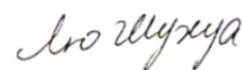


Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования «Томский государственный университет систем
управления и радиоэлектроники» (ТУСУР)



На правах рукописи

Лю Шухуа

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ
ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ И СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ
КОМБИНИРОВАННЫХ АНТЕНН

Специальность 2.2.14

Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель

к.ф.-м.н., доцент Андреев Юрий Анатольевич

Томск - 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ИЗЛУЧАТЕЛИ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ. ОТ ГЕРЦА ДО НАШИХ ДНЕЙ	12
1.1. Схема Герца – от 19 века до наших дней	12
1.2. Антенна Линденблада, ТЕМ антенны и IRA антенны	20
1.3. Комбинированные антенны	27
2. МЕТОДЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И АППАРАТУРА ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ	37
2.1 Компьютерная программа на основе метода конечных разностей во временной области для моделирования излучателей с аксиальной симметрией	37
2.1.1 Поглощающее граничное условие	38
2.1.2 Геометрия излучателя	39
2.2 Тестирование программы	42
2.3 Компьютерный код 4NEC2 для моделирования трехмерных излучателей	44
2.4 Векторные анализаторы цепей	48
2.5 Цифровые осциллографы реального времени	50
3. ДАЛЬНЯЯ ЗОНА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ	53
4. УПРАВЛЕНИЕ ПОЛОСОЙ СОГЛАСОВАНИЯ МОЩНЫХ КОМБИНИРОВАННЫХ АНТЕНН	66
4.1. Оптимизация комбинированных антенн по полосе согласования	66
4.2. Использование комбинированной антенны в мощном источнике СШП излучения	78
4.2.1. Антенна для мощного источника с высоковольтным импульсом длительностью 3 нс	79
4.2.2. Антенна для мощного источника с высоковольтным импульсом длительностью 0.2 нс	86

4.2.3. Антенна для мощного источника на основе нелинейной линии....	88
5. ЦЕНТР ИЗЛУЧЕНИЯ КОМБИНИРОВАННОЙ АНТЕННЫ В РЕЖИМЕ ИМПУЛЬСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ.....	92
5.1 Существующие экспериментальные методики нахождения центра излучения СШП антенн	93
5.2 Геометрия антенн и измерительное оборудование	95
5.4 Измерения положения центра излучения СШП антенн.....	99
5.4.1 Физический эксперимент	99
5.5.2 Численный эксперимент.....	103
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	109
ПРИЛОЖЕНИЕ А	120

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность. Разработка и исследование сверхширокополосных (СШП) антенн в настоящее время является одним из главных направлений развития антенной техники. Это обусловлено развитием технологии связи и в первую очередь мобильной связи. Кроме того, еще одно направление использования СШП излучения – воздействие на различные среды и объекты (в том числе биологические) не утрачивает свою актуальность. С развитием техники возникают новые задачи – например, противодействие малым беспилотным летательным аппаратам.

СШП излучение можно получать различными способами. Здесь мы будем понимать под СШП излучением то, что излучают СШП антенны при возбуждении их короткими (субнаносекундной и наносекундной длительности) импульсами напряжения. Если изучать генезис такой техники, то становится понятным, что прародителями СШП антенн являются самые первые антенны, которые использовал в своих исследованиях Генрих Герц в 1886–1889 гг. Он использовал в своих исследованиях катушку Румкорфа в качестве генератора импульсов высокого напряжения и симметричный вибратор с емкостными нагрузками в качестве передатчика [1]. Похожая схема: импульсный генератор и проволочные приемные и передающие антенны были характерны для раннего этапа развития радио, который прекратился после изобретения Ли де Форестом трехэлектродной лампы в 1907 году и ламповых генераторов незатухающих колебаний австрийцем Александром Майснером и англичанином Генри Роундом в 1912 году.

Генерация мощных электромагнитных импульсов стала вновь востребована с 60-х годов прошлого века, когда возникла необходимость в имитаторах электромагнитного импульса ядерного взрыва [2]. В качестве излучателей в таких имитаторах использовались различные варианты известных со времен Герца диполей и ТЕМ антенны. ТЕМ антенны или ТЕМ рупора являются развитием рупорных антенн, изобретенных пионером радио

Джагадишем Чандра Босе (Jagadish Chandra Bose) в 1895-1897 гг.

Импульсная техника развивается вместе с развитием антенной техники. Появляются новые оригинальные конструкции антенн, предназначенные для использования в мощных источниках СШП излучения. В 1993 году американские исследователи К. Баум (Carl Baum) и Э. Фарр (Everett Farr) предложили конструкцию IRA (impulse radiating antenna) [3]. В 1996 году появляется первая публикация по комбинированной антенне [4]. Разработкой и исследованием первого поколения комбинированных антенн занимался Юрий Иннокентьевич Буянов (ТГУ РФФ, г. Томск). Он же предложил идеи развития комбинированной антенны с расширенной полосой пропускания (антенны второго поколения). Данные антенны широко используют сейчас для мощных источников СШП излучения.

Помимо упомянутых выше большой вклад в развитие теории и техники СШП антенн различного назначения внесли зарубежные исследователи (Giri D. V., Elmansouri M. A., Filipovic D. S., Kwon D.-H., Mehrdadian A., Kim Jae Sik, Yan-zhao Xie, Taylor J. D. и др.), а также отечественные – Астанин Л. Ю., Костылев А.А., Иммореев И.Я., Митрохин В.Н., Яландин М.И., Ефанов Е. М., Лисицын В.П., Калошин В.А. и др.).

Разработка новых СШП антенн потребовала исследований потоков энергии в различных зонах излучения (ближней, промежуточной и дальней). Однако, данные понятия, общепринятые для традиционной узкополосной антенной техники, не всегда определены в случае не гармонического возбуждения даже для элементарных антенн.

Полоса согласования первого варианта комбинированных антенн не была ограничена сверху высоким значением коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН). Однако данный вариант имел другие серьезные недостатки. Второе поколение комбинированных антенн избавилось от многих недостатков антенн первого поколения. Была расширена полоса пропускания антенны в область высоких частот, уменьшилось кроссполяризованное излучение, но в этой области появился участок с высоким уровнем КСВН

(КСВН > 4), ограничивающий полосу согласования антенны [5].

Важной характеристикой для узкополосных антенн является ее фазовый центр (частичный фазовый центр). В случае сверхширокополосных антенн можно было прогнозировать наличие его аналога – центра излучения (или аналогов – центров излучения). Однако за двадцать лет исследования комбинированных антенн их центр излучения так и не был найден в эксперименте [6].

Все вышесказанное обуславливает **актуальность** данной диссертационной работы.

Цель диссертационной работы состоит в выявлении особенностей пространственно-временных и энергетических характеристик сверхширокополосных излучателей на базе элементарных и комбинированных антенн в режиме излучения сверхкоротких импульсов

Для достижения поставленной цели было необходимо решить следующие задачи:

1. Выполнить численные расчёты пространственно-временного распределения электромагнитного поля монополя и комбинированной СШП антенн применительно к ближней, промежуточной и дальней зонам.
2. Выявить настроечный (оптимизационный) параметр для верхней границы полосы согласования комбинированной СШП антенны.
3. Определить пространственное положение оси, вблизи которой находится центр излучения комбинированной СШП антенны.
4. Сформировать массив первичных данных для расчета положения центра излучения комбинированной СШП антенны в коде, основанном на методе конечных разностей во временной области (FDTD).
5. Провести взаимную верификацию результатов численного расчёта (п. 1) и данных эксперимента (п. 3).

Объектом исследования являются элементарные и комбинированные СШП антенны

Предмет исследования — пространственно-временные и

энергетические характеристики элементарных и СШП комбинированных антенн.

Научная новизна

(оригинальные результаты в соответствии с паспортом специальности 2.2.14 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии: п. 2. – исследование характеристик антенн и микроволновых устройств для их оптимизации и модернизации, что позволяет осваивать новые частотные диапазоны, обеспечивать электромагнитную совместимость, создавать высокоэффективную технологию и т. д., п. 9. – разработка методов проектирования и оптимизации антенных систем и СВЧ-устройств широкого применения):

1. Предложен критерий определения дальней зоны излучения СШП антенны, отличающийся от известного произвольным выбором точки наблюдения.

2. Впервые предложен метод настройки комбинированной СШП антенны, обеспечивающий как расширение, так и сужение ее полосы согласования.

3. Впервые предложена методика определения положения центров излучения комбинированных СШП антенн при возбуждении их биполярными импульсами напряжения наносекундной длительности.

Теоретическая значимость:

1. Предложено условие асимптотической изоморфности для временных форм компонент электрического E и магнитного H СШП полей при нахождении границы дальней зоны излучения, которое корректно соотносится с критерием $rE_p \approx \text{const}$, где r – расстояние до точки наблюдения, E_p – пиковая напряженность излученного антенной электрического поля.

2. Предложена теоретически обоснованная методика по измерению положения центров излучения СШП антенн в режиме излучения ими наносекундных импульсов.

Практическая значимость:

1. Разработанный критерий определения дальней зоны излучения СШП антенн позволяет определять границу зоны в численных экспериментах для произвольной формы возбуждающего антенну импульса.
2. Разработан настроечный элемент, позволяющий как сужать, так и расширять полосу согласования СШП комбинированной антенны.
3. Разработанный настроечный элемент позволяет адаптировать антенну для использования в различных источниках СШП излучения с различными формами импульсов напряжения на выходе возбуждающего антенну генератора или даже использовать одну антенну в различных источниках мощного СШП излучения без дополнительной настройки.
4. Разработанная методика нахождения центра излучения комбинированной антенны позволяет упростить использование ее в качестве облучателя в зеркальной антенне.
5. Разработанная методика нахождения центра излучения комбинированной СШП антенны позволяет увеличить точность измерения ширины диаграммы направленности антенны.

Методология и методы исследования. Работа сочетала численный и физический эксперимент. В численном эксперименте использовался код 4NEC2 для исследования характеристик комбинированных СШП антенн в частотной области. Данный свободно распространяющийся код использует ядро коммерческого кода NEC2 и использует метод моментов при численном решении уравнений поля для каждой точки пространства. Компьютерные программы, созданные на основе конечно-разностного метода, использовались в исследованиях зон излучения СШП антенн и характеристик излученного поля. В физическом эксперименте исследовались характеристики комбинированных антенн. В частотной области исследований использовались векторные анализаторы параметров цепей Agilent 87619ET и Agilent PNA N5227A компании Agilent Technologies (в настоящее время Keysight Technologies). Во временной области использовались цифровые осциллографы

реального времени TDS 6604 компании Tektronix и LeCroy Wave Master 830Zi-A компании LeCroy (в настоящее время Teledyne LeCroy).

Положения, выносимые на защиту:

1. Разработанный подход, основанный на идентичности временных форм E и H компонент импульсных электромагнитных полей передающих СШП антенн позволяет определять границу дальней зоны излучения с требуемой точностью, определяемой среднеквадратичным отклонением δ .

2. Разработанный механизм управления полосой согласования мощных комбинированных СШП антенн с фидерным трактом, позволяет настраивать полосу согласования в пределах от 4.9:1 до 8.7:1 по уровню КСВН ≤ 3 без изменения габаритных размеров и уменьшения электрической прочности.

3. Предложенная методика определения положения центров излучения комбинированной СШП антенны при ее возбуждении биполярными импульсами напряжения позволяет отдельно локализовать их для E - и H -плоскостей пространственного распределения поля с погрешностью не более 3% от габарита антенны.

Достоверность и обоснованность защищаемых положений и других результатов работы:

1. Достоверность первого защищаемого положения обеспечивалась сравнениями результатов тестовых расчетов с опубликованными расчётами выполненными другими группами исследователей.

2. Достоверность второго защищаемого положения обеспечивается расчетами с использованием двух независимых компьютерных программ, использующих различные методы: метод моментов и метод конечных разностей в временной области (FDTD). Кроме того, достоверность данного положения обеспечивается прямыми экспериментальными измерениями. Измерения проводились на векторных анализаторах цепей Agilent 87619ET и Agilent PNA N5227A компании Agilent Technologies, полоса рабочих частот которых существенно превышала область измерений. Измерения проводились

по стандартным методикам, предусмотренным инструкциями к данному оборудованию.

3. Достоверность **третьего** защищаемого положения обеспечивается соответствием результатов, полученных в численном и физическом эксперименте. При этом использован FDTD код, созданный в ИРЭ РАН им. Котельникова, зарекомендовавший себя при расчете электродинамических структур. В эксперименте использовался осциллограф LeCroy Wave Master 830Zi-A с полосой частот 30 ГГц. Частота временных отсчетов в данном осциллографе составляет 80 Гсмплов/с, что обеспечивает длительность временного интервала между отсчетами равную 12.5 пс. Высокая частота семплирования, в свою очередь, обеспечивает разрешение по временным задержкам (опережениям) излученных СШП импульсов до 1 пс. А это в свою очередь обеспечивает пространственную локализацию центров излучения комбинированных антенн с точностью до 0.3 мм.

Использование результатов исследования

Разработанный критерий определения дальней зоны СШП антенны в режиме излучения импульсов наносекундной длительности внедрен в численные исследования ближнего поля, проводимые Институтом радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова Российской академии наук (ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН).

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 13 печатных работ, из них 3 – в периодических изданиях, рекомендованных ВАК РФ, для публикации основных результатов диссертации; 4 статьи в журнале из перечня ВАК по смежной отрасли наук. Одна работа входит в Q1 Scopus и Web of Science.

Апробация результатов. Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

1-ой, 2-ой и 3-ей Международных научно-практических конференциях «Актуальные проблемы радиофизики» (Томск, 2006, 2008, 2010);

2-ой Международной конференции «Акустические и радиолокационные методы измерения и обработки информации» (Суздаль, 2007);

4-ой Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития» (Томск, 2007);

15-ом и 16-ом Международных симпозиумах по сильноточной электронике (Томск, 2008, 2010);

4-ой Всероссийской научно-практической конференции «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, 2010).

2nd International conference on machine learning and computer application ICMLCA (Shenyang, China, 2021).

Личный вклад автора. Автору принадлежит ключевая роль в основных результатах работы. Все результаты, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну работы, получены автором лично или при непосредственном его участии. Экспериментальные исследования комбинированных антенн выполнялись автором совместно с Ю.А. Андреевым.

Обработка и анализ расчетных и экспериментальных данных, обсуждение и интерпретация результатов проводились совместно с соавторами публикаций.

Благодарности. Автор глубоко благодарен научному руководителю Ю.А. Андрееву, и всем своим соавторам В.И. Кошелеву, А.А. Петкуну, Ю.А., В.Н. Корниенко, А.М. Ефремову, М.П. Дейчули, Б.М. Ковальчуку, В.В. Плиско, К.Н. Сухушину, В.П. Беличенко.

Структура и объем работы. В состав диссертации входят введение, 5 разделов, заключение, список литературы из 90 источников и приложение. Объём диссертации с приложением составляет 120 с., в т.ч. 97 рис.

1. ИЗЛУЧАТЕЛИ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ.

“Usually a mention or two of folks like Hertz and Kelvin is enough to glaze over the eyes of a certain kind of “practical” engineer, the kind who think that because Hertz included no finite-difference time-domain simulations of his antennas and lacked a network analyzer to characterize them, he could hardly have anything useful to say to a much more sophisticated modern practitioner” (Hans G. Schantz) [7]. Данное ироничное высказывание доктора Шанца из предисловия к [7] можно перевести так: “Обычно упоминание или два о таких людях, как Герц и Кельвин достаточно, чтобы остекленели глаза определенного рода “практичного” инженера, того, кто думает – так как Герц не использовал FDTD моделирования своих антенн и не имел анализатора цепей для их исследования, он вряд ли может что-либо полезное сказать гораздо более искушенному современнику антенщику”.

В моей работе будет уделено много внимания расчету параметров СШП антенн в FDTD (и не только) кодах и исследованию их характеристик с помощью векторных анализаторов цепей, но если мы говорим о происхождении СШП антенн, то мы неизбежно возвращаемся к родоначальнику антенной техники – к Генриху Герцу.

1.1. Схема Герца

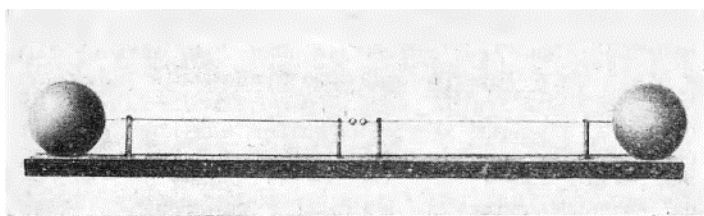


Рисунок 1.1 – Вибратор Герца

Если мы будем рассматривать передающую антенну – вибратор Герца (Рисунок 1.1), то это, конечно узкополосная антенна. Узкополосной является и приемная кольцевая (рамочная) антенна Герца (Рисунок 1.2). И хотя

излучение передатчика Герца было узкополосным, конструктивно (можно сказать идеологически) он представлял собой мощный источник СШП импульсов. Кроме того, Герц в серии экспериментов по установлению законов прямолинейного распространения, отражения, преломления и поляризации электромагнитных волн использовал толстый широкополосный вибратор (Рисунок 1.3). Длина плеч вибратора составляла 9 см при их диаметре 3 см. Общая длина вибратора составляла 26 см [1].

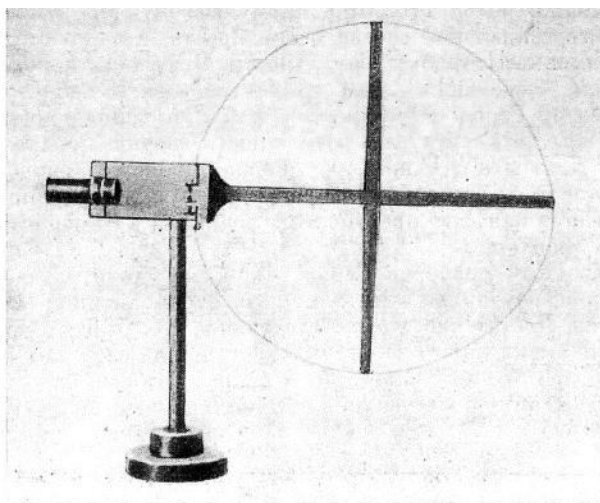


Рисунок 1.2 – Приемная антенна Герца

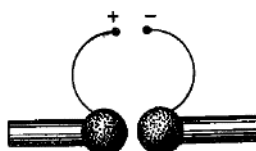


Рисунок 1.3 – Широкополосный вибратор Герца

Для создания направленного потока электромагнитного излучения в данных опытах Герц использовал параболический рефлектор (Рисунок 1.4) [8]. Параболический рефлектор безусловно СШП элемент в данной излучающей схеме. Как мы увидим в дальнейшем, параболические рефлекторы широко применяются в мощных СШП источниках, часто буквально повторяя схему Герца. Так, например, в 1947 в США Роберт Мастерс (Robert W. Masters) запатентовал антенну (Рисунок 1.5) которая повторяла антенну Герца, но

отличалась от нее использованием обратной бабочки вместо толстого диполя [9].

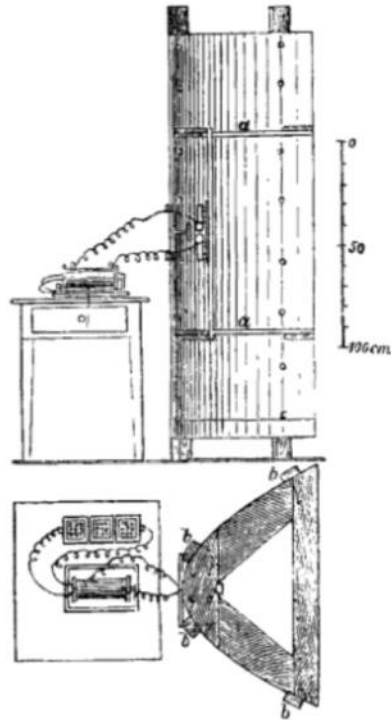


Рисунок 1.4 – Широкополосный вибратор Герца в фокусе параболического зеркала: вид сбоку (вверху), вид сверху (внизу) [8]

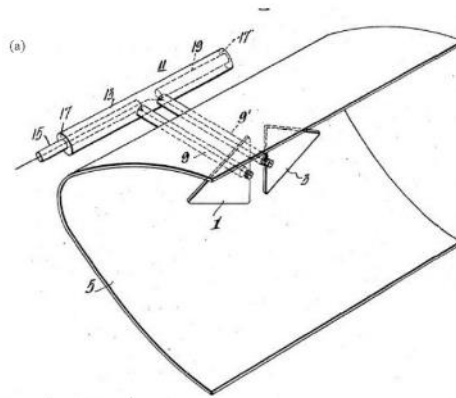


Рисунок 1.5 – Антенна Мастерса. Рисунок из патента США) [9]

А уже в наше время схема Герца точно повторяется в мощном источнике СШП импульсов [10]. Внешний вид мощного источника СШП импульсов представлен на Рисунке 1.6. В данном источнике (как и у Герца) источник питания в виде аккумулятора расположен за рефлектором. В фокусе цилиндрического параболического зеркала установлен толстый

симметричный вибратор диаметром 24 см и длиной 100 см. На вибратор через рефлектор подаются импульсы напряжения амплитудой 550 кВ с частотой следования до 1 кГц. В разрезе плеч вибратора установлен водородный разрядник после срабатывания которого излучается СШП импульс с эффективным потенциалом $rE_p = 0.7 \text{ МВ}$, где E_p – пиковая амплитуда напряженности электрического поля излучения; r – расстояние от антенны до точки регистрации поля E . При этом $r > r_d$, где r_d – радиус дальней зоны излучения антенны. Заметим, что кроме экспериментальной работы авторы предлагают аналитические формулы для определения эффективного потенциала диполя через его зарядное напряжение.



Рисунок 1.6 – Мощный источник СШП импульсов [10]

Интерес к каноническим передающим антеннам известным с конца 19 века не ограничивается приведенной работой. Интенсивно исследуются толстые диполи, биконические антенны и зеркальные антенны в группе Чихон Лю (Jiheon Ryu, Южная Корея). Данные элементы используются затем в качестве излучателей мощных СШП импульсов.

Здесь можно заметить, что биконические антенны и их двухмерные аналоги – антенны бабочки (bow-tie antennas), были изобретены еще одним пионером радио Оливером Лоджем (Oliver Lodge) в еще в 19 веке [11].

Интересно, что данные СШП антенны (Рисунок 1.7) были предложены Лоджем в патенте, описывающем основные принципы узкополосной радиосвязи [11].

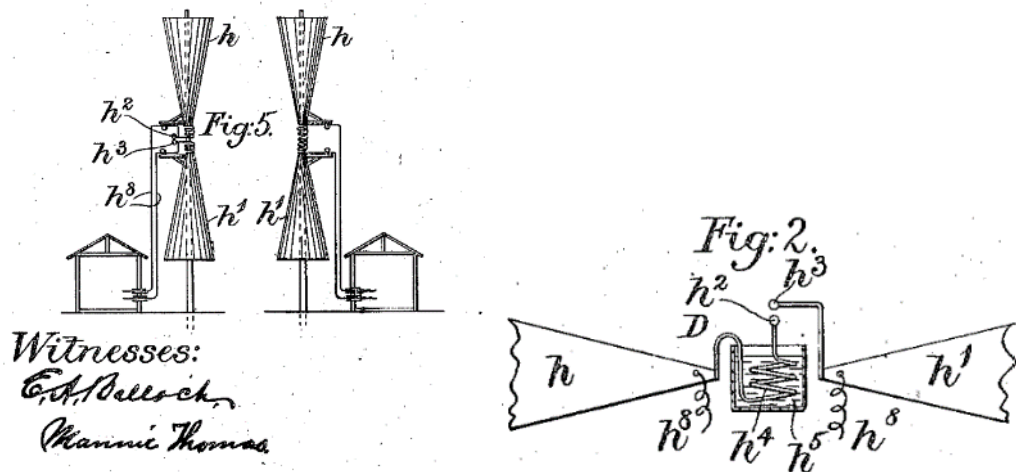


Рисунок 1.7 – Биконические антенны Лоджа (слева) и антенна бабочка (справа).

Рисунки из патента [11]

Вернемся к работам группы Чихон Лю. Целый ряд работ этой научной группы посвящен исследованию канонических антенн и их использованию в мощных источниках СШП излучения [12-15].

На Рисунке 1.8а показана конструкция толстого диполя (численная модель) с размерами: длина $L = 400$ мм, диаметр плеч вибратора 200 мм и зазор между плечами вибратора 3 мм [13]. Зазор выполнен в виде биконической антенны с углом раскрыва $\theta = 86^\circ$ (Рисунок 1.8б) и заполнен азотом при давлении 50 атм. В статье (численными методами) исследуется влияние угла раскрыва на характеристики биконической антенны. Пробой зазора (разрядника) происходит при амплитуде зарядного напряжения $U_g = 474$ кВ. Пиковая напряженность поля в плоскости симметрии диполя на расстоянии 4 м составила 80.8 кВ/м ($rE_p = 324$ кВ). Так как излучение диполя ненаправленное в плоскости симметрии, авторы предполагают использовать параболический рефлектор в будущем [13].

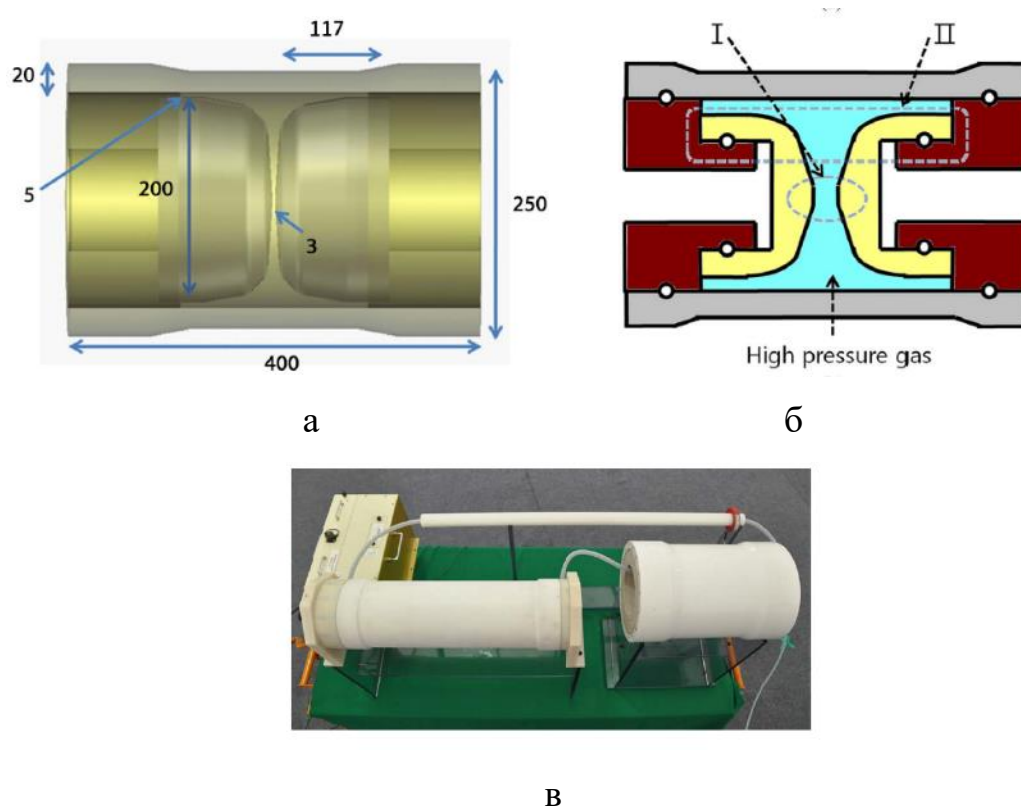
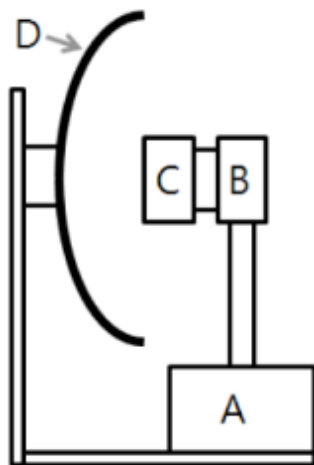


Рисунок 1.8 – Численная модель толстого диполя (а) чертеж зазора плеч дипольной антенны в виде биконической антенны (б) и мощный источник СШП импульсов с излучателем в виде толстого диполя (в) [13]

Совместить свой излучатель с параболическим зеркалом авторам удалось уже в следующем году [14]. В этой работе есть аналитические расчеты, моделирование в CST Studio и результаты эксперимента. Схема установки и внешний вид представлены на Рисунках 1.9 а и б, соответственно. На Рисунке 1.9а буквами обозначены: А – высоковольтный источник питания; В – генератор высоковольтных импульсов Маркса; С – дипольная антенна; D – параболический рефлектор.

Размер диполя был уменьшен примерно в два раза (точные размеры не называются) по сравнению с [13]. Диаметр параболического рефлектора составил 1.5 м. Зарядное напряжение U_g авторы оценили в 314 кВ. При этом эффективный потенциал источника СШП излучения составил $rE_p = 1716$ кВ [14].



а



б

Рисунок 1.9 – Мощный источник СШП излучения с параболическим зеркалом.

Схема (а) и внешний вид (б) [14]

Авторы вернулись к данной теме в работе [15]. Основное отличие работы [15] от [14] – это попытка создать направленный облучатель зеркального параболоида, для уменьшения доли прямого излучения от диполя. Прямое излучение авторы называют потерями. Для обеспечения направленного излучения в плоскости симметрии диполя последний был модифицирован и его численная модель представлена на Рисунке 1.10. Расчеты, как и ранее выполнялись в CST Studio. Как видно из Рисунка 1.10 модернизированный диполь является половинкой толстого симметричного диполя, разделенного пополам плоскостью, проходящей через его ось.

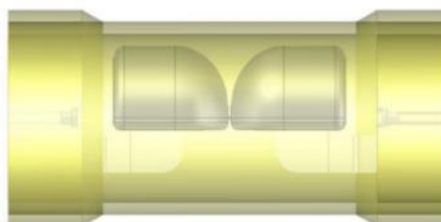


Рисунок 1.10 – Численная модель модернизированного толстого диполя для излучения мощных СШП импульсов [15]

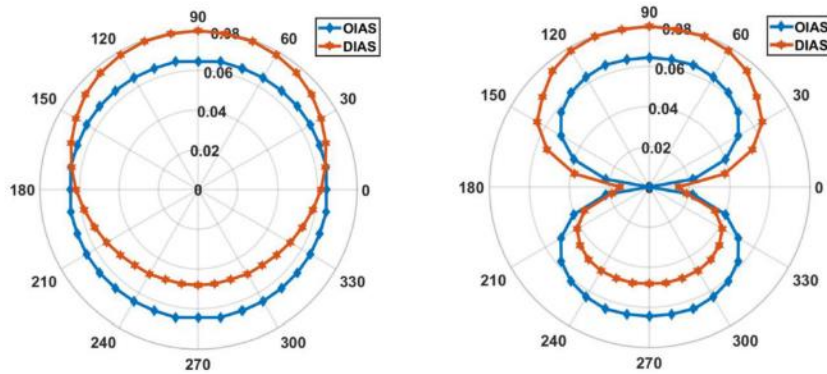


Рисунок 1.11 – Расчетные ДН толстого диполя по пиковому полю в H - (а) и E -плоскости (б). Синие кривые – толстый диполь (OIAS), красные кривые – модернизированный диполь (DIAS) [15]

На Рисунке 1.11 приведены расчетные диаграммы направленности (ДН) модернизированной антенны по пиковому полю E_p в излученном импульсе. Ширина ДН модернизированной антенны по уровню -3дБ равна 234° и 116° в H - и E -плоскостях, соответственно. Однако, численные расчеты показали незначительное снижение эффективного потенциала источника с модернизированным диполем. Внешний вид источника мощных СШП импульсов представлен на Рисунке 1.12. В эксперименте получен $rE_p = 1580$ кВ.



Рисунок 1.12 – Внешний вид мощного источника СШП излучения с параболическим зеркалом [15]

1.2. Антенна Линденблада, TEM антенны и IRA антенны

В мощных источниках СШП излучения используется в общем-то небольшое количество антенн. Приведем достаточно экзотический пример использования антенны Линденблада. Антенну предложил Нильс Линденblad (Nils Erik Lindenblad). Данная антенна (Рисунок 1.13) известна тем, что собранная из данных антенн решетка в 30-х годах прошлого века была установлена на шпилье Эмпайр-стейт-билдинг в Нью-Йорке и служила для трансляции телевизионного сигнала [16]. Внешний вид решетки на шпилье приведен на Рисунке 1.14.

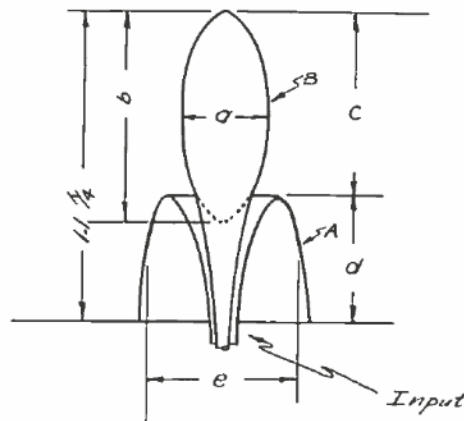


Рисунок 1.13 – Схематическое изображение антенны Линденблада [16]



Рисунок 1.14 – Решетка антенн Линденблада на шпилье Эмпайр-стейт-билдинг

Близкую по конструкции антенну авторы использовали в качестве предающей антенны в мощном источнике СШП импульсов [17]. Предварительно было проведено компьютерное моделирование с помощью кода КАРАТ. Геометрия для моделирования представлена на Рисунке 1.15, а конструкция установки на Рисунке 1.16.

