РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ

На правах рукописи

P

Папилов Константин Борисович

МАЛОГАБАРИТНЫЕ МНОГОСЛОЙНЫЕ ПЕЧАТНЫЕ АНТЕННЫ

Специальность 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель – доктор технических наук, доцент Банков С.Е.

МОСКВА – 2015

содержание

	стр.
1. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ	5
2. МАЛОГАБАРИТНЫЕ ПА КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ	
2.1. Конструкции ПА круговой поляризации	
2.2. Собственные колебания полосковой ПА	
2.3. Собственные колебания щелевой ПА	
2.4. Эквивалентные схемы рабочих колебаний	40
2.5. Численное моделирование свернутых ПА	
2.6 Особенности возбуждения малогабаритных многослойных ПА	ł
круговой поляризации	52
2.7. Оценка достоверности численной модели ПА	
3. ВЕКТОРНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ И СИНТЕЗ ПА ЛИ	НЕЙНОЙ
ПОЛЯРИЗАЦИИ	74
3.1. Представление технического объекта в теории ВО	75
3.2. Математическая модель ПА и построение МСД	
3.3. Построение МНХ	
3.4. Параметрический синтез ПА линейной поляризации	
3.5. Сравнение разных типов ПА, структурный синтез ПА линейн	ой
поляризации	92
3.6. ВО и синтез ПА круговой поляризации	
3.7. Сравнение миниатюрных ПА круговой поляризации разных т	ипов:
ПА классической формы, многослойных ПА, однослойных ПА	105
4. ОПТИМИЗАЦИЯ И СИНТЕЗ СХЕМ ПИТАНИЯ ПА КРУГОВ	ЗОЙ
ПОЛЯРИЗАЦИИ	114
4.1. Способы возбуждения поля круговой поляризации в ПА	114
4.2. Определение показателей качества	

4.3. Модель ПА	122
4.4. Сопоставление ПА с двух- и четырехэлементными схемами	
питания	125
4.5. Оптимизация одноэлементной схемы по совокупности ПК	129
4.6. Оптимизация по совокупности ПК двухэлементной схемы с Р,	ДМ 136
4.7. Оптимизация по совокупности ПК двухэлементной схемы с Б	ДМ 138
4.8. Сопоставление ПА с разными схемами питания	139
5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАЛОГАБАРИТН	ЫХ ПА И
ИХ ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ	
5.1. Свернутая ПА с воздушным заполнением	

52	Прухопойцая	попосковая ПА	в составе	прухлиапагонной	яптеплгі 1	52
$\mathcal{J}.\mathcal{L}.$	двухслоиная	полосковая ПР	A B COCTABE	двухдианазонной	антенны і	.32

5.3. Свернутая ПА с воздушным заполнением в металлической полости 159

Список использованных источников 1	166
------------------------------------	-----

Список принятых сокращений

MWS	- CST Microwave Studio;
АФУ	- антенно-фидерное устройство;
БДМ	- балансный делитель мощности;
БКП	– безусловный критерий предпочтения;
BO	- векторная оптимизация;
ДМ	- делитель мощности;
ДН	– диаграмма направленности;
КПД	- коэффициент полезного действия;
КСВ	– коэффициент стоячей волны;
КУ	- коэффициент усиления;
КЭ	- коэффициент эллиптичности;
МДМ	- многоканальный делитель мощности;
MHX	– множество нехудших решений;
МСД	– множество строго допустимых решений;
ПА	– печатная антенна;
ПВ	- плоский волновод;
ПК	- показатель качества;
РДМ	- реактивный делитель мощности;
СВЧ	- сверхвысокие частоты;

1. Обзор литературы и постановка задачи

работы. Печатные (ПA). получившие Актуальность антенны В англоязычной литературе название patch антенн активно исследуются, начиная с пятидесятых годов XX века [1]. В русскоязычной литературе используется термин микрополосковая антенна [2]. Их можно обоснованно отнести к числу одних из наиболее хорошо изученных типов СВЧ антенн. Стимулом для исследования микрополосковых антенн, в частности, послужило активное развитие космической техники, где вопрос снижения габаритов стоит особенно остро. Искусственные спутники Земли 60-70-х годов имели до 120 антенн со сложной и разветвленной антенно-фидерной системой. При этом она занимала до 20% площади объекта. Очевидно, что выполнить многочисленные и жесткие требования к антенно-фидерной системе можно при наличии печатных конформных антенн малой толщины. Микрополосковые антенны обеспечивают высокую повторяемость размеров, низкую стоимость, малые металлоемкость, габаритные размеры, стоимость. Благодаря печатной технологии изготовления стало проще наладить серийный выпуск антенн.

Практически одновременно с появлением ПА возникла задача их миниатюризации, которая в последнее время приобрела дополнительную актуальность [2]. Это связано интенсивным С развитием техники персональных радиоэлектронных систем, функционирующих В СВЧ диапазоне: мобильных телефонов, персональных навигаторов, систем беспроводного доступа в Интернет и т.д. Эти системы работают на частотах 1-2 ГГц, на которых классические типы ПА, о которых мы будем говорить ниже, имеют недопустимо большие размеры.

Следует отметить, что миниатюризация антенны является противоречивым процессом, который неизбежно приводит к росту ее добротности и сужению полосы рабочих частот. Кроме того, увеличение добротности сопровождается снижением коэффициента полезного действия (КПД) антенны. Фундаментальная для теории антенн с электрически малыми размерами связь между добротностью и размерами установлена в работах Харрингтона и Чу [3]. Полученное ими соотношение получило название критерия Харрингтона – Чу. Этот критерий устанавливает потенциально достижимый предел миниатюризации излучателя при фиксированной полосе рабочих частот.

В настоящее время известен ряд способов уменьшения габаритов ПА. Они будут рассмотрены ниже. Разные методы миниатюризации ПА неэквивалентны друг другу, так как ПА, реализованные с их помощью, имеют разные совокупности показателей качества (ПК). Поэтому создание новых подходов к решению задачи миниатюризации ПА, позволяющих улучшить совокупность основных ПК, является актуальной научнотехнической проблемой, решению которой посвящена данная работа.

Конструкции ПА и методы их миниатюризации. Рассмотрим далее решения, существующие в данной области антенной техники. В качестве первого шага проанализируем наиболее распространенные варианты ПА, которые можно назвать классическими.

ПА классических форм. К ним относится, в первую очередь, полуволновая прямоугольная ПА (см. рис. 1.1), которая имеет максимальный габаритный размер *a*, приближенно определяемый следующим соотношением [2]:

$$a \approx \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon}},$$
 (1.1)

где *λ* - длина волны на рабочей частоте, *ε* - относительная диэлектрическая проницаемость материала, из которого выполнена ПА. Также к ПА классической формы следует отнести круглую и кольцевую ПА.



Рис. 1.1. Полуволновый излучатель

Видно, что на частотах 1-2 ГГц ПА с малой диэлектрической проницаемостью ε =2-3 имеют размеры порядка 70-100 мм, что недопустимо в большинстве перечисленных выше приложений. Соотношение (1.1) показывает один из возможных путей миниатюризации ПА, который состоит в увеличении ε . В качестве примера можно сравнить две ПА (рис. 1.2) настроенных на центральную частоту навигационной системы GPS (1575 МГц).



Рис. 1.2. Печатные антенны на подложках из разных материалов

Первая антенна (рис. 1.2 а) выполненная на материале с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 3$ имеет длину и ширину приблизительно в три раза большие, чем у антенны (рис. 1.2 б) изготовленной с применением материала с $\varepsilon = 28,2$. Эти значения довольно точно совпадают с формулой (1.1) из которой следует, что увеличение диэлектрической проницаемости в *n* раз приводит к уменьшению длины излучателя в \sqrt{n} раз.

В качестве одного из способов миниатюризации антенн классических форм возможно рассматривать переход от полуволновых излучателей к четвертьволновым. У четвертьволнового излучателя на одном конце проводники соединены с помощью металлической стенки (см. рис. 1.3).



Рис. 1.3. Четвертьволновый излучатель

Такое изменение конструкции ПА позволяет сократить ее габаритный размер *а* почти вдвое по сравнению с полуволновой антенной.

Помимо замыкающей стенки возможно использование замыкающего штыря или замыкающей пластины (рис. 1.4 а – в). В зависимости от выбора замыкающего элемента резонансная частота может быть выше или ниже.



Рис. 1.4. Варианты четвертьволновых ПА

Полуволновые ПА классической формы могут использоваться как антенны линейной, так и круговой поляризаций. Четвертьволновые ПА работают только на волнах линейной поляризации.

Необходимо сказать, что в ПА рассматриваемого типа практически единственным средством уменьшения геометрических размеров является применение диэлектрических материалов с высокой проницаемостью. В настоящее время известны различные типы СВЧ керамик с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 100$ и выше с приемлемыми значениями тангенса угла потерь $tg\delta$ в пределах 0.001. Тем не менее, следует отметить, что использование диэлектриков с большой проницаемостью создает ряд технологических проблем, связанных со сложностью механической обработки таких материалов, нанесением на их поверхность полосковых проводников, настройкой антенн и т.д. Их решение приводит к заметному снижению технологичности ПА и их удорожанию.

Однослойные миниатюрные ПА. Другое направление миниатюризации ПА условно можно назвать «сворачиванием». Можно выделить два разных способа сворачивания: сворачивание в плоскости и многослойное сворачивание. Сворачивание в плоскости поясняется на рис. 1.5.



Рис. 1.5. Сворачивание в плоскости

С помощью щелей, выполненных в проводнике ПА, удлиняется путь, который проходят токи от одной кромки проводника до другой [4]. При этом условие, связывающее размеры ПА с длиной волны и диэлектрической проницаемостью ε очень грубо можно записать следующим образом:

$$a + (n+1)b = \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon}},\tag{1.2}$$

где *n* - число щелей, *a*, *b* - габаритные размеры полоскового проводника. Из формулы (1.2) нетрудно увидеть, что в данной конструкции габаритные размеры могут быть существенно уменьшены по сравнению с исходной ПА,

показанной на рис. 1.1. Полезным эффектом от удлинения пути протекания токов может также служить уменьшение резонансной частоты антенны при сохранении е габаритных размеров.

Рассмотрим влияние щелей на резонансную частоту круглой ПА с замыкающим штырем изготовленной на подложке с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 4.4$ и толщиной 1.6 мм [1]. Антенна представляет собой диск радиусом 7.5 мм (см рис. 1.6).



Рис.1.6. Круглая ПА с щелями

На рис. 1.7 показана зависимость резонансной частоты антенны от длины щелей, нормированной на радиус ПА.



Рис. 1.7. Влияние длины щелей в круглой ПА на её резонансную частоту

Видно, что с увеличением длины щелей снижается резонансная частота, что позволяет уменьшить размеры исходной ПА. Например, из графика видно, что описанная выше круглая ПА с замыкающим штырем и длиной щелей равной радиусу ПА имеет резонансную частоту равную 1652 МГц. Обычная круглая ПА без замыкающего штыря и щелей, изготовленная на такой же подложке имела бы радиус приблизительно равный 25,2 мм.

По такому же принципу возможно организовать удлинение пути протекания токов на подстилающей поверхности. На рис. 1.8 показана ПА, в подстилающей поверхности которой прорезаны щели [1].



Рис. 1.8. ПА с щелями в подстилающей поверхности

На рис. 1.9 приведены частотные зависимости коэффициента отражения ПА с разными длинами щелей в подстилающей поверхности.



Рис. 1.9. Влияние длины щелей в подстилающей поверхности на резонансную частоту ПА

В качестве исходной антенны используется ПА с нулевой длиной щелей. Видно, что с увеличением длины щелей резонансная частота существенно снижается.

различные модификации излучателей, Существуют В которых применен принцип одномерного удлинения пути токов (рис. 1.10) [1]. Несмотря на относительно сложный рисунок некоторых излучателей, благодаря развитию планарных технологий, их легко изготовить с высокой повторяемостью параметров. На рис 1.10 показана ПА со скрещенными щелями, которые могут быть одинаковой или разной длины. Введение щелей приводит к разделению токов на два тока, текущих по ортогональным путям, что позволяет создавать ПА круговой поляризации или же двухчастотные ПА. Также могут быть использованы конструкции с парой изогнутых щелей, группой изогнутых щелей, со встречными прорезами, с круглыми, прямоугольными, ромбовидными щелями, с офсетными круглыми щелями и Т.Д.



Рис. 1.10. Топологии ПА, реализующие принцип сворачивания в плоскости

14

Многослойные миниатюрные ПА. Так как микрополосковая антенна является объемной структурой, то принцип сворачивания можно реализовать путем увеличения числа слоев и создания многослойной конструкции ПА (рис. 1.11).



Рис. 1.11. Многослойная ПА

Уменьшение габаритов здесь также достигается за счет удлинения пути протекания токов, однако теперь оно происходит за счет увеличения слоев, на которых расположены печатные проводники. Приближенное соотношение аналогичное (1.1), (1.2) имеет следующий вид:

$$(a+h)n = \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon}},\tag{1.3}$$

где *h* - толщина слоя, *n* - число слоев.

Как следует из формул (1.2) и (1.3) в свернутых конструкциях увеличение диэлектрической проницаемости не является единственным способом уменьшения габаритов ПА, так как миниатюризация достигается, в том числе, благодаря геометрической структуре антенны. Возможно также сочетание двух методов за счет использования в свернутых ПА материалов с повышенной диэлектрической проницаемостью.

Многослойные миниатюрные ПА изучены в существенно меньшей степени, чем однослойные. Причина этого в том, что они были предложены относительно недавно в работах [9], [10]. Поэтому о принципах их функционирования и потенциально достижимых параметрах в настоящее время можно говорить, основываясь на результатах, полученных с помощью приближенных качественных моделей, которые грубо передают закономерности электродинамических процессов в таких структурах.

Таким образом, из приведенного выше обзора можно сделать вывод о том, что в настоящее время существуют три основных класса миниатюрных ПА: ПА классических форм из материалов с повышенной диэлектрической проницаемостью, однослойные миниатюрные ПА и многослойные миниатюрные ПА.

ПА круговой поляризации. Способы возбуждения. Во многих приложениях требуется прием волн круговой поляризации. Антенны, решающие эту задачу имеют существенные особенности по сравнению с антеннами линейной поляризации. Поэтому имеет смысл рассмотреть их отдельно.

Поле круговой поляризации формируется при излучении двух скрещенных линейных электрических или магнитных токов, возбужденных со сдвигом фаз на 90°. В соответствии с концепцией ПА, изложенной в работе [2] ее поле излучения можно приближенно представить полем магнитных токов, текущих вдоль боковых граней. Структура таких токов в прямоугольной полуволновой ПА показана на рис. 1.12 а. Важно отметить, что токи, текущие вдоль оси 0х и вдоль оси 0у создаются разными колебаниями прямоугольной ПА. Структура полей основных ортогональных колебаний антенны показана на рис. 1.12 б. Колебание E_{01} создает токи I_{γ}^{m} ,

а колебание E_{10} токи I_x^m . Таким образом, мы видим, что для формирования поля излучения круговой поляризации в ПА необходимо одновременно возбудить со сдвигом фаз на 90⁰ оба основных колебания.

16



Рис. 1.12. Магнитные токи, формирующие поле излучения прямоугольной ПА и создающие их собственные колебания ПА

Задача возбуждения основных колебаний решается с помощью специальных схем возбуждения или схем питания. Элемент возбуждения ПА,

связывающий антенну со схемой возбуждения часто выполняется в виде металлического штыря. Его расположение в плоскости антенны можно охарактеризовать одной точкой. Поэтому часто используются термины одноточечное и многоточечное возбуждение ПА и, соответственно, одноточечные многоточечные схемы питания.

Рассмотрим ПА, в которых поле круговой поляризации возбуждается питанием в одной точке (рис. 1.13) [1].



Тип А

Тип Б

Рис. 1.13. Способы одноточечного питания ПА круговой поляризации.

Показанные на рис.1.13 ПА можно условно разделить на тип А и тип Б. Их различия в расположении точки питания. У ПА типа А она распложена на одной из осей, а у типа Б – на одной из диагоналей.

Рассмотрим, как формируется поле круговой поляризации в ПА с одноточечным питанием. В ПА, показанной на рис. 1.13 возможно существование двух взаимно ортогональных в пространстве колебаний, резонансные частоты f_1 и f_2 которых определяются размерами a и b. Для рассматриваемой антенны размеры a и b выбираются так, чтобы резонансные

частоты f_1 и f_2 были различными, а положение точки возбуждения выбирается так, чтобы возбуждались оба этих колебания.

На рис. 1.14 показаны фазочастотные характеристики двух резонансных контуров (колебаний), настроенных на частоты $f_{1,2}$ (кривые 1 и 2). Кривая 3 показывает величину разности фаз колебаний в этих контурах на различных частотах. Легко видеть, что значения f_1 и f_2 можно выбрать так, чтобы на средней частоте $f_0 = (f_1 + f_2)/2$ сдвиг фаз колебаний составлял 90⁰.



Рис. 1.14. Фазочастотные характеристики колебаний ПА

Если, кроме того, будут близки амплитуды колебаний, на частоте f_0 антенна будет создавать (и, соответственно, принимать) поле круговой поляризации с коэффициентом эллиптичности (КЭ), близким к единице. Условие близости амплитуд реализуется в рассматриваемой антенне выбором положения точки возбуждения.

Другой способ возбуждения – это многоточечное питание. В нем разность фаз возбуждения ортогональных колебаний достигается при помощи специальных схем.



Рис. 1.15. Двухточечные схемы питания ПА возбуждаемых у кромок

На рис.1.15 показаны два варианта питания ПА у кромок при помощи полосковых делителей мощности (ДМ). В варианте *а* применен мостовой ДМ, а в варианте δ Т – образный ДМ, в котором длина одного плеча на 90° больше чем у другого. В зависимости от того, к какой кромке приложен ток со сдвигом фазы, можно получить левую или правую круговую поляризацию. Помимо полосковых ДМ применяются делители в виде сосредоточенных элементов [11]. При потерях порядка 1 дБ на частоте 1.5 ГГц они функционируют в широком диапазоне частот, что выгодно их отличает от полосковых делителей. Так же сосредоточенные ДМ имеют гораздо меньшие габариты.

В технике СВЧ известны разные типы ДМ. Среди них можно выделить реактивные ДМ (РДМ) и балансные ДМ (БДМ). РДМ не содержат поглощающих элементов. Поэтому их боковые плечи не могут быть развязаны и согласованы. Обычно в таких устройствах согласовано одно центральное плечо. БДМ отличаются от РДМ наличием поглощающих элементов, которые обеспечивают согласование и развязку боковых плеч. Наиболее известным вариантом БДМ является делитель Вилкинсона [11]. Оба типа ДМ находят применение при построении схем питания ПА круговой поляризации.

Недостатком двухточечных схем питания является взаимодействие элементов возбуждения через реактивные поля, которые появляются в окрестности указанных элементов. Данный вид взаимодействия нарушает амплитудно – фазовые соотношения между колебаниями ПА. В первую очередь, от этого ухудшаются поляризационные характеристики антенны. Для устранения этого нежелательного эффекта используют двухточечную схему питания с дополнительным штырем в центре ПА, а также четырехточечную схему питания [10].

Двухточечная схема с короткозамыкающим штырем показана на рис. 1.16. Дополнительный штырь не влияет на поля основных колебаний, так как он расположен в точке, в которой оба колебания имеют нуль электрического поля. При этом он эффективно подавляет реактивные поля и уменьшает уровень паразитного влияния друг на друга элементов возбуждения.

Помимо двухточечного питания возможно четырехточечное возбуждение ПА. При четырехточечном питании каждое колебание возбуждается в двух точках симметричных относительно центра ПА, как показано на рис. 1.17. Четырехточечное возбуждение ПА обеспечивает наилучшие поляризационные параметры. Достигается это за счет усложнения схемы питания, которая включает три БДМ или РДМ (см. рис. 1.17).



Рис. 1.16. Двухточечная схема с короткозамыкающим штырем



Рис. 1.17. ПА с четырехточечной схемой возбуждения на БДМ

Миниатюрные ПА круговой поляризации. Миниатюризация ПА круговой поляризации имеет существенные особенности по сравнению с антеннами линейной поляризации. Для миниатюризации ПА круговой поляризации применимы все методики, описанные выше. Наиболее распространен метод одномерного удлинения пути токов или одномерное сворачивание. Известно большое число конструкций однослойных миниатюрных ПА. Ряд из них показан на рис. 1.18

Рассмотрим более подробно показанную на рис. 1.18 е ПА с четырьмя диагональными щелями и парой срезанных углов [1]. Щели удлиняют пути протекания токов, а срезанные углы нарушают симметрию, возбуждая два ортогональных колебания. Антенна возбуждается в одной точке A, лежащей на оси 0у. В зависимости от соотношения величины среза угла ΔL и длины щели *l* на рис. 1.19 показаны три частотные зависимости коэффициента отражения по входу для данного типа ПА, выполненной на одной и той же подложке.



Рис. 1.18. Конструкции миниатюрных ПА круговой поляризации

Диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 4.4$, толщина подложки h = 1.6 мм, а длина стороны каждой антенны L = 28 мм. Для антенны 1 Δ L = 6.3, l = 16; для антенны 2 Δ L = 4.5, l = 14; для антенны 3 Δ L = 2.9, l = 12.



