

УДК 621.396.677

СИНТЕЗ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ПО КРИТЕРИЮ УСЛОВНОГО МАКСИМУМА КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ

В. В. Марцафей, И. Г. Швайко

Рассматривается задача взаимодействия двух антенных решеток, являющихся частями бесконечной двумерной волноводной структуры. На первом этапе решения устанавливается функциональная зависимость между комплексными амплитудами возбуждения передающей решетки и коэффициентом связи между антеннами. На втором этапе ставятся и решаются задачи оптимизации возбуждения передающей антенны. Задачи оптимизации заключаются в том, что требуется определить такое возбуждение передающей решетки, при котором антенная решетка обладает максимальным значением коэффициента усиления или коэффициента направленного действия, а коэффициент связи не превышает заданного значения. Каждая из задач сведена к основной задаче выпуклого программирования и решается численным методом. Приводятся результаты расчетов.

1. Введение. В последнее время определенный интерес вызывают вопросы уменьшения связи между антеннами, размещенными на общей поверхности. Известные в настоящее время методы уменьшения взаимодействия антенн [1-5] так или иначе связаны с изменением амплитудно-фазового распределения на некоторых поверхностях. Поэтому естественно попытаться воздействовать на относительно легко регулируемые амплитудно-фазовые распределения в раскрывах антенных решеток для достижения заданной направленности излучения и малого взаимодействия антенных решеток между собой.

В отличие от работы [5], где рассматриваются задачи по реализации (с определенной точностью) заданных комплексных диаграмм направленности при условии минимума связи между антеннами, в данной работе ставится задача синтеза антенн, реализующая максимальный коэффициент усиления (КУ) или коэффициент направленного действия (КНД) при выполнении дополнительного требования на величину связи между антеннами.

Для решения поставленной задачи развивается двухэтапный подход, на первом этапе которого выписывается строгое решение дифракционной задачи возбуждения антенн, а на втором — оптимизируются комплексные амплитуды возбуждения на основе методов математического программирования.

2. Постановка задачи. Рассмотрим следующую модель. Две антенные решетки, одну из которых будем считать передающей, а другую приемной, являются частями бесконечной периодической двумерной структуры, образованной плоскими полубесконечными идеально проводящими и бесконечно тонкими пластинами (рис. 1). Считаем, что возбуждение такой структуры осуществляется монохроматическими полями, причем размеры волноводов допускают распространение только волны T -типа, т. е. $a \leq \lambda/2$.

В качестве параметра, характеризующего степень связи между антеннами, выберем коэффициент связи, определяемый как отношение

мощности на выходе приемной антенны (на согласованной нагрузке) к мощности излучения передающей антенны, т. е.

$$\gamma = 10 \lg (P_{\text{пр}}/P_{\Sigma}). \quad (1)$$

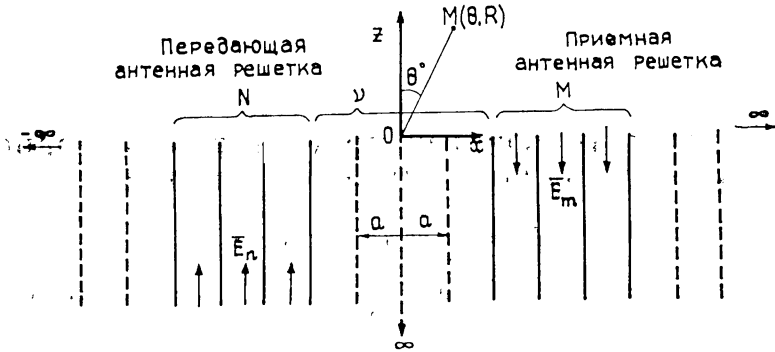


Рис. 1.

3. Первый этап решения задачи. Для выбранной модели среднюю за период мощность волны, бегущей к нагрузке в первом элементе приемной антенны, можно определить из соотношения

$$P_{\text{пр}} = (1/2) \kappa \left| \sum_{q=1}^N A_q C_{N+1+\nu-q} \right|^2, \quad (2)$$

где C_n — парциальный коэффициент связи, равный величине напряженности магнитного поля T -волны в n -м волноводе при возбуждении нулевого волновода набегающей T -волной единичной амплитуды (парциальные коэффициенты связи определялись по методике, изложенной в [6]); A_q — безразмерная комплексная амплитуда возбуждения q -го элемента передающей решетки; ν — количество пассивных элементов, разделяющих рассматриваемый элемент приемной антенны от передающей антенны; κ — константа, характеризующая геометрические и электрические параметры волноводов системы.

