

УДК 621.396.677.71

В. А. КАТРИЧ, В. А. ЛЯЩЕНКО, Н. В. МЕДВЕДЕВ

PACS number: 84.40.Ba

Харьковский национальный университет имени В. Н. Каразина,
пл. Свободы, 4, г. Харьков, 61022, Украина
E-mail: med.nick.science@gambler.ru

МНОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ СИСТЕМЫ ДУГОВЫХ ЩЕЛЕЙ В ЭКРАНЕ КООКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ

Предмет и цель работы: Исследуются электродинамические характеристики коаксиально-щелевых антенн и способы управления ими путем изменения геометрических параметров фидера и излучателей.

Методы и методология: Задача возбуждения и излучения электромагнитных волн системой дуговых щелей в бесконечно тонком и идеально проводящем экране коаксиальной линии решается методом наведенных магнитодвижущих сил с последующим созданием многопараметрической численной модели многоэлементной антенной решетки.

Результаты: Показано влияние на энергетические и пространственные характеристики коаксиально-щелевой антенны геометрических размеров фидера и излучателей. Исследовано влияние взаимодействия между щелевыми излучателями на коэффициенты отражения и излучения, а также на направленные характеристики многоэлементной антенной решетки. Показаны пространственные особенности излучения в среду, отличную от воздушной.

Заключение: Проведенные исследования электродинамических характеристик многоэлементных коаксиально-щелевых антенн показали возможность их существенного улучшения путем создания неоднородных антенных решеток дуговых щелей разных длин. Подчеркивается необходимость учета взаимных связей между излучателями в коаксиально-щелевой системе.

Ключевые слова: коаксиальная линия, дуговая щель, диаграмма направленности, амплитудно-фазовое распределение, коэффициент излучения, коэффициент отражения, взаимные связи

1. Введение

Коаксиально-щелевые антенны в виде систем щелей в экранах коаксиальных линий – так называемые излучающие кабели – широко применяются в самых разнообразных областях науки и техники. Используют антенны подобного типа в мобильной, сотовой, пейджинговой связи, в радарных установках [1–5]. Особое место занимают исследования, проводимые с помощью излучающих кабелей в медицине и биологии [6]. В последние годы наблюдается бурное развитие средств подвижной радиосвязи, радиосвязи специального назначения в местах, обладающих определенной спецификой: в метрополитенах, транспортных тоннелях, подземных торговых центрах [5]. Быстро развиваются корпоративные сети в том числе на территориях промышленных и специальных комплексов, представляющих собой сильно экранированные сооружения производственного, служебного и иного назначения. Во всех перечисленных случаях самыми эффективными антеннами являются излучающие кабели, так как они обладают рядом преимуществ: простотой возбуждения большого количества излучателей, отсутствием выступающих частей, малыми габаритами и срав-

нительно низкой стоимостью. Несмотря на большое число работ, посвященных излучающим кабелям, в известной нам литературе отсутствует детальный анализ электродинамических характеристик таких коаксиально-щелевых антенн. Задача об излучении из системы щелей в экране коаксиальной линии является многопараметрической, и многие вопросы, связанные с особенностями излучения и с практической реализацией антенных решеток с параметрами, близкими к оптимальным, не представлены в литературе.

Целью настоящей работы является исследование энергетических коэффициентов и направленных свойств многоэлементной антенной решетки в виде системы поперечных дуговых щелей, расположенных в экране коаксиальной линии, изучение влияния размеров излучателей и параметров коаксиальных линий на электродинамические характеристики антенн. Представленная статья является продолжением ряда работ авторов по изучению коаксиально-щелевых антенн [7, 8].

2. Постановка задачи

В настоящей работе методом магнитодвижущих сил (МДС) [9] исследуются электродинамические характеристики систем из N узких ($d < \lambda$,

$d/l < 0.1$, λ – длина волны) поперечных дуговых щелей разной по отношению ко внешнему периметру L коаксиальной линии длины l и ширины d . Излучатели прорезаются на различных расстояниях D_z друг от друга в бесконечно тонких и идеально проводящих экранах бесконечных коаксиальных линий с различными значениями радиусов внутренних и внешних проводников a_1 и a_2 соответственно (рис. 1). Область внутри фидера (v^i) заполнена диэлектриком без потерь с диэлектрической проницаемостью ϵ^i . Пространство вне фидера (v^e) в общем случае заполнено неидеальным диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ^e .

Рассмотрим возбуждение системы поперечных дуговых щелей длины $l < L$, расположенных на цилиндрической поверхности. Источники поля находятся внутри фидера. Щели, возбуждаемые этими источниками, излучают электромагнитные волны во внешнее пространство и изменяют поле в коаксиальной линии. Для нахождения касательной составляющей электрического вектора \vec{E} в щелях воспользуемся условием непрерывности магнитных составляющих поля на поверхности щелей:

$$\vec{H}_\tau^e \{ \vec{E} \} - \vec{H}_\tau^i \{ \vec{E} \} = \vec{H}_\tau^0, \quad (1)$$

где $\vec{H}_\tau^e \{ \vec{E} \}$, $\vec{H}_\tau^i \{ \vec{E} \}$ – поля, возбуждаемые щелями в областях v^e и v^i соответственно; \vec{H}_τ^0 – поле источников; \vec{E} – искомая касательная составляющая электрического поля в раскрыве многощелевой антенны.

Для решения уравнения (1) применим метод Галеркина, т. е. поле на поверхности системы щелей представим в виде ряда:

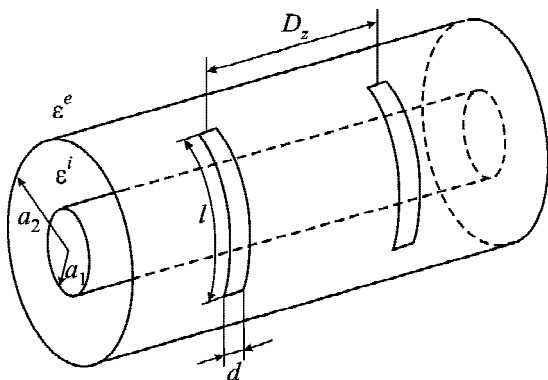


Рис. 1. Геометрия системы

$$\vec{E} = \sum_{s=1}^N \sum_{p=1}^M V_{ps} \vec{E}_{ps}, \quad (2)$$

где \vec{E}_{ps} – заданные на поверхностях щелей линейно-независимые вектор-функции, удовлетворяющие на контуре щели краевым условиям (собственные функции отверстия); V_{ps} – неизвестные комплексные амплитуды; s – номер щели; p – номер собственной функции отверстия.

После некоторых преобразований получим систему алгебраических уравнений относительно V_{ps} :

$$\sum_{p=1}^M \sum_{s=1}^N V_{ps} Y_{pq,rs} = F_{qr}, \quad (3)$$

$$q = 1, 2, 3, \dots, M, \quad r = 1, 2, 3, \dots, N,$$

где N – количество щелей; M – количество аппроксимирующих вектор-функций; $Y_{pq,rs} = Y_{pq,rs}^e + Y_{pq,rs}^i$ – собственные при $p = q$, $r = s$, взаимные по гармоникам при $p \neq q$, $r = s$ и взаимные по щелям при $r \neq s$ частичные проводимости p -й и q -й гармоник функции распределения между r -й и s -й щелью,

$$Y_{pq,rs}^i = - \int_s \left[\vec{E}_{qs} \vec{H}_\tau^i \{ \vec{E}_{pr} \} \right] d\vec{s},$$

$$Y_{pq,rs}^e = \int_s \left[\vec{E}_{qs} \vec{H}_\tau^e \{ \vec{E}_{pr} \} \right] d\vec{s}; \quad (4)$$

$$F_{qr} = \int \left[\vec{E}_{qr} \vec{H}_\tau^0 \right] d\vec{s} - \quad (5)$$

магнитодвижущая сила; $d\vec{s} = \vec{n} ds$; \vec{n} – единичная нормаль к поверхности щели s , направленная внутрь области v^e .