Рис. 1.19. Частотная зависимость коэффициента отражения для трех ПА с диагональными щелями разных конфигураций

Изменение длины щелей и глубины среза угла позволяет изменять коэффициент эллиптичности и ширину полосы пропускания. Так же щели позволяют снизить резонансную частоту. Из рис. 1.19 видно, что все три антенны настроены ниже частоты 2300 МГц, а исходная антенна с теми же размерами, но без щелей имеет резонансную частоту равную 2480 МГц.

Многослойные миниатюрные ПА круговой поляризации имеют существенно более сложную конструкцию по сравнению с такими же антеннами линейной поляризации. В работах [9], [10] рассмотрены двухслойные ПА круговой поляризации, получившие название щелевой и полосковой. Они показаны на рис. 1.20 а,б.



Рис. 1.20. Двухслойные миниатюрные ПА круговой поляризации

Цели и задачи исследования. Из приведенного выше обзора конструкций малогабаритных ПА можно сделать следующие выводы. Известно очень большое число вариантов антенн, решающих одну и туже задачу уменьшения габаритов. При этом выделяются три основных типа миниатюрных антенн, о которых говорилось выше: антенны классической формы с повышенной диэлектрической проницаемостью, однослойные малогабаритные ПА и многослойные малогабаритные ПА.

Число конструкций ПА, как это следует из книг обзорного характера (см. например [1]) приближается к сотне. Если учесть также многообразие схем возбуждения антенн круговой поляризации, то число возможных вариантов будет исчисляться тысячами. В такой ситуации наиболее важной задачей становится не разработка новых конструкций ПА, а объективное, комплексное сравнение уже известных технических решений.

Важным моментом сопоставления технических решений является выбор его методологии. Как правило, такое сравнение производится либо на качественном уровне, либо в простейшей постановке по одному показателю качества (ПК). В тоже время, в литературе известен подход, дающий строгую математическую основу для оптимизации одного и объективного сравнения разных технических решений [7], [8]. Такой подход получил название векторного подхода или векторной оптимизации (ВО). Его основной отличительной чертой служит описание технических решений множеством ПК. В рамках векторного подхода разные (вектором) устройства сравниваются по нескольким ПК. Основным его достоинством, как отмечалось выше, является возможность существенного уменьшения степени субъективизма при ответе на вопрос о том какое из устройств (в нашем случае антенн) и в какой ситуации лучше или хуже другого. Полностью исключить субъективизм при решении задач такого типа нереально, но уменьшить его влияние на конечный результат можно.

Поэтому для дальнейшей формулировки целей работы важным моментом является выбор векторного подхода в качестве методологической основы сравнения разных ПА. Его важной особенностью является то, что последовательное его применение к решению задачи сопоставления разных типов ПА создает предпосылки для корректного решения другой важной задачи – параметрического синтеза ПА. Под параметрическим синтезом мы понимаем задачу определения параметров устройства по заданным его ПК. Традиционно задачи синтеза рассматриваются как существенно более сложные и одновременно более важные, чем задачи анализа [7].

Их важность определяется тем, что, в конечном счете, смысл инженерной деятельности состоит именно в синтезе структуры и параметров устройства. Поэтому создание методик синтеза в данном случае синтеза малогабаритных ПА является важной и актуальной целью данной работы.

Говоря о сопоставлении ПА разных типов, необходимо отметить еще одну важную сторону данной проблемы, связанную со сравнением ПА с идеальным излучателем Харрингтона – Чу. Критерий Харрингтона – Чу упоминался выше. Он устанавливает потенциально достижимый предел для антенны с малыми электрическими размерами в пространстве ПК: объем антенны и ее добротность. При выводе этого критерия его авторы пошли на существенные идеализации, полностью исключив из рассмотрения реальную

26

конструкцию излучателя. В результате они рассматривали гипотетический идеальный излучатель (излучатель Харрингтона – Чу), для которого оказалось возможным получить соотношение между ПК, которое определяется исключительно свойствами электромагнитного поля. Именно поэтому его можно рассматривать в качестве потенциально достижимого предела.

В реальной антенне возникают дополнительные факторы, ухудшающие ее характеристики. Поэтому для правильной оценки перспектив ПА и возможностей улучшения их ПК важной задачей является их сравнение с излучателем Харрингтона – Чу.

Выше отмечалось, что разные типы миниатюрных ПА изучены в разной степени. Антенны классической формы и однослойные миниатюрные ПА исследованы достаточно детально. Поэтому при оценке их ПК можно ориентироваться на данные, содержащиеся в известных работах. Наоборот, многослойные миниатюрные ПА исследованы недостаточно глубоко и детально. Поэтому для их оптимизации и сопоставления с другими типами ПА необходимо предварительно изучить принципы их функционирования, построить эффективные модели и т.д. Таким образом, исследование и оптимизацию многослойных миниатюрных ПА можно рассматривать в качестве еще одной цели данной работы.

Суммируя сказанное выше можно сформулировать общую цель работы следующим образом: *создание основ инженерного проектирования малогабаритных ПА*. Общая цель работы включает ряд частных целей, к которым относятся:

- разработка физических и математических моделей малогабаритных многослойных ПА;

- методика сопоставления по совокупности ПК разных конструкций ПА друг с другом и излучателем Харрингтона – Чу;

- методика параметрического синтеза малогабаритных ПА.

27

Для достижения указанной цели необходимо решить ряд задач научного и инженерного характера:

- выбор средств математического моделирования ПА и их экспериментальная проверка;

- разработка физических и математических моделей многослойных малогабаритных ПА и исследование с их помощью зависимостей ПК от параметров антенн;

- формулировка задач ВО ПА линейной и круговой поляризаций, в том числе: формулировка совокупности ПК, условий и ограничений.

- создание методики ВО ПА линейной и круговой поляризации в пространстве ПК;

- создание методики синтеза ПА линейной и круговой поляризации, основанной на переходе из пространства ПК в пространство параметров;

- сопоставление разных типов ПА друг с другом и излучателем Харрингтона – Чу в пространстве ПК, анализ результатов сопоставления;

- сопоставление схем возбуждения ПА круговой поляризации в пространстве ПК;

- практическая реализация и экспериментальное исследование малогабаритных ПА.

Методы исследований. При выполнении диссертационной работы используются следующие методы и подходы.

Решение любых задач исследования и проектирования ПА требует построения количественной модели ПА, связывающей ее геометрические и другие параметры с ПК. Для построения математических моделей ПА в диссертации используются методы численного решения граничных задач электродинамики, реализованные в компьютерных программах CST Microwave Studio и AWR Microwave Office. Обоснованность использования этих методов для моделирования ПА проверяется экспериментально.

На этапе ВО и параметрического синтеза ПА используются методы оптимизации по совокупности ПК [7]. Теория ВО позволяет находить при

фиксированной совокупности ПК множество «оптимальных» устройств, которое получило название множество нехудших (МНХ) устройств или нехудших решений. Устройства, входящие в это множество обладают наилучшей совокупностью ПК по сравнению с устройствами, не вошедшими в него и таким образом, задают потенциально достижимый для заданной структуры устройства предел улучшения ПК. Сравнение МНХ для разных структур (в нашем случае конструкций ПА) позволяет решать задачу структурного синтеза, то есть определения структуры в наилучшей степени удовлетворяющей требованиям технического задания.

Ключевые теоретические положения диссертационной работы проверялись экспериментально. При этом использовались стандартные методы измерения параметров рассеяния СВЧ устройств, а также антенных параметров.

Научная новизна диссертационной работы определяется следующими полученными в ней оригинальными результатами:

- результатами исследования и оптимизации многослойных ПА круговой поляризации;

- разработкой методики и решением задачи параметрического синтеза ПА линейной поляризации;

- разработкой методики и решением задачи параметрического синтеза ПА круговой поляризации, а также схем возбуждения таких антенн;

- результатами сопоставления разных типов ПА друг с другом и с излучателем Харрингтона – Чу;

- результатами сопоставления схем возбуждения ПА круговой поляризации.

Практическая значимость диссертационной работы определяется следующими результатами:

- созданием алгоритма и программы, реализующей параметрический синтез класса ПА линейной поляризации;

- созданием алгоритма программы, реализующей параметрический синтез класса ПА круговой поляризации в совокупности со схемой питания;

- разработанными и получившими практическое использование конструкциями малогабаритных ПА.

Структура и объем работы. Диссертация состоит ИЗ пяти глав И заключения. В первой главе представлены результаты обзора литературы по теме диссертации, определяется предмет исследования, обосновываются цели и задачи работы и ее основные параметры. Во второй главе излагается решение задач ВО и параметрического синтеза ПА линейной поляризации. В третьей главе представлены результаты исследования многослойных ПА круговой поляризации. В четвертой главе рассматривается залача оптимизации и параметрического синтеза схем питания ПА круговой поляризации. В пятой главе излагаются результаты экспериментального исследования и практического использования малогабаритных ПА.

2. Малогабаритные многослойные ПА круговой поляризации

В главе 1 в качестве одной из частных целей диссертационной работы было сформулировано исследование малогабаритных многослойных ПА. Такая формулировка цели работы обусловлена тем, что антенны этого типа предложены сравнительно недавно и исследованы недостаточно глубоко. В тоже время они представляют большой интерес, так как с их помощью реализуется один из методов сокращения размеров ПА, связанный со сворачиванием ее конструкции в пространстве, а не в плоскости, как это происходит в однослойных антеннах.

В рамках нашего исследования мы ограничимся анализом двухслойных антенн круговой поляризации. При этом мы будем рассматривать две основные модификации: щелевую и полосковую ПА, предложенные в работе [10]. Исследование включает следующие этапы:

- разработка физической модели ПА на основе анализа методом симметрии собственных колебаний антенны (разд. 2.2 – 2.3);

- разработка приближенной модели ПА в виде эквивалентной схемы и ее применение для оптимизации антенны (разд. 2.4);

- численное исследование двухслойных ПА с помощью системы CST Microwave Studio (разд. 2.5);

- оценка достоверности численной модели ПА (разд. 2.6).

Предварительно в разд. 2.1 будут описаны конструкции малогабаритных двухслойных ПА.

2.1 Конструкции ПА круговой поляризации

В данной главе исследуются малогабаритные многослойные ПА круговой поляризации. Их конструкции показаны на рис. 2.1 и 2.2. Позиции на рис. 2.1 и 2.2 показывают различные элементы ПА. Они имеют одинаковый смысл на обоих рисунках.







Рис. 2.2. Щелевая антенна

Перечислим элементы ПА: 1 – нижний диэлектрический слой, 2 – верхний диэлектрический слой, 3 – нижний металлический слой, 4 – средний металлический слой, 5 – верхний металлический слой, 6 – перемычки, 7 – крестообразная щель.

Излучение в свободное пространство происходит из верхнего диэлектрического слоя 2 и верхнего металлического слоя 5. При этом тип излучающего элемента определяется формой верхнего металлического слоя 5, которую можно использовать для классификации ПА. Антенну, показанную на рис. 2.1 будем называть полосковой, а антенну, изображенную на рис. 2.2 – щелевой.

Антенны обоих типов имеют сходные принципы функционирования. Они представляют собой объемные резонаторы, В которых могут возбуждаться собственные колебания, излучающие в свободное пространство волны с ортогональными линейными поляризациями. Схема антенны обеспечивает возбуждение указанных колебаний с питания одинаковой амплитудой и сдвигом фаз ±90⁰. В этом случае волны двух ортогональных линейных поляризаций формируют свободном В пространстве волну круговой поляризации.

2.2 Собственные колебания полосковой ПА

Для упрощения нашего анализа будем рассматривать полосковую ПА, имеющую одинаковые размеры диэлектрических слоев: $a_1 = a_2$, $b_1 = b_2$, $h_1 = h_2$. Пусть также совпадают их диэлектрические проницаемости $\varepsilon_{1,2}$. Будем рассматривать структуры, имеющие две плоскости симметрии, совпадающие с координатными плоскостями XOZ и YOZ.

Известно, что анализ симметричной структуры можно свести к анализу нескольких парциальных структур, которые получаются из исходной

33

введением в плоскости симметрии идеальных стенок: электрической и магнитной [6]. Они характеризуются разными граничными условиями, которым удовлетворяет поле на их поверхностях. На электрической стенке равно нулю тангенциальное электрическое поле \vec{E}_{τ} , а на магнитной стенке тангенциальное магнитное поле \vec{H}_{τ} . Также для электрической и магнитной стенок используют названия E и H стенок.

Из-за наличия у ПА двух плоскостей симметрии ее анализ сводится к анализу четырех парциальных структур, изображенных на рис. 2.3.



Рис. 2.3. Парциальные структуры полосковой ПА

Каждая из них представляет собой двухслойный объемный резонатор со своим колебанием. С практической точки зрения наибольший интерес

представляют основные колебания, то есть колебания, имеющие наименьшие резонансные частоты. Назовем колебание структуры 1 (см. рис. 2.3) *ЕН* колебанием. Символы в названии колебания показывают тип стенок, размещенных в плоскостях XOZ и YOZ. Аналогично структуры 2 – 3 имеют *HE*, *EE* и *HH* колебания.

Рассмотрим *EH* колебание. Его можно рассматривать, как результат переотражения Т – волн. Т – волны существуют в плоских волноводах, которые формируются диэлектрическими слоями с металлизированными поверхностями. Таким образом, каждая парциальная структура содержит два плоских волновода, расположенных один под другим и связанных через щель в среднем металлическом слое. Режим функционирования щели существенно зависит от типа стенки, которая размещается на ее оси. Если стенка электрическая, то между краем щели и стенкой может создаваться разность потенциалов. В этом случае щель интенсивно возбуждается. В случае магнитной стенки разность потенциалов между краем щели и стенкой не возникает и щель не возбуждается. Поэтому связь между слоями может осуществляться исключительно через щель с электрической стенкой.

С учетом описанных выше особенностей щелевой связи, можно сделать вывод, что в случае *EH* колебания работает горизонтальное плечо крестообразной щели. Оно возбуждается Т – волнами, распространяющимися вдоль оси 0у, так как они имеют электрические токи перпендикулярные горизонтальному плечу щели и поэтому эффективно его возбуждают. Схема перехода Т – волны со слоя на слой поясняется на рис. 2.4.



Рис. 2.4. Схема движения Т – волны

Отметим, что на нижнем слое расположена металлическая перемычка, играющая роль короткозамыкателя. Таким образом, Т – волны переотражаются между указанной перемычкой и обрывом металлического проводника, расположенного верхнем слое диэлектрика. Обрыв проводника создает для Т – волны условия близкие к холостому ходу. Часть электромагнитной энергии излучается с обрыва проводника.

Описанная выше схема формирования колебания позволяет рассматривать парциальную структуру 1 как четвертьволновый резонатор, имеющий на одном конце условия короткого замыкания, а на другом холостого хода. На резонансной частоте его длина равна $\lambda/4\sqrt{\varepsilon}$, где λ - длина волны в свободном пространстве, ε - относительная диэлектрическая проницаемость среды внутри резонатора. Из рис. 2.4 видно, что полная длина резонатора с учетом пути, который проходят Т – волны на обоих слоях диэлектрика равна *a*. Поэтому условия резонанса записываются следующим образом:

$$a = \lambda / 4\sqrt{\varepsilon} \tag{2.1}$$

HE колебания является полным аналогом *EH* колебания за исключением того, что оно повернуто в плоскости XOY на 90^{0} и длина эквивалентного четвертьволнового резонатора теперь равна *b*.
Колебания *HE* и *EH* являются рабочими колебаниями ПА. Вследствие того, что их поля повернуты на 90⁰ они излучают волны с ортогональными линейными поляризациями, которые при правильном их возбуждении (см. выше) формируют волну круговой поляризации.

Колебание *EE* может иметь резонансную частоту f_{ee} близкую к частотам *EH* и *HE* колебаний: f_{eh} и f_{he} , так как T – волны в парциальной структуре 3 (рис. 2.3) могут переходить со слоя на слой как через горизонтальное, так и через вертикальное плечо крестообразной щели. Можно предположить, что *EE* колебание будет излучаться слабее, чем рабочие колебания. Поэтому его добротность, обусловленная потерями на излучение, будет больше аналогичной добротности рабочих колебаний. Ниже мы подтвердим это предположение численными расчетами.

Существование третьего колебания с резонансной частотой близкой к рабочей частоте существенно отличает полосковую ПА от аналогичных печатных антенн круговой поляризации, в которых число основных Третье колебание колебаний ограничено двумя. может играть как так и отрицательную роль. Например, положительную, его можно использовать для расширения полосы рабочих частот, связывая с НЕ и ЕН колебаниями. С другой стороны, неконтролируемое возбуждение ЕЕ колебания может искажать поле ПА и ухудшать ее характеристики. Одной из задач нашего исследования является изучение поведения ЕЕ колебания и возможностей управления его свойствами.

Последнее HH колебание не представляет интереса из-за того, что оба плеча крестообразной щели содержат магнитные стенки и поэтому связь плоских волноводов расположенных на разных уровнях невозможна. В этом случае объем резонатора резко уменьшается, вследствие чего резонансная частота HH колебания оказывается в несколько раз больше частот f_{eh} и f_{he} . Из-за указанного отличия резонансных частот HH колебание в

рабочем диапазоне не возбуждается и не оказывает влияния на функционирование ПА.

2.3 Собственные колебания щелевой ПА

Аналогично разделу 2.2 могут быть рассмотрены собственные колебания щелевой ПА. Парциальные структуры щелевой ПА показаны на рис. 2.5.



Рис. 2.5. Парциальные структуры щелевой ПА



Рис. 2.6. Схема движения Т – волн

Схема движения Т – волн поясняется на рис. 2.6. *НЕ* и *ЕН* колебания в щелевой ПА формируются аналогично колебаниям полосковой ПА за исключением того, что переход со слоя на слой происходит через край среднего металлического слоя, который не имеет контакта с перемычками, соединяющими нижний и верхний металлические слои. Условия резонанса для них совпадают с уравнением (2.1).

Колебание ЕЕ является нерабочим в отличие от полосковой ПА. Это отличие обусловлено тем, что теперь электрические стенки проходят непосредственно через металлические проводники, расположенные на поверхностях нижнего диэлектрического Они слоя. эффективно «закорачивают» нижний плоский волновод, в отличие от полосковой ПА, в которой электрические стенки проходили через крестообразную щель. Поэтому поле слабо проникает в нижний плоский волновод. Благодаря этому ЕЕ колебание слабо возбуждается элементом питания, расположенным на нижнем диэлектрическом слое. Кроме того, оно имеет резонансную частоту существенно больше частот f_{eh} и f_{he} , что обусловлено уменьшением объема, в котором существует поле *EE* колебания.

Последнее HH колебание имеет поле аналогичное полю конденсатора, образованного двумя металлическими проводниками: средним металлическим слоем и соединенными перемычками нижним и верхним металлическими слоями. Расчеты показывают, что в большинстве случаев резонансная частота HH колебания сильно отличается от частот f_{eh} и f_{he} и поэтому оно не влияет на работу ПА. Таким образом, можно сделать вывод о том, что щелевая ПА по спектральному составу основных колебаний близка к традиционной микрополосковой антенне.

2.4 Эквивалентные схемы рабочих колебаний

Представленный в разделах 2 и 3 анализ собственных колебаний ПА позволяет нам предложить эквивалентные схемы, которые поясняют механизм формирования основных колебаний (см. рис. 2.7 и 2.8).



Рис. 2.7. Эквивалентная схема щелевой ПА



Рис. 2.8. Эквивалентная схема полосковой ПА

Схема на рис. 2.7 соответствует полосковой ПА, а на рис. 2.8 – щелевой. Поставим плоским волноводам В соответствие линии передачи С постоянными распространения $\gamma_{1.2}$ И характеристическими сопротивлениями Z_{1,2}. Индексы 1 и 2 соответствуют нижнему и верхнему волноводам. Для определенности будем рассматривать ЕН колебания, в которых распространение Т – волн происходит вдоль стороны ПА с длиной а (в случае полосковой ПА стороны на нижнем и верхнем слоях могут иметь разные длины $a_{1,2}$). Отметим, что постоянные распространения $\gamma_{1,2}$ определяются соотношением:

$$\gamma_{1,2} = k \sqrt{\varepsilon_{1,2}} , \qquad (2.2)$$

41

где *k* - волновое число свободного пространства. Характеристическое сопротивление линии передачи, соответствующей плоскому волноводу, может быть приближенно описано следующим соотношением:

$$Z = \frac{W_0 h}{\sqrt{\varepsilon b}},\tag{2.3}$$

где W_0 - волновое сопротивление свободного пространства, ε - относительная диэлектрическая проницаемость волновода, h, b - его высота и ширина.

В эквивалентные схемы введены источник напряжения E с внутренним сопротивлением R_g , которые моделируют элемент возбуждения ПА штыревого типа. Сопротивление R_g равно характеристическому сопротивлению линии передачи, подключенной к металлическому цилиндру (штырю). В более полном варианте последовательно с источником напряжения можно включить индуктивность, которая учитывает реактивный импеданс штыря.

Индуктивности L_p (см. рис. 2.7 и 2.8) учитывают реактивное сопротивление перемычек, соединяющих металлические слои. Конденсаторы C_s учитывают емкостное сопротивление щелей. В случае полосковой ПА речь идет о щели связи, выполненной в среднем металлическом слое. В случае щелевой ПА щель играет роль излучающего элемента. Она выполнена в верхнем металлическом слое. Конденсатор C_k описывает концевую емкость, возникающую на обрыве проводников верхнего плоского волновода (см. рис. 2.1). Сопротивления R, включенные параллельно емкостям C_s и C_k , учитывают потери энергии, обусловленные излучением в свободное пространство. Точка включения элемента возбуждения определяется параметром L_c . Меняя его, можно обеспечить согласование ПА с внешней линией передачи.

