

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки «Институт математики им. С. Л. Соболева Сибирского отделения Российской академии наук  
«ОФ ИМ СО РАН»



На правах рукописи

Тюнин Николай Николаевич

**Анализ и решение задач оптимизации направленности  
фазированных антенных решеток коротковолнового диапазона**

Специальность 05.13.01 —

«Системный анализ, управление и обработка информации (радиотехника) »

Диссертация на соискание учёной степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор физ.-мат. наук, доцент  
Еремеев Антон Валентинович

Омск — 2022

## Оглавление

	Стр.
<b>Введение . . . . .</b>	<b>4</b>
<b>Глава 1. Оптимизация направленности ФАР: основные понятия, постановка задач, проблемы и методы решения . . . . .</b>	<b>22</b>
1.1 Основные понятия . . . . .	22
1.2 Постановка задачи . . . . .	23
1.3 Методы решения . . . . .	26
1.4 Формулировка задачи в действительных числах . . . . .	27
1.5 Другие постановки задачи . . . . .	29
1.6 Верхняя оценка нормы допустимых решений . . . . .	29
1.7 Масштабирование произвольного решения в допустимую область .	30
1.8 Проверка необходимых условий локальной оптимальности . . . . .	30
<b>Глава 2. Анализ структуры локальных оптимумов . . . . .</b>	<b>32</b>
2.1 Тестовые примеры . . . . .	33
2.2 Результаты вычислительного эксперимента . . . . .	34
2.3 Количество локальных оптимумов и их расположение . . . . .	37
2.4 Экспериментальная проверка устойчивости решений . . . . .	40
2.5 Исследование непрерывных симметрий . . . . .	41
<b>Глава 3. Исследование возможностей ФАР в разных условиях . . . . .</b>	<b>44</b>
3.1 Исследование радиочастотных зависимостей . . . . .	44
3.2 Исследование взаимного влияния излучателей . . . . .	48
3.2.1 Широкополосные вертикальные излучатели . . . . .	49
3.2.2 Симметричные излучатели . . . . .	49
3.2.3 Интерпретация результатов экспериментов по исследованию взаимного влияния излучателей . . . . .	53
<b>Глава 4. Дифференциальная эволюция . . . . .</b>	<b>54</b>
<b>Заключение . . . . .</b>	<b>56</b>
<b>Словарь терминов . . . . .</b>	<b>57</b>

<b>Список литературы</b>	<b>58</b>
--------------------------	-----------

## Введение

Фазированной антенной решеткой (ФАР) называется антенная система, отдельные излучатели которой подключены к специальным устройствам, обеспечивающим распределение фаз и амплитуд в излучателях для получения направленного излучения. Интенсивность излучения каждого отдельно взятого излучателя такой системы зависит от геометрии самого излучателя и радиочастоты сигнала, поданного на его вход. Характеристика интенсивности излучения антенны в пространстве называется диаграммой направленности. Будучи собранными в антенную систему и разведенными в пространстве, излучатели формируют диаграмму направленности, которая, кроме того, сложным образом зависит от фаз сигналов, подаваемых на вход излучателей. Это связано с тем, что часть излучения интерферирует с собственным излучением других излучателей, а часть отражается от них и также вносит вклад в результирующее излучение. Таким образом, фазировав определенным образом сигналы, подаваемые на вход каждого излучателя, можно получить максимум интенсивности излучения в заданном направлении. В диапазоне сверх высоких частот (СВЧ) решение задачи оптимизации направленности ФАР является тривиальным ввиду некоторых технических особенностей. В диапазоне высоких частот (ВЧ) имеется практически значимая постановка задачи, которая может быть решена методами системного анализа. Диссертационная работа посвящена исследованию и разработке методов оптимизации направленного излучения ФАР ВЧ диапазона.

**Целью** данной работы является исследование методов оптимизации для обеспечения направленного излучения фазированных антенных решеток коротковолнового диапазона.

Для достижения поставленной цели необходимо было решить следующие **задачи**:

1. Разработать реализации алгоритмов для решения задачи оптимизации направленности ФАР КВ диапазона и сравнить их результаты с результатами коммерческих решателей.
2. Исследовать целесообразность учета взаимного влияния излучателей при оптимизации направленности ФАР КВ диапазона.
3. Разработать программный комплекс для построения и решения задач оптимизации направленного излучения ФАР.

**Научная новизна:** Использование ФАР широко распространено в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ), поскольку к достоинствам данного диапазона относятся малые размеры антенн и более широкая абсолютная полоса частот. Однако, радиосистемы СВЧ диапазона характеризуются малой дальностью действия. ФАР высокочастотного диапазона (ВЧ), также называемого коротковолновым (КВ), менее распространены ввиду больших габаритов, однако, возможность увеличения дальности действия привлекает к ним особый интерес [1—3].

Рассматриваемая в статье задача состоит в максимизации направленности излучения ФАР за счет выбора фаз и амплитуд в каждом излучателе. Задача осложняется за счет взаимного влияния излучателей друг на друга. В СВЧ диапазоне такое влияние можно нивелировать с помощью дополнительных устройств (см. [4], § 6.7), после чего задача существенно упрощается [5]. В случае же с ВЧ диапазоном, в котором используются иначе спроектированные излучатели, такое допущение невозможно.

Известны следующие постановки задачи оптимизации направленности ФАР КВ диапазона с учетом взаимного влияния излучателей [6]: при ограничении суммарной мощности, подаваемой на антенную систему, и при ограничении на мощность по каждому входу антенной системы. В случае с ограничением на суммарную мощность задача может быть решена аналитически. В данной работе разработаны методы решения задачи оптимизации направленности ФАР КВ диапазона с учетом взаимного влияния излучателей при ограничениях на мощность по каждому входу антенной системы.

**Практическая значимость.** ФАР КВ диапазона не так широко распространены ввиду невозможности нивелировать взаимное влияние излучателей, что существенно осложняет оптимизацию их направленности. В рамках данной работы были получены важные практические результаты, обосновывающие необходимость учета взаимного влияния излучателей при оптимизации направленности ФАР. Кроме того, в работе демонстрируются подходы и техники, позволяющие оптимизировать направленность антенной системы с учетом взаимного влияния излучателей, а также разработан программный комплекс, позволяющий производить все необходимые расчеты.

#### **Методология и методы исследования.**

Методологической базой являются работы по методам математической оптимизации. Используются методы системного анализа, исследования операций, теории оптимизации и прикладной статистики.

### **Основные положения, выносимые на защиту:**

1. В большинстве случаев, коммерческий решатель показывает лучшие результаты по сравнению с градиентными методами.
2. Использование алгоритмов дифференциальной эволюции позволяет достичь более качественных решений по сравнению с градиентными методами.
3. Проведены вычислительные эксперименты, выявляющие наличие непрерывных групп симметрий допустимых решений. Для всех рассмотренных задач выявлено наличие только фазовой симметрии.
4. Учет взаимного влияния излучателей друг на друга может оказать существенное влияние на результирующее излучение.
5. Выявлены конфигурации решеток, для которых учет взаимного влияния ведет к существенному увеличению коэффициента усиления.

**Достоверность** полученных результатов обеспечивается их соответствием с результатами коммерческих решателей, а также проведенными исследованиями адекватности модели в сравнении с общими физическими принципами.

**Апробация работы.** Основные результаты работы докладывались на:

1. VII Международной конференции «Проблемы оптимизации и их приложения» - Омск, июль 2018.
2. Международной конференции «Теория математической оптимизации и исследование операций» - Екатеринбург, июль 2019.
3. V Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь» - Омск, октябрь 2019.
4. Международная конференция «Теория математической оптимизации и исследование операций» - Иркутск, июль 2022.

**Личный вклад.** Автор принимал активное участие в разработке программного комплекса, разработке эволюционных алгоритмов, адаптации метода градиентного подъема к специфике рассматриваемой задачи, проведении вычислительных экспериментов, анализе и интерпретации их результатов.

**Публикации.** Основные результаты по теме диссертации изложены в 6 печатных изданиях, 1 из которых изданы в журналах, рекомендованных ВАК, 2 —

в периодических научных журналах, индексируемых Web of Science и Scopus, 3 — в тезисах докладов.

**Объем и структура работы.** Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения и 0 приложений. Полный объем диссертации составляет 60 страниц, включая 22 рисунка и 5 таблиц. Список литературы содержит 26 наименований.

Во введении обосновывается актуальность исследований, проводимых в рамках данной диссертационной работы, приводится обзор научной литературы по изучаемой проблеме, формулируется цель, ставятся задачи работы, излагается научная новизна и практическая значимость представляемой работы. В последующих главах сначала дается обзор литературы по тематике работы, вводятся термины и обозначения, выводится постановка задачи математического программирования из физических соображений, приводятся приемы и техники, способствующие улучшению качества решения и анализу полученных результатов. Затем приводится исследование структуры локальных оптимумов с помощью различных алгоритмов оптимизации. Описываются исследования возможностей ФАР в различных условиях.

Первая глава посвящена обзору имеющейся литературы и постановке задачи математического программирования. Здесь рассматриваются источники, позволяющие сформулировать постановку задачи [4; 6], приводится анализ похожих исследований [7].

Задачей данной работы является максимизация излучения антенной решетки в заданном направлении при ограничениях на мощность, подводимую к каждому излучателю. В терминах комплексных токов, подводимых к излучателям, эта задача сформулирована в работах [6; 8]. Целевая функция задачи оптимизации определяется следующим образом:

$$F = \mathbf{i}^+ \mathbf{A} \mathbf{i}, \quad (1)$$

где верхний индекс  $+$  означает эрмитово сопряжение,  $A = (a_{ij})$ ,

$$a_{ij} = \sum_{l=1}^2 \bar{f}_i^{(l)} f_j^{(l)}. \quad (2)$$

Здесь  $f_i^{(l)}$  - парциальное поле, то есть поле, которое излучается при подаче единичного тока на  $i$ -ю точку питания излучающей системы, в то время, как ток в других точках питания равен нулю.

Существуют различные формы ограничений, которые соответствуют различным антенным системам. В данной работе рассматривается случай, когда ограничение на мощность накладывается по каждой точки питания. В этом случае задача формулируется в виде:

$$\begin{cases} \mathbf{i}^+ \mathbf{A} \mathbf{i} \rightarrow \max, \\ 0 \leq \mathbf{i}^+ \mathbf{B}^{(1)} \mathbf{i} \leq 1, \\ \dots \\ 0 \leq \mathbf{i}^+ \mathbf{B}^{(n)} \mathbf{i} \leq 1, \\ \mathbf{i} \in \mathbb{C}^N \end{cases} \quad (3)$$

где  $\mathbb{C}$  - поле комплексных чисел,  $n$  - число точек питания, на которые накладываются ограничения (в общем случае  $n$  может быть не равно  $N$ ),

$$\mathbf{B}^{(k)} = \frac{1}{4P_{max}^{(k)}} (\mathbf{Z}^+ \mathcal{P}^{(k)} + \mathcal{P}^{(k)} \mathbf{Z}), \quad (4)$$

$P_{max}^{(k)}$  - максимально допустимая мощность в  $k$ -й точке питания,  $\mathcal{P}^{(k)}$  - матрицы-проекторы имеющие единственный ненулевой элемент  $\mathcal{P}_{kk}^{(k)} = 1$ . Матрицы-проекторы имеют размерность  $N \times N$ .

Следует отметить, что задача (1.9), сформулированная в комплексных числах, имеет симметрию относительно преобразования  $\mathbf{i} \rightarrow e^{j\varphi} \mathbf{i}$  всех комплексных координат (по произвольному углу  $\varphi$ ). За  $j$  здесь обозначена мнимая единица. Данная симметрия может найти применение для уменьшения размерности области поиска на единицу. Например, фиксируя  $Im(y_N) = 0$ , что эквивалентно добавлению ограничения  $x_{2N} = 0$  к задаче (1.13).

Для разработки алгоритма решения задачи удобно переформулировать ее в вещественных числах. В вещественных числах задача (1.9) эквивалентна следующей:

$$\begin{cases} \mathbf{x}^T \mathbf{G} \mathbf{x} \rightarrow \max, \\ 0 \leq \mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(1)} \mathbf{x} \leq 1, \\ \dots \\ 0 \leq \mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(n)} \mathbf{x} \leq 1, \\ \mathbf{x} \in \mathbb{R}^{2N}. \end{cases} \quad (5)$$



Задача (1.13) имеет целевую функцию, заданную квадратичной формой с положительно полуопределенной матрицей  $\mathbf{G}$ . Каждое ограничение формулируется квадратичной формой, определенной симметричной матрицей  $\mathbf{H}^{(k)}$ ,  $k = \overline{1, n}$  с двумя парами идентичных собственных значений, два из которых положительны, а другие два отрицательны или равны нулю, все остальные собственные числа равны нулю.

Для данной задачи существует преобразование, позволяющее привести к допустимой области решение  $\mathbf{x}$ , которое нарушает только ограничивающие неравенства задачи (1.13) вида  $\mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x} \leq 1$ :

$$\mathbf{x}' := \alpha(\mathbf{x})^{-1/2} \mathbf{x}, \quad (6)$$

где  $\alpha(\mathbf{x}) := \max_{k=\overline{1, n}} \mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x}$ . Данная процедура применяется для выбора начального решения, а также для масштабирования итогового решения.

В вычислительных экспериментах бывает полезно ограничить множество допустимых решений задачи шаром или параллелепипедом, так как это позволяет более обоснованно выбрать начальное решение для итерационных методов с мултистартом или сократить перебор в методе ветвей и границ. Отметим, что если  $\mathbf{x}$  удовлетворяет всем ограничениям задачи (1.13), то

$$\|\mathbf{x}\| \leq \sqrt{\frac{N}{\lambda_{\min}}}. \quad (7)$$

Глобально-оптимальное решение задачи невыпуклого математического программирования вида (1.13) может быть найдено методом ветвей и границ [9; 10] или с использованием методов DC программирования [11; 12]. Локально-оптимальное решение задачи может быть найдено средствами градиентной оптимизации или методом Ньютона [13]. В случае большой размерности могут быть применены различные метаэвристики (см. [14; 15]).

**Вторая глава** посвящена исследованию структуры локальных оптимумов с помощью различных алгоритмов оптимизации. Процедура решения задачи оптимизации ФАР при ограничении мощности по каждой точке питания состоит в следующем:

1. Для каждого излучателя в решетке рассчитать парциальные компоненты полей  $f_i^{(l)}$ ,  $i = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, 2}$ .
2. Вычислить матрицы  $\mathbf{G}$  and  $\mathbf{H}^{(k)}$ ,  $k = \overline{1, n}$ .
3. Оценить радиус допустимой области.

4. Решить задачу (1.13) с дополнительными ограничениями  $x_N = 0, \|\mathbf{x}\| \leq \sqrt{\frac{N}{\lambda_{\min}}}$ .

Данный подход может гарантировать нахождение как локального, так и глобального оптимума, в зависимости от решателя, используемого на шаге 4. Как один из базовых оптимизационных методов, мы рассматриваем метод градиентной оптимизации (максимизационный вариант) с алгоритмом одномерного поиска Дэвиса, Свенна и Кэмпбелла (ДСК) [13]. Далее целевая функция задачи (1.13) будет обозначаться символом  $\tilde{F}$ .

В нашей работе от задачи условной оптимизации мы переходим к задаче безусловной оптимизации методом штрафных функций, а именно - методом внешней точки [16; 17]:

$$\mathbf{x}^T \mathbf{G} \mathbf{x} - r \cdot \sum_{k=1}^n \left( \min \left( 0, \mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x} \right) + \min \left( 0, 1 - \mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x} \right) \right)^4 \rightarrow \max, \quad (8)$$

где  $r$  - достаточно большой штрафной параметр. Алгоритм градиентной оптимизации повторяется многократно, при этом используется случайно сгенерированный вектор  $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{2N}$  в качестве стартовой точки.

Вычислительный эксперимент был поставлен для задач, построенных на основе четырех типов ФАР: широкополосных вертикальных излучателей, широкополосных вертикальных диполей и симметричных вертикальных диполей. При моделировании полей был использован пакет NEC2, для которого были предоставлены соответствующие геометрические конфигурации антенных систем. В качестве рабочей частоты было выбрано 5 МГц. Рассмотрены квадратные ФАР конфигурации 2x2, 3x3 и 5x5. Заранее отметим, что конфигурация 5x5 была рассмотрена только для решеток СВД, поскольку NEC2 не смог обработать 5x5 ШВИ и 5x5 ШВД из-за высокой сложности этих моделей. В случае с ФАР кольцевой структуры были рассмотрены решетки, состоящие из 8 и 16 излучателей. В качестве направления максимизации излучения выбраны: азимутальный угол  $45^\circ$ , полярный угол  $70^\circ$ .

Здесь сравниваются результаты работы градиентного метода и решателя BARON в его режиме по умолчанию. Во всех экспериментах, описанных ниже, было установлено ограничение по времени 1000с. Все эксперименты проводились на ЭВМ с процессором Intel i7 (тактовая частота: 2.8 ГГц), ОЗУ: 16 Гб. В случае сходимости градиентного метода (завершение по минимально допустимому приращению целевой функции  $10^{-4}$ ), алгоритм перезапускается заново до истечения запаса времени.

Во время каждой инициализации градиентного метода стартовая точка  $\mathbf{x}$  выбирается независимо с равномерным распределением в кубе  $[-5000, 5000]^{2N}$ . Такой выбор оказался достаточным для всех задач, кроме СВД 2х2, чтобы получить решение, по целевой функции соответствующее решению, предоставляемому решателем BARON. Лучшее из найденных таким образом решений принимается за конечный результат. Параметр штрафа  $r$  в методе градиентной оптимизации установлен равным  $10^6$  на всех запусках. Такое значение было определено эмпирически. В таблице 3 приводятся результаты вычислительного эксперимента. Значения целевой функции “ $\tilde{F}$ ” точке, полученной алгоритмом градиентного подъема, приводятся после процедуры масштабирования (1.15). Для решателя BARON версии 18.5.8 было выбрано то же самое ограничение сверху на процессорное время, что и для градиентного метода (группа колонок “BARON”), и 50000с. для проверки глобальной оптимальности. Во всех таблицах, колонка “t” содержит время до получения лучшего найденного решения или до установления глобальной оптимальности. Во всех запусках градиентного метода были получены решения, где активными оказались все ограничения вида  $\mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x} \leq 1$ .

Тип	$\lambda_{min}$	$\sqrt{\frac{N}{\lambda_{min}}}$	Град.		BARON	
			$\tilde{F}$	t, с	$\tilde{F}$	t, с
ШВИ 2х2	0.0215	13.6	138.2	<b>0.054</b>	<b>139.2</b>	0.12
ШВИ 3х3	0.0177	70	575.7	0.93	<b>580.6</b>	<b>0.34</b>
ШВД 2х2	0.009	21	459.7	<b>0.13</b>	<b>463.6</b>	0.27
ШВД 3х3	0.0013	6767	915	24.4	<b>925</b>	<b>0.34</b>
СВД 2х2	$2 \cdot 10^{-3}$	44	357	1.9	<b>361</b>	<b>0.16</b>
СВД 3х3	$5.6 \cdot 10^{-9}$	$8.4 \cdot 10^5$	1138	25.6	<b>1261</b>	<b>0.38</b>
СВД 5х5	-	-	5318	1000	<b>6716</b>	1000
СВД' 2х2	$7.76 \cdot 10^{-9}$	$22 \cdot 10^3$	233	2.52	<b>253</b>	<b>0.25</b>
СВД' 3х3	0.0008	$1 \cdot 10^4$	664	71	<b>1153</b>	<b>1.48</b>
СВД' 5х5	-	-	<b>1382.7</b>	1000	33.5	<b>217.94</b>
Кольц. 8	$3 \cdot 10^{-3}$	154	217	8.06	<b>218</b>	<b>0.23</b>
Кольц. 16	$6.7 \cdot 10^{-4}$	$1.2 \cdot 10^6$	727	90.9	<b>734</b>	<b>1.37</b>

Таблица 1 — Результаты оптимизации, полученные с помощью градиентного подъема и решателя BARON.