Таким образом, для решения системы (3) и, следовательно, нахождения поля в раскрыве антенны (2) необходимо определить в явном виде внутренние $Y_{pq,rs}^i$ и внешние $Y_{pq,rs}^e$ частичные проводимости, а также магнитодвижущие силы F_{qr} .

В такой постановке задачи система дуговых щелей может возбуждаться любым типом волны (в том числе и высшим), который будет распространяться в коаксиальной линии. Если система возбуждается основной волной (T -тип), тогда распределение поля вдоль одиночной дуговой щели будет симметричным относительно

центра щели вследствие центральной симметрии структуры поля волны T -типа, что позволяет сократить количество используемых гармоник функции распределения. Проведенные ранее исследования показали, что для описания поля одиночной щели в выражении (2) достаточно ограничиться одной вектор-функцией для дуговой щели [10]:

$$\vec{E}_s = \vec{z}^0 \frac{1}{d} \cos\left(\pi \frac{u}{l}\right), \quad (6)$$

где \vec{z}^0 – единичный орт, направленный поперек щели; u – криволинейная координата, направленная вдоль щели. При таком выборе собственных функций коэффициент V_s в (2) и (3) приобретает смысл амплитуды напряжения на щели (здесь и далее индексы, указывающие номера гармоник, опущены).

Выражения, описывающие внутренние и внешние, собственные и взаимные проводимости щелевых излучателей, а также магнитодвижущие силы в случае как бесконечной, так и полубесконечной коаксиальных линий в явном виде представлены в работах [7, 8].

Определив собственные и взаимные проводимости щелевых излучателей и магнитодвижущие силы по формулам (4), (5) с учетом (6) и решив систему уравнений (3), найдем значения комплексных амплитуд поля на поверхностях щелей V_s – т. е. амплитудно-фазовое распределение в раскрыве антенны (АФР). Получив АФР коаксиально-щелевой системы, найдем коэффициенты излучения $|S_\Sigma|^2$, отражения $|S_{11}|$ и диаграмму направленности системы излучателей $F_c(\theta)$ (диаграмма направленности одиночной щели не учитывалась) в плоскости E (плоскость, содержащая ось антенны, причем угол θ отсчитывается от нормали) согласно выражениям:

$$S_{11} = -\frac{1}{4} \sum_{s=1}^N V_s F_s, \quad (7)$$

$$|S_\Sigma|^2 = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \sum_{r=1}^N \sum_{s=1}^N V_r V_s^* Y_{rs}^e, \quad (7)$$

$$F_c(\theta) = \sum_{s=1}^N V_s e^{jkz_s \sin(\theta)}. \quad (8)$$

Таким образом, представленная в работе методика позволяет решить внутреннюю и внешнюю задачи коаксиально-щелевой антенной решетки. Определив согласно выражениям (2)–(5) АФР V_s в раскрыве антенны, можно найти электромагнитные поля на любых расстояниях от системы излучателей, т. е. в ближней, промежуточной и в дальней зонах. Например, в задачах, в которых щели прорезаются в сверхминиатюрных кабелях, используемых в лечебной гипертермии, микроволновой коагуляционной терапии [6], следует определять электромагнитное поле в ближней зоне, на расстояниях много меньших λ . Поля в ближней зоне имеют первостепенное значение и в случае использования коаксиально-щелевых антенн в туннелях, шахтах, для радиосвязи в метрополитене и т. д. [5]. В радарных установках, системах типа LEO-MSAT [1, 2] необходимо изучать дальнюю зону антенны.

3. Полученные результаты и их анализ

При разработке любой антенной системы на коэффициенты излучения и отражения, а также на диаграмму направленности накладываются определенные требования, а именно: коэффициент излучения должен быть достаточно высоким (больше чем 0.8), а коэффициент отражения – минимально возможным. При этом диаграмма направленности антенной решетки должна иметь определенную ширину главного лепестка по уровню 0.707 и малый уровень боковых лепестков. Выполнение этих требований позволяет создать антенны с приемлемыми коэффициентами направленного действия и усиления.

В настоящей работе были исследованы электродинамические характеристики антенн в виде решеток из произвольных по длине узких поперечных дуговых щелей, прорезанных в экранах коаксиальных линий разных поперечных размеров, заполненных диэлектриками, относительные диэлектрические проницаемости которых изменялись. Варьировались расстояния между излучателями D_z .

Изменение длин дуговых щелей позволяет создавать антенные решетки с различными видами АФР, т. е. управлять формой диаграммы направленности в плоскости вектора \vec{E} . Отметим, что дуговая щель обладает направленностью в плоскости вектора \vec{H} .

Коаксиальные линии с различными значениями радиусов a_1 и a_2 имеют различные погонные затухания α [11] согласно выражению

$$\alpha = 0.1724 \frac{1 + a_2/a_1}{a_2 \sqrt{\sigma \lambda} \lg(a_2/a_1)}, \quad (9)$$

где σ – проводимость металла проводников коаксиальной линии. Видно, что с увеличением внешнего радиуса коаксиальной линии погонное затухание уменьшается и, следовательно, коэффициент усиления коаксиально-щелевой антенны будет увеличиваться.

Все исследования энергетических коэффициентов и направленных свойств проводились в широком диапазоне длин волн.

Изучим характеристики нерезонансных многоэлементных коаксиально-щелевых решеток на примере систем дуговых щелей в экранах двух коаксиальных линий с согласованными нагрузками с разными размерами: $a_1 = 2.5$ мм,

$a_2 = 12$ мм (фидер 1) и $a_1 = 8$ мм, $a_2 = 20.65$ мм (фидер 2).

Относительные диэлектрические проницаемости диэлектриков, заполняющих внутренние и внешние объемы коаксиальных линий, были равны $\epsilon^i = 1.23$, 2 и $\epsilon^e = 1$, 2. Размеры дуговых щелей изменялись от $l = 0.3L$ до $l = 0.8L$. Количество щелей было равно $N = 10, 20, 30$.

На рис. 2, а представлены зависимости коэффициентов излучения (7) и отражения (кривые 1 и 2 соответственно) от длины волны для коаксиально-щелевой антенны, выполненной на первом фидере. Длины дуговых щелей были одинаковыми и равными $l = 0.5L = 37.7$ мм. Ширина щелей равнялась $d = 3$ мм, расстояние между щелями – $D_z = 40$ мм. Относительные диэлектрические проницаемости были выбраны $\epsilon^i = 2$ и $\epsilon^e = 1$. Все расчеты энергетических коэффициентов были проведены с учетом взаимных связей по внутреннему и внешнему пространствам. Видно, что зависимости $|S_{\Sigma}|^2 = f(\lambda)$ носят резонансный характер