Для ПА с размерами много меньшими длины влияние реактивных элементов эквивалентной схемы незначительно. В этом случае можно считать, что сопротивление конденсаторов бесконечно, а индуктивностей равно нулю. Тогда из рис. 2.7 и 2.8 видно, что эквивалентные схемы для ПА обоих типов идентичны. Они состоят из двух отрезков линий передачи с распространения разными постоянными И характеристическими сопротивлениями. Один из них закорочен, а другой нагружен на активное сопротивление, описывающее поглощение энергии В свободном пространстве. В типичной для миниатюрных ПА ситуации ее добротность много больше единицы и, следовательно, сопротивление R много больше характеристических сопротивлений $Z_{1,2}$. Приближенную эквивалентную схему удобно использовать для качественной оценки характеристик ПА, исследования возможностей управления спектром ее например, для собственных колебаний. Рассмотрим одну из них – уменьшение резонансной частоты основного колебания f_r при сохранении габаритных размеров антенны. Отметим, что решение этой задачи эквивалентно уменьшению размеров антенны при фиксированной ее рабочей частоте.

С учетом указанного выше соотношения между сопротивлениями R и $Z_{1,2}$ для оценки резонансной частоты f_r можно заменить резистор R нагрузкой типа холостой ход. Приведем без вывода характеристическое уравнение, решение которого дает резонансную частоту f_r :

$$Z_1 \tan(\gamma_1 a_1/2) = Z_2 \cot(\gamma_2 a_2/2).$$
 (2.4)

В уравнении (4) от частоты зависят постоянные распространения $\gamma_{1,2}$. В частном случае одинаковых плоских волноводов: $Z_1 = Z_2$, $\gamma_1 = \gamma_2$, $a_1 = a_2$ соотношение (2.4) сводится к уравнению для резонансных частот резонатора в виде отрезка однородной линии передачи, который с одной стороны нагружен на холостой ход, а с другой на короткое замыкание. Иногда такой резонатор называют четвертьволновым, так как на частоте основного колебания его длина $(a_1 + a_2)/2$ равна четверти длины волны в среде, заполняющей резонатор.

Решение уравнения (2.4), полученное как функция высоты h_2 показывает, что, варьируя этот параметр, можно снизить частоту f_r относительно резонансной частоты четвертьволнового резонатора. Это видно из рис. 2.9, на котором представлена зависимость частоты f_r от высоты h_2 . Она получена при ε_1 =10, h_1 =1, a_1 = a_2 =14.4.



Рис. 2.9. Зависимость резонансной частоты от высоты f_r от высоты h_2

Кривые 1 – 3 соответствуют $\varepsilon_2 = 6,10,14$. Прямая 4 соответствует резонансной частоте четвертьволнового резонатора с $\varepsilon_2 = \varepsilon_1$. Таким образом, мы можем сделать вывод, о том, что кроме сворачивания в конструкции ПА имеются дополнительные возможности уменьшения ее габаритных размеров.

2.5. Численное моделирование многослойных ПА

Для исследования свойств ПА численными методами использовался пакет электродинамического моделирования CST Microwave Studio. Для

исследования собственных колебаний ПА были построены модели изучаемых ПА – полосковой и щелевой. При этом каждая из антенн была разрезана двумя стенками соответствующего типа (электрической или магнитной), которые располагаются в плоскостях симметрии ПА. Таким образом, поле анализируется только в пределах одной четверти исходной антенны. Дополнительно следует сказать о граничных условиях. Модель располагалась на бесконечном идеально проводящем экране и окружалась поверхностью, на которой устанавливались граничные условия излучения. В элемента возбуждения использовался дискретный качестве порт, представляющий собой идеальный бесконечно тонкий провод, в центре которого помещен источник напряжения, имеющий импеданс, который можно использовать для расчета параметров рассеяния.

На этапе исследования собственных колебаний применялась модель ΠA. одинаковые имеюшая размеры диэлектрических слоев: $a_1 = a_2 = b_1 = b_2$, $h_1 = h_2$ с одинаковыми диэлектрическими проницаемостями $\mathcal{E}_{1,2}=1$. Ширина щели *w* щелевой ПА была принята равной удвоенной высоте одного диэлектрического слоя $w = 2h_1$. Расстояние от края среднего металлического слоя до внешней границы антенны $W_{\mathcal{C}}$ в случае полосковой ПА принято равным толщине диэлектрического слоя h_1 . Такой выбор параметров w и W_c был использован не только в ходе анализа собственных колебаний, но и на других этапах исследования. Он должен облегчить сравнение характеристик исследуемых антенн с характеристиками традиционной микрополосковой ПА.

Главной целью анализа собственных колебаний ПА является расчет резонансных частот f_{ee} и $f_{eh} = f_{he}$ для полосковой ПА. Важным параметром при этом является частотный интервал между резонансными частотами рабочих *EH* и *HE* колебаний и нерабочего *EE* колебания. Был рассчитан ряд излучателей с различными параметрами ε и *h*. В результате был получен набор *S*-параметров, из которого можно оценить влияние

изменяемых ε и *h* на разность резонансных частот *EH EE* колебаний Δf (см. рис. 2.10).



Рис. 2.10. Зависимость ширины полосы пропускания от толщины ПА и диэлектрической проницаемости заполнения

Кривые 1 – 4 соответствуют $\varepsilon = 1$, 4, 10, 16. Из приведенных графиков видно, что с увеличением толщины излучателя, а также при увеличении диэлектрической проницаемости заполнения увеличивается разность между резонансными частотами. Это дает возможность отодвинуть нерабочее колебание вверх по частоте, чтобы избежать его возможного негативного влияния на характеристики излучателя.

Важным этапом проведенного исследования является изучение диэлектрической проницаемости толщины влияния И слоев на характеристики обоих типов ПА. Для этого в построенных моделях дискретно менялись диэлектрическая проницаемость слоев ε ($\varepsilon = 1, 4, 10, 16$) и их суммарная высота h ($h=2h_1 = 2,4,8$). Диэлектрические слои, как и имели одинаковые геометрические размеры раньше, И одинаковые проницаемости. Для каждого значения ε и h ПА настраивалась на частоту 1.6 ГГц путем изменения ее габаритных размеров *a=b*. Затем производилось согласование антенны по входному сопротивлению на резонансной частоте путем изменения положения точки возбуждения антенны дискретным функционировала портом. Для простоты ΠА В режиме линейной поляризации. Для этого возбуждалось только одно из двух рабочих колебаний. Дискретный порт располагался между нижним и средним металлическими слоями на оси 0х или 0у в случае щелевой антенны. При таком положении порт возбуждает одно рабочее колебание, находясь в узле напряженности электрического поля другого ортогонального колебания. В полосковой ПА дискретный порт располагался на диагонали антенны, так как разместить его на одной из осей координат невозможно из-за наличия щели связи. В результате был получен ряд ПА с настроенными частотными характеристиками. Для каждой из них была определена полоса пропускания δf по уровню коэффициента стоячей волны (КСВ) равному 3.

На рис. 2.11 показаны типичные результаты расчета.



Рис. 2.11. Модуль коэффициента отражения от входа полосковой ПА S₁₁

На графике видно, что в данном типе антенн действительно возбуждаются два колебания *EH* и *EE*, имеющие близкие резонансные частоты. Об этом можно судить по наличию двух резких провалов у графика функции $|S_{11}(f)|$. В щелевой антенне *EE* колебание не возникает (см. рис 2.12).



Рис. 2.12. Модуль коэффициента отражения от входа щелевой ПА S₁₁

Зависимость ширины полосы пропускания щелевой ПА δf_s от толщины излучателя при разной диэлектрической проницаемости заполнения приведена на рис. 2.13. Кривые 1 – 4 соответствуют диэлектрической проницаемости равной 1, 4, 10, 16. Из них видно, что с ростом ε полоса пропускания ПА уменьшается. При h < 6 зависимость от ε имеет монотонный характер, при h > 6 у нее возникает минимум в области $10 < \varepsilon < 16$.



Рис. 2.13. Зависимость ширины полосы пропускания щелевой ПА δf_S от толщины излучателя при разной диэлектрической проницаемости заполнения



Рис. 2.14. Зависимость размера щелевой ПА a_s в плоскости XOY от ее

высоты

На рис. 2.14 показана зависимость размера щелевой ПА a_s в плоскости XOY от ее высоты. При построении графиков на рис. 2.14 размер a_s подбирался таким образом, чтобы антенна была настроена на заданную частоту 1.6 ГГц. Кривые 1 – 4, аналогично рассмотренному выше случаю соответствуют диэлектрической проницаемости равной 1, 4, 10, 16.

Зависимости аналогичные представленным на рис. 2.13 и 2.14 для полосковой ПА показаны на рис. 2.15 и 2.16. Кривые 1 – 4 также построены при разных значениях диэлектрической проницаемости равной 1, 4, 10, 16.



Рис. 2.15. Зависимость ширины полосы пропускания полосковой ПА δf_s от толщины излучателя при разной диэлектрической проницаемости заполнения



Рис. 2.16. Зависимость размера полосковой ПА *a_s* в плоскости ХОУ от ее высоты



Рис. 2.17. Отношение частотного интервала между рабочим и нерабочим колебаниями Δf к полосе рабочих частот ПА δf_p

51

Важным для проектирования полосковой ПА параметром является отношение частотного интервала между рабочим и нерабочим колебаниями Δf к полосе рабочих частот ПА δf_p . С помощью графиков, показанных на рис. 2.10 и рис. 2.15 мы можем получить зависимость указанного отношения от высоты ПА при разных значениях ε . Она показана на рис. 2.17. Кривые 1 – 4 построены для $\varepsilon = 1$, 4, 10, 16. Из рис. 2.17 видно, что параметр Δf с ростом высоты h растет медленнее, чем полоса пропускания антенны δf_p . Поэтому при относительно больших h величина $\Delta f / \delta f_p$ уменьшается, несмотря на рост Δf .

2.6 Особенности возбуждения малогабаритных многослойных ПА круговой поляризации

Рассматриваемы ПА предназначены для формирования поля с круговой поляризацией. Для этого требуется возбудить два ортогональных колебания с соответствующими фазами и амплитудами. Данная задача решается с возбуждения ПА круговой поляризации. помощью специальных схем Подробно их анализ и оптимизация рассматриваются в четвертой главе. В данном разделе будем анализировать особенности возбуждения полосковой двухслойной ПА, которые обусловлены наличием в спектре ее колебаний паразитного *EE* колебания. Результаты главы 4 относятся к стандартной ситуации, в которой ПА имеет два основных колебания, излучающих волны ортогональных линейных поляризаций. Целью нашего исслелования является проверка возможности подавления паразитного *EE* колебания за счет усложнения схемы питания. Известны три основных способа возбуждения ПА круговой поляризации, отличающиеся числом элементов возбуждения ПА. Их принято называть: одноточечным, двухточечным и четырехточечным. Наиболее эффективным способом с точки зрения возбуждения только основных и подавления паразитных колебаний

считается четырехточечный способ. Целью исследования, представленного в разд. 2.6 является изучение возможности подавления паразитного *EE* колебания полосковой двухслойной ПА с помощью многоэлементных схем возбуждения.

Схематично разные способы возбуждения ПА показаны на рис. 2.18 аг. Рис. 2.18 а-в соответствуют щелевой ПА. На рис. 2.18 г показаны особенности одноточечного возбуждения полосковой ПА. В случае двухточечного и четырехточечного питания применяются схемы на основе делителей мощности. Более подробно эти схемы будут рассмотрены в 4 главе.

При одноточечном способе (рис. 2.18 а) возбуждаются пространственно ортогональные колебания *EH* и *HE* с разнесенными резонансными частотами f_{eh} и f_{he} . Расстояние между f_{eh} и f_{he} выбирается так, чтобы разность фаз между амплитудами колебаний составляла 90° на центральной частоте рабочего диапазона f_0 :

$$f_0 = \frac{f_{eh} + f_{he}}{2}$$





Рис. 2.18. Разные способы возбуждения свернутых ПА

Для разнесения частот рабочих колебаний требуется нарушить симметрию поворота ПА на 90⁰. Для этого можно выбрать размеры антенны, таким образом, чтобы $a \neq b$. В другом варианте можно сохранить равенство размеров а и b, но выполнить средний металлический слой в щелевой ПА или верхний металлический слой в полосковой ПА прямоугольной формы. способа разнесения колебаний ПА по Оба частоте эквивалентны. простотой, Одноточечное питание отличается но имеет хорошую эллиптичность только при $f = f_0$.

При двухточечном способе питания (рис. 2.18 б) колебания *EH* и *HE* имеют одинаковые резонансные частоты и возбуждаются отдельными портами. При этом фазы напряжений в портах отличаются на 90°. В идеальной ситуации каждый порт должен возбуждать только свое колебание *EH* или *HE*. Однако в силу отсутствия симметрии в конструкции ПА этого не происходит. За счет возбуждения сложного реактивного поля, сосредоточенного около элемента питания каждый порт возбуждает оба колебания. За счет этого может снижаться коэффициент эллиптичности антенны.

54

При четырехточечном способе питания (рис. 2.18 в) ПА имеет две плоскости симметрии. За счет этого достигается идеальная развязка ортогональных колебаний. Каждое из них возбуждается парой портов, которые расположены напротив друг друга и имеют напряжения сдвинутые по фазе на 180°.

Двухточечное и четырехточечное питание требуют применения более сложных схем по сравнению с одноточечным питанием. В зависимости от конфигурации в них могут применяться, например, полосковые или дискретные квадратурные делители мощности. В компьютерной модели сдвиг фаз достигается непосредственным заданием его в параметрах дискретного порта, что эквивалентно применению идеальных цепей формирования напряжений, возбуждающих ПА.

Рассмотрим далее численные результаты, полученные для полосковой двухслойной ПА при возбуждении ее тремя описанными выше способами. О них можно судить по частотным зависимостям модуля коэффициента отражения от входа ПА с одноточечным (см. рис. 2.19), двухточечным (см. рис. 2.20) и четырехточечным (рис. 2.21) питанием.

На рис. 2.19 показана частотная зависимость модуля коэффициента отражения полосковой ПА с одноточечным питанием. Видно, что в данном случае возбуждаются все три колебания, которые настроены на разные частоты. Основные колебания имеют близкие частоты, расположенные вблизи частоты 1.59 ГГц. Паразитное колебание также возбуждается и имеет частоту 1.7 ГГц.

На рис. 2.20 и 2.21, которые соответствуют двух- и четырехточечной схемам, кривые имеют по два провала. Один из них соответствует рабочим колебаниям, настроенным на одну и туже частоту 1.59 ГГц, а второй побочному *EE* колебанию.



Рис. 2.19. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения полосковой свернутой ПА с одноточечным питанием



Рис. 2.20. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения полосковой свернутой ПА с двухточечным питанием



Рис. 2.21. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения полосковой свернутой ПА с четырехточечным питанием

Из рис. 2.19 – 2.21 видно, что применение многоэлементных схем возбуждения не устраняет влияния паразитного колебания полосковой ПА, которое возбуждается даже при использовании четырехточечной схемы.

Достоинства многоточечных схем питания видны из табл. 2.1, в которой представлены расчетные значения коэффициента эллиптичности полосковой ПА в направлении максимума диаграммы направленности. Коэффициент эллиптичности посчитан для трех частот: 1.55, 1.75, 1.6 ГГц. Все ПА настроены на частоту 1.75 ГГц. В табл. 2.1 параметр *n* - число элементов возбуждения ПА.

Табл. 2.1. Коэффициент эллиптичности полосковой ПА.

n	Ке, дБ (f=1550 МГц)	Ке, дБ (f=1575 МГц)	Ке, дБ (f=1600 МГц)
1	-12.44	-0.62	-11.08
2	-0.44	-0.69	-1
4	-0.45	-0.68	-0.9

Из табл. 2.1 видно, что на центральной частоте все схемы обеспечивают высокий коэффициент эллиптичности. При изменении частоты этот параметр у ПА с одноточечным питанием быстро уменьшается. Многоточечные схемы обеспечивают малые изменения коэффициента эллиптичности в относительно широкой полосе частот.

2.7. Оценка достоверности численной модели ПА

Большая часть расчетов в данной работе была выполнена при помощи программы электродинамического моделирования CST Microwave Studio. Программа широко используется при проектировании СВЧ устройств и во многих случаях дает результаты близкие к экспериментальным. Чтобы выяснить, можно ли полагаться на результаты, полученные при помощи CST Microwave Studio в части моделирования ПА, в рамках данной работы было решено провести дополнительное сравнение экспериментальных данных с расчетными. В качестве объекта исследования была выбрана наиболее конструкция ΠA. Она описана 1 распространенная в главе Экспериментальная модель представляет собой ПА, выполненную на фольгированном диэлектрике ФЛАН-10, толщиной 8 мм. Антенна имеет форму квадрата со стороной 45 мм. В качестве подстилающей поверхности был выбран диск фольгированного текстолита диаметром 300 мм (рис. 2.22.).



Рис. 2.22. ПА на металлическом диске.

Рисунок ПА имеет форму квадрата с зубцами. Данные зубцы используются для удобства настройки. Отрезая эти зубцы можно сдвигать резонансную частоту вверх. Для более точного сравнения будет лучше провести отрезая постепенно зубцы серию экспериментов, OT экспериментальной антенны. Для простоты сравнения антенны возбуждаются в одной точке, причем лежащей вдоль оси х или у, чтобы возбудить только одно из двух колебание. Соответственно и зубцы отрезаются вдоль сторон, отвечающих за резонансную частоту возбуждаемого колебания.

Описанный макет является эталонным при сравнении с компьютерной моделью такой же ПА. Внешний вид модели приведен на рис. 2.23. Модель в точности повторяет форму макета ПА. Она окружена поверхностью в виде параллелепипеда, которая ограничивает объем, в котором рассчитывается

электромагнитное поле. На поверхностях параллелепипеда выполняются граничные условия В соответствии С типом границ, указанных пользователем. Границы могут быть заданы в виде электрической или магнитной стенок, а так же в виде поверхностей излучения, имитирующих излучение в свободное пространство. Расстояние от краев моделируемого объекта до границ также задается пользователем. В нашем случае модель ПА лежит на бесконечной электрической стенке, а на остальных границах заданы условия излучения. Возбуждается модель дискретным портом, расположенным в точке возбуждения, положение которой совпадает с точкой питания макета. Сопротивление порта задано 50 Ом, в соответствии с волновым сопротивлением коаксиального кабеля питания макета.

Ниже будет показано, что замена конечного экрана, который используется в экспериментальном макете, бесконечной стенкой при выбранном радиусе экрана практически не влияет на резонансную частоту и добротность ПА. Также ниже будет изучено влияние на указанные параметры расстояние от ПА до поверхности излучения.



Рис. 2.23. Расчетная модель ПА

Были проведены следующие численные эксперименты:

Эксперимент №1.

Рассматривается антенна со всеми зубцами. На рис. 2.24 приведен вид как компьютерной модели исследуемой ПА, так и реального макета.



Рис. 2.24. Макет (а) и компьютерная модель (б) ПА со всем зубцами.

Макет ПА исследуется на анализаторе цепей. Измеряется частотная зависимость КСВ антенны. Соответствующая характеристика рассчитывается для компьютерной модели методом численного моделирования. Далее полученные характеристики сопоставляются между собой.

Сравнение измеренной и расчетной зависимостей КСВ от частоты рассматриваемых ПА проведено на рис. 2.25.



Рис. 2.25. Измеренная (а) и расчетная (б) зависимости КСВ от частоты для ПА со всеми зубцами.

Эксперимент 2. Во втором эксперименте на макете антенны отрезаются 2 зубца, таким же образом меняется компьютерная модель (рис. 2.26).



Рис. 2.26. Макет (а) и компьютерная модель (б) ПА без двух зубцов.

Полученные в результате расчетов и измерений частотные характеристики приведены на рис. 2.27.



Рис. 2.27. Измеренная (а) и расчетная (б) зависимости КСВ от частоты для ПА без двух зубцов.



Эксперимент 3. От исследуемой антенны отрезаются еще 4 зубца (рис. 2.28).

Рис. 2.28. Макет (а) и компьютерная модель (б) ПА без шести зубцов.



Снова сопоставляются частотные характеристики (рис. 2.29).

Рис. 2.29. Измеренная (а) и расчетная (б) зависимости КСВ от частоты для ПА без шести зубцов.

Эксперимент 4. В последнем эксперименте срезаются все зубцы на соответствующих сторонах ПА (рис. 2.30).



Рис.2.30. Макет (а) и компьютерная модель (б) ПА без зубцов.

Частотные характеристики приведены на рис. 2.31. Сравним графически экспериментальные и расчетные результаты. На графике (рис. 2.32) показаны две кривые 1 и 2, одна из которых (кривая 1) это экспериментальная зависимость центральной частоты ПА от числа зубцов, а вторая (кривая 2) – расчетная.

Из графика, приведенного на рис. 2.32 видно, что расчетные значения резонансных частот отличаются от измеренных на единицы мегагерц. По отношению к абсолютному значению резонансной частоты порядка 1300 МГц эта разница составляет доли процента, что можно считать приемлемым для использования расчетных данных при проектировании ПА.