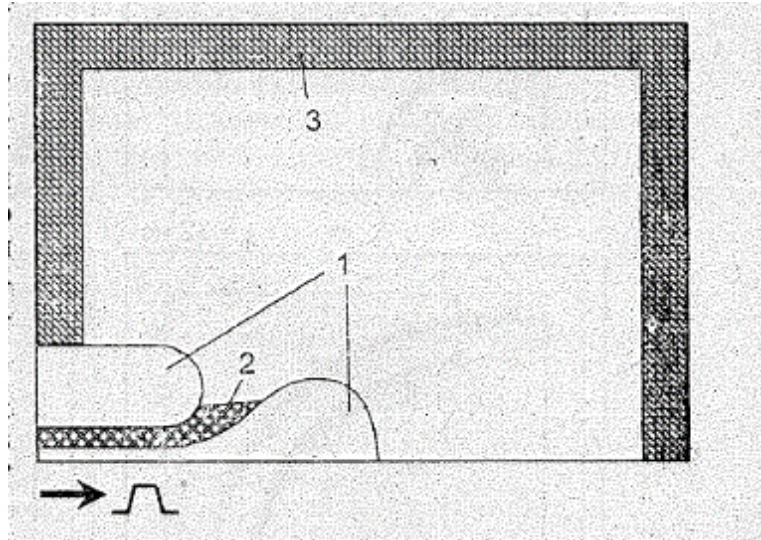


Рисунок 1.15 – Конфигурация расчетной области: 1 – проводники антенны, 2 – диэлектрик, 3- поглотитель [17]

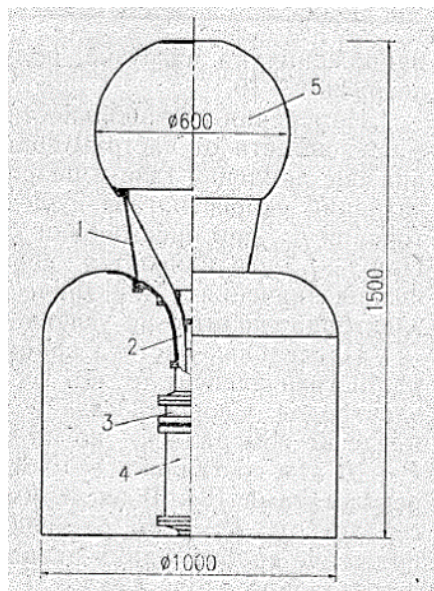


Рисунок 1.16 – Конфигурация СШП излучателя: 1 – изолятор, 2 – предающая линия, 3- высоковольтный коммутатор, 4 – формирующая линия, 5 - антенна [17]

В эксперименте на антенну подавался импульс напряжением $U_g = 250$ кВ и длительностью 4 нс. Заявлена частота повторения импульсов до 1 кГц.

Зарегистрированы прямые излученные импульсы и отраженные от прямоугольной металлической пластины. Информации о значениях достигнутой напряженности поля в работе нет.

Авторы в [17] называют свою антенну коаксиальным ТЕМ-рупором, хотя точнее будет антенна Линденблада или *Volcano smoke antenna* (предложена Джоном Краусом в 1945 году) [18]. И это действительно экзотика в мощных СШП источниках, но ТЕМ рупора используются в них очень широко. ТЕМ антенна используется в качестве одиночного излучателя в мощных СШП источниках (Рисунок 1.17) [19], в составе антенных решеток (Рисунок 1.18) [20, 21] и в качестве приемных антенн для регистрации СШП импульсов (Рисунок 1.19) [22].

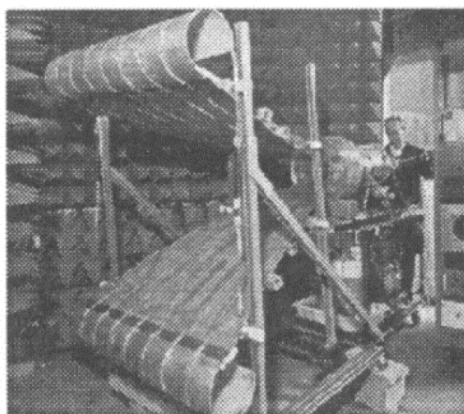


Рисунок 1.17 – ТЕМ передающая антенна в СШП источнике H-2 Air Force Research Laboratory [19]



Рисунок 1.18 – Решетка четырех ТЕМ рупоров в источнике СШП излучения Air Force Research Laboratory [21]

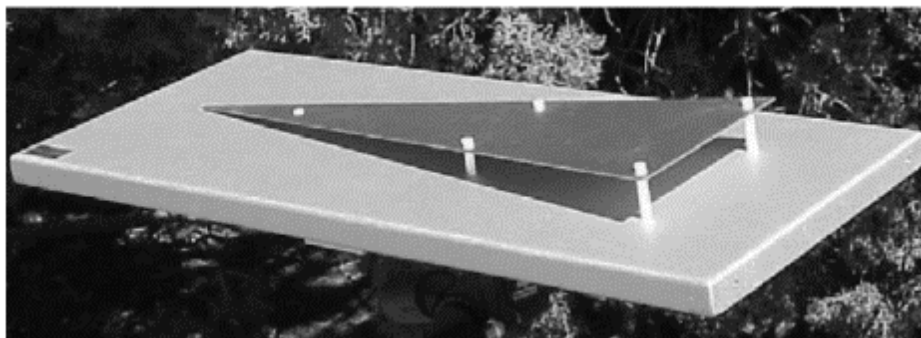


Рисунок 1.19 – Приемная ТЕМ антенна компании Farr Research [22]

Преимуществом ТЕМ антенн является достаточно простая конструкция и возможность создания антенных решеток. Недостатками – сложность конструкции перехода коаксиальная линия – полосковая линия (в высоковольтном варианте) и большие габариты. ТЕМ антенны становятся эффективным излучателем, когда на ее длине укладывается минимум одна длина волны излучения [5]. Сами ТЕМ антенны являются дальними родственниками рупоров пионера радио Джагадиша Чандра Босе и прямыми вариантами антенн Леона Бриллюэна (Léon Brillouin) [23]. На Рисунке 1.20 представлен чертеж ТЕМ-рупора Бриллюэна.

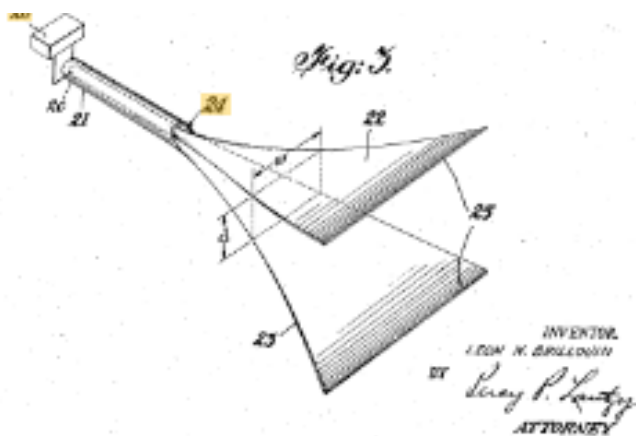


Рисунок 1.20 – ТЕМ рупор Бриллюэна [23]

Кроме того, ТЕМ антенны используются как элементы Impulse radiating antennas (IRAs). IRA (можно перевести как импульсная передающая антенна) была изобретена Карлом Баумом (Carl Baum) и Эверетом Фарром (Everett Farr)

[3]. Было создано большое количество вариантов IRA, часть из них представлена в [21]. Все варианты IRA антенн объединяет конструктивное решение в виде зеркальной антенны запитываемой бегущим по TEM рупорам возбуждающим импульсом. Начало TEM линий находится в фокусе параболоида или вблизи него. Рассмотрим наиболее мощный и сложный вариант IRA [24].

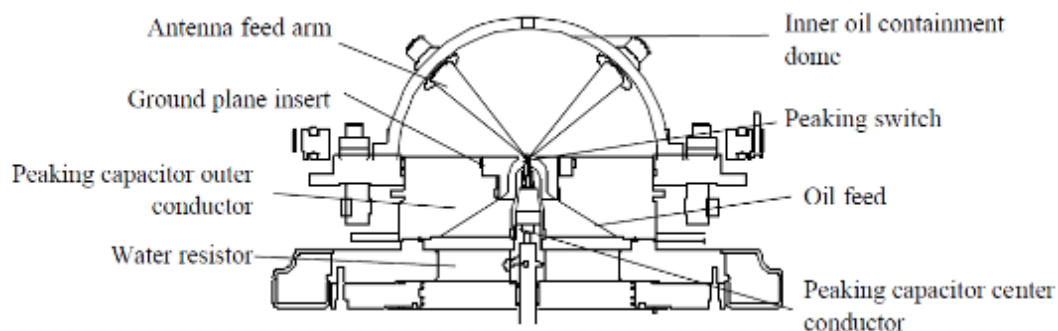


Рисунок 1.21 – Схема внутренней маслonaполненной части установки JOLT: antenna feed arm (фидеры возбуждающие зеркало), ground plane insert (фиксатор земляной пластины), peaking capacitor outer conductor (внешний проводник обостряющего конденсатора), water resistor (водяной резистор), peaking capacitor center conductor (внутренний проводник обостряющего конденсатора), oil feed (подача масла), peaking switch (обостряющий разрядник), inner oil containment (масленный контейнер) [24]

На Рисунке 1.21 представлена схема внутренней части установки JOLT, а на Рисунке 1.22 внешний вид всей установки. После срабатывания водородного разрядника с давлением 110 атм импульс с амплитудой 1 МВ поступает на передающие линии (TEM антенны). Внутренняя часть JOLT (Рисунок 1.21) для увеличения электрической прочности помещена в маслonaполненный корпус (также виден на Рисунке 1.22). Излучающей системой JOLT является half-IRA (HIRA) – половинка IRA (Рисунок 1.22). Диаметр параболического зеркала равен 3.05 м. Земляная пластина источника JOLT выполняет несколько функций. Под пластиной создается мнимое изображение верхней части антенны; пластина и металлический короб под HIRA экранируют высоковольтное оборудование и управляющую электронику

JOLT от воздействия мощного электромагнитного импульса; пластина является основанием для пластикового пузыря, надуваемого газом SF_6 для увеличения электрической прочности HIRA (Рисунок 1.22).



Рисунок 1.22 – Фотография установки JOLT, помещенной на трейлер [24]

Измеренное на расстоянии 100 м от антенны в главном направлении электрическое поле составило 60 кВ/м, что дает значение $rE_p = 6000$ кВ. Частота повторения импульсов до 600 Гц. Можно сформулировать плюсы и минусы мощных источников на базе IRA.

Плюсы. Очень широкая полоса частот в излученном сигнале. Авторы показывают (для разных систем IRA) полосу от 20:1 до 100:1 и употребляют термин “Hyperband systems” (гипер-широкополосные системы). Высокая частота повторения импульсов. Узкая ДН.

Минусы. Низкая энергетическая эффективность и небольшой ресурс. Сложность создания антенных решеток на основе IRA.

В 90х годах прошлого века было огромное количество публикаций по IRA тематике. В XXI веке интерес к IRA существенно снизился. Можно только отметить публикацию [25]. В этой работе украинско-корейский коллектив повторил установку JOLT в уменьшенном масштабе (Рисунок 1.23): диаметр зеркала составлял 1.8 м, амплитуда импульса генератора 0.32-0.35 МВ и $rE_p = 1200$ кВ [25].

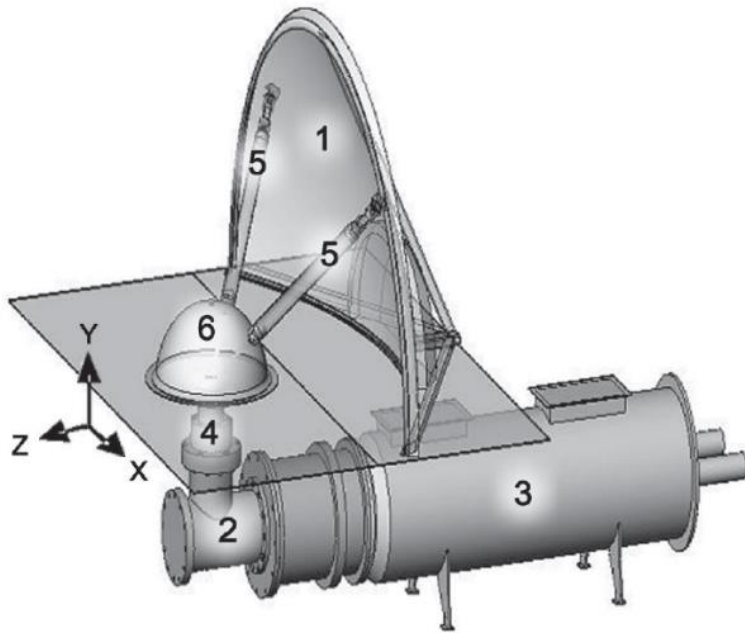


Рисунок 1.23 – Схема источника СШП импульсов. 1 – половина круглого параболоида рефлектора, 2 – переход от источника высокого напряжения к формирователю, 3 – источник высокого напряжения, 4 – формирователь и вертикальный коаксиальный фидер, 5 – плечи фидерных линий нагруженные на жидкие резисторные ячейки, 6 – маслонаполненная сферическая линза и обостряющий разрядник на конце формирующей линии [25]

Сказать, что сейчас мощные IRA системы полностью забыты нельзя. Похоже, что продолжателем JOLT стал Tactical High Power Operational Responder – THOR, также разработанный в Air Force Research Laboratory (Рисунок 1.24). THOR, по словам разработчиков, предназначен для борьбы с роями беспилотных летательных аппаратов.



Рисунок 1.24 – THOR, внешний вид

1.3. Комбинированные антенны

Комбинированные антенны представляют собой компактную комбинацию излучателей электрического и магнитного типов с определенными взаиморасположением и соотношениями амплитуд и фаз, протекающих в них токов. Как сказано во введении разработкой и исследованием первого поколения комбинированных антенн занимался Юрий Иннокентьевич Буянов (ТГУ РФФ, г. Томск). После первой публикации посвященной комбинированным антеннам [4], последовали другие. Подробное исследование комбинированных антенн выполнено в [26]. Схематичное изображение комбинированной антенны (первого поколения, два варианта) представлено на Рисунке 1.25.

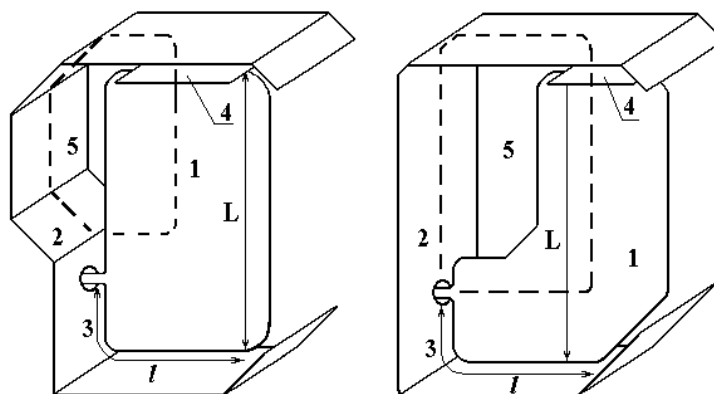


Рисунок 1.25 – Первое поколение комбинированной антенны. 1 – плоский несимметричный вибратор, 2 – экран, 3 – щелевая линия, 4 – пластина для увеличения емкости, 5 – магнитный диполь [26]

Данные антенны использовались в качестве излучателей в мощных источниках СШП излучения [27, 28]. Однако первое поколение комбинированных антенн не было лишено недостатков. Главными недостатками данной антенны являлись высокий уровень кроссполяризованного излучения и ограниченность полосы пропускания [5].

Наиболее успешным вариантом комбинированной антенны является антенна второго поколения, идею для создания которой также предложил Юрий Иннокентьевич Буянов. Впервые антенна была представлена на

международной конференции в 2001 году [29]. Подробные исследования антенны были выполнены в [5]. Конструкция комбинированной антенны второго поколения приведена на Рисунке 1.26.

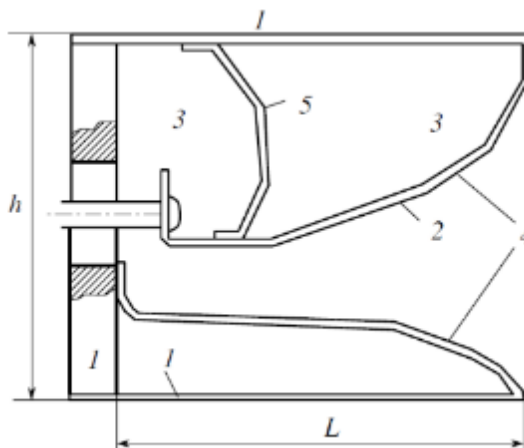


Рисунок 1.26 – Конструкция комбинированной антенны. 1 – корпус, 2 – электрический монополюс, 3 – магнитные диполи, 4 – ТЕМ-рупор, 5 – дополнительный электрод [5]

Как видно из Рисунка 1.26 данная антенна представляет собой компактную комбинацию излучателей электрического типа (ТЕМ-рупор) и магнитного типа (магнитный диполь). В этой конструкции удалось существенно уменьшить уровень кроссполяризованного излучения, расширить полосу пропускания антенны в область высоких частот, получить высокую энергетическую эффективность. Кроме того, данная антенна с момента своего создания понималась авторами [29] как перспективный элемент антенной решетки. Говоря дальше про комбинированную антенну, мы будем иметь в виду именно эту конструкцию.

Отметим, что в 1996 году на конференции “Third International Conference on Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics” был представлен интересный доклад с аналитическими расчетами и моделированием комбинированной антенны [30]. Цель работы – согласовать ТЕМ-рупор с фидерным трактом и получить кардиоидную ДН в области низких частот. Для решения задачи автор предлагал использовать резистивную рамочную антенну нагрузив ей выход

ТЕМ-рупора (Рисунок 1.27). При этом автор ставил себе задачу выровнять электрический момент ТЕМ-рупора и магнитный момент рамки.

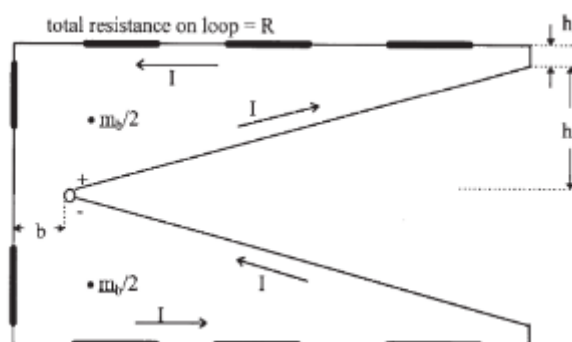


Рисунок 1.27 – Возможный дизайн резистивной нагрузки ТЕМ-рупора [30]

Автор представил несколько моделей половинки (над ограниченной земляной пластиной) нагруженного ТЕМ-рупора. Самая продвинутая модель показана на Рисунке 1.28. Никаких (кроме геометрических) характеристик предложенных моделей в работе не приведено. Дальнейшего развития, судя по отсутствию упоминаний в литературе, данная работа не получила.

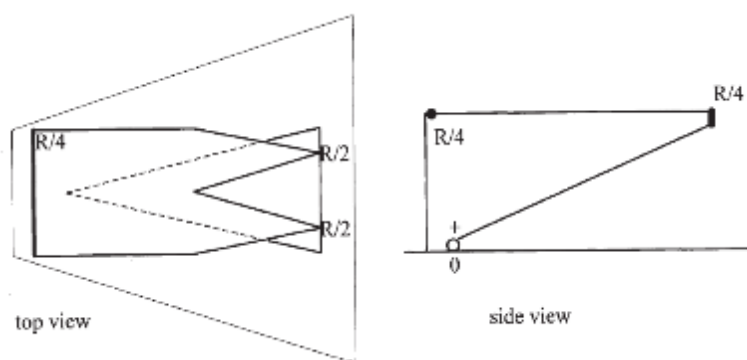


Рисунок 1.28 –ТЕМ-рупор с двумя треугольными компенсирующими рамками.

Слева –вид сверху, справа – вид сбоку [30]

За 20 лет в ИСЭ СО РАН было создано большое количество мощных источников СШП излучения с одиночными комбинированными антеннами и решетками комбинированных антенн [31-33]. В данных источниках на вход передающей комбинированной антенны (решетки антенн) подаются высоковольтные биполярные импульсы напряжения. В ИСЭ СО РАН

разработаны комбинированные антенны, оптимизированные для возбуждения биполярными импульсами длительностью 0.2-3 нс. Внешний вид антенн представлен на Рисунке 1.29. Мощный источник СШП излучения ($rE_p = 4.3$ МВ) с решеткой 8х8 комбинированных антенн представлен на Рисунке 1.30 [32]. Работы по созданию СШП комбинированных антенн и мощных источников СШП излучения в которых они используются в качестве излучателей обобщены в [34].



Рисунок 1.29 – Внешний вид комбинированных антенн

Хотя конструкция мощной комбинированной антенны оказалась весьма удачной работы по ее модернизации не заставили себя ждать. Первая наша работа, выполненная в ИСЭ СО РАН, появилась в 2007 году [35]. Работа продолжилась в дальнейшем в том числе с привлечением специалиста из ИРЭ РАН [36, 37].

Кроме того, комбинированные антенны интенсивно исследуют во многих научных центрах мира. Выделим несколько важных работ в этом направлении. В 2014 году публикуют первую работу по комбинированным антеннам коллеги из Ирана [38].

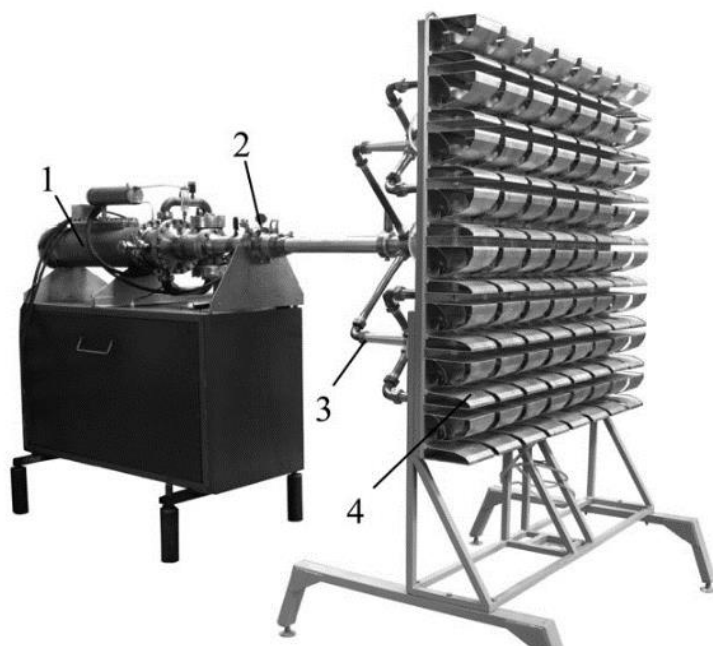


Рисунок 1.30 – Внешний вид мощного источника СШП излучения. 1 – генератор монополярных импульсов, 2 – формирователь биполярных импульсов, 3 – делитель мощности, 4 – предающая 8x8 решетка комбинированных антенн [32]

Представленная авторами антенна (Рисунок 1.31) имеет плавно раскрывающийся по экспоненте ТЕМ рупор, плавный переход с коаксиальной линии на верхний лепесток ТЕМ рупора и ширина антенны существенно меньше ее высоты. Выполнены численные и физические исследования ее характеристик. Заявляется о полосе пропускания 180 МГц–30 ГГц [38].

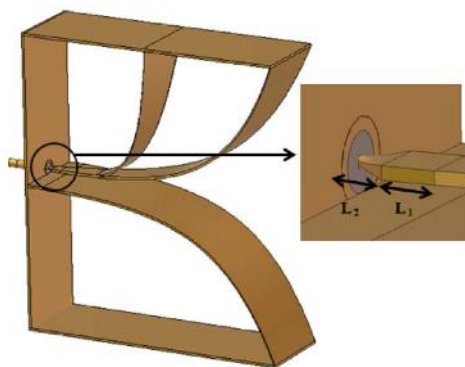


Рисунок 1.31 – Геометрия комбинированной СШП антенны и ее входного узла [38]

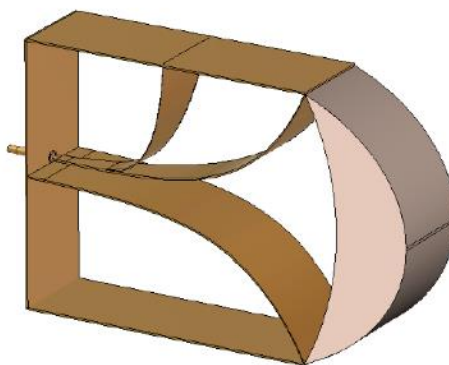


Рисунок 1.32 – Геометрия комбинированной СШП антенны с линзой [39]

В работе [39] те же авторы предлагают использовать диэлектрическую линзу вместе с комбинированной антенной (Рисунок 1.32). В численном эксперименте они получили полосу пропускания такой антенны 0.2–40 ГГц [39].

Уже упоминавшаяся в данной главе группа под руководством Чихон Лю (Jiheon Ryu) из Южной Кореи также исследовала комбинированные антенны [40]. Авторы создавали антенну запитываемую высоковольтным биполярным импульсом напряжения (± 75 кВ). Авторы заявляют о полосе пропускания антенны от 0.207 до 2.60 ГГц (12.56:1) и эффективном потенциале источника 131.3674 кВ (так много цифр после запятой действительно было опубликовано [40]). Внешний вид антенны представлен на Рисунке 1.33.

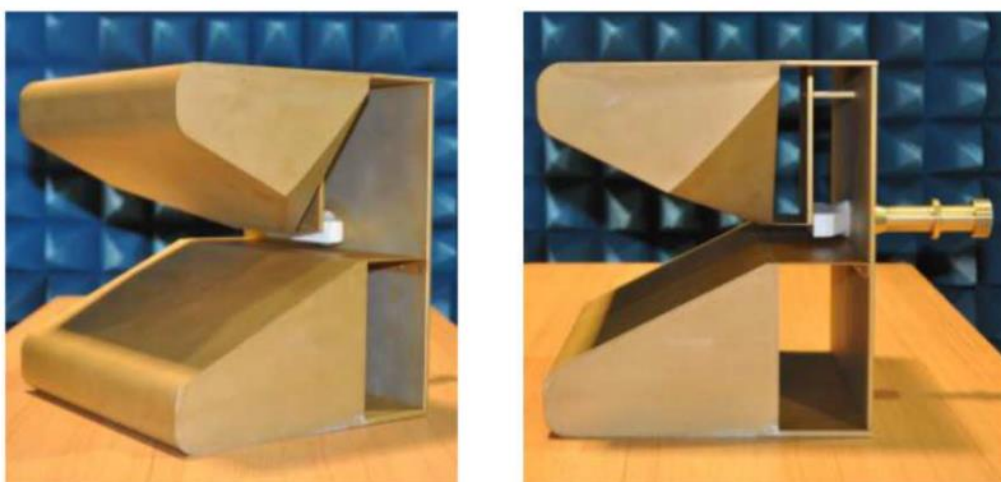


Рисунок 1.33 – Внешний вид комбинированной СШП антенны [40]

В данной антенне авторы также оптимизировали вход антенны и профиль раскрыва ТЕМ рупора. Кроме того, они оптимизировали геометрию пассивных и активного магнитного диполя.

Комбинированную антенну в своих исследованиях использует группа из университета Лиможа, Франции [41]. В своей работе авторы представляют СШП радар с решеткой комбинированных антенн (Рисунок 1.34). В комбинированной антенне изменен входной элемент – фотопроводящий ключ включен в объем антенны, увеличен верхний лепесток ТЕМ рупора и уменьшена ширина антенны (см. Рисунок 1.34).

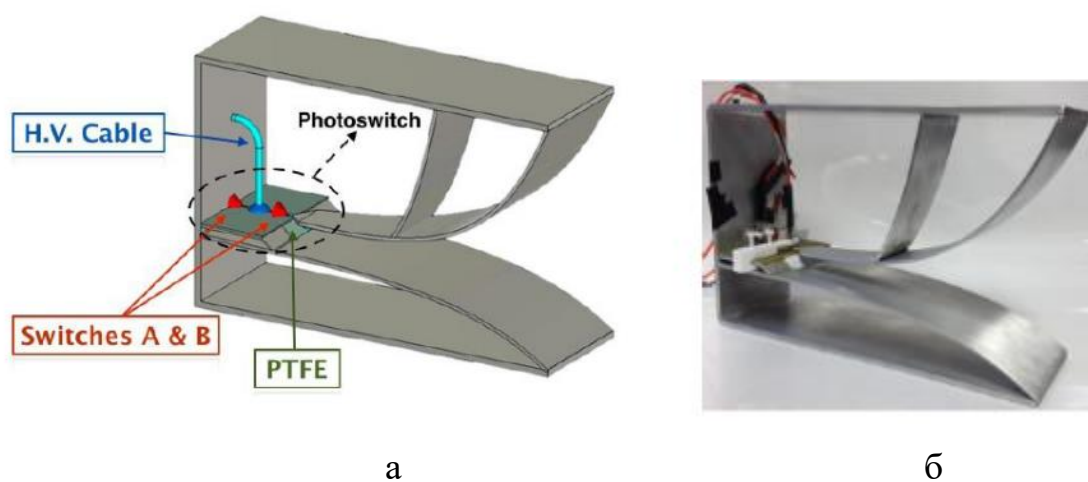


Рисунок 1.34 – CST модель (а) и внешний вид комбинированной антенны (б) [41]

В более новой работе французские коллеги собрали решетку из комбинированных антенн (Рисунок 1.34) [42]. Каждая из антенн возбуждается импульсом напряжения в виде затухающей синусоиды со своей центральной частотой. Суммарный импульс в направлении главного максимума имеет не только расширенный спектр, но и подавление сигнала на выбранных частотах.

Американские ученые из Университета Колорадо также исследуют комбинированную антенну [43]. Численная модель антенны представлена на Рисунке 1.35. Видно, что данная комбинированная антенна стала симметричной, а плоскость симметрии горизонтальна и расположена на полувысоте антенны. Вход выполнен в виде двухпроводной линии. В корпусе антенны, на верхней и нижней пластинах выполнены фигурные щели. Про

щели на верхней пластине говорилось еще в [5], однако данную геометрию решили не применять для высоковольтных комбинированных антенн.

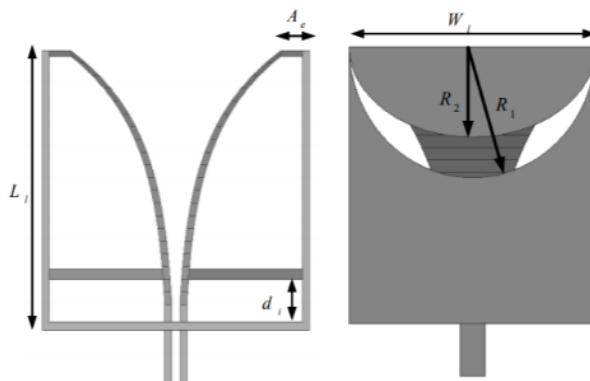


Рисунок 1.35 – Численная модель комбинированной антенны [43]

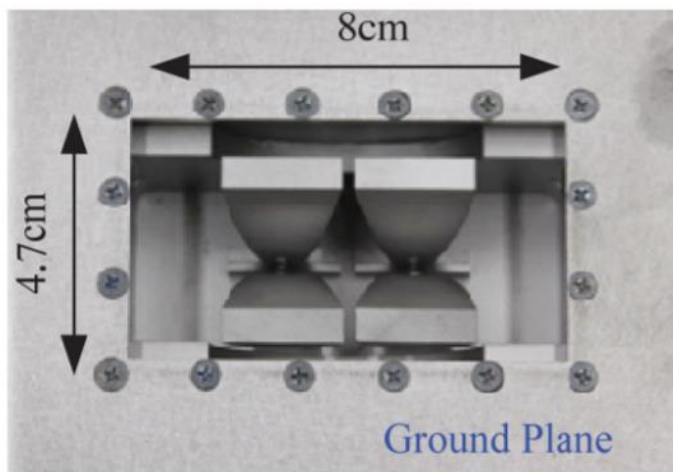


Рисунок 1.36 – Решетка комбинированных антенн в открытом резонаторе [44]

Авторы продолжают исследование комбинированных антенн. В работе [44] они предложили помещать мощные решетки комбинированных антенн в открытый резонатор (Рисунке 1.36). Данная модернизация улучшает согласование антенн в области низких частот.

Отметим также группу исследователей под руководством профессора Янжао Се (Yanzhao Xie) из Сианьского Джиаотонг университета (XJTU, Xi'an, China), город Сиань, КНР. В работе [45] они показали оптимизированный вход антенны и профиль раскрыва ТЕМ рупора по Клопфенстайну. Внешний вид антенны представлен на Рисунке 1.37. Авторы заявляют о полосе пропускания антенны от 0.18 до 7 ГГц (40:1).



Рисунок 1.37 – Внешний вид комбинированной антенны [45]

Сианьская группа продолжает исследования комбинированных антенн и антенных решеток на их основе. Так в работе [46] они показали мощный источник СШП излучения с решеткой 10×8 комбинированных антенн (Рисунок 1.38). Заявляется, что пиковый эффективный потенциал источника составляет 221.8 кВ а максимальная частота повторения импульсов 10 кГц. Высокая частота повторения импульсов достигается за счет использования твердотельных генераторов синхронно запитывающих 20 блоков (каждый блок 2×2) комбинированных антенн.



Рисунок 1.38 – Внешний вид мощного источника СШП излучения [46]

Выводы по главе 1

Из анализа литературы, проведенного в настоящей главе, можно сделать вывод о том, что канонические антенны, изобретенные пионерами радио еще в XIX веке, остаются предметом исследования до настоящего времени. Интерес представляет излучение и прием СШП импульсов такими антеннами. В ряде случаев толстые дипольные антенны и биконусные антенны используются в мощных источниках СШП излучения буквально повторяя схему Г. Герца.

Их многих других антенн, используемых для излучения мощных импульсов СШП излучения большое распространение получили комбинированные антенны Юрия Буянова. Эти антенны, а также различные варианты комбинированных антенн отличаются:

- компактностью;
- хорошим согласованием с 50 Омным трактом в широкой полосе частот;
- высокой электрической прочностью;
- возможностью для использования в антенной решетке.

Однако, для конкретного мощного источника СШП импульсов нужна конкретная излучающая система, поэтому модификация комбинированных антенн и изучение их характеристик в численном и физическом эксперименте является насущной задачей. Подобные исследования комбинированных антенн проводятся в Иране, Южной Корее, Франции, США, Китае. Практически во всех этих исследованиях авторы пытаются оптимизировать входной узел антенны. Наши работы в данном направлении будут представлены в разделе 4.

2. МЕТОДЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И АППАРАТУРА ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

В настоящее время возрастает интерес к излучателям сверхширокополосных (СШП) электромагнитных импульсов. Это связано с расширением применения импульсов СШП излучения в таких областях как радиолокация, связь, электромагнитная совместимость, воздействие на объекты и среды, в том числе, биологические.

Основной задачей здесь является расширение полосы пропускания излучателей. Для разработки методов расширения полосы пропускания необходимы знания о физических процессах преобразования энергии электрического импульса, возбуждающего антенну, в энергию электромагнитного излучения. Мощным средством для получения необходимой информации является численное моделирование с использованием конечно-разностного метода во временной области. А для экспериментальных исследований необходимо контрольно-измерительное оборудование способное проводить измерения в широкой полосе частот.

В данной главе коротко описаны компьютерные программы, использованные в исследовании СШП излучателей и оборудование, использовавшееся в экспериментальных исследованиях СШП антенн.

2.1 Компьютерная программа на основе метода конечных разностей во временной области для моделирования излучателей с аксиальной симметрией

Для моделирования осесимметричных излучателей разработана программа с использованием конечно-разностного метода во временной области (FDTD).

Основная идея метода FDTD состоит в том, чтобы заменить частное отношение первого порядка поля временем и пространством на центральное

разностное отношение. Распределение поля получается путем рекурсивного моделирования процесса распространения волны во временной области. Впервые он был предложен К.С.Уе в 1966 году [47]. В течение следующих 20 лет его исследования продвигаются медленно, но есть некоторые предварительные применения в области электромагнитного рассеяния и электромагнитной совместимости. С конца 1980-х годов метод конечных разностей во временной области стал одним из важных методов численного расчета электромагнитных полей.

Метод FDTD напрямую дискретизирует волновое уравнение во временной области без какой-либо формы производного уравнения, поэтому он не ограничивает область его применения из-за математической модели. Его дифференциальный формат содержит параметры среды, и необходимо только дать соответствующие параметры каждой сетки для моделирования различных сложных структур, что является заметным преимуществом метода конечных разностей во временной области. Кроме того, поскольку метод конечных разностей во временной области вычисляется ступенчатым методом, легко реализовать моделирование различных сложных широкополосных сигналов во временной области и очень удобно получать форму сигнала во временной области в определенной точке пространства.

Метод конечных разностей во временной области дискретизирует производную вектора E , которая должна быть найдена, по разностному коэффициенту значений функций в узлах сетки, тем самым устанавливая группу алгебраических уравнений со значением узлов сетки в качестве неизвестного числа. Этот метод является приближенным численным решением, которое напрямую превращает дифференциальную задачу в задачу алгебры, математическая концепция интуитивна, а выражение простое.

2.1.1 Поглощающее граничное условие

Из-за ограничения емкости памяти компьютера и скорости вычислений вычисление FDTD может выполняться только в ограниченной области. Чтобы

моделировать процесс распространения электромагнитных волн в большей области, необходимо установить граничное условие поглощения на границе области для поглощения падающей волны. Стараясь не генерировать отраженные волны, исследователи используют поглощающие граничные условия, которые моделируют уход волны в бесконечность. Первыми были предложены поглощающие граничные условия Мура (Mur) [48]. В настоящее время более широко применяются границы поглощения идеального согласующего слоя (PML) [49]. При моделировании электромагнитного поля и сейсмических волн идеальный согласующий слой обладает лучшим эффектом поглощения. Теоретически, полное поглощение границы может быть достигнуто. Поглощающее граничное условие PML было впервые применено к численному моделированию уравнения электромагнитного поля Максвелла Берингером [49], а затем многие исследователи применили его к другим процессам численного моделирования волнового поля, таким как акустическая волна и упругая волна.

При установке специального диэлектрического слоя на границе среза области FDTD волновое сопротивление среды слоя точно соответствует волновому сопротивлению соседней среды, так что падающая волна будет проходить через интерфейс, не входя в интерфейс в слой PML. Кроме того, слой PML является средой с потерями.

2.1.2 Геометрия излучателя

Для исследования характеристик СШП антенн мной, совместно с Петкуном А.А., была разработана компьютерная программа FDTD. Тестирование программы выполнялось на элементарных излучателях [50]. Геометрия излучателя с сеткой приведена на Рисунке 2.1.

Конечно-разностные аналоги двумерных уравнений Максвелла в цилиндрической системе координат (r, z) с осевой симметрией $\partial/\partial\phi$ имеют следующий вид:

$$H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}[r_i, z_j] = H_{\phi}^{n-\frac{1}{2}}[r_i, z_j] - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} (E_r^n[r_i, z_{j+\frac{1}{2}}] - E_r^n[r_i, z_{j-\frac{1}{2}}]) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta r} (E_z^n[r_{i+\frac{1}{2}}, z_j] - E_z^n[r_{i-\frac{1}{2}}, z_j]),$$

$$E_r^{n+1}[r_i, z_{j+\frac{1}{2}}] = E_r^n[r_i, z_{j+\frac{1}{2}}] - \frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \Delta z} (H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}[r_i, z_{j+1}] - H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}[r_i, z_j]),$$

$$E_z^{n+1}[r_{i+\frac{1}{2}}, z_j] = E_z^n[r_{i+\frac{1}{2}}, z_j] + \frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \Delta z} \left(\frac{r_{i+1}}{r_{i+\frac{1}{2}}} H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}[r_{i+1}, z_j] - \frac{r_{i+1}}{r_{i+\frac{1}{2}}} H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}[r_i, z_j] \right).$$

Все компоненты поля определены в узлах, смещенных друг относительно друга пространственных сеток с шагами $(\Delta r, \Delta z)$, магнитное поле смещено во времени (верхний индекс) на полшага Δt от электрического. Здесь ε_0 и μ_0 – абсолютные диэлектрическая и магнитная постоянные.

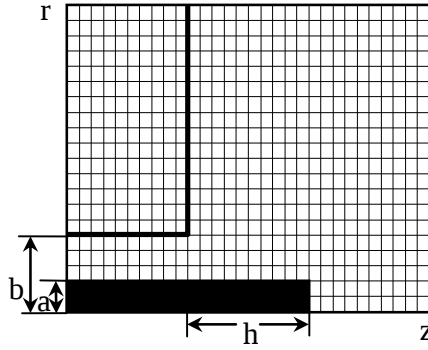


Рисунок 2.1 – Расчетная область с сеткой

Граничные условия при $z = 0$ внутри коаксиальной линии “волноводные”, т. е. такие, что ТЕМ-волна, распространяющаяся влево, уходит без отражения. На остальных внешних границах используется поглощающий слой толщиной в 7-10 ячеек с конечной проводимостью, согласованный по эмпирической полиномиальной формуле [51].

В поглощающем слое разностное уравнение для E_r с конечной проводимостью σ принимает вид:

$$E_r^{n+1}[r_i, z_{j+\frac{1}{2}}] = a_{ij} E_r^n[r_i, z_{j+\frac{1}{2}}] - b_{ij} \frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \Delta z} (H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}[r_i, z_{j+1}] - H_{\phi}^{n+\frac{1}{2}}[r_i, z_j]),$$

где a_{ij} и b_{ij} одновременно используется только один из индексов: на границе по $r - i$, а на границах по $z - j$. Здесь

$$a_{ij} = \frac{2\varepsilon_0 - \Delta t \sigma_{ij}}{2\varepsilon_0 + \Delta t \sigma_{ij}}, \quad b_{ij} = \frac{2\Delta t}{2\varepsilon_0 + \Delta t \sigma_{ij}}, \quad \sigma_{ij} \rightarrow \sigma(x) = \left(\frac{x}{d}\right)^m \sigma_{opt}, \quad \sigma_{opt} \cong \frac{0.8(m+1)}{\Delta} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}},$$

где x – направление к границе (r или z), d – толщина слоя, m – степень

полинома, равная трем, Δ – соответствующий x пространственный шаг сетки.

На металлических поверхностях фидера, экрана и излучателя касательная компонента напряженности электрического поля равна нулю.

Для возбуждения коротких импульсов используются начальные условия для уравнений Максвелла в коаксиальной линии. При $t = 0$ задаются $E_r^0(r_i, z_j)$ и $H_\phi^{-\frac{1}{2}}(r_i, z_j)$, соответствующие распространяющейся вправо основной ТЕМ-моды волновода с заданной зависимостью по z . Для длинных импульсов возбуждение реализуется с помощью тока J_r в фиксированном сечении волновода с заданной зависимостью во времени. В этом случае используется конечно-разностное уравнение с правой частью (источником):

$$E_r^{n+1}[r_i, z_{j+\frac{1}{2}}] = E_r^n[r_i, z_{j+\frac{1}{2}}] - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta z} (H_\phi^{n+\frac{1}{2}}[r_i, z_{j+1}] - H_\phi^{n+\frac{1}{2}}[r_i, z_j]) + \frac{\Delta t}{\epsilon_0} J_r^{n+\frac{1}{2}}.$$

При моделировании использовались гауссов импульс $V(t) = V_0 \exp(-0.5(t/\tau_p)^2)$, дифференцированный гауссов импульс $V(t) = -V_0(t/\tau_p) \exp(-0.5(t/\tau_p)^2 - 0.5)$ и гармонический сигнал $V(t) = V_0 a(t) \sin(\omega t)$. Здесь V_0 – амплитуда импульса, $a(t)$ – профильная функция, изменяющаяся в пределах от нуля до единицы, τ_p – характеристическая длительность гауссова импульса. При этом длительность гауссова импульса по основанию $\tau_u = 8\tau_p$. Шаг сетки выбирался с учетом выполнения условия Куранта $c\Delta t \leq \sqrt{\frac{\Delta r^2 \Delta z^2}{\Delta r^2 + \Delta z^2}}$ (c – скорость света в свободном пространстве).

Программа позволяет моделировать электромагнитные поля в расчетной области, а также рассчитывать такие характеристики антенны как отраженный от входа антенны импульс и, соответственно, энергетическую эффективность излучателя [5], коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН), комплексное сопротивление антенны или комплексный адмитанс.

Для расчета комплексного сопротивления антенны использовалась известная формула

$$Z_a = Z_0 \frac{1 - jK_C \operatorname{tg}(\gamma d_{\min})}{K_C - j \operatorname{tg}(\gamma d_{\min})}.$$

Отсюда адмитанс определяется из соотношения

$$Y_a = G + jB = \frac{K_C - j\tau}{Z_0(1 - jK_C\tau)} = \frac{1}{Z_0} \left[\frac{K_C(1 + \tau^2)}{1 + K_C^2\tau^2} \right] + j \frac{1}{Z_0} \left[\frac{\tau(K_C^2 - 1)}{1 + K_C^2\tau^2} \right],$$

$$\text{где } \tau = \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \operatorname{tg}(\gamma d_{\min}), \quad \gamma = 2\pi/\lambda, K_C = U_{\max}/U_{\min}, \quad G = \frac{K_C}{Z_0} \frac{(1 + \tau^2)}{1 + K_C^2\tau^2}, \quad B = \frac{\tau}{Z_0} \frac{(K_C^2 - 1)}{1 + K_C^2\tau^2},$$

$$\Gamma = \frac{K_C - 1}{K_C + 1}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0\mu}{\varepsilon_0\varepsilon}} \frac{1}{2\pi} \ln \frac{b}{a}, \quad \varepsilon \text{ и } \mu - \text{ относительные диэлектрическая и магнитная}$$

проницаемости пространства между проводниками линий, b и a – наружный и внутренний радиусы проводников линии (Рисунок 2.1). В расчетах использовалась коаксиальная линия с воздушным заполнением ($\varepsilon = \mu = 1$). Здесь K_C – КСВН, $d_{\min}$ – расстояние от входа антенны до минимума напряжения в линии, φ – фаза коэффициента отражения Γ при возбуждении антенны гармоническим сигналом с длиной волны λ .

2.2 Тестирование программы

С ростом вычислительных требований применение алгоритма FDTD имеет большие преимущества в электромагнитном анализе сложной геометрии. Чтобы уменьшить численный разброс модели пространства сетки, размер элемента сетки составляет менее одной десятой минимальной длины волны пространства в исследуемой среде. Уменьшение размера блока сетки приведет к увеличению объема хранилища вычислений, в то время как объем хранилища на компьютере имеет ограничения, и трудно решить проблему больших вычислений воздушного пространства. Поэтому мы улучшили алгоритм конечных разностей во временной области и сократили время расчета.

Для тестирования разработанной программы использовались результаты численного моделирования, приведенные в работе [52]. На Рисунке 2.2 приведены отраженные от входа антенны импульсы $U_{\text{отр}}$, полученные в наших

расчетах (кривая 1) и авторами [52] (кривая 2) при амплитуде возбуждающего импульса напряжения $V_0 = 1$ В. Для количественной оценки различий в результатах расчетов здесь и далее использовалось среднеквадратическое отклонение (СКО) вычисляемое по формуле

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - y_i)^2}{\sum_{i=1}^N x_i^2}} \times 100\%,$$

где N – длина ряда, представляющего исследуемую функцию во временной или частотной областях, x_i – функция, полученная в наших расчетах, y_i – функция, полученная авторами [52]. Величина σ для данных, приведенных на Рисунке 2.2, равна примерно 7% при шаге сетки 0.25 мм. Данные получены при следующих параметрах: $b/a = 2.3$, $h/a = 32.8$, гауссов импульс с $\tau_p / \tau_a = c\tau_p / h = 1.61 \times 10^{-1}$.

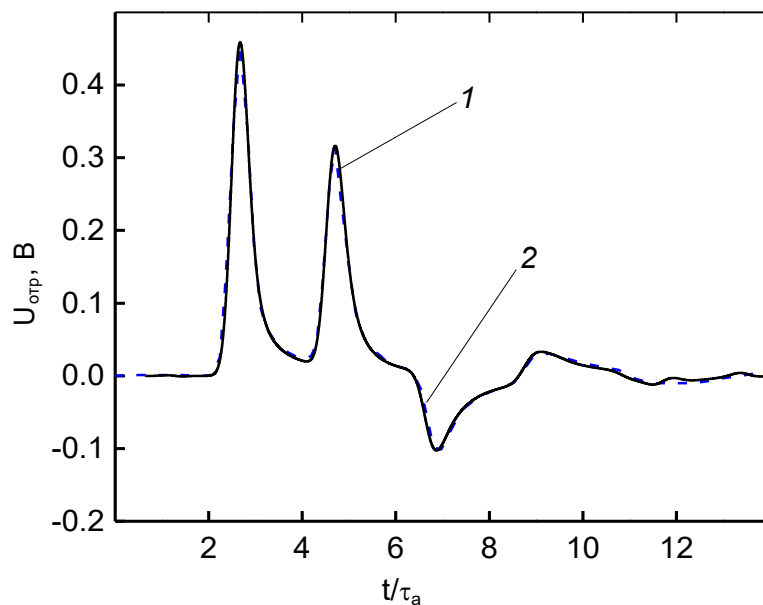


Рисунок 2.2 – Отраженный импульс 1 – наш расчет, 2 – [52]

На Рисунке 2.3 приведены результаты расчетов комплексного адмитанса $Y = G + jB$ при следующих параметрах: $b/a = 3.0$, $a/\lambda = 7.02 \times 10^{-3}$, $0.1 \leq h/\lambda \leq 0.4$. Результаты получены при шаге сетки 0.25 мм. Величины σ равны 4.6% и 3.4% для кривых G и B , соответственно.

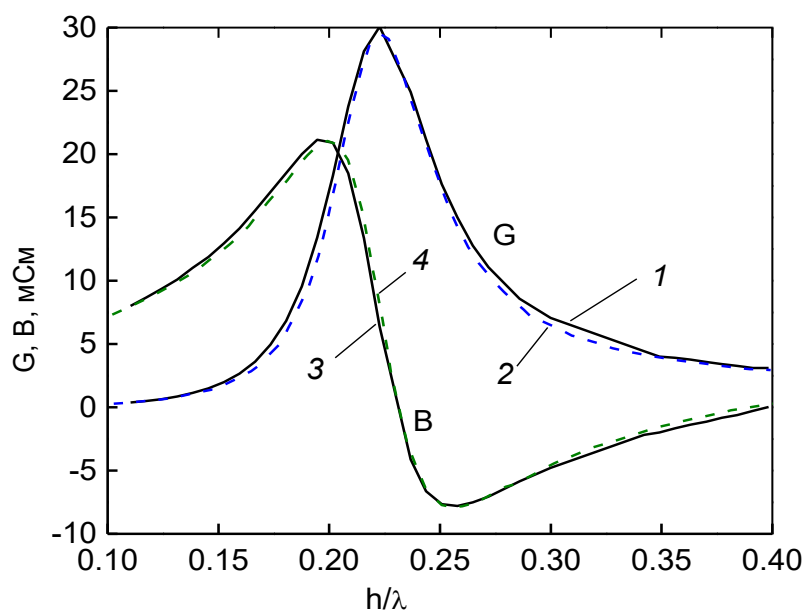


Рисунок 2.3 – Адмитанс антенны (1, 3 – наш расчет, 2, 4 – [52])

Очевидно, что результаты, полученные при моделировании с использованием разработанной нами программы, согласуются с результатами, полученными авторами в [52].

Корректность расчетов в FDTD коде, разработанном в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, подтверждается многолетней работой его сотрудников с данным программным продуктом [53]. Расчеты в данном коде по моим геометриям комбинированных антенн проводил зам. Директора ИРЭ, к.ф.-м.н. Корниенко Владимир Николаевич.

2.3 Компьютерный код 4NEC2 для моделирования трехмерных излучателей

Компьютерная программа для моделирования антенн NEC2 (Numerical Electromagnetic Code 2 – численный электромагнитный код 2) была разработана Джерри Баком (Jerry Burke) и Эндрю Поджио (Andrew Poggio) в Ливерморской лаборатории (Lawrence Livermore Labs) в 1981 году [54]. Программа не предназначалась для индивидуальных пользователей, а ее заказчиком выступали Военно-морские силы США. Изначально программа работала под операционной системой SCOPE на CDC компьютерах и позже на

VAX компьютерах. В 1985 году вышла новая версия кода NEC3, а в 1993 году NEC4. Названные выше программы являются, по сути, вычислительными ядрами, обеспечивающее численное решение уравнений поля методом моментов для каждой точки пространства. Над ядром существует сервисная программа-оболочка, готовящая данные для вычислительного ядра и в удобном для пользователя виде представляющая результаты расчетов.

Первая программа расчета антенн (NEEDS 1.0) для персонального компьютера, использующая ядро NEC2, появилась в 1987 году. С тех пор у радиолюбителей и профессионалов появился большой выбор программного обеспечения для расчетов антенн. Этому способствовало и то, что исходные коды NEC2, распространяются как свободно и бесплатно распространяемое программное обеспечение. Ядро NEC4 распространяется только по лицензии. Однако, существует огромное количество как коммерческих, так и распространяющихся свободно программ расчета антенн на основе NEC2 и NEC4. Это MMANA-GAL, SuperNEC, EZNEC, ELNEC и многие другие. В некоторых из этих программ, как например, в программе SuperNEC, гибридный метод моментов (MoM) дополнен методом теории дифракции (UTD).

«Программа 4NEC2 это бесплатная и свободно распространяемая версия NEC2 и NEC4. Эта программа работает под операционной средой Windows и позволяет создавать, просматривать, оптимизировать и проверять двумерные и трехмерные модели антенн, а также генерировать и просматривать ДН этих моделей в ближней и дальней зонах как начинающим, так и опытным антенщикам» [55]. Так можно перевести с английского слова автора кода 4NEC2 Айри Вурса (Arie Voors). Программа 4NEC2 является проектом Айри Вурса с 1995 года. Это одна из лучших свободно распространяемых программ. Свободно распространяемая версия программы работает на ядре NEC2, так же может работать с лицензионным ядром NEC4. Программа 4NEC2 позволяет анализировать характеристики антенн в частотной области. Она имеет удобный и информативный интерфейс, позволяет получать выходные данные

в различных форматах: текстовом, графическом и трехмерном.

В программу встроен очень простой и удобный редактор проволочных моделей. Проволочная модель комбинированной антенны представлена на Рисунке 2.4.

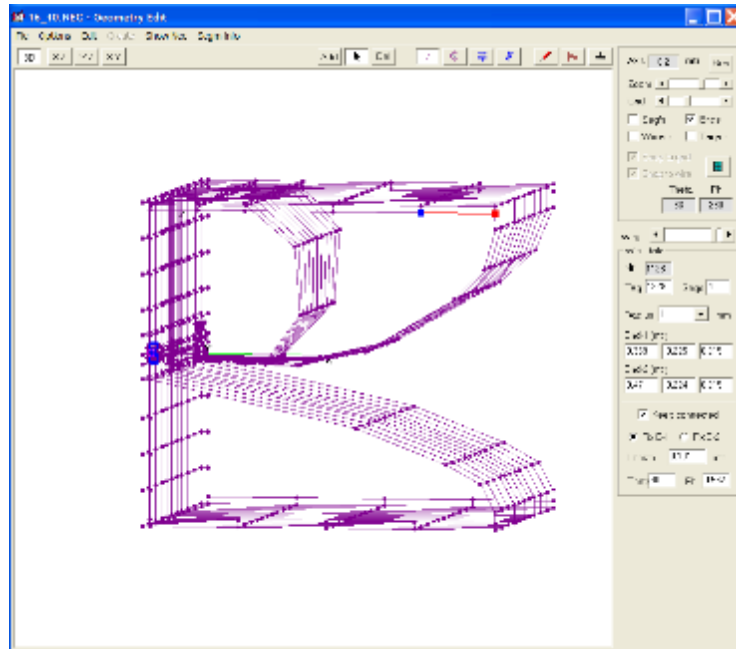


Рисунок 2.4 – Окно графического редактора программы 4NEC2

Результаты расчетов КСВН/коэффициента отражения удобны и наглядны. Расчетный КСВН проволочной модели (Рисунок 2.4) представлен на Рисунке 2.5.

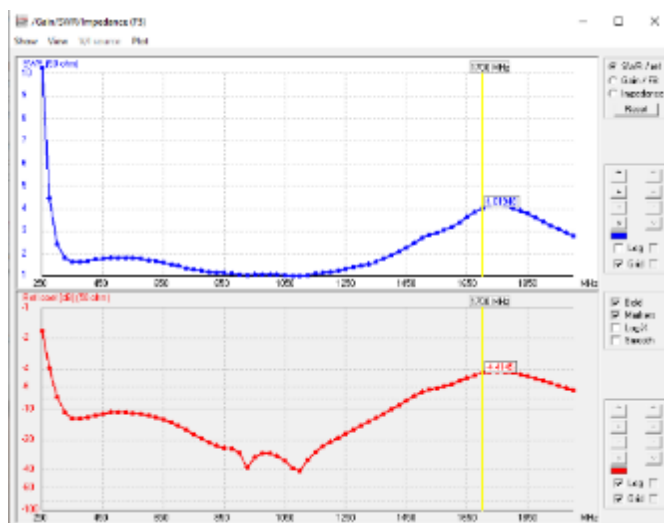
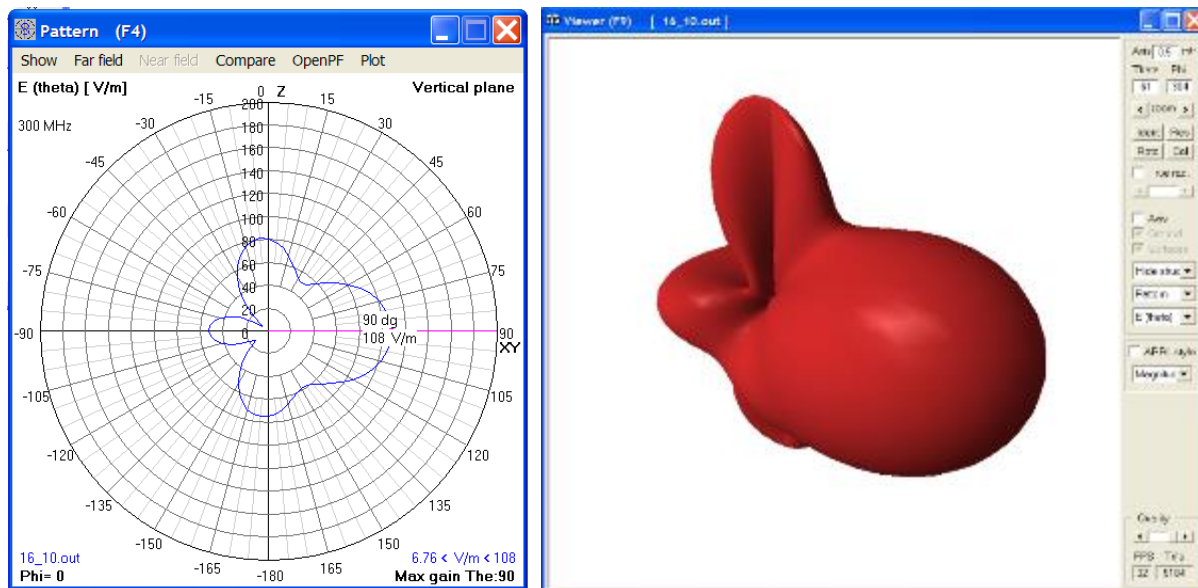


Рисунок 2.5 – Окно результатов расчетов КСВН и коэффициента отражения

Программа позволяет просматривать рассчитанные двумерные ДН антенны для различных компонент напряженности электрического поля, а также трехмерные ДН (Рисунок 2.6).



а

б

Рисунок 2.6 – Диаграмма направленности комбинированной антенны в E -плоскости (θ -компонента поля) (а) и трехмерная ДН (б) этой же антенны

Сказав о достоинствах программы необходимо сказать и о ее ограничениях. При вычислении производных в интегральных уравнениях электрического поля используется приближение «тонких проволочек». Приближения вычислительного ядра и приближенные вычисления интегральных уравнений электрического поля методом моментов приводят к ограничениям на геометрию проволочных моделей, которые NEC-ядра могут рассчитать корректно. Таким образом, данные ограничения связаны не конкретно с программой 4NEC2, а вычислительными ядрами NEC2 или NEC4.

В NEC-программах каждая проволочка модели разбивается на сегменты. Ограничения, касающиеся геометрии сегментов, таковы. Длина сегмента, выраженная в длинах волн, должна быть мала. Рекомендуемая длина сегментов в критически важной зоне антенны должна быть $< \lambda/20$, допустимы длины сегментов $< \lambda/10$, а длины сегментов $< \lambda/5$ приводят к ошибкам в

расчете поля [56]. С учетом того, что отношение верхней частоты f_v , на которой проводились исследования комбинированной антенны в полосе частот, к нижней частоте f_n составлял 8:1 (Рисунок 2.5), это обстоятельство требует большей сегментации проволочек модели на верхних частотах. Однако, увеличение количества сегментов проволочек приводит к уменьшению отношения длины сегмента к радиусу проволочки, которое, в свою очередь, ограничено допустимым значением 2, существенные ошибки возникнут при данном отношении меньше 0.5 [56]. Таким образом, данные требования на геометрию сегментов проволочной модели создают сложности при корректном исследовании модели в широкой полосе частот. В нашем случае, при исследовании проволочных моделей СШП комбинированных антенн, мы старались удовлетворить требованиям на геометрию сегментов на низких и средних частотах. В области высоких частот расчеты становятся не корректными из-за ограничений на геометрию сегментов.

2.4 Векторные анализаторы цепей

Векторные анализаторы цепей – это достаточно новый класс измерительного оборудования. Первый анализатор цепей (НР 89440А) был выпущен американской компанией Hewlett-Packard (НР) в 1992 году. Фирма Agilent Technologies выделилась из компании НР в 1999 году и продолжала оставаться лидером в области производства различного измерительного оборудования и в том числе векторных анализаторов цепей. В настоящее время, отделение компании занимающееся разработкой и изготовлением векторных анализаторов называется Keysight Technologies. Фирма Agilent Technologies (Keysight Technologies) была и остается, наряду с Rohde & Schwarz ведущим разработчиком векторных анализаторов цепей [57].

В наших исследованиях, для измерения КСВН антенн, мы использовали два векторных анализатора цепей Agilent 87619ET и Agilent N5227A.

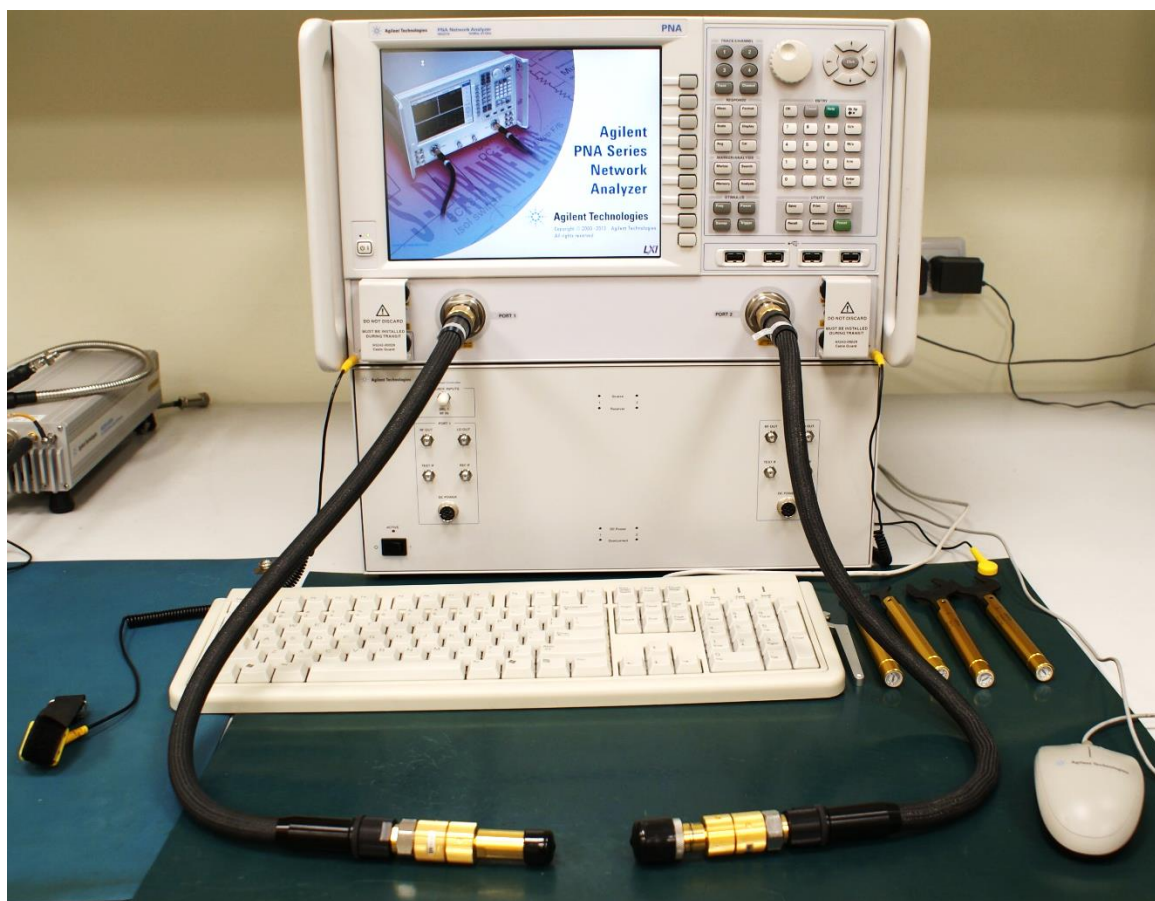


Рисунок 2.7 – Внешний вид PNA N5227A

Внешний вид векторного анализатора цепей Agilent N5227A представлен на Рисунке 2.7. Прибор относится к высшему классу серии PNA и гарантирует высокую точность измерений S-параметров в полосе 10 МГц – 67 ГГц. Прибор обладает широким динамическим диапазоном 128 дБ, 32 001 точки трассы, 200 каналов, высокой выходной мощностью (+13 дБм) и широким диапазоном свипирования по мощности (38 дБ), низким уровнем собственных шумов –117 дБм при ширине полосы ПЧ 10 Гц.

Agilent N5227A предоставлен для исследовательской работы Томским региональным центром коллективного пользования ТНЦ СО РАН (ТомЦКП СО РАН).

2.5 Цифровые осциллографы реального времени

Осциллограф – это инструмент для анализа временных и амплитудных характеристик электрических сигналов. В истории осциллографии важнейшую роль сыграли две компании.

В 1946 году Говард Воллюм и Мелвин Джек Мердок основали компанию Tektronix, которая вскоре стала мировым лидером в осциллографии. В том же году Воллюм и Мердок изобрели свой первый осциллограф со ждущей разверткой – они использовали эту технологию в модели 511, которая имела полосу пропускания 10 МГц. Это было время аналоговых осциллографов. Эпоха цифровых осциллографов началась в 1985-м году. В этом году для исследовательского центра ЦЕРН (CERN) был разработан первый в мире цифровой запоминающий осциллограф. Созданием данного прибора руководил Уолтер ЛеКрой (Walter LeCroy), основатель компании LeCroy Corporation.

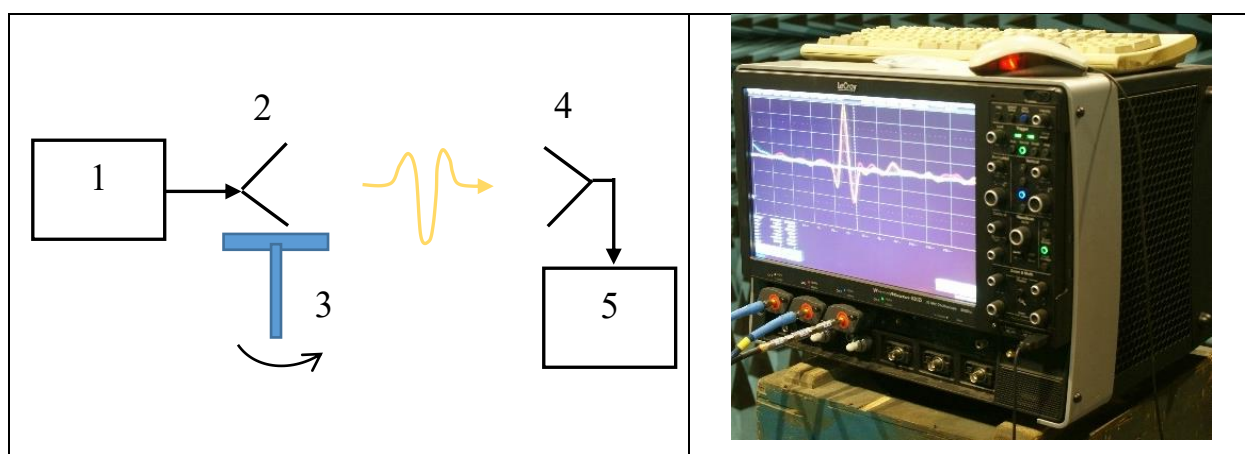
Компании Tektronix и LeCroy Corporation (в настоящее время дочерняя компания Teledyne Technologies Incorporated – Teledyne LeCroy) продолжают оставаться мировыми лидерами в производстве осциллографов (вместе с Keysight Technologies) и в настоящее время.