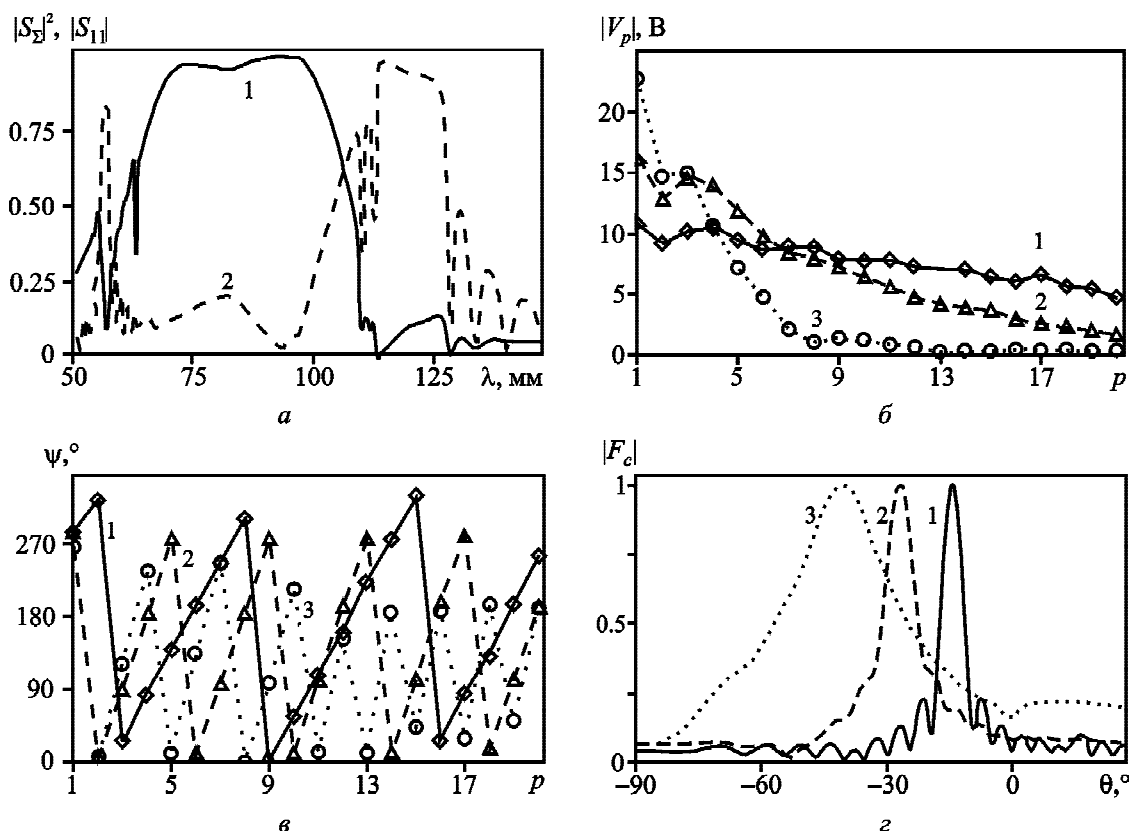


Рис. 2. Энергетические характеристики (а), амплитудные (б) и фазовые (в) распределения и диаграммы направленности (г) щелевой антенны, выполненной на фидере 1, $l = 0.5L = 37.7$ мм

(рис. 2, а), который определяется двумя факторами, а именно резонансной длиной дуговой щели и свойствами решетки, обусловленными расстоянием между излучателями D_z . При длинах волн $\lambda = 56.4$ мм и $\lambda = 112.8$ мм ($\lambda \approx 2D_z \sqrt{\epsilon^i} / n$, $n = 1, 2, 3, \dots$) наблюдается уменьшение коэффициента излучения $|S_\Sigma|^2$ и существенное увеличение коэффициента отражения $|S_{11}|$. То есть при $\lambda = 56.4$ мм и $\lambda = 112.8$ мм волны, отраженные от всех излучателей, складываются синфазно. На графиках зависимостей $|S_\Sigma|^2 = f(\lambda)$ и $|S_{11}| = f(\lambda)$ выделим области с коэффициентами излучения $|S_\Sigma|^2 \geq 0.8$ и отражения $|S_{11}| \leq 0.2$ и рассчитаем амплитудные (рис. 2, б) и фазовые (рис. 2, в) распределения для длин волн $\lambda = 65, 72, 80$ мм (кривые 1, 2 и 3). По полученным АФР согласно выражению (8) были рассчитаны диаграммы направленности (рис. 2, г). При $\lambda = 65$ мм диаграмма направленности ориентирована под углом $\theta = 15^\circ$, т. е. ее максимум расположен достаточно близко к нормали антенны. Амплитудное распределение незначительно убывает вдоль антенны. Уровень первого бокового лепестка $\xi_{бок} = 0.22$.

При $\lambda = 80$ мм амплитудное распределение становится резко спадающим к концу антенны и диаграмма направленности расширяется, “заплывают” нули и возрастают уровни боковых лепестков. Это связано с тем, что рабочая длина волны, на которой рассчитывалась диаграмма направленности, близка к резонансной длине волны отдельного излучателя равной $\lambda_{рез} = 88$ мм. Известно, что резонансные дуговые щели имеют высокий коэффициент излучения, что приводит к значительному убыванию амплитуды поля вдоль щелевой решетки (рис. 2, б, кривая 3). Отсюда следует, что в случае создания нерезонансной многоэлементной коаксиально-щелевой антенны не следует применять резонансные щели.

Отметим еще одну особенность зависимостей, приведенных на рис. 2, а. При длине волны $\lambda = 64$ мм наблюдается скачкообразное уменьшение коэффициента излучения. Это связано с тем, что в коаксиальной линии на этой длине волны возникает волна высшего типа H_{11} . Таким образом, при $\lambda = 64$ мм режим работы коаксиальной линии становится многомодовым. Так как в ра-

боте предполагалось возбуждение щелей основной волной типа T и не исследовались явления преобразования волны типа T в волны высших типов, результаты расчетов в области $\lambda \leq 64$ мм можно рассматривать как недостаточно достоверные. Отметим, что применяемая нами методика позволяет рассчитать параметры системы и в случае многомодовых режимов в коаксиальных линиях, но в настоящей работе такая задача не рассматривается.

В работе [4] представлены характеристики коаксиально-щелевой антенны с теми же параметрами фидера и размерами щелей, что и у антенны, энергетические и амплитудно-фазовые характеристики которой приведены на рис. 2. Следует отметить, что это одна из немногих работ, в которой приведены электродинамические характеристики коаксиально-щелевой антенны. Таким образом, мы имеем возможность сравнить полученные нами результаты с аналогичными результатами, представленными в работе [4]. Коэффициенты излучения, рассчитанные с помощью метода МДС (кривая 1) и представленные в работе [4] (кривая 2), приведены на рис. 3. Следует отметить, что в антенне, исследованной в работе [4], толщина внешнего проводника коаксиальной линии была равна 3 мм. В настоящей работе толщина экрана предполагалась бесконечно малой, поэтому для учета толщины стенки при расчете $|S_\Sigma|^2 = f(\lambda)$ нами была введена эквивалентная ширина щели согласно формуле $d_{эkv} = d \frac{8}{\pi e} e^{-\frac{\pi t}{2d}}$ [11], где $t = 3$ мм – тол-

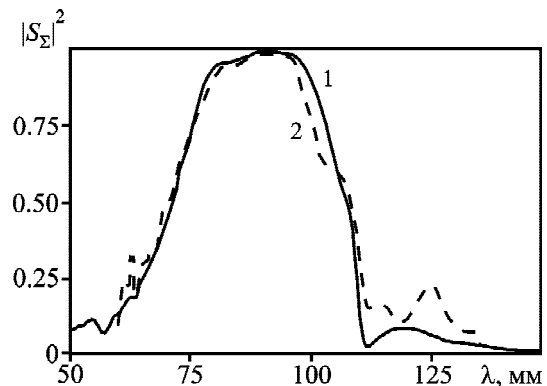


Рис. 3. Сравнение зависимостей коэффициента излучения от длины волны, полученных при помощи метода МДС (кривая 1) и данных, представленных в работе [4] (кривая 2)

щина внешнего проводника коаксиальной линии, использованного в [4]. Это позволило сравнить полученные результаты (рис. 3) и сделать выводы о достоверности и правильности используемой методики и исследований, представленных в настоящей работе.

Управление средней рабочей длиной волны в коаксиально-щелевой антенне и создание одно-модового режима в фидере возможно с помощью изменения длин излучателей и расстояний между ними. Рассчитаем электродинамические характеристики системы дуговых щелей с параметрами $l = 60$ мм, $d = 3$ мм, $D_z = 55$ мм (фидер 1). На рис. 4, а представлены зависимости $|S_{\Sigma}|^2 = f(\lambda)$ (кривые 1–3) и $|S_{11}| = f(\lambda)$ (кривые 1'–3') для решеток, состоящих из $N = 10, 20, 30$ щелей соответственно. На рис. 4, б изображены диаграммы направленности при $\lambda = 90, 100, 110$ мм (кривые 1–3 соответственно) для случая $N = 20$. Диапазон длин волн с коэффициентами $|S_{\Sigma}|^2 \geq 0.8$, $|S_{11}| \leq 0.25$ смещается в длинноволновую область, причем с ростом количества излучателей возрастает коэффициент излучения в коротковолновой его части при практически неизменном коэффициенте отражения. Расширение диаграммы направленности при $\lambda = 110$ мм вызвано отклонением максимума диаграммы направленности от нормали и сильно спадающим (с некоторыми осцилляциями) амплитудным распределением, а также достаточно сложным фазовым распределением в антенной решетке. Подчеркнем, что характер изменения амплитуды и фазы поля в раскрыве в значительной степени обусловлен взаимодействием между излучателями в многоэлементной антенне.