Из таблицы 3 видно, что на всех видах решеток, кроме решеток СВД конфигураций 3x3 и 5x5, а также СВД' конфигураций 2x2 и 3x3, разница в значениях целевой функции не превосходит 1%. Для решеток СВД конфигураций 3x3 и 5x5, а также СВД' конфигураций 2x2 и 3x3 градиентный алгоритм существенно уступает по качеству найденного решения. Кроме решеток ШВИ и ШВД конфигурации 2x2 BARON демонстрирует лучшее время счета. Однако, следует отметить, что для обоих алгоритмов время, затраченное на поиск решения, было либо существенно меньше, либо сравнимо со временем, затраченным на построение исходных данных пакетом моделирования NEC, что делает оба подхода равноценными по времени работы с практической точки зрения. Важным результатом, не приведенным в таблице 3, является то, что для ФАР конфигураций ШВИ 2x2, ШВД 2x2 и ШВИ 3x3 была доказана глобальная оптимальность найденного решателем BARON решения.

ФАР	$M$	$M_{ne}$	$M_f$	$\mathcal{B}_{M_f}$	$\mathcal{L}_{M_f}$	$M_{y \approx 0}$	$\mathcal{B}_{M_{y \approx 0}}$	$\mathcal{L}_{M_{y \approx 0}}$
ШВИ 2x2	18368	4	1	1	1	4	4	4
ШВД 2x2	7678	4	1	1	1	4	4	4
СВД 2x2	523	1	1	1	1	1	1	1
СВД 3x3	39	9	2	2	2	5	5	5
СВД' 2x2	396	370	3	3	3	338	1000	1213
СВД' 3x3	14	14	3	3	3	1	1	1
ШВИ 3x3	1070	3	1	1	1	3	3	3
ШВД 3x3	41	4	4	4	4	1	1	1
Кольц. 8	124	9	2	2	2	9	9	9
Кольц. 16	11	6	1	1	1	6	6	6

Таблица 2 — Структура локальных оптимумов.

Для оценки общего числа локальных оптимумов использовался метод переписи Шнабеля. Данный метод имеет применение в экологии и заключается в выводе статистических оценок численности популяции на основе числа особей, помеченных в результате эксперимента, из популяции с неизменным составом, где каждая особь имеет константную вероятность отлова. В [18] предлагается адаптация такого метода для оценки числа локальных оптимумов. В таблице 4 приводится статистика по числу различных точек остановки (в пределах заданной точности) процедуры мултистарта в течение 1000 с. процессорного времени.

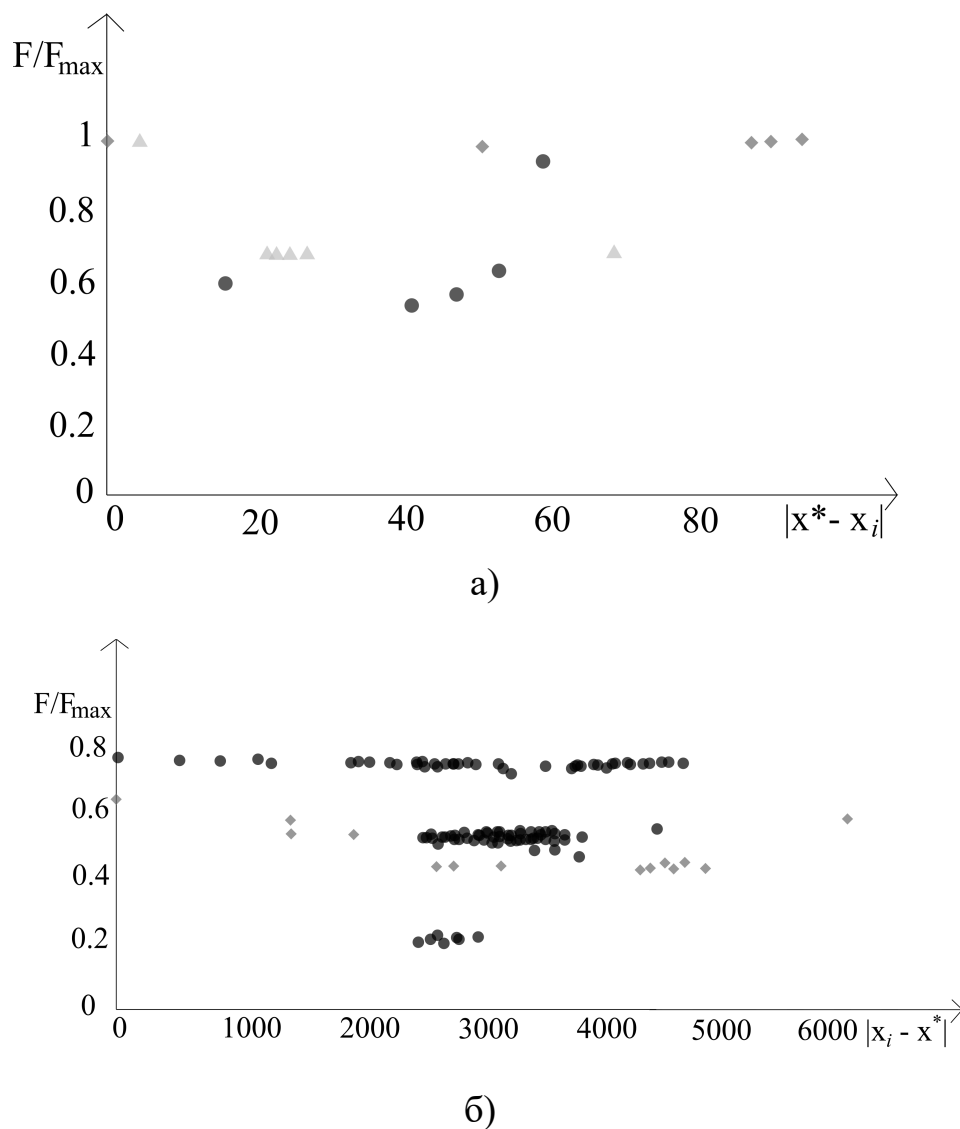


Рисунок 1 — Структура множества найденных решений для задач ШВИ, ШВД, СВД (а) и СВД' (б)

Для каждого решения была применена процедура линеаризации задачи и проверки необходимых условий локальной оптимальности. Приемлемыми считались отличия целевой функции линеаризованной задачи от значения целевой функции, найденного градиентным методом менее чем на 1%. Здесь  $M$  - число выполненных запусков за отведенное время,  $M_{ne}$  - число групп решений, отличающихся не более чем на 10% по каждой из координат,  $M_f$  - число групп значений целевой функции у таких неэквивалентных решений (с точностью до 10%, приведенных в таблице 3).  $M_{y \approx 0}$  - число групп решений, для которых были выполнены необходимые условия локальной оптимальности.  $\mathcal{B}$  и  $\mathcal{L}$  - оценка нижней границы и оценка максимального правдоподобия числа локальных оптимумов, рассчитанные по методу переписи Шнабеля. Доверительная вероятность для данного метода была

выбрана равной 95%. Оценки для числа решений с различными значениями целевой функции обозначены  $\mathcal{B}_{M_f}$  и  $\mathcal{L}_{M_f}$ . Оценки для числа решений, для которых были выполнены необходимые условия локальной оптимальности, обозначены  $\mathcal{B}_{M_{y \approx 0}}$  и  $\mathcal{L}_{M_{y \approx 0}}$ .

Как видно из таблицы, во всех экспериментах в некоторых запусках были найдены неразличимые с практической точки зрения решения.

На рис. 2.2 приведены диаграммы локальных оптимумов, где по оси ординат отложены значения целевой функции, а по оси абсцисс - расстояние до лучшего известного решения. В случае а) точками обозначены результаты для кольцевых решеток, состоящих из 8 излучателей, ромбами - для кольцевых решеток, состоящих из 16 излучателей, пятиугольниками - для СВД 3x3. В случае б) точками обозначены результаты для СВД' 2x2, ромбами - для СВД' 3x3. Диаграмма показывает, что значения, соответствующие одному и тому же значению целевой функции, могут находиться достаточно далеко друг от друга, что позволяет сделать предположение о наличии неучтенных симметрий задачи (о множестве линейных симметрий задачи см. в [19]). Наличие большого количества решений, соответствующих одному и тому же значению целевой функции, приводит нас к исследованию групп симметрий. В [19] показано, что любой элемент группы непрерывных симметрий задачи 1.13 может быть описан в виде 2.2.

$$Q = e^{\sum_n a_n G_n}. \quad (9)$$

где  $a_n$  - вещественные числа,  $G_n$  - генераторы. В качестве генераторов можно выбрать косо-симметричные матрицы, которые содержат над главной диагональю один единичный элемент, симметричный ему противоположный элемент и остальные нули. Введем матрицу:  $\mathbf{H}_\Sigma = \sum_i \mathbf{H}_i$ , которая может быть представлена в виде конгруэнтного преобразования диагональной матрицы  $D$ :

$$\mathbf{H}_\Sigma = S^T D S,$$

Нахождение непрерывных групп симметрий сводится к решению задачи 2.3.

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}_i \left( \sum_n a_n G_n \right) = \left( \sum_n a_n G_n \right) \tilde{\mathbf{H}}_i, \\ \tilde{\mathbf{G}} \left( \sum_n a_n G_n \right) = \left( \sum_n a_n G_n \right) \tilde{\mathbf{G}}. \end{cases} \quad (10)$$

$$\tilde{\mathbf{G}} = (S^{-1})^T \mathbf{A} S^{-1}, \quad \tilde{\mathbf{B}}_i = (S^{-1})^T \mathbf{B}_i S^{-1}, \quad i = 1, \dots, M. \quad (11)$$

Вычислительный эксперимент состоит из следующих этапов:

1. Обработка. На этом этапе возможная неточность данных нивелируется усреднением симметричных компонент матриц (матрицы  $\mathbf{G}$  и  $\mathbf{H}$  должны быть симметричны).
2. Преобразование  $\mathbf{H}_\Sigma = \sum_i \mathbf{H}_i$  к канонической форме используя метод Лагранжа для вычисления матриц  $S$  и  $S^{-1}$ .
3. Применение метода Гаусса к системе линейных (2.3) для вычисления генераторов  $\hat{G}_n$ .

Описанная процедура нахождения непрерывных групп симметрий применяется к примерам, описанным во второй главе. Для всех рассмотренных задач было выявлено только наличие фазовой симметрии. Возможно, множественность решений объясняется наличием дискретных симметрий. Выявление дискретных симметрий является объектом дальнейших исследований.

Как было показано выше, градиентный метод может предоставить решение, не являющийся локальным оптимумом, если целевая функция слабо изменяется в окрестности текущей точки. Алгоритм дифференциальной эволюции не подвержен такому поведению. Эксперименты показывают, что в целом эволюция популяции соответствует динамике случайного облака точек, движущегося как целое вдоль рельефа оптимизируемой функции, повторяя его характерные особенности. В случае попадания в овраг «облако» принимает форму этого оврага и распределение точек становится таким, что математическое ожидание разности двух случайных векторов оказывается направленным вдоль длинной стороны оврага. Это обеспечивает быстрое движение вдоль узких вытянутых оврагов, тогда как для градиентных методов в аналогичных условиях характерно колебательная динамика «от стенки к стенке». Приведенные эвристические соображения иллюстрируют наиболее важную и привлекательную особенность алгоритма ДЭ — способность динамически моделировать особенности рельефа оптимизируемой функции. Именно этим объясняется замечательная способность алгоритма быстро проходить сложные овраги, обеспечивая эффективность даже в случае сложного рельефа.

Кратко опишем идею алгоритма ДЭ. В начале происходит генерация популяции. Если нет дополнительной информации, такая популяция особи популяции генерируются случайным образом с равномерным распределением. Затем, пока



все особи не сойдутся в одной точке, каждая особь подвергается мутации путем присваивания ей признаков другой особи. Процедура, определяющая, в какой степени признаки других особей участвуют в эволюции конкретной особи является параметром алгоритма. Далее происходит сравнение значений целевой функции мутировавшей особи со значением целевой функции исходной особи. Выживает особь с лучшим значением целевой функции.

Данный алгоритм хорошо поддается модификации для запуска в параллельных потоках. В этом случае, на очередной итерации алгоритма выбирается некоторый набор особей, эволюция каждой из которых на данной итерации происходит независимо от эволюции другой. В данной работе был предложен вариант реализации алгоритма дифференциальной эволюции, адаптированный для запуска на графическом устройстве. Использование алгоритма ДЭ позволило достичь решения с целевой функцией  $\tilde{F} = 253$  для задачи СВД' 2x2.

**Третья глава** посвящена исследованию ФАР в различных условиях.

На практике использование высоко симметричных ФАР вызывает особый интерес из следующих соображений: измерение матрицы сопротивлений является тривиальной задачей, в то время как измерение парциальных полей требует большое количество приемников для всех возможных направлений излучения. Использование высокосимметричных ФАР позволяет выполнить расчеты для одного направления и затем легко адаптировать их для других симметричных направлений. Другой особенностью, влияющей на результаты моделирования является наличие потерь в земле (см. [20]). Чтобы ослабить этот эффект, антенные системы с противовесами подняты над землей на 2 м.

В данной главе мы изучаем, как изменяется общий коэффициент усиления с ростом радиочастоты и плотности системы противовесов. Общий коэффициент усиления является суммой частичных коэффициентов усиления в двух ортогональных поляризациях. Плотность системы противовесов определяется числом продольных и поперечных проводов, относящихся к одному и тому же излучателю. Частота изменяется от 5 до 30 МГц. Вычисления производились на решетках ШВИ, состоящих из 8 излучателей. Для расчета матрицы сопротивлений и матрицы излучений использовался пакет моделирования антенных систем NEC2 [21].

Для проведения вычислительного эксперимента использовался решатель BARON в пакете GAMS, поскольку, в основном он деонстрирует лучшие результаты по сравнению с градиентным подъемом. Результаты оптимизации направленности решетки сравниваются с коэффициентом усиления одиночного



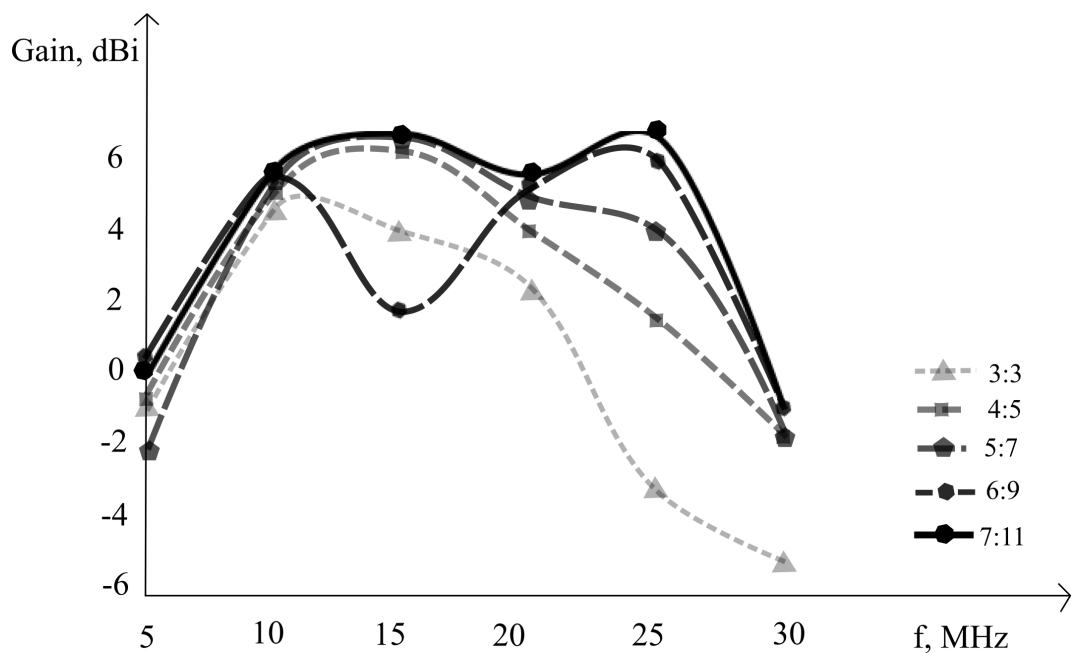


Рисунок 2 — Зависимость от частоты общего коэффициента усиления ФАР при оптимизации в направлении 70:45

излучателя, установленного в центре такой же системы противовесов. Плотность системы противовесов обозначается в формате *long : trans*, где *long* - число продольных проводов, относящихся к одному излучателю, а *trans* - поперечных. Высота каждого ШВИ - 15м. В качестве направления оптимизации выбирается 70° полярного угла и 45° азимутального угла в сферических координатах.

На рис. 3.1 показано, как изменяется коэффициент усиления с ростом радиочастоты. Мы можем наблюдать, что при значениях частоты 5 и 30 МГц решетка оптимизируется довольно плохо. Также можно увидеть, что, в основном, увеличение плотности системы противовесов приводит к росту коэффициента усиления. Единственное исключение - решетка с плотностью системы противовесов 6 : 9 на частоте 15МГц, где наблюдается неожиданное падение коэффициента усиления. Такое поведение может быть объяснено тем, что BARON не достиг глобального оптимума.

На рис. 3.2 показано, как изменяется разница коэффициентов усиления ФАР и одиночного излучателя с ростом частоты. Заметным результатом здесь является то, что на частоте 25МГц усиление ФАР существенно больше усиления одиночного излучателя. Объяснение этого эффекта будет приведено далее при сравнении диаграмм направленности. При 5МГц усиление ФАР существенно не превосходит усиление одиночного излучателя, однако, уже на 10МГц разница возрастает

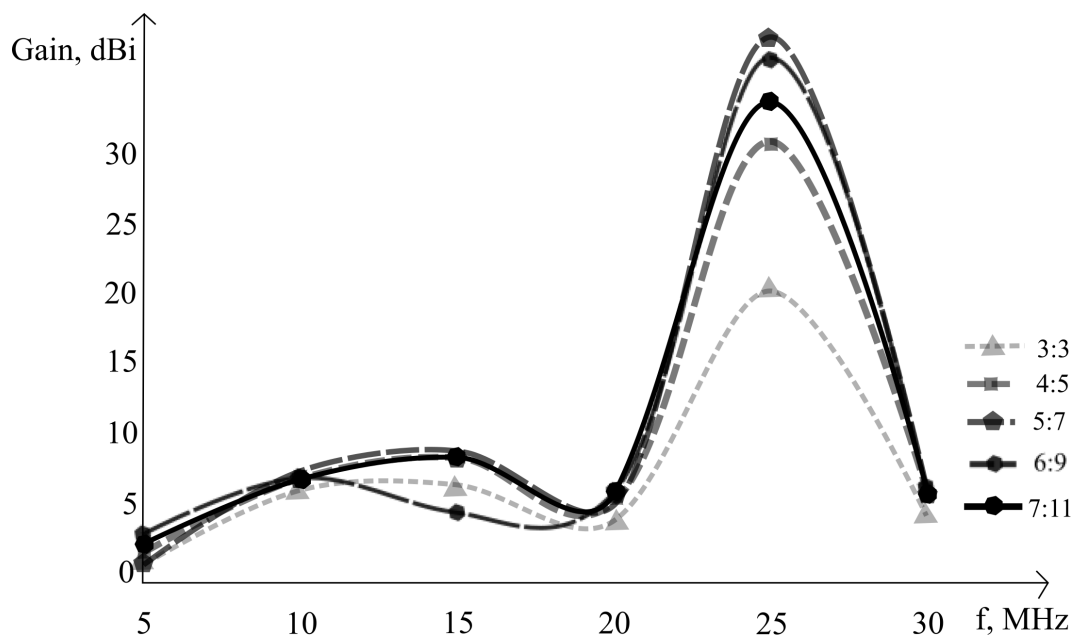


Рисунок 3 — Сравнение коэффициентов усиления ФАР и одиночного излучателя

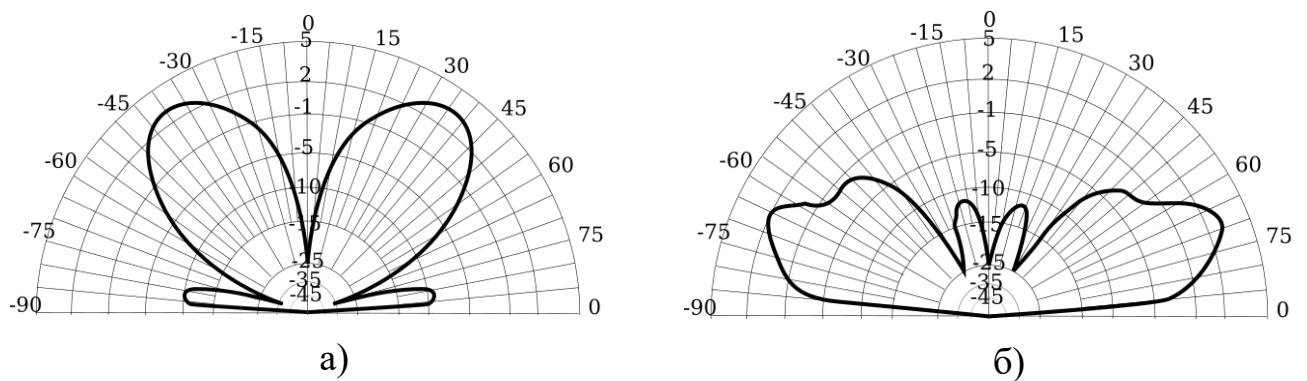


Рисунок 4 — Вертикальный план диаграммы направленности одиночного излучателя (а) и ФАР 5:7 (б) при 25МГц

до 7.53дБ. Даже при 30МГц, где ФАР не оптимизируется хорошо, разница с одиночным излучателем составляет 6.63дБ в лучшем случае и 4.84дБ в худшем.