В наших исследованиях мы использовали осциллографы Tektronix TDS 6604 с полосой рабочих частот 6 ГГц и LeCroy Wave Master 830Zi с полосой частот 30 ГГц. Схема экспериментальной установки по измерению пространственно-временных характеристик излучения комбинированной антенны представлен на Рисунке 2.8а. Внешний вид осциллографа LeCroy Wave Master 830Zi представлен на Рисунке 2.8б. Осциллограф запоминающий LeCroy Wave Master 830Zi предназначен для исследования и измерения параметров однократных и периодических сигналов в полосе частот от 0 до 30 ГГц. Краткие характеристики прибора:

- Полоса пропускания при входном сопротивлении 50 Ом: 16 ГГц – 4 канала или 30 ГГц – 2 канала;

- Частота дискретизации на канал 40 Гвыб/с, при объединении 2-х каналов 80 Гвыб/с;
- Коэффициенты вертикального отклонения при входном сопротивлении 50 Ом: от 2 мВ/дел до 1 В/дел;
- Коэффициенты развертки (горизонтального отклонения) имеют значения от 5 пс/дел до 320 с/дел.

С различными видами осциллографов и методов измерений с их помощью можно ознакомиться в [58]. В своих исследованиях мы регистрировали с помощью LeCroy Wave Master 830Zi как низковольтные импульсы напряжения на выходе генератора (на входе антенны), так и излученные антеннами импульсы.



а

б

Рисунок 2.8 – Схема экспериментальной установки по измерению ДН комбинированной антенны (а) и внешний вид LeCroy Wave Master 830Zi (б). 1 – генератор импульсов напряжения наносекундной длительности, 2 – комбинированная антенна, 3 – поворотное устройство, 4 – приемная антенна, 5 – LeCroy Wave Master 830Zi

LeCroy Wave Master 830Zi предоставлен для исследовательской работы Томским региональным центром коллективного пользования ТНЦ СО РАН (ТомЦКП СО РАН).

Выводы по главе 2

Имеющееся контрольно-измерительное оборудование, программные продукты позволяют в полной мере исследовать интересующие нас характеристики СШП антенн.

3. ДАЛЬНЯЯ ЗОНА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Одной из первых задач при анализе СШП излучателей является выделение зон: ближняя, промежуточная и дальняя. При этом желательно, чтобы при выработке критериев учитывались геометрические размеры антенны и параметры возбуждающего импульса. Такая задача была решена для апертурной антенны. Представлялось интересным рассмотреть границы зон для короткого линейного излучателя, характеристики которого достаточно хорошо изучены, в том числе, методами численного моделирования.

Известно [59], что у антенн малых размеров, возбуждаемых гармоническими колебаниями, в зависимости от расстояния r различают зоны: ближнюю ($kr \ll 1$), промежуточную ($kr \approx 1$) и дальнюю ($kr \gg 1$), где $k = 2\pi/\lambda$, а λ – длина волны излучения. Кроме того, в ближней зоне антенны для синусоидальных колебаний разность фаз между электрической и магнитной компонентами поля равна $\pi/2$, а в дальней зоне она равна нулю. Для определения границ зон СШП излучения антенн необходимо выработать критерии, а также проверить уже имеющиеся. В частности, в качестве критерия дальней зоны СШП излучения широко используется [60] критерий $rE_p \approx \text{const}$, где E_p – пиковая напряженность электрического поля на расстоянии от излучателя r .

Для моделирования аксиально-симметричного излучателя использовалась программа [50] на основе FDTD. Геометрия излучателя приведена на Рисунке 3.1 при следующих параметрах: $a = 1$ мм, $b = 2.5$ мм, $L = 10$ мм [61].

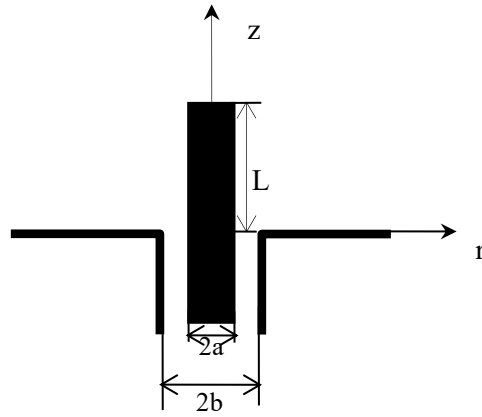


Рисунок 3.1 - Геометрия задачи

При моделировании использовались гауссов импульс $V(t) = V_0 \exp(-0.5(t/\tau_c)^2)$, дифференцированный гауссов импульс $V(t) = -V_0(t/\tau_c) \exp(-0.5(t/\tau_c)^2 - 0.5)$ и гармонический сигнал $V(t) = V_0 a(t) \sin(\omega t)$. Здесь V_0 – амплитуда импульса, $a(t)$ – профильная функция, изменяющаяся в пределах от нуля до единицы, τ_c – характеристическая длительность гауссова импульса. При этом длительность гауссова импульса по основанию $\tau_p = 8\tau_c$.

Шаг сетки выбирался с учетом выполнения условия Куранта $c\Delta t \leq \sqrt{\frac{\Delta r^2 \Delta z^2}{\Delta r^2 + \Delta z^2}}$ (c – скорость света в свободном пространстве). Во всех расчетах величина шага сетки равнялась 0.25мм. При возбуждении излучателя синусоидальными колебаниями предварительно определялось время выхода параметров излучения на стационарный уровень, которое составляло примерно 10 периодов. Ниже приводятся результаты для стационарного режима излучения.

На Рисунке 3.2 приведены зависимости расстояния от излучателя в направлении главного максимума диаграммы направленности от частоты для кривых, которым соответствуют разные значения отношения радиальной компоненты вектора Пойнтинга в обратном и прямом направлениях Π^- / Π^+ относительно убегающей электромагнитной волны (гармонический сигнал). Кривые для каждого параметра Π^- / Π^+ при $L / \lambda < 0.2$ характеризуются приближенным значением величины kr . Из полученных результатов следует, что для ближней зоны (кривая 5) $\Pi^- / \Pi^+ = 0.98$. Отличие Π^- / Π^+ от единицы

может быть обусловлено как погрешностью расчетов (сетки для электрических и магнитной компонент поля сдвинуты относительно друг друга на половину шага), так и формированием бегущей пространственной волны в ближней зоне. Фактором, ограничивающим возможности расчетов в ближней зоне, является конечность ширины коаксиальной линии (Рисунок 3.1).

В промежуточной зоне (кривые 2, 3, 4) $\Pi^- / \Pi^+ = 0.01 - 0.1$, а в дальней зоне (кривая 1) $\Pi^- / \Pi^+ < 10^{-4}$. Следует отметить характерный провал кривых 1 и 2 при размере излучателя $L/\lambda = 0.22$.

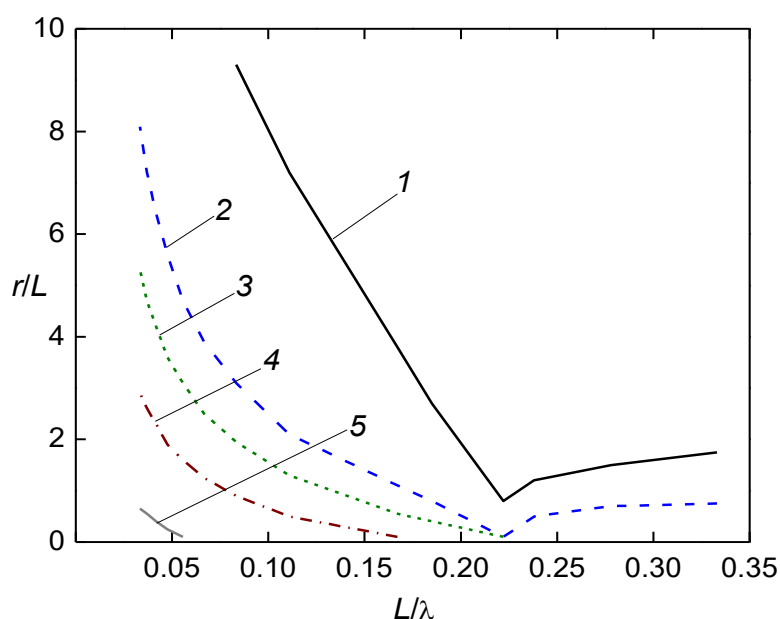


Рисунок 3.2 – Параметрические кривые для гармонических колебаний: 1 – $\Pi^- / \Pi^+ = 10^{-4}$, $kr \approx 5.4$; 2 – $\Pi^- / \Pi^+ = 0.01$, $kr \approx 1.6$; 3 – $\Pi^- / \Pi^+ = 0.1$, $kr \approx 1$; 4 – $\Pi^- / \Pi^+ = 0.6$, $kr \approx 0.4$; 5 – $\Pi^- / \Pi^+ = 0.98$, $kr \approx 0.1$

На Рисунке 3.3 приведены зависимости эффективного потенциала (кривая 1), разности фаз между компонентами электромагнитного поля E_z и H_ϕ (кривая 2), напряженности радиальной компоненты электрического поля E_r (кривая 3), а также отношения Π^- / Π^+ (кривая 4) от расстояния в главном направлении диаграммы направленности для гармонических колебаний с длиной волны 10 см ($L/\lambda = 0.1$). Положение максимума Π^- / Π^+ для гармонических колебаний находится вблизи поверхности излучателя. Из

расчетов следует, что разность фаз в ближней зоне близка к $\pi/2$ и составляет $\Delta\phi \approx 89^\circ$, а в дальней зоне она равна нулю в пределах погрешности численных расчетов ($\Delta\phi \approx 1^\circ$). При одновременном использовании критериев $rE_p \approx \text{const}$ и $\Delta\phi \approx 0$ получена зависимость границы дальней зоны излучателя гармонических колебаний от L/λ (Рисунок 3.4). Видно различие между данной зависимостью и кривой 1 на Рисунок 3.2.

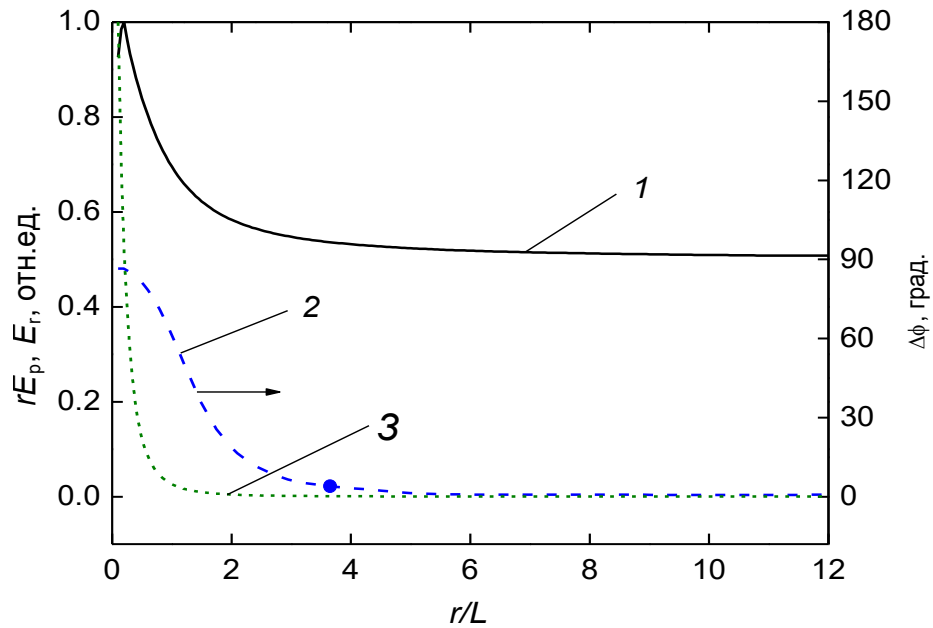


Рисунок 3.3 – Зависимости эффективного потенциала (1), разности фаз (2) и радиальной компоненты электрического поля (3) от расстояния для гармонических колебаний, $\lambda = 10$ см

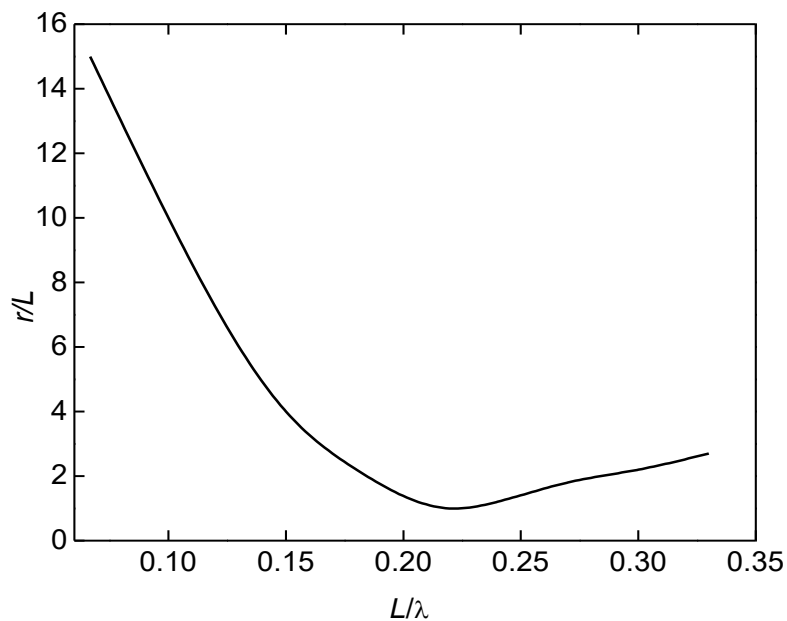


Рисунок 3.4 – Зависимость границы дальней зоны от частоты гармонических колебаний

Для оценки границ зон СШП излучения будем использовать условия максимального (ближняя зона) и минимального (дальняя зона) различия временных зависимостей компонент электромагнитного поля E_z и H_ϕ (Рисунок 3.5). Для количественной оценки различия между компонентами поля используется среднеквадратическое отклонение, вычисляемое по

формуле $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (E_{zi} - H_{\phi i})^2}{\sum_{i=1}^N H_{\phi i}^2}}$, где N – длина ряда, представляющего исследуемую

функцию во временной области с шагом дискретизации $\Delta t = 0.833$ пс. Зависимость σ от расстояния для возбуждающих монополярного импульса длительностью 0.167 нс и биполярного импульса длительностью 0.333 нс приведены на Рисунок 3.6 (кривая 2) и Рисунок 3.8 (кривая 1), соответственно.

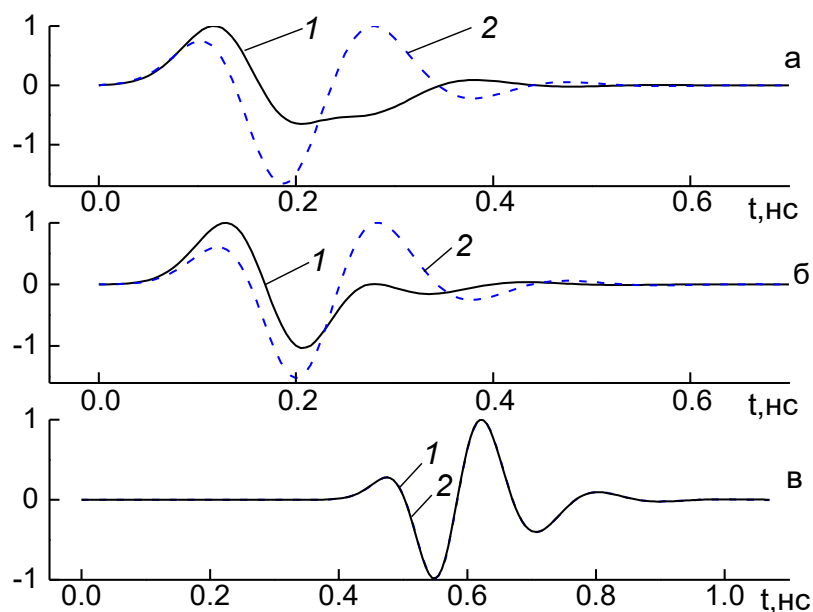


Рисунок 3.5 – Временные зависимости компонент поля E_z (кривые 1) и H_ϕ (кривые 2) для возбуждающего биполярного импульса длительностью 0.333 нс на расстояниях $r = 2$ мм (а), 6 мм (б), 120 мм (в)

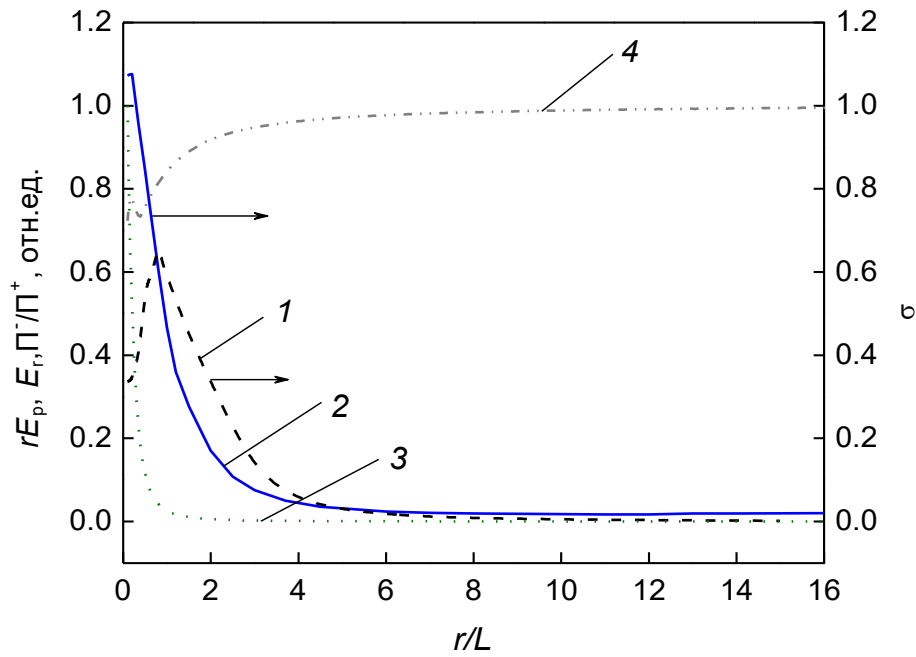


Рисунок 3.6 – Зависимости Π^-/Π^+ (1), σ (2), E_r (3) и rE_r (4) от расстояния для монополярного импульса длительностью 0.167 нс

На Рисунке 3.6 приведены также зависимости отношения Π^-/Π^+ радиальной компоненты вектора Пойнтинга (кривая 1), напряженности радиальной компоненты электрического поля E_r (кривая 3) и эффективного потенциала (кривая 4) от расстояния в главном направлении диаграммы направленности. Из Рисунка 3.7 следует, что зависимость Π^-/Π^+ от расстояния имеет максимум, положение и величина (0.65-0.75) которого слабо зависит от длительности используемых монополярных импульсов.

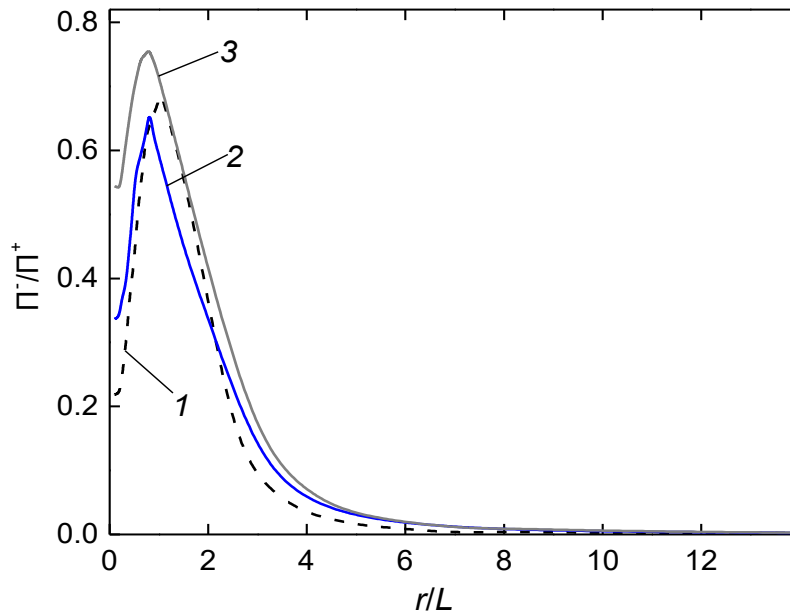


Рисунок 3.7 – Зависимость Π^-/Π^+ от расстояния для монополярных импульсов длительностью $\tau_p = 0.111$ нс (1), 0.167 нс (2), 0.25 нс (3)

В соответствии с критерием $\sigma = \sigma_{\max}$ граница ближней зоны соответствует $r/L \approx 0.2$ и практически не зависит от длительности импульса. Расчеты показали, граница ближней зоны ($\sigma = \sigma_{\max}$) при возбуждении излучателя биполярными импульсами находится на тех же расстояниях ($r/L \approx 0.2$), что и для монополярных, длительность которых была в два раза меньше биполярных. При этом аналогично в области границы $E_r/E_{r0} \approx 0.5$.

На Рисунке 3.8 для биполярного импульса длительностью 0.333 нс приведены зависимости эффективного потенциала (кривая 2), отношения Π^-/Π^+ (кривая 3) и напряженности радиальной компоненты электрического поля E_r (кривая 4) от расстояния в главном направлении диаграммы направленности.

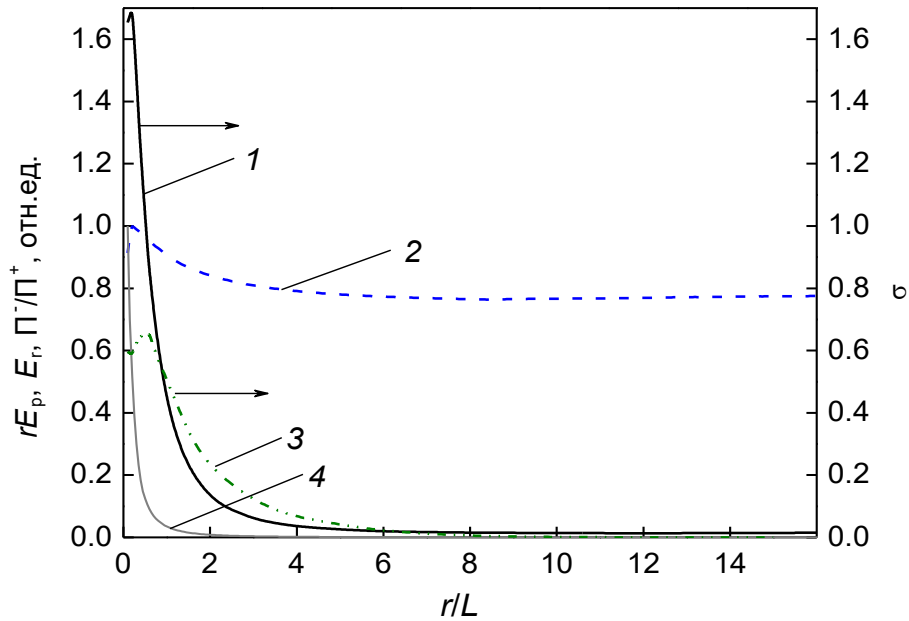


Рисунок 3.8 – Зависимости σ (1), rE_p (2), Π^-/Π^+ (3) и E_r (4) от расстояния для биполярного импульса длительностью 0.333 нс

На Рисунке 3.9 приведены зависимости отношения Π^-/Π^+ радиальной компоненты вектора Пойнтинга от расстояния в главном направлении диаграммы направленности для различных возбуждающих биполярных импульсов. Видно, что, в отличие от монополярных импульсов (Рисунок 3.7), для биполярных импульсов максимум отношения Π^-/Π^+ монотонно возрастает и сдвигается ближе к излучателю при увеличении длительности. При длительности биполярного импульса 0.5 нс максимум находится вблизи поверхности излучателя. Таким образом, граница переходной области, определяемая по максимуму Π^-/Π^+ , зависит от длительности биполярного импульса и при больших длительностях переходит в границу ближней зоны. При использовании в качестве критерия границы переходной области отношения $\Pi^-/\Pi^+ = 0.65$, получаем значение $r/L \approx 0.6-1$. При этом $E_r/E_{r0} \approx 0.1-0.01$. Аналогичные результаты получены и для гармонических колебаний при $L/\lambda < 0.2$. Отметим, что в переходной области сосредоточена основная часть реактивной энергии.

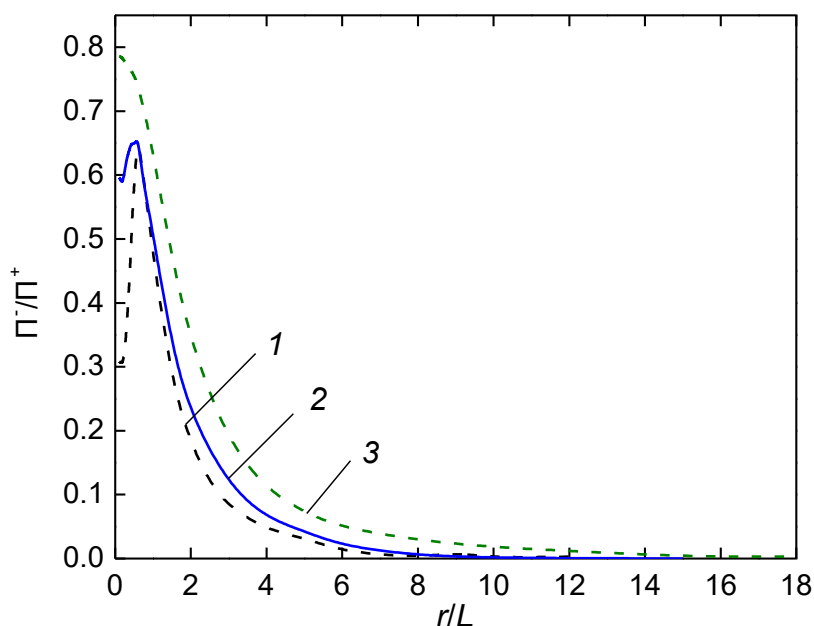


Рисунок 3.9 – Зависимость P^-/P^+ от расстояния для биполярных импульсов
длительностью $\tau_p=0.222\text{нс}$ (1), 0.333нс (2), 0.5нс (3)

Для определения границы дальней зоны при возбуждении излучателя монополярными и биполярными импульсами одновременно использовались критерии $rE_p \approx \text{const}$ и $\sigma \approx 0$. Зависимость положения границы дальней зоны от отношения длины излучателя к пространственной протяженности возбуждающих биполярных (кривая 1) и монополярных (кривая 2) импульсов показана на Рисунке 3.10. Отметим, что при малых длительностях импульсов границы дальней зоны совпадают для монополярного импульса и в два раза большего по длительности биполярного импульса. С увеличением длительности импульсов совпадение границ дальней зоны реализуется при отношении длительности биполярного импульса к монополярному меньше двух.

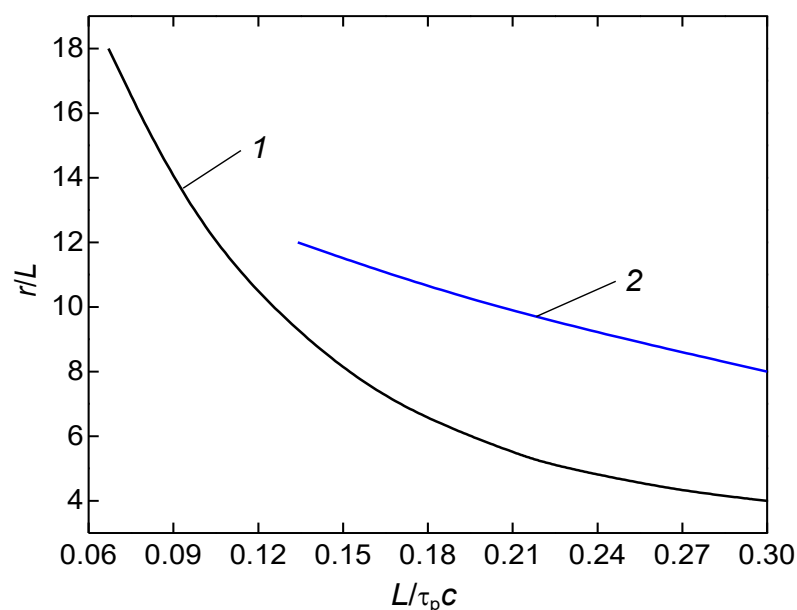


Рисунок 3.10 – Зависимость границы дальней зоны от отношения длины излучателя к пространственной протяженности биполярных (1) и монополярных (2) импульсов

Сравнение зависимостей границы дальней зоны от L/λ для гармонических колебаний (Рисунок 3.4) и $L/\tau_p c$ для биполярных импульсов (кривая 1, Рисунок 3.10) указывает на исчезновение резонансных процессов при увеличении полосы излучения. Однако, специальные исследования в промежуточной зоне ($P^-/P^+ = 0.01$) для биполярного импульса показали наличие провала в кривой при $L/\tau_p c \approx 0.2$.

Таким образом, выполненные исследования позволили выявить основные различия в формировании гармонического и сверхширокополосного излучения короткого электрического монополя.

Еще для проверки возможности использования соотношения $E_p R = f(R)$ для оценки границ зон короткого излучателя (Рисунок 3.1) были проведены расчеты при следующих параметрах: $a=1\text{мм}$, $b=2.5\text{мм}$, $h=10\text{мм}$. Расчетная область по (r, z) была в пределах $300 \times 450\text{мм}$. Излучатель возбуждался гауссовым импульсом с длительностью $\tau_u = 0.222 - 0.5$ нс. Зависимость $E_p R(R)$ рассчитывалась для углов $\theta = 45^\circ$ и 90° . Угол θ отсчитывается от оси z . Величина $R = \sqrt{r^2 + z^2}$. В расчетах с шагом 0.25 мм вычислялась магнитная

компонента поля H_ϕ . Электрическое поле определялось из соотношения $E = W_0 H_\phi$, где W_0 – сопротивление свободного пространства, равное 120π . В каждой точке находилось пиковое значение напряженности поля. Зависимости $E_p R(R)$ для выбранных углов подобны. Результаты расчетов для $\theta = 90^\circ$ приведены на Рисунке 3.11 (кривые 1-4). Максимумы графиков для $\theta = 45^\circ$ сдвигаются ближе к оси излучателя. С уменьшением длительности возбуждающего импульса характер кривых изменяется, отсутствует падающий участок зависимости $E_p R(R)$ (кривая 1).

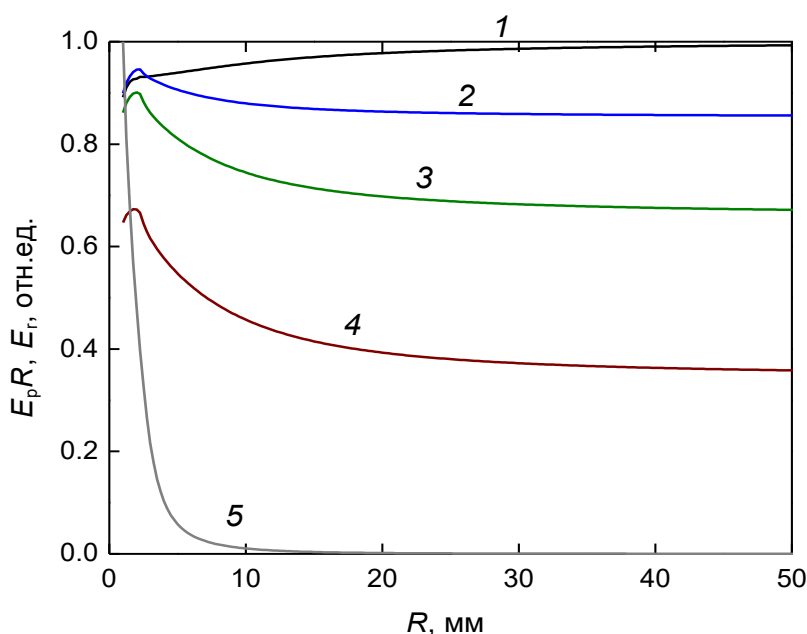
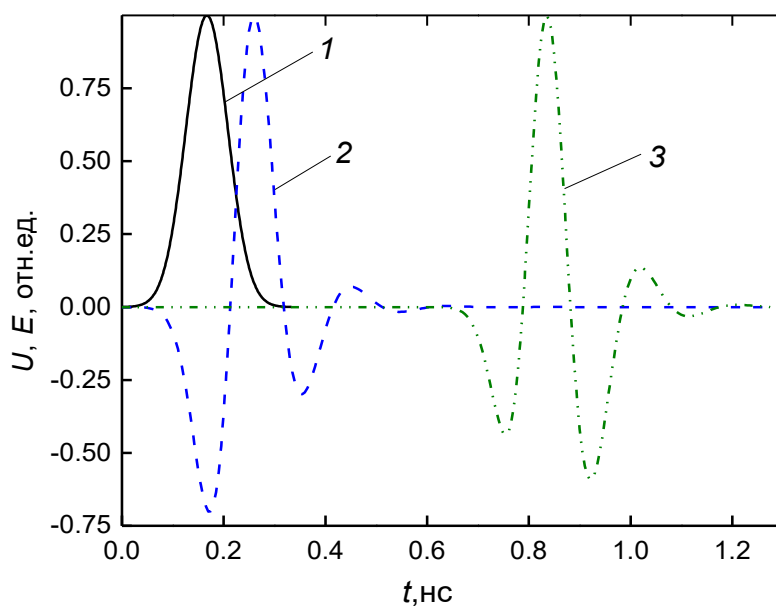


Рисунок 3. 11 – Зависимости эффективного потенциала (1 – $\tau_u=0.222$, 2 – 0.267, 3 – 0.333, 4 – 0.50 нс) и радиальной компоненты электрического поля (5) от расстояния

Расчеты при выбранных параметрах показали, что критерий дальней зоны ($E_p R = \text{const}$) выполняется на расстоянии $R = 2\tau_u c$. При $R = 2\tau_u c$ величина $E_p R$ уменьшается примерно на 1%, а среднеквадратическое отклонение формы излученного импульса составляет примерно 3% относительно дальней зоны [61-63]. В качестве критерия границы между ближней и промежуточной зонами предлагается использовать условие резкого (на два порядка и более) уменьшения напряженности радиальной компоненты электрического поля $E_r(R)$ вблизи излучателя (кривая 5). За границу можно принять область резкого

перегиба кривой. Расчеты показали, что расстояние до области перегиба слабо зависит от длительности импульса и примерно соответствует продольному размеру излучателя. Следует также отметить, что основные изменения зависимости $E_p R(R)$ происходят на расстояниях, соответствующих области резкого падения $E_r(R)$, что является аргументом в пользу предложенного подхода для определения границы ближней зоны. За этой границей в промежуточной зоне распространяется бегущая волна, амплитуда которой в дальней зоне падает как $1/R$. На Рисунке 3.12 приведены временные зависимости для возбуждающего гауссова импульса длительностью $\tau_u = 0.333$ нс (кривая 1), а также соответствующие этому импульсу напряженности электрического поля в области перегиба зависимости $E_r(R)$ (кривая 2) и в дальней зоне (кривая 3) для главного направления диаграммы $\theta = 90^\circ$.