Если приемная антенна составлена из M элементов, нагруженных через идеальный сумматор на общую нагрузку, то мощность в нагрузке определяется по формуле

$$P_{\text{пр}} = (1/2) \kappa Q \left| \sum_{m=1}^M \sum_{q=1}^N A_q C_{N+m+\nu-q} \right|^2, \quad (3)$$

где Q — коэффициент передачи сумматора (если идеальный сумматор является M -канальным вариантом двойного T -образного моста, то $Q=M-1$).

Мощность излучения передающей решетки в верхнее полупространство можно подсчитать по формуле

$$P_{\Sigma} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = (1/2) \kappa \left(\sum_{q=1}^N |A_q|^2 - \sum_{n=-\infty}^{\infty} |R_n|^2 \right), \quad (4)$$

где $P_{\text{пад}}$ — мощность, подводимая к передающей антенне, $P_{\text{отр}}$ — мощность, отраженная во все нижнее полупространство, R_n — коэффициент отражения в n -м волноводе, численно равный величине напряженности магнитного поля T -волны, бегущей от раскрыва внутрь n -го волновода, и определяемый через коэффициенты S соотношением

$$R_n = \sum_{q=1}^N A_q C_{|n-q|}.$$

Подставляя (3) и (4) в (2), получим основное выражение для коэффициента связи антенных решеток

$$\gamma = 10 \lg \frac{Q \left| \sum_{m=1}^M \sum_{q=1}^N A_q C_{N+m+v-q} \right|^2}{\sum_{q=1}^N |A_q|^2 - \sum_{n=-\infty}^{\infty} |R_n|^2}. \quad (5)$$

4. Этап оптимизации. Обратимся к синтезу передающей антенной решетки, т. е. поставим задачу определения оптимальных амплитуд возбуждения A_q , которые реализуют условный максимум КНД или КУ передающей антенны при ограничениях на величину коэффициента связи между антеннами. Задача определения условного максимума КНД может быть сформулирована в следующем виде:

$$P_{\Sigma} \Rightarrow \min, \quad E(M) = E_0, \quad (6)$$

$$P_{\text{пр}} = (1/2) \times Q \left| \sum_{m=1}^M \sum_{q=1}^N A_q C_{N+m+v-q} \right|^2 \leq \alpha_1,$$

где $E(M)$ — напряженность электрического поля в точке $M(\Theta_0, R)$, $\Theta_0 = \arctg(x_0/z_0)$, E_0 — требуемое значение напряженности поля в точке M , α_1 — допустимый уровень мощности, наводимой передающей антенной в приемной.

Задача поиска условного максимума КУ антенны сводится к следующим требованиям:

$$P_{\text{пад}} \Rightarrow \min, \quad E(M) = E_0, \quad (7)$$

$$P_{\text{пр}} = (1/2) \times Q \left| \sum_{m=1}^M \sum_{q=1}^N A_q C_{N+m+v-q} \right|^2 \leq \alpha_1.$$

Выясним свойства функций, входящих в задачи (6), (7). Из определения P_{Σ} , $P_{\text{пад}}$, $P_{\text{пр}}$ видно, что эти функции являются нелинейными функциями аргумента A_q и выпуклыми на выпуклом множестве A N -мерного комплексного пространства (доказательство высказанного утверждения приведено в Приложениях 1, 2).

На основании известных теорем о свойствах выпуклости функций [7, 8] каждая из задач (6) или (7) сводится к основной задаче выпуклого программирования, т. е.

$$P_{\Sigma}(A) \Rightarrow \min, \quad A \in A, \quad A = \{A : P_{\text{пр}}(A) \leq \alpha_1; E(A, M) = E_0\}; \quad (6a)$$

$$P_{\text{пад}}(A) \Rightarrow \min, \quad A \in A, \quad A = \{A : P_{\text{пр}}(A) \leq \alpha_1; E(A, M) = E_0\}. \quad (7a)$$

Эти задачи, имеющие глобальные минимумы, целесообразно решать численными методами математического программирования [7-9].