Интересный результат наблюдается при 25МГц (см Рис. 3.6), где усиление ФАР существенно больше усиления одиночного излучателя. Сравнение их диаграмм направленности показывает, что одиночный излучатель довольно плохо излучает в направлении оптимизации, тогда как ФАР имеет максимум излучения в этом направлении. Предположительно, такой эффект был получен вследствие учета взаимного влияния. Согласно (1.5), если пренебречь взаимным влиянием излучателей, плотность мощности  $F$  будет максимальна тогда, когда комплексные амплитуды парциальных полей будут синфазны. Для проверки гипотезы о необходимости учета взаимного влияния в данной работе производилось сравнение диаграмм направленности решеток разных конфигураций после математической

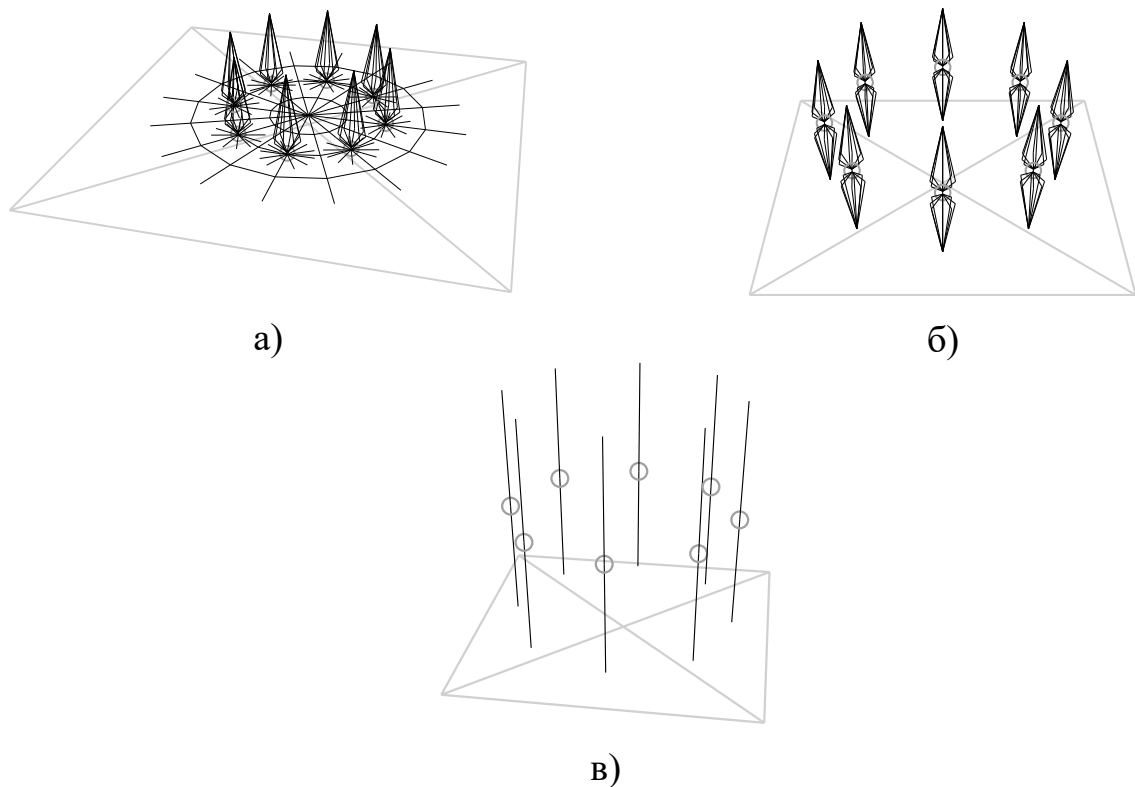


Рисунок 5 — ФАР кольцевой структуры: ШВИ (а) ШВД (б) и СВД (в)

оптимизации их направленности в заданном направлении согласно модели (1.13) с соответствующими диаграммами одиночного излучателя и со случаем фазирования решетки без учета взаимного влияния (далее – простое фазирование).

Для проведения вычислительного эксперимента использовался решатель BARON в пакете GAMS, поскольку, как правило, он обеспечивает бóльшую точность решений по сравнению с градиентным подъемом [A1]. Высота каждого ШВИ равна 15 м. Длина плеча симметричных излучателей также равна 15 м. Направление оптимизации по умолчанию было установлено на  $70^\circ$  полярного угла и  $45^\circ$  азимутального угла в сферических координатах. Для некоторых экспериментов было проведено дополнительное исследование при  $85^\circ$  полярного угла.

Для решеток ШВИ (см. Рис. 5, а.) производилось сравнение диаграмм направленности при варьировании расстояния центра излучателя до центра решетки (от 7 до 80 м.), длины радиальных противовесов (от 3 до 20 м.) и присутствия или отсутствия общей системы противовесов. Диаграммы направленности при этом имели различную форму, однако, качественно различие между коэффициентами усиления всегда сохранялось: результат оптимизации не дает значимого преимущества перед простым фазированием.

Для ШВД (см. Рис. 5, б.) производилось исследование диаграмм направленности при варьировании расстояния центра излучателя до центра решетки от 5 до

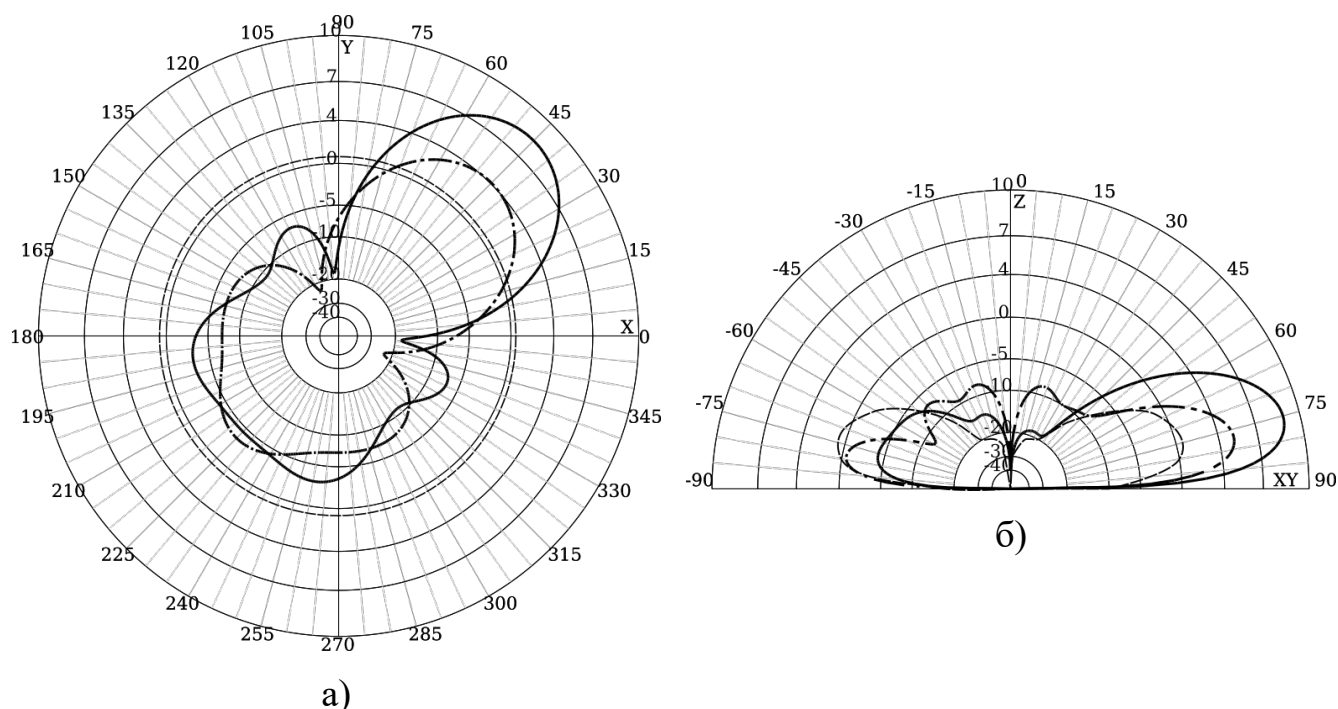


Рисунок 6 — Горизонтальный (а) и вертикальный (б) план диаграммы направленности ШВД при расстоянии от центра излучателя до центра решетки 20 м. Пунктирной линией обозначено усиление одиночного излучателя, штрихпунктирной – простое фазирование, сплошной – решение задачи мат. программирования.

50 м. В большинстве случаев, использование решения задачи математического программирования не давало существенного преимущества перед простым фазированием. Тем не менее, при расстоянии между центром излучателя и центром решетки равным 20 м. это различие составило около 4 дБ (см. Рис. 6).

Аналогичные результаты были получены и для решетки (см. Рис. 5, в.). При оптимизации в направлении полярного угла равном  $70^\circ$  при варьировании расстояния от центра излучателя до центра решетки от 35 до 37 м. разница между коэффициентом усиления решения задачи математического программирования и усилением простого фазирования также достигала 4 дБ. При оптимизации в направлении полярного угла равном  $85^\circ$  при варьировании расстояния от центра излучателя до центра решетки от 25 до 29 м. эта разница достигала 5 дБ.

В четвертой главе приведено разработанного программного комплекса. Для проведения вычислительных экспериментов был разработан интерпретатор «Ехрі» и его графическая оболочка «ЕхріІDE».

Формат языка «Ехрі» позволяет в декларативной форме объявлять правила построения моделей и задавать параметры запуска экспериментов. В языке «Ехрі»

предоставлены возможности моделировать конфигурации проводников в зависимости от динамических параметров, объединять их в группы и применять к ним геометрические преобразования. Также имеется возможность экспорта определенных конфигураций в формат NEC. Отдельно следует отметить возможность языка выполнять серии вычислительных экспериментов. В «Ехрі» уже встроен интерфейс для работы с пакетом GAMS, а также имеется возможность интеграции любого пользовательского пакета.

Графическая оболочка «ЕхріIDE» представляет собой файловый инспектор с возможностью редактировать и запускать файлы экспериментов ехр, просматривать и экспортировать диаграммы направленности и геометрию антенных систем.

В заключении приведены основные результаты работы, которые заключаются в следующем:

1. В текущей работе была рассмотрена постановка задачи оптимизации направленности излучения антенной системы, представленной в виде регулярной решетки излучателей. Для данной задачи была разработана модель квадратичного программирования в вещественных числах. Произведено сравнение результатов разработанных алгоритмов в вычислительном эксперименте.
2. Проведены вычислительные эксперименты, выявляющие наличие непрерывных групп симметрий допустимых решений. Для всех рассмотренных задач выявлено наличие только фазовой симметрии.
3. В рамках данного исследования было выявлено наличие ситуаций, в которых коэффициент усиления, соответствующий решению задачи математического программирования, имеет существенное преимущество перед коэффициентом усиления простого фазирования. Выявлено, что, при оптимизации направленности ФАР КВ диапазона целесообразны расчеты с учетом взаимного влияния излучателей.
4. Для генерации тестовых примеров, автоматизации вычислительных экспериментов и визуализации их результатов были разработаны интерпретатор «Ехрі» и его графическая оболочка «ЕхріIDE».

## Глава 1. Оптимизация направленности ФАР: основные понятия, постановка задач, проблемы и методы решения

### 1.1 Основные понятия

Как и в работах [8; 20] мы изучаем антенные решетки КВ диапазона, состоящие из широкополосных вертикальных излучателей (ШВИ) см. Рис. 1.1 а) и широкополосных вертикальных диполей (ШВД), см. Рис. 1.1 б). Кроме того, в рассмотрение включены решетки симметричных вертикальных диполей (СВД), см. Рис. 1.1 в) и решетки ШВИ кольцевой структуры, см. Рис. 1.1 г).

Каждый ШВИ состоит из 8 проводов, которые составляют “каплеобразный” вертикальный излучатель, обеспеченный системой противовесов. Система противовесов каждого излучателя состоит из 6 проводов, расположенных параллельно земле. ШВД спроектирован аналогично ШВИ с той разницей, что вместо системы противовесов подключен другой “каплеобразный” вертикальный излучатель, направленный в противоположную сторону. СВД являются диполями стандартной конфигурации, то есть, представляют собой прямолинейный проводник, длина которого много больше его радиуса, питаемый от генератора посередине. Решетки ШВИ кольцевой структуры представляют собой несколько “каплеобразных” вертикальных излучателей, расположенных по кругу с некоторым фиксированным шагом. Система противовесов для такой решетки состоит из радиальных проводников, причем через каждый излучатель проходит один такой проводник. Кроме того, система противовесов состоит из поперечных проводников, соединяющих соседние излучатели, а также параллельных ему проводников в данном секторе. В принципе, в рассмотрение могут быть включены излучатели, спроектированные любым другим образом, если для них предоставлены соответствующие входные данные задачи оптимизации ФАР. Здесь под входными данными понимаются матрицы компонент полей и матрицы проводимости, которые можно получить с помощью некоторой программы моделирования антенн.

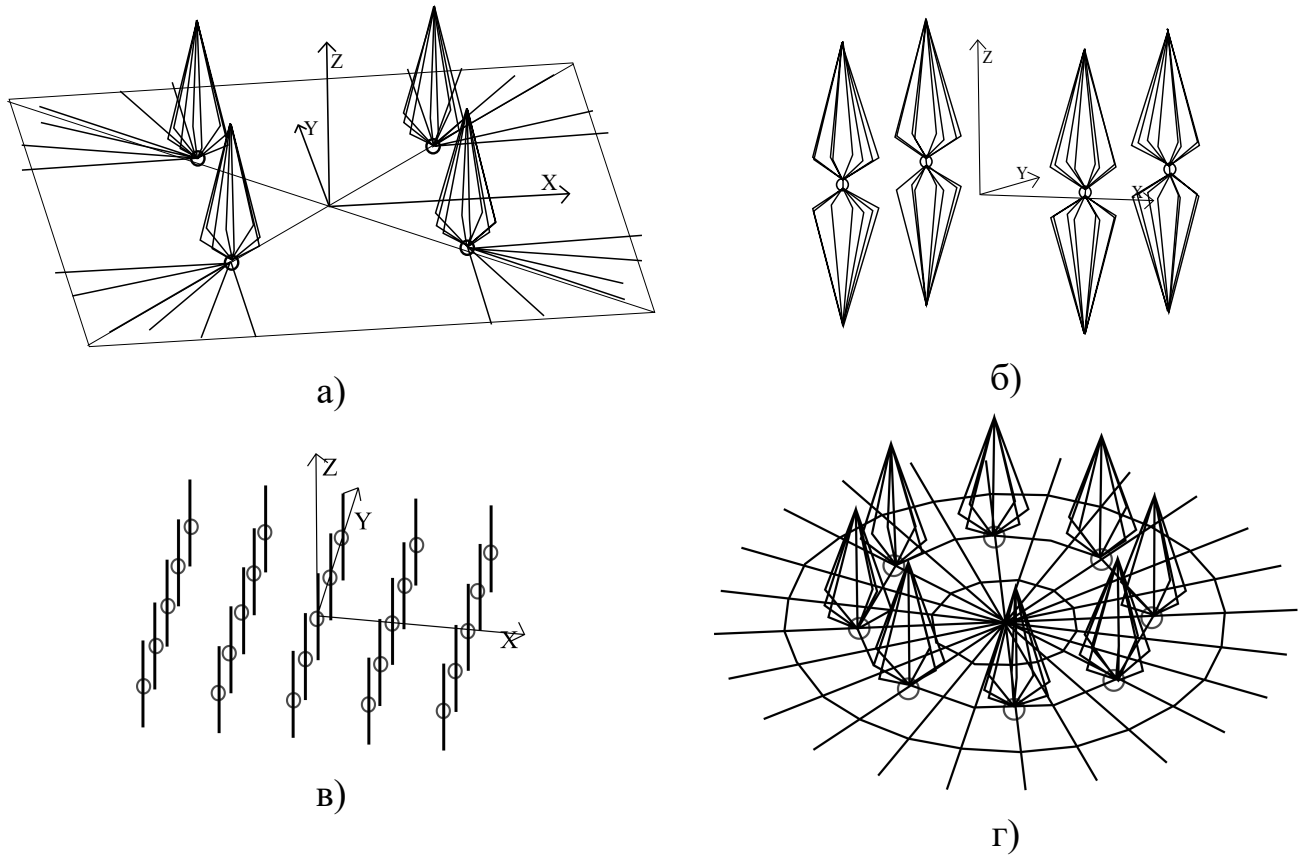


Рисунок 1.1 — ФАР различных конфигураций

## 1.2 Постановка задачи

Нашей задачей является максимизация излучения антенной решетки в заданном направлении при ограничениях на мощность, подводимую к каждому излучателю. В терминах комплексных токов, подводимых к излучателям, эта задача сформулирована в работах [6; 8]. Пусть  $l$  - индекс компоненты вектора направления:  $l = 1$  для азимутального и  $l = 2$  для полярного угла. Расстояние до приемника принимается во много раз превышающим размеры ФАР, поэтому индекс  $l$  итерирует только эти два значения. Суммарное электромагнитное поле  $f_{\Sigma}^{(l)}$ , выраженное в комплексных единицах, вводится как

$$f_{\Sigma}^{(l)} = \sum_{i=1}^N I_i \tilde{f}_i^{(l)}, \quad (1.1)$$

где  $N$  - число точек питания антенной системы,  $I_i$  - комплексный ток в  $i$ -й точке питания;  $\tilde{f}_i^{(l)}$  - парциальное поле, то есть поле, которое излучается при подаче единичного тока на  $i$ -ю точку питания излучающей системы, в то время, как ток в других точках питания равен нулю. В качестве количественной меры оценки



электромагнитного поля используется напряженность электрического поля. Отметим, что из определения парциального поля следует, что  $\tilde{f}_i^{(l)}$  имеет размерность поля, нормированного к току. Справедливость выражения (1.1) следует из линейности уравнений Максвелла (более подробно см. [6]). Таким образом, суммарное поле  $f_\Sigma^{(l)}$  является суперпозицией парциальных полей от каждой точки питания излучающей системы.

Значения  $f_i^{(l)}$  и  $f_\Sigma^{(l)}$  - функции направления и частоты, которые могут быть вычислены с помощью некоторой программы моделирования антенн (здесь мы используем NEC-2 [21]).

За  $\bar{f}$  обозначим комплексное сопряжение к  $f$ . Как было упомянуто выше, цель - максимизация направленности излучения. В качестве количественной меры оценки направленности излучения понимается плотность мощности поля в заданном направлении, обозначаемая через  $F$ . Через компоненты электромагнитного поля  $F$  выражается по формуле (1.2)

$$F = \sum_{l=1}^2 \bar{f}_\Sigma^{(l)} f_\Sigma^{(l)} \quad (1.2)$$

и является целевой функцией задачи. При максимизации  $F$  необходимо учитывать ограничения на активную мощность, которую способны выдавать усилители, питающие антенную систему. В силу закона Ома такие ограничения могут быть выражены в терминах только токов или только напряжений. Чтобы найти мощность  $i$ -го источника, мы вводим соответствующие комплексные напряжения  $U_i$  следующим образом:

$$U_i = \sum_{j=1}^N z_{ij} I_j, \quad (1.3)$$

где  $z_{ij}$  - элементы матрицы сопротивлений  $\mathbf{Z} = (z_{ij})$ , имеющей размерность  $N \times N$ .