Взаимодействие между щелями может не только привести к расширению главного лепестка диаграммы направленности и увеличению бокового излучения, но и полностью “разрушить” направленные характеристики антенной решетки. Для иллюстрации влияния взаимных связей в коаксиально-щелевой решетке на рис. 5 представлены зависимости $|S_{\Sigma}|^2 = f(\lambda)$ (кривые 1 и 1' на рис. 5, а) и $|S_{11}| = f(\lambda)$ (кривые 2 и 2' на рис. 5, а), амплитудные и фазовые распределения, а также диаграммы направленности, рассчитанные с учетом всех видов взаимодействия (кривые 1–3) и без учета внешних взаимных связей между излучателями (кривые 1'–3'). Номера 1 (1')–3 (3') на рис. 5, б, в, г соответствуют длинам волн $\lambda = 100, 130$, и 150 мм. Параметры исследуемых антенн были следующие: $l = 60$ мм, $d = 3$ мм, $D_z = 65$ мм (фидер 1). Из рис. 5, г видно, что при $\lambda = 100$ мм диаграмма направленности имела обычную форму с несколько увеличенными уровнями боковых лепестков (кривая 1). Но при увеличении длины волны форма диаграммы направленности ухудшалась и в итоге при $\lambda = 130$ мм оказалась непригодной для практического использования (рис. 5, г, кривая 2): уровень боковых лепестков $\xi_{бок} \geq 0.5$, ширина диаграммы направленности по уровню 0.707 увеличилась в несколько раз по отношению к величине, определяемой по формуле $\Delta\theta \approx \lambda / (ND_z)$. При дальнейшем увеличении длины волны, например при $\lambda = 150$ мм, форма диаграммы направленности несколько улучшилась (рис. 5, г, кривая 3).

Электродинамические характеристики, рассчитанные без учета взаимной связи между излучателями по внешнему пространству (кривые 1'–3'), существенно отличаются от анало-

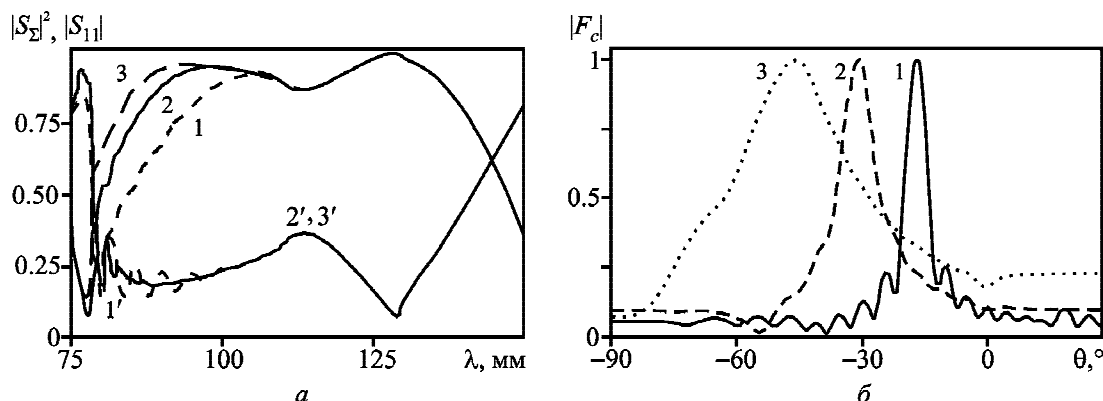


Рис. 4. Энергетические характеристики (а) и диаграммы направленности (б) решетки из длинных щелей, выполненной на фидере 1, $l = 0.8L = 60$ мм

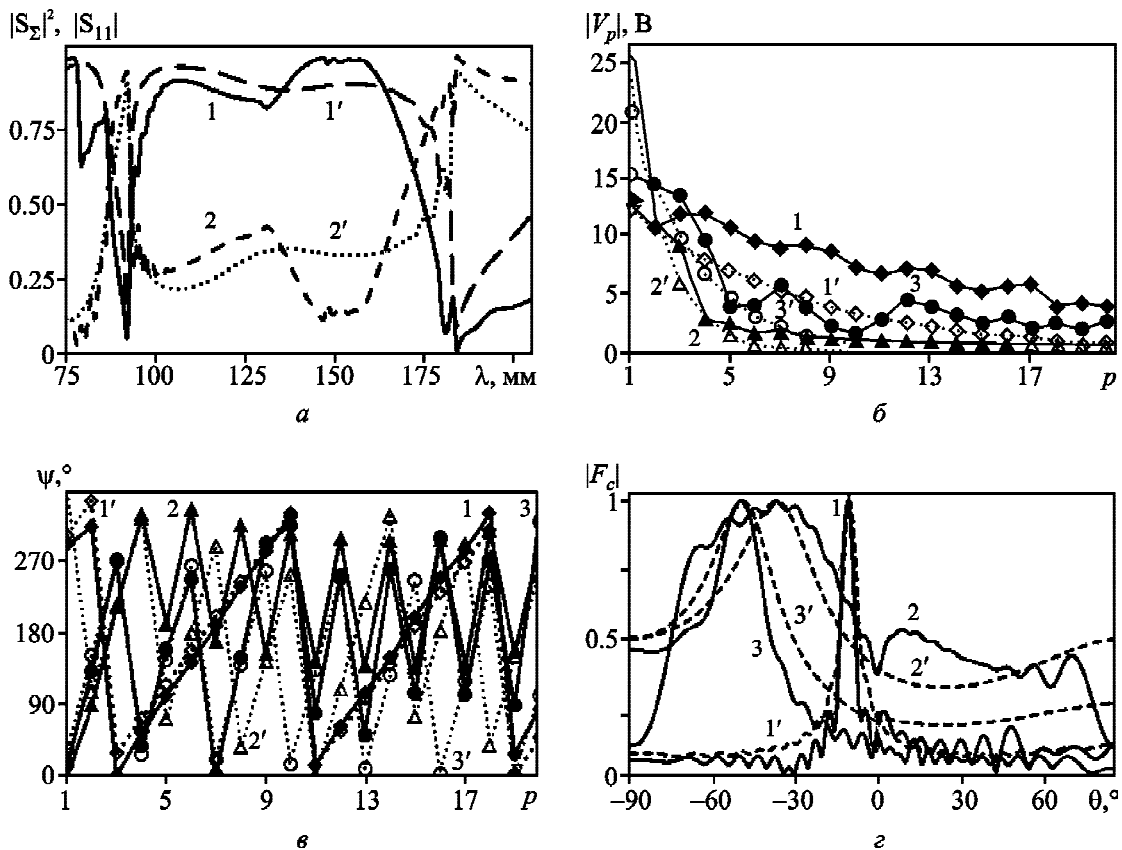


Рис. 5. Энергетические характеристики (а), амплитудные (б) и фазовые (в) распределения и диаграммы направленности (з) щелевой антенны, выполненной на фидере 1, с $l = 0.8L = 60$ мм, $D_z = 65$ мм

гичных характеристик, рассчитанных с учетом взаимной связи (кривые 1–3). Особенно заметно отличается форма диаграммы направленности при $\lambda = 130$ мм (рис. 5, з, кривые 2 и 2'). Амплитудные распределения, рассчитанные без учета внешней взаимной связи, остаются сильно спадающими, но более гладкими и не имеют осцилляций (рис. 5, б).

Рассмотрим решетку дуговых щелей, расположенных в фидере 2. Использование такого фидера согласно (9) позволило уменьшить погонное затухание в кабеле в 1.7 раза по сравнению с затуханием в фидере 1 и, следовательно, повысить коэффициент усиления антенны. Увеличение диаметра внешнего проводника коаксиальной линии дает возможность изменять длины дуговых щелей в более широких пределах и таким образом управлять диапазоном рабочих длин волн антенной решетки.