Помимо рассмотренных задач, определенный интерес представляет следующая задача оптимизации.

$$P_{\text{пр}} \Rightarrow \min, \quad P_{\Sigma} = \alpha_2, \quad (8)$$

где α_2 — заданная мощность излучения.

Хотя такая задача нечетко ставит условия на характеристики излучения передающей антенны и не сводится к задаче выпуклого программирования (так как включает в себя нелинейное ограничение типа равенства), тем не менее в ряде случаев ее решение близко к решению задачи (6) или (7).

Наряду с рассмотренными задачами можно сформулировать и «сопряженные» им задачи, в которых находят минимум связи между решетками при выполнении дополнительного требования, заключающегося в том, что КУ (КНД) антенны не падает ниже некоторого заданного значения. К этим задачам примыкает задача уменьшения связи между антеннами при помощи компенсирующих устройств [10].

В качестве компенсирующего устройства можно использовать вспомогательную антенну с таким амплитудно-фазовым распределением в ее раскрыве, которое обеспечило бы минимум связи между основными антеннами. При этом практически важно, чтобы мощность, подводимая к этой антенне, была бы существенно ограничена.

Для рассматриваемой модели компенсирующее устройство может быть образовано из части волноводов, разделяющих передающую и приемную антенны. В этом случае задача компенсации, т. е. подбор комплексных амплитуд на раскрыве вспомогательной (компенсирующей) антенны, может быть сформулирована следующим образом:

$$P_{\text{пр}} = (1/2) \times Q \left| \sum_{m=1}^M \left(\sum_{q=1}^N A_q C_{N+m+v-q} + \sum_{\mu=1}^L A_{\mu} C_{m+v-\mu} \right) \right|^2 \rightarrow \min, \quad (9)$$

$$P_{\text{пад}}^k = (1/2) \times \sum_{\mu=1}^L |A_{\mu}|^2 \leq \alpha_3,$$

где $P_{\text{пад}}^k$ — мощность возбуждения вспомогательной антенны, A_{μ} — комплексная амплитуда возбуждения μ -го элемента вспомогательной решетки, составленной из L элементов.

Эта задача, как и большинство предыдущих, сводится к основной задаче выпуклого программирования, и поиск амплитуд возбуждения вспомогательной решетки проводится на выпуклом множестве A :

$$P_{\text{пр}}(A) \rightarrow \min, \quad A \in A, \quad A = \{A : P_{\text{пад}}^k(A) \leq \alpha_3\} \quad (9a)$$

(доказательство выпуклости $P_{\text{пр}}$ приведено в Приложении 3).

В заключение отметим, что задача получения условного максимума поля в месте приема при близких дополнительных условиях рассматривалась в [11] на примере вибраторных антенн.

5. Результаты расчетов. Поставленные задачи решались методом скользящего допуска при следующих исходных данных: $a = \lambda/4$, $\Theta_0 = 0^\circ$, $N=5$ — для задач (6a), (7a), (8); $N=9$ и $L=5$ — для задачи (9a). Допустимый уровень принятой мощности α_1 принимался на 35 дБ ниже уровня мощности, создаваемой синфазной решеткой с мощностью излучения, обеспечивающей в точке M напряженность поля E_0 , α_2 — значение мощности излучения, соответствующей синфазно возбужденной антенне, α_3 — значение мощности, определяемое требованием, чтобы мощность, подводимая к вспомогательной антенне, не превышала 20% мощности, подводимой к основной антенне. Условия на принятую приемной антенной мощность заменялись во всех задачах на более жесткие, а именно,

$$P_{\text{пр}} = (1/2) \times \left(\sum_{m=1}^M \left| \sum_{q=1}^N A_q C_{N+m+v-q} \right|^2 \right) \leq \alpha_1$$

(ставилось условие на уменьшение коэффициента связи между передающей антенной и каждым элементом приемной антенны). Это приводит к тому, что найденное на раскрые передающей антенны возбуждение определяет существенное уменьшение связи за счет снижения интенсивности излучения в направлении на приемную антенну.