В некоторых случаях более удобно использовать матричную нотацию. В рамках данной нотации мы вводим вектор-столбец токов  $\mathbf{i}$  и вектор-столбец напряжений  $\mathbf{u}$ , состоящие из  $N$  элементов. Целевая функция в таком случае формулируется следующим образом:

$$F = \mathbf{i}^+ \mathbf{A} \mathbf{i}, \quad (1.4)$$



где верхний индекс  $+$  означает эрмитово сопряжение,  $A = (a_{ij})$ ,

$$a_{ij} = \sum_{l=1}^2 \bar{f}_i^{(l)} f_j^{(l)}. \quad (1.5)$$

Соответственно, соотношение между токами и напряжениями записывается следующим образом:

$$\mathbf{u} = \mathbf{Z}\mathbf{i}. \quad (1.6)$$

Существуют различные формы ограничений, которые соответствуют различным антенным системам. Например, можно ограничить суммарную мощность  $P$  по всем точкам питания. В этом случае задача оптимизации формулируется так:

$$\begin{cases} \mathbf{i}^+ \mathbf{A} \mathbf{i} \rightarrow \max, \\ \mathbf{i}^+ \mathbf{B} \mathbf{i} = 1, \end{cases} \quad (1.7)$$

где

$$\mathbf{B} = \frac{1}{4P}(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}^+). \quad (1.8)$$

Такая задача может быть решена аналитически [6].

Задача усложняется, когда ограничение на мощность накладывается по каждой точке питания. В этом случае задача формулируется в виде:

$$\begin{cases} \mathbf{i}^+ \mathbf{A} \mathbf{i} \rightarrow \max, \\ 0 \leq \mathbf{i}^+ \mathbf{B}^{(1)} \mathbf{i} \leq 1, \\ \dots \\ 0 \leq \mathbf{i}^+ \mathbf{B}^{(n)} \mathbf{i} \leq 1, \\ \mathbf{i} \in \mathbb{C}^N \end{cases} \quad (1.9)$$

где  $\mathbb{C}$  - поле комплексных чисел,  $n$  - число точек питания, на которые накладываются ограничения (в общем случае  $n$  может быть не равно  $N$ ),

$$\mathbf{B}^{(k)} = \frac{1}{4P_{max}^{(k)}}(\mathbf{Z}^+ \mathcal{P}^{(k)} + \mathcal{P}^{(k)} \mathbf{Z}), \quad (1.10)$$

$P_{max}^{(k)}$  - максимально допустимая мощность в  $k$ -й точке питания,  $\mathcal{P}^{(k)}$  - матрицы-проекторы имеющие единственный ненулевой элемент  $\mathcal{P}_{kk}^{(k)} = 1$ . Матрицы-проекторы имеют размерность  $N \times N$ .

Доказано [6], что:

1. Все матрицы  $\mathbf{B}^{(k)}$  имеют не больше чем два ненулевых собственных значения. Одно из собственных значений положительно, остальные отрицательные или нулевые.
2. Матрицы  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}^{(k)}$  эрмитово-самосопряженные, то есть  $a_{ij} = \bar{a}_{ji}$  для всех  $i = \overline{1, N}, j = \overline{1, N}$ .
3. Матрица  $\mathbf{A}$  положительно полуопределена.
4. Кроме того, из физических соображений вытекает, что матрица  $\mathbf{B}_\Sigma := \sum_{k=1}^n \mathbf{B}^{(k)}$  положительно определена, так как суммарная активная мощность, поглощаемая пассивной цепью, не может быть отрицательной либо нулем, поскольку, часть энергии обязательно излучится [6].

### 1.3 Методы решения

В данной работе мы рассматриваем подход к решению задачи максимизации направленности излучения ФАР в заданном направлении при ограничениях, накладываемых на мощность, подаваемую на каждый из излучателей. Такая задача может быть решена только численными методами [6]. Для использования градиентного метода задача сводится к задаче безусловной оптимизации методом штрафных функций. Выбор градиентного алгоритма связан с тем, что отыскание даже локального оптимума в задаче невыпуклого квадратичного программирования может представлять собой NP-трудную задачу, и одним из методов, уместных в таких случаях, является градиентный алгоритм [22]. Согласно [23], использование метода сопряженных градиентов для решения данной задачи не будет приводить к существенным улучшениям по сравнению с простым градиентным подъемом. Данное утверждение нашло согласие с результатами предварительных вычислительных экспериментов, проведенных нами для некоторых из рассматриваемых задач.

Для оценки качества результатов градиентного алгоритма производится их сравнение с решениями, полученными с помощью решателя BARON в пакете GAMS. BARON использует алгоритмы метода ветвей и границ, усиленные различными методами распространения ограничений и двойственности для уменьшения диапазонов переменных в ходе работы алгоритма [24]. Его использование также представляет альтернативный подход к решению данной задачи,

но, поскольку BARON является коммерческим решателем, производство расчетов требует приобретения лицензии, что не всегда приемлемо.

Еще одним эффективным подходом к решению невыпуклых задач квадратичного программирования являются генетические алгоритмы, и, в частности, методы дифференциальной эволюции (ДЭ) [15; 25]. Использование методов ДЭ требует больше времени, чем использование градиентного подъема, однако, в отличие от градиентных методов, не требует вычисления производных и не подвержен преждевременному завершению в точках стационарности. Таким образом, методы ДЭ также могут быть применены при исследовании структуры локальных оптимумов задачи невыпуклого квадратичного программирования.

Вообще говоря, при использовании метода градиентного подъема не гарантируется получение глобального оптимума. Приблизиться к глобальному оптимуму позволяет многократный запуск алгоритма из случайным образом сгенерированных точек. Кроме того, многократный запуск позволяет оценить количество локальных оптимумов, что является некоторым критерием сложности индивидуальной задачи [18]. Анализ структуры локальных оптимумов позволяет также выявить наличие нетривиальных симметрий.

#### 1.4 Формулировка задачи в действительных числах

Для разработки алгоритма решения задачи удобно переформулировать ее в вещественных числах. Обозначим соответствующие матрицы:  $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{(2N)^2}$  для целевой функции и  $\mathbf{H}^{(k)} \in \mathbb{R}^{(2N)^2}$ ;  $k = \overline{1, n}$  для ограничений. Пусть  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^N$ ,  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N^2}$ , и пусть  $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{2N}$  - вектор, где первые  $N$  компонент являются вещественными частями соответствующих компонент вектора  $\mathbf{y}$ , в то время, как остальные компоненты соответствуют мнимым, то есть:

$$\mathbf{y}_i \in \mathbb{C} \longleftrightarrow (\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_{N+i}), \quad \mathbf{x}_i = \text{Re}(\mathbf{y}_i), \quad \mathbf{x}_{N+i} = \text{Im}(\mathbf{y}_i) \quad i = \overline{1, N}.$$

Через  $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{(2N)^2}$  обозначим матрицу следующего вида:

$$\left( \begin{array}{c|c} \text{Re}(\mathbf{A}) & -\text{Im}(\mathbf{A}) \\ \hline \text{Im}(\mathbf{A}) & \text{Re}(\mathbf{A}) \end{array} \right). \quad (1.11)$$

Легко проверить, что

$$\begin{pmatrix} \operatorname{Re}(\mathbf{A}\mathbf{y}) \\ \operatorname{Im}(\mathbf{A}\mathbf{y}) \end{pmatrix} = \mathbf{G} \begin{pmatrix} \operatorname{Re}(\mathbf{y}) \\ \operatorname{Im}(\mathbf{y}) \end{pmatrix}. \quad (1.12)$$

Из того, что матрица  $\mathbf{A}$  эрмитово-самосопряженная, следует, что матрица  $\mathbf{G}$  симметричная. Действительно, так как матрица  $\mathbf{A}$  эрмитово-самосопряжена, следует симметричность  $\operatorname{Re}(\mathbf{A})$  и кососимметричность  $\operatorname{Im}(\mathbf{A})$ . Это значит, что

$$\mathbf{G}^T = \left( \begin{array}{c|c} \operatorname{Re}(\mathbf{A}) & (\operatorname{Im}(\mathbf{A}))^T \\ \hline (-\operatorname{Im}\mathbf{A})^T & \operatorname{Re}(\mathbf{A}) \end{array} \right) = \left( \begin{array}{c|c} \operatorname{Re}(\mathbf{A}) & -\operatorname{Im}(\mathbf{A}) \\ \hline \operatorname{Im}(\mathbf{A}) & \operatorname{Re}(\mathbf{A}) \end{array} \right) = \mathbf{G}.$$

Таким образом,  $\mathbf{G}$  является симметрической матрицей. То же самое применимо к матрицам ограничений  $\mathbf{H}^{(k)} \in \mathbb{R}^{(2N)^2}; k = \overline{1, n}$ . В вещественных числах задача (1.9) эквивалентна следующей:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{x}^T \mathbf{G} \mathbf{x} \rightarrow \max, \\ 0 \leq \mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(1)} \mathbf{x} \leq 1, \\ \dots \\ 0 \leq \mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(n)} \mathbf{x} \leq 1, \\ \mathbf{x} \in \mathbb{R}^{2N}. \end{array} \right. \quad (1.13)$$

Задача (1.13) имеет целевую функцию, заданную квадратичной формой с положительно полуопределенной матрицей  $\mathbf{G}$ . Каждое ограничение формулируется квадратичной формой, определенной симметричной матрицей  $\mathbf{H}^{(k)}, k = \overline{1, n}$  с двумя парами идентичных собственных значений, два из которых положительны, а другие два отрицательны или равны нулю, все остальные собственные числа равны нулю.

Следует отметить, что задача (1.9), сформулированная в комплексных числах, имеет симметрию относительно преобразования  $\mathbf{i} \rightarrow e^{j\varphi} \mathbf{i}$  всех комплексных координат (по произвольному углу  $\varphi$ ). За  $j$  здесь обозначена мнимая единица. В качестве доказательства рассмотрим некоторую квадратичную форму, определенную матрицей  $\mathbf{M}$ :

$$\begin{aligned} (\mathbf{v}e^{j\varphi})^+ \mathbf{M} (\mathbf{v}e^{j\varphi}) &= \sum_{l=1}^N \sum_{k=1}^N |v_k| |v_l| m_{kl} e^{j(\varphi_l + \varphi - \varphi_k - \varphi)} = \\ &= \sum_{l=1}^N \sum_{k=1}^N |v_k| |v_l| m_{kl} e^{j(\varphi_l - \varphi_k)}. \end{aligned}$$

Глобально-оптимальное решение задачи невыпуклого математического программирования вида (1.13) может быть найдено методом ветвей и границ [9; 10] или с использованием методов ДС программирования [11; 12]. Локально-оптимальное решение задачи может быть найдено средствами градиентной оптимизации или методом Ньютона [13]. В случае большой размерности могут быть применены различные метаэвристики (см. [14; 15]).

## 1.5 Другие постановки задачи

### 1.6 Верхняя оценка нормы допустимых решений

В вычислительных экспериментах бывает полезно ограничить множество допустимых решений задачи шаром или параллелепипедом, так как это позволяет более обоснованно выбрать начальное решение для итерационных методов с мультистартом или сократить перебор в методе ветвей и границ.

Отмеченная симметрия может найти применение для уменьшения размерности области поиска на единицу. Например, фиксируя  $Im(y_N) = 0$ , что эквивалентно добавлению ограничения  $x_{2N} = 0$  к задаче (1.13).

Кроме того, можно оценить множество допустимых решений в терминах евклидова расстояния до начала координат. Отметим, что если  $\mathbf{x}$  удовлетворяет всем ограничениям задачи (1.13), то

$$\min\{\mathbf{z}^T \mathbf{H}_\Sigma \mathbf{z} : \mathbf{z} \in \mathbb{R}^{2N}, \|\mathbf{z}\| = 1\} = \lambda_{\min},$$

(см. например [26], глава 1, § 1.0.2), мы получаем

$$\mathbf{x}^T \mathbf{H}_\Sigma \mathbf{x} \geq \|\mathbf{x}\|^2 \lambda_{\min}$$

и

$$\|\mathbf{x}\| \leq \sqrt{\frac{N}{\lambda_{\min}}}. \quad (1.14)$$

## 1.7 Масштабирование произвольного решения в допустимую область

Для данной задачи существует преобразование, позволяющее привести к допустимой области решение  $\mathbf{x}$ , которое нарушает только ограничивающие неравенства задачи (1.13) вида  $\mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x} \leq 1$ :

$$\mathbf{x}' := \alpha(\mathbf{x})^{-1/2} \mathbf{x}, \quad (1.15)$$

где  $\alpha(\mathbf{x}) := \max_{k=1, \dots, n} \mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x}$ . Поскольку как целевая функция, так и ограничения представлены квадратичными формами, применение такой операции приведет к пропорциональному уменьшению в  $\alpha(\mathbf{x})$  раз значений каждой из квадратичных форм. Другими словами, если в некоторой точке  $\mathbf{x}$  значения каждой из квадратичных форм, задающих ограничения, больше 0, причем значения некоторых из них больше 1, то по формуле (1.15) можно определить множитель, умножение которого на вектор  $\mathbf{x}$  ведет к тому, что наибольшее из значений квадратичных форм, задающих ограничения, будет равно 1. Данная процедура применяется для выбора начального решения, а также для масштабирования итогового решения.

## 1.8 Проверка необходимых условий локальной оптимальности

Как уже было отмечено, нахождение даже локального оптимума в случае решения задачи невыпуклого квадратичного программирования, вообще говоря, является NP-трудным. В связи с этим, применительно к градиентному подъему, можно ожидать ситуаций, в которых при поиске локального оптимума потребуются чрезмерно большое число итераций или произойдет преждевременная остановка вдалеке от локального оптимума. Из этого следует, что имеет смысл предусмотреть процедуру, позволяющую определить случаи, когда полученное решение не является локальным оптимумом. Для этого была применена процедура проверки необходимых условий локальной оптимальности [22]. Суть данной проверки в том, что мы линеаризуем задачу вблизи точки остановки градиентного алгоритма. Для этого в окрестности решения  $\mathbf{x}_0$  вводим малое приращение  $\mathbf{y}$ . При этом, каждая квадратичная форма, представленная симметричной матрицей

$\mathbf{M}$ , преобразуется следующим образом:

$$\mathbf{x}^T \mathbf{M} \mathbf{x} = \mathbf{x}_0^T \mathbf{M} \mathbf{x}_0 + \mathbf{x}_0^T \mathbf{M} \mathbf{y} + \mathbf{y}^T \mathbf{M} \mathbf{x}_0 + \mathbf{y}^T \mathbf{M} \mathbf{y}.$$

Учитывая симметричность каждой квадратичной формы и пренебрегая квадратичными по  $\mathbf{y}$  слагаемыми, получаем для задачи (1.13):

$$\begin{cases} \mathbf{x}_0^T \mathbf{G} \mathbf{x}_0 + 2\mathbf{x}_0^T \mathbf{G} \mathbf{y} \rightarrow \max, \\ 0 \leq \mathbf{x}_0^T \mathbf{H}^{(1)} \mathbf{x}_0 + 2\mathbf{x}_0^T \mathbf{H}^{(1)} \mathbf{y} \leq 1, \\ \dots \\ 0 \leq \mathbf{x}_0^T \mathbf{H}^{(n)} \mathbf{x}_0 + 2\mathbf{x}_0^T \mathbf{H}^{(n)} \mathbf{y} \leq 1, \\ \mathbf{y} \in \mathbb{R}^{2N}. \end{cases} \quad (1.16)$$

В случае локальной оптимальности решения  $\mathbf{x}_0$  модуль  $|\mathbf{y}^T \mathbf{G} \mathbf{y}|$  должен быть равен нулю.

Следует отметить, что решение задачи (1.16) не подтверждает локальную оптимальность, а лишь предоставляет вспомогательную процедуру, благодаря которой из всего множества решений, найденных в результате многократного запуска из случайно сгенерированной точки градиентного подъема, можно исключить решения, заведомо не являющиеся локальными оптимумами. Такие решения могут быть получены в результате преждевременного завершения работы градиентного метода по точности, если значения целевой функции слабо меняются за итерацию алгоритма или текущее решение оказалось в стационарной точке, не являющейся локальным оптимумом (последнее случается крайне редко).

## Глава 2. Анализ структуры локальных оптимумов

Процедура решения задачи оптимизации ФАР при ограничении мощности по каждой точке питания состоит в следующем:

1. Для каждого излучателя в решетке рассчитать парциальные компоненты полей  $f_i^{(l)}$ ,  $i = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, 2}$ .
2. Вычислить матрицы  $\mathbf{G}$  and  $\mathbf{H}^{(k)}$ ,  $k = \overline{1, n}$ , из подраздела 1.4.
3. Оценить радиус допустимой области используя формулы из подраздела 1.6.
4. Решить задачу (1.13) с дополнительными ограничениями  $x_N = 0$ ,  $\|\mathbf{x}\| \leq \sqrt{\frac{N}{\lambda_{\min}}}$ .

Данный подход может гарантировать нахождение как локального, так и глобального оптимума, в зависимости от решателя, используемого на шаге 4. Как один из базовых оптимизационных методов, мы рассматриваем метод градиентной оптимизации (максимизационный вариант) с алгоритмом одномерного поиска Дэвиса, Свенна и Кэмпбелла (ДСК) [13]. Далее целевая функция задачи (1.13) будет обозначаться символом  $\tilde{F}$ .

В нашей работе от задачи условной оптимизации мы переходим к задаче безусловной оптимизации методом штрафных функций, а именно - методом внешней точки [16; 17]:

$$\mathbf{x}^T \mathbf{G} \mathbf{x} - r \cdot \sum_{k=1}^n \left( \min \left( 0, \mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x} \right) + \min \left( 0, 1 - \mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x} \right) \right)^4 \rightarrow \max, \quad (2.1)$$

где  $r$  - достаточно большой штрафной параметр. Глобально-оптимальное решение для задачи (2.1) может не быть допустимым для изначальной задачи (1.13), но увеличение штрафного параметра  $r$  уменьшает нарушение ограничений. Кроме того, имея решение  $\mathbf{x}$ , которое нарушает в задаче (1.13) только неравенства вида  $\mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x} \leq 1$ , мы будем ссылаться на результаты градиентной оптимизации с использованием восстановления допустимости (1.15) после срабатывания критерия остановки. Алгоритм градиентной оптимизации повторяется многократно, при этом используется случайно сгенерированный вектор  $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{2N}$  в качестве стартовой точки. Распределение случайной величины  $\mathbf{x}$  описано в подразделе 2.2. Для каждого найденного решения выполняется проверка на удовлетворение необходимым условиям локальной оптимальности путем решения задачи (1.16).



Затем, решение линеаризованной задачи, удовлетворяющее необходимым условиям локальной оптимальности, снова подается на вход алгоритма градиентной оптимизации, остальные решения отсеиваются. Последний шаг применяется, поскольку решение задачи (1.16) может оказаться за пределами допустимой области задачи (1.13). В этом случае данный этап показывает, как далеко решение линеаризованной задачи находится от решения, найденного градиентным алгоритмом.

С целью отыскания глобального оптимума задачи (1.13) посредством решателя BARON [10], основанного на методе ветвей и границ с использованием локальной оптимизации для поиска начального приближения, необходимо предоставить ограничивающий параллелепипед или верхнюю оценку евклидовой нормы допустимых решений. Для этого может быть использовано неравенство (1.14). Для всех решаемых в этом эксперименте задач была рассмотрена возможность применения процедуры сужения допустимой области.