На рис. 6–8 представлены характеристики щелевых решеток, расположенных в экране коак-

сиального фидера 2. Внутренний объем фидера заполнен диэлектриком с $\epsilon^i = 1.23$, внешний – $\epsilon^e = 1$. Ширина щелей равнялась $d = 6$ мм. Они располагались на расстоянии $D_z = 80$ мм друг от друга. Количество излучателей в рассматриваемых решетках выбиралось равным $N = 20$.

На рис. 6, а представлены зависимости коэффициентов излучения $|S_\Sigma|^2$ (кривая 1), отражения $|S_{11}|$ (кривая 2) и прохождения $|S_{12}|$ (кривая 3) от длины волны для решетки одинаковых щелей с $l = 0.5L = 65$ мм. Амплитудные и фазовые распределения и диаграммы направленности решетки для длин волн $\lambda = 130, 140, 150$ и 160 мм (кривые 1–4) представлены на рис. 6, б, в и з. Отметим, что резкое снижение коэффициента излучения при длине волны $\lambda = 97$ мм (рис. 6, а, кривая 1) соответствует возникновению в коаксиальной линии волны H_{11} . Из рис. 6, а видно, что диапазон длин волн, при котором $|S_\Sigma|^2 \geq 0.9$, $|S_{11}| \leq 0.25$, составляет 27 %, а рабочая длина

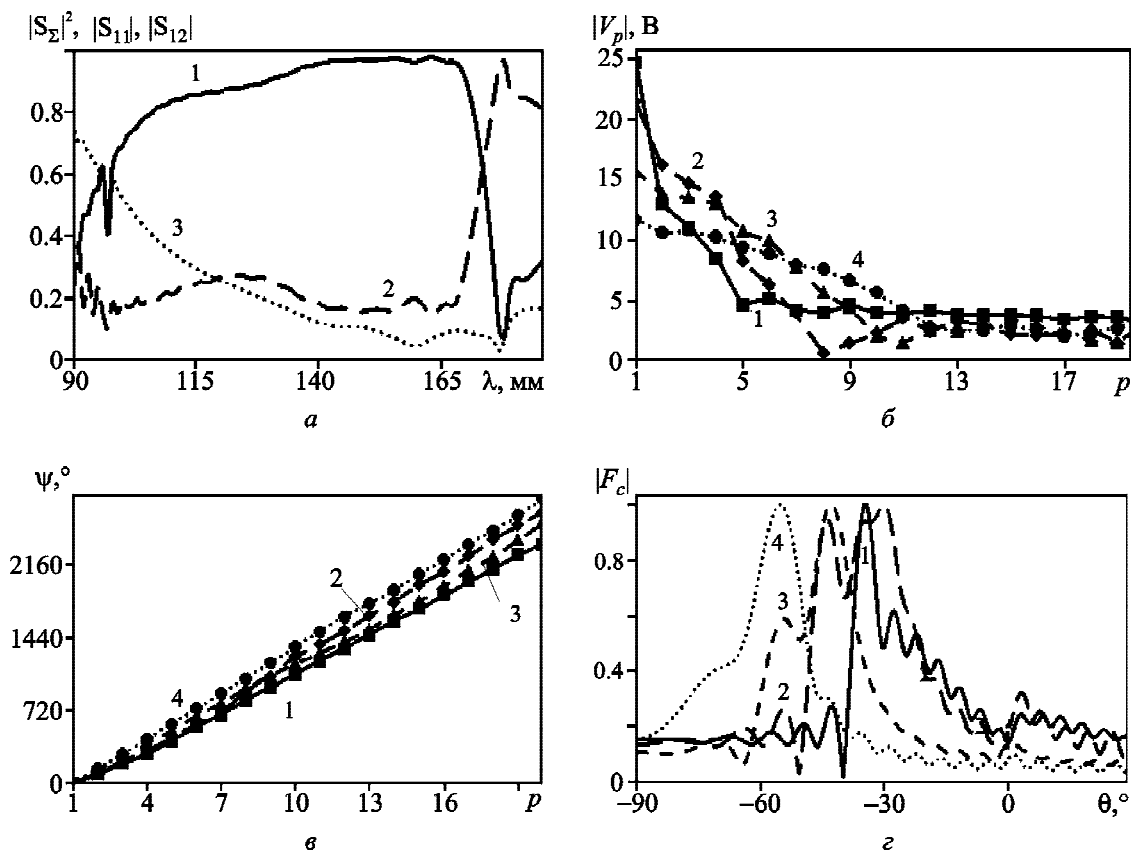


Рис. 6. Энергетические характеристики (а), амплитудные (б) и фазовые (в) распределения и диаграммы направленности (z) щелевой антенны, выполненной на фидере 2, $l = 0.5L = 65$ мм

волны увеличивается в сравнении с предыдущими случаями.

В диапазоне $\lambda = 130 \div 170$ мм амплитудные распределения носят спадающий характер, как видно из рис. 6, б. Здесь и далее фазовые распределения восстановлены для лучшей наглядности и видно, что они отличаются от линейных (рис. 6, в, кривые 1–4). Такое поведение амплитудных и фазовых распределений в щелевой решетке приводит к существенным искажениям пространственных характеристик антенны, как и в случае, представленном на рис. 5. На рис. 6, z приведены диаграммы направленности решетки для указанных длин волн. Видно, что при $\lambda = 130, 150$ и 160 мм (кривые 1, 3, 4) уровни боковых лепестков диаграмм направленностей недопустимо велики, а при $\lambda = 140$ мм (кривая 2) происходит “разрушение” диаграммы направленности антенной решетки аналогично случаю, представленному на рис. 5, z (кривая 2). Такие изменения формы диаграммы направленности обуслов-

лены сильным взаимодействием между излучателями в щелевой решетке, которое приводит к соответствующим искажениям в АФР антенны.

Таким образом, при достаточно высоком коэффициенте излучения в такой щелевой системе имеем непригодные для практического использования пространственные характеристики решетки. Для улучшения направленных свойств антенны предлагается управлять АФР путем изменения длин щелей, т. е. использовать решетку с различными длинами излучателей.

На рис. 7 представлены характеристики щелевой решетки, в которой длины излучателей нелинейно увеличиваются вдоль системы от короткой ($l_1 = 0.3L$) до длинной ($l_{20} = 0.75L$). При таком выборе длин излучателей диапазон длин волн, при котором $|S_\Sigma|^2 \geq 0.9$ возрастает до 45 % (рис. 7, а, кривая 1). При этом значение коэффициента отражения $|S_{11}|$ не превышает 0.2, а в большей части диапазона оно даже меньше 0.1 (рис. 7, а, кривая 2). Кривые 1–4 на рис. 7, б, в