Расчет КНД передающей антенны проводился по формуле

$$D(\theta) = \left[2\pi \left(\frac{2 \cos \theta}{1 + \cos \theta} \right)^2 \left(\frac{\Phi(\theta)}{\Phi_{\max}} \right)^2 \right] \left[\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left(\frac{2 \cos \theta}{1 + \cos \theta} \right)^2 \left(\frac{\Phi(\theta)}{\Phi_{\max}} \right)^2 d\theta \right]^{-1},$$

где

$$\Phi(\theta) = \left| \sum_{q=1}^N A_q e^{ik\alpha(q-1)\sin\theta} \right|.$$

Результаты решений задач сведены в таблицы и графики. В табл. 1 и 2 приведены значения модулей и фаз комплексных амплитуд возбуждения, полученные в результате решения задач (6а) и (7а) соответственно, а в табл. 3 — основные энергетические характеристики передающей антенны при возбуждении ее волнами с найденными выше амплитудами. Здесь же, для сравнения, приведены результаты, соответствующие синфазному возбуждению, а также одному из оптимальных возбуждений решетки в задаче (8).

Таблица 1

q	1	2	3	4	5
$ A_q $	1,25	0,78	1,3	1,09	0,99
φ_q°	18,5	-0,5	0,0	37,5	-28,3

Таблица 2

q	1	2	3	4	5
$ A_q $	1,06	1,09	1,27	1,01	0,75
φ_q°	13,7	3,2	0,0	29,1	-0,75

На рис. 2 и 3 приведены значения множителей решеток при синфазном возбуждении (кривые 1) и при возбуждении решеток при оптимальных амплитудах (кривые 2), реализующих условный максимум КНД и КУ соответственно.

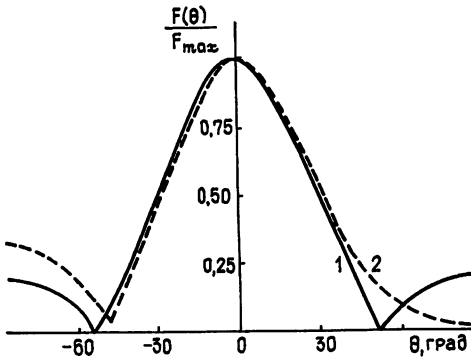


Рис. 2.

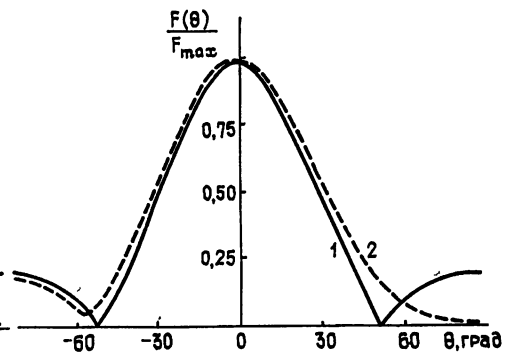


Рис. 3.

На рис. 4 кривая 1 показывает изменение коэффициента связи между передающей антенной и элементами приемной антенны в зависимости от номера элемента приемной решетки при синфазном возбуждении передающей решетки (отсчет номера приемного элемента ведется от ближайшего к приемной антенне края передающей решетки). Кривые 2 и 3 на этом рисунке отображают ту же зависимость, но при воз-

буждении передающей решетки в случае оптимальных амплитуд (кривая 2 — амплитудами, реализующими условный максимум КНД, кривая 3 — условный максимум КУ).

Таблица 3

Решаемая задача	P_{Σ}/λ	$P_{\text{пад}}/\lambda$	КНД	КУ	$1- \Gamma ^2$	γ , дБ
Синфазное возбуждение	4,71	5,0	8,54	8,04	0,942	-48
Задача максимального КНД	5,14	6,07	8,4	7,14	0,85	-88
Задача максимального КУ	5,2	5,5	8,06	7,6	0,945	-88
Задача (8)	4,71	5,35	7,4	6,5	0,88	-85

В табл. 4 приведены значения модулей и фаз комплексных амплитуд возбуждения элементов вспомогательной решетки, выполняющей роль компенсатора, а на рис. 5 построены множители решеток в зависимости от угла наблюдения. Цифрами 1 и 2 обозначены множители решеток основной и вспомогательной антенн, а цифрой 3 — множитель суммарной антенны.