Рис. 2.31. Измеренная (а) и расчетная (б) зависимости КСВ от частоты для ПА без зубцов.



Рис. 2.32. Сравнение расчетных (1) и экспериментальных (2) значений резонансных частот.

На следующем этапе исследуем влияние расстояния от модели до поверхности излучения. Необходимо отметить, что условия излучения, MWO которые используются В системе для описания указанных поверхностей, являются приближенными. Строго они выполняются лишь в дальней зоне, то есть на достаточно большом расстоянии от ПА. Поэтому при численных экспериментах всегда возникает противоречие между точностью расчета и временем, необходимым для его выполнения, поскольку для высокой точности расчета необходимо отнести поверхности излучения как можно дальше от исследуемой антенны. Это неизбежно увеличивает объем, в котором ищется поле и время решения граничной задачи.

Для определения минимально допустимого расстояния от ПА до поверхности излучения анализируются три модели с разными расстояниями от кромки ПА до указанной поверхности. В первом случае оно равно нулю, во втором $\lambda/8$, в третьем - $\lambda/4$, а в четвертом - $\lambda/2$. В качестве критериев

66

сходимости выберем резонансную частоту исследуемой модели и ее полосу пропускания по уровню 0.5. На рис. 2.33 показаны значения резонансных частот ПА в зависимости от номера эксперимента, а на рис. 2.34 зависимость ширины полосы пропускания от того же параметра.

Как видно из графиков, погрешность вычисления полосы пропускания составляет десятые доли мегагерц, а погрешность вычисления резонансной частоты единицы мегагерц, за исключением случая, когда расстояние до границ области вычисления поля равно нулю. В последнем случае резонансная частота полоса пропускания значительно отличаются от предельных значений. Таким образом, для достаточно достоверных расчетов можно использовать наименьшее расстояние до границ излучения равное λ/8 для сокращения времени решения задачи.



Рис. 2.33. Влияние расстояния от структуры до границ излучения на резонансную частоту ПА



Рис. 2.34. Влияние расстояния от структуры до границ излучения на ширину полосы пропускания ПА

Другим приближением, применяемым при расчете, стала замена подстилающей поверхности конечных размеров на поверхность с бесконечными размерами. В практической конструкции ПА лежала на металлическом диске диаметром 300 мм. Было произведено моделирование трех ПА с подстилающими поверхностями разных размеров. В первом случае это был квадрат со стороной 100 мм, во втором – 200 мм, а в третьем – 300 мм. И четвертый - ПА на бесконечной подстилающей поверхности. Изменения параметров - резонансной частоты и полосы пропускания – показаны на рис. 2.35 и 2.36, соответственно.



Рис. 2.35. Влияние размера подстилающей поверхности на резонансную частоту ПА



Рис. 2.36. Влияние размера подстилающей поверхности на ширину полосы пропускания ПА

69

Из рис. 2.35 и 2.36 видно, что уже при размере экрана в 300 мм значения резонансной частоты и полосы пропускания выходят на стационарный уровень, совпадающий с результатами расчета ПА на бесконечном экране.

Следующий этап исследования состоит в анализе сходимости итерационного процесса численного решения электродинамической задачи. CST Microwave В системе Studio имеется функция адаптивного формирования разбиения пространства на элементарные ячейки. Для краткости указанное разбиение называют сектой. Чем меньше размер элементарной ячейки и чем больше их общее число, тем точнее и дольше решается граничная задача. Сетка в системе MWS формируется в несколько шагов итераций. При этом на каждом следующем шаге число ячеек в сетке увеличивается. Густота сетки определяется в соответствии со сложным алгоритмом, который учитывает скорость изменения поля и геометрические особенности исследуемой структуры.

На рис. 2.37 изображена зависимость числа ячеек сетки от номера итерации. На рис. 2.38 изображены частотные характеристики ПА, полученные на разных итерациях. Номер кривой на рис. 2.38 соответствует номеру итерации. Из рис. 2.38 видно, что после третьего шага разброс значений резонансной частоты резко уменьшается и составляет единицы мегагерц, а согласование и соответственно значения входных сопротивлений практически неизменны с первого повторения.

Также, важным является вопрос достоверности вычисления ДН рассчитываемых антенн. Для этого сравнивались между собой рассчитанная и измеренная ДН. В качестве исследуемого образца была выбрана классическая ПА с воздушным заполнением, описываемая в главе 5 (рис. 5.2). На рис. 2.39 нанесены две сопоставляемые ДН, измеряемые в угломестной плоскости, при $\varphi = 90^{\circ}$. Кривая под номером 1 представляет результаты компьютерного моделирования антенны, а кривая 2 – экспериментально измеренную ДН.







Рис. 2.38. Влияние густоты сетки на результаты расчета

71

Из графика видно, что в направлении основного лепестка ДН практически идентичны, а расхождения имеются при углах $\theta > 100^{\circ}$. Это объясняется тем, что при данных углах уровень сигнала сопоставим с уровнями паразитных сигналов, присутствующих при измерении антенны в неидеальных условиях.



Рис. 2.39. Расчетная и экспериментальная ДН

Выводы. В данной главе исследованы двухслойные малогабаритные ПА двух типов. Их применение позволяет уменьшить габариты ПА, не прибегая к использованию материалов с высокой диэлектрической проницаемостью. В главе разработан ряд математических моделей двухслойных ПА разного уровня строгости, в том числе модель собственных колебаний ПА, модель ПА в виде эквивалентной схемы, численная модель в среде MWS.
Построенные модели использовались для исследования и оптимизации ПА. Анализ собственных колебаний антенн позволил сделать вывод о преимуществе щелевой двухслойной ПА, в которой отсутствует паразитное ЕЕ колебание, характерное для полосковой ПА. Этот вывод подтвержден исследованием особенностей возбуждения полосковой ПА, которое показало, что исключить возбуждение паразитного колебания невозможно даже при использовании четырехточечной схемы питания. С помощью эквивалентных схем и модели собственных колебаний ПА были сделаны выводы о дополнительного ΠА возможности уменьшения габаритов при разной толщины проницаемости. Численно использовании слоев И исследованы зависимости ПК антенн от их параметров, в частности полосы рабочих частот антенны (добротности) от ее размеров и диэлектрической проницаемости слоев.

Проведена проверка достоверности численного моделирования ПА в среде MWS, путем сопоставления результатов расчета тестовой полуволновой ПА с экспериментальными измерениями. Предложены рекомендации по выбору параметров численной модели, обеспечивающих удовлетворительную сходимость и точность решения.

3. Векторная оптимизация и синтез ПА линейной и круговой поляризации

Задача синтеза устройства, то есть определение его параметров по заданным ПК с практической точки зрения представляет значительно больший интерес, чем анализ устройства, в рамках которого по заданным параметрам находятся его ПК. Несмотря на это, число работ, посвященных анализу различных технических объектов, многократно превышает число работ, в которых решается задача синтеза. Такое положение обусловлено сложностью решения этой задачи. В весьма редких случаях при условии существенных идеализаций задачу синтеза устройства удается решить аналитически. К таким случаям относится синтез электрических фильтров, а также синтез антенн с заданной ДН. В общем случае аналитическое решение получить невозможно.

Говоря о сложности решения задачи синтеза имеют в виду, в первую очередь, сложные, существенно нелинейные зависимости ПК устройства от его параметров. Более того, во многих ситуациях, характерных для техники СВЧ и антенн в явном виде такие зависимости неизвестны. Имеются лишь численные алгоритмы и программы, позволяющие находить ПК для заданной совокупности параметров.

В такой ситуации решение обратной задачи определения параметров по заданным ПК требует весьма существенных затрат компьютерных ресурсов. Поэтому до определенного уровня развития компьютерной техники и программных средств моделирования СВЧ устройств и антенн постановка задачи синтеза считалась нереалистической, а ее решение невозможным. В этом случае поиск требуемой совокупности параметров устройства, который представляет конечную цель инженерной деятельности, осуществлялся либо грубых, приближенных на основе моделей С последующей экспериментальной доводкой устройства, либо отдавался на откуп интуиции и опыту разработчика.

В последнее время возможности вычислительной техники выросли весьма существенно. Кроме того, в практику инженерной деятельности в области антенн и СВЧ устройств, прочно вошли системы моделирования и проектирования, основанные на численном решении граничных задач электродинамики [33]. Необходимо отметить, что системы такого типа попрежнему решают только задачи анализа. Однако, время и достоверность решения этих задач существенно выросли даже за последние десять лет. Кроме того, используемые при решении модели максимально приблизились к реальным устройствам.

Из сказанного выше можно сделать вывод, что уровень развития вычислительной техники и программных средств проектирования сейчас таков, что он делает возможной постановку задачи синтеза, по крайней мере, в области малогабаритных ПА. Целью данной главы диссертационной работы является создание методики решения указанной задачи для ПА линейной и круговой поляризаций.

Методической основой для синтеза ПА служит теория ВО, изложенная в книге [7]. Эта теория дает алгоритм для корректной формулировки совокупности заданных ПК устройства, по которым впоследствии будет определяться совокупность его параметров.

3.1. Представление технического объекта в теории ВО

В этом разделе будут изложены основные положения теории ВО, необходимые для осуществления ВО в области малогабаритных ПА, а также для решения задачи их синтеза. При изложении этой теории мы будем следовать книге [7].

Технические объекты совершенно разного вида и назначения в рамках теории ВО описываются с помощью ряда стандартных параметров. К их числу, в первую очередь, относятся ПК. Под ПК понимается любой положительный числовой параметр, который монотонно уменьшается при улучшении качества устройства. Устройство (технический объект, техническое решение и т.д.) чаще всего характеризуется несколькими ПК. Например, стоимость, масса, коэффициент полезного действия и т.д. Их обозначают $K_1...K_N$ и часто для удобства объединяют в вектор ПК - \vec{K} . Отсюда и термин ВО, показывающий, что устройство оптимизируется не по одному ПК, а по их совокупности, вектору. Таким образом, мы видим, что ПК описывают качество устройства, а не его конструкцию.

Конструкция устройства имеет два описания: качественное и количественное. Качественное описание – это структура устройства S. Чаще всего она представляется в виде рисунка, эскиза без указания конкретных размеров и материалов. Количественное описание устройства дается его параметрами - $x_1...x_M$, которые также объединяют в вектор \vec{X} . Отметим, что ПК являются функциями параметров. В векторной форме мы можем записать:

$$\vec{K} = \vec{K}(\vec{X})$$

Каждому значению вектора параметров \vec{X} при фиксированной структуре соответствует конкретное устройство, которое в теории ВО часто называют техническим решением или просто решением. Изменяя вектор \vec{X} , мы получаем множество решений. Каждое из них описывается своим вектором ПК.

Параметры в реальной ситуации всегда могут изменяться в некоторых конечных пределах. Их изменение ограничено неравенствами следующего вида:

$$x_{\min} \le x_i \le x_{\max} \,. \tag{3.1}$$

Кроме ограничений на параметры могут существовать ограничения на ПК и структуру устройства. Технические решения, удовлетворяющие всем ограничениям представляют часть полного множества решений, которая получила название множества строго допустимых (МСД). Сравнение технических решений происходит в пределах МСД. Целью ВО является выделение из МСД части решений, которые являются оптимальными по отношению к остальным решениям принадлежащим МСД. О критерии оптимальности мы скажем ниже в разд. 3.3.

Важной особенностью постановки оптимизационной задачи является учет множества ПК. При оптимизации мы должны одновременно улучшать все выбранные ПК, а не какой-либо один из них. Такая постановка в литературе получила название ВО [7].

Оптимизация по одному ПК, если она выполняется на конечном множестве параметров, всегда дает единственное решение, которое является оптимальным. Особенность процедуры ВО состоит в том, что она дает в пространстве ПК не одно оптимальное решение, а множество оптимальных решений, которое получило название множества нехудших (МНХ) решений. При этом МНХ является частью МСД.

Важным обстоятельством для нас является то, что в ходе ВО мы находим не только MHX. но также И множество параметров, соответствующих нехудшим решениям. Причем ΜЫ имеет взаимно однозначное соответствие между этими двумя множествами. Поэтому, выбирая из МНХ некоторое устройство, которое обладает оптимальной совокупностью ПК, мы одновременно находим вектор параметров этого устройства и таким образом осуществляем его параметрический синтез.

Отметим важную особенность характерную для данного способа определения параметров устройства по его ПК. Часто под синтезом понимают определение вектора \vec{X} по заданному произвольному вектору \vec{K} . Произвольное задание вектора ПК может служить причиной некорректной формулировки задачи синтеза. Существуют два вида некорректных формулировок. Первой из них соответствует вектор \vec{K} безусловно лучший по отношению к МНХ. В этом случае он не принадлежит МСД. Второй соответствует вектор \vec{K} принадлежащий МСД, но безусловно худший по отношению к МНХ. В первом случае мы требуем реализации нереализуемой

совокупности ПК, то есть ставим завышенные требования к синтезируемому устройству. Во втором случае мы ставим заниженные требования, то есть синтезируем устройство с неоптимальными ПК. Подход, при котором требуемая совокупность ПК принадлежит МНХ, позволяет автоматически исключить обе некорректные формулировки, так как устройство из МНХ заведомо реализуемо и заведомо лучшее по отношению к устройствам не вошедшим в МНХ.

Отметим еще одно важное свойство МНХ. В работе [7] отмечается, что ПК устройств, принадлежащих МНХ находятся в противоречии. Поэтому можно сказать, что МНХ является количественной характеристикой технического противоречия между наилучшими ПК технического решения. Анализ МНХ позволяет увидеть полную картину связей между разными ПК. В частности, можно видеть насколько ухудшаются одни ПК при улучшении других. Подобного рода соотношение между ПК составляет смысл технического противоречия.

Знание МНХ позволяет также решать задачу структурного синтеза устройства, то есть определения его структуры по заданной совокупности ПК. Для этого необходимо знать МНХ для устройств с разной структурой, затем сравнить их в пространстве ПК и найти суммарное МНХ. Разным точкам этого МНХ будут соответствовать не только разные параметры, но и разные структуры. Таким образом, устанавливается соответствие не только между ПК и параметрами, но и между ПК и структурами.

3.2. Математическая модель ПА и построение МСД

В работе исследуются следующие конструкции ПА линейной поляризации: полуволновая, четвертьволновая, полуволновая свернутая и четвертьволновая свернутая. Они показаны соответственно на рис. 3.1 а-г.



79

Рис. 3.1. Исследованные ПА

На рис. 3.1 а,б показан также элемент возбуждения ПА в виде коаксиальной линии, подключенной к металлическим полосковым проводникам. На данном этапе исследования на конструкции ПА был наложен ряд ограничений. Одно из них состоит в том, что размеры диэлектрических слоев совпадают с размерами металлических проводников. В общем случае это необязательно (см. рис. 1.1), однако появление дополнительных параметров существенно усложняет задачу ВО и поэтому определенные ограничения, не вносящие принципиальных изменений оправданны.

Следующее принятое допущение об отсутствии тепловых потерь в ПА является более важным. Известно, что в узкополосных, резонансных антеннах тепловые потери оказывают существенное влияние на их коэффициент полезного действия (КПД) и коэффициент усиления (КУ). Более подробно на причинах, позволивших нам пренебречь влиянием указанного фактора, мы остановимся ниже при формулировке ПК антенны. Сейчас отметим только, что ВО ПА с учетом тепловых потерь и без него – это две разные постановки задачи. Они в равной степени обоснованны и имеют право на существование. Мы начали с более простой проблемы, что естественно для начального этапа исследования.

Численное моделирование ПА осуществлялось в системе MWS, которая использует для решения электродинамической задачи схему FDTD -Finite Difference Time Domain (метод конечных разностей во временной области). Антенна, окруженная поверхностью излучения, располагалась на бесконечном металлическом экране. Возбуждение ПА осуществлялось с дискретного порта, который включался металлический помощью В проводник, соединяющий полосковые проводники ПА. Сопротивление порта выбиралось равным стандартному сопротивлению коаксиальной линии в 50 Ом. Все исследованные ПА предварительно настраивались по следующим критериям: длина антенны, то есть размер *а* выбиралась таким образом, чтобы резонансная частота f_0 ПА равнялась 1.6 ГГц, а положение точки включения дискретного порта подбиралось так, чтобы ПА на частоте f_0 имела нулевой коэффициент отражения S₁₁. Типичная зависимость модуля S_{11} от частоты для настроенной ПА показана на рис. 3.2.



Рис. 3.2. К определению добротности ПА

Выбор частоты настройки ПА принципиального значения не имеет. Он был продиктован тем, что частота 1.6 ГГц является центральной частотой диапазона функционирования систем спутниковой навигации GPS и ГЛОНАС, в которых ПА активно используются. В силу принципа электродинамического подобия [29] все результаты, полученные для указанной частоты могут быть перенесены на другую частоту с соответствующим изменением размеров ПА.

Полосу рабочих частот иногда определяют из условия равенства модуля коэффициента отражения четырехполюсника величине 0.5. Этому условию соответствует полоса $\Delta f_{0.5}$. Она отличается от полосы по уровню 0.707 от максимума коэффициента передачи четырехполюсника - $\Delta f_{0.707}$, который принят в теории резонансных контуров для определения добротности контура. Допустимо использование обоих параметров, которые вне зависимости от конструкции ПА связаны следующим соотношением:

$$\Delta f_{0.707} = 1.625 \Delta f_{0.5}. \tag{3.2}$$

Мы остановили свой выбор на полосе $\Delta f_{0.707}$, поскольку с ее помощью определяется добротность ПА Q_i :

$$Q_i = \frac{1}{\Delta f_{0.707}}.$$
(3.3)

Отметим, что определенная с помощью формулы (3.3) добротность является нагруженной добротностью настроенной ПА Q_i . Ее собственная добротность Q, которая определяется потерями на излучение в отсутствие тепловых потерь в два раза больше Q_i .

К выбору ПК антенны предъявляются стандартные требования [7]: ПК должен быть неотрицательной величиной, которая монотонно уменьшается при улучшении качества ПА. Поэтому в качестве первого ПК, характеризующего диапазонные свойства ПА - K_1 целесообразно выбрать ее добротность Q. Размеры ПА могут быть описаны разным образом. Мы рассмотрели три различные формулировки второго ПК - K_2 .

Первый вариант – максимальный габаритный размер G: $K_{2,1} = G = \max(a, b, h),$ (3.4) где смысл размеров a, b, h поясняется на рис. 3.1. По второму варианту ПК K_2 определяется как объем ПА V:

$$K_{2,2} = V = abh.$$
 (3.5)

В третьей постановке в качестве ПК K_2 взята площадь ПА S:

$$K_{2,3} = S = ab. (3.6)$$

Использование площади в качестве второго ПК связано с тем, что часто размеры *a*,*b* намного превышают высоту *h*. В этом случае именно сокращение площади ПА становится практически наиболее важной задачей.

Рассматриваемые ПА имеют следующую совокупность параметров, которую также называют вектором параметров \vec{X} : x_1 - ширина ПА b, x_2 - ее высота, равная nh, x_3 - относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки ПА ε , x_4 - длина ПА a. Параметр x_4 определялся из условия настройки ПА на частоту f_0 . Остальные параметры менялись в следующих диапазонах:

$$x_{\min} \le x_i \le x_{\max}, \ i = 1, 2, 3.$$
 (3.7)

Конкретные величины *х*_{min.max} приводятся ниже:

$$x_{1\min} = 10, x_{1\max} = 30,$$

 $x_{2\min} = 2, x_{2\max} = 8,$

 $x_{3\min} = 1, x_{3\max} = 16.$

Первый этап ВО – это поиск МСД. Данная задача решается путем определения ПК антенн выбранных типов для совокупности дискретных значений параметров, удовлетворяющих неравенствам (3.7). Следует отметить, что настройка ПА и определение ее ПК являются достаточно трудоемким процессом. Это связано с тем, что время достоверного решения электродинамической задачи даже при использовании современных компьютеров составляет 2-3 часа. При этом надо иметь в виду, что настройка

ПА требует несколько итераций. Поэтому возможности определения ПК ПА в большом количестве точек весьма ограничены. По этой причине дискретизация параметров x_i проводилась с весьма редкой сеткой. По каждому параметру было взято следующее количество точек N_i , *i*=1,2,3: N_1 =3, N_2 =3, N_3 =4. С учетом того, что рассматривались четыре типа ПА, определение полного МСД потребовало выполнения 144 настроек.

Для расчета ПК в промежуточных точках использовалась процедура аппроксимации функций $K_{1,2}(x_1, x_2, x_3)$ кубическими сплайнами. На рис. 3.3 показана зависимость добротности полуволновой ПА от толщины подложки h, полученная для $\varepsilon = 1$. Кривые 1-3 соответствуют b=10, 15, 30. Все размеры здесь и далее даны в миллиметрах.



Рис. 3.3. Зависимость добротности полуволновой печатной антенны от толщины подложки

На следующем этапе МСД подвергалось вторичной дискретизации с более мелким шагом. Число точек по каждому параметру x_i , *i*=1,2,3 было взято равным десяти. Таким образом, общее число точек, входящих в МСД для одной ПА равно тысячи.