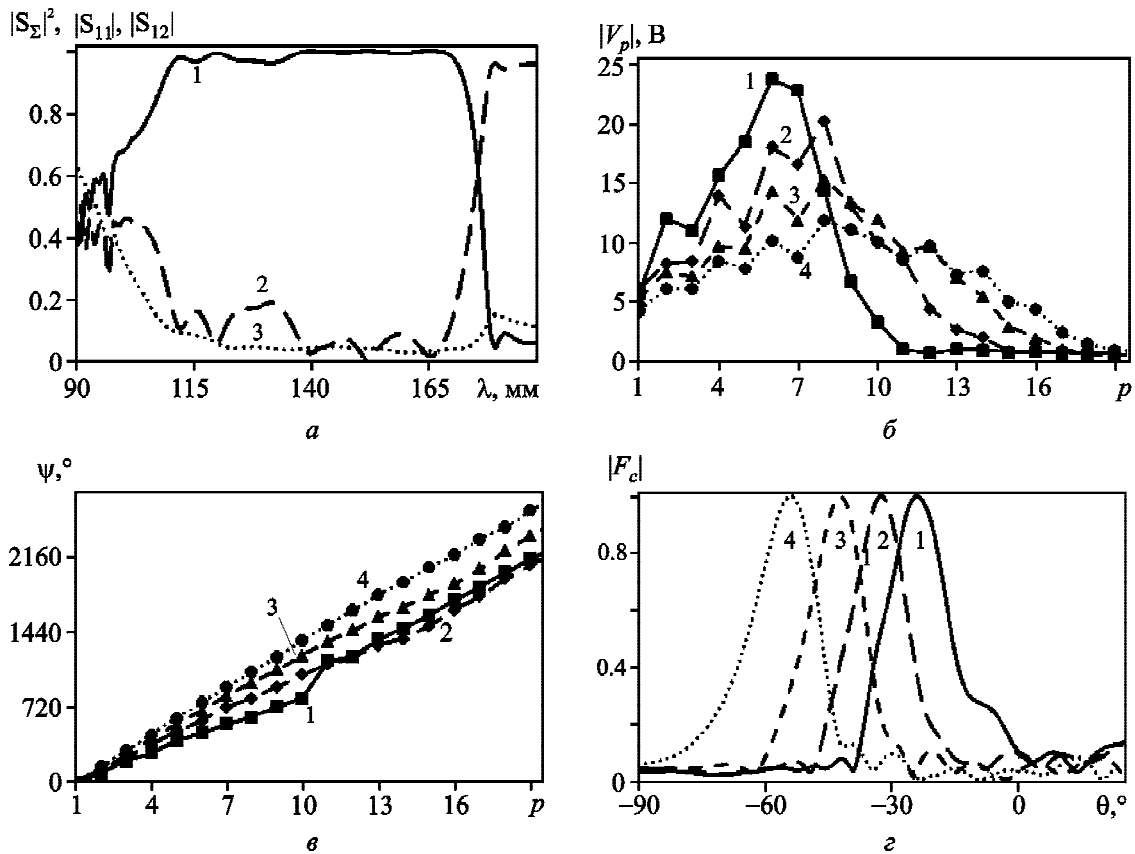


Рис. 7. Энергетические характеристики (а), амплитудные (б) и фазовые (в) распределения и диаграммы направленности (г) неоднородной щелевой антенны, выполненной на фидере 2, с $l = 0.3L \div 0.75L$

и z так же, как и в предыдущем случае, соответствуют длинам волн $\lambda = 130, 140, 150$ и 160 мм. Видно, что в указанном диапазоне длин волн амплитудные распределения спадают к краям (рис. 7, б). Причем с ростом длины волны они становятся более равномерными. Из рис. 7, в видно также, что фазовые искажения с ростом длины волны уменьшаются, фазовые распределения становятся близкими к линейным. Как следствие такого поведения распределения поля в раскрыве антенны, диаграммы направленности этой системы имеют четко сформированный главный луч и уровень боковых лепестков $\xi_{бок} < 0.15$ (рис. 7, г, кривые 2–4).

Для протяженных излучающих кабелей, содержащих большое количество излучателей, в ряде задач важной характеристикой является равномерное амплитудное распределение поля вдоль щелевой системы. Равномерное возбуждение большого количества щелевых излучателей возможно осуществить в случае срав-

нительно низких коэффициентов возбуждения отдельных щелевых элементов. Следовательно, антенная решетка не должна работать в резонансной области отдельных излучателей, т. е. в этом случае целесообразно использовать короткие щели.

Рассмотрим решетку из $N = 20$ коротких щелей в коаксиальной линии с малой нерегулярностью их длин. На рис. 8, а представлены зависимости $|S_{\Sigma}|^2, |S_{11}|, |S_{12}| = f(\lambda)$ (кривые 1–3) для решетки с относительными длинами щелей, меняющимися от $l/L = 0.3$ до $l/L = 0.35$. На рис. 8, б, в, г представлены амплитудные и фазовые распределения и диаграммы направленности для этого случая при длинах волн $\lambda = 110, 120$ и 130 мм (кривые 1–3). Из рис. 8, а видно, что резонансные длины отдельных излучателей находятся в окрестности $\lambda = 100$ мм. С ростом длины волны снижается коэффициент излучения (кривая 1) и возрастает коэффициент прохождения (кривая 3) при неизменно низком коэффициен-

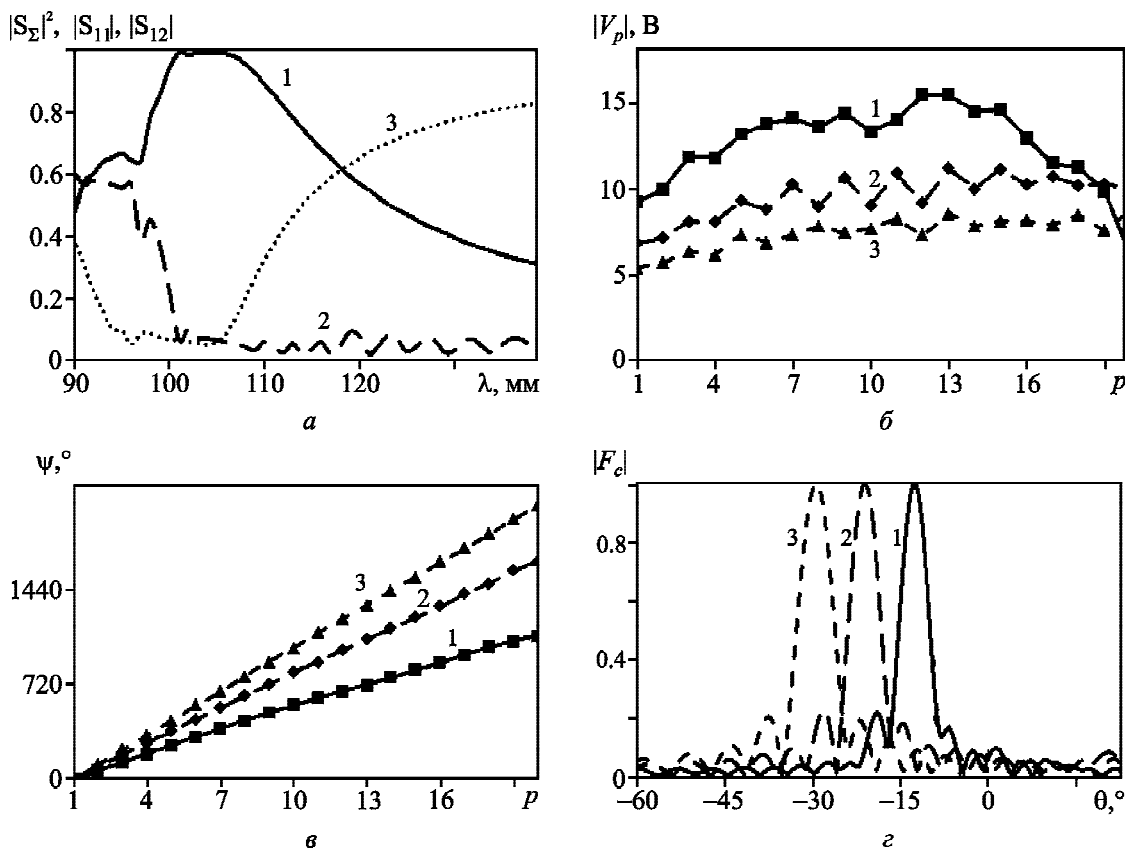


Рис. 8. Энергетические характеристики (а), амплитудные (б) и фазовые (в) распределения и диаграммы направленности (г) неоднородной щелевой антенны, выполненной на фидере 2, с $l = 0.3L \div 0.35L$

те отражения (кривая 2). В свою очередь амплитуды поля в каждой щели снижаются. При этом форма амплитудного распределения вдоль антенной системы сохраняется близкой к постоянной. Таким образом, путем выбора длин излучателей можно создать щелевые системы с большим количеством излучающих щелей и амплитудным распределением вдоль антенны, близким к постоянному.