## 2.1 Тестовые примеры

Вычислительный эксперимент был поставлен для задач, построенных на основе четырех типов ФАР: широкополосных вертикальных излучателей, широкополосных вертикальных диполей и симметричных вертикальных диполей. При моделировании полей был использован пакет NEC2, для которого были предоставлены соответствующие геометрические конфигурации антенных систем. В качестве рабочей частоты было выбрано 5 МГц. Рассмотрены квадратные ФАР конфигурации 2x2, 3x3 и 5x5. Заранее отметим, что конфигурация 5x5 была рассмотрена только для решеток СВД, поскольку NEC2 не смог обработать 5x5 ШВИ и 5x5 ШВД из-за высокой сложности этих моделей. В случае с ФАР кольцевой структуры были рассмотрены решетки, состоящие из 8 и 16 излучателей.

Решетки ШВИ смоделированы расположенными на высоте 0.2 метра над поверхностью земли (проводимость земли равна 0.01 См/м, относительная диэлектрическая проницаемость 10). Решетки ШВИ и СВД размещены в свободном пространстве. В случае ШВЕ и ШВД, расстояние между соседними излучателями равно 20 метров. Высота каждого излучателя ШВИ равна 15 метров. Расстояния между концами каждого излучателя ШВД равно 30 метров. В случае СВД, были рассмотрены два типа излучателя: с длинами излучателя 10 и 30 метров и рас-

стояниями между соседними излучателями 5 и 10 метров соответственно. СВД с длиной излучателя равной 10 метрам в исследовании помечены штрихом (СВД'). Система противовесов ФАР кольцевой структуры поднята над землей на 2 м. для того, чтобы ослабить влияние потерь в земле. Расстояние между соседними излучателями в этих ФАР равно 8 м. В качестве направления максимизации излучения выбраны: азимутальный угол  $45^\circ$ , полярный угол  $70^\circ$ .

## 2.2 Результаты вычислительного эксперимента

В этом разделе мы сравниваем результаты работы градиентного метода и решателя BARON в его режиме по умолчанию. Во всех экспериментах, описанных ниже, было установлено ограничение по времени 1000с. Все эксперименты проводились на ЭВМ с процессором Intel i7 (тактовая частота: 2.8ГГц), ОЗУ: 16Гб. В случае сходимости градиентного метода (завершение по минимально допустимому приращению целевой функции  $10^{-4}$ ), алгоритм перезапускается заново до истечения запаса времени.

Для каждой задачи была применена процедура получения верхней оценки нормы допустимых решений (с.м. подраздел 1.6). При выполнении этой процедуры для многих задач получались близкие к нулю (или даже нулевые) собственные числа, что делало невозможным их дальнейшее использование для оценки нормы  $\sqrt{\frac{N}{\lambda_{\min}}}$ . В таблице 3 такие оценки задачи отмечены прочерком в соответствующем столбце. Так как из физических соображений собственные числа должны быть строго больше 0, проблемы с вычислением верхней оценки нормы допустимых решений свидетельствуют о допущенной погрешности при вычислении матриц, определяющих квадратичные формы задачи (1.13). В частности, одной из таких проблем является несимметричный вид вещественных матриц. В таком случае, их следует привести к симметричному виду путем усреднения симметричных относительно главной диагонали компонент.

Во время каждой инициализации градиентного метода стартовая точка  $\mathbf{x}$  выбирается независимо с равномерным распределением в кубе  $[-5000, 5000]^{2N}$ . Такой выбор оказался достаточным для всех задач, кроме СВД 2x2, чтобы получить решение, по целевой функции соответствующее решению, предоставляемому решателем BARON. Лучшее из найденных таким образом решений

принимается за конечный результат. Параметр штрафа  $r$  в методе градиентной оптимизации установлен равным  $10^6$  на всех запусках. Такое значение было определено эмпирически. В таблице 3 приводятся результаты вычислительного эксперимента. Значения целевой функции “ $\tilde{F}$ ” точке, полученной алгоритмом градиентного подъема, приводятся после процедуры масштабирования (1.15). Для решателя BARON версии 18.5.8 было выбрано то же самое ограничение сверху на процессорное время, что и для градиентного метода (группа колонок “BARON”), и 50000с. для проверки глобальной оптимальности. Во всех таблицах, колонка “ $t$ ” содержит время до получения лучшего найденного решения или до установления глобальной оптимальности. Во всех запусках градиентного метода были получены решения, где активными оказались все ограничения вида  $\mathbf{x}^T \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{x} \leq 1$ .

Тип	$\lambda_{min}$	$\sqrt{\frac{N}{\lambda_{min}}}$	Град.		BARON	
			$\tilde{F}$	t, с	$\tilde{F}$	t, с
ШВИ 2x2	0.0215	13.6	138.2	<b>0.054</b>	<b>139.2</b>	0.12
ШВИ 3x3	0.0177	70	575.7	0.93	<b>580.6</b>	<b>0.34</b>
ШВД 2x2	0.009	21	459.7	<b>0.13</b>	<b>463.6</b>	0.27
ШВД 3x3	0.0013	6767	915	24.4	<b>925</b>	<b>0.34</b>
СВД 2x2	$2 \cdot 10^{-3}$	44	357	1.9	<b>361</b>	<b>0.16</b>
СВД 3x3	$5.6 \cdot 10^{-9}$	$8.4 \cdot 10^5$	1138	25.6	<b>1261</b>	<b>0.38</b>
СВД 5x5	-	-	5318	1000	<b>6716</b>	1000
СВД' 2x2	$7.76 \cdot 10^{-9}$	$22 \cdot 10^3$	233	2.52	<b>253</b>	<b>0.25</b>
СВД' 3x3	0.0008	$1 \cdot 10^4$	664	71	<b>1153</b>	<b>1.48</b>
СВД' 5x5	-	-	<b>1382.7</b>	1000	33.5	<b>217.94</b>
Кольц. 8	$3 \cdot 10^{-3}$	154	217	8.06	<b>218</b>	<b>0.23</b>
Кольц. 16	$6.7 \cdot 10^{-4}$	$1.2 \cdot 10^6$	727	90.9	<b>734</b>	<b>1.37</b>

Таблица 3 — Результаты оптимизации, полученные с помощью градиентного подъема и решателя BARON.

Из таблицы 3 видно, что на всех видах решеток, кроме решеток СВД конфигураций 3x3 и 5x5, а также СВД' конфигураций 2x2 и 3x3, разница в значениях целевой функции не превосходит 1%. Для решеток СВД конфигураций 3x3 и 5x5, а также СВД' конфигураций 2x2 и 3x3 градиентный алгоритм существенно уступает по качеству найденного решения. Более детальное исследование для СВД' конфигураций 2x2 и 3x3 показало, что BARON предоставляет решение с очень

малой областью притяжения. Суть такого исследования заключалась в том, что к решению, полученному с помощью решателя BARON добавлялось некоторое возмущение, после чего модифицированная точка подавалась на вход градиентного алгоритма. Очень малые возмущения (до 0.5% относительно нормы решения) исходной точки не мешали градиентному алгоритму найти точку, лежащую в окрестности решения, найденного с помощью решателя BARON. Однако, принимая на вход возмущенное порядка 0.5% относительно нормы решение решателя BARON, градиентный подъем приводил к решению со значением целевой функции  $\tilde{F} = 233$  в случае СВД' 2x2. При этом, используемая нами процедура проверки локальной оптимальности не дала опровержения локальной оптимальности решения со значением целевой функции  $\tilde{F} = 253$ , предоставленного решателем BARON. Аналогичные результаты были получены как для СВД, так и для СВД' конфигурации 3x3. Особое внимание привлекают решетки СВД и СВД' конфигурации 5x5, поскольку за предоставленный временной промежуток градиентный подъем так и не достиг критерия останова. BARON в случае СВД' 5x5 за это же время достиг решения, значительно хуже по целевой функции. Вероятно, как BARON, так и градиентный подъем сошлись бы к более качественному решению, если бы не были ограничены по времени. Кроме решеток ШВИ и ШВД конфигурации 2x2 BARON демонстрирует лучшее время счета. Однако, следует отметить, что для обоих алгоритмов время, затраченное на поиск решения, было либо существенно меньше, либо сравнимо со временем, затраченным на построение исходных данных пакетом моделирования NEC, что делает оба подхода равноценными по времени работы с практической точки зрения. Важным результатом, не приведенным в таблице 3, является то, что для ФАР конфигураций ШВИ 2x2, ШВД 2x2 и ШВИ 3x3 была доказана глобальная оптимальность найденного решателем BARON решения.

В качестве иллюстрации физических свойств полученных решений, на рис. 2.3 приведен горизонтальный план диаграммы направленности ФАР для решений, найденных с помощью метода градиентной оптимизации. Под диаграммой направленности понимается графическое представление зависимости коэффициента усиления антенны от ее направления в заданной плоскости. Такая диаграмма позволяет наглядно оценить, на какое направление приходится максимум излучения, и провести качественную оценку работы алгоритма. На рис. 2.3 изображена диаграмма направленности для решетки ШВИ размера 2x2 (пунктирная линия) и ШВИ 3x3 (сплошная линия). Для решений, полученных с помощью

решателя BARON для этих задач, диаграммы аналогичны. Еще раз отметим, что при эксперименте направление оптимизации было представлено углами в полярных координатах: азимутальный угол был принят равным  $45^\circ$ , полярный угол -  $70^\circ$ . Как видно из горизонтального плана диаграммы направленности при значении полярного угла  $70^\circ$ , максимальному излучению соответствует направление оптимизации  $45^\circ$ . Сравнение диаграмм показывает, что использование решеток с большим числом излучателей позволяет уменьшить излучение в других направлениях.

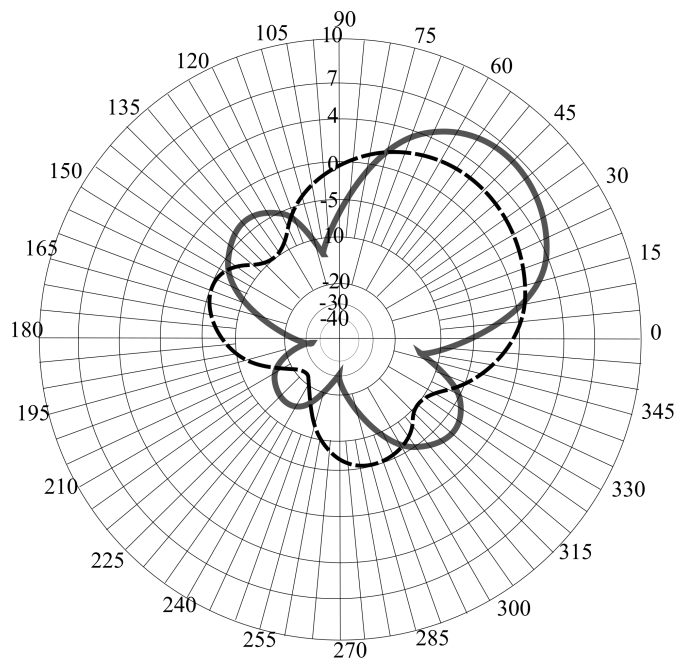


Рисунок 2.1 — Горизонтальный план диаграммы направленности для решетки ШВИ 2x2 (пунктир) и ШВИ 3x3 (сплошная)

### 2.3 Количество локальных оптимумов и их расположение

Для оценки общего числа локальных оптимумов использовался метод переписи Шнабеля. Данный метод имеет применение в экологии и заключается в выводе статистических оценок численности популяции на основе числа особей, помеченных в результате эксперимента, из популяции с неизменным составом, где каждая особь имеет константную вероятность отлова. В [18] предлагается адаптация такого метода для оценки числа локальных оптимумов. В таблице 4

ФАР	$M$	$M_{ne}$	$M_f$	$\mathcal{B}_{M_f}$	$\mathcal{L}_{M_f}$	$M_{y \approx 0}$	$\mathcal{B}_{M_{y \approx 0}}$	$\mathcal{L}_{M_{y \approx 0}}$
ШВИ 2x2	18368	4	1	1	1	4	4	4
ШВД 2x2	7678	4	1	1	1	4	4	4
СВД 2x2	523	1	1	1	1	1	1	1
СВД 3x3	39	9	2	2	2	5	5	5
СВД' 2x2	396	370	3	3	3	338	1000	1213
СВД' 3x3	14	14	3	3	3	1	1	1
ШВИ 3x3	1070	3	1	1	1	3	3	3
ШВД 3x3	41	4	4	4	4	1	1	1
Кольц. 8	124	9	2	2	2	9	9	9
Кольц. 16	11	6	1	1	1	6	6	6

Таблица 4 — Структура локальных оптимумов.

приводится статистика по числу различных точек останковки (в пределах заданной точности) процедуры мультистарта в течение 1000 с. процессорного времени. Для каждого решения была применена процедура линеаризации задачи и проверки необходимых условий локальной оптимальности, описанная в разделе (1.8). Приемлемыми считались отличия целевой функции линеаризованной задачи от значения целевой функции, найденного градиентным методом менее чем на 1%. Здесь  $M$  - число выполненных запусков за отведенное время,  $M_{ne}$  - число групп решений, отличающихся не более чем на 10% по каждой из координат,  $M_f$  - число групп значений целевой функции у таких неэквивалентных решений (с точностью до 10%, приведенных в таблице 3).  $M_{y \approx 0}$  - число групп решений, для которых были выполнены необходимые условия локальной оптимальности.  $\mathcal{B}$  и  $\mathcal{L}$  - оценка нижней границы и оценка максимального правдоподобия числа локальных оптимумов, рассчитанные по методу переписи Шнабеля. Доверительная вероятность для данного метода была выбрана равной 95%. Оценки для числа решений с различными значениями целевой функции обозначены  $\mathcal{B}_{M_f}$  и  $\mathcal{L}_{M_f}$ . Оценки для числа решений, для которых были выполнены необходимые условия локальной оптимальности, обозначены  $\mathcal{B}_{M_{y \approx 0}}$  и  $\mathcal{L}_{M_{y \approx 0}}$ . В случае СВД и СВД' конфигурации 5x5 в течение 1000 с градиентный метод не достиг решения, удовлетворяющего условию останковки, поэтому данный результат не включен в таблицу 4.

Как видно из таблицы, во всех экспериментах в некоторых запусках были найдены неразличимые с практической точки зрения решения. Для квадратных решеток ШВИ и ШВД было найдено по одному такому решению. Решетки коль-

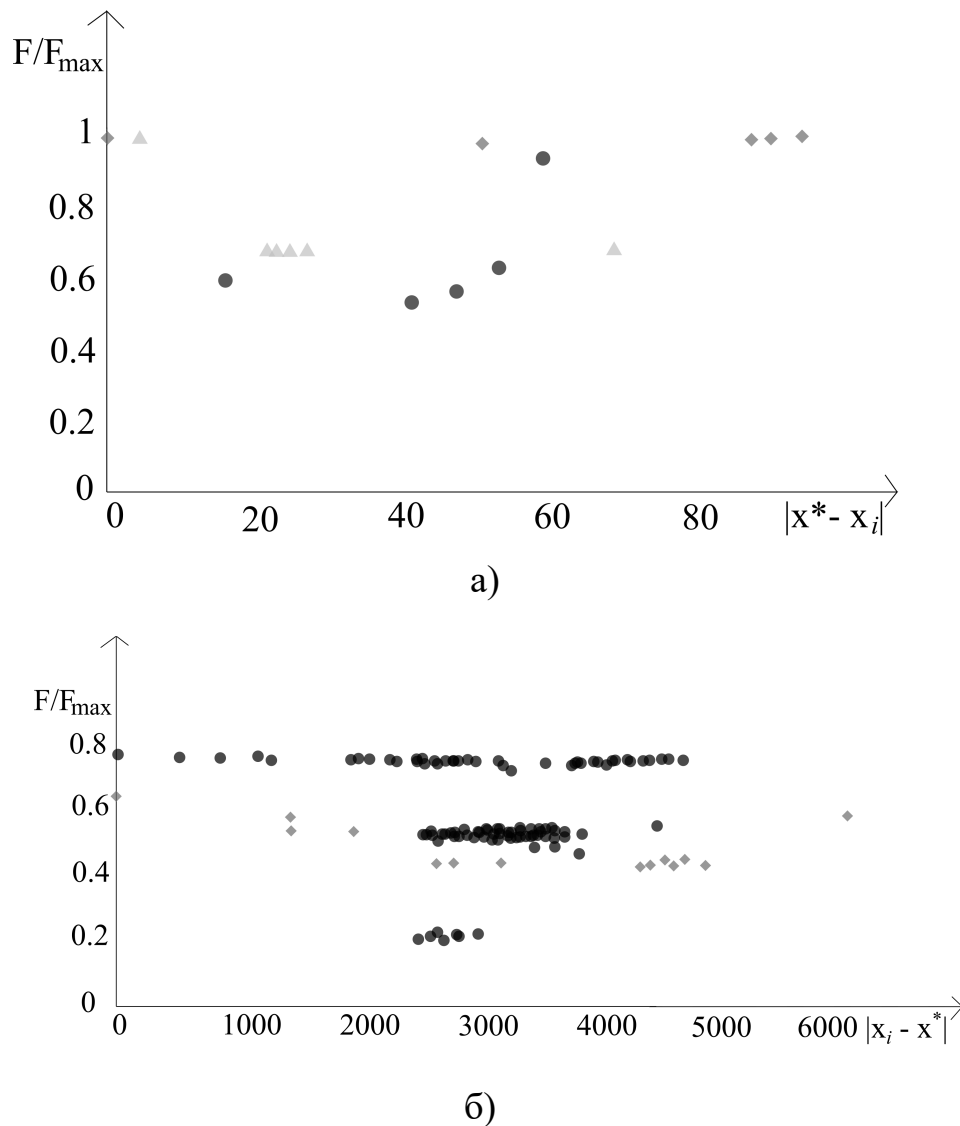


Рисунок 2.2 — Структура множества найденных решений для задач ШВИ, ШВД, СВД (а) и СВД' (б)

цевой структуры и СВД'  $2 \times 2$  имеют значительное разнообразие как по найденным векторам решений, так и по значениям целевой функции. Относительно решений, для которых были выполнены необходимые условия локальной оптимальности, можно сказать, что с большой вероятностью для задачи СВД'  $2 \times 2$ , были найдены далеко не все возможные решения. О решетке СВД'  $3 \times 3$  известно, что градиентный подъем был остановлен в точке, не лежащей в окрестности решения, предоставляемого решателем BARON.

На рис. 2.2 приведены диаграммы локальных оптимумов, где по оси ординат отложены значения целевой функции, а по оси абсцисс - расстояние до лучшего известного решения. В случае а) точками обозначены результаты для кольцевых решеток, состоящих из 8 излучателей, ромбами - для кольцевых ре-



шетонок, состоящих из 16 излучателей, пятиугольниками - для СВД 3x3. В случае б) точками обозначены результаты для СВД' 2x2, ромбами - для СВД' 3x3. Диаграмма показывает, что значения, соответствующие одному и тому же значению целевой функции, могут находиться достаточно далеко друг от друга, что позволяет сделать предположение о наличии неучтенных симметрий задачи (о множестве линейных симметрий задачи см. в [19]).

## 2.4 Экспериментальная проверка устойчивости решений

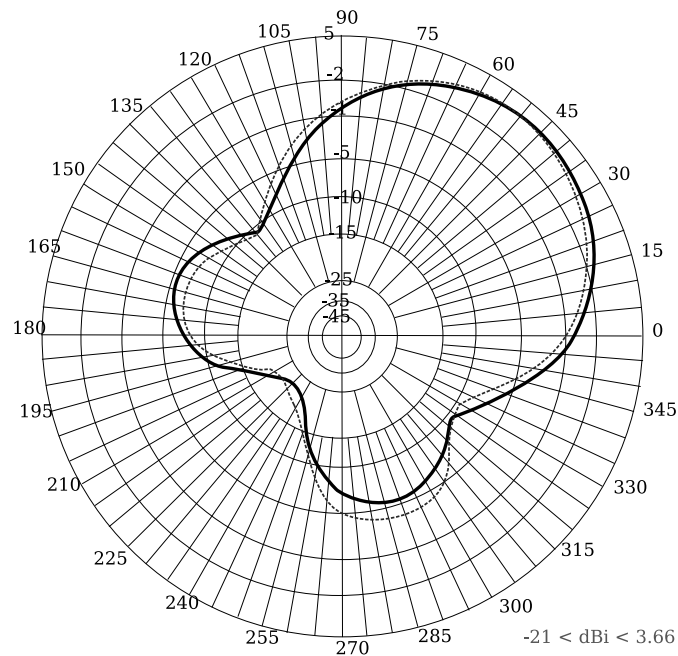


Рисунок 2.3 — Диаграммы направленности для ШВИ 2x2 при оптимизации в направлении 70:45 (сплошная линия) и 70:50 (пунктир)

При анализе структуры локальных оптимумов может возникнуть вопрос об устойчивости решения по аргументу. В данной работе было проведено исследование изменения значения целевой функции при изменении оптимизируемого направления на малый угол. В рассмотрение принималось также изменение значения целевой функции при подстановке в исходную задачу решения, найденного для нового направления (для удобства вывода результата такая подстановка обозначена за P1), и наоборот - при подстановке в задачу для измененного направления решения, полученного для исходного направления (обозначается P2).