Таблица 4

μ	1	2	3	4	5
A_{μ}	0,15	0,12	0,31	0,36	0,22
φ_{μ}°	-118,9	49,2	0,0	56,2	97,1

На рис. 6 показано изменение коэффициента связи между передающей антенной и элементами приемной антенны в зависимости от номера элемента. Кривая 1 на этом рисунке отражает эту зависимость при работе только основной антенны, а кривая 2 — при включении

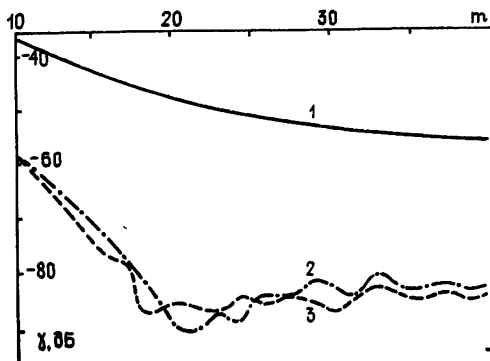


Рис. 4.

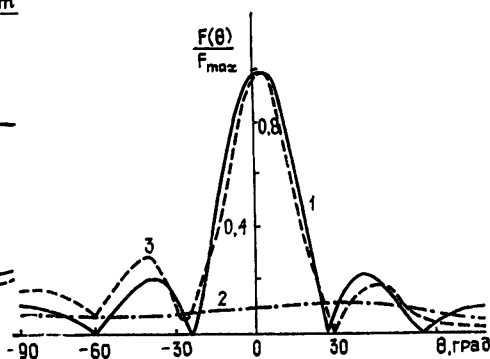


Рис. 5.

в работу компенсирующей антенны. Здесь же для сравнения приведена кривая 3, которая получена при условии минимизации мощности только для одного элемента приемной антенны. По изменению этой кривой видно, что уменьшение коэффициента связи между антеннами достигается за счет интерференционного минимума в ограниченной области пространства, в то время как минимизация мощности в нескольких волноводах приемной антенны приводит к существенному снижению интенсивности излучения передающей антенны в направлении на приемную (кривая 2).

Отметим также, что дополнительный расход мощности на возбуждение вспомогательной антенны составил менее 12% от мощности возбуждения основной антенны, а КНД суммарной антенны увеличился в 1,2 раза.

6. Краткие выводы. Из приведенных результатов решения задач оптимизации возбуждения антенных решеток видно, что можно подобрать такие амплитудно-фазовые соотношения на раскрыве передающей решетки, которые реализуют значительное (более 35 дБ) уменьшение коэффициента связи между антеннами. Это достигается за счет ухудшения (менее 10%) энергетических параметров — КНД или КУ — либо за счет небольшого дополнительного расхода энергии (при применении компенсирующей антенны).

Во всех рассмотренных задачах, как это следует из приведенных графиков, уменьшение коэффициента связи достигается при уменьшении излучения в направлении на приемную антенну. Так, множители решеток во всех задачах получаются такими, что в направлении на приемную антенну имеют значения, близкие к нулю.

Этот результат хорошо согласуется с асимптотическими оценками, полученными в [12], где показано, что коэффициент передачи между антеннами определяется асимптотическим рядом, составленным из скалярных произведений диаграмм направленности и их производных.

Таким образом, для существенного уменьшения коэффициента связи между антеннами, раскрывы которых лежат в одной плоскости, необходимо, чтобы не только значения диаграмм направленности антенн в направлении друг на друга были равны нулю, но и были близки к нулю их производные в тех же направлениях.

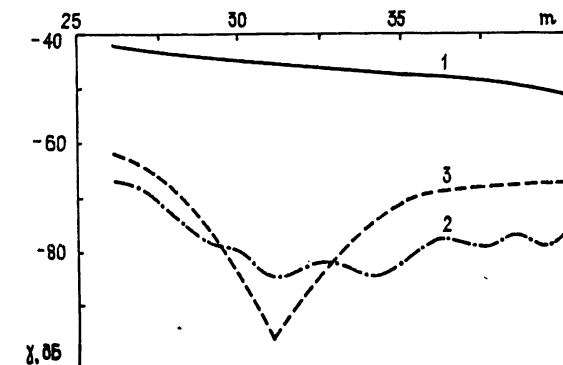


Рис. 6.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Пусть передающая решетка состоит из N волноводов, каждый из которых возбужден комплексной амплитудой A_n ($1 \leq n \leq N$). Введем комплексный вектор возбуждения $A = A(A_1, A_2, \dots, A_N)$, принадлежащий комплексному пространству C_N , и покажем, что задача оптимизации