Представляется интересным также рассмотреть электродинамические характеристики коаксиально-щелевых антенн при различных значениях относительных диэлектрических проницаемостей диэлектриков, заполняющих объем внутри и вне коаксиальных линий. На рис. 9 представлены результаты исследований многоэлементных антенн со следующими параметрами: $l = 37.7$ мм, $d = 3$ мм, $N = 20$, $D_z = 40$ мм, $\epsilon^i = 1.23$, $\epsilon^e = 2$ (фидер 1). На рис. 9, а представлены зависимости $|S_{\Sigma}|^2 = f(\lambda)$ (кривая 1) и $|S_{11}| = f(\lambda)$ (кривая 2). При длине волны $\lambda = 89$ мм наблюдается резкое воз-

растание коэффициента отражения и значительное уменьшение коэффициента излучения. Такие изменения в зависимостях $|S_{\Sigma}|^2 = f(\lambda)$ и $|S_{11}| = f(\lambda)$ соответствуют синфазному сложению отраженных волн от всех щелей.

В области длин волн от 50 до 95 мм диаграмма направленности оказывается двухлучевой (рис. 9, г, кривые 1–4 соответствуют длинам волн $\lambda = 60, 70, 80$ и 90 мм), причем один луч изменяет положение максимального излучения при изменении λ , а направление максимума излучения второго луча ориентировано строго под углом $\sin(\theta) = \sqrt{\epsilon^i/\epsilon^e}$. При возрастании длины волны от $\lambda = 100$ мм до $\lambda = 130$ мм диаграмма направленности становится однолучевой (рис. 9, д, кривые 1–3 соответствуют длинам волн $\lambda = 120, 125$, и 130 мм) отклоненной от нормали на угол $\sin(\theta) = \sqrt{\epsilon^i/\epsilon^e}$. Амплитудные распределения для этих случаев представлены на рис. 9, б и в соответственно.

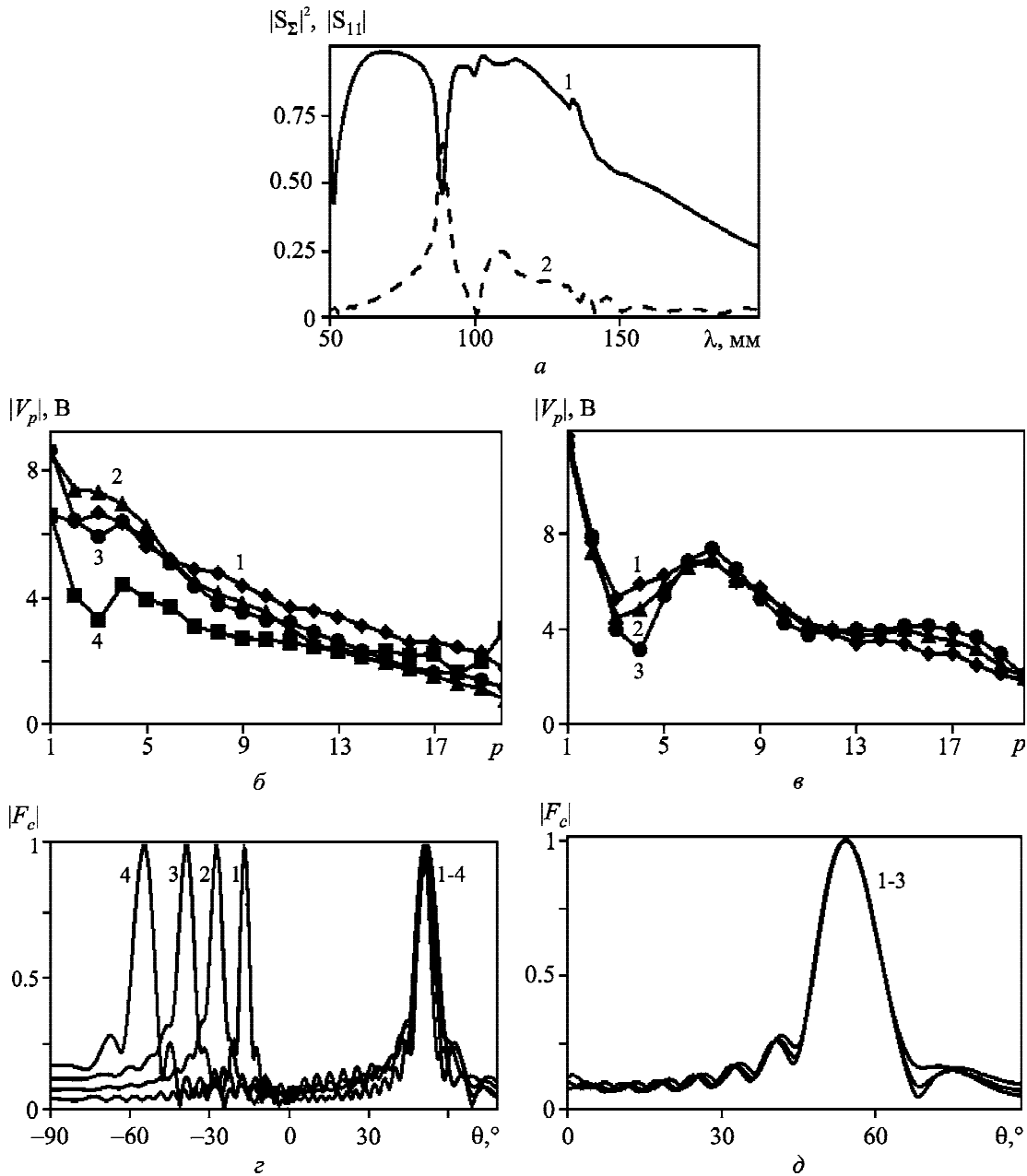


Рис. 9. Энергетические характеристики (а), амплитудные распределения (б, в) и диаграммы направленности (г, д) щелевой решетки, выполненной на фидере 1, излучающей в материальную среду, $l = 0.5L = 37.7$ мм

4. Заключение

Задача возбуждения и излучения электромагнитных волн системой щелевых излучателей в экранные коаксиальной линии была решена методом МДС для любых параметров фидера и узких щелей. Было найдено АФР в антенне, что позволило исследовать коэффициенты излучения и отражения, а также направленные характеристики коаксиально-щелевой решетки.

Изменяя длины щелевых излучателей в коаксиально-щелевой антенне, а именно создавая геометрически неоднородную решетку, можно управлять АФР антенны, что позволяет улучшить диаграмму направленности, расширить рабочий диапазон длин волн, повысить коэффициент излучения и снизить коэффициент отражения, увеличить коэффициент направленного действия и, в конечном итоге, увеличить коэффициент усиления коаксиально-щелевой антенны.

Важным фактором при изучении коаксиально-щелевой антенны является взаимное влияние излучателей друг на друга в щелевой решетке. Наличие существенных взаимных связей приводит к искажениям в АФР антенны и, следовательно, к ухудшению формы диаграммы направленности многоэлементной щелевой решетки, вплоть до полной потери направленных свойств. Таким образом, взаимодействие между излучателями необходимо учитывать при исследовании характеристик коаксиально-щелевой антенны.