Исследование проводилось на квадратных решетках, состоящих из 4-х и 9-и излучателей. Азимутальный и полярный угол менялись на  $5^\circ$ . Результаты приведены в таблице 5

ФАР	Подстановка	70:45	75:45	65:45	70:50	75:40	65:50
ШВИ 2x2	-		125	138	137	137	125
	P1	138	138	138	137	137	137
	P2		125	138	136	136	123
ШВИ 3x3	-		532	565	574	533	564
	P1	575	574	572	560	558	557
	P2		530	562	559	517	546
ШВД 2x2	-		518	454	454	512	389
	P1	459	458	459	457	456	389
	P2		518	392	452	510	386
ШВД 3x3	-		1817	872	1015	1196	1198
	P1	1501	1506	1047	1000	1004	1448
	P2		1774	1203	1450	1713	1162
СВД 2x2	-		417	315	365	412	312
	P1	369	368	369	367	366	367
	P2		417	315	363	410	310
СВД 3x3	-		1789	1176	1459	1162	1753
	P1	1484	1475	1472	1446	1428	1444
	P2		1782	1164	1427	1120	1713

Таблица 5 — Значения целевой функции при изменении оптимизируемого направления на малый угол.

Результаты исследования показывают, что изменение направления оптимизации на малый угол соответствуют повороту исходной диаграммы направленности на этот угол.

## 2.5 Исследование непрерывных симметрий

Solution and analysis of mathematical programming problems may be simplified when these problems are symmetric under appropriate linear transformations. In

particular, a knowledge of the symmetries may help reduce the problem dimension, cut the search space by symmetry-breaking linear cuts or obtain new local optima from the ones previously found. These methods are applicable in the case of a continuous solutions domain [3, 6, 8] as well as in the integer programming [1, 2, 7, 11, 16] and in the mixed integer programming [10, 12]. While most of the applications of symmetries are aimed at speeding up the exact optimization algorithms, yet in some cases the knowledge of symmetries may also be useful in designing evolutionary algorithms [13] and other heuristics. In the present paper, we study the case of continuous solutions domain. While the previous studies of symmetries in mathematical programming usually dealt with permutations of coordinates of the solutions space [7, 8, 10], the present paper considers a larger group of invertible linear transformations. We study the special case of quadratically-constrained quadratic programming problem in  $\mathbb{R}^N$ , where the objective function and the constraints are given by quadratic forms,  $A$ , and  $B_1, \dots, B_M$  respectively:

where  $x$  is an  $N$ -component column vector of variables, and the superscript  $T$  denotes matrix transposition. In what follows, without loss of generality we assume that  $N \times N$  matrices  $A, B_i, i = 1, \dots, M$  are symmetric (note that any matrix can be decomposed into a sum of symmetric matrix  $S$  and skew-symmetric matrix  $C$ , and the quadratic form  $x^T C x$  identically equals zero). A more substantial assumption that we will make in this paper is that  $B \Sigma := \sum_{i=1}^M B_i$  is a positive definite matrix. An example of application of quadratic programming problems with such a property in radiophysics may be found e.g. in [4]. The results of this paper may also be used for finding symmetries if some of the problem constraints have the inequality  $\leq$ , some have the inequality  $\geq$  and some have the equality sign. We will consider only the inequalities  $\leq$  for the notational simplicity. The obtained results may also be applied in semidefinite relaxation methods, see e.g. [15]. Note that in [15] the well-known Maximum Cut problem (which is NP-hard) is reduced to the problem considered here. By a symmetry of problem (1) we mean a set of linear transformations  $x \rightarrow y = P x$ , (2) defined by a non-degenerate matrix  $P$  such that the problem (1), expressed in terms of the transformed space (i.e., through the vector columns  $y$ ), coincides with the original problem. That is, in terms of the vectors  $y$  our optimization problem again has the form

with the same matrix  $A$  and the same set of matrices

We emphasize that, in the set of constraints, matrices  $B_i$  may be numbered arbitrarily, which, obviously, does not change the problem. The transformations given by the matrices  $P$  obviously form a group, which we denote by  $G$ . The goal of the paper

is to analyse group  $G$  and propose an algorithm for finding it. In some cases, it may also be of interest to find the symmetry group of the set of constraints only. Obviously, this is not much different from the search for symmetry group  $G$  of the problem; one just needs to exclude matrix  $A$  from the consideration (i.e. formally assume that  $A$  is a zero matrix). Furthermore, the set of symmetries of the constraints is not larger than the set of all invertible linear transformations, bijectively mapping the feasibility domain of the problem

onto itself. Therefore, the symmetry group of the set of constraints is a subgroup in the symmetry group of invertible linear transformations of  $D$ . The structure of the paper is the following. In Section 2, it is shown that the group of linear symmetries of the problem is a subgroup of orthogonal transformations. Also, the structure of the group of symmetries and the corresponding Lie algebra are discussed. In Section 3, a general algorithm for finding the symmetries is proposed, and in Section 4 it is illustrated in two simple examples. A discussion of obtained results and conclusions are provided in Sections 5 and 6. 2 Structure of the Symmetry Group Invariance of the problem under transformation  $P$  implies that

where  $L_{ij}$  are the elements of a permutation matrix, i.e. matrix  $L = (L_{ij})$  has a single “1” in each column and in each row, other elements of  $L$  are zeros. If (4) holds, then the invariance condition of the matrix  $B\Sigma$  is satisfied:  $P^T B\Sigma P = B\Sigma$ . (5) Naturally, the converse is not true in the general case, but at least we can say that the desired group  $G$  is a subgroup of the invariance group of matrix  $B\Sigma$ . This matrix may be represented as a congruent transformation of a diagonal matrix:  $B\Sigma = S^T D S$ , (6) where  $D$  is a diagonal matrix, which can have only “0”, “1”, or “-1” on its main diagonal. Essentially, we are talking about reducing the quadratic form corresponding to matrix  $B\Sigma$  to its canonical form. So matrix  $S$  can be constructively obtained, for example, by the finite Lagrange method ([9], Ch. 5). Now, if we restrict ourselves to the special case where matrix  $B\Sigma$  is positive definite (it occurs, for example, in the radiophysical problem of optimizing the excitation of antenna arrays [4]), then  $D$  will be the unit matrix and it may be omitted in (6). Condition (5) then turns into

where  $E$  is a unit matrix. This means that matrix

is in the group of orthogonal transformations  $O(N)$  (see e.g. [17]). So we proved Proposition 1. If  $B\Sigma$  is positive definite then group  $G$  is isomorphic to some subgroup of  $O(N)$  and this isomorphism is given by Equation (9). Since  $P = S^{-1}QS$  by (9), so application of (4) gives and after a simple transformation we have where So using

isomorphism (9) we can substitute equations (4) by the similar equations (11), but with the matrix substitution

and substituting  $P$  by the orthogonal matrix  $Q$ . These equations are significantly simpler, since in this case condition (11) may be formulated linearly in  $Q$ :

If one finds all suitable orthogonal mappings  $Q$ , then it will be easy to restore the corresponding matrices  $P$ . Assuming all this, we omit the tildes above matrices  $A$  and  $B_i$  further in order to simplify the notation. It is well-known that the orthogonal group  $O(N)$  consists of two connected components, for one of them the determinant of the matrix equals 1, for the other it equals -1 (see e.g. [17]). The first component is a subgroup of  $O(N)$ , denoted by  $SO(N)$  and also called the rotation group, due to the fact that in dimensions 2 and 3, its elements are the usual rotations around a point or a line, respectively. The second component does not constitute a subgroup of  $O(N)$ , since it does not contain the identity element. Matrices from the second component can be represented, for example, in the following form:

Наличие большого количества решений, соответствующих одному и тому же значению целевой функции, приводит нас к исследованию групп симметрий. В [19] показано, что любой элемент группы непрерывных симметрий задачи 1.13 может быть описан в виде 2.2.

$$Q = e^{\sum_n a_n G_n}. \quad (2.2)$$

где  $a_n$  - вещественные числа,  $G_n$  - генераторы. В качестве генераторов можно выбрать косо-симметричные матрицы, которые содержат над главной диагональю один единичный элемент, симметричный ему противоположный элемент и остальные нули. Введем матрицу:  $\mathbf{H}_\Sigma = \sum_i \mathbf{H}_i$ , которая может быть представлена в виде конгруэнтного преобразования диагональной матрицы  $D$ :

$$\mathbf{H}_\Sigma = S^T D S,$$

Нахождение непрерывных групп симметрий сводится к решению задачи 2.3.

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}_i \left( \sum_n a_n G_n \right) = \left( \sum_n a_n G_n \right) \tilde{\mathbf{H}}_i, \\ \tilde{\mathbf{G}} \left( \sum_n a_n G_n \right) = \left( \sum_n a_n G_n \right) \tilde{\mathbf{G}}. \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\tilde{\mathbf{G}} = (S^{-1})^T \mathbf{A} S^{-1}, \quad \tilde{\mathbf{B}}_i = (S^{-1})^T \mathbf{B}_i S^{-1}, \quad i = 1, \dots, M. \quad (2.4)$$

Вычислительный эксперимент состоит из следующих этапов:

1. Обработка. На этом этапе возможная неточность данных нивелируется усреднением симметричных компонент матриц (матрицы  $\mathbf{G}$  и  $\mathbf{H}$  должны быть симметричны).
2. Преобразование  $\mathbf{H}_\Sigma = \sum_i \mathbf{H}_i$  к канонической форме используя метод Лагранжа для вычисления матриц  $S$  и  $S^{-1}$ .
3. Применение метода Гаусса к системе линейных (2.3) для вычисления генераторов  $\hat{G}_n$ .

Следует отметить, что входные данные могут содержать некоторые погрешности, связанные с несимметричностью матриц  $\mathbf{G}$  и  $\mathbf{H}$ , что может существенно повлиять на поиск непрерывных групп симметрий. Таким образом, на этапе 1, мы используем известные свойства задачи чтобы нивелировать влияние погрешности. Также, в методе Гаусса на шаге 3, любые значения принимаются за 0 если их абсолютное значение меньше определенного порогового значения  $\Delta$ , который является параметром алгоритма. Причина в том, что последовательное исключение переменных из уравнений, выполняемое методом Лагранжа с представлением вещественных чисел с плавающей запятой, не может гарантировать идеальную точность. В результате некоторые линейно зависимые строки матрицы не могут быть исключены, что может привести к неверному результату. Большое значение порога  $\Delta$  может привести к вырожденности задачи, тогда как слишком малое значение  $\Delta$  не позволит выявить линейные зависимости. В данном эксперименте,  $\Delta$  изменялось от  $10^{-4}$  до  $10^{-12}$ . В данном диапазоне для каждого рассмотренного частного случая задачи, не было получено различий в полученных решениях.

Описанная процедура нахождения непрерывных групп симметрий применяется к примерам, описанным в разделе 2.1. Для всех рассмотренных задач было выявлено только наличие фазовой симметрии. Возможно, множественность решений объясняется наличием дискретных симметрий. Выявление дискретных симметрий является объектом дальнейших исследований.

## Глава 3. Исследование возможностей ФАР в разных условиях

### 3.1 Исследование радиочастотных зависимостей

На практике использование высоко симметричных ФАР вызывает особый интерес из следующих соображений: измерение матрицы сопротивлений является тривиальной задачей, в то время как измерение парциальных полей требует большое количество приемников для всех возможных направлений излучения. Использование высокосимметричных ФАР позволяет выполнить расчеты для одного направления и затем легко адаптировать их для других симметричных направлений. Другой особенностью, влияющей на результаты моделирования является наличие потерь в земле (см. [20]). Чтобы ослабить этот эффект, антенные системы с противовесами подняты над землей на 2 м.

В данной главе мы изучаем, как изменяется общий коэффициент усиления с ростом радиочастоты и плотности системы противовесов. Общий коэффициент усиления является суммой частичных коэффициентов усиления в двух ортогональных поляризациях. Плотность системы противовесов определяется числом продольных и поперечных проводов, относящихся к одному и тому же излучателю. Частота изменяется от 5 до 30 МГц. Вычисления производились на решетках ШВИ, состоящих из 8 излучателей. Для расчета матрицы сопротивлений и матрицы излучений использовался пакет моделирования антенных систем NEC2 [21].

Для проведения вычислительного эксперимента использовался решатель BARON в пакете GAMS, поскольку, в основном он деонстрирует лучшие результаты по сравнению с градиентным подъемом. Результаты оптимизации направленности решетки сравниваются с коэффициентом усиления одиночного излучателя, установленного в центре такой же системы противовесов. Плотность системы противовесов обозначается в формате *long : trans*, где *long* - число продольных проводов, относящихся к одному излучателю, а *trans* - поперечных. Высота каждого ШВИ - 15м. В качестве направления оптимизации выбирается 70° полярного угла и 45° азимутального угла в сферических координатах.

На рис. 3.1 показано, как изменяется коэффициент усиления с ростом радиочастоты. Мы можем наблюдать, что при значениях частоты 5 и 30 МГц решетка оптимизируется довольно плохо. Также можно увидеть, что, в основном, увеличе-

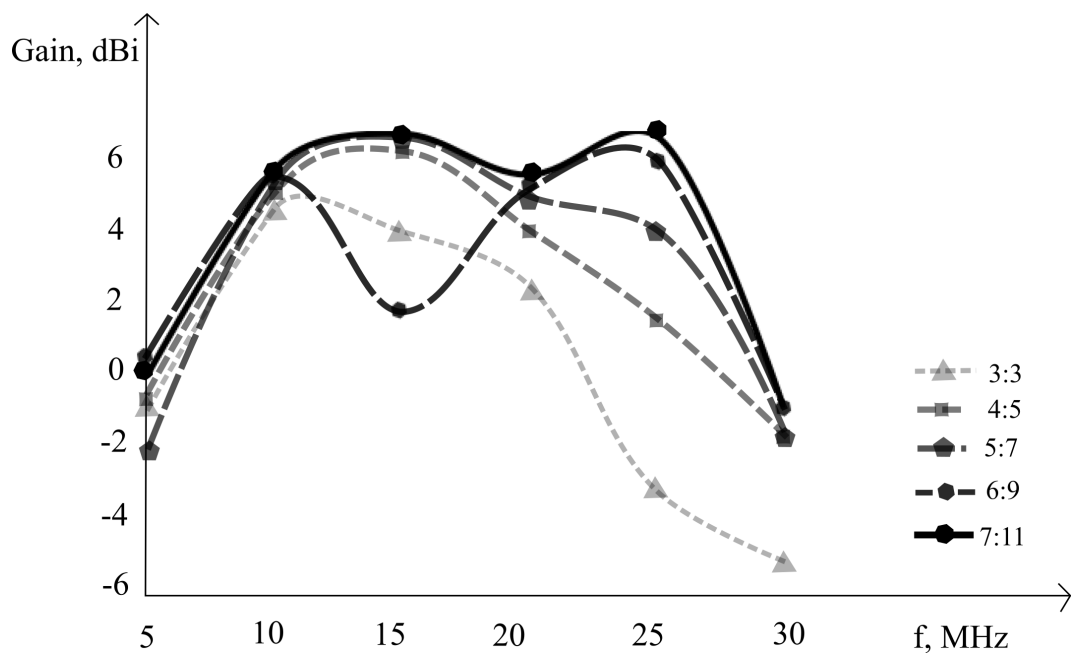


Рисунок 3.1 — Зависимость от частоты общего коэффициента усиления ФАР при оптимизации в направлении 70:45

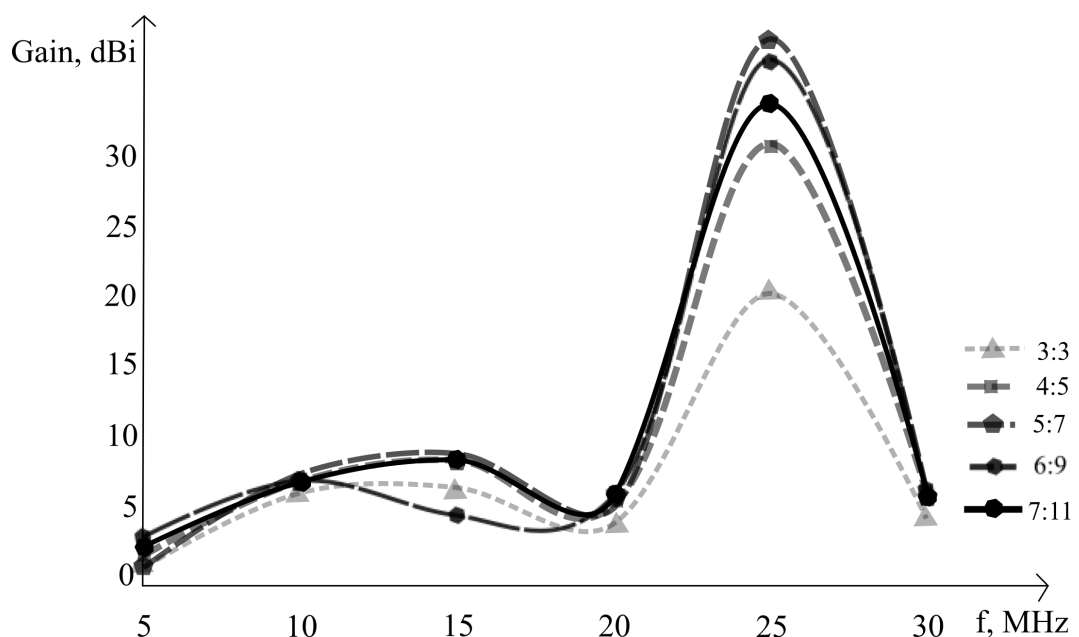


Рисунок 3.2 — Сравнение коэффициентов усиления ФАР и одиночного излучателя

ние плотности системы противовесов приводит к росту коэффициента усиления. Единственное исключение - решетка с плотностью системы противовесов 6 : 9 на частоте 15 МГц, где наблюдается неожиданное падение коэффициента усиления. Такое поведение может быть объяснено тем, что BARON не достиг глобального оптимума.