3.3 Построение МНХ

Построение МНХ связано с использованием безусловного критерия предпочтения (БКП). Этот критерий позволяет решать в пространстве нескольких ПК вопрос о сравнении двух и более технических решений. В нашем случае БКП применяется для сравнения ПА. Сформулируем его в явном виде. Пусть мы имеем две ПА – ПА 1 и ПА 2, характеризуемые ПК $K_{1,2}^{1,2}$. Верхний индекс соответствует номеру ПА. Тогда БКП утверждает следующее:

ПА 1 лучше ПА 2, если, по крайней мере, один ПК у нее меньше аналогичного ПК ПА 2, а другой ПК ПА 1 меньше или равен аналогичному ПК ПА 2;

ПА 1 хуже ПА 2, если, по крайней мере, один ПК у нее больше аналогичного ПК ПА 2, а другой ПК ПА 1 больше или равен аналогичному ПК ПА 2;

ПА 1 и ПА 2 эквивалентны, если $K_{1,2}^1 = K_{1,2}^2$;

ПА 1 и ПА 2 несравнимы, если один ПК ПА 1 больше того же ПК ПА 2, а другой меньше.

В традиционной постановке оптимизационной задачи, когда используется один ПК (целевая функция), сравнение двух устройств всегда позволяет выделить из них лучшее и худшее. При этом мы исключаем вырожденный случай эквивалентных устройств, имеющих одинаковые ПК. В случае ВО появляется третий класс устройств – несравнимые. Их поиск является целью ВО.

Для поиска МНХ известны различные методы, позволяющие минимизировать вычислительные затраты [8]. Мы не стали прибегать к их использованию, а применили БКП непосредственно к МСД. Это стало возможным благодаря относительно небольшой его размерности.



Рис. 3.4. МСД и МНХ полуволновой ПА при разных формулировках ПК K_2



Рис. 3.5. МСД и МНХ четвертьволновой ПА при разных формулировках ПК





Рис. 3.6. МСД и МНХ полуволновой свернутой ПА при разных формулировках ПК K_2



Рис. 3.7. МСД и МНХ четвертьволновой свернутой печатной антенны при разных формулировках показателя качества *K*₂

На рис. 3.4-3.7 показаны полученные МСД и МНХ соответственно для полуволновой, четвертьволновой, полуволновой свернутой и четвертьволновой свернутой ПА. Рисунки а-в соответствуют разным формулировкам ПК K_2 (см. формулы (3.7) – (3.9)). Точками меньшего размера изображено МСД. Крупные точки показывают МНХ.

Видно, что МНХ является левой нижней границей МСД. Это находится в соответствии с работой [7]. Форма МНХ является важной характеристикой глубины технического противоречия [7]. Для полуволновой И четвертьволновой ПА (см. рис. 3.4, 3.5) отметим характерное поведение МНХ, имеющего выраженные участки, которые можно условно назвать вертикальным, горизонтальным И вершиной. Вертикальный И горизонтальный участки характеризуются быстрым изменением одного ПК при слабом изменении другого. На вертикальном участке быстро меняется ПК K_1 , а на горизонтальном K_2 . В области вершины МНХ наблюдается изменение обоих ПК. В работе [7] утверждается, что движение на горизонтальном и вертикальном участках МНХ приводит к резкому проигрышу по одному ПК при незначительном выигрыше по другому. Поэтому ПА, соответствующие вершине MHX являются удачным компромиссом, который обеспечивает приемлемые значения обоих ПК.

Описанная выше форма МНХ, как отмечается в работе [7], соответствует неглубокому техническому противоречию, которое сравнительно легко разрешается, если речь идет о выборе единственного решения.

Из рис. 3.6, 3.7 видно, что свернутые ПА не имеют столь же выраженных горизонтального и вертикального участков МНХ. Поэтому можно сделать вывод, что техническое противоречие между размерами и добротностью для них имеет более глубокий характер.

Отметим, что приведенные выше соображения о глубине технического противоречия имеют условный характер. Из них нельзя делать однозначный вывод о том, что горизонтальный и вертикальный участки МНХ совсем бесполезны. Многое зависит от конкретных технических требований к ПА.

88

Например, если ранжировать ПК, считая, что достижение низкой добротности более важно, чем уменьшение габаритов, то в этом случае вертикальный участок МНХ становится наиболее интересным.

3.4. Параметрический синтез ПА линейной поляризации

Задачей параметрического синтеза ПА является определение вектора параметров \vec{X}_{hx} , соответствующего вектору ПК $\vec{K}_{i\tilde{o}}$, принадлежащего МНХ.

Пример прямого решения этой задачи показан на рис. 3.8 а-в. Графики на рис. 3.8 а-в показывают зависимости нехудших значений параметров четвертьволновой ПА от ПК $K_{2i\tilde{o}}$, в качестве которого выбран объем антенны V. Обращает на себя внимание нестабильное поведение нехудших значений параметров, которое выражается в изрезанном характере их зависимостей от объема (кривые 1). Отметим, что указанная нестабильность не является характерной чертой только четвертьволновой ПА. Она типична для всех типов ПА и всех постановок задачи ВО.

Для объяснения данного поведения параметров ПА можно предположить следующее. Мы проводим ВО на дискретном множестве. Дискретизация производится с конечным шагом. Благодаря этому МНХ находится с погрешностью. Если допустить, что ПК меняются в зависимости от параметров достаточно медленно, то каждой нехудшей точке можно поставить в соответствие множество решений с близкими ПК и сильно отличающимися параметрами.



Рис. 3.8. Зависимость параметров четвертьволновой ПА от ее объема

Если бы мы имели дело с непрерывным МСД, каким оно на самом деле является, то мы бы действительно строго нашли МНХ. Однако из-за погрешности дискретизации в него попадают худшие решения, которые близкие к нехудшим. Из-за указанного выше характера зависимости ПК от параметров такие решения могут иметь параметры, существенно отличные от параметров нехудших решений, что приводит к изрезанным кривым, показанным на рис. 3.8 а-в.

Если высказанное предположение верно, то мы можем сделать вывод, что описанная выше нестабильность в пространстве параметров является следствием стабильности МНХ в пространстве ПК. Поэтому мы можем усреднить изрезанные кривые, изображенные на рис. 3.8 а-в достаточно произвольным образом и построить соответствующее новым усредненным

90

параметрам МНХ, которое назовем МНХМ, то есть модифицированное МНХ. При этом новое МНХМ должно слабо отличаться от исходного МНХ и слабо зависеть от способа усреднения.

Численные расчеты подтвердили данное предположение. На рис. 3.8 а-в представлены кривые 2. Кривые 1 соответствуют исходным значениям нехудших параметров, а кривые 2 получены на их основе с помощью аппроксимации. На рис. 3.9 показано точками исходное МНХ, а сплошной кривой МНХМ. Видно, что они отличаются весьма слабо.



Рис. 3.9. Исходное МНХ и МНХ после аппроксимации параметров

Обращает на себя внимание наличие у кривых зависимостей параметров нехудших решений от ПК четвертьволновой ПА – объема выраженных горизонтальных участков. Характерно, что на этих участках значения параметров равны их предельным значениям (см. формулы (3.7)), которые задаются ограничениями на область изменения параметров. Выход параметров на их предельные значения говорит о том, что потенциально ПК могли быть улучшены при расширении области допустимых значений параметров. Например, из рис. 3.8 в можно сделать вывод о том, что улучшить ситуацию могло бы увеличение предельной высоты ПА. В нашем случае оно равнялось 10. Из рис. 3.8 а видно также, что улучшение ПК возможно при использовании диэлектриков с проницаемостью меньшей единицы. Однако, если не иметь ввиду искусственные диэлектрики и

популярные в настоящее время метаматериалы [], то естественные диэлектрики всегда имеют проницаемость большую единицы.

Кривые 2 на рис. 3.8, описывающие зависимость параметров ПА из МНХ от их ПК дают решение задачи синтеза ПА. Для удобства использования полученных в работе результатов параметрического синтеза была создана специальная программа в среде Маткад, осуществляющая расчет МНХ для всех видов ПА линейной и круговой поляризаций при всех формулировках ПК. Также она рассчитывает значения параметров нехудших решений как функций ПК K_2 .

3.5. Сравнение разных типов ПА, структурный синтез ПА линейной поляризации

Полученные в разделе 3.4 MHX для четырех конструкций ПА решают Эти первую часть поставленной выше задачи. множества можно характеристику рассматривать как количественную потенциально значений ΠК на заданной ограниченной достижимых совокупности параметров. Далее рассмотрим сопоставление разных типов ПА В пространствах ПК $K_1 - K_{2,i}, j=1,2,3$.

Сопоставлять разные типы ПА удобно графически, показывая на одном графике МНХ, соответствующие одинаковым ПК и разным конструкциям ПА. На рис. 3.10-3.12 представлены результаты такого сопоставления. 1-4 Кривые на рис. 3.10-3.12 соответствуют ΠA: разным типам полуволновой, четвертьволновой, полуволновой свернутой И четвертьволновой свернутой.



Рис. 3.10. МНХ разных типов ПА при первой формулировке ПК K_2



Рис. 3.11. МНХ разных типов ПА при второй формулировке ПК K_2

93



Рис. 3.12. МНХ разных типов ПА при третьей формулировке ПК K_2

На рис. 3.10-3.12 показаны МНХ в пространствах $K_1 - K_{2,j}$, *j*=1,2,3, где *j* = 1 соответствует габаритному размеру ПА *G*, *j* = 2 ее объему *V* и *j* = 3 площади *S*. С математической точки зрения сравнение разных ПА сводится к применению БКП к новому МСД, которое получается сложением МНХ для всех типов ПА. Однако благодаря тому, что сопоставление ведется в пространстве двух ПК определение нового МНХ, которое является левой нижней границей МСД, может быть легко осуществлено графически.

Анализ рис. 3.10-3.12 позволяет сделать общие выводы для всех формулировок ПК K_2 , характеризующего размеры ПА. Полуволновая и полуволновая свернутая ПА оказались безусловно хуже четвертьволновых ПА. Видно, что левые нижние границы новых МСД формируются кривыми 2 и 4, которые соответствуют четвертьволновой и четвертьволновой свернутой ПА. Это означает, что другие типы ПА безусловно хуже указанных ПА.

Другими словами любой точке на кривых 1 и 3 может быть найдена безусловно лучшая точка на кривых 2 и 4.

Кривые 2 и 4 на рис. 3.10-3.12 имеют точку пересечения. Пусть в этой точке ПК $K_{1,2}$ равны $K_{1,2c}^{j}$. Верхний индекс j соответствует формулировке ПК K_{2} . Ниже приводятся значения K_{1c}^{j} :

$$K_{1c}^{1} = 56, K_{1c}^{2} = 59, K_{1c}^{3} = 141,$$

 $K_{2c}^{1} = 14, K_{2c}^{2} = 144, K_{2c}^{3} = 572.$

Отметим следующее свойство пересекающихся МНХ: при $K_1^j < K_{1c}^j$ и $K_2^j > K_{2c}^j$ лучше четвертьволновая ПА, а при $K_1^j > K_{1c}^j$ и $K_2^j < K_{2c}^j$ лучше четвертьволновая свернутая. Таким образом, четвертьволновую свернутую ПА целесообразно использовать в тех случаях, когда необходимо получить предельно малые размеры при достаточно большой добротности. В противоположном случае предпочтение следует отдать четвертьволновой ПА.

Вывод о преимуществе четвертьволновых ПА достаточно неожиданный, если принять во внимание чрезвычайно широкое распространение, которое получили в практических приложениях полуволновые ПА. Возможность достижения малых габаритов с помощью четвертьволновых антенн естественна. При относительно больших размерах ПА и, следовательно, низких добротностях можно было бы ожидать преимущества полуволновых ПА. Однако этого не наблюдается.

Объяснить такой неожиданный результат можно, анализируя зависимости параметров ПА принадлежащих МНХ. На рис. 3.13 а-в показана зависимость диэлектрической проницаемости ε от ПК K_2 . Рис. 3.13 а-в соответствуют первому, второму и третьему определениям этого ПК.



Рис. 3.13. Зависимость диэлектрической проницаемости полуволновой печатной антенны от ПК *К*₂ при разных его определениях

Из рис. 2.13 а-в видно, что большие размеры, соответствующие низкой добротности достигаются при малых диэлектрических проницаемостях подложки. При этом в соответствии с формулой (1.1) размер полуволновой ПА стремится к половине длины волны в свободном пространстве.

Известна концепция формирования излучения в полуволновой ПА, трактующая его как излучение двух торцов (см. рис. 3.14) [2]. При этом каждый из них в силу малых электрических размеров имеет изотропную в плоскости рисунка ДН. При стремлении расстояния между торцами 1 и 2 (см. рис. 3.14) к половине длины волны в свободном пространстве излучение в горизонтальном направлении гасится, так как волны в этом направлении от противофазе. торцов ΠА приходят В В результате общая разных излучательная способность ПА падает. Отметим, что при этом растет

96

направленность антенны в вертикальном направлении. Падение излучательной способности неизбежно приводит к росту добротности ПА.



Рис. 3.14. К формированию излучения из полуволновой ПА

Четвертьволновая ПА имеет один излучающий торец. Поэтому ее ДН остается изотропной при любых значениях *є*. Соответственно, ее направленность и добротность не растут. По этой причине даже при больших размерах четвертьволновая ПА имеет преимущество перед полуволновой.

Анализируя графики на рис. 3.10-3.12, можно также отметить сравнительно малые отличия кривых, показанных на рис. 3.11. Они соответствуют определению ПК K_2 через объем ПА. Такое поведение МНХ для разных типов антенн вероятно связано с тем, что сворачивание ПА не уменьшает объем устройства, а лишь перераспределяет его в пространстве.

В заключение разд. 3.5 сравним ПА линейной поляризации с идеализированным излучателем Харрингтона – Чу. Сделать это можно в пространстве ПК добротность – объем, так как критерий Харрингтона – Чу устанавливает связь именно между этими величинами. Для этого на рис. 3.11 показана кривая 5, которая построена в соответствии со следующим соотношением:

$$Q = \frac{8}{3k^3 V} \ln \frac{1}{0.7}.$$
(3.8)

Это соотношение получено на основе результатов работы [3]. В ней представлена современная версия критерия Харрингтона – Чу. Особенностью

метода использованного в указанной работе является то, что идеальный излучатель рассматривается вместе с оптимальной согласующей цепью, которая увеличивает полосу рабочих частот устройства. При этом форма ее частотной характеристики может отличаться от резонансной кривой. В этом случае добротность имеет смысл эквивалентной добротности, которая определяется как отношение центральной частоты рабочего диапазона f_0 к полосе рабочих частот Δf .

Сравнивая кривую 5 с кривыми 1 – 4 можно отметить, что идеальный излучатель безусловно лучше всех рассмотренных ΠА линейной поляризации. При этом его превосходство особенно существенно в области относительно малых объемов, где добротность идеального излучателя в несколько раз меньше добротности любой из ПА при одинаковых объемах. Можно предположить, что реализация ПА малых размеров приводит к возбуждению реактивных, неизлучающих полей, которые играют негативную роль, увеличивая добротность антенны. При увеличении размеров ПА роль таких полей снижается и ее параметры становятся ближе к предельно достижимым. Таким образом, полученный результат показывает направление развития ПА, связанное с изменением их конструкции, которая должна быть модифицирована так, чтобы уменьшить интенсивность возбуждения реактивных полей. При этом максимальный эффект можно ожидать в наиболее интересной области малых размеров антенны.

3.6. ВО и синтез ПА круговой поляризации

Методика решения задач ВО и синтеза ПА круговой поляризации не отличается от представленных в разд. 3.2 – 3.6 для ПА линейной поляризации. Поэтому описывать подробно ее не имеет смысла. Остановимся далее на основных особенностях, которые вносит работа с волнами круговой поляризации и основных полученных результатах.

На этапе ВО ПА круговой поляризации рассматривались ПА, которые показаны на рис. 3.15.



Рис. 3.15. ПА круговой поляризации

Щелевая и полосковая двухслойные ПА рассматривались в главе 2 (см. рис. 3.15 а,б). Также в числе антенн круговой поляризации мы рассмотрели полуволновую ПА классической квадратной формы (см. рис. 3.15 в).

Двухслойные ПА рассматривались при следующих ограничениях, которые, в основном, совпадают с ограничениями принятыми в разд. 3.2: размеры металлических проводников совпадают С размерами диэлектрических слоев, которые имеют форму квадрата со стороной длиной Слои имеют одинаковую толщину h/2И диэлектрическую \mathcal{W} . проницаемость *Е*. Ширина щели в двухслойных ПА - *S*.

Параметры антенн изменялись в следующих пределах:

$$2 \le h \le 8, \tag{3.9}$$
$$1 \le \varepsilon \le 16, \\1 \le s \le 5.$$

В качестве ПК, также как и в разд. 3.2 использовались собственная добротность ПА и три ПК, описывающие размеры антенны: объем, площадь и габаритный размер. Оптимизация проводилась при настройке ПА на частоту 1.6 ГГц. Коэффициент отражения от антенны на указанной частоте минимизировался путем подбора точки включения возбуждающего элемента.

Процедура ВО предусматривала этапы, описанные в разд. 3.2:

- расчет ПК ПА с помощью системы MWS с редкой сеткой;

- создание модели ПА с помощью сплайн аппроксимаций зависимостей ПК от ее параметров;

- расчет ПК ПА с густой сеткой;

- определение MHX с помощью БКП;

- определение параметров ПА, соответствующих МНХ и аппроксимация зависимостей параметров нехудших ПА от ПК.

Далее без подробного обсуждения приведем окончательные результаты ВО в виде графиков функций, описывающих МНХ, а также графиков функций, описывающих поведение параметров нехудших ПА в зависимости от ПК их МНХ.

На первом этапе, используя БКП аналогично разд. 3.5, для антенн круговой поляризации были получены МСД и МНХ при различных формулировках ПК. Они показаны на рис. 3.16 – 3.18.



Рис. 3.16. МСД и МНХ полосковой двухслойной ПА при разных формулировках ПК *К*₂



Рис. 3.17. МСД и МНХ щелевой двухслойной ПА при разных

формулировках ПК К2



Рис. 3.18. МСД и МНХ полуволновой ПА при разных формулировках ПК

*K*₂

На втором этапе осуществлялся параметрический синтез ПА круговой поляризации. При этом также как в разд. 3.5 было выявлена нестабильность зависимостей параметров нехудших антенн от ПК. Пример таких зависимостей представлен на рис. 3.19. Кривые на рис. 3.19 получены для щелевой двухслойной ПА при втором определении ПК K_2 .

Далее зависимости параметров ΠА ΠК ОТ сглаживались И аппроксимировались. Результаты этого этапа частично показаны на рис. 3.20. Ha рис. 3.20 a – В показаны исходные изрезанные зависимости проницаемости, ширины щели и высоты щелевой ПА от ее габаритов (первое определение ПК K_2). На рис. 3.20 г показано исходное и сглаженное МНХ при данном определении ПК.



Рис. 3.19. Зависимости параметров щелевых ПА из МНХ от объема антенны

Кривые на рис. 3.20, а также аналогичные кривые, полученные для ПА других типов и разных формулировок ПК решают задачу параметрического синтеза ПА круговой поляризации по заданной совокупности нехудших значений ПК.

Рассмотрим далее этап сопоставления разных типов ПА круговой поляризации. Будем делать это графически, сопоставляя МНХ, полученные при разных формулировках ПК. Они показаны на рис. 3.20 – 3.22. Кривые 1 – 3 на всех рисунках соответствуют полуволновой, двухслойной щелевой и двухслойной полосковой ПА. Кривая 4 на рис. 3.21 получена для идеального излучателя Харрингтона – Чу.



Рис. 3.20. Результаты аппроксимации параметрических зависимостей и МНХ щелевой ПА при первом определении ПК



Рис. 3.21. МНХ разных типов ПА круговой поляризации при первой формулировке ПК K_2



Рис. 3.22. МНХ разных типов ПА круговой поляризации при второй



Рис. 3.23. МНХ разных типов ПА круговой поляризации при третьей

формулировке ПК K_2

Результаты сравнения разных ПА круговой поляризации представленные на рис. 3.21 – 3.23 сводятся к следующему. Полосковая двухслойная ПА безусловно хуже полуволновой и щелевой ПА при всех трех формулировках ПК. Щелевая двухслойная ПА и полуволновая ПА конкурируют друг с другом. Это выражается в существовании точки пересечения их МНХ. При этом в области малых размеров преимущество имеет двухслойная ПА, а в области больших размеров полуволновая.

Сравнивая ПА круговой поляризации с идеальным излучателем, можно отметить, что они проигрывают ему в еще большей степени, чем ПА линейной поляризации (см. рис. 3.11). Такое положение может быть обусловлено большим числом свободных параметров в конструкции ПА линейной полуволновой ΠА поляризации. Например, В линейной поляризации можно свободно варьировать длину одной из ее сторон b, тогда как сторона а используется для настройки на заданную частоту. В полуволновой ПА круговой поляризации параметр b также оказывается несвободным, так как его приходится использовать для настройки ПА на заданную частоту по второму ортогональному колебанию. Результатом уменьшения числа степеней свободы оказывается ухудшение ПК.

3.7. Сравнение миниатюрных ПА круговой поляризации разных типов: ПА классической формы, многослойных ПА, однослойных ПА

В разд. 3.6 представлены результаты оптимизации по двум ПК многослойных миниатюрных антенн и ПА классической прямоугольной формы. Для завершения сравнения трех способов миниатюризации ПА круговой поляризации (многослойное сворачивание, однослойное сворачивание и увеличение диэлектрической проницаемости в ПА классической формы) нам необходимо построить МНХ для однослойных миниатюрных ПА, параметры которых были взяты из работы [1]. Всего были

105

проанализированы восемнадцать разных конструкций ПА. Для каждой конструкции из литературных источников были найдены значения ПК.