В случае излучения коаксиально-щелевой антенны в среду с большей диэлектрической проницаемостью, чем проницаемость диэлектрика, заполняющего фидер, наблюдается частотно независимое излучение под углом $\sin(\theta) = \sqrt{\epsilon^i/\epsilon^e}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Han Y. F., Yung K. N., Xie Z. M., and Chen R. S. Analysis and design of a coaxial slot antenna for mobile telecommunications // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symp.: Proc. Symp.* – 1999. – Vol. 4. – P. 2424–2426. DOI: 10.1109/APS.1999.789299
2. Han Y. F., Yung K. N., Xie Z. M., and Chen R. S. Coaxial Multi-Slot Antenna Used for LEO-MSAT // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symp.: Proc. Symp.* – 1999. – Vol. 4. – P. 2420–2423. DOI: 10.1109/APS.1999.789298
3. Inomata K., Yamaguchi Y., Yamada H., Tsujita W., Shikai M., and Sumi K. Accuracy of 2-Dimensional Object Location Estimation Using Leaky Coaxial Cables // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2011. – Vol. 59, Is. 6. – P. 2396–2403. DOI: 10.1109/TAP.2011.2143661
4. Kim D. H. and Eom H. J. Radiation of Leaky Coaxial Cable with Narrow Transverse Slots // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2007. – Vol. 55, Is. 1. – P. 107–110. DOI: 10.1109/TAP.2006.888414
5. Слізаренко А. О. Впровадження дводіапазонних мереж технологічного радіозв'язку в тунелях залізниць // *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті.* – 2014. – № 4. – С. 42–47.
6. Rubio M., Hernandez A., Salas L., Navarro E., and Avila-Navarro E. Coaxial Slot Antenna Design for Microwave Hyperthermia Using Finite-Difference Time Domain and Element Method // *Open Nanomedicine J.* – 2011. – Vol. 3. – P. 2–9. DOI: 10.2174/1875933501103010002
7. Катрич В. А., Лященко В. А., Медведев Н. В. Излучение из системы щелей в экране коаксиальной линии // *Радиофизика и радиоастрономия.* – 2012. – Т. 17, № 2. – С. 146–156.
8. Катрич В. А., Лященко В. А., Медведев Н. В. Многоэлементные системы щелевых излучателей в экране полубесконечной коаксиальной линии // *Радиофизика и радиоастрономия.* – 2013. – Т. 18, № 4. – С. 309–322.
9. Фельд Я. Н., Бененсон Л. С. Антенно-фидерные устройства. Часть 2. – М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1959. – 551 с.
10. Катрич В. А., Лященко В. А., Медведев Н. В. Щелевой излучатель в коаксиальной линии // *Радиофизика та електроніка.* – 2010. – Т. 15, № 1. – С. 7–16.
11. Гарб Х. Л., Левинсон И. Б., Фридберг П. Ш. Учет толщины стенки в щелевых задачах электродинамики // *Радиотехника и электроника.* – 1968. – Т. 13, № 12. – С. 2152–2161.

REFERENCES

1. HAN, Y. F., YUNG, K. N., XIE, Z. M. and CHEN, R. S., 1999. Analysis and Design of a Coaxial Slot Antenna for Mobile Telecommunications. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Proceedings.* vol. 4, pp. 2424–2426. DOI: 10.1109/APS.1999.789299
2. HAN, Y. F., YUNG, K. N., XIE, Z. M. and CHEN, R. S., 1999. Coaxial Multi-Slot Antenna Used for LEO-MSAT. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Proceedings.* vol. 4, pp. 2420–2423. DOI: 10.1109/APS.1999.789298
3. INOMATA, K., YAMAGUCHI, Y., YAMADA, H., TSUJITA, W., SHIKAI, M. and SUMI, K., 2011. Accuracy of 2-Dimensional Object Location Estimation Using Leaky Coaxial Cables. *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 59, is. 6, pp. 2396–2403. DOI: 10.1109/TAP.2011.2143661
4. KIM, D. H. and EOM, H. J., 2007. Radiation of Leaky Coaxial Cable with Narrow Transverse Slots. *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 55, is. 1, pp. 107–110. DOI: 10.1109/TAP.2006.888414
5. YELIZARENKO, A., 2014. Introduction of Dual-Band Networks of Technological Radio Communication in Railway Tunnels. *Informatsijno-keruyuchi systemy na zaliznychnomu transporti.* no 4, pp. 42–47 (in Ukrainian).
6. RUBIO, M., HERNANDEZ, A., SALAS, L., NAVARRO, E. and AVILA-NAVARRO, E., 2011. Coaxial Slot Antenna Design for Microwave Hyperthermia Using Finite-Difference Time Domain and Element Method. *Open Nanomedicine J.* vol. 3, pp. 2–9. DOI: 10.2174/1875933501103010002
7. KATRICH, V. A., LYASHCHENKO, V. A. and MEDVEDEV, N. V., 2012. Radiation from a Slot Array in a Coaxial Line Screen. *Radio Physics and Radio Astronomy.* vol. 3, is. 4, pp. 325–335. DOI: 10.1615/RadioPhysicsRadioAstronomy.v3.i4.60
8. KATRICH, V. A., LYASHCHENKO, V. A. and MEDVEDEV, N. V., 2013. Multielement Slot Radiator Systems in a Screen of Semi-Infinite Coaxial Line. *Radio Phys. Radio Astron.* vol. 18, no 4, pp. 309–322 (in Russian).
9. FELD, Y. N. and BENENSON, L. S., 1959. *Antenna-Feeder Devices. Pt 2.* Moscow: N. E. Zhukovsky Academy Publ. (in Russian).
10. KATRICH, V. A., LYASHCHENKO, V. A. and MEDVEDEV, N. V., 2011. A Slot Radiator in a Coaxial Line. *Telecommunications and Radio Engineering.* vol. 70, is. 5, pp. 395–411. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v70.i5.20

11. GARB, Kh. L., LEVINSON, I. B. and FRIDBERG, P. Sh., 1968. Effect of Wall Thickness in Slot Problems of Electrodynamics. *Radio Eng. Electron. Phys.* vol. 13, no 12, pp. 2152–2161 (in Russian).

V. A. Katrich, V. A. Lyashchenko, and N. V. Medvedev

V. N. Kazarin Kharkiv National University,
4, Svobody Sq., Kharkiv, 61022, Ukraine

MULTIELEMENT SYSTEMS OF ARC SLOTS IN A COAXIAL LINE SCREEN

Purpose: Studying the electrodynamic characteristics of the coaxial-slot antennas and the ways of their control by the feeder and radiators geometrical parameters change.

Design/methodology/approach: The problem of electromagnetic wave excitation and radiation by the arc slot system in infinitely thin and perfectly conducting shield of coaxial line is solved by the magnetomotive forces method with the following multiparameter numerical model of multielement antenna array creation.

Findings: The influence of feeder and radiators geometrical parameters on the energy and spatial characteristics of a coaxial-slot antenna is shown. The influence of interactions between the slot radiators on the radiation and reflection coefficients and directivity characteristics of multielement antenna array is also studied. The spatial peculiarities of electromagnetic wave radiation into the medium different from the air one are considered.

Conclusions: The researches of the multielement coaxial-slot antenna electrodynamic characteristics have shown the possibility for their essential improvement by the creation of nonuniform antenna arrays of the arc slots of different lengths. The necessity of accounting for the mutual interconnections between radiators in a coaxial-slot array is emphasized.

Key words: coaxial line, arc slot, directivity pattern, amplitude and phase distribution, radiation coefficient, reflection coefficient, interconnection

V. O. Katrich, V. O. Lyashchenko, M. B. Medvedev

Харківський національний університет
імені В. Н. Каразіна,
м. Свободи, 4, м. Харків, 61022, Україна

БАГАТОЕЛЕМЕНТНІ СИСТЕМИ ДУГОВИХ ЩІЛИН У ЕКРАНІ КОАКСІАЛЬНОЇ ЛІНІЇ

Предмет і мета роботи: Досліджуються електродинамічні характеристики коаксіально-щілинних антен та способи керування ними шляхом зміни геометричних параметрів фідера та випромінювачів.

Методи та методологія: Задача збудження і випромінювання електромагнітних хвиль системою дугових щілин у нескінченно тонкому й ідеально провідному екрані коаксіальної лінії розв'язується методом наведених магніторухійних сил із подальшим створенням багатопараметричної числової моделі багатоелементної антенної решітки.

Результати: Показано вплив на енергетичні та просторові характеристики коаксіально-щілинної антени геометричних розмірів фідера і випромінювачів. Досліджено вплив взаємодії між щілинними випромінювачами на коефіцієнти відбиття та випромінювання, а також на характеристики спрямованості багатоелементної антенної решітки. Показано просторові особливості випромінювання у середу, відмінну від повітряної.

Висновок: Виконані дослідження електродинамічних характеристик багатоелементних коаксіально-щілинних антен показали можливість їх істотного вдосконалення шляхом створення неоднорідних антенних решіток дугових щілин різних довжин. Підкреслюється необхідність урахування взаємних зв'язків між випромінювачами в коаксіально-щілинній системі.

Ключові слова: коаксіальна лінія, дугова щілина, діаграма спрямованості, амплітудно-фазовий розподіл, коефіцієнт випромінювання, коефіцієнт відбиття, взаємні зв'язки

Статья поступила в редакцию 20.07.2016