На рис. 3.2 показано, как изменяется разница коэффициентов усиления ФАР и одиночного излучателя с ростом частоты. Заметным результатом здесь является то, что на частоте 25 МГц усиление ФАР существенно больше усиления одиночно-

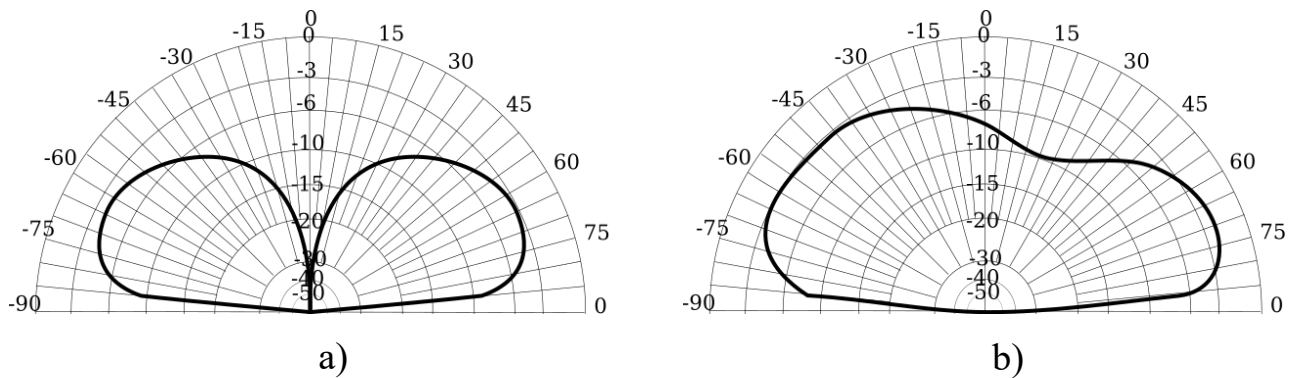


Рисунок 3.3 — Вертикальный план диаграммы направленности одиночного излучателя (a) и ФАР 5:7 (b) при 5МГц

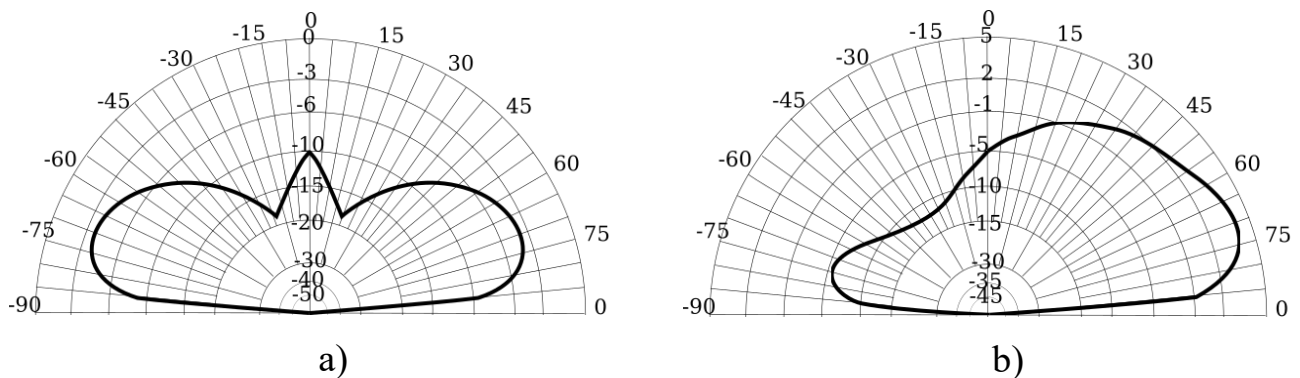


Рисунок 3.4 — Вертикальный план диаграммы направленности одиночного излучателя (a) и ФАР 5:7 (b) при 10МГц

го излучателя. Объяснение этого эффекта будет приведено далее при сравнении диаграмм направленности. При 5МГц усиление ФАР существенно не превосходит усиление одиночного излучателя, однако, уже на 10МГц разница возрастает до 7.53дБ. Даже при 30МГц, где ФАР не оптимизируется хорошо, разница с одиночным излучателем составляет 6.63дБ в лучшем случае и 4.84дБ в худшем.

Далее будут рассмотрены диаграммы направленности ФАР с плотностью противовесов 5 : 7 как один из наиболее типичных результатов.

При частоте 5МГц (см Рис. 3.3) мы можем наблюдать, что максимум усиления в случае ФАР приходится на  $70^\circ$  и превосходит соответствующее значение одиночного излучателя на 1.33 дБ. Использование ФАР с плотностью системы противовесов 6:9 позволяет увеличить этот параметр до 3.14 дБ.

Результат оптимизации более заметен при частоте 10МГц (см Рис. 3.4): задний лепесток существенно меньше и разница усиления к одиночному излучателю достигает примерно 8 дБ. Похожие результаты наблюдаются при частоте 15МГц.



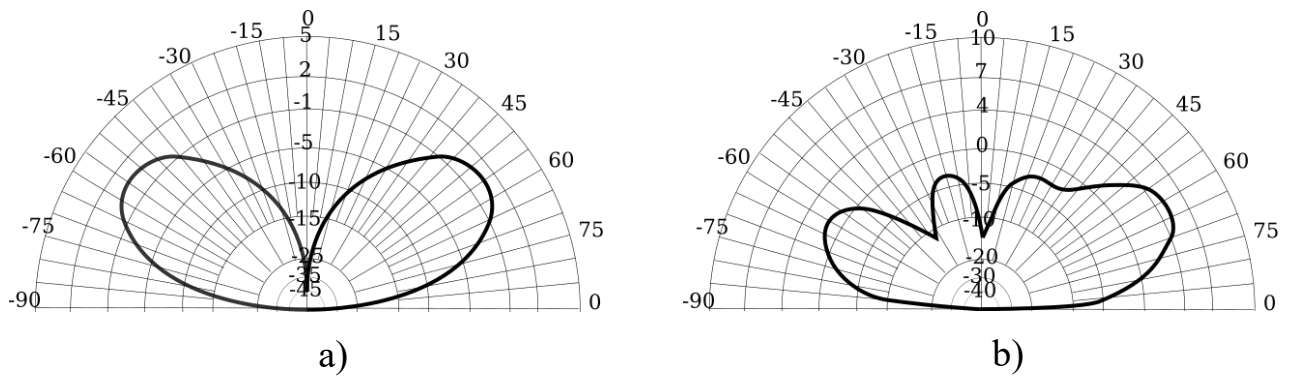


Рисунок 3.5 — Вертикальный план диаграммы направленности одиночного излучателя (a) и ФАР 5:7 (b) при 20МГц

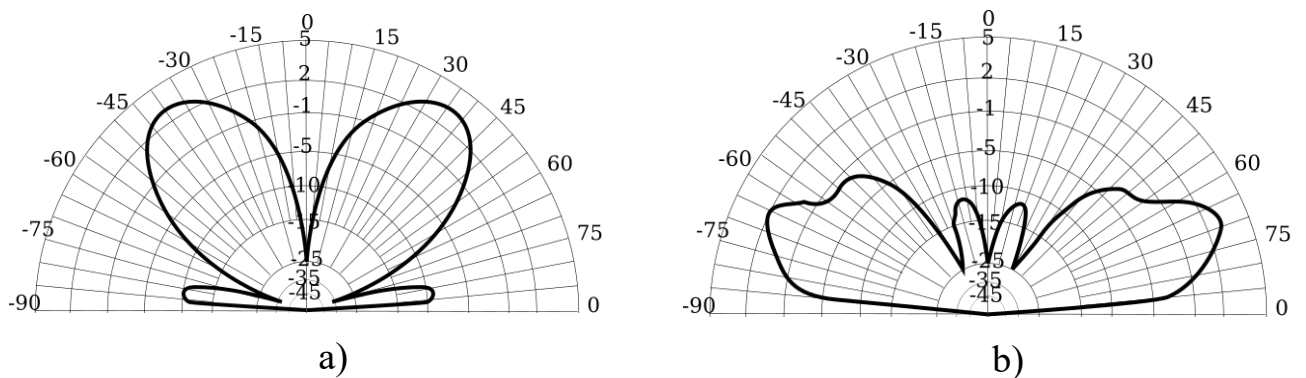


Рисунок 3.6 — Вертикальный план диаграммы направленности одиночного излучателя (a) и ФАР 5:7 (b) при 25МГц

При 20МГц мы можем наблюдать, что как в случае одиночного излучателя, так и в случае ФАР, коэффициент усиления падает по отношению к результату при 15МГц (см Рис. 3.1). Диаграмма направленности изображена на рис. 3.5.

Интересный результат наблюдается при 25МГц (см Рис. 3.6), где усиление ФАР существенно больше усиления одиночного излучателя. Сравнение их диаграмм направленности показывает, что одиночный излучатель довольно плохо излучает в направлении оптимизации, тогда как ФАР имеет максимум излучения в этом направлении. Невозможно было бы достигнуть такого явления без учета взаимного влияния. Отсюда следует, что при оптимизации направленности ФАР КВ диапазона не следует пренебрегать взаимным влиянием, поскольку это может существенно изменить вид диаграммы направленности.

Далее рассмотрим как горизонтальный план диаграммы направленности меняется с ростом частоты (см. рис. 3.7). Направление оптимизации -  $45^\circ$ . Здесь мы можем наблюдать, что при частоте, равной 5МГц, диаграмма направленности представляется почти овальной формой. Дальнейшее увеличение частоты до 15МГц приводит диаграмму направленности к очень направленной форме. Затем

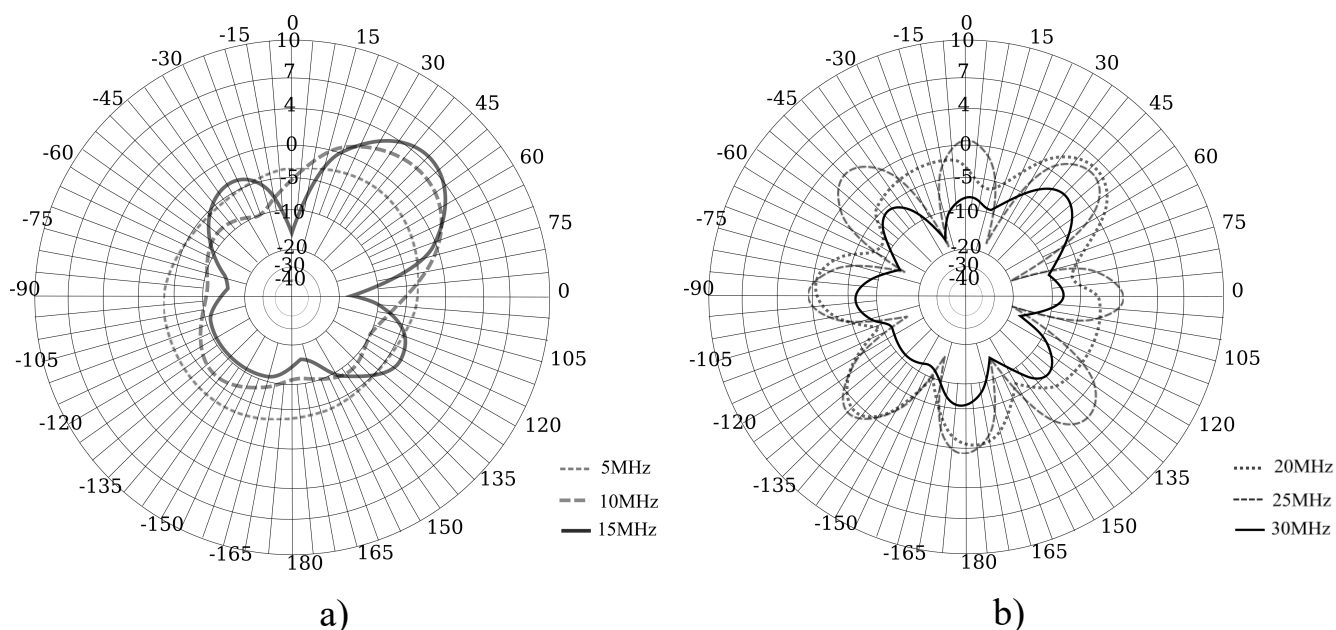


Рисунок 3.7 — Горизонтальный план диаграммы направленности для ФАР 5:7 5-15 МГц (a) и 20-30 МГц (b)

увеличение частоты ведет к довольно сложной форме, при которой максимум излучения становится менее выражен.

### 3.2 Исследование взаимного влияния излучателей

Все эксперименты проводились при реальной земле, рассчитанной по методу Зоммерфельда-Нортон пакетом NEC-2. Для проведения эксперимента было выбрано несколько частот в рабочем диапазоне, однако, все приведенные в данной статье результаты приходятся на 5 МГц, поскольку именно эти результаты носят наиболее иллюстративный характер. Рассмотрим случай фазирования решетки без учета взаимного влияния ее элементов. Для этого обратимся к формуле (1.5). Если пренебречь взаимным влиянием излучателей, плотность мощности  $F$  будет максимальна тогда, когда комплексные амплитуды парциальных полей будут синфазны. В данной работе производилось сравнение диаграмм направленности решеток разных конфигураций после математической оптимизации их направленности в заданном направлении согласно модели (1.13) с соответствующими диаграммами одиночного излучателя и со случаем фазирования решетки без учета взаимного влияния (далее – простое фазирование). Для проведения вычислительного эксперимента использовался решатель BARON в пакете GAMS,

поскольку, как правило, он обеспечивает бóльшую точность решений по сравнению с градиентным подъемом. Высота каждого ШВИ равна 15 м. Длина плеча симметричных излучателей также равна 15 м. Каждая кольцевая решетка состоит из восьми излучателей. Направление оптимизации по умолчанию было установлено на  $70^\circ$  полярного угла и  $45^\circ$  азимутального угла в сферических координатах. Для некоторых экспериментов было проведено дополнительное исследование при  $85^\circ$  полярного угла.

### 3.2.1 Широкополосные вертикальные излучатели

В рамках данного эксперимента производилось сравнение диаграмм направленности при варьировании расстояния центра излучателя до центра решетки (от 7 до 80 м.), длины радиальных противовесов (от 3 до 20 м.) и присутствия или отсутствия общей системы противовесов. Диаграммы направленности при этом имели различную форму, однако, качественно различие между коэффициентами усиления всегда сохранялось (см. рис. 3.12): результат оптимизации не дает значимого преимущества перед простым фазированием. Модули диагональных и недиагональных элементов матрицы проводимостей в указанном примере не превосходили 0.002 и 0.0003 См соответственно.

### 3.2.2 Симметричные излучатели

Для ШВД производилось исследование диаграмм направленности при варьировании расстояния центра излучателя до центра решетки от 5 до 50 м. В большинстве случаев, использование решения задачи математического программирования не давало существенного преимущества перед простым фазированием (см. рис. 4). Модули диагонального и недиагонального элементов матрицы проводимостей в приведенном примере не превосходили 0.016 и 0.006 См соответственно. Тем не менее, при расстоянии между центром излучателя и центром решетки равным 20 м. это различие составило около 4 дБ (см. рис. 5). Здесь модули диаго-

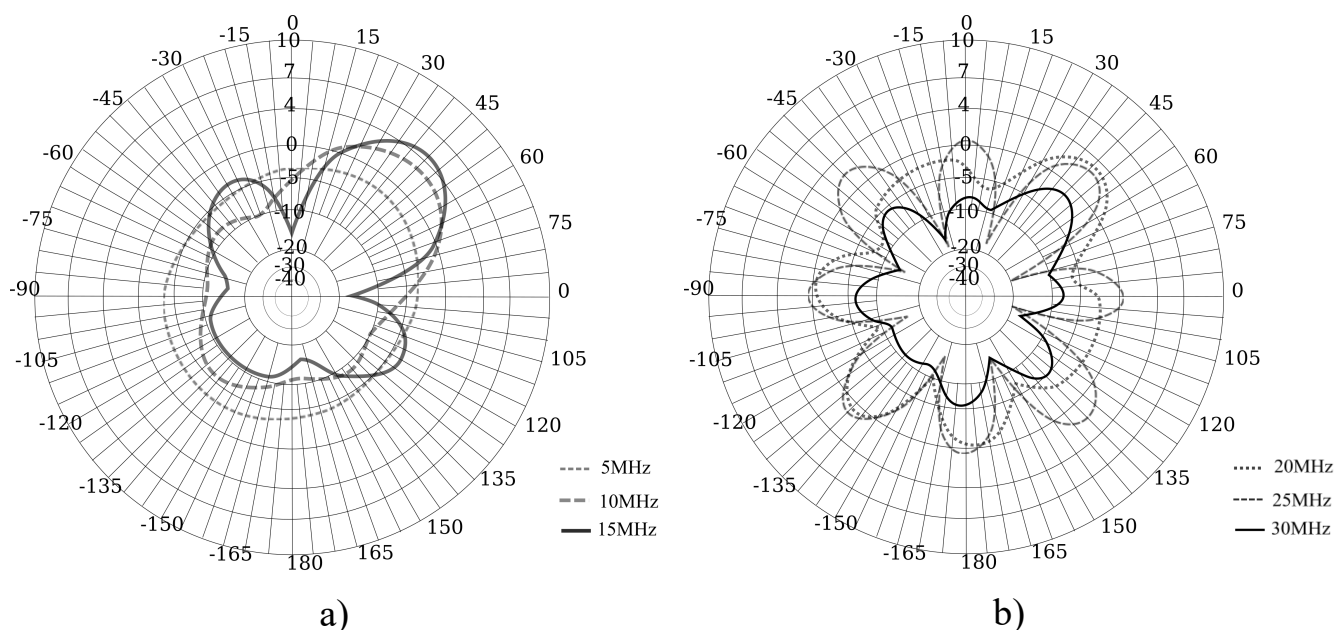


Рисунок 3.8 — Горизонтальная (а) и вертикальная (б) плоскость диаграммы направленности ШВИ при расстоянии от центра излучателя до центра решетки 15 м. и длиной радиальных противовесов 5 м. Пунктирной линией обозначено усиление одиночного излучателя, штрихпунктирной—простое фазирование, сплошной—решение задачи мат. программирования.

нальных и недиагональных элементов матрицы проводимостей не превосходили 0.013 и 0.008 См соответственно.

Аналогичные результаты были получены и для решетки СВД (см. рис. 5). При оптимизации в направлении полярного угла равном  $70^\circ$  при варьировании расстояния от центра излучателя до центра решетки от 35 до 37 м. разница между коэффициентом усиления решения задачи математического программирования и усилением простого фазирования также достигала 4 дБ. При этом модули диагональных и недиагональных элементов матрицы проводимостей не превосходили 0.033 и 0.021 См соответственно. При оптимизации в направлении полярного угла равном  $85^\circ$  при варьировании расстояния от центра излучателя до центра решетки от 25 до 29 м. эта разница достигала 5 дБ. (см. рис. 6). Здесь модули диагональных и недиагональных элементов матрицы проводимостей примере не превосходили 0.015 и 0.009 См соответственно.

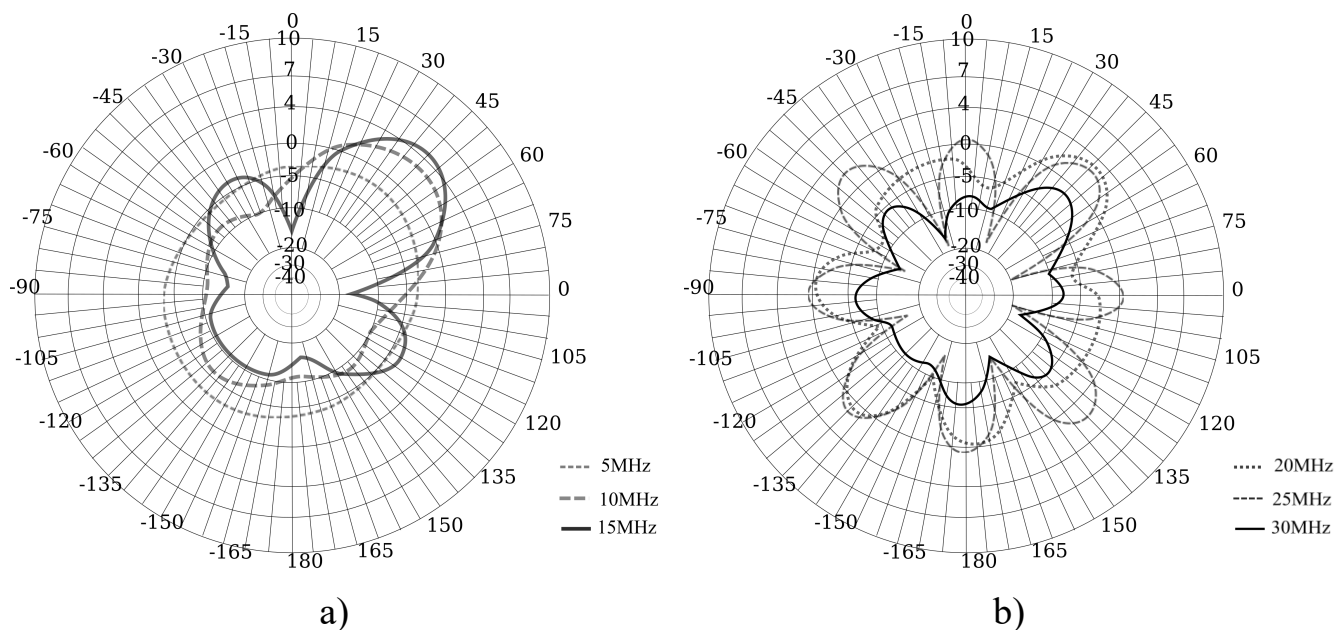


Рисунок 3.9 — Горизонтальная (а) и вертикальная (б) плоскость диаграммы направленности ШВД при расстоянии от центра излучателя до центра решетки 30 м. Пунктирной линией обозначено усиление одиночного излучателя, штрихпунктирной—простое фазирование, сплошной—решение задачи мат. программирования.