На рис. 3.24 точками показаны значения ПК разных ПА. Каждой точке соответствует одна антенна. В качестве ПК, характеризующего размеры ПА выбран объем *V*. Точки на рис. 3.24 можно рассматривать как МСД для однослойных малогабаритных ПА. Из него нам необходимо выделить МНХ. Это весьма просто сделать графически, находя левую нижнюю границу МСД.

Номерами 1 – 5 на рис. 3.624 показаны нехудшие антенны. На рис. 3.25 показаны конструкции нехудших однослойных ПА. Соответствие между номером ПА в МНХ и номером рисунка, на которой она изображена, устанавливается в табл. 3.1.



Рис. 3.24. ПК однослойных ПА в пространстве Q - V



Рис. 3.25. Конструкции нехудших однослойных антенн

Табл. 3.1. Соответствие номеров ПА в МНХ и номера рисунка

Номер ПА в МНХ	Номер рисунка
1	3.25 a
2	3.25 б
3	3.25 в
4	3.25 г
5	3.25 д

Параметры нехудших антенн приведены в табл. 3.2. Отметим, что параметры ПА в табл. 3.2 отличаются от исходных данных, приводимых в работе [1].

Tag	2	Π
гаол.	J . Z .	параметры нехудших антенн

N	<i>f</i> ₀ , МГц	S_m , mm^2	V_m , MM^3	Q
1	1470	489.4	836.6	67
2	1587	791	1255	86.7
3	1849	1202	2222	67
4	1937	1401	2715	67
5	1747	1663	3273	64

Указанное отличие обусловлено тем, что все ПА из оригинальных работ имеют разные рабочие частоты. Поэтому разница в габаритных ПК обусловлена не только особенностями конструкции, но и разным диапазоном частот. Чтобы исключить влияние этого фактора необходимо привести все размеры антенн к одной частоте, не изменив при этом их добротности. Для этого воспользуемся принципом электродинамического подобия [29], который утверждает, что характеристики электродинамической системы не меняются при изменении всех ее размеров пропорционально изменению длины волны. В качестве общей для всех ПА частоты выберем частоту $f_0=1.6$ ГГц. Тогда параметры S_m, V_m из табл. 3.2 связаны с параметрами S, V из исходных работ следующим образом:

$$S_m = S \left(\frac{f_r}{f_0}\right)^2,$$
$$V_m = V \left(\frac{f_r}{f_0}\right)^3,$$

где f_r - центральная частота рабочего диапазона ПА.

На рис. 3.26 показаны результаты сравнения разных типов ПА круговой поляризации в пространстве ПК Q - V.


Рис. 3.26. Сравнение ПА по ПК добротность и объем

Кривая 1 соответствует идеальной антенна Харрингтона – Чу, кривая 2 – полуволновой ПА, 3 – щелевой двухслойной, 4 – полосковой двухслойной, точками показаны однослойные ПА. Крупными значками выделены нехудшие варианты для однослойных малогабаритных ПА.

Сравним сначала двухслойные и полуволновую ПА (см. кривые 2 – 4). Отметим, что полосковая двухслойная ПА оказалась безусловно хуже двух других конструкций. Щелевая и полуволновая ПА конкурируют между собой. При относительно больших объемах и малых добротностях преимущество имеет ПА классической квадратной формы, а при малых объемах и высоких добротностях предпочтительнее двухслойная щелевая ПА. Граничное значение добротности Q_g , разделяющее области предпочтения полуволновой и щелевой ПА равно 48.5.

Однослойные конструкции за исключением варианта 1 (см. табл. 3.1) либо сопоставимы с щелевой двухслойной ПА (вариант 2), либо уступают ей. Вариант 1 выделяется из общего ряда однослойных антенн низкой добротностью при одновременно малых размерах. При этом его можно было бы признать почти безусловно лучшим решением из числа однослойных ПА, так как по величине добротности он лишь незначительно превосходит антенны 3 - 5, имея при этом существенно меньший объем, а по отношению к антенне 2 он одновременно имеет меньший объем и меньшую добротность. Поэтому, строго говоря, вариант 2 следовало бы исключить из МНХ. Мы, тем не менее, включили его в данное множество, так как вариант 1 выглядит некоторым выбросом из числа других однослойных ПА и данные по нему нуждаются в дополнительной проверке.



Рис. 3.27. Сравнение ПА по ПК добротность и габаритный размер



Рис. 3.28. Сравнение ПА по ПК добротность и площадь

На рис. 3.27 и 3.28 показаны результаты сопоставления разных ПА круговой поляризации по ПК добротность – габаритный размер (рис. 3.27) и добротность – площадь ПА (рис. 3.28).

При анализе данных, представленных на рис. 3.27 и 3.28, в первую очередь, обращает на себя внимание преимущество двухслойных антенн перед малогабаритными однослойными ПА, которые все, включая вариант 1 оказываются безусловно худшими по сравнению не только с щелевой двухслойной ПА, но и по сравнению с полосковой двухслойной антенной. Такой результат обусловлен тем, что уменьшение объема антенны без увеличения добротности сталкивается с ограничениями принципиального физического характера. В тоже время уменьшение площади или габаритных быть обеспечено размеров определенных пределов может без ДО

существенного уменьшения объема только за счет перераспределения конструкции антенны в пространстве. В этом смысле двухслойные ПА имеют преимущество, так как они, в первую очередь, за счет особенностей своей конструкции уменьшают именно площадь антенны, а потом уже и ее объем.

Относительно сравнения двухслойных и полуволновой ПА по ПК добротность – площадь и добротность – габаритный размер можно сказать, что его результаты качественно совпадают с описанными выше результатами сравнения в пространстве добротность – объем. По-прежнему, основными конкурирующими вариантами являются щелевая двухслойная и полуволновая ПА, которая имеет преимущество при низких добротностях и больших размерах. Полосковая двухслойная везде уступает щелевой двухслойной антенне.

Обращает на себя внимание резкий рост добротности полуволновой ПА при уменьшении ее площадь и габаритного размера, начиная с некоторого порогового значения. Такое поведение МНХ может быть обусловлено ограничениями на параметры антенн – диэлектрическую проницаемость и высоту. Поэтому ослабление этих ограничений, в первую очередь, увеличение максимальных значений ε и h может привести к изменению МНХ полуволновой ПА.

Вывод. В данной главе предложена методика решения задачи синтеза ПА, которая заключается в определении ее структуры и параметров по заданной совокупности ПК. Методической основой синтеза служит процедура ВО, которая позволяет отбросить из полного множества допустимых вариантов ПА с разными сочетаниями параметров безусловно худшие и сформировать МНХ, содержащее несравнимые варианты ПА. Знание МНХ позволяет корректно сформулировать для задачи синтеза совокупность заданных значений ПК. При ЭТОМ исключаются возможности некорректной совокупности ПК, к которым относятся неоптимальная и недостижимая совокупности ПК.

Также во второй главе рассмотрены особенности перехода из пространства ПК в пространство параметров, который дает решение задачи синтеза при фиксированной структуре ПА. Обнаружен эффект нестабильного поведения параметров ПА из МНХ в зависимости от ПК. Даны рекомендации исключению влияния ЭТОГО эффекта. Разработаны алгоритмы по И компьютерные программы решения синтеза ΠА для задачи при фиксированной структуре антенны.

Представлены результаты сопоставления разных типов ПА линейной и круговой поляризации при разных формулировках ПК. Даны рекомендации по выбору конструкции ПА в зависимости от требуемой совокупности ПК, которые можно рассматривать в качестве основы для решения задачи структурного синтеза ПА. Показано, что рассмотренные в главе 2 двухслойные щелевые ПА успешно конкурируют как с ПА классических форм, так и с однослойными ПА. Особенно сильно преимущество двухслойной щелевой ПА по сравнению с другими типами антенн наблюдается в области предельно малых габаритных ПК.

Приводятся результаты сопоставления исследованных ПА разных типов с идеальной антенной Харрингтона – Чу в пространстве ПК добротность и объем, которые позволяют судить о потенциальных возможностях улучшения ПК ПА.

Результаты третьей главы получены на ограниченном множестве конструкций ПА и их параметров для двух ПК, один из которых характеризует полосу рабочих частот антенны, а другой ее размеры.

- 4. Оптимизация и синтез схем питания ПА круговой поляризации
 - 4.1 Способы возбуждения поля круговой поляризации в ПА

ПА представляет собой открытый полосковой резонатор, который связан с волнами излучения свободного пространства. Они могут отличаться также разными способами связи с внешней схемой. Наибольшее распространение получили ПА прямоугольной формы, которые имеют элемент возбуждения в виде металлического штыря (см. рис. 4.1 а,б).





Рис. 4.1. Полосковая антенна круговой поляризации.

Металлический штырь соединяется с центральным проводником питающей ПА линии передачи. В качестве линии передачи может

использоваться коаксиальная или микрополосковая линии. В последнем случае ПА и микрополосковая линия имеют общий экран.

Собственные колебания полоскового резонатора обычно рассматриваются как колебания полуволнового отрезка линии передачи с нагрузками типа холостой ход на концах. В качестве линии передачи выступает плоский волновод (ПВ), который образуется в области между верхним полосковым проводником и нижним проводником – экраном. Обрыв полоскового проводника создает для основной Т – волны ПВ режим, близкий к холостому ходу. Отметим, что часть мощности при отражении от обрыва проводника излучается в свободное пространство. Этот эффект определяет конечное значение потерь на излучение из полоскового резонатора.

Волны ПВ могут распространяться как вдоль оси 0х (см. рис. 4.1), так и вдоль оси 0у. При этом они формируют два разных колебания. Основное их отличие состоит в том, что они излучают в свободное пространство волны, имеющие линейные ортогональные поляризации поля. Для создания излучения с круговой поляризацией в полосковом резонаторе необходимо одновременно возбудить два указанных колебания. При этом колебания должны быть равны по модулю и сдвинуты по фазе на девяносто градусов.

Задача возбуждения в ПА ортогональных колебаний с требуемыми амплитудно-фазовыми соотношениями решается путем использования специальных схем питания. Они показаны на рис. 4.2 а-д.

Во всех вариантах, за исключением показанного на рис. 4.2 а, схема питания состоит из многоканального делителя мощности (МДМ) и элемента возбуждения. Количество элементов возбуждения может меняться от одного до четырех. В зависимости от этого схемы называют одноэлементными (одноточечными), двухэлементными (двухточечными) и т.д.





Рис. 4.2. Способы возбуждения ортогональных колебаний.

Одноэлементная схема не требует использования МДМ. Для нормального функционирования ПА она должна иметь не квадратную, а прямоугольную форму так, чтобы резонансные частоты ортогональных колебаний отличались друг от друга. Отметим, что приближенно резонансная частота такого колебания f_r определяется следующим условием:

$$f_{ra} = \frac{c}{2a\sqrt{\varepsilon}},\tag{4.1}$$

где *а* - длина стороны ПА, вдоль которой распространяется Т – волна, образующая данное колебание, *Е* - относительная диэлектрическая проницаемость подложки ПА, *с* - скорость света в вакууме. Индекс *а*

показывает, что параметр f_{ra} относится к колебанию, образованному Т – волной, движущейся вдоль стороны длиной *a*.

В других схемах возбуждения ПА длины сторон a и b равны друг другу и, следовательно, резонансные частоты ортогональных колебаний f_{ra} и f_{rb} совпадают.

МДМ состоит из нескольких элементарных ДМ, которые могут иметь элементы, обеспечивающие развязку боковых плеч – балансные сопротивления. Элементарные ДМ, не имеющие таких резистивных элементов, получили название РДМ (см. главу 1), а делители с сопротивлениями называют БДМ. Они отличаются от РДМ согласованием всех входов и развязкой боковых плеч между собой.

Наряду с ДМ схема МДМ содержит ряд отрезков линий передачи, которые обеспечивают необходимые для работы ПА фазовые соотношения между амплитудами волн, поступающими на элементы возбуждения.

4.2 Определение ПК

Целью данной главы является сопоставление ПА с разными схемами питания по совокупности показателей ПК. Для этого мы воспользуемся методикой ВО, изложенной в предыдущих главах. Эта методика формулирует объективный, математически строгий критерий сравнения разных технических объектов - БКП, использование которого позволяет дать ответ на вопрос о том, какая из ПА изображенных на рис. 4.2, лучше других.

Важным этапом применения ВО является формулировка ПК. Под ПК понимается любая неотрицательная числовая характеристика устройства, которая монотонно уменьшается при улучшении его качества. Формулировка ПК является субъективным процессом, который связан с предпочтениями проектировщика. Поэтому результат ВО зависит от этих предпочтений, которые выражаются в конкретной совокупности ПК.

Будем описывать ПА с помощью следующих ПК $K_1 - K_3$:

$$K_{1} = \frac{f_{0}}{\Delta f},$$

$$K_{2} = \max(-20\log T),$$

$$K_{3} = \max(-20\log K_{e}),$$
(4.2)

где f_0 - центральная частота рабочего диапазона ПА, Δf - полоса рабочих частот ПА, T - коэффициент передачи по напряжению со входа ПА в волны излучения свободного пространства рабочей поляризации, K_e - коэффициент эллиптичности ПА.

Из соотношений (4.2) видно, что ПК K_1 имеет смысл добротности ПА и характеризует ее диапазонные свойства. При этом ПА тем лучше, чем меньше ее добротность. Такое определение ПК оправдано в том случае, если в антенне потери на излучение существенно больше тепловых потерь. Данное предположение ограничивает класс ПА, для которых будут справедливы результаты, полученные ниже. Можно только отметить, что наиболее интересные с практической точки зрения ПА, имеющие высокий КПД, удовлетворяют сформулированному выше ограничению.

Отметим особенность принятого нами определения ПК K_1 . Она связана с тем, что полоса рабочих частот Δf рассматривается в качестве свободного параметра устройства. Обычно данный параметр понимается иначе, а именно как полоса частот, в которой один из ПК не превышает некоторого допустимого значения. Например, можно ограничить падение КЭ значением 3 дБ и определять полосу по этому уровню. Такое определение удобно использовать в тех случаях, когда частотные характеристики сравниваемых устройств имеют одинаковую форму, например форму резонансной кривой. Такая ситуация имела место, когда мы описывали уединенную ПА. Однако, добавление схемы питания меняет ситуацию, поскольку разные схемы обеспечивают разные частотные характеристики.

ПА с одноточечной схемой питания имеет двугорбую Например. характеристику, а ПА с двухточечной схемой на основе БДМ одногорбую. Разница частотных характеристик приводит к тому, что изменение полосы Δf по разному сказывается на предельных значениях ПК в диапазоне частот. Для того чтобы учесть это отличие мы не привязывали параметр Δf к какому-то значению ПК, а рассматривали его в качестве свободного параметра. При этом, как видно из соотношений (4.2) ПК К1 одновременно является и свободным параметром, однозначно связанным с Δf при фиксированном значении центральной частоты диапазона f_0 . Центральную зафиксировать, руководствуясь частоту произвольно ΜЫ можем основаниями, изложенными в главе 3.

Под КЭ понимается соответствующий стандартный параметр антенны круговой поляризации K_e , равный отношению осей эллипса поляризации:

$$K_e = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{min}}},\tag{4.3}$$

где E_{\max}, E_{\min} - оси эллипса поляризации.

Для волны с идеальной круговой поляризацией K_e равен единице (выраженный в децибелах нулю). В качестве ПК мы берем максимальное значение K_e в полосе частот. КЭ рассчитывается в направлении максимума ДН, то есть вдоль оси 0*z*.

Коэффициент передачи *T* показывает суммарные потери мощности, которые обусловлены отражениями от входа ПА и возбуждением волн нерабочей поляризации. В соответствии с формулами (4.2) мы выражает его в децибелах и берем максимальное, то есть наихудшее значение в рабочем диапазоне частот.

Реальная ПА может излучать волны с неидеальной круговой поляризацией. Для определенности считаем, что рабочей является правая круговая поляризация. В этом случае часть мощности будет уходить в левую

круговую поляризацию. Пусть Π_l и Π_r - *z*-ые компоненты вектора Пойнтинга волн левой и правой круговой поляризации, определенные в дальней зоне ПА на оси 0*z*. Тогда под коэффициентом передачи в волну рабочей поляризации будем понимать следующее отношение:

$$T_e = \sqrt{\frac{\Pi_r}{\Pi_r + \Pi_l}}.$$
(4.4)

Этот коэффициент показывает, какая часть полной энергии излучения соответствует волне требуемой поляризации.

Для определения коэффициента передачи *T*, который описывает все потери мощности, необходимо учесть ослабление сигнала, обусловленное рассогласованием ПА по входу:

$$T = T_e \sqrt{1 - \left|S_{11}\right|^2} , \qquad (4.5)$$

где S₁₁ - коэффициент отражения от ПА.

Таким образом, мы видим, что ПК K_2 описывает энергетические характеристики ПА круговой поляризации, которые определяются потерями на отражение и поляризационными потерями, а ПК К3 описывает только поляризационные характеристики антенны. Может показаться, что определяя ΠК таким образом мы разными ΠК описываем одно И те же поляризационные характеристики. Первый раз мы это делаем с помощью ПК K₂, который учитывает поляризационные потери, а второй раз с помощью ПК К3, который основан на использовании КЭ. Тождественность ПК К2 и K_3 мнимая, так как даже при предельном, наихудшем значении K_3 равном бесконечности поляризационные потери равны лишь 3 дБ. Таким образом, мы видим, что обсуждаемые ПК безусловно связаны друг с другом, но эта существенно нелинейная. Дело в том, что поляризационные связь характеристики, которые напрямую описывает КЭ, имеют самостоятельное значение, не связанное с потерями мощности, которые описывает ПК K_2 . Поэтому антенна может иметь недопустимый КЭ, но при этом вполне удовлетворительные энергетические параметры. Для описания указанных разных свойств ПА круговой поляризации мы решили использовать два связанных, но отличающихся ПК.

4.3 Модель ПА

Построение корректной математической модели ПА с круговой поляризацией является громоздкой задачей, так как оно связано с анализом электромагнитного поля не только в области занятой собственно ПА, но и в схеме питания антенны. Подобный анализ возможен с использованием современных программных средств, таких как HFSS [33], Microwave Studio [34], FEKO [35]. Однако их применение, требующее большого количества времени, входит в определенное противоречие с процедурой ВО, особенностью которой является необходимость анализа весьма большого числа вариантов.



Рис. 4.3. Топология микрополоскового МДМ

Обычно схема питания выполняется в виде микрополосковой схемы. Пример топологии микрополоскового МДМ на четыре канала показан на рис. 4.3.

Для преодоления сложности, связанной с анализом большого числа вариантов ПА круговой поляризации вместе со схемами питания мы использовали комбинированный подход. На первом этапе мы провели сравнение антенн с идеальными двух и четырех точечными схемами питания. Под идеальной мы понимаем согласованную по входу схему, которая в произвольной полосе частот создает на своих выходах сигналы с требуемыми амплитудно – фазовыми соотношениями. Целью выполнения первого этапа является определение целесообразности увеличения числа элементов возбуждения в идеальных условиях, в которых схема питания не вносит искажений в работу ПА. Поскольку смысл увеличения числа элементов питания состоит исключительно в повышении КЭ, то сравнение проводилось по одному указанному ПК. Забегая вперед, можно сказать, что результатом выполнения первого этапа явился вывод о преимуществе двухточечных схем по сравнению с четырехточечными. Этот вывод без потери общности можно распространить и на ПА с неидеальными схемами, так как более сложный МДМ на четыре канала будет иметь худшие характеристики по сравнению с элементарным двухканальным ДМ.

При выполнении первого этапа мы использовали модель ПА, построенную в системе MWS. Аналогичные модели применялись в главах 2 и 3 при исследовании, оптимизации и синтезе различных типов малогабаритных ПА.

На втором этапе сравнение ПА круговой поляризации с разными схемами питания проводилось уже по совокупности ПК (4.2). При этом сама ПА моделировалась по-прежнему с помощью системы MWS, а ее схема питания описывалась в приближении теории линий передачи СВЧ, которая оперирует такими обобщенными параметрами как характеристическое сопротивление линии передачи, ее постоянная распространения и т.д.

Использование таких параметров весьма удобно, так как оно позволяет избежать появления большого числа параметров, описывающих топологию МДМ. Подход, основанный на использовании теории линий передачи СВЧ может применяться без потери достоверности модели, когда микрополосковый МДМ выполнен на достаточно тонкой подложке, что практически всегда выполняется на частотах до нескольких ГГц.

Второй этап выполнялся по методике, описанной в главе 3. Он включал стандартные шаги по определению МСД и МНХ трех вариантов ПА: ПА с одноточечным питанием, ПА с двухточечным питанием на РДМ и ПА с двухточечным питанием на БДМ. Далее осуществлялся параметрический синтез ПА путем перехода из пространства ПК в пространство параметров. На заключительном этапе проводилось сравнение разных типов ПА по совокупности ПК.

Отметим, что в качестве условия, обеспечивающего эквивалентность при сопоставлении антенн с разными схемами возбуждения, рассматривалась идентичность ПА. Возбуждение осуществлялось штыревыми элементами возбуждения. Говоря о модели ПА, необходимо отметить одну важную особенность ее работы, а именно наличие так называемой остаточной индуктивности. Для пояснения этого эффекта рассмотрим типичные частотные зависимости действительной R и мнимой X частей входного сопротивления от частоты, показанные на рис. 4.4.