$$P_{\Sigma}(A) \rightarrow \min,$$

$$A \in A, \quad A = \left\{ A \in C_N : E(A, M) = E_0; \frac{1}{2} \times \left| \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N A_n C_{N+m+\nu-n} \right|^2 \leq \alpha \right\}$$

относится к классу задач выпуклого программирования.

Доказательство сводится к проверке двух утверждений:

- 1) $P_{\Sigma}(A)$ — выпуклая функция в пространстве C_N ,
- 2) множество $A \in C_N$ — выпуклое множество.

Первое утверждение доказано в Приложении 2. Второе основывается на теоремах выпуклого анализа [7, 8], утверждающих, что пересечение выпуклых множеств является выпуклым множеством.

Множества, определяемые выражениями.

$$E(A, M) = E_0, \quad \left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_n C_{N+m+\nu-n} \right|^2 \leq \alpha,$$

являются выпуклыми множествами, так как первое из приведенных уравнений определяет гиперплоскость в C_N , а второе в силу того, что

функция $\left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_n C_{N+m+\nu-n} \right|^2$ является выпуклой и положительно

определенной, то и функция $\left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_n C_{N+m+\nu-n} \right|^2$ также является

выпуклой функцией и, следовательно, второе выражение определяет выпуклое множество. В силу теорем о выпуклых функциях, определяемых на выпуклом множестве, всякий минимум $P_{\Sigma}(A)$ является глобальным.

Замечание. При доказательствах мы опирались на основные теоремы математического программирования, сформулированные для действительного пространства E^N . Нетрудно заметить, что можно перейти от C_N к E^{2N} , оперируя с $\operatorname{Re} A$ и $\operatorname{Im} A$ как с действительными векторами.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Докажем, что $P_{\Sigma}(A)$ является выпуклой функцией на выпуклом множестве A комплексного N -мерного пространства C_N .

Требуется доказать, что

$$P_{\Sigma}[\alpha A^I + (1 - \alpha) A^{II}] \leq \alpha P_{\Sigma}[A^I] + (1 - \alpha) P_{\Sigma}[A^{II}], \quad (\text{П.2.1})$$

где

$$\alpha \in [0, 1], \quad A^I = A^I(A_1^I, A_2^I, \dots, A_N^I), \quad A^{II} = A^{II}(A_1^{II}, A_2^{II}, \dots, A_N^{II}),$$

$$P_{\Sigma} = (1/2) \operatorname{Re} \int_S \{E[A] \times H^*[A]\} dS.$$

Представим левую часть (П.2.1) в виде

$$P_{\Sigma}[\alpha A^I + (1 - \alpha) A^{II}] = (1/2) \operatorname{Re} \int_S \{E[\alpha A^I + (1 - \alpha) A^{II}] \times \\ \times H^*[\alpha A^I + (1 - \alpha) A^{II}]\} dS. \quad (\text{П.2.2})$$

В силу линейности среды имеем

$$E[\alpha A^I + (1 - \alpha) A^{II}] = \alpha E[A^I] + (1 - \alpha) E[A^{II}]; \quad (\text{П.2.3})$$

$$H[\alpha A^I + (1 - \alpha) A^{II}] = \alpha H[A^I] + (1 - \alpha) H[A^{II}]. \quad (\text{П.2.4})$$

После подстановки (П.2.3), (П.2.4) в (П.2.2) получим

$$P_{\Sigma}[\alpha A^I + (1 - \alpha) A^{II}] = \alpha P_{\Sigma}[A^I] + (1 - \alpha) P_{\Sigma}[A^{II}] - \\ - \alpha(1 - \alpha) P_{\Sigma}[A^I - A^{II}]. \quad (\text{П.2.5})$$

Так как $P_{\Sigma}[A^I - A^{II}] \geq 0$, то из (П.2.5) следует (П.2.1), что и требовалось доказать.