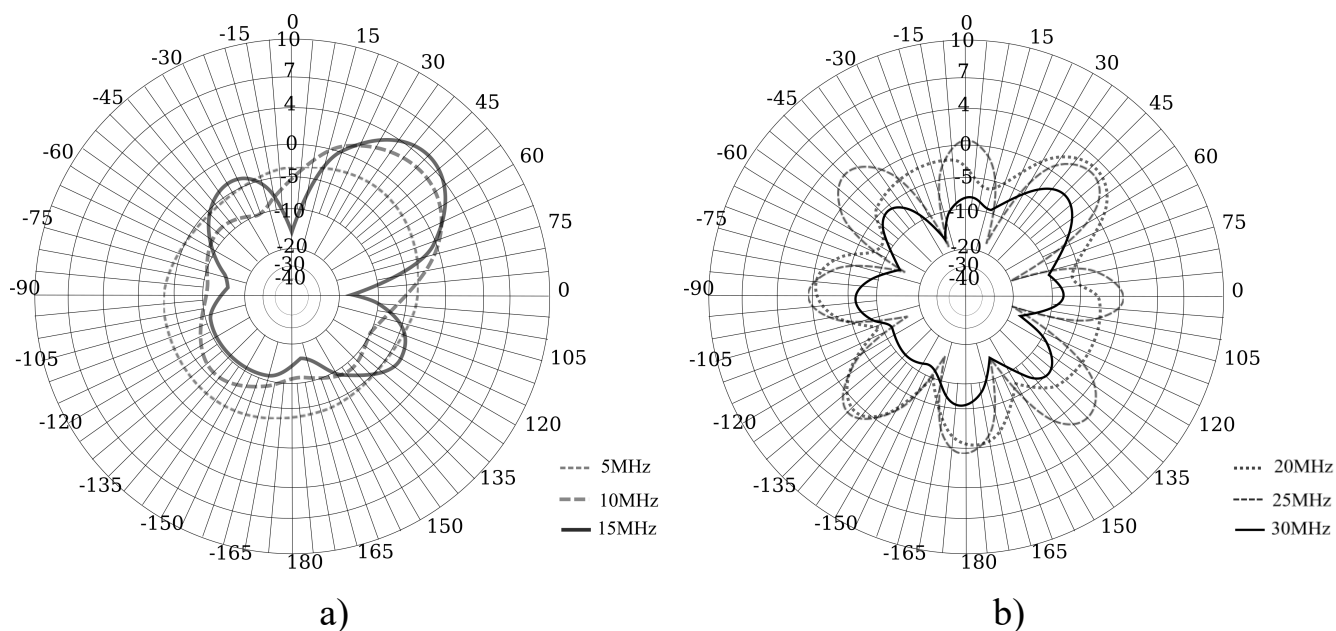


Рисунок 3.10 — Горизонтальная (а) и вертикальная (б) плоскость диаграммы направленности ШВД при расстоянии от центра излучателя до центра решетки 20 м. Пунктирной линией обозначено усиление одиночного излучателя, штрихпунктирной—простое фазирование, сплошной—решение задачи мат. программирования.

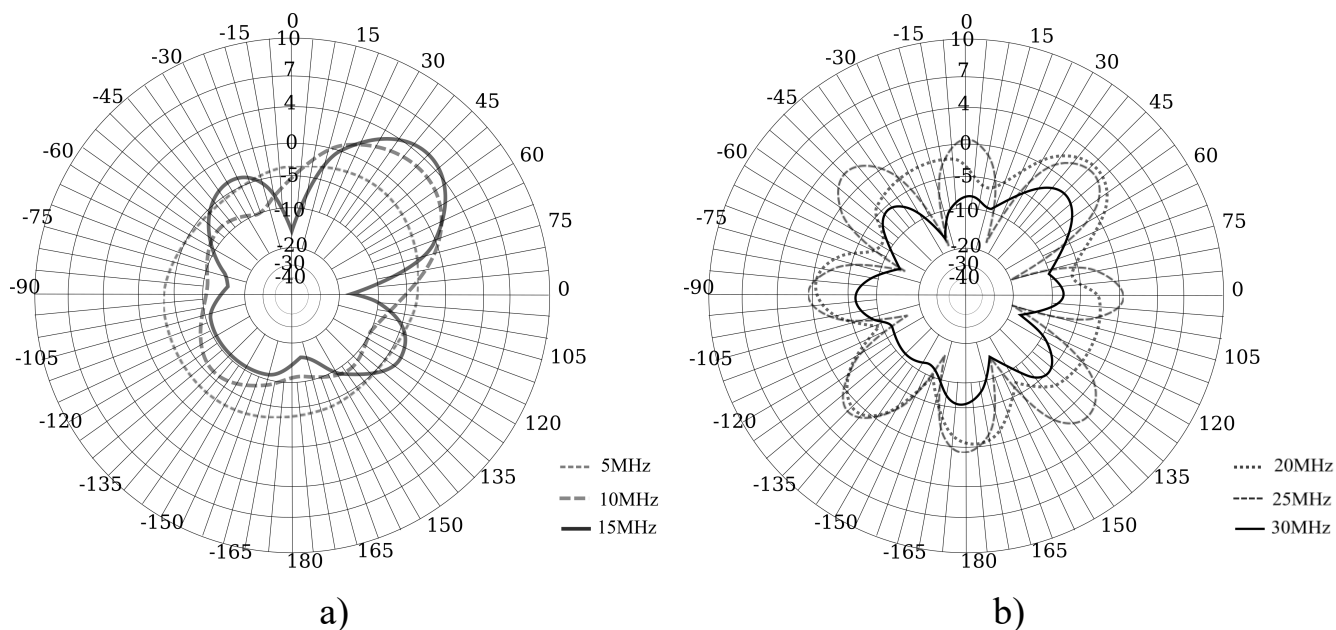


Рисунок 3.11 — Горизонтальная (а) и вертикальная (б) плоскость диаграммы направленности СВД при расстоянии от центра излучателя до центра решетки 37 м. Пунктирной линией обозначено усиление одиночного излучателя, штрихпунктирной—простое фазирование, сплошной—решение задачи мат. программирования.

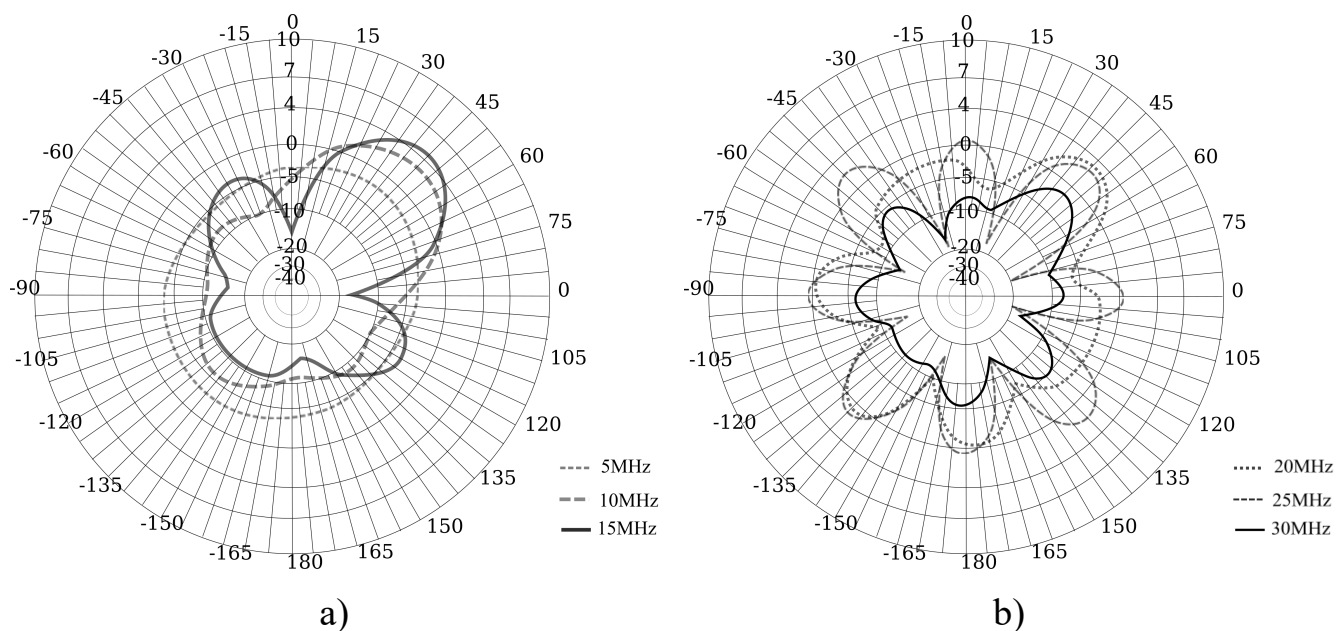


Рисунок 3.12 — Горизонтальная (а) и вертикальная (б) плоскость диаграммы направленности СВД при расстоянии от центра излучателя до центра решетки 25 м, полученные для  $85^\circ$  полярного угла. Пунктирной линией обозначено усиление одиночного излучателя, штрихпунктирной—простое фазирование, сплошной — решение задачи мат. программирования.

### **3.2.3 Интерпретация результатов экспериментов по исследованию взаимного влияния излучателей**

В рамках данного исследования было выявлено наличие ситуаций, в которых коэффициент усиления, соответствующий решению задачи математического программирования, имеет существенное преимущество перед коэффициентом усиления простого фазирования. Например, при оптимизации в направлении  $(70^\circ, 45^\circ)$  в случае ШВД при расстоянии излучателя до центра решетки равном 20 м. и СВД при расстоянии излучателя до центра решетки равном 37 м. разница составляет порядка 4 дБ. При оптимизации в направлении  $(85^\circ, 45^\circ)$  в случае СВД при расстоянии излучателя до центра решетки равном 25 м. эта разница достигает 5 дБ. Следовательно, при оптимизации направленности ФАР КВ диапазона целесообразны расчеты с учетом взаимного влияния излучателей. В то же время, отмечены случаи, когда результат решения задачи математического программирования не дает существенного прироста усиления по сравнению с фазированием без учета взаимного влияния. Использование ШВИ в качестве излучателей ФАР КВ диапазона выглядит малоприменимым, поскольку требуют чрезмерно сложной системы противовесов.

## Глава 4. Дифференциальная эволюция

// TODO: Подробнее о дифф. эволюции Как было показано выше, градиентный метод может предоставить решение, не являющийся локальным оптимумом, если целевая функция слабо изменяется в окрестности текущей точки. Алгоритм дифференциальной эволюции не подвержен такому поведению. Эксперименты показывают, что в целом эволюция популяции соответствует динамике случайного облака точек, движущегося как целое вдоль рельефа оптимизируемой функции, повторяя его характерные особенности. В случае попадания в овраг «облако» принимает форму этого оврага и распределение точек становится таким, что математическое ожидание разности двух случайных векторов оказывается направленным вдоль длинной стороны оврага. Это обеспечивает быстрое движение вдоль узких вытянутых оврагов, тогда как для градиентных методов в аналогичных условиях характерно колебательная динамика «от стенки к стенке». Приведенные эвристические соображения иллюстрируют наиболее важную и привлекательную особенность алгоритма ДЭ — способность динамически моделировать особенности рельефа оптимизируемой функции. Именно этим объясняется замечательная способность алгоритма быстро проходить сложные овраги, обеспечивая эффективность даже в случае сложного рельефа.

Кратко опишем идею алгоритма ДЭ. В начале происходит генерация популяции. Если нет дополнительной информации, такая популяция особи популяции генерируются случайным образом с равномерным распределением. Затем, пока все особи не сойдутся в одной точке, каждая особь подвергается мутации путем присваивания ей признаков другой особи. Процедура, определяющая, в какой степени признаки других особей участвуют в эволюции конкретной особи является параметром алгоритма. Далее происходит сравнение значений целевой функции мутировавшей особи со значением целевой функции исходной особи. Выживает особь с лучшим значением целевой функции.

Данный алгоритм хорошо поддается модификации для запуска в параллельных потоках. В этом случае, на очередной итерации алгоритма выбирается некоторый набор особей, эволюция каждой из которых на данной итерации происходит независимо от эволюции другой. В данной работе был предложен вариант реализации алгоритма дифференциальной эволюции, адаптированный для запус-



ка на графическом устройстве. Использование алгоритма ДЭ позволило достичь решения с целевой функцией  $\tilde{F} = 253$  для задачи СВД' 2x2.

## Заключение

Основные результаты работы заключаются в следующем.

1. В текущей работе была рассмотрена постановка задачи оптимизации направленности излучения антенной системы, представленной в виде регулярной решетки излучателей. Для данной задачи была разработана модель квадратичного программирования в вещественных числах. Произведено сравнение результатов разработанных алгоритмов в вычислительном эксперименте.
2. Проведены вычислительные эксперименты, выявляющие наличие непрерывных групп симметрий допустимых решений. Для всех рассмотренных задач выявлено наличие только фазовой симметрии.
3. В рамках данного исследования было выявлено наличие ситуаций, в которых коэффициент усиления, соответствующий решению задачи математического программирования, имеет существенное преимущество перед коэффициентом усиления простого фазирования. Выявлено, что, при оптимизации направленности ФАР КВ диапазона целесообразны расчеты с учетом взаимного влияния излучателей.
4. Для генерации тестовых примеров, автоматизации вычислительных экспериментов и визуализации их результатов были разработаны интерпретатор «Expi» и его графическая оболочка «ExpiIDE».

В заключение автор выражает благодарность и большую признательность научному руководителю Еремееву А.В. за поддержку, помощь, обсуждение результатов и научное руководство. Особую благодарность автор выражает Юркову А.С. за консультации по радиотехническим аспектам работы, помощь в организации вычислительных экспериментов и интерпретации полученных результатов. Также автор благодарит авторов шаблона \*Russian-Phd-Latex-Dissertation-Template\* за помощь в оформлении диссертации.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 19–37–90066/19)

## Словарь терминов

**Фазированная антенная решетка (ФАР)** : антенная система, представляющая собой регулярную решетку излучателей, соединенных со специальными устройствами, обеспечивающими распределение фаз и амплитуд в излучателях для получения направленного излучения

**ВЧ (КВ) диапазон** : диапазон радиоволн с частотой от 3 МГц (длина волны 100 м) до 30 МГц (длина волны 10 м) **СВЧ (УКВ) диапазон** : диапазон радиоволн с частотой от 30 МГц (длина волны 10 м) до 3000 ГГц (длина волны 0.1 мм)

## Список литературы

1. *Kudzin, V. P.* The compact linear antenna array system of the short-wave band consisting of “butterfly” radiators [Text] / V. P. Kudzin, V. N. Lozovsky, N. I. Shlyk // 2013 IX International Conference on Antenna Theory and Techniques. IEEE. — 2013. — P. 252—253.
2. *Wilensky, R.* High-power, broad-bandwidth HF dipole curtain array with extensive vertical and azimuthal beam control [Text] / R. Wilensky // IEEE transactions on broadcasting. IEEE. — 1988. — Vol. 34, no. 2. — P. 201—209.
3. *Yin, Y.* Design of Short Wave Communication System with Phased Array Antenna [Текст] / Y. Yin, J. Deng // Electronic Engineer. — 2007. — Т. 33, № 9. — С. 31—33.
4. *Сазонов, Д. М.* Антенны и устройства СВЧ [Текст] / Д. М. Сазонов. — М:Высш.шк., 1988.
5. Synthesis of Conical Phased Antenna Arrays Optimization of Amplitude Distribution Parameters [Text] / M. Indenbom [et al.] // IX International Conference on Optimization and Applications (OPTIMA 2018). — 2018. — P. 273—285.
6. *Юрков, А. С.* Оптимизация возбуждения передающих фазированных антенных решеток декаметрового диапазона длин волн [Текст] / А. С. Юрков. — ОНИИП, 2014.
7. *Luo, Z.* SDP relaxation of homogeneous quadratic optimization: approximation bounds and applications [Text] / Z. Luo, T. Chang // Convex Optimization in Signal Processing and Communications. — 2009. — P. 117—165.
8. *Юрков, А. С.* Максимизация направленности фазированных антенных решеток коротковолнового диапазона [Текст] / А. С. Юрков // Техника радиосвязи. ОНИИП. — 2016. — № 2. — С. 46—53.
9. *Horst, R.* Global optimization: Deterministic approaches [Text] / R. Horst, Н. Тьу. — Springer Science & Business Media, 2013. — P. 551—566.
10. *Tawarmalani, M.* Global optimization of mixed-integer nonlinear programs: A theoretical and computational study [Text] / M. Tawarmalani, N. V. Sahinidis // Mathematical programming. Springer. — 2004. — Vol. 99, no. 3. — P. 563—591.

11. *Horst, R.* Handbook of global optimization [Text]. Vol. 2 / R. Horst, P. M. Pardalos. — Springer Science & Business Media, 2013.
12. *Strekalovsky, A. S.* Global optimality conditions in nonconvex optimization [Text] / A. S. Strekalovsky // Journal of Optimization Theory and Applications. Springer. — 2007. — Vol. 173, no. 3. — P. 770—792.
13. *Himmelblau, D. M.* Applied nonlinear programming [Text] / D. M. Himmelblau. — McGraw-Hill Companies, 1972.
14. *Eberhart, R.* Particle swarm optimization [Text] / R. Eberhart, J. Kennedy // Proceedings of the IEEE international conference on neural networks. Vol. 4. — IEEE, 1995. — P. 1942—1948.
15. *Storn, R.* Differential evolution—a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces [Text] / R. Storn, K. Price // Journal of global optimization. Springer. — 1997. — Vol. 11, no. 4. — P. 341—359.
16. *Еремин, В. В.* Введение в теорию линейного и выпуклого программирования [Текст] / В. В. Еремин, А. Н. Н. — Наука, 1976. — 192 с.
17. *Aoki, M.* Introduction to optimization techniques. Fundamentals and applications of nonlinear programming [Text] / M. Aoki. — California Univ Los Angeles dept of system science, 1971.
18. *Еремеев, А. В.* О доверительных интервалах для числа локальных оптимумов [Текст] / А. В. Еремеев, К. Р. Ривс // Математические структуры и моделирование. — 2017. — Т. 41. — С. 55—74.
19. *Eremeev, A. V.* On Symmetry Groups of Some Quadratic Programming Problems [Text] / A. V. Eremeev, Y. A. S. // MOTOR 2020. Springer. — 2020. — Vol. 12095.
20. *Юрков, А. С.* О влиянии потерь в земле на работу четырехэлементной ФАР КВ диапазона [Текст] / А. С. Юрков // Техника радиосвязи. ОННП. — 2014. — № 1. — С. 78—81.
21. *Burke, J. J.* Numerical Electromagnetics Code [Electronic Resource] / J. J. Burke, A. J. Poggio. — URL: <https://www.nec2.org/> (visited on 04/26/2022).
22. *Murty, K.* Some NP-complete Problems in Quadratic and Nonlinear Programming [Text] / K. Murty // Mathematical Programming. North Holland. — 1987. — Vol. 39. — P. 117—129.
23. *Нестеров, Ю. Е.* Введение в выпуклую оптимизацию [Текст] / Ю. Е. Нестеров. — М:МЦНМО, 2010. — 70 с.

24. *Ryoo, H. S.* Global Optimization of Nonconvex NLPs and MINLPs with Applications in Process Design [Text] / H. S. Ryoo, N. V. Sahinidis // Computers and Chem. Engng. Pergamon. — 1995. — Vol. 19, no. 5. — P. 551—566.
25. *Noguchi, H.* Parallel Differential Evolution Applied to Interleaving Generation with Precedence Evaluation of Tentative Solutions [Text] / H. Noguchi, H. Tomohiro, R. Thawonmas // 2021 Genetic and Evolutionary Computation Conference (GECCO '21). — 2021.
26. *Horn, R. A.* Matrix analysis [Text] / R. A. Horn, C. R. Johnson. — Cambridge University Press, 1990.