Рисунке 3.12 - Импульсы напряжения (1) и напряженности поля для $R=10$ мм (2) и $R=200$ мм (3)

Видно, что длительность излученного импульса в дальней зоне больше длительности возбуждающего импульса, что связано с конечной шириной полосы пропускания исследуемого излучателя.

Выводы по главе 3

Предложен критерий определения зон излучения СШП излучателя. Таким критерием являются условия максимального (ближняя зона) и минимального (дальняя зона) различия временных зависимостей компонент электромагнитного поля E_z и H_ϕ . Данный критерий использовался вместе с известным критерием $rE_r \approx \text{const}$ для определения дальней зоны излучения. Использование предложенного критерия позволило найти различие в зависимости границы дальней зоны от частоты гармонических колебаний (гармоническое возбуждение излучателя) и зависимость границы дальней зоны от отношения длины излучателя к пространственной протяженности биполярных и монополярных импульсов (возбуждение излучателя коротким импульсом напряжения). Особенностью последнего является исчезновение резонансных процессов при увеличении полосы излучения.

На основе данных исследований было сформулировано Положение 1 данной диссертационной работы (Введение).

4. УПРАВЛЕНИЕ ПОЛОСОЙ СОГЛАСОВАНИЯ МОЩНЫХ КОМБИНИРОВАННЫХ АНТЕНН

Главным требованием, предъявляемым к мощным источникам СШП-излучения, является то, что они должны создавать в определенной области пространства импульсные электромагнитные поля с максимально большой пиковой напряженностью E_p . Реализация данной задачи безусловно включает в себя оптимизацию всех составных частей мощного СШП-источника, а именно: первичного накопителя энергии, ключей коммутации, формирователей СШП импульсов напряжения и фидеров. Дополнительно необходимо проводить работу по увеличению электрической прочности всех частей СШП-источника, где это необходимо. Существенная часть работ по оптимизации мощного СШП-источника всегда касается его излучающей системы.

В данной главе описаны конструкции комбинированных передающих антенн, предназначенных для излучения мощных СШП-импульсов в составе мощных источников СШП-излучения и их численные модели. Показаны варианты оптимизации данных антенн с целью управления полосой согласования (сужения и расширения). Приводятся также результаты исследований мощного СШП-источника на основе одиночной комбинированной антенны.

4.1. Оптимизация комбинированных антенн по полосе согласования

Комбинированные СШП-антенны более двадцати лет активно используются в качестве излучателей в мощных источниках СШП-излучения [27-29, 31-33, 62-67]. Из трех вариантов данных антенн [5, 26, 69] в настоящее время наибольший интерес представляют комбинированные антенны с расширенной полосой пропускания [5]. Геометрия комбинированных антенн с расширенной полосой пропускания представлена на Рисунке 4.1. Данные антенны можно рассматривать как комбинацию излучателя электрического

типа, выполненного в виде ТЕМ-рупора с одним активным и двумя пассивными магнитными диполями. Антенный вход представляет собой переход с коаксиальной линии на две полосковые линии. Нижняя полосковая линия запитывает ТЕМ-рупор, а верхняя, запитывает активный магнитный диполь. Полная длина линий равна h (Рисунок 4.1а).

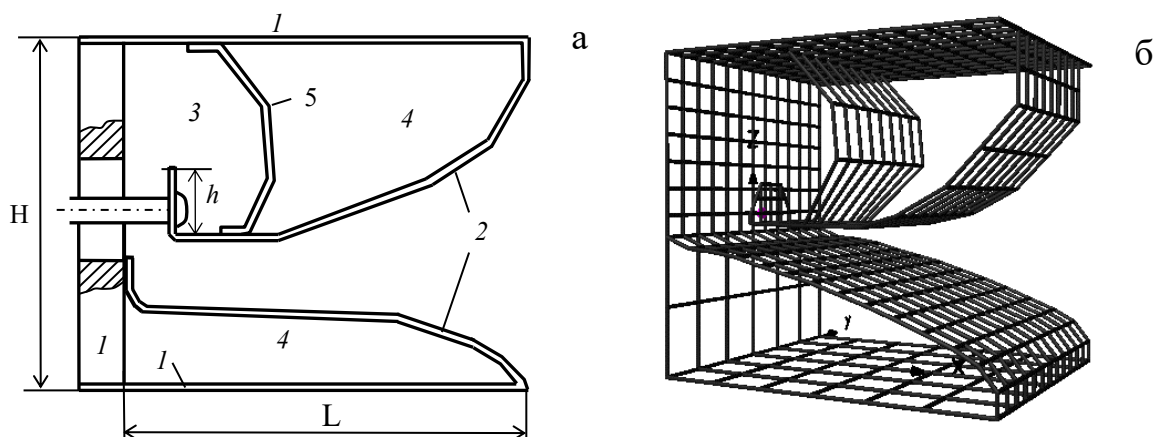


Рисунок 4.1 – Конструкция (а) и проволочная модель (б) комбинированной СШП-антенны: 1 – корпус, 2 – ТЕМ-рупор, 3 – активный магнитный диполь, 4 – пассивный магнитный диполь, 5 - дополнительный электрод

Важной характеристикой антенн является их согласование с фидерным трактом. Она определяет коэффициент полезного действия (КПД) или (для СШП-антенн) энергетическую эффективность. В качестве параметра, определяющего согласование антенны с фидерным трактом, использовался КСВН [5]. Рассмотрим возможности изменения как абсолютного значения КСВН антенны, так и ширины полосы ее согласования.

С этой целью были проведены как численные исследования согласования комбинированных антенн с фидерным трактом, так и физические эксперименты. Для проведения численных исследований использовалась программа 4NEC2. В физических экспериментах для измерения КСВН комбинированных антенн использовался измеритель комплексных коэффициентов передачи Agilent 87619ET с полосой рабочих частот 0.05-13.5 ГГц.

В качестве объекта исследования была выбрана антенна со следующими размерами: продольный $L=31.5$ см, высота $H=30$ см и ширина антенны $W=30$ см. Длина $h=4$ см (Рисунок 4.1а). Данная антенна оптимизирована для излучения биполярных импульсов напряжения длительностью 2 нс. Будем называть эту антенну А2 [5]. Проволочная численная модель антенны А2 (Рисунок 4.1б) имела те же размеры и была выполнена из алюминиевых цилиндрических проволочек радиусом 1 мм [35]. Количество проволочек модели составляло 1141 при количестве сегментов 2956. Источник ЭДС с внутренним сопротивлением 50 Ом размещался на проволочке между задней стенкой антенны и началом верхнего лепестка ТЕМ-рупора.

Данная модель антенны соответствует габаритным размерам реальной А2. Она достаточно проста в расчетах, но можно указать на некоторые ее недостатки. Существует различие в возбуждении реальной антенны (ТЕМ-волна в коаксиальном фидере) и проволочной модели (точечный источник ЭДС на проволочке). Кроме того, существенным недостатком данной модели является то, что не везде учитывается физика протекания высокочастотных токов по поверхностям антенны.

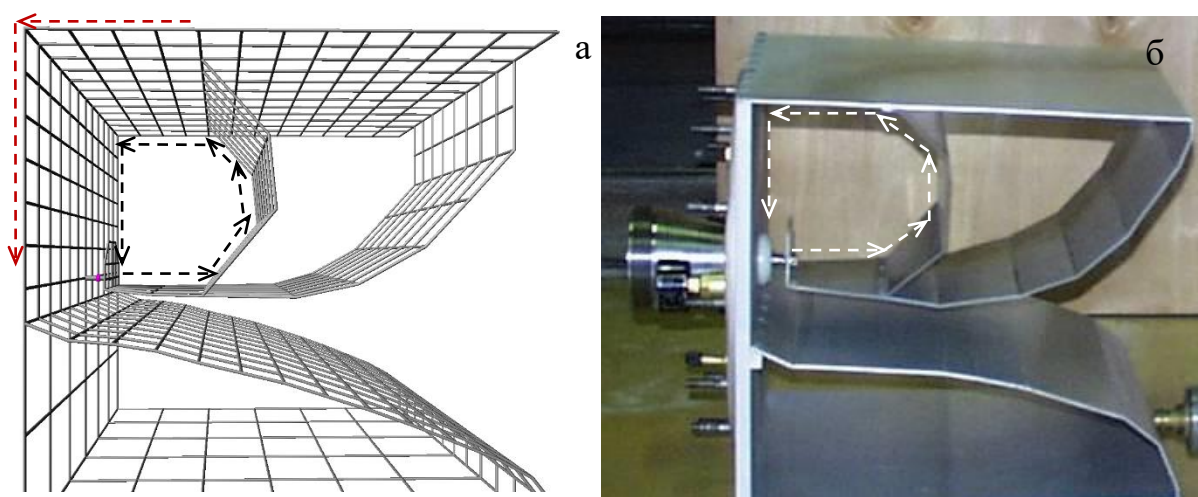


Рисунок 4.2 – Направление протекания тока по проволочной модели (а) и комбинированной антенне (б)

Как в проволочной модели (Рисунок 4.2а), так и в комбинированной антенне (Рисунок 4.2б) активный магнитный диполь (Рисунок 4.1а, позиция 3) формируется токами, текущими по контуру, показанному на Рисунке 4.2. Однако, если в комбинированной антенне, токи текут по внутреннему участку контура (Рисунок 4.2б), то в проволочной модели, те же токи текут и по внешним поверхностям верхней и задней пластины (Рисунок 4.2а), что может приводить к существенному искажению ДН модели в заднем полупространстве.

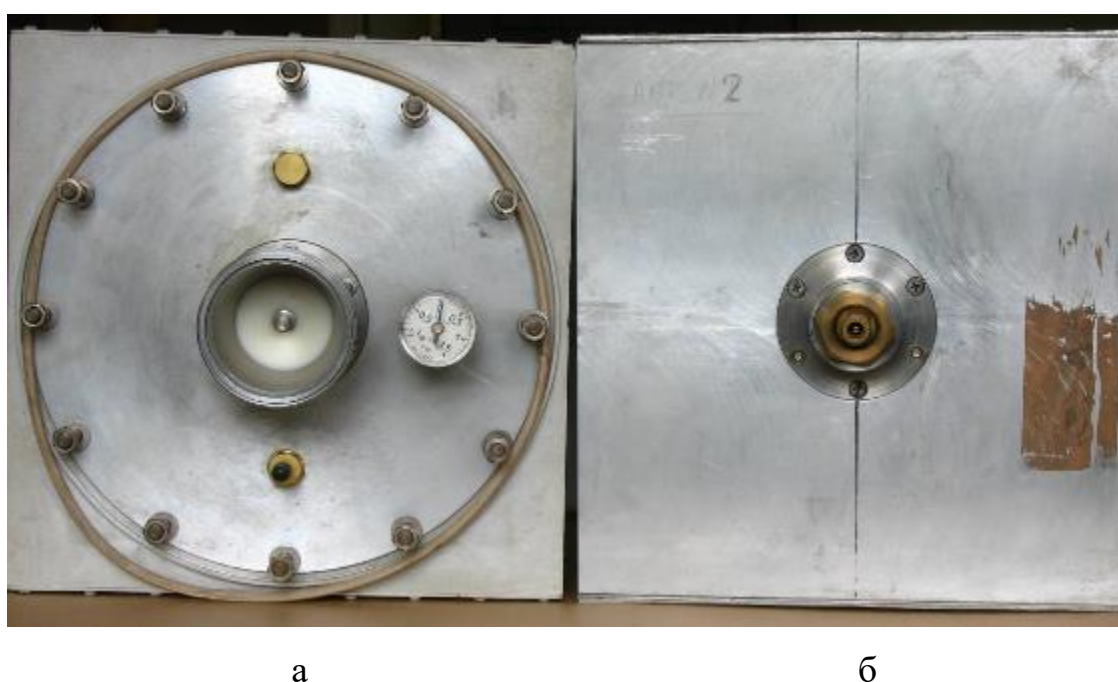


Рисунок 4.3 – Отличия входной части мощной комбинированной антенны (а) и антенны А2 (б)

Антенна А2, использовавшаяся в экспериментах, являлась низковольтным вариантом мощной комбинированной антенны, оптимизированной для излучения биполярных импульсов напряжения длительностью 2 нс и амплитудой до ± 200 кВ (см. Рисунок 4.2б). Низковольтный вариант А2 отличается от мощной комбинированной антенны входной частью. Если антенна подключается к жесткому коаксиальному фидеру с воздушным наполнением с диаметром внешнего проводника 64 мм (Рисунок 4.3а), то входом А2 является стандартный радиочастотный разъем N-

типа (Рисунок 4.3б). Однако, во входном узле A2 сделан плавный переход с постоянным волновым сопротивлением 50 Ом такой, что геометрия коаксиально полоскового перехода A2 полностью идентична геометрии входа мощной комбинированной антенны (Рисунок 4.2б). Кроме того, верхний лепесток ТЕМ-рупора A2 и дополнительный электрод 5 (см. Рисунок 4.1а) были изготовлены из луженого железа толщиной 0.25 мм. Это было сделано с целью простейшего изменения длины полосковой линии h (см. Рисунок 4.1а) посредством ножниц для укорочения и паяльника с пластинкой из такого же материала – для удлинения. Важно отметить, что в исследованиях менялся только размер длины полосковой линии h , размер коаксиальной части перехода (расстояние от задней стенки A2 до входной полосковой линии) оставался фиксированным. Это требовалось для сохранения электрической прочности антенны A2.

В предыдущих исследованиях [5] было показано влияние положения дополнительного электрода 5 (Рисунок 4.1а) на согласование антенны с фидером. В ходе данной работы положение электрода 5 оставалось неизменным. Исследовалось влияние размеров коаксиально полоскового перехода h на согласование антенны с фидером. Зависимости КСВН от частоты проволочной модели и прототипа комбинированной антенны для значений $h = 4, 2, 6$ см приведены на Рисунке 4.4а, б и в, соответственно.

Как видно из приведенных графиков, имеет место качественное соответствие результатов численного расчета и физического эксперимента в области нижних и средних частот. В области высоких частот данные, полученные для проволочной модели, оказываются сдвинутыми в сторону нижних частот по сравнению с данными физического эксперимента. Это связано, вероятно, как с ограничениями кода 4NEC2, так и с различием в возбуждении реальной антенны и проволочной модели.

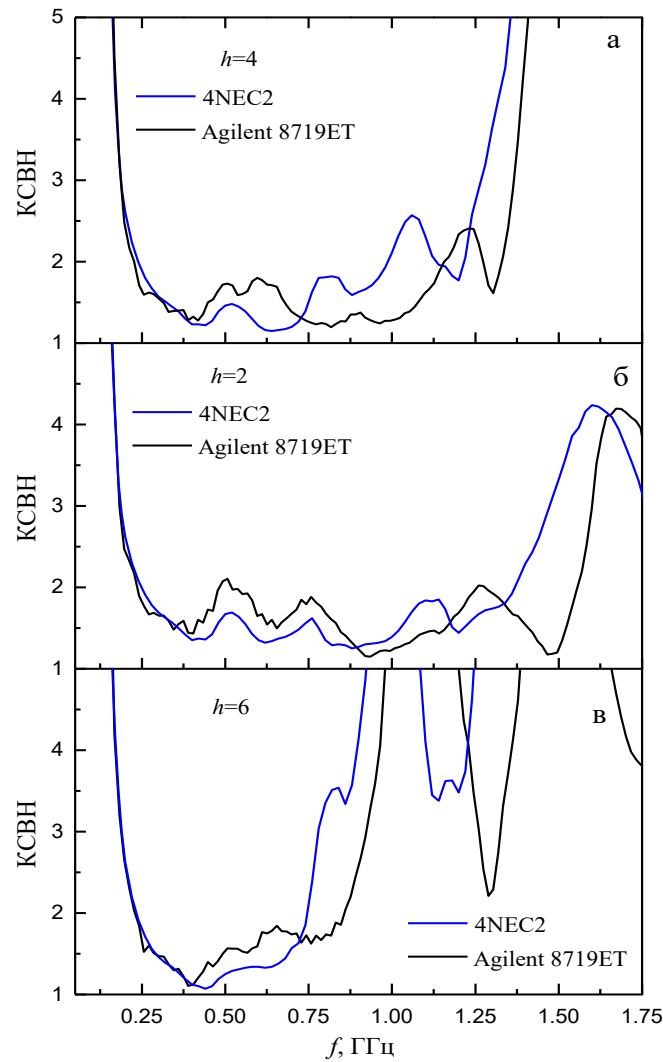


Рисунок 4.4 – Зависимость КСВН комбинированных антенн от частоты

Из приведенных графиков (Рисунок 4.4а) также видно, что была найдена такая исходная геометрия как для проволочной модели А2, так и для реальной А2, что $КСВН < 2$ и в области нижних частот полосы согласования. Для реальной А2 полоса частот, соответствующая $КСВН \leq 2$, составляет 5:1 и 7.3:1 по уровню $КСВН \leq 3$. Данную полосу можно существенно расширить, уменьшив размер h до 2 см (см. Рисунок 4.4б). В этом случае полосы согласования антенны по уровню $КСВН \leq 2$ и 3 равняются 6.5:1 (за исключением небольших участков) и 8.7:1 соответственно. Ширину полосы согласования можно уменьшить, увеличив размер h . При $h = 6$ см (Рисунок 4.4в) соответствующие полосы согласования равны 3.6:1 и 4.9:1.

Аналогичные исследования были выполнены и для комбинированной антенны оптимизированной для излучения биполярных импульсов напряжения длительностью 1 нс (А1) [36]. Геометрия антенны аналогична представленной на Рисунке 4.1а. Продольный размер антенны $L=16$ см, высота $H=15$ см и ширина антенны – 15 см. Толщина алюминиевых пластин, из которых изготовлена антенна (за исключением задней стенки), составляет 1.7 мм. Входом антенны являлся стандартный радиочастотный разъем N -типа, установленный в середине задней стенки. Таким образом А1 являлась низковольтным аналогом мощной комбинированной антенны [70].

Проволочная модель антенны А1 имела те же размеры и была выполнена из 900 алюминиевых цилиндрических проволочек (1500 сегментов) радиусом 1 мм [36]. Отличием данной проволочной модели А1 от модели А2 являлось то, что геометрия коаксиально-полоскового перехода проволочной модели была максимально приближена к геометрии антенны А1 (Рисунок 4.5). Диаметр центрального проводника (Рисунок 4.5, позиция 1) коаксиальной линии в месте подсоединения к полоску, а также диаметр внешнего проводника линии выполненный в задней стенке модели (Рисунок 4.5, позиция 2), совпадали с соответствующими размерами антенны. Далее следовал плавный коаксиальный переход (Рисунок 4.5, позиция 3), на меньший диаметр, который заканчивался для внутреннего проводника одной проволочкой, на которой располагался источник ЭДС (Рисунок 4.5, позиция 4), с внутренним сопротивлением 50 Ом. Внешний проводник коаксиальной линии был образован восемью проволочками, каждая из которых была соединена с источником ЭДС через проводник с сосредоточенным сопротивлением (Рисунок 4.5, позиция 5), 400 Ом. Данная конструкция моделировала коаксиальный фидер с волновым сопротивлением 50 Ом. В остальном данная модель повторяла модель А2.

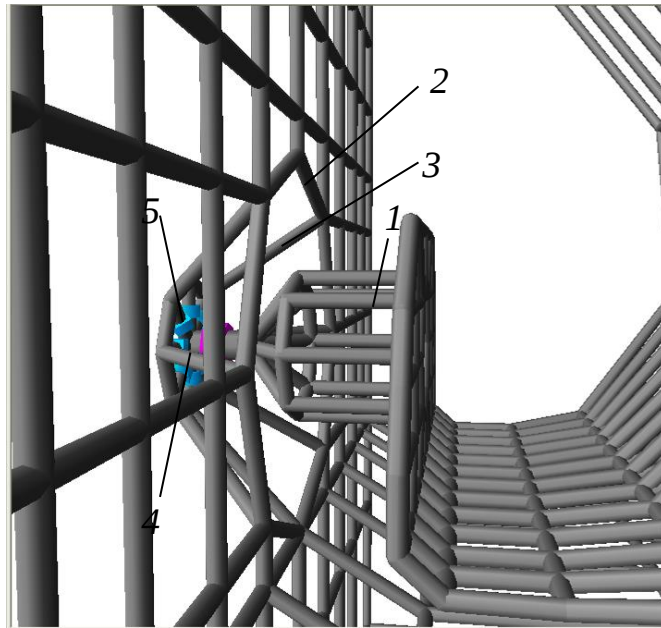


Рисунок 4.5 – Геометрия входа проволочной модели: 1 – внутренний проводник коаксиально-волноводного перехода, 2 – внешний проводник, 3 – плавный переход коаксиальной линии, 4 – источник ЭДС, 5 – сосредоточенная нагрузка 400 Ом

С помощью созданной проволочной модели А1 были исследованы ее ДН в полосе частот 0.3...1.8 ГГц [36]. Данные исследования выполнялись на частотах 0.3–1.8 ГГц. Нижняя граничная частота (300 МГц) в этих исследованиях определялась нижней граничной частотой согласования антенны ($f_l = 310$ МГц по уровню КСВН = 4), а верхняя (1.8 ГГц) – возможностью измерений. На Рисунке 4.6 представлены ДН комбинированной антенны и проволочной модели по пиковой мощности в E - и H -плоскостях для частот 0.3, 0.5, 1, 1.5 и 1.8 ГГц. Из графиков видно, что ДН антенны и модели хорошо совпадают в данном диапазоне частот и только на краях имеются заметные различия.

На Рисунке 4.7 приведены зависимости КСВН комбинированной антенны и проволочной модели от частоты. Как видно из приведенных графиков, имеет место качественное соответствие результатов численного расчета и эксперимента. Наибольшие отличия результатов наблюдаются в области низких и высоких частот (Рисунок 4.7), что согласуется с результатами измерений ДН на фиксированных частотах (Рисунок 4.6).

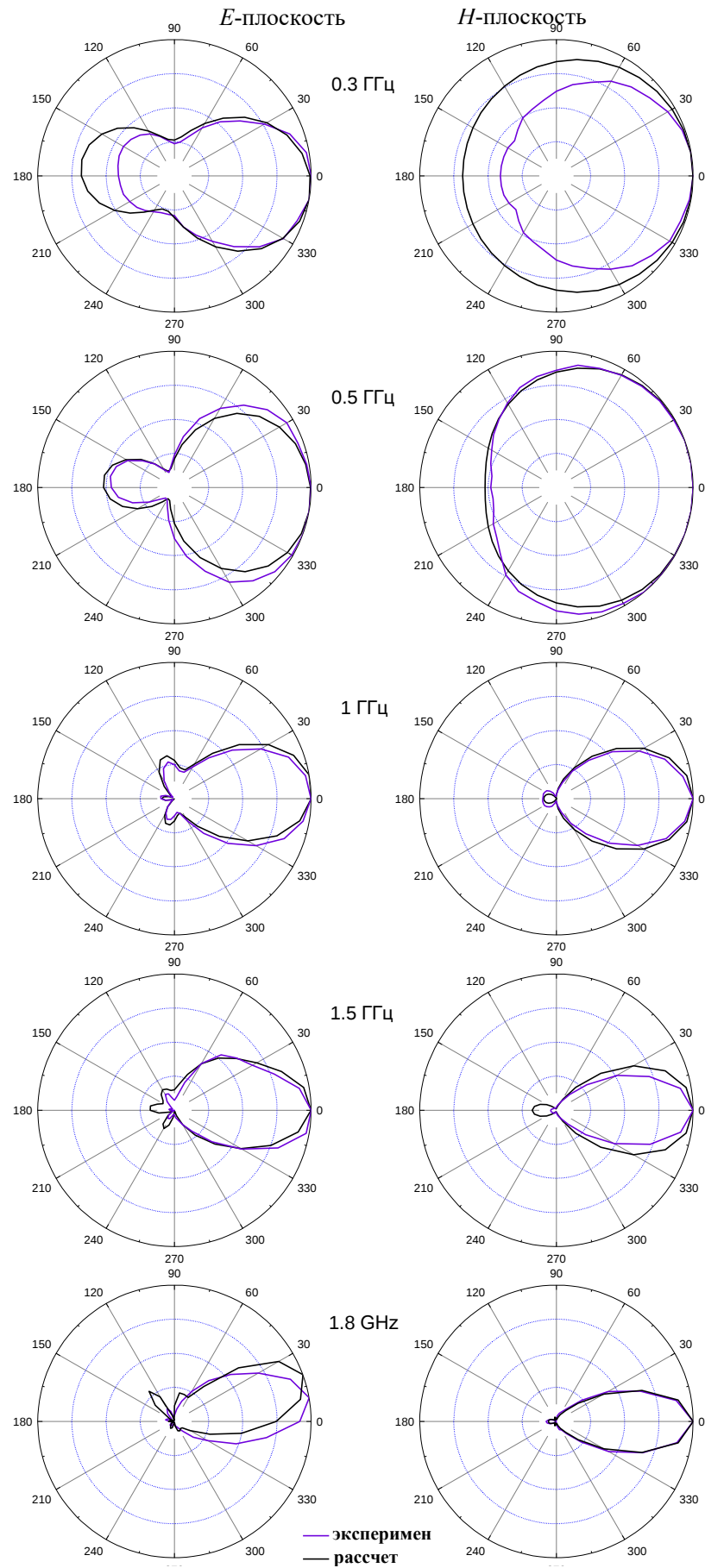


Рисунок 4.6 – ДН комбинированной антенны и проволочной модели в E - и H -плоскостях

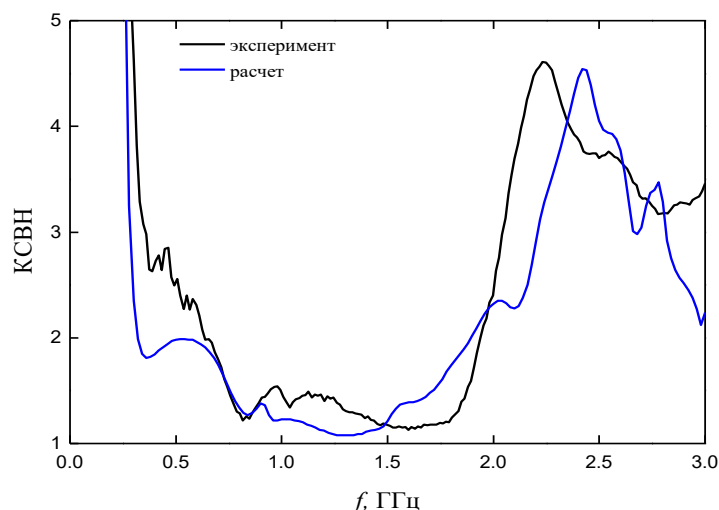


Рисунок 4.7 – КСВН антенны и проволочной модели

Однако в дальнейших исследованиях я отказалась от кода 4NEC2 в пользу кода FDTD [37]. На новом этапе исследовалась антенна А1 той же конструкции (Рисунок 4.1а) и размеров (см. выше). В физических экспериментах для измерения КСВН А1 использовался измеритель комплексных коэффициентов передачи Agilent N5227А с полосой рабочих частот 0.01-67 ГГц.

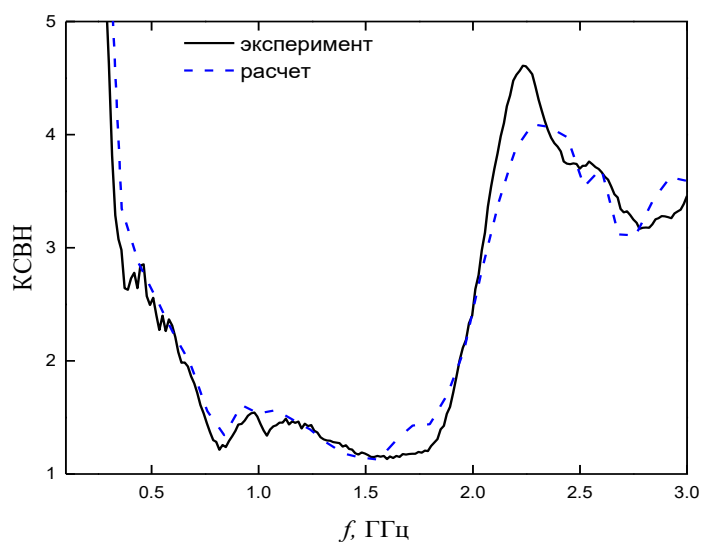


Рисунок 4.8 – КСВН антенны А1 и модели в коде FDTD

На Рисунке 4.8 представлены КСВН полученные в физическом эксперименте и в численном расчете, с использованием FDTD кода ИРЭ РАН.

Сравнивая Рисунки 4.7 и 4.8 становится понятно почему был сделан выбор в пользу расчетов на FDTD. Расчеты в FDTD не только качественно, но и количественно повторяют (за исключением области 2-2.5 ГГц) полученные в эксперименте данные (КСВН). Кроме измерений в частотной области были выполнены исследования во временной области [37]. Измерения характеристик излучения антенн проводились в безэховой камере. Антенна А1 исследовалась в режиме излучения. На вход антенны подавались биполярные импульсы длительностью 1 нс и амплитудой $-45/+41$ В. Для регистрации излученных импульсов использовалась приемная антенна в виде половины ТЕМ рупора, так как она вносит минимальные искажения во временную форму электромагнитного поля [71]. Для регистрации импульсов с выхода приемной антенны использовался осциллограф LeCroy Wave Master 830Zi с полосой частот 30 ГГц.

На Рисунке 4.9 представлены расчетный и экспериментальный импульсы излученные А1 в направлении $\varphi=0^\circ$, $\delta=0^\circ$, где φ – азимутальный угол, δ – угол места. Импульс регистрировался на расстоянии 2.54 м от передающей антенны. Данные расчеты невозможны в коде 4NEC2, что было еще одним доводом в пользу использования FDTD кода в работе.

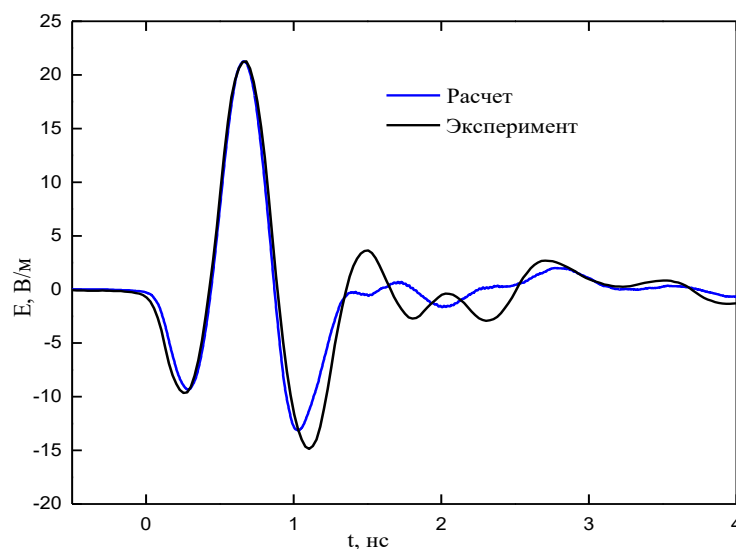


Рисунок 4.9 - Экспериментальная и расчетная осциллограммы излучения антенны в прямом направлении

Численно была исследована модификация А1М с уменьшенным на 5 мм h . При этом высота верхней части коаксиально-полоскового перехода на входе антенны равна нулю (Рисунок 4.10). Изменение высоты h не сказывается на согласовании антенны с фидером в области низких частот (Рисунок 4.11). Имеет место незначительное увеличение (до уровня КСВН = 1.7) в области средних частот и существенное улучшение согласования в области высоких частот. Так верхняя граничная частота, соответствующая уровню КСВН = 1.5 сдвинулась в расчете с $f_h = 1.825$ ГГц до $f_h = 2.08$ ГГц, т.е увеличилась на 14%. По уровню КСВН = 2 верхняя граничная частота изменилась в расчете с $f_h = 1.95$ ГГц до $f = 2.17$ ГГц, т.е увеличилась на 11%. Пространственное распределение излученного поля и форма излученного импульса практически остались без изменений. Пиковая амплитуда поля E_p увеличилась на 1.5%. Данное предположение было подтверждено в импульсных исследованиях антенны. Результаты измерений показывают увеличение амплитуды E_p модифицированной антенны на 1 %.

