуемых. Но задача квазиоптимального синтеза с использованием многопараметрического метода регуляризации имеет решение и в том случае, когда

множество допустимых значений векторов возбуждения, удовлетворяющих неравенствам (3), пусто. Этот вектор возбуждения определяет ДН, наиболее близкую к границам допустимых значений (3) [2], и следовательно, решает задачу распределения максимальной плотности энергии в определенном секторе углов при заданных парциальных диаграммах направленности отдельных источников и для выбранной геометрии системы.

Численные эксперименты по синтезу косекансной и секторной ДН показали, что малые величины погрешности  $\sigma_i^{(j)}$  были получены на участках, где граничные условия плавно изменяются в соседних точках. Так в обоих случаях основная величина погрешности получена в граничных точках, задающих косекансную диаграмму в первом случае и основной сектор  $[-h, h]$  во втором случае. На участках, расположенных вне главного сектора, граничные условия (3) выполняются с высокой степенью точности ( $\sigma_i^{(j)} = 0$ ) за исключением участка длины в  $2 \div 3^\circ$ , непосредственно прилегающего к границе.

Проведенные численные исследования показали высокую эффективность алгоритма для задачи синтеза диаграммы направленности по мощности с заданной шириной главного лепестка и низким уровнем бокового излучения по секторной диаграмме.

### Список литературы

1. Л. Д. Бахрах, С. Д. Кременецкий. Синтез излучающих систем. Москва, Сов. радио, 1974, 232 с.
2. В. И. Дмитриев, Н. И. Березина. Численные методы решения задач синтеза излучающих систем. Москва, изд. МГУ, 1986, 112 с.
3. М. И. Андрийчук, Н. Н. Войтович, П. А. Савенко, В. П. Ткачук. Синтез антенн по амплитудной диаграмме направленности. Киев, Наукова думка, 1993, 255 с.
4. Л. Д. Тартаковский, В. К. Тихонова. Радиотехника электроника. 1959, 4, №12, с. 2016-2019.
5. Л. Д. Бахрах, С. Д. Кременецкий. Антенны. Сб. ст. под ред. А. А. Пистолькорса. Москва, Связь, 1966, вып. 1, с. 47-55.
6. Л. Д. Бахрах, В. И. Троицкий. Радиотехника и электроника. 1967, 12, №3, с. 437-449.
7. Ю. И. Чони. Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1968, 11, №12, с. 1325-1327.
8. Ю. И. Чони. Радиотехника и электроника. 1971, 16, №5, с. 726-734.
9. С. Д. Кременецкий. Вопросы радиоэлектроники. 1970, вып. 4, с. 37-43.
10. Л. Д. Бахрах, С. Д. Кременецкий. Вопросы радиоэлектроники. 1971, вып. 23, с. 3-13.
11. А. В. Чечкин. Вычислительные методы и программирование. Вып. 20. Москва, изд. МГУ, 1973, с. 270-279.

12. Н. И. Березина, А. В. Чечкин. Вычислительные методы и программирование. Вып. 20. Москва, изд. МГУ, 1973, с. 280-288.
13. Н. И. Березина, А. В. Чечкин. Вычислительные методы и программирование. Вып. 24. Москва, изд. МГУ, 1975, с. 183-192.
14. А. В. Чечкин. Вычислительные методы и программирование. Вып. 28. Москва, изд. МГУ, 1978, с. 162-176.

### On Class of Linear Antenna Arrays Synthesis Problem Solutions by Multiparametric Method of Regularization

N. N. Gorobets, O. N. Nosenko

The problem of a synthesis of linear antenna arrays with the given width of pattern's main lobe and low level of side lobes is treated rigorously. The geometry of an array and the patterns of radiators are assumed to be given. The problem is solved by multiparametric method of regularization. The synthesis function is given by the sector pattern. The numerical results such as the field distribution in array radiators, the corresponding patterns, the dependences of the maximum level of side lobes in the array antennas on the sector width and on the quantity of array radiators are presented and analysed.



Fig. 1. Dependence of the maximum level of side lobes on the sector width. The curve is plotted for the number of radiators  $N=10$  and the width of the main lobe  $\Delta\theta=10^\circ$ .

Table 1

Analysis of the results shows that the maximum level of side lobes in the array antennas depends on the sector width and the number of radiators. The dependence of the maximum level of side lobes on the sector width is shown in Fig. 1. The dependence of the maximum level of side lobes on the number of radiators is shown in Table 1. It is seen from the table that the maximum level of side lobes decreases as the number of radiators increases. The dependence of the maximum level of side lobes on the sector width and the number of radiators is shown in Fig. 2. It is seen from the figure that the maximum level of side lobes decreases as the sector width increases and as the number of radiators increases.