На резонансной частоте f_r действительная часть импеданса (кривая 1) достигает своего максимума, а мнимая (кривая 2) имеет точку перегиба. При этом мнимая часть на частоте f_r не равна нулю. Обычно $X(f_r) > 0$, что можно интерпретировать как наличие в эквивалентной схеме антенны последовательной индуктивности, которую будем называть остаточной. Ее появление связано с конкретным способом возбуждения, а именно с помощью металлического штыря.



Рис. 4.4. Зависимость входного сопротивления ПА от частоты

Остаточная индуктивность может иметь весьма большое сопротивление, наличие которого препятствует эффективному согласованию ПА. Для компенсации его влияния в схему возбуждения ПА вводят емкость C_k , которую выбирают из следующего условия:

$$\frac{1}{2\pi f_0 C_k} = X(f_0). \tag{4.6}$$

Выполнение соотношения (4.6) обеспечивает на резонансной частоте действительное значение входного сопротивления ПА. Таким образом, модель ПА должна обеспечивать возможность включения компенсирующей емкости. Такая функция легко реализуется в системе MWS.

4.4 Сопоставление ПА с двух- и четырехэлементными схемами питания

На данном этапе выясним целесообразность использования четырехэлементных схем питания. Принцип их функционирования не отличается от принципа функционирования двухэлементной схемы, в которой каждый из выходов схемы питания должен возбуждать одно из двух

ортогональных колебаний. При этом амплитуды колебаний должны быть равными по модулю и сдвинутыми по фазе на 90 градусов.

Если бы штырь, введенный в резонатор, возбуждал только поле рабочих колебаний. ланная залача полностью решалась с то помошью двухэлементной схемы, так как колебание а имеет нулевое электрическое поле в плоскости y0z и не возбуждается расположенным в этой плоскости наоборот, колебание b возбуждается элементом И. не элементом расположенным в плоскости x0z (см. рис. 4.2 б). Будем понимать под колебаниями *a*, *b* колебания, образованные движением Т – волн ПВ вдоль боковых граней ПА, имеющих длину соответственно а и b.

Штыревой элемент возбуждения, однако, взаимодействует не только с полями рабочих колебаний, но и порождает в ПА сложное реактивное поле, которое не имеет нулей в плоскостях YOZ или XOZ. По этой причине при подаче сигнала, например, на вход в плоскости XOZ электрические токи возникают не только на штыре, расположенном в этой плоскости, но и на штыре, который находится в плоскости YOZ. Эти токи возбуждают колебание b, которое в идеальном случае не должно возбуждаться. Таким образом, возникает нежелательная связь рабочих колебаний, которая приводит, в первую очередь, к снижению КЭ ПА.

Использование четырехэлементной схемы позволяет исключить данный эффект за счет симметрии относительно координатных плоскостей, которую имеет в данном случае ПА (см. рис. 4.2 г,д). При идеальной работе схемы питания штыри, расположенные в плоскостях *YOZ* и *XOZ*, возбуждаются в противофазе. За счет этого ближнее поле также как и поле рабочих колебаний имеет нули в требуемых плоскостях, что обеспечивает развязку элементов возбуждения. Развязка элементов возбуждения устраняет, в свою очередь связь между ортогональными колебаниями ПА.

Сравним далее КЭ ПА с идеальными двух- и четырехэлементными схемами питания. Под идеальной схемой мы понимает схему, которая на любой частоте формирует требуемое амплитудно – фазовое распределение на

своих выходах. При такой постановке задачи КЭ четырехэлементной ПА равен единице, а выраженный в децибелах нулю. Поэтому задача сводится к анализу КЭ ПА с двухэлементной схемой питания.

На рис. 4.5 показана зависимость КЭ K_e ПА с двумя элементами возбуждения от высоты ПА. Антенна имеет следующие параметры: $\varepsilon = 10$, a = b = 30 мм, тангенс угла потерь $tg\delta$ в диэлектрике равен 0.001, в качестве материала, из которого выполнены металлические части конструкции ПА взята медь, радиус штырей $R_s = 0.5$ мм, элементы возбуждения смещены относительно центра ПА на расстояние 2.2 мм.

При указанных выше параметрах ПА имеет центральную частоту рабочего диапазона f_0 равную 1.6 ГГц.



Рис. 4.5. Зависимость КЭ от высоты ПА

Из рис. 4.5 видно, что при увеличении высоты ПА ее КЭ падает, причем весьма существенно. Причина этого состоит в уменьшении добротности рабочих колебаний Q, зависимость которой от высоты h показана на рис. 4.6.



Рис. 4.6. Зависимость добротности ПА от ее высоты

Из общих принципов работы объемных резонаторов следует, что чем выше добротность резонатора, тем более интенсивно возбуждается на резонансной частоте его колебание. Поэтому при больших значениях Q поле рабочего колебания много больше реактивного поля и, следовательно, эффект связи ортогональных колебаний, который обусловлен присутствием реактивного поля, проявляется относительно слабо. При уменьшении добротности его влияние возрастает.

КЭ ПА с двумя элементами возбуждения может улучшить использование третьего металлического штыря, расположенного в центре ПА. С его помощью удается уменьшить амплитуду реактивного поля и приблизить его структуру к оптимальной, то есть имеющей нули в требуемых областях внутри ПА. На рис. 4.7 показана частотная зависимость K_e такой антенны. Кривая 1 получена для ПА с двумя элементами возбуждения и металлическим штырем. Для сравнения на рис. 4.7 показана кривая 2, соответствующая четырехэлементному возбуждению ПА.



129

Рис. 4.7. Зависимость КЭ ПА от высоты

Видно, что в данном случае КЭ ПА с двухточечной схемой питания и дополнительным металлическим штырем отличается от своего идеального значения (0 дБ) существенно меньше, чем при отсутствии штыря.

Таким образом, можно сделать следующие выводы. Четырехэлементная питания имеет существенное преимущество по сравнению с схема двухэлементной, но дает незначительный выигрыш по сравнению с двухэлементной схемой дополненной пассивным штырем в центре ПА. В время двухэлементная схема имеет меньшие размеры, тоже чем четырехэлементная и, следовательно, меньшие потери мощности. Поэтому при условии практического равенства КЭ предпочтение следует отдать двухэлементной схеме.

4.5 Оптимизация одноэлементной схемы по совокупности ПК

Определим совокупность свободных параметров одноэлементной схемы, которые будут варьироваться в ходе ВО. Полный набор исходных параметров имеет следующий вид: h - высота ПА, a, b - размеры ПА в горизонтальной плоскости, ε - диэлектрическая проницаемость подложки ПА, $\Delta x, \Delta y$ - смещения точки возбуждения относительно центра ПА, R_s -

радиус штыревого элемента возбуждения, C_k - компенсирующая емкость. Нетрудно увидеть, что число свободных параметров весьма велико, что существенно увеличивает размерность МСД и МНХ. Работа с множествами большой размерности порождает большие вычислительные трудности. Один из способов преодоления указанных трудностей – введение обобщенных параметров. При этом мы рассчитываем, что число обобщенных параметров меньше числа исходных параметров ПА.

Для пояснения смысла обобщенных параметров целесообразно ввести эквивалентную схему ПА, которая описывает ее поведение вблизи резонансных частот ортогональных колебаний []. Она показана на рис. 4.8.



Рис. 4.8. Эквивалентная схема ПА с одноэлементной схемой питания

Один контур описывает колебание a, а другой колебание b, индуктивность L_s - остаточная индуктивность штыря, а емкость C_k компенсирующая емкость. Мы рассматриваем ПА при условии $a \approx b$, то есть почти квадратную, у которой $f_{ra} \approx f_{rb}$. В этом случае параметры контуров близки друг другу. Тем не менее, численные расчеты показывают, что некоторое отличие между ними существует. Оно обусловлено, в первую очередь, отличием добротностей колебаний Q_a и Q_b . Между ними было получено приближенное соотношение:

$$\frac{Q_b}{Q_a} = \left(\frac{f_{ra}}{f_{rb}}\right)^3.$$
(4.7)

Из-за отличия добротностей для получения одинаковых значений резонансных сопротивлений контуров R_a и R_b сдвиги Δx и Δy точки включения элемента возбуждения по осям 0х и 0у должны быть связаны следующим соотношением:

$$\frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{f_{rb}}{f_{ra}}.$$
(4.8)

Значение компенсирующей емкости выбирается из условия аналогичного условию (4.6), в котором в качестве f_0 надо взять среднюю между f_{ra} и f_{rb} частоту:

$$f_0 = \frac{f_{ra} + f_{rb}}{2}.$$
 (4.9)

С учетом соотношений (4.7) – (4.9) можно ввести следующие обобщенные параметры, которые являются функциями исходных параметров: f_{ra}, f_{rb} - резонансные частоты ортогональных колебаний, Q - их добротность, R_a - активная часть входного сопротивления. Под добротностью Q можно понимать добротность любого из ортогональных

колебаний, так как они связаны формулой (4.6). Для определенности пусть это будет Q_a . Пусть также b > a.

При выполнении ВО мы полагали следующие обобщенные параметры

свободными:
$$\Delta f = f_{ra} - f_{rb}$$
, $q = \frac{R_a}{Z_0}$, Z_0 - характеристическое сопротивление линии, подключенной к ПА, которое равнялось фиксированной величине 50 Ом. Обобщенные параметры f_0 и Q фиксировались. Компенсирующая емкость выбиралась из условия (4.6). Кроме того, сдвиги точки возбуждения по разным осям координат выбирались с учетом условия (4.8). Диэлектрическая проницаемость ПА и радиус элемента возбуждения принимались равными 10 и 0.5 мм соответственно. Таким образом, все исходные параметры однозначно определялись по значениям свободных и фиксированных обобщенных параметров с учетом условий (4.3) и (4.7). Это позволяет в дальнейшем оперировать только обобщенными параметрами, что удобнее, чем использование исходных параметров.

Рассмотрим результаты ВО, полученные для следующих конкретных значений параметров: $f_0=1.6$ ГГц, Q=40. Пределы изменения свободных параметров были следующими: $0<\Delta f<0.1$ ГГц, 0.1<q<2. Полоса рабочих частот ПА менялась в пределах от 0.01 до 0.2 ГГц. Множество свободных параметров и ПК K_1 подвергались дискретизации, при этом по каждой переменной было выбрано по 20 точек с одинаковым шагом. Таким образом, общее число вариантов, вошедших в МСД, равнялось 8000. Следующий этап ВО – применение БКП и определение МНХ.

Интересные результаты позволяет получить анализ сечений МСД, соответствующих фиксированным значениям K_1 . На рис. 4.9 а,б показаны два таких сечения в пространстве ПК $K_2 - K_3$.



Рис. 4.9. Сечения МСД в пространстве ПК $K_2 - K_3$

Видно, что каждое сечение содержит одно безусловно лучшее по БКП решение. Оно показано кружком. Наличие такого безусловно лучшего решения позволяет без использования процедуры поиска МНХ отбросить из рассмотрения все худшие варианты и анализировать только множество, состоящее из безусловно лучших для каждого фиксированного K_1 вариантов. Все элементы такого множества несравнимы друг с другом и, следовательно, они составляют МНХ. В пространстве трех ПК это множество является кривой, которая показана на рис. 4.10.



Рис. 4.10. МНХ в пространстве трех ПК

Важным результатом ВО является не только усечение МСД и формирование МНХ, но и формирование множества параметров, которые соответствуют нехудшим решениям. Эти множества показаны на рис. 4.9 а,б. На рис. 4.11 а представлена зависимость параметра q от ПК $K_1 \in$ МНХ, а на рис. 4.11 б параметра Δf .



Рис. 4.11. Множества параметров соответствующих МНХ

Обращает на себя внимание изрезанный характер кривых 1. соответствующих прямому расчету параметров. Кривые 2 получены в результате расчета по аппроксимационным формулам, о которых будет сказано ниже. Изрезанность кривых 1 на рис. 4.11 а,б связана с дискретизацией МСД (см. главу 3), что подтверждается зависимостью q от K_1 , показанной на рис. 4.12. Она отличается от кривой 1 на рис. 4.11 а только тем, что она получена в результате дискретизации параметров на тех же интервалах, что и раньше, но с использованием 40 точек. Видно, что указанная зависимость стала существенно более гладкой. Необходимо отметить, что увеличение МСД, которое в новом варианте содержит 64000 решений, резко увеличивает время, необходимое для получения MHX. Поэтому лучшим способом избавиться от нестабильности, обусловленной дискретизацией является аппроксимация зависимостей параметров от ПК.



Рис. 4.12. Зависимость параметра q от K_1

Можно предложить следующие аппроксимации зависимостей параметров q и Δf от K_1 :

$$q(K_1) = 1 + \left(\frac{10}{K_1}\right)^3,$$

$$\Delta f = 0.02 + \frac{1.7}{K_1^{1.5}}.$$
(4.10)

В формуле (4.10) Δf определяется в гигагерцах.

Кривые 2 на рис. 4.11 а,б получены по формулам (4.10). Далее с помощью этих формул было вновь найдено МНХ. Это МНХ должно отличаться от исходного, так как ему соответствуют другие значения параметров. Однако это отличие практически незаметно, что видно из рис. 4.13 на котором представлены зависимости нехудших значений ПК $K_{2,3}$ от ПК K_1 .

Точки (1,2) соответствуют исходному дискретному МНХ, а кривые 3,4 новому непрерывному МНХ, полученному с помощью соотношений (4.9). Видно, что исходное и новое МНХ очень хорошо совпадают, несмотря на то, что значения параметров q и Δf исходных и полученных по формулам (4.9) могут заметно отличаться. Отсюда можно сделать вывод, что MHX устойчиво по отношению к вариациям параметров.



Рис. 4.13. Нехудшие значения ПК $K_{2,3}$ от ПК K_1

4.6 Оптимизация по совокупности ПК двухэлементной схемы с РДМ

Функционирование ПА с двухэлементными схемами питания с РДМ хорошо описывается эквивалентной схемой, показанной на рис. 4.14.



Рис. 4.14. Эквивалентная схема ПА с двухэлементной схемой питания

Эта эквивалентная схема необходима нам только в качестве иллюстрации для выбора обобщенных параметров структуры.

Параметры контуров в эквивалентной схеме одинаковы, так как ПА имеет квадратную форму, а элементы питания сдвинуты от ее центра на одинаковое расстояние. Контуры подключены к выходам РДМ, который представляет собой параллельное соединение линий передачи разной длины L_1 и L_2 . Разница между длинами ΔL выбирается равной $\lambda/4$ на центральной частоте рабочего диапазона f_0 , которая совпадает с резонансными частотами $f_{ra,b}$ колебаний ПА. Такой выбор длин линий передачи должен обеспечивать сдвиг фаз указанных колебаний в 90 градусов.

В качестве свободных обобщенных параметров были выбраны q и p, которые связывают характеристическое сопротивление боковых плеч РДМ - $Z_1 = 2pZ_0$ с характеристическим сопротивлением входной линии Z_0 , а также сопротивление контура на резонансной частоте $R_{a,b} = 2qZ_0$. Отметим, что классической настройке схемы питания с РДМ соответствует случай q = p = 1. Ниже будет показано, что такая настройка не всегда является наилучшей.

По аналогии с предыдущим случаем мы фиксировали параметры ε и R, полагая их равными соответственно 10 и 0.5 мм. Кроме того, мы фиксировали значение добротности ПА, считая ее равной 40 и центральную частоту рабочего диапазона $f_0 = 1.6$ ГГц.

Отметим, что МСД и МНХ для антенны с РДМ оказались качественно и, что особенно интересно, количественно весьма близкими к МСД и МНХ ПА с одноэлементной схемой питания. Поэтому столь же детально, как в предыдущем случае мы их описывать не будем. Укажем на то, что МНХ представляет собой кривую в пространстве ПК. Она показана на рис. 4.15.



Рис. 4.15. МНХ в пространстве трех ПК.

4.7 Оптимизация по совокупности ПК двухэлементной схемы с БДМ

Данная задача оказалась проще задач рассмотренных в разд. 4.5 и 4.6. Простота ее обусловлена особенностями БДМ, который имеет развязанные боковые плечи и обеспечивает сдвиг фаз между сигналами в этих плечах, равный в точности 90 градусам. Поэтому в силу идеальной развязки колебания ПА, контуров, которые моделируют они возбуждаются независимо друг от друга с требуемыми соотношениями амплитуд и фаз. По этой причине коэффициент эллиптичности такой ПА всегда равен своему предельному значению, то есть единице, а ПК Кз - нулю. Отсюда можно сразу сделать вывод о том, что МНХ данной ПА представляет собой кривую, лежащую в плоскости К₃=0. Параметры кривой определяются частотной характеристикой ПА, то есть резонансной кривой. Можно сразу сказать, что наилучшие значения ПК дают параметры, обеспечивающие согласование антенны с питающей линией передачи.

Как и раньше, значения параметров ε и R, а также обобщенных параметров f_0, Q фиксировались. Величины активного сопротивления ПА и

компенсирующей емкости подбирались из условия (4.3) и равенства $R_a = Z_0$. Результат ВО показан на рис. 4.16, на котором представлено МНХ для данного типа ПА.



Рис. 4.16. МНХ для двухэлементной ПА

4.8 Сопоставление ПА с разными схемами питания

Сопоставление ПА с разными схемами питания удобно проводить графически. С этой целью на рис. 4.17 показаны проекции МНХ в пространстве ПК на плоскости K_1K_2 и K_1K_3 . Точки 1,2 представляют собой проекции МНХ ПА с одноэлементой схемой питания и двухэлементой схемой с РДМ на плоскость K_1K_2 , а точки 3,4 проекции МНХ тех же ПА, но на плоскость K_1K_3 . Точки 5 соответствуют проекции на плоскость K_1K_2 МНХ ПА с двухэлементной схемой питания с БДМ.



Рис. 4.17. Сравнение МНХ одноэлементной и двухэлементной ПА в пространствах ПК

Из рис. 4.17 видно, что точки, соответствующие первым двум схемам слились или очень близки друг другу. Отсюда следует вывод, что одноэлементная и двухэлементная схема с РДМ практически эквивалентны. Принимая во внимание большую простоту одноэлементной схемы, можно заключить, что она является безусловно лучшим по сравнению со схемой с РДМ техническим решением. Такой вывод можно считать неожиданным результатом исследования, так как исторически принято рассматривать двухэлементную схему с РДМ как шаг вперед по сравнению С одноэлементной, который должен улучшить поляризационные характеристики ПА. При этом считается, что в одноэлементной схеме недостаточно свободных параметров для одновременной реализации максимального коэффициента эллиптичности и согласования антенны даже на одной частоте. В двухэлементной схеме, на первый взгляд, этот недостаток преодолевается, так как фазовые соотношения между амплитудами ортогональных колебаний обеспечиваются выбором длин боковых плеч РДМ, а минимум коэффициента отражения выбором активных сопротивлений этих колебаний.

Тем не менее, более внимательное исследование показывает, что из-за отсутствия развязки боковых плеч РДМ колебания ПА оказываются связанными друг с другом, и эту связь принципиально невозможно устранить в данной схеме. Из-за этой связи резонансные частоты системы колебаний оказываются не равными друг другу даже у ПА квадратной формы. В результате частотные зависимости ПК данной ПА приближаются к частотным зависимостям ПА с одноэлементным возбуждением и выигрыша в ПК не происходит, что подтверждают результаты ВО.

Сравнивая ПА с одноэлементной схемой и схемой с БДМ, можно видеть, что они несравнимы, так как вторая схема всегда имеет выигрыш по эллиптичности (ПК K_3), но уступает по ПК K_1, K_2 (см. рис. 4.17). При этом особенно существенно схема с БДМ проигрывает при широких полосах рабочих частот. Таким образом, если наиболее важным является ПК, описывающий поляризационные характеристики ПА, то предпочтение надо отдать схеме с БДМ. Если же более важны полоса рабочих частот и коэффициент усиления антенны, то лучше использовать одноэлементную схему питания.

В заключение следует отметить, что проведенное исследование основано на представлении исследуемых ПА идеализированными моделями. Поэтому сделанные выводы справедливы в ограниченной области параметров, в которой эффекты, не учтенные при анализе, пренебрежимо малы.

Выводы. В четвертой главе рассмотрены схемы питания ПА круговой поляризации. Сопоставлены между собой одноточечная, двухточечная и четырехточечная схемы возбуждения ПА. При подробном изучении двухточечной и четырехточечной схем питания был сделан вывод о незначительных преимуществах четырехточечной схемы над двухточечной. Так как четырехточечная схема сложнее в реализации, то из дальнейшего Таким сравнения она была исключена. образом, рассматривалась одноточечная схема питания и варианты двухточечной схемы с РДМ и БДМ. Схемы сравнивались между собой в пространстве трех показателей качества.

Результатом данного сопоставления практической стал вывод 0 эквивалентности одноточечной схемы двухточечной на РДМ. И Двухточечная схема с БДМ превосходит одноточечную по такому ПК как поляризационная характеристика, но уступает по полосе рабочих частот и коэффициенту усиления ПА.

5. Экспериментальное исследование малогабаритных ПА и их практическая реализация

5.1. Свернутая ПА с воздушным заполнением

Разработка малогабаритных ПА и их экспериментальное исследование преследовали следующие цели:

- проверка достоверности расчетных моделей;

- измерение параметров, точность расчета которых недостаточно высока;

- практическое использование малогабаритных ПА.