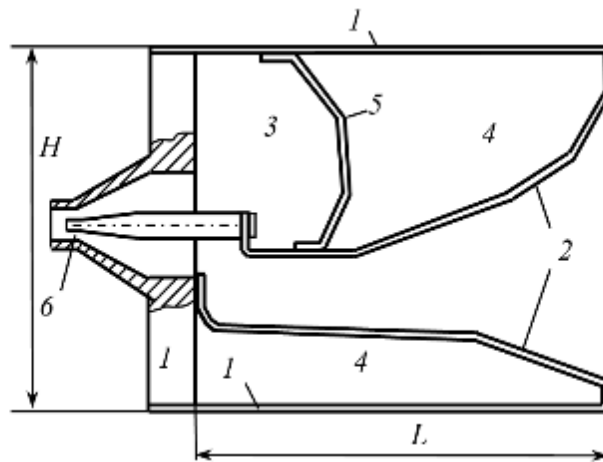


Рисунок 4.10 – Конструкция комбинированной СШП- антенны А1М: 1 – корпус, 2 – ТЕМ-рупор, 3 – активный магнитный диполь, 4 – пассивный магнитный диполь, 5 – дополнительный электрод

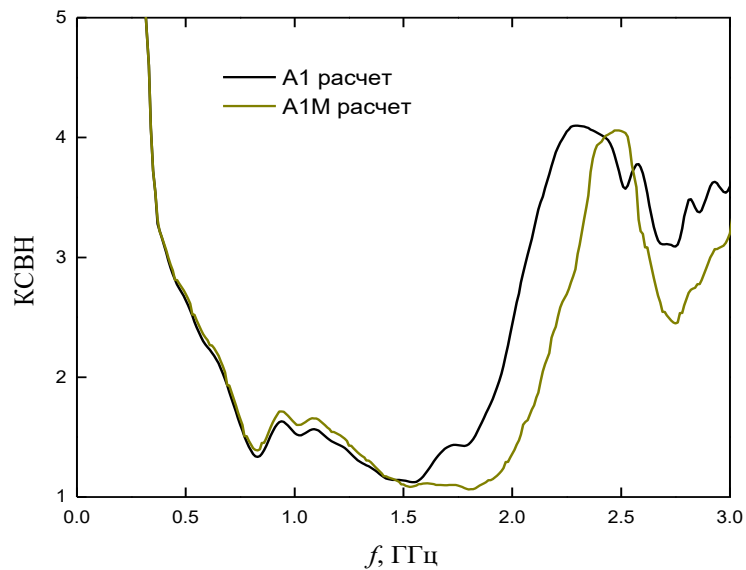


Рисунок 4.11 – Расчетные КСВН базовой А1 и модернизированной А1М в коде FDTD

Таким образом, найден настроечный элемент, который позволяет изменять полосу согласования комбинированной антенны в широких пределах.

4.2. Использование комбинированной антенны в мощном источнике СШП излучения

Комбинированные антенны с расширенной полосой пропускания [5] широко используются в мощных источниках СШП-излучения. Длительности возбуждающих антенну (или антенную решетку) биполярных импульсов напряжения при этом варьируются от 200 пс до 2 нс, а амплитуды до 200 кВ. Выбор конструкции передающей антенны определялся путем численного моделирования и экспериментальных исследований моделей антенн. В данном параграфе приводятся результаты исследований конструкции передающих комбинированных антенн, возбуждаемых биполярными импульсами напряжения длительностью 3 нс и 0.2 нс и предназначенной для излучения мощных СШП-импульсов. Кроме того, приводятся данные по комбинированной антенне для мощного источника СШП импульсов на основе ферритовой линии.

4.2.1. Антенна для мощного источника с высоковольтным импульсом длительностью 3 нс

За основу конструкции антенны взяли передающую антенну, использовавшуюся в мощном СШП-источнике [60] (Рисунок 4.26). Данная антенна была оптимизирована под возбуждение биполярным импульсом напряжения длительностью 2 нс и амплитудой 200 кВ. Высота и ширина антенны равны 30 см, длина антенны равна 32 см. Размеры данной антенны должны быть увеличены примерно в 1.5 раза, для перехода к возбуждению 3 нс импульсами. При этом расстояния между электродами антенны также увеличатся в 1.5 раза (кроме входной области антенны, определяемой внешним диаметром коаксиального фидера, который остается тем же) и электрическая прочность антенны, по крайней мере, не уменьшается.

Недостатками мощной комбинированной антенны, взятой нами за основу, являются высокий уровень КСВН в области низких частот ($\text{КСВН} \geq 2$ для частот 200-650 МГц, Рисунок 4.12) и подъем максимума ДН по пиковой мощности в вертикальной плоскости на 7° (Рисунок 4.13) от горизонтальной плоскости [60]. Полоса согласования антенны по уровню $\text{КСВН} \leq 3$ составляет 6.4:1 (Рисунок 4.12). Высокий КСВН не только снижает энергетическую эффективность антенны, но также снижает ее электрическую прочность. Отклонение максимума ДН от направления $\varphi=0^\circ$ и $\delta=0^\circ$ снижает значение E_p , т.к. максимальная напряженность электрического поля создается вне рабочего направления ($\varphi=0^\circ$ и $\delta=0^\circ$).

Таким образом, передо мной стояла задача сохранить положительные характеристики прототипа и попытаться устранить недостатки при моделировании антенны, оптимизированной для излучения 3 нс импульса [72-74].

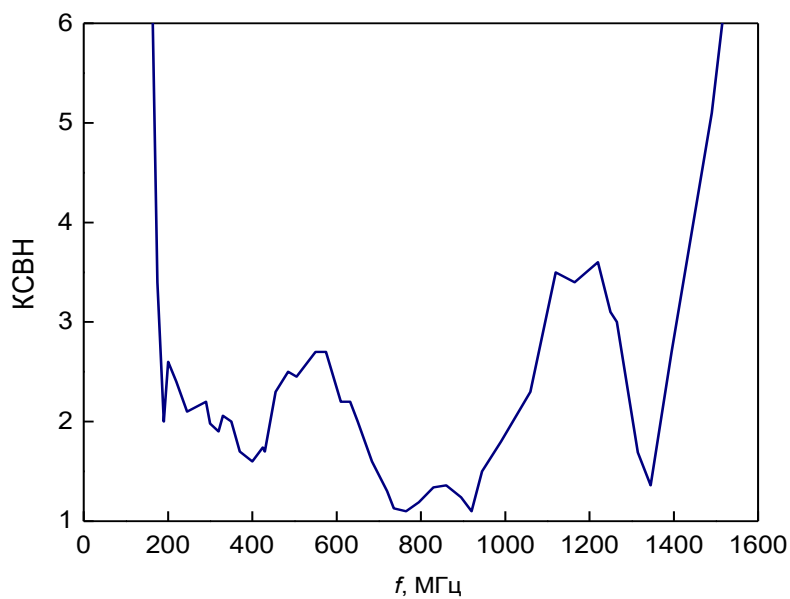


Рисунок 4.12 – КСВН высоковольтной А2 без диэлектрического контейнера [60]

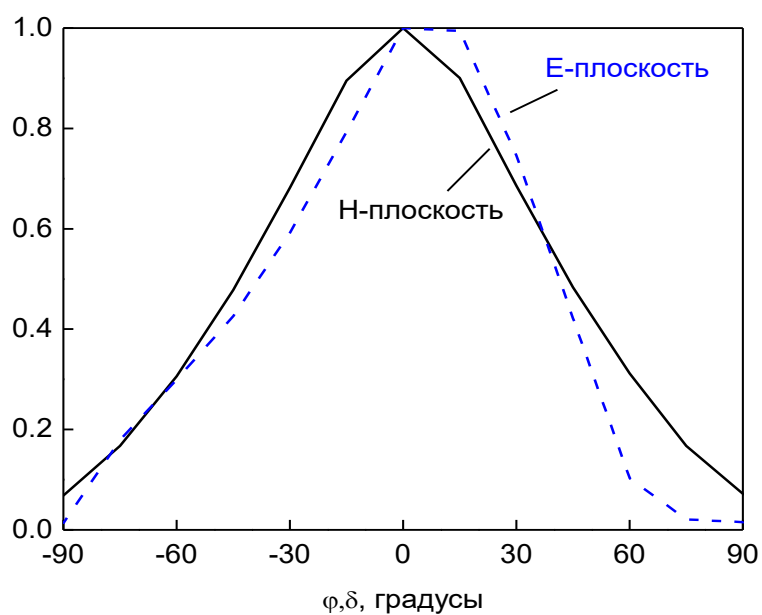


Рисунок 4.13 – Диаграммы направленности мощной антенны А2 в E - и H -плоскостях [60]

С этой целью были созданы и исследованы ряд проволочных моделей комбинированных антенн в программе 4NEC2. На Рисунке 4.14а представлена проволочная модель антенны (назовем ее первой моделью), максимально похожая на прототип. Вторая проволочная модель (Рисунке 4.14б) антенны имеет измененную форму нижней части ТЕМ-рупора.

Первая модель антенны состоит из 1282 алюминиевых проволоочек (2871 сегментов) диаметром 1 мм. Вторая модель состоит из меньшего количества проволоочек (1221, сегментов 2838) такого же диаметра и материала. Входные части проволоочных моделей (Рисунок 4.15б, в) идентичны и построены по схеме, представленной на Рисунке 4.5. Длина L проволоочных моделей равнялась 47 см, а высота H и ширина – 45 см.

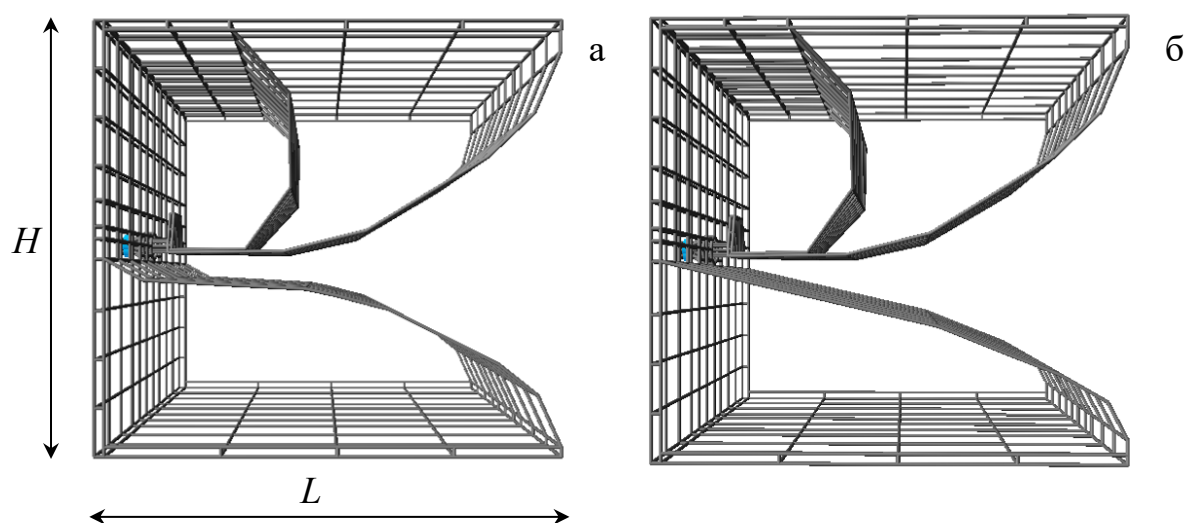


Рисунок 4.14 – Проволоочные модели комбинированной антенны: первая (а) и вторая (б)

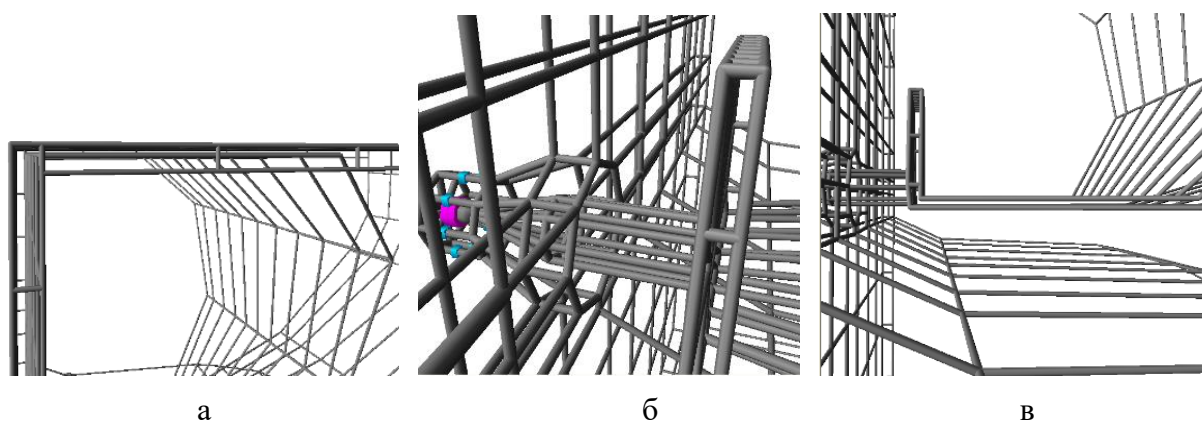


Рисунок 4.15 – Объемность проволоочных моделей комбинированной антенны. Задняя стенка и верхняя пластины (а), вход (б) верхний лепесток ТЕМ рупора (в)

И первая и вторая проволоочные модели отличаются от представленных ранее тем, что токопроводящие поверхности в ряде случаев сделаны

объемными (двухслойными) с целью разделения высокочастотных токов по аналогии с реальной антенной (Рисунок 4.15).

На Рисунке 4.16 представлены зависимости КСВН первой и второй моделей от частоты. Из приведенных кривых видно, что КСВН второй модели практически одинаков с КСВН первой модели в полосе 100-300 МГц, но в полосе частот 300-800 МГц вторая модель лучше согласована с фидером.

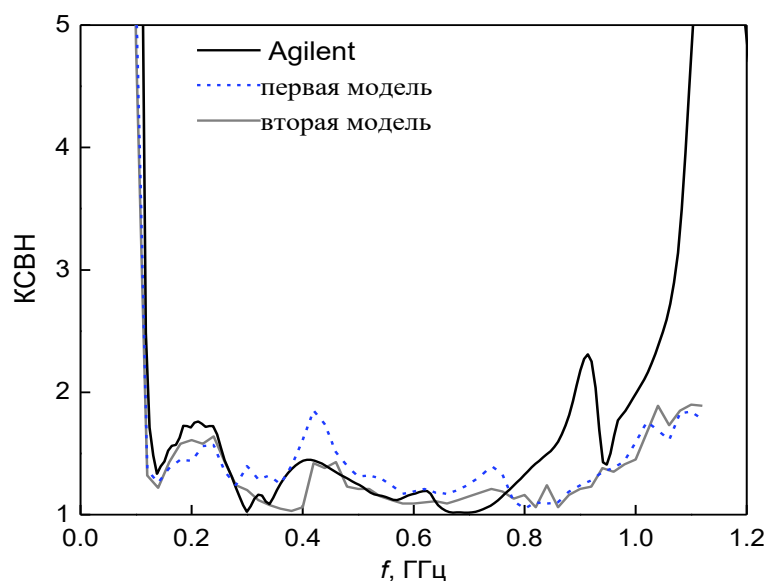


Рисунок 4.16 – КСВН проволочных моделей и антенны

Комбинированная антенна (Рисунок 4.17) изготавливалась в соответствии с размерами второй проволочной модели. Антенну можно рассматривать как комбинацию излучателя электрического типа в виде ТЕМ-рупора и магнитных излучателей в виде одного активного и двух пассивного магнитных диполей.

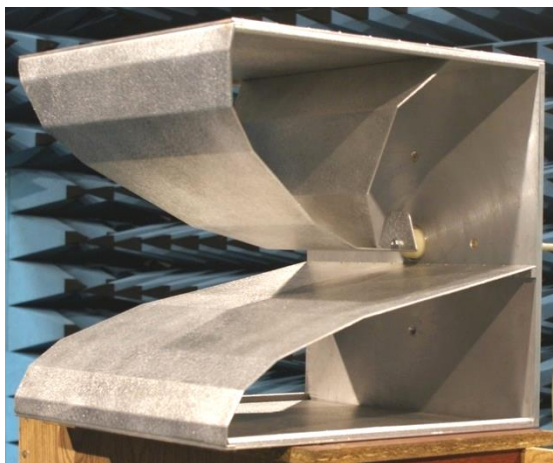


Рисунок 4.17 – Передающая комбинированная антенна

Были выполнены сравнительные исследования характеристик комбинированной антенны и проволочной модели. На Рисунке 4.16 приведены зависимости КСВН комбинированной антенны и проволочной модели от частоты. Как видно из приведенных графиков, имеет место хорошее соответствие результатов численного расчета и эксперимента в области нижних и средних частот. Измеренный КСВН антенны ≤ 2 для частот 122-1000 МГц (8.5:1), за исключением промежутка 890-925 МГц, где в максимуме КСВН = 2.3. Измеренный КСВН антенны ≤ 3 для частот 116-1070 МГц (9.2:1).

С использованием низковольтного генератора биполярных импульсов длительностью 3 нс, были проведены исследования во временной области. На Рисунке 4.18 приведены диаграммы направленности антенны по пиковой мощности в *H*- и *E*-плоскостях. В качестве приемной антенны использовалась ТЕМ-антенна с апертурой 40×8 см [71]. Все измерения проводились с на расстояниях более 4 м, в дальней зоне излучения антенны. Ширина диаграмм на половинном уровне мощности составляет примерно 75°. Максимум ДН по пиковой мощности в вертикальной плоскости соответствует $\delta = 3^\circ$ (Рисунок 4.18).

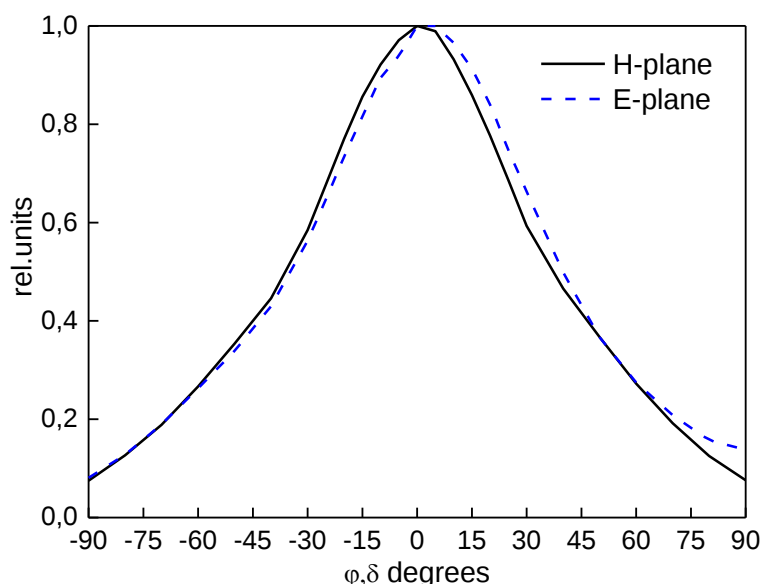


Рисунок 4.18 – Диаграммы направленности антенны по пиковой мощности

Поставленные задачи по проектированию и созданию мощной СШП комбинированной антенны были выполнены. Следующим этапом было исследование антенны в составе мощного источника СШП излучения.

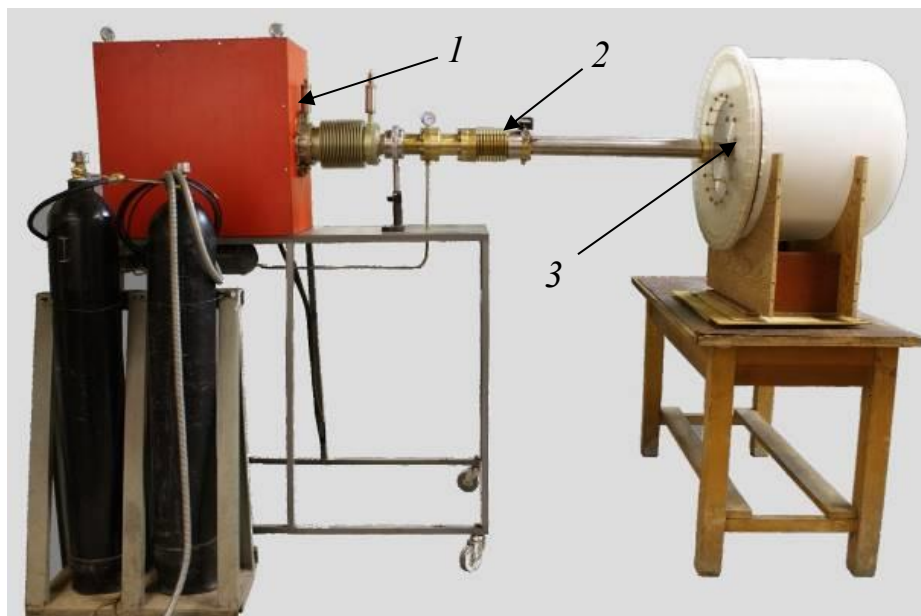


Рисунок 4.19 – Внешний вид мощного источника СШП излучения

Внешний вид источника СШП излучения приведен на Рисунке 4.19. Источник состоит из следующих основных частей: генератора монополярных импульсов 1, формирователя биполярных импульсов 2 и передающей антенны в диэлектрическом контейнере 3. Диэлектрический контейнер заполнен SF_6 газом при избыточном давлении 0.4 атм.

В качестве генератора монополярных импульсов в данном источнике использовался генератор высоковольтных импульсов СИНУС–160 [75]. Формирователь биполярных импульсов собран по схеме с разомкнутой линией. Импульс с выхода формирователя биполярных импульсов регистрировался осциллографом TDS 6604 с полосой пропускания до 6 ГГц. На Рисунке 4.20 показан скриншот экрана осциллографа. Осциллограмме биполярного импульса напряжения соответствует кривая 1 (Рисунке 4.20). Импульс имел амплитуды -150 / 170 кВ и длительность ≈ 3 нс. Осциллограмме импульса напряжения поступающего на формирователь биполярных импульсов от генератора СИНУС–160 соответствует кривая 2 (Рисунке 4.20).

Гистограмма временного разброса фронта падающей волны (от генератора СИНУС–160) относительно фронта биполярного импульса показана на Рисунке 4.20 (кривая 3).

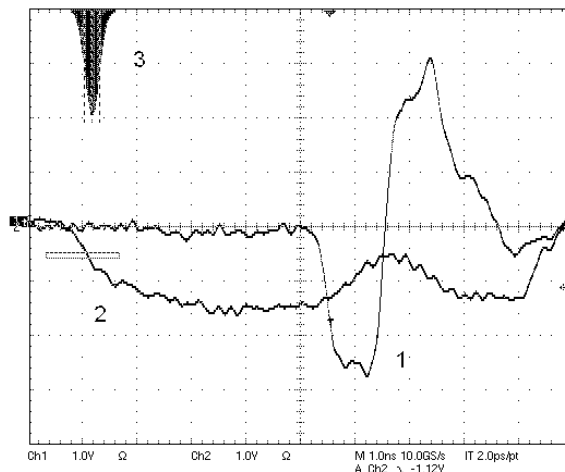


Рисунок 4.20 - Осциллограммы выходного биполярного импульса (1), падающей волны напряжения от СИНУС-160 (2) и гистограмма джиттера регистрации импульсов 1 и 2

Высоковольтные испытания источника выполнялись в безэховой камере. Расстояние между передающей и приемной антенной было 4.25 м. На Рисунке 4.21 приведена осциллограмма импульса излученного антенной. Эффективный потенциал источника составил 280 кВ при амплитуде биполярного импульса напряжения 150 кВ.

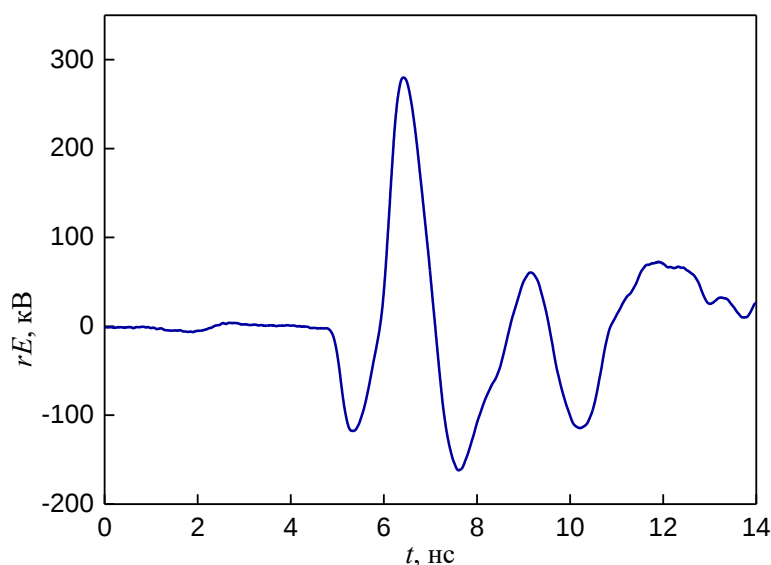


Рисунок 4.21 – Осциллограмма излученного импульса

В данной работе мы не изменяли размер перехода с коаксиальной линии на две полосковые линии. Высота данного перехода h оставалась в разработанной антенне как в прототипе. Расширение полосы согласования (с 6.4:1 до 10:1 по уровню $K_{СВН} \leq 3$) получилось на за счет абсолютного уменьшения h , а за счет относительного уменьшения h , так как были увеличены габариты антенны L , H и ширина антенны. Однако метод уменьшения h также применялся для мощных комбинированных антенн.

4.2.2. Антенна для мощного источника с высоковольтным импульсом длительностью 0.2 нс

Внешний вид комбинированной антенны представлен на Рисунке 4.22а. Внешний вид проволочной модели антенны представлен на Рисунке 4.22б. Данную антенну можно рассматривать как комбинацию излучателя электрического типа в виде ТЕМ-рупора 1 и магнитных излучателей в виде активного 2 и пассивного 3 магнитных диполей. Антенна подключается к фидеру с волновым сопротивлением 50 Ом через радиочастотный разъем N-типа 4. Длина антенны L равна 43 мм, высота H и ширина равны 40 мм [76, 77]. Данная антенна оптимизирована для излучения высоковольтных биполярных импульсов напряжения длительностью 200 пс.

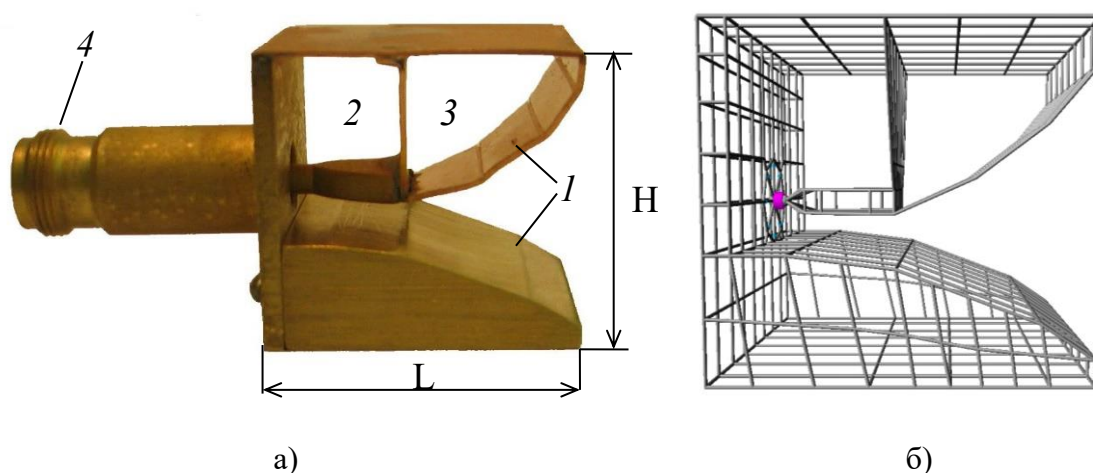


Рисунок 4.22 – Внешний вид комбинированной антенны (а) и ее проволочной модели (б)

Как видно из Рисунка 4.22, в данном варианте комбинированной антенны вообще отсутствует коаксиально-полосковый переход в том виде как он есть

на ранее приведенных антеннах (Рисунок 4.2). В данном варианте центральный проводник коаксиальной линии плавно расширяется и переходит в верхний лепесток ТЕМ рупора (Рисунок 4.22).

С использованием данной антенны были разработаны источники мощного СШП излучения. Это источник с одиночной передающей антенной (Рисунок 4.23) и 16 элементной решеткой (Рисунок 4.24). Излучатели возбуждались биполярными импульсами длительностью 230 пс, амплитудой 120 кВ при частоте повторения 100 Гц. При возбуждении решетки получены импульсы СШП-излучения с длительностью на полувывсоте 70 пс и эффективным потенциалом 450 кВ [76].

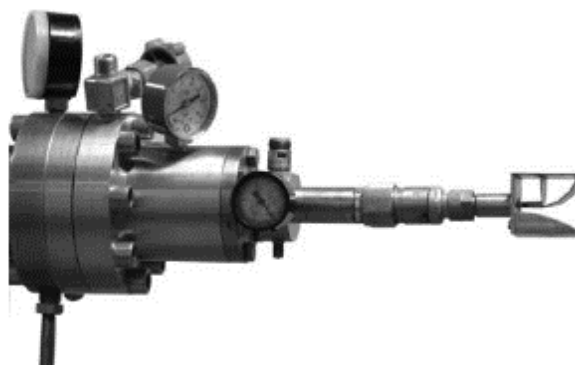


Рисунок 4.23 – Внешний вид выходной части мощного источника СШП излучения с одиночной комбинированной антенной

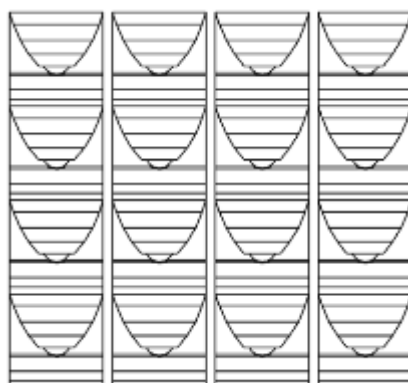


Рисунок 4.24 – Геометрия выходной части мощного источника СШП излучения с решеткой комбинированных антенн

В данных работах я не принимала участие, но они являются продолжениями наших работ с Юрием Анатольевичем Андреевым по оптимизации комбинированных антенн, представленных выше. Данного подхода к оптимизации антенного входа комбинированных антенн и сейчас придерживаются в лаборатории высокочастотной электроники ИСЭ СО РАН. В качестве примера приведу мощную комбинированную антенну (Рисунок 4.25) из работы [78] за 2020 год. Кроме того, плавный переход от коаксиального входа антенны на верхний лепесток ТЕМ рупора используют сейчас многие исследователи комбинированных антенн за пределами России. Об этом было сообщено в Главе 1.

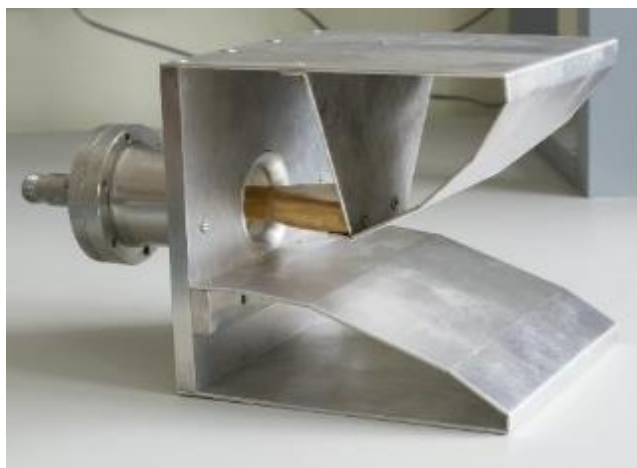


Рисунок 4.25 – Внешний мощный комбинированной СШП антенны

4.2.3. Антенна для мощного источника на основе нелинейной линии

Еще одним примером увеличения полосы согласования мощной комбинированной антенны за счет оптимизации геометрии ее входной части служит работа [79]. В данной работе описан мощный источник СШП излучения на основе нелинейной линии с излучателем в виде одиночной комбинированной антенны. Внешний вид источника представлен на Рисунке 4.26.

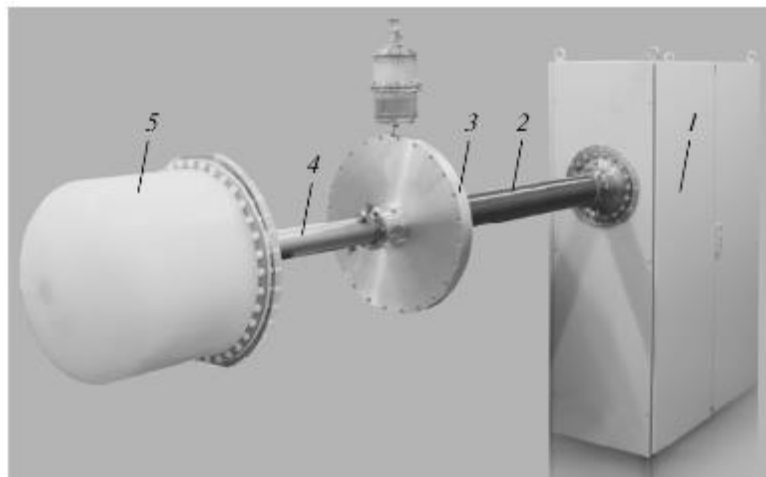


Рисунок 4.26 – Внешний мощного источника СШП излучения: 1 – генератор СИНУС_200, 2 – нелинейная передающая линия, 3 – полосовой фильтр, 4 – фидер, 5 – передающая комбинированная антенна в диэлектрическом контейнере

Центральная частота колебаний на выходе нелинейной линии зависит от напряжения падающего на вход линии монополярного импульса. При максимальном напряжении частота превышает 1.2 ГГц, а при минимальном понижается до 0.5 ГГц. Длительность цуга колебаний по уровню -3 дБ составляла 3-4 нс во всем диапазоне напряжений.

В качестве базовой передающей антенны была выбрана комбинированная СШП антенна размерами $32 \times 30 \times 30$ см, оптимизированная для возбуждения высоковольтными биполярными импульсами напряжения длительностью 2 нс [60].

“...КСВН базовой комбинированной антенны в области высоких частот (1...1.4 ГГц) имеет резонансный характер и его величина в максимуме, соответствующем $f = 1.2$ ГГц, составляет 2.95. Высокое значение КСВН приводит к снижению мощности излучения антенны, а также, возможно, и к искажению диаграммы направленности (ДН) антенны в области данных частот, при котором уменьшается плотность мощности излучения в направлении $\varphi, \delta = 0$, где φ – азимутальный угол, δ – угол места. Таким образом, требуется улучшить согласование базовой антенны в области высоких частот” [74].

Численные исследования комбинированной СШП антенны выполненные в программе 4NEC2, позволили найти геометрию модернизированной антенны с расширенной полосой согласования в область высоких частот. На Рисунке 4.27 представлены проволочные модели данных антенн.