Аналогичные доказательства можно провести и для $P_{\text{пад}}$, $P_{\text{пр}}$.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Докажем, что функция $P_{\text{пр}}$ переменного A_{μ} , определяемая соотношением (9), является выпуклой функцией на выпуклом множестве A L -мерного комплексного пространства C_L .

Доказательство проведем при $M=1$, т. е.

$$P_{\text{пр}}(\mathbf{A}) = (1/2) \times \left| \sum_{q=1}^N A_q C_{N+1+\nu-q} + \sum_{\mu=1}^L A_{\mu} C_{1+\nu-\mu} \right|^2, \quad (\text{П.3.1})$$

где первое слагаемое — константа. Тогда (П.3.1) можно представить следующим образом: $\varphi(\mathbf{A}) = |C + D\mathbf{A}|^2$, где D — матрица-строка размерностью L , $\mathbf{A} = \mathbf{A} (A_1, A_2, \dots, A_L)$ — вектор на выпуклом множестве A .

Для доказательства выпуклости $\varphi(\mathbf{A})$ рассмотрим вспомогательную положительно определенную функцию $\psi(\mathbf{A})$, определяемую соотношением

$$\psi(\mathbf{A}) = |C + D\mathbf{A}|.$$

Так как $\psi(\mathbf{A})$ выпукла на выпуклом множестве A , что следует из неравенства Йенсена,

$$|C + \alpha D\mathbf{A}^I + (1 - \alpha) D\mathbf{A}^{II}| = |\alpha C + (1 - \alpha) C + \alpha D\mathbf{A}^I + (1 - \alpha) D\mathbf{A}^{II}| \leq \alpha |C + D\mathbf{A}^I| + (1 - \alpha) |C + D\mathbf{A}^{II}|,$$

то из [7] следует, что выпуклой является и функция $\varphi(\mathbf{A}) = [\psi(\mathbf{A})]^2$ на том же множестве A .

ЛИТЕРАТУРА

1. Терешин О. Н.—Радиотехника и электроника, 1960, 5, № 12, с. 1944.
2. Дмитренко А. Г. — Изв. вузов — Радиоэлектроника, 1976, 19, № 2, с. 123.
3. Андренко С. Д. и др.—Радиотехника и электроника, 1978, 23, № 5, с. 918.
4. Полищук И. М., Черенков В. С.—Радиотехника и электроника, 1980, 25, № 7, с. 1405.
5. Лаврушев В. Н., Седельников Ю. Е.—Изв. вузов — Радиоэлектроника, 1980, 23, № 2, с. 31.
6. Бакланов Е. В.—ДАН СССР, 1963, 153, № 3, с. 570.
7. Карманов В. Г. Математическое программирование.—М.: Наука, 1975, 272 с.
8. Васильев Ф. П. Численные методы решения экстремальных задач. — М.: Наука, 1980.
9. Химмельблау Д. Прикладное программирование.—М.: Мир, 1975.
10. Hisao I., Yoshihiko M., Kiyoshi N.—Antennas and Prop. Int. Symp. Dig., Seattle, Wash., 1979, 2, p. 710.
11. Полищук И. М. В кн.: Волны и дифракция (краткие тезисы докладов VII Всесоюзного симпозиума по распространению и дифракции волн). Т. I.—М., 1981, с. 105.
12. Кинбер Б. Е., Цейтлин В. Б.—Радиотехника и электроника, 1964, 9, № 9, с. 1581.

Одесский электротехнический институт связи

Поступила в редакцию 30 декабря 1982 г.

SYNTHESIS OF ANTENNA ARRAYS BY THE CRITERION OF MAXIMUM GAIN FACTOR

V. V. Marlsafey, I. G. Shvaiko

The problem of mutual antenna arrays action, forming the infinite two-dimensional waveguide structure is under consideration. The function dependence between the complex excitation amplitudes of transmitting array and coupling factor between antennas are established on the first stage of the solution. The second stage concerns the problem of antenna excitation optimization. The method of operation optimization consists of designation of the transmitting array excitation, which provides the maximum gain factor or a directed factor, and the coupling factor then will not exceed a given value. Each problem may be reduced to a certain fundamental problem of the convexional programming and is solved by numerical calculation. The results of these calculation are given.