Первым макетом, подтверждающим работоспособность двухслойной ПА, стал макет щелевой ПА с воздушным заполнением. Перед его изготовлением была построена компьютерная модель данной ПА (рис. 5.1).



Рис. 5.1. Компьютерная модель свернутой двухслойной щелевой ПА

Модель строилась и анализировалась в программе CST Microwave Studio. В результате расчета была получена частотная характеристика коэффициента отражения данной ПА (рис. 5.2).



Рис. 5.2. Частотная характеристика свернутой щелевой ПА

Кривая на рис. 5.2 получена для следующих параметров:

- размеры антенны: 35х35 мм;
- высота антенны: 4 мм;
- ширина щели: 1 мм;
- размер подстилающей поверхности: 100х100 мм.

По результатам моделирования из листовой латуни был изготовлен макет ПА. Данный макет изображен на рис.5.3. Он расположен над металлической пластиной, играющей роль «земли». Габаритные размеры макета 35х35х4 мм.



Рис. 5.3. Свернутая ПА с воздушным диэлектриком
При измерении коэффициента отражения данной антенны выяснилось, что она имеет резонансную частоту равную 1470 МГц. Резонансная частота компьютерной модели, как видно из рис. 5.2 равна 1490 МГц. Данная разница объясняется неточностью в изготовлении макета.

На следующем этапе оценивалась такая характеристика щелевой ПА, как ее КУ. Экспериментальная оценка этого параметра имеет существенное значение, так как КУ - G является произведением КНД антенны D на ее КПД η [6]:

$$G = D\eta. \tag{5.1}$$

КНД антенны может быть рассчитан с достаточно хорошей точностью. В тоже время точность расчетов КПД намного ниже, так как она связана с определением тепловых потерь в ПА. Известно [19], что тепловые потери в полосковых структурах рассчитываются даже с помощью современных программных средств с весьма низкой точностью. Поэтому оценку КПД антенны и ее КУ целесообразно проводить экспериментально.

Экспериментально КУ щелевой ПА определялся по методу трех антенн [36]. Для его реализации определялся коэффициент передачи из исследуемой антенны в измерительную антенну (см. рис. 5.4). Измерения проводились с помощью анализатора цепей Agilent E5062A. К одному входу прибора Agilent E5062A присоединялась измеряемая антенна, а ко второму антенна. Прибор устанавливался в режим измерительная спиральная коэффициента измерения передачи. Расстояние между антеннами выбиралось таким образом, чтобы для них выполнялся режим дальней зоны. Далее на место исследуемой антенны устанавливалась тестовая антенна с известным КУ. В качестве такой антенны использовалась полуволновая ПА с воздушным заполнением. Тепловые потери в такой антенне незначительны, а ее КНД рассчитывается с хорошей точностью. Поэтому при определении ее КУ можно считать его равным КНД.



Рис. 5.4. Схема сравнения коэффициентов усиления антенн.

На последнем этапе производится сравнение коэффициентов передачи измеряемой и тестовой антенн $K_{\dot{e}}$ и K_t , из которого определялся КУ измеряемой ПА $G_{\dot{e}}$:

$$G_{\dot{e}} = K_{\dot{e}} - K_t + G_t.$$
(5.2)

В формуле (5.2) все величины берутся в децибелах.

Полуволновая ПА также предварительно моделировалась перед изготовлением макета. Этапы моделирования – модель ПА (рис. 5.5) и ее частотные характеристики (рис. 5.6) представлены ниже.



Рис. 5.5. Модель полуволновой ПА



Рис. 5.6 Частотная характеристика полуволновой ПА.

Макет полуволновой ПА (см. рис. 5.7) был изготовлен из фольгированного текстолита. Верхняя и нижняя обкладки соединялись между собой с помощью диэлектрических шайб и винтов. Получившийся макет имеет габаритные размеры 90х90х8 мм. Измерения его частотной характеристики показали, что резонансная частота равна 1590 МГц, что полностью соответствует результатам моделирования.



Рис. 5.7. Полуволновая ПА с воздушным диэлектриком

На рис. 5.8 показаны макеты полуволновой ПА и свернутой щелевой ПА. Можно визуально сопоставить размеры свернутой ПА с размерами классической ПА. Отметим, что по объему полуволновая ПА примерно в 13 раз больше свернутой ПА.



Рис.5.8. Сопоставление двух видов ПА с воздушным диэлектриком

На рис. 5.9 показаны экспериментальные кривые частотных зависимостей коэффициентов передачи для свернутой ПА и классической полуволновой ПА.



Рис. 5.9. Сравнение частотных зависимостей коэффициентов передачи сопоставляемых антенн

Из рис. 5.9 видно, что полуволновая ПА превосходит свернутую ПА по максимальному значению коэффициента передачи на 3.4 дБ. Это объясняется тем, что благодаря большим размерам полуволновая ПА имеет более острую ДН, и соответственно более высокий КУ. Об этом говорит и численное моделирование этих ПА. Их диаграммы направленности по углу возвышения, при азимуте равном 90°, рассчитанные при помощи CST Місгоwave Studio на резонансных частотах, приведены на рис. 5.10 и 5.11. Классическая полуволновая ПА имеет КНД равный 9 дБ в направлении максимума, а свернутая щелевая 5.8 дБ.

Таким образом, мы можем с помощью соотношения (5.2) найти КУ щелевой ПА, который равен на резонансной частоте 5.6 дБ.

149



Рис. 5.10. ДН классической ПА с воздушным заполнением.



Рис. 5.11. ДН свернутой щелевой ПА с воздушным заполнением.

Зная величину КНД исследуемой антенны, мы можем найти ее КПД, который равен 0.2 дБ. Таким образом, мы можем сделать вывод о том, что тепловые потери в щелевой ПА с воздушным заполнением весьма малы. Отметим, что данный вывод не относится к малогабаритным ПА с диэлектрическим заполнением, в которых КПД заметно отличается от единицы.

Оценив значение полосы пропускания по уровню -3 дБ получаем, что полуволновая ПА имеет ширину полосы в 10% от центральной частоты, а свернутая ПА – 2.5%. Сужение полосы рабочих частот щелевой ПА является ожидаемым эффектом, который является необходимой платой за уменьшение размеров антенны.

Результаты диссертационной работы были использованы при антенных систем проектируемых в МКБ разработке «Компас». Для выполнения одной ИЗ работ требовалось создать малогабаритную двухчастотную антенну круговой поляризации, работающую в диапазонах (121±1) МГц и (405±5) МГц. Антенна выполнена в виде многослойной конструкции (рис. 5.12).



Рис. 5.12. Двухдиапазонная многослойная ПА

Рассмотрим конструкцию подробнее. Верхний слой антенны – обычная ПА с одноточечным питанием. Однако она имеет отличие от традиционной ПА в том, что элемент возбуждения проходит через центр ПА. Это сделано для того, чтобы коаксиальный кабель, обеспечивающий питание верхней ПА проходил через центр нижних слоев и в силу симметрии не влиял на их работу. А для того чтобы возбудить упомянутым коаксиальным кабелем верхнюю ПА ее излучающая поверхность сдвинута относительно центра по

^{5.2} Двухслойная полосковая ПА в составе двухдиапазонной антенны

осям x и y на расстояния, обеспечивающие согласования по обоим колебаниям. Таким образом, возбуждая в данной ПА два ортогональных колебания с нужным сдвигом фаз обеспечивается излучение поля правой круговой поляризации на частоте 405 Мгц. Для подстройки данной ПА по бокам от излучающей поверхности оставлены участки металлизации, соединяя которые перемычками с основным участком металлизации возможно понижать резонансную частоту того или иного колебания. Данная ПА выполнена на фольгированном материале ФЛАН-16, толщиной 16 мм и имеющим диэлектрическую проницаемость равную 16. Перед изготовлением макета было проведено моделирование каждого излучателя. На рис. 5.13 модель излучателя настроенного на частоту 405 МГц, А на рис. 5.14 его частотная характеристика.



Рис. 5.13.Компьютерная модель излучателя верхнего диапазона



Рис. 5.14. Расчетная частотная характеристика коэффициента отражения по входу излучателя верхнего диапазона

Из данной характеристики видно, что излучатель настроен на нужную частоту. Однако, данная модель является достаточно грубым приближением не учитывающим влияние нижнего излучателя, корпуса антенны и размера подстилающей поверхности. Поэтому, были лобавлены В макет подстроечные элементы, представляющие собой полигоны из фольги, расположенные параллельно краям излучающей поверхности. Соединяя эти полигоны с излучающей поверхностью ПА можно смещать резонансную частоту. На рис. 5.12 видно, что некоторые из полигонов соединены с излучающей поверхностью при помощи металлических перемычек. Данные манипуляции позволили добиться точного попадания на нужную частоту, а так же согласования по входу ПА (рис. 5.15)



Рис.5.15. Измеренный КСВ излучателя верхнего диапазона двухдиапазонной ПА

Следующие два слоя антенны являются излучателем нижнего диапазона и представляют собой свернутую ПА полоскового типа описанную в главе 3 (см. рис. 3.1). Благодаря сворачиванию и использованию диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью достигнута относительно миниатюрная конструкция. Так, получившаяся конструкция размеры 140x140x16 мм, тогда как, к примеру, имеет штыревой четвертьволновый вибратор имел бы высоту более метра. Возбуждается данная ПА так же в одной точке, лежащей на диагонали данной конструкции. Для получения поля круговой поляризации требуется возбудить два ортогональных колебания с разностью фаз в 90°. Схема возбуждения выбрана одноточечная. Перед изготовлением макета была рассчитана компьютерная модель данной свернутой ПА (рис. 5.16). По результатам

моделирования (рис. 5.17) были выбраны размеры ПА и материал диэлектрика.

Оба слоя свернутой ПА выполнены на фольгированном материале ФЛАН-10, толщиной 8 мм и имеющим диэлектрическую проницаемость равную 10. Нижний слой показан на рисунке 5.18, а верхний на рисунке 5.19.



Рис. 5.16. Компьютерная модель свернутой ПА



Рис. 5.17. Расчетная частотная характеристика коэффициента отражения по

входу излучателя нижнего диапазона.



Рис. 5.18. Нижний слой излучателя нижнего диапазона



Рис. 5.19. Верхний слой излучателя нижнего диапазона

Слои скреплялись между собой нейлоновыми винтами. В центре обоих слоев имеется сквозное отверстие, через которое проходит кабель питания излучателя верхнего диапазона. Так как в центре излучателя напряженность равна нулю, то кабель, проходящий через центр антенны, не повлияет на ее работоспособность. На верхний слой свернутой ПА крепится излучатель верхнего диапазона. Для крепления используются нейлоновые винты, чтобы избежать влияния металлических винтов на работу антенн. Обе эти ПА установлены на плате исполняющей роль диплексера. В диплексере происходит суммирование сигналов двух диапазонов к одному выходу. Из рис. 5.17 видно, что в получившейся ПА оба колебания настроены на одну частоту. Чтобы получить два ортогональных колебания с заданной разностью фаз требуется разнести их по частоте. В макете это было сделано удлинением электрических размеров одной из сторон ПА при помощи конденсаторов, включенных между верхней и нижней обкладками ПА.



Рис.5.20. КСВ излучателя нижнего диапазона

В результате получилась частотная характеристика с двумя выраженными резонансами (рис. 5.20).

Из приведенных выше результатов видно, что применение свернутых ПА особенно эффективно там, где требуется максимально сократить габариты антенны. В данном случае антенна с резонансной длинной волны немногим менее 3 м имеет максимальный габаритный размер 140 мм.

5.3. Двухслойная щелевая ПА с воздушным заполнением в металлической полости

В рамках еще одной ОКР МКБ Компас требовалось спроектировать компактную антенну, устойчивую к высоким температурам окружающей среды. Это накладывало определенные ограничения на материалы, применяемые в конструкции антенны для уменьшения ее размеров. Было приято решение использовать двухслойную щелевую антенну с воздушным заполнением. Данная антенна будет максимально устойчива к высокой температуре, а также, благодаря многослойной конструкции, будет иметь малые размеры. Отсутствие какого либо диэлектрика позволит избежать дополнительных потерь. По условиям технического задания антенна должна располагаться внутри металлической полости (рис. 5. 21, 5.22).



Рис. 5.21. Модель двухслойной щелевой антенны



Рис. 5.22. Модель двухслойной щелевой антенны в разрезе

Для определения точной конструкции будущей антенны потребовалось предварительное компьютерное моделирование. По результатам расчета электродинамической модели был изготовлен макет (рис. 5.23, 5.24). Материал конструкции - латунь.



Рис. 5.23. Макет двухслойной щелевой антенны



Рис. 5.24. Макет двухслойной щелевой антенны в разобранном виде.

На рис. 5.25 показан измеренный КСВ данной антенны по линейной поляризации. Полоса пропускания по уровню КСВ = 3 составляет порядка 100 МГц. Это полностью удовлетворяет условиям технического задания.



Рис. 5.25. КСВ двухслойной щелевой антенны.

Для объективной оценки экспериментальной антенны проводилось ее сравнение с классической ПА на диэлектрике ФЛАН-10. Сравнивались антенны по той же схеме, что и на рис. 5.4, только вместо измерительной спиральной антенный использовалась рупорная, и антенны работали по линейной поляризации. На рис. 5.26 показаны АЧХ коэффициентов передачи из сравниваемых антенн в измерительную. Из данного рисунка видно, что двухслойная щелевая антенна уступает классической ПА.



Рис. 5.26. Сравнение частотных зависимостей коэффициентов передачи сопоставляемых антенн

При сравнении диаграмм направленности этих антенн в плоскостях Е и Н (рис. 5.27, 5.28) становится очевидно, что классическая ПА выигрывает у двухслойной щелевой антенны за счет более острой диаграммы направленности и как следствие более высокого коэффициента усиления.

163



Рис. 5.27. Сопоставление диаграмм направленности антенн в Н-плоскости



Рис. 5.28. Сопоставление диаграмм направленности антенн в Н-плоскости

164

Выводы. Пятая глава посвящена экспериментальному исследованию двухслойных ПА. Изготовлен макет щелевой действующих макетов двухслойной ПА с воздушным заполнением. Экспериментально измерены ее ДН и КУ. Показано, что по КПД двухслойная ПА практически не уступает однослойной полуволновой ПА с воздушным заполнением и при этом имеет существенно размеры. Данный меньшие результат подтверждает объемного сворачивания для решения эффективность метода задачи ΠА миниатюризации без использования материалов С высокой диэлектрической проницаемостью.

Также в пятой главе представлены результаты разработки и практического использования многочастотной антенны, состоящей из двух антенн, функционирующих в двух разнесенных диапазонах. Низкочастотная антенна выполнена в виде двухслойной полосковой ПА. В ней используется материал с высокой проницаемостью (ФЛАН-10). Антенна функционирует на частоте 122 МГц, которая соответствует длине волны 2.5 метра. Антенна имеет габаритные размеры 140х140х16 мм много меньшие длины волны, что также служит подтверждением эффективности исследованного в работе метода миниатюризации ПА.

В заключительной части пятой главы рассмотрено применение двухслойной щелевой антенный без использования диэлектрика. Однако данная конструкция практически не отличается как по габаритам, так и по показателям качества от классических ПА, выполненных на диэлектрике типа ФЛАН-10.

Список использованных источников

- Wong K.L. Compact and broadband microstrip antennas // NY. John Wiley & Sons. 2002, pp.
- Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны // М.: Радио и связь. 1986, стр.
- Chu L. J. Physical limitations of omnidirectional antennas // Journal of Applied Physics. 1948. V.19. N12. pp.1163.
- 4. Dey S., Mittra R. // Microwave and Opt. Tech. Lett. 1996. V.13. N1. P. 12.
- 5. Банков C.E.. Папилов К.Б. Оптимизация И сопоставление малогабаритных печатных антенн по совокупности показателей качества // Труды III Всероссийской научно-технической конференции 2009. "Радиолокация и радиосвязь". Москва. ЮЭ ИМ. B.A. Котельникова PAH. http://jre.cplire.ru/jre/library/3conference/conf3rd.pdf
- 6. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа. 1988, стр.
- 7. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. М.: Сов. Радио 1975.
- Гуткин Л.С. Проектирование радиосистем и радиоустройств. М.: Радио и связь. 1986.
- Банков С.Е., Давыдов А.Г. Печатная антенна. Патент РФ на изобретение № 2400877.
- Банков С.Е., Давыдов А.Г. Печатная антенна. Патент РФ на изобретение № 2400880.
- 11. Lo Y.T., Solomon D., Richards W.F. // IEEE Trans. AP. 1979. V.27. N2. P.137.
- 12. Банков С.Е., Давыдов А.Г., Папилов К.Б. Сопоставление печатных антенн круговой поляризации с разными схемами питания // Журнал радиоэлектроники. 2010. №3. <u>http://jre.cplire.ru/jre/mar10/2/text.html</u>

- 13. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. М.: Связь. 1971
- 14. С.Е.Банков, А.А.Курушин, В.Д.Разевиг. Анализ и оптимизация трехмерных СВЧ структур с помощью HFSS. М.: СОЛОН-Пресс, 2005.
- 15. Фрадин А.З. Антенны сверхвысоких частот. М.: Сов. Радио. 1957
- Диденко А.Н. Сверхпроводящие волноводы и резонаторы. М.: Сов. радио. 1973
- Constantine A. Balanis. Antenna Theory Analysis and Design, John Wiley, NY, 1997.
- 18. Банков С.Е., Давыдов А.Г., Курушин А.А., Папилов К.Б. Проектирование микрополосковой антенны с учетом тепловых потерь // Труды VII Международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов». Россия. Самара, 15-21 сентября 2008 г. С.205-206.
- Банков С.Е., Давыдов А.Г., Курушин А.А., Папилов К.Б. Проектирование микрополосковой антенны с учетом тепловых потерь / Современная электроника. 2008. №8. С.48-54.
- 20. Банков С.Е., Давыдов А.Г., Папилов К.Б. Малогабаритные печатные антенны круговой поляризации. // Журнал радиоэлектроники. 2010. №8
- Папилов К.Б. Численный анализ микрополосковых печатных антенн.// Журнал радиоэлектроники. 2011. №4
- 22. Папилов К.Б. Проектирование микрополосковых антенн систем спутниковой навигации EDA Express. 2007. № 15
- 23. T. Haddrell, J P. Bickerstaff, M. Phocas. Realisable GPS Antennas for Integrated Hand Held products. ION GNSS 18th International Technical Meeting of the Satellite Division, 13-16 September 2005, Long Beach, CA.

- 24. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахрев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др. Под ред. В.И. Вольмана – М: Радио и связь, 1982 – 328 с., ил.
- 25. Банков С.Е., Курушин А.А. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР. // <u>http://jre.cplire.ru/jre/library/3/text.pdf</u>
- 26. В. Слюсар. 60 лет теории электрически малых антенн.// Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2006. №7
- 27. Техническая электродинамика / Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Под ред. Ю.В. Пименова: Учеб пособие для вузов. М.: Радио и связь, 2000.-536 с.: ил.
- 28. Банков С. Е., Папилов К. Б. Оптимизация и сопоставление малогабаритных печатных антенн по совокупности показателей качества // Радиотехника и электроника, 2011, том 56, № 5, с. 622–632
- 29. Баскаков С.И. Основы электродинамики. М., «Сов. Радио», 1973, 248 с.3.
- 30. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ /Под ред. В. В. Никольского. М.: Радио и связь, 1982. 272 с.
- 31. Д.М. Сазонов, А.Н. Гридин, Б.А. Мишустин. Устройства СВЧ. М., "Высшая школа", 1981, 295 с.
- 32. Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures. Ed. T. Itoh. Wiley Pub., 1989.
- 33. <u>www.cst.com</u> сайт компании CST Computer Simulation Technology AG
- 34. <u>www.ansoft.com</u> сайт компании ANSYS Inc.
- 35. <u>www.feko.info</u> сайт компании EM Software & Systems-S.A. (Pty) Ltd.
- 36. Фрадин А.З., Рыжков Е.В. Измерения параметров антенно-фидерных
- 37. устройств. М.: Связь, 1972
- 38. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. — М.: Радио и связь, 1987. 430 с.

- 39. Weiland, T.: Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods. International Journal of Numerical Modelling, Vol. 9, pp. 295-319, 1996.
- 40. Z. N. Chen, Antennas for Portable Devices, 1st ed. New York: Wiley, 2007 .
- 41. Т. Itoh. " Анализ микрополосковых резонаторов. " IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-22. Pp. 946-952. Ноябрь 1974.

Приложение 1. Акт о внедрении. ОАО «МКБ Компас».



ОАО «МКБ «Компас» кандидат технических наук Г.Е. Карюкин

АКТ

внедрения результатов диссертации Папилова К.Б. " Малогабаритные многослойные печатные антенны" в разработки ОАО «МКБ «Компас».

Настоящий акт составлен о том, что материалы диссертации Папилова К.Б. "Малогабаритные многослойные печатные антенны" использовались при разработке перспективной навигационной аппаратуры, опытно-конструкторская работа "КСПС МО".

Соискатель:

От ОАО «МКБ «Компас»: Начальник отдела ОР-2, кандидат технических наук

К.Б. Папилов 2012 г. ma

А.Г. Давыдов 2012 г.

170