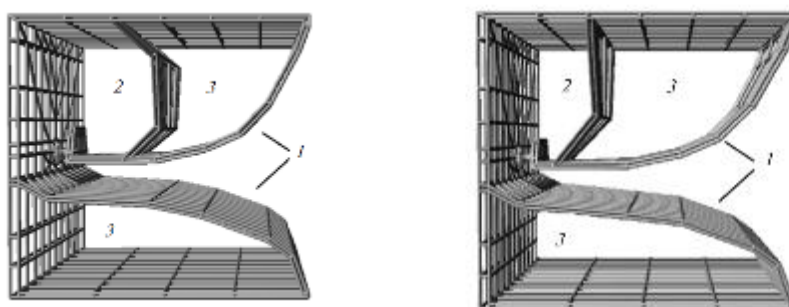


Рисунок 4.27 – Проволочные модели базовой и модернизированных комбинированных антенн [74]

Расширение полосы согласования антенны было достигнуто за счет уменьшения периметра контура, образующего активный магнитный диполь (2, Рисунок 4.27), изменения профиля нижней пластины ТЕМ рупора (1, Рисунок 4.27) и уменьшения размеров верхней пластины ТЕМ рупора (h) в области входа. Таким образом в данной работе для настройки мощной СШП комбинированной антенны применялся предложенный в данной диссертации метод по регулированию полосы согласования с помощью изменения длины разомкнутой на конце полосковой линии h .

Выводы по Главе 4

В данной главе показан эффективный механизм, влияющий на согласование мощных комбинированных антенн с фидерным трактом. Изменяя размер h полосковой линии во входной части комбинированной антенны мы можем как расширять ее полосу согласования, так и сужать ее. Кроме того, в наших исследованиях было показано, что изменение (уменьшение) размера h может приводить к уменьшению подъема максимума

ДН комбинированной антенны по пиковой мощности в E плоскости. Кроме того показана адаптация комбинированной антенны под высоковольтный импульс большей длительности, что потребовало увеличить габаритные размеры антенны. Были проведены исследования излучения мощного источника СШП импульсов.

На основе данных исследований было сформулировано Положение 2 данной диссертационной работы (Введение).

5. ЦЕНТР ИЗЛУЧЕНИЯ КОМБИНИРОВАННОЙ АНТЕННЫ В РЕЖИМЕ ИМПУЛЬСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Под *центром излучения* (ЦИ) будем понимать аналог *фазового центра* антенны для случая импульсного СШП излучения. Фазовый центр антенны — это точка “... в излучающей системе, относительно которой эквифазные поверхности поля в дальней зоне являются сферами” [80].

Если СШП антенна имеет локальный единственный центр ЦИ, то в соответствии с его определением, это точка, при вращении антенны относительно которой, импульс принятый в дальней зоне окажется на поверхности сферы фиксированного радиуса. Для реальных СШП антенн, как и для узкополосных антенн при поиске фазового центра, ЦИ для всех возможных φ и δ (φ - азимутальный угол, а δ - угол места), не существует [81]. В этом случае можно пытаться найти часть сферической поверхности одновременного прихода излученных СШП импульсов в наиболее широком диапазоне углов и соответствующую ему точку – *частичный центр излучения*. Максимальный интерес представляет нахождение частичного центра излучения для главного лепестка ДН.

Положение ЦИ может иметь важное значение в случае исследования ширины ДН антенны, в случае, когда исследуемая антенна является излучателем, установленным в фокусе зеркальной антенны [82], а также, если она используется в системах позиционирования. Кроме того, положение центра излучения позволяет точно определить эффективный потенциал источника СШП излучения, когда rE_p определяется в ограниченной безэховой камере. Только в условиях полигонных измерений rE_p , когда расстояние r может достигать сотен метров и более, небольшая поправка к r становится не актуальной. В данной главе представлена методика экспериментального определения положения ЦИ комбинированных антенн, а также выполнены соответствующие численные расчеты.

5.1 Существующие экспериментальные методики нахождения центра излучения СШП антенн

В [34] авторы утверждают, что ЦИ комбинированной антенны расположен в ее геометрическом центре. Вероятно, данное утверждение базируется на исследовании [83], где была предпринята попытка измерить положение ЦИ комбинированной антенны в эксперименте. Приемная антенна перемещалась по дуге с большим радиусом регистрируя излученные комбинированной антенной импульсы с различных углов наблюдения. Измерения не дали однозначного значения для положения ЦИ, но авторами было постулировано, что он находится в геометрическом центре антенны.

В [84, 85] авторы предложили оригинальную методику нахождения положения ЦИ спиральных СШП антенн и антенных решеток на их основе. Центр излучения находится для фиксированного направления из анализа кривой $rE_p(r)$, где E_p – пиковое значение напряженности поля, а r – расстояние от приемной антенны до передающей. Рассмотрим данную методику на примере определения положения ЦИ одиночной эквидистантной цилиндрической спиральной антенны [84]. Схема измерения приведена на Рисунке 5.1. Спиральная антенна (TX) исследуется в режиме излучения. На вход антенны подаются биполярные импульсы напряжения длительностью 1 нс. Приемная антенна (RX, Рисунок 5.1) принимает синхронизированные по времени E_x или E_y компоненты электрического поля на оси антенны. По данным компонентам строился годограф вектора E и находилась величина E_p .

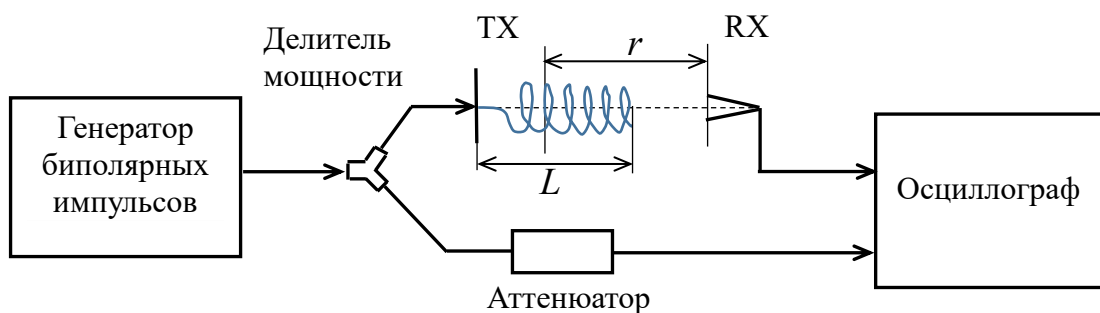


Рисунок 5.1 – Схема измерения rE_p передающей спиральной антенны от расстояния r

В дальней зоне амплитуда импульса убывает пропорционально $1/r$. Следовательно, границей дальней зоны поля будет такое расстояние от центра излучения r_d , начиная с которого произведение rE_p будет постоянной величиной. Однократно измерив зависимость $E_p(r)$, можно построить различные зависимости $rE_p(r)$, отличающиеся точкой отсчета r (Рисунок 5.2).

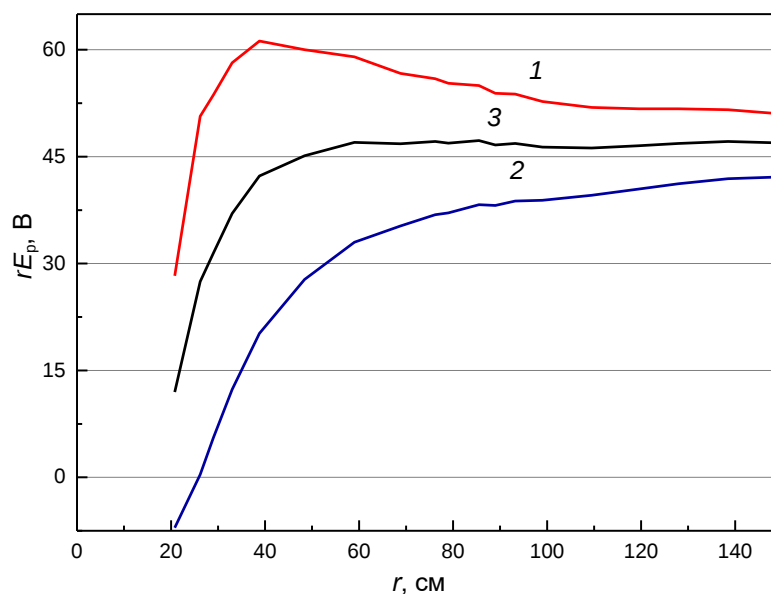


Рисунок 5.2 – Зависимость величины rE_p от расстояния вдоль оси антенны

Кривая 1 на Рисунке 5.2 соответствует случаю отсчета r от земляной пластины (ЗП) спиральной антенны, т.е. $r = 0$ на ЗП. При этом зависимость $rE_p(r)$ резко возрастает и затем плавно спадает, асимптотически приближаясь к постоянному значению сверху. Если за точку отсчета ($r = 0$) взять конец спирали (расстояние равно L от ЗП), то соответствующая зависимость будет плавно нарастать до постоянного значения снизу (кривая 2, Рисунок 5.2). Для удобства, расстояние r на рисунке скорректировано таким образом, что точкой отсчета для всех кривых является ЗП. Будем считать центром излучения антенны такую внутреннюю точку на ее оси, что взяв ее за точку отсчета, мы получим минимальное расстояние до границы, где $rE_p \cong \text{const}$. Соответствующая зависимость приведена на Рисунке 5.2 (кривая 3).

Данная методика, наряду с очевидным достоинством, обладает рядом недостатков.

- Методика достаточно трудоемка и требует высокой точности поступательного перемещения антенн (приемной или передающей) строго вдоль выбранного направления.
- Методика накладывает строгие ограничения на приемную антенну. Так как требуется находить значения E_p в точках, вдоль прямой (от ближней до дальней зоны излучения), то для измерений нужен точечный датчик поля или антенна с минимальной эффективной поверхностью (длиной). Данное требование аналогично выполнению условия постоянства телесного угла под которым видна приемная антенна в ходе исследования.
- Методика позволяет найти ЦИ, если заранее известна ось, на которой он расположен, если таких данных нет, можно получить недостоверный результат.

В [86], используя методику представленную здесь, автор показал, что ЦИ спиральной антенны в режиме излучения наносекундных импульсов не находится на ее оси. Возможно ли применять данную методику нахождения ЦИ для комбинированных антенн? В [87] авторы применяют описанную выше методику для определения положения ЦИ комбинированных антенн и в расчете находят зависимость $E_p(r)$ вдоль выбранного направления. За выбранное направление берется ось симметрии антенны. Но комбинированные антенны (за редким исключением [88, 34]) несимметричны. Такой подход может привести к ошибочным результатам, не говоря уже о сомнительном физическом смысле ЦИ антенны, найденном только для фиксированного направления.

5.2 Геометрия антенн и измерительное оборудование

Геометрия комбинированной антенны представлена на Рисунке 5.3. Рисунок 5.3 повторяет Рисунок 4.1а, но на нем нанесена система координат,

связанная с антенной. Точкой отсчёта является точка на оси антенного входа в плоскости задней стенки антенны (внутренняя плоскость). Максимум излучения антенны близок к направлению оси Z.

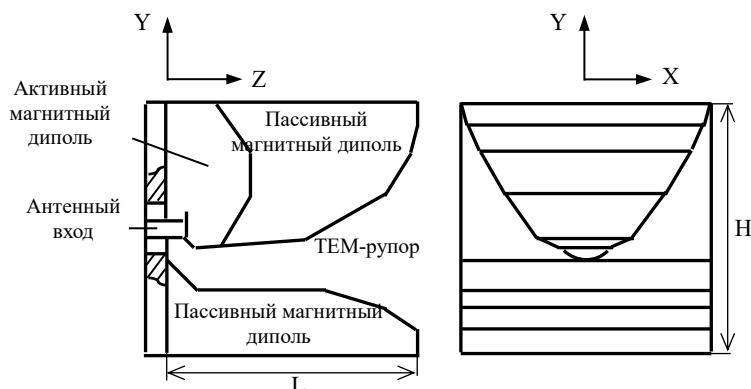


Рисунок 5.3 – Геометрия комбинированной антенны

В качестве объекта исследования были выбраны A1 и A2 (смотри Главу 4). Измерения характеристик излучения антенн проводились в безэховой камере. Антенны исследовались в режиме излучения. В ходе экспериментов A1 возбуждалась биполярными импульсами длительностью 1 нс и амплитудой -21/20 В, а A2 биполярными импульсами длительностью 2 нс (Рисунок 5.4). Для регистрации излученных импульсов использовалась приемная антенна в виде половины TEM рупора или симметричного активного вибратора аналогичного [89]. Для регистрации импульсов с выхода приемной антенны использовался осциллограф LeCroy Wave Master 830Zi-A с полосой частот 30 ГГц. Излучение A1 и A2 линейно поляризовано. В исследованиях нас интересовала только E_θ компонента электрического поля, где θ – зенитный угол. Уровень кросс-поляризованного излучения (E_ϕ) незначителен и не рассматривался в работе.

Антенны, участвовавшие в исследованиях, являлись излучателями в мощных источниках СШП излучения. Антенна A1 близка по геометрии к излучателю источника, представленного [31] и идентична элементу решетки из источника [32]. Антенна A2 идентична элементу решетки из источника [33].

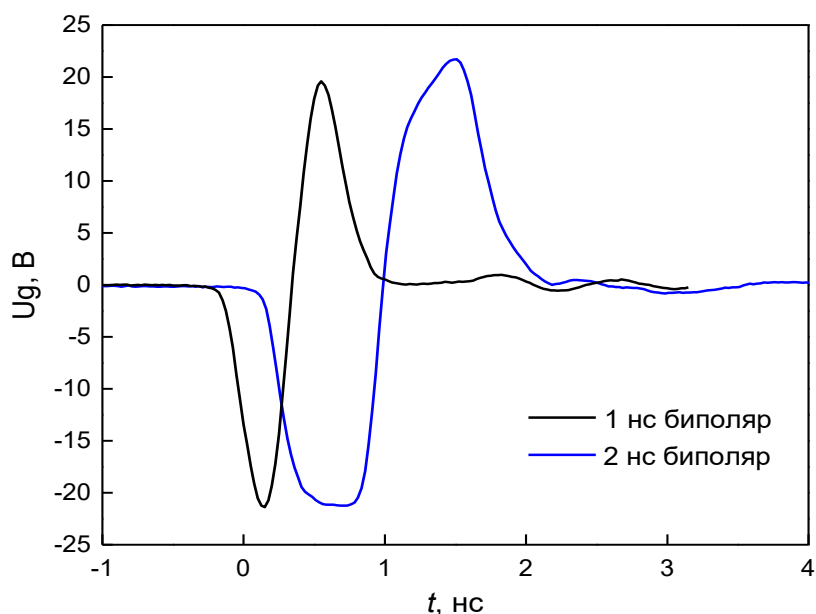


Рисунок 5.4 – Осциллограммы импульсов напряжения, использовавшихся для возбуждения комбинированных антенн

Размеры коаксиального высоковольтного входа идентичны для A1 и A2. Размеры коаксиально-полосковых переходов (в области антенных входов), представляющие собой начало верхнего лепестка ТЕМ-рупора также близки. Следовательно, угол при вершине верхнего лепестка ТЕМ-рупора антенны A1 меньше, чем антенны A2 и масштаб 1:2 в размерах антенн выполняется не полностью.

5.3 Зачем нужно знать положение центра излучения

Измерения ДН СШП антенн проводятся вращением их в некоторой плоскости с регистрацией излученного импульса. Если ось вращения не проходит через область, соответствующую ЦИ, то возможны искажения измеренной ДН даже при измерениях в дальней зоне. Рассмотрим данное утверждение на примере компактной A1, оптимизированной для излучения биполярного импульса длительностью 1 нс. Дальняя зона антенны определяется неравенством [81]

$$r_f \geq \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1)$$

где D – максимальный апертурный размер антенны, λ – длина волны. Полоса пропускания антенны 5:1. Верхняя граничная частота полосы пропускания f_h

$\cong 2$ ГГц, а нижняя $f_l \cong 0.4$ ГГц [5]. Для частоты $f_h = 2$ ГГц, подстановка соответствующей λ_h в (1), дает значение дальней зоны равное 60 см. Для нижней граничной частоты полосы пропускания, используя оценку $r \cong 1.5\lambda_l$ [84] получим еще одно значение радиуса дальней зоны $r \cong 1.15$ м.

На Рисунке 5.5а представлены ДН по пиковой мощности A1 в H -плоскости. Измерения проводились на расстоянии 2.25 м между апертурой A1 и приемной антенной (заведомо, в дальней зоне). Ширина ДН $\varphi_{3dB} = 92^\circ$ (φ – азимутальный угол) когда A1 вращается относительно оси, проходящей через апертуру ($x = 0$ см, $z = 16$ см, Рисунок 5.3). Если ось вращения сдвигается на расстояние 10 см к задней стенке антенны ($x = 0$ см, $z = 6$ см), то $\varphi_{3dB} = 86^\circ$. Оси вращения параллельны оси Y (Рисунок 5.3) и лежат в вертикальной плоскости симметрии антенны.

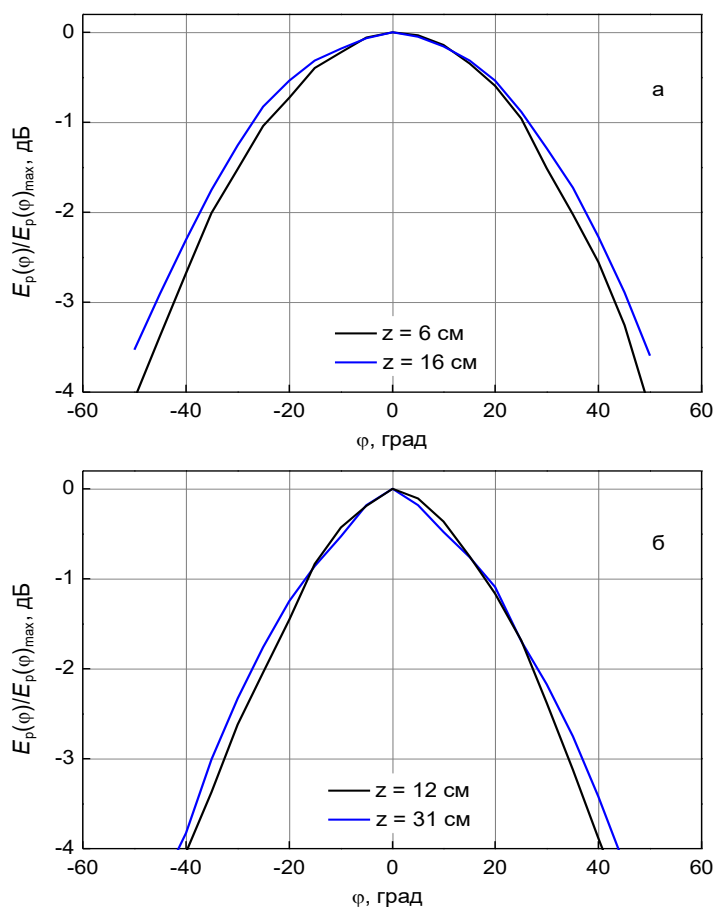


Рисунок 5.5 – Диаграммы направленности в H -плоскости: (а) A1, (б) A2. Антенны вращались вокруг оси, проходящей через апертуру, и через точку, сдвинутую к задней стенке на расстояние примерно равное $2L/3$

Аналогично, ДН А2 по пиковой мощности для H -плоскости (при биполярном возбуждении) представлены на Рисунке 5.3б. Измерения были выполнены на расстоянии 3.55 м. Для А2 вращающейся относительно оси, проходящей через апертуру ($z = 31$ см), $\varphi_{-3dB} = 89^\circ$, а если ось смещена к задней стенке на 18 см ($z = 12$ см) то $\varphi_{-3dB} = 84^\circ$.

Для того, чтобы узнать какое из измерений ближе к истине, необходимо знать положение ЦИ антенны.

5.4 Измерения положения центра излучения СШП антенн

5.4.1 Физический эксперимент

Антенны исследовались в режиме излучения и вращались в горизонтальной плоскости. Биполярный импульс от генератора через симметричный тройник подавался на передающую антенну и на запуск осциллографа (Вход 1, Рисунок 5.6). Таким образом, временная шкала в ходе измерений была фиксирована. Для уменьшения влияния временного джиттера сигнала генератора и зарегистрированного с приемной антенны (Вход 2, рисунок 5.6), осциллограф работал в режиме усреднения по 100 импульсам. Частота повторения импульсов генератора составляла 1.5 кГц.

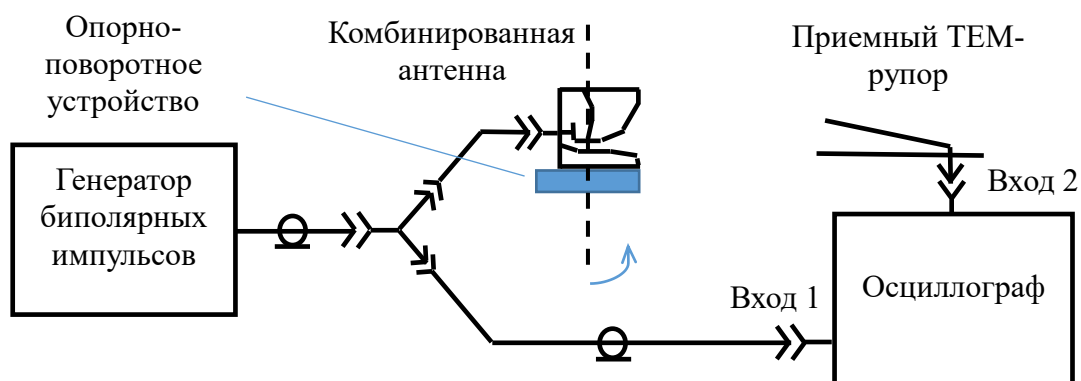


Рисунок 5.6 – Схема эксперимента

ЦИ антенн находился для двух перпендикулярных плоскостей: горизонтальной (H -плоскость) и вертикальной (E -плоскость). Это связано с

тем, что представление о объемной ДН антенны мы получаем, чаще всего, по ДН в E - и H -плоскостях. Комбинированные антенны обладают вертикальной плоскостью симметричная, поэтому логично полагать, что ЦИ находится в этой плоскости. Будем искать ЦИ антенн для H -плоскости, выбирая в качестве оси вращения прямую, параллельную оси Y (см. Рисунок 5.1) и лежащую в вертикальной плоскости симметрии антенны ($x = 0$ см).

Рассмотрим нормированные осциллограммы излученных А1 импульсов в H -плоскости, при ее вращении относительно оси расположенной в плоскости апертуры антенны ($z = 16$ см, Рисунок 5.7а). Приемная антенна находилась на высоте, соответствующей значению $y = 0$ см.

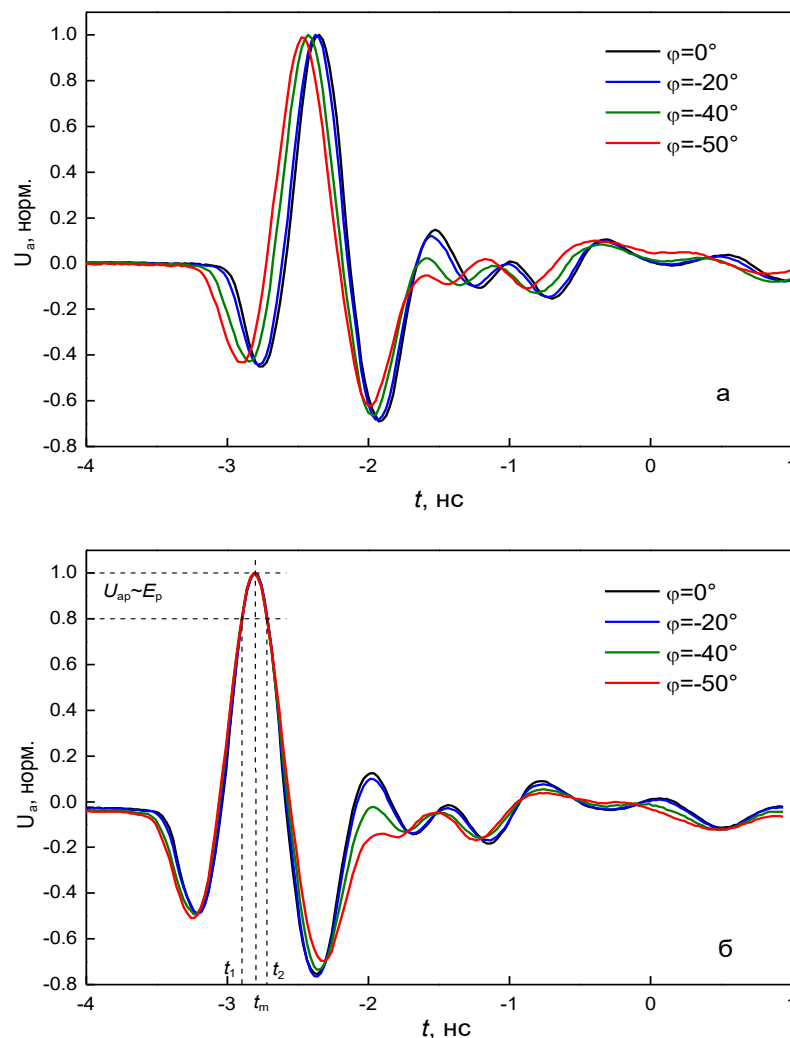


Рисунок 5.7 – Нормированные осциллограммы излученных А1 в H -плоскости импульсов для различных азимутальных углов. А1 вращалась относительно оси, проходящей через (а) апертуру $z = 16$ см и (б) $z = 6$ см

Как видно из Рисунка 5.7а, при повороте А1 (как в область отрицательных углов φ (Рисунок 5.7а), так и в область положительных углов) излученный импульс регистрируется антенной тем раньше, чем больше угол поворота φ . Следовательно, ЦИ А1 в H -плоскости смещен на некоторое расстоянии Δz от плоскости апертуры к задней стенке антенны. Перемещая ось вращения А1 по направлению к задней стенке и регистрируя излученные импульсы для различных φ , мы сможем найти такое Δz , что смещения по времени положения выделенной временной точки волновой формы излученного импульса будет минимальным для максимально большого диапазона $\pm\varphi$ (рисунок 5.7б). Под выделенной точкой волновой формы для излученного импульса А1 (рисунок 5.7б) логично понимать точку, соответствующую максимуму модуля напряжения с выхода приемной антенны $|U_a|_{\max}$ или, что тоже самое, пиковому значению U_{ap} . Заметим, что для приемной ТЕМ антенны $U_a(t)$ ($U_a(t)$ – зависимость от времени напряжения на выходе приемного ТЕМ рупора) пропорционально $E(t)$ и U_{ap} будет пропорционально E_p . Однако, если мы будем в качестве точки отсчета временных сдвигов брать точку, соответствующую U_{ap} , возможны ошибки, связанные с конечной частотой дискретизации излученного сигнала АЦП осциллографа. В своих исследованиях за точку отсчета мы брали среднее арифметическое двух отсчетов по уровню $\cong 0.8$ для второго временного лепестка излученного импульса $t_m = (t_1 + t_2)/2$ (Рисунок 5.7б). Заметим, что при возбуждении комбинированной антенны монополярным импульсом, излученный импульс по форме будет близок к биполярному и в этом случае за выделенную точку волновой формы удобно брать переход $U_a(t)$ через ноль между первым и вторым временными лепестками.

Рисунок 5.7б демонстрирует искажение формы излученного А1 импульса с увеличением угла поворота. Для численной оценки этого искажения использовалось среднеквадратичное отклонение (СКО) [89]. Импульс, излученный в направлении φ , $\delta = 0^\circ$ использовался в качестве

опорного. Угловая зависимость СКО для излученных А1 импульсов в H - and E -плоскостях показана на Рисунке 5.8. Существенные искажения излученных импульсов в направлении $\varphi = -50^\circ$ (Рисунок 5.7б) не являются препятствием для надежного определения t_m . Более того, в случае А1 надежное определение t_m для углов наблюдения $\varphi, \delta > \pm 50^\circ$ имеет место.

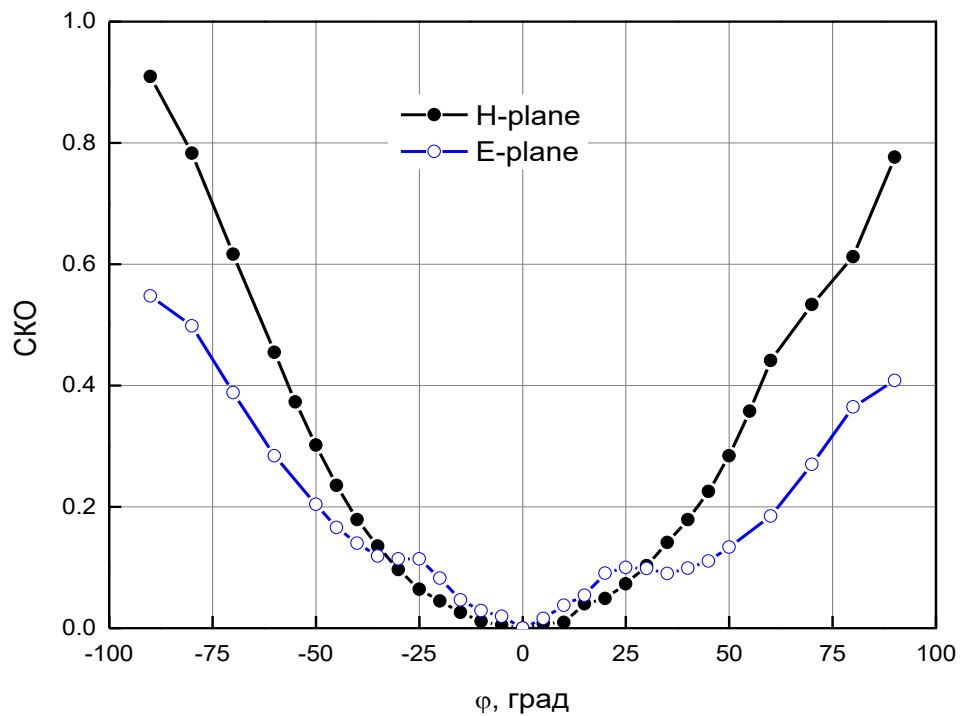


Рисунок 5.8 – Зависимость СКО излученного А1 импульса от угла в E и H -плоскостях

Экспериментальные временные задержки Δt прихода излученных А1 импульсов в H -плоскости для различных углов наблюдения и для различных положений оси вращения представлены на Рисунке 5.9. Здесь представлены графики задержек для положения оси в плоскости апертуры ($z = 16$ см), $z = 12$ см и со сдвигом к задней плоскости на 10 см ($z = 6$ см). Как и следует из Рисунка 5.9 при оси вращения проходящей через точки с координатами $z = 16$ и $z = 12$ см отклонение угла поворота от значения $\varphi = 0^\circ$ приводит к появлению отрицательных задержек. Если ось вращения антенны находится на расстоянии $z = 6$ см, то в диапазоне углов $\varphi \leq \pm 80^\circ$ временные задержки $\Delta t \leq \pm 14$ пс и следовательно ЦИ локализован в области оси вращения с

максимальным уходом от нее на 4 мм. В экспериментальных исследованиях мы определили две координаты ЦИ А1 в H -плоскости: $z = 6$ см и $x = 0$ см. Координата по оси Y находилась в численных расчетах.

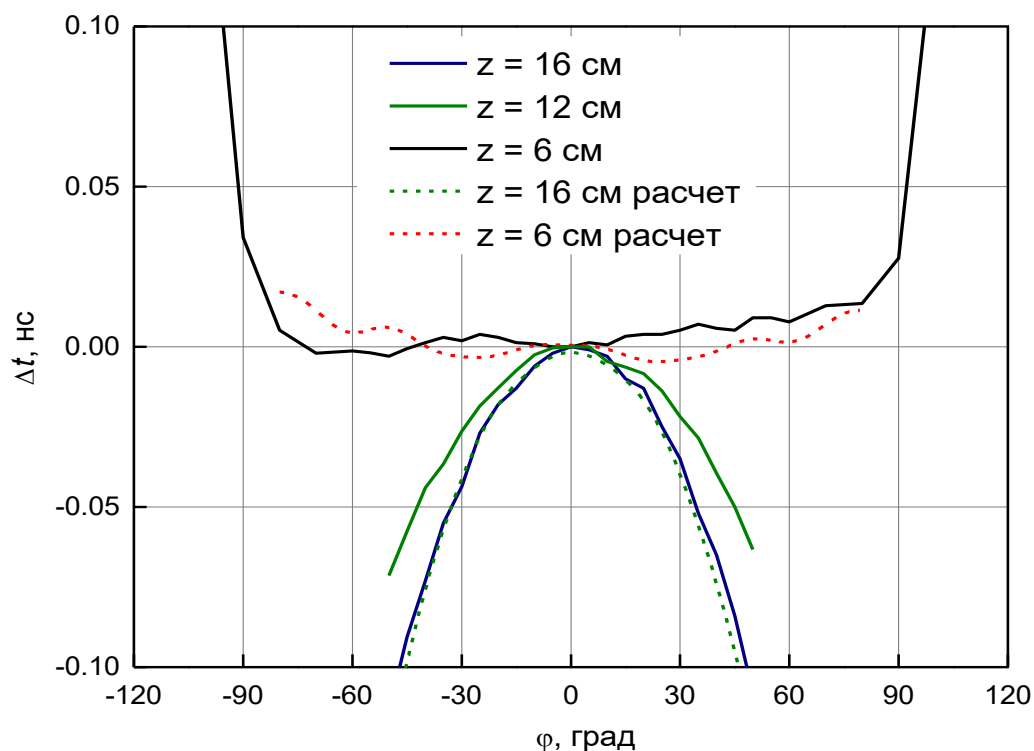


Рисунок 5.9 – Временные задержки прихода излученных А1 импульсов для H -плоскости относительно времени прихода в прямом направлении ($\varphi = 0$)

5.5.2 Численный эксперимент

В расчетах модельную антенну возбуждали биполярным импульсом напряжения, соответствующим по форме экспериментальному. Напряженность электрического поля E находилась на расстоянии 2 м от точки отсчета координатной системы. Расчеты проводились на дугах в E - и H -плоскостях для диапазона углов $\pm 100^\circ$. Точка отсчета координатной системы обеспечивающая минимальные временные задержки Δt в максимальном диапазоне углов рассматривается как ЦИ. Величину E_p определяли из прямого расчета, но из-за дискретного представления пространства и времени в численной схеме расчетный график получается изрезанным и он был сглажен БПФ фильтром.

На Рисунке 5.9 представлены расчетные зависимости временных

задержек для выбранных точек отсчета ($x = 0$ см, $y = 0$ см, $z = 16$ см) и ($x = 0$ см, $y = 0$ см, $z = 6$ см). Расчетные графики практически совпадают с экспериментальными. Расчет позволяет уточнить положение ЦИ А1 по оси Y . Он сдвинут к верхнему лепестку ТЕМ-рупора. Координаты ЦИ ($x = 0$ см, $y = -0.5$ см, $z = 6$ см).

Аналогичные измерения и расчеты были выполнены и для E -плоскости. На Рисунке 5.10 представлены кривые временных задержек прихода импульсов для различных δ при вращении антенны относительно оси перпендикулярной плоскости XY и проходящей через точку с координатами ($z = 16$ см; $y = 0$ см). Измерения, выполненные в E -плоскости (Рисунок 5.10) показали, что ЦИ А1 находится вблизи плоскости апертуры антенны, но не на полувысоте $H/2$ ($y = 0$ см), а на меньшей высоте так как для положительных углов места с увеличением δ задержки растут, а для отрицательных δ – падают.

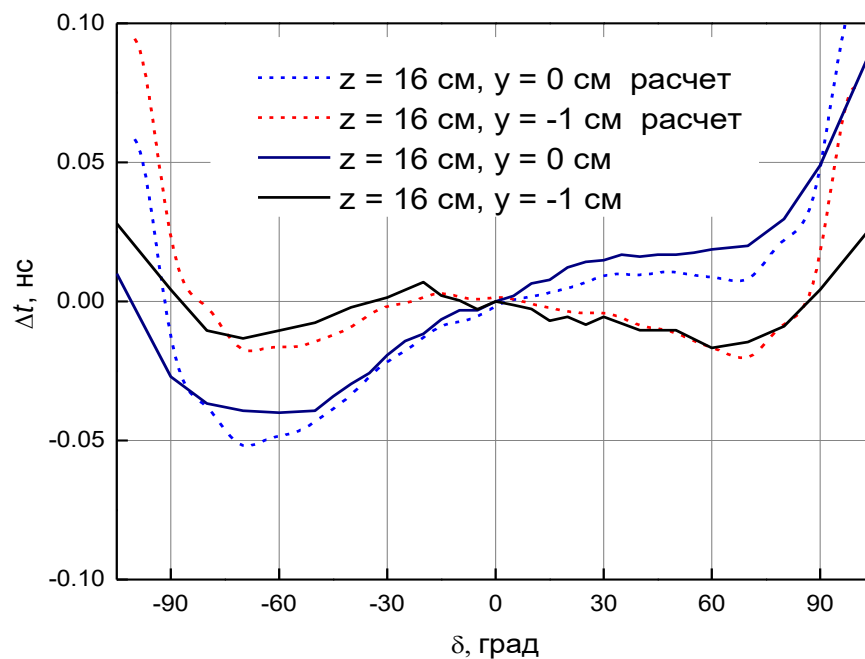


Рисунок 5.10 – Временные задержки прихода излученных импульсов для E -плоскости относительно времени прихода в прямом направлении ($\delta = 0$)

Как видно из приведенных графиков положению ЦИ А1 соответствует область вблизи точки с координатами $z = 16$ см; $y = -1$ см; $x = 0$ см. Для

проверки данного предположения были измерены (в физическом и численном эксперименте) временные задержки приходящих от А1 импульсов при вращении антенны относительно оси проходящей через точку с координатами $z = 16$ см; $y = -1$ см (ось вращения параллельна оси X). Данные графики представлен на Рисунке 5.10. Из графиков следует, что для E -плоскости в диапазон углов $\delta \leq \pm 90^\circ$ временные задержки (опережения) $\Delta t \leq \pm 17$ пс и следовательно центр излучения локализован в области вокруг точки с координатами $z = 16$ см; $y = -1$ см; $x = 0$ см с максимальным уходом от нее на 5 мм. На Рисунке 5.10 приведены также расчетные задержки (опережения) прихода излученного импульса. Они близки к полученным в эксперименте и составляют $\Delta t \leq \pm 20$ пс для диапазона углов $\delta \leq \pm 80^\circ$. Таким образом, согласно расчету, центр излучения А1 в E -плоскости находится в сфере с теми же координатами центра, но радиусом 6 мм.

В результате исследований мы доказали, что антенна А1 имеет два центра излучения (Рисунок 5.11), что совпадает с выводами [81] для рупорных антенн с углом раскрыва более 10° . Качественное объяснение существования двух центров излучения у комбинированной антенны представлено в [90].

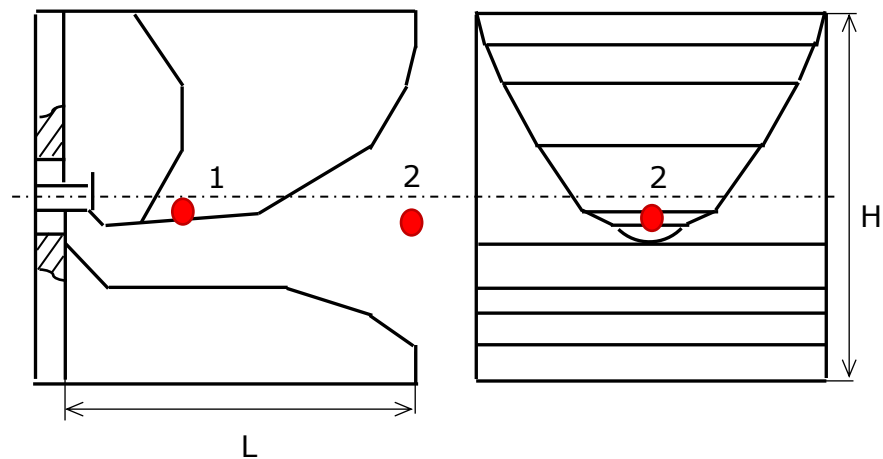


Рисунок 5.11 – Схематическое изображение первого и второго центров излучения А1

Для антенны А2, возбуждаемой биполярным импульсом длительностью 2 нс (Рисунок 5.4) центр излучения в H -плоскости смещается в область,

соответствующую центру продольной длины антенны $L/2$ ($z = 17$ см). Диапазон углов, для которых выбранная точка может считаться центром излучения сужается по сравнению с A1. Для $\varphi \leq \pm 60^\circ$, временные задержки $\Delta t \leq \pm 50$ пс. Таким образом, в эксперименте было найдено, что центр излучения A2 локализован в области оси параллельной оси Y и проходящей через точку с координатами ($x = 0$ см, $z = 17$ см). Максимальное смещение в указанном диапазоне углов не превышает 15 мм. Координаты центра излучения A2 в E -плоскости следующие: $x = 0$ см, $y = -2$ см, and $z = 27$ см. Для $-45^\circ \leq \delta \leq \pm 65^\circ$, временные задержки $\Delta t \leq \pm 40$ пс. Полученные данные позволяют графически изобразить положение центров излучения антенны A2 в случае возбуждения биполярным импульсом напряжения длительностью 2 нс (Рисунок 5.12). Здесь (Рисунок 5.12) учтена неопределенность положения центра излучения A2 по оси Y .

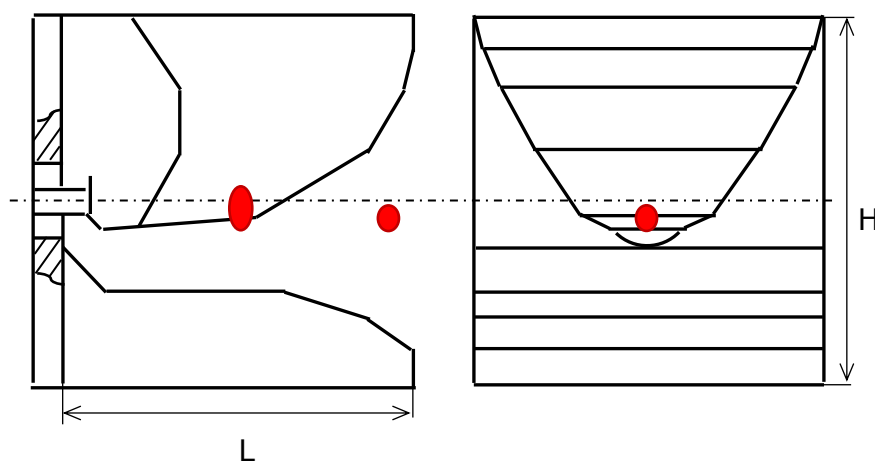


Рисунок 5.12 – Схематическое изображение первого и второго центров излучения A2

В работе [87] положение центра излучения комбинированных антенн в H -плоскости было получено при моделировании из анализа $rE_p(r)$. Полученное положение центра для A1 ($x = 0$ см, $y = 0$ см и $z = 12$ см) существенно отличается от полученного в нашем исследовании ($x = 0$ см, $y = -0,5$ см и $z = 6$ см). Для A2 координата z , полученная в результате анализа $rE_p(r)$, равна 23 см, в то время как в нашем исследовании $z = 17$ см. Кроме того, метод анализа

$rE_p(r)$, используемый для определения положения центра излучения, не позволяет найти диапазон углов, для которых этот центр допустим. Метод анализа $rE_p(r)$ вдоль одной оси также не позволяет найти два центра излучения комбинированной антенны. Предложенная здесь методика позволяет найти положения центров излучения для E - и H -плоскостей, а также и для других сечений объемной ДН, отдельно. Метод может быть полезным для определения положения ЦИ СШП антенн. Как уже упоминалось ранее, он был применен к спиральной антенне [86].

Выводы по главе 5

В данной главе показана методика, позволяющая в численном и физическом эксперименте определять положение центров излучения передающих комбинированных антенн на вход которых поступают биполярные импульсы напряжения наносекундной длительности. Показано, что для E - и H -плоскостей комбинированных антенн центры излучения разделены в пространстве.

На основе данных исследований было сформулировано Положение 3 данной диссертационной работы (Введение).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Численные исследования СШП антенн позволили уточнить понятия зон излучения для антенн, излучающих короткие импульсы. Численное и в физическом эксперименте исследование комбинированных антенн позволило найти механизм настройки полосы согласования и центры излучения данных антенн.

Основные результаты диссертационной работы состоят в следующем:

1. Показано, что при переходе от возбуждающего комбинированную антенну биполярного импульса длительностью 2 нс к длительности 3 нс и соответственно увеличении размеров антенны в 1.5 раза максимум ДН по пиковой мощности в E -плоскости смещается от $\delta = 7^\circ$ до $\delta = 3^\circ$. Это несомненно связано с тем, что для увеличенной в размерах антенны ее ТЕМ рупор стал более симметричным в вертикальной плоскости.

2. Показано, что для точного измерения ДН комбинированных антенн работающих в режиме излучения СШП импульсов в условиях ограниченного пространства безэховых камер, необходимо вращать их на поворотном устройстве относительно осей, проходящих через локальные области определяемые как центры излучения.

3. Показано, что методика нахождения центра излучения комбинированной антенны из анализа $rE_p(r)$ дает в лучшем случае усредненные результаты. Она не позволяет различить различные центры излучения в объеме антенны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Григорьян А.Т. Генрих Герц / А.Т. Григорьян, А.Н. Вяльцев. – М.: Наука. – 1968. – 310 с.
2. Jamse Benford. High-Power Microwave (Series in Plasma Physics) 3rd Edition / Jamse Benford, John A. Swegle, Edl Schamiloglu. – CRC Press, Taylor & Francis Group. – 2016. – 447 p.
3. Baum C.E. Impulse Radiating Antennas / C.E. Baum, E.G. Farr // In: Bertoni H.L., Carin L., Felsen L.B. eds. Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics. – N.Y.: Plenum Press. – 1993. – P. 139-147.
4. Andreev Juriy. Synthesis of ultrawideband radiators of nonharmonic signals / J. Andreev, V. Belichenko, J. Buyanov, V. Koshelev, V. Plisko, K. Sukhushin // Proc. Of VIth International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory Proceedings MMET-96. – 1996. – P. 425-428.
5. Андреев Ю. А. Комбинированная антенна с расширенной полосой пропускания / Ю. А. Андреев, Ю. И. Буянов, В. И. Кошелев // Радиотехника и электроника. – 2005. – Т. 50. – № 5. – С. 585-594.
6. Andreev Yury. Method for radiation center position measurements of a combined antenna in the pulsed mode / Yury Andreev, Vladimir Kornienko, Shuhua Liu // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 66. – No. 8. – P. 4269–4276.
7. Schantz H.G. The art and science of ultrawideband antennas / H.G. Schantz. – Boston.: Artech house. – 2015. – 563 p.
8. Герц Г. Электрическая сила / Г. Герц. – Санкт-Петербург.: Типо-литография Ю.А. Римана. – 1894. – 32 с.
9. Masters, Robert W., “Antenna,” U.S. Patent 2,430,353, November 4, 1947.
10. Фортов В.Е. Компактный излучатель мощных электромагнитных импульсов / В.Е. Фортов, Ю. И. Исаенков, В. М. Михайлов, Е. В. Нестеров, В. Е. Осташев, Ю. В. Семенов, В. А. Строганов // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т. 58. – № 11. – С. 1102-1106.

11. Lodge, Oliver, "Electric telegraphy," U.S. Patent 609,154, August 16, 1898.
12. Ryu Jiheon. Analysis and Design of Switched Transmission Line Circuits for High-power Wide-band Radiation / Jiheon Ryu, Dong Woo Yim and Jaimin Lee // Journal of the Korean Physical Society. – 2011. – Vol. 59. – No. 6. – P. 3567-3572.
13. Ryu Jiheon. An integrated antenna-source system of very high ultra wide-band gain for radiating high-power wide-band pulses / Jiheon Ryu, and Jongwon Lee // IEEE Transactions on plasma science. – 2012. – Vol. 40. – No. 4. – P. 1019-1026.
14. Ryu Jiheon. A high directive paraboloidal reflector antenna for high far voltage in an ultra wideband source system / Jiheon Ryu, Jongwon Lee, Huicheol Chin, Jae-Hyun Yeom, Hyo-Tae Kim, Hae-Ok Kwon, Seung Ho Han, Jin Soo Choi // IEEE Transactions on plasma science. – 2013. – Vol. 41. – No. 8. – P. 2283-2290.
15. Ryu Jiheon. Integrated-Antenna-Source of Directive Peak Electric-Field Patterns for High-Power Ultrawideband Parabolic Reflector System / Jiheon Ryu, Kiho Kim, Tae Hyun Lim, Hae-Ok Kwon, Jeong Hyeon Kuk, Jin Soo Choi, Sung-Hyun Baek, Jong-Won Yu // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2019. – Vol. 18. – No. 4. – P. 727-731.
16. Lindenblad Nils E. Television transmitting antenna for Empire state building / Nils E. Lindenblad // RCA review. – 1939. – Vol. 3. – No. 4. – P. 387-408.
17. Губанов В.П. Генерация мощных сверхширокополосных электромагнитных импульсов наносекундной длительности в системе с коаксиальным ТЕМ-рупором / В.П. Губанов, С.Д. Коровин, И.В. Пегель, В.В. Ростов, А.С. Степченко, В.П. Тараканов // Известия высших учебных заведений. Физика. – 1996. – Т. 39. – № 12. – С. 110-118.
18. Paulsen Lee. Resent investigation on the volcano smoke antenna / Lee Paulsen, James B. West, W.F. Perger, John Kraus // 2003 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2003. – Vol. 3. – P. 845-848.

19. Prather William D. Ultra-Wideband Sources and Antennas / William D. Prather, Forrest J. Agee, Carl E. Baum et al. // Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 4, eds E. Heyman et al. — N.Y.: Kluwer — 2002. — P. 117-130.

20. Шпак В.Г. Генерирование мощных сверхширокополосных электромагнитных импульсов субнаносекундной длительности / В.Г. Шпак, М.И. Яландин, С.А. Шунайлов, М.Р. Ульмаскулов // Известия высших учебных заведений. Физика. — 1996. — Т. 39. — № 12. — С. 119–127.

21. Prather William D. Ultra-wideband sources and antenna research / William D. Prather, Carl E. Baum, Jane M. Lehr et al. // IEEE Transactions on plasma science. — 2000. — Vol. 28. — No. 5. — P. 1624-1630.

22. Bigelow W. Scott. Development of the impulse slot antenna / W. Scott Bigelow, Everett G. Farr, Leland H. Bowen et al. // Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 8, eds. C. Baum et al. — N.Y.: Springer. — 2007. — P. 1-8.

23. Brillouin, Léon N. “Broadband antenna,” U.S. Patent 2,454,766, November 30, 1948.

24. Baum C.E. JOLT: A Highly Directive, Very Intensive, Impulse-Like Radiator / C.E. Baum, W.L. Baker, W.D. Prather et al. // Sensor and Simulation Notes. — 2003. — Note 480. — P. 1-36.

25. Berdin S.A. Reflector Impulse Antenna of High Electrodynamic Potential / Sergey A. Berdin, Nickolay P. Gadetski, Elena I. Kravtsova et al. // IEEE Transactions on plasma science. — 2013. — Vol. 41. — No. 9. — P. 2539-2544.

26. Андреев Ю. А. Элемент сканирующей антенной решётки для излучения мощных электромагнитных импульсов / Ю. А. Андреев, Ю. И. Буянов, В. И. Кошелев, К.Н. Сухушин // Радиотехника и электроника. — 1999. — Т. 44. — № 5. — С. 531-537.

27. Андреев Ю. А. Генератор мощных импульсов сверхширокополосного электромагнитного излучения / Ю. А. Андреев, Ю. И. Буянов, В. А. Визирь, А.М. Ефремов, В.Б. Зорин, Б.М. Ковальчук, В.И. Кошелев, К.Н. Сухушин // Приборы и техника эксперимента. — 1997. — № 5. — С. 72-76.

28. Андреев Ю. А. Генератор гигаваттных импульсов сверхширокополосного излучения / Андреев Ю.А., Буянов Ю.И., Визирь В.А., Ефремов В.М., Зорин В.Б., Ковальчук Б.М., Кошелев В.И., Плиско В.В., Сухушин К.Н. // Приборы и техника эксперимента. – 2000. – № 2. – С. 82-88.
29. Koshelev V.I. Ultrawidband radiators of high-power pulses / V.I. Koshelev, Yu.I. Buyanov, Yu.A. Andreev, V.V. Plisko, K.N.Sukhushin // Proc. IEEE Pulsed Power Plasma Science Conf. 2001. – 2001. – Vol. 2. – P.1661-1664.
30. Vogel M.H. Design of the low-frequency compensation of an extreme-bandwidth tem horn and lens IRA / M.H. Vogel // Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 3, eds. C.E. Baum et al. — N.Y.: Springer. – 1997. – P. 97-105.
31. Andreev Yu.A. High-power ultrawideband radiation source / Yu.A. Andreev, V.P. Gubanov, A.M. Efremov et al. // Laser and particle beams. – 2003. – Vol. 21. – P. 211-217.
32. Efremov A.M. Generation and radiation of ultra-wideband electromagnetic pulses with high stability and effective potential / A.M. Efremov, V.I. Koshelev, B.M. Kovalchuk, V.V. Plisko, and K.N. Sukhushin // Laser and particle beams. – 2014. – Vol. 32. – P. 413-418.
33. Губанов В. П. Источник мощных импульсов сверхширокополосного излучения с 9-элементной решеткой комбинированных антенн / В. П. Губанов, А. М. Ефремов, В. И. Кошелев, Б. М. Ковальчук, В. В. Плиско, В. В. Ростов, А. С. Степченко // Приборы и техника эксперимента. – 2017. – № 2. – С. 61-67.
34. Беличенко В.П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев. – Н.: Наука. – 2015. – 588 с.
35. Андреев Ю.А. Согласование комбинированных сверхширокополосных антенн с фидерным трактом / Ю.А. Андреев, Ш. Лю // Доклады международной научно-практической конф. “Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития”. Томск. – 2007. – Ч.1. – С. 150-152.

36. Andreev Yu.A. Optimization of combined radiators of high-power ultrawideband electromagnetic pulses / Yu.A. Andreev and S. Liu // Proc. 15 Inter. Symposium on High Current Electronics. – 2008. – P. 387-390.

37. Андреев Ю.А. Оптимизация мощной сверхширокополосной комбинированной антенны / Ю.А. Андреев, В.Н. Корниенко, Ш. Лю // Радиотехника и электроника. – 2017. – Т. 62. – № 9. – С. 882-889.

38. Mehrdadian Ali. Design and Fabrication of a Novel Ultrawideband Combined Antenna / Ali Mehrdadian and Keyvan Forooraghi // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2014. – Vol. 13. – P. 95-98.

39. Mehrdadian Ali. Design of a Novel 0.2 to 40 GHz Ultra-Wideband High-Gain Combined Antenna with and without Dielectric Lens / Ali Mehrdadian and Keyvan Forooraghi // 9th International Symposium on Telecommunications (IST'2018). – 2018. – P. 1-4.

40. Kim Jae Sik. A Directive Subminiature Antenna for High-Power Ultrawideband Pulse Radiation / Jae Sik Kim, Young-Joong Yoon, Hae-Ok Kwon, Jiheon Ryu, and Jin Soo Choi // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2014. – Vol. 13. – P. 1565-1568.

41. Romain Negrier. High-PRF UWB optoelectronic radar system: a CLEAN-type algorithm to overcome depth limitation / Romain Negrier, Michele Lalande, Joel Andrieu, Badr Mohamed Shalaby, Vincent Couderc, Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, and David Carsenat // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2016. – Vol. 64. – No. 3. – P. 1080-1088.

42. Jeremy Hyvernaud. Optoelectronic generation of transient waveforms for UWB radars with rejected frequencies / Jeremy Hyvernaud, Gwenael Reineix, Romain Negrier, Joel Andrieu, Michele Lalande and Vincent Couderc // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2020. – No. 12. – P. 543-550.

43. Elmansouri Mohamed A. Miniaturization of TEM horn using spherical modes engineering / Mohamed A. Elmansouri, Dejan S. Filipovic // IEEE

Transactions on Antennas and Propagation. – 2016. – Vol. 64. – No. 12. – P. 5064-5073.

44. Elmansouri Mohamed A. TEM horn inspired wideband antennas for diverse applications / Mohamed A. Elmansouri, Dejan S. Filipovic // 2019 IEEE-APS Topical conference on Antennas and Propagation in wireless communications (APWC). – 2019. – P. 016-019.

45. Wang Shao-fei. Design and optimization of high-power UWB combined antenna based on Klopfenstein impedance taper / Shao-fei Wang and Yan-zhao Xie // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 65. – No. 12. – P. 6960-6967.

46. Yang-xin Qiu, Yan-zhao Xie, Shao-fei Wang, et al. “A modularized high-power ultra-wideband radiation system based on the space-synthesis method,” Rev. Sci. Instrum. 93, 044705 (2022).

47. Kane Yee. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media / Yee Kane // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1966. – Vol. 14. – № 3. – P. 302—307.

48. Mur G. Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations / G. Mur // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1981. – Vol. 23. – №. 4. – P. 377—382.

49. Berenger J.-P. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves / J.-P. Berenger // Journal of Computational Physics. – 1994. – Vol. 114. – №. 2. – P. 185—200.

50. Кошелев В.И. Численное моделирование сверхширокополосных излучателей с аксиальной симметрией / В.И. Кошелев, А.А. Петкун, Ш. Лю // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2006. – Т. 49. – № 9. – С. 63 - 67.

51. Berenger J.-P. Improved PML for the FDTD solution of wave-structure interaction problems / J.-P. Berenger // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1997. – Vol. 45. – № 3. – P. 466—473.

52. Maloney J. G. Accurate computation of the radiation from simple antennas using the finite – difference time – domain method / J. G. Maloney, G.S. Smith, W.R. Scott // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1990. – V. 38. – No. 7. – P. 1059 – 1068.

53. Корниенко В.Н. Численная трехмерная модель для исследования динамики электромагнитного поля в многоволновом черенковском генераторе / В.Н. Корниенко, В.А. Черепенин // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – № 6. – С. 758-761.

54. Numerical Electromagnetics Code NEC2 unofficial home page. [Электронный ресурс] Режим доступа – <http://www.nec2.org>

55. Code 4NEC2 home page. [Электронный ресурс] Режим доступа – <http://home.ict.nl/~arivoors/>

56. Trueman C.W., Kubina S.J. Fields of complex surfaces using wire grid modeling / C.W. Trueman, S.J. Kubina // IEEE Transactions on Magnetics. – 1991. – V. 27. – No. 5. – P. 4262-4267.

57. Джоэль П. Дансмор. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей / Джоэль П. Дансмор. – М. Техносфера. – 2018. – 736 с.

58. В. П. Дьяконов. Современная осциллография и осциллографы / В. П. Дьяконов. – М.: СОЛОН-Пресс. – 2013. – 320 с.

59. Фрадин А.З. Антенно-фидерные устройства / А.З. Фрадин. – М.: Связь. – 1977. – 440 с.

60. Губанов В.П. Источники мощных импульсов сверхширокополосного излучения с одиночной антенной и многоэлементной решеткой / В.П. Губанов, А.М. Ефремов, В.И. Кошелев, Б.М. Ковальчук, С.Д. Коровин, В.В. Плиско, А.С. Степченко, К.Н. Сухушин // Приборы и техника эксперимента. – 2005. – № 9. – С. 46-54.

61. Кошелев В.И. О критериях границ зон сверхширокополосного излучателя с аксиальной симметрией / В.И. Кошелев, А.А. Петкун, Ш. Лю // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2008. – Т. 51. – № 9. – С. 46 -

50.

62. Кошелев В.И. Влияние диаметра экрана на характеристики короткого электрического излучателя / В.И. Кошелев, А.А. Петкун, Ш. Лю // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2010. – Т. 53. – № 9/2. – С. 49 - 53.

63. Кошелев В.И. Численное моделирование конических ТЕМ антенн с аксиальной симметрией / В.И. Кошелев, А.А. Петкун, Ш. Лю // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2010. – Т. 53. – № 9/2. – С. 54 - 59.

64. Кошелев В.И. Частотные и временные характеристики конических ТЕМ антенн / В.И. Кошелев, А.А. Петкун, М.П. Дейчули, Ш. Лю // Доклады 4 Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». 2010. Москва: Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН. С. 336-340.

65. Koshelev V.I. High-power ultrawideband electromagnetic pulse radiation / V.I. Koshelev, Y.I. Buyanov, B.M. Kovalchuk, Yu.A. Andreev et al. // Proc. SPIE. – 1997. – Vol. 3158. – P. 209-219.

66. Andreev Yu.A. Multichannel antenna systems for radiation of high-power ultrawideband pulses / Yu.A. Andreev, Yu.I. Buyanov, V.I. Koshelev et al. // Proc. Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 4. – New York.: Plenum Press. – 1999. – P. 181-186.

67. Andreev Yu.A. Gigawatt-power-level ultrawideband radiation generator / Yu.A. Andreev, Yu.I. Buyanov, A.M. Efremov et al. // Proc. 12 Inter. Pulsed Power Conf. – 1999. – Vol. 2. – P. 1337-1340.

68. Koshelev V.I. Ultrawideband transmitting antennas, arrays, and high-power radiation sources / V.I. Koshelev, Yu.A. Andreev, Yu.I. Buyanov et al. // Proc. Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 6. – New York.: Plenum Press. – 2003. – P. 357-367.

69. Андреев Ю.А. Малогабаритные сверхширокополосные антенны для излучения мощных электромагнитных импульсов / Ю.А. Андреев, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев // Журнал Радиоэлектроники. – 2006. – № 4. [Электронный ресурс] Режим доступа – <http://jre.cplire.ru/mac/apr06/1/text.html>

70. Ефремов А.М. Генерация и излучение мощных сверхширокополосных импульсов наносекундной длительности / А.М. Ефремов, В.И. Кошелев, Б.М. Ковальчук, В.В. Плиско, К.Н. Сухушин // Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52. – № 7. – С. 813-821.

71. Андреев Ю.А. Характеристики ТЕМ антенн в режимах приема и излучения / Ю.А. Андреев, В.И. Кошелев, В.В. Плиско // Докл. V Всерос. науч.-техн. конф. “Радиолокация и радиосвязь”. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 2011. – С. 77-81.

72. Koshelev V.I. Study on stability and efficiency of high-power ultrawideband radiation source / V.I. Koshelev, Yu.A. Andreev, A.M. Efremov, B.M. Kovalchuk, V.V. Plisko, K.N. Sukhushin and S. Liu // Journal of energy and power engineering. – 2012. - Vol. 6. – P. 771-776.

73. Koshelev V.I. Increasing stability and efficiency of high-power ultrawideband radiation source/ V.I. Koshelev, Yu.A. Andreev, A.M. Efremov, B.M. Kovalchuk, V.V. Plisko, K.N. Sukhushin, S. Liu // Proc. 16 Inter. Symposium on High Current Electronics. 2010. Tomsk: Institute of High Current Electronics SB RAS. P. 415-418.

74. Liu Sh. Simulation and optimization of an ultra wideband high power composite antenna/ Liu Sh., Andreev A.A., Lu Y. // 2nd International conference on machine learning and computer application ICMLCA. 2021. Shenyang, China. P. 631-634.

75. Коровин С.Д. Сильноточные наносекундные импульсно-периодические ускорители электронов на основе трансформатора Тесла / С.Д. Коровин, В.В. Ростов // Известия высших учебных заведений. Физика. – 1996. – Т. 39. – № 12. – С. 21-30.

76. Андреев Ю.А. Генерация и излучение мощных сверхширокополосных импульсов пикосекундной длительности / Ю. А. Андреев, А. М. Ефремов, В. И. Кошелев, Б. М. Ковальчук, В. В. Плиско, К. Н. Сухушин // Радиотехника и электроника. – 2011. – Т. 56. – № 12. – С. 1457–1467.

77. Andreev Yu.A. High-Power Sources of Ultrawideband Picosecond Radiation Pulses / Yu.A. Andreev, A.M. Efremov, V.I. Koshelev, B.M. Kovalchuk, V.V. Plisko, and K.N. Sukhushin // Proc. 15 Inter. Symp. on High Current Electronics. –Tomsk: Inst. High Current Electronics SB RAS. – 2008. – P. 447.

78. Ефремов А.М. Синтез электромагнитных импульсов с разной частотной полосой в свободном пространстве / А.М. Ефремов, В.И. Кошелев, В.В. Плиско // Радиотехника и электроника. – 2020. – Т. 65. – № 5. – С. 442–456.

79. Андреев Ю.А. Генерация и излучение мощных сверхширокополосных импульсов с управляемым спектром / Ю. А. Андреев, В. И. Кошелев, И. В. Романченко, В. В. Ростов, К. Н. Сухушин // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т. 58. – № 4. – С. 337–347.

80. Марков Г.Т., Антенны / Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.

81. Balanis A. C. Antenna Theory Analysis and Design / 4th ed, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2016. – 1065 p.

82. Balzovsky E. A High-Power Source of Ultrawideband Radiation with Reflector Antenna / Evgeny Balzovsky, Yury Buyanov, Vladimir Gubanov, Anatoly Efremov, Vladimir Koshelev, Eduard Nekrasov, and Alexey Stepchenko // Proc. 20th Int. Symp. on High-Current Electronics – Tomsk – 2018. DOI: 10.1109/ISHCE.2018.8521226.

83. Балзовский Е.В. Сверхширокополосное зондирование объектов за радиопрозрачными препятствиями / Е. В. Балзовский, В.И. Кошелев, С.Э. Шипилов // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2010. – Т. 53. – № 9/2. – С. 83–87.

84. Andreev Yu. A. A source of high-power pulses of elliptically polarized ultrawideband radiation / Yu. A. Andreev, A. M. Efremov, V. I. Koshelev, B. M. Kovalchuk, A. A. Petkun, K. N. Sukhushin, and M. Yu. Zorkaltseva // Rev. Sci. Instrum. – 2014 – vol. 85. – pp. 104703-8, DOI: 10.1063/1.4897167.

85. Andreev Yu. A. Radiation of high-power ultrawideband pulses with elliptical polarization by four-element array of cylindrical helical antennas / Yu. A. Andreev, A. M. Efremov, V. I. Koshelev, B. M. Kovalchuk, V. V. Plisko, K. N. Sukhushin, and M. Yu. Zorkaltseva // *Laser and Particle Beams*. – 2015. – vol. 33. – P. 633-640.

86. Andreev Yu.A. Radiation Center Position of Helix Antenna in the Pulsed Mode / Yu.A. Andreev // *Proc International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. – 2019. DOI: 10.1109/SIBCON.2019.8729652.

87. Зоркальцева М.Ю. Численное моделирование сверхширокополосных комбинированных антенн / М.Ю. Зоркальцева, Кошелев В.И., Петкун А.А. // *Известия высших учебных заведений. Физика*. – 2017. – Т. 60. – № 8. – С. 26-30.

88. Elmansouri Mohamed A. Miniaturization of TEM horn using spherical modes engineering / A. Mohamed Elmansouri, Dejan S. Filipovic // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2016. – vol. 64. – no. 12. – pp. 5064-5073. DOI: 10.1109/TAP.2016.2620485.

89. Balzovsky E. V. Dual polarized receiving steering antenna array for measurement of ultrawideband pulse polarization structure / E. V. Balzovsky, Y. I. Buyanov, V. I. Koshelev, and E. S. Nekrasov // *Rev. Sci. Instrum.* – 2016. – vol. 87. – no. 3. – pp. 034703-8, DOI: 10.1063/1.4942250.

90. Лю Ш. О двух центрах излучения в комбинированной сверхширокополосной антенне/ Лю Ш., Андреев Ю.А., Беличенко В.П. // *Доклады ТУСУР* – 2025 – Т. 28. № 7. – С. 33-37. DOI: 10.21293/1818-0442-202428—1-33-38.

ПРИЛОЖЕНИЕ

УТВЕРЖДАЮ

Директор
ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН
академик РАН

С.А. Никитов

» февраля 2024 г.



АКТ

реализации материалов диссертационной работы Лю Шухуа на соискание ученой степени кандидата технических наук (2.2.14 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии) в научной деятельности Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова Российской академии наук

Комиссия в составе: председателя комиссии – зам. директора Института к.ф.м.н. Корниенко В.Н., членов комиссии: ведущего научного сотрудника, д.ф.-м.н. профессора РАН Кузьмина Л.В. и ведущего научного сотрудника к.ф.-м.н. Вдовина В.А. изучила материалы работы Лю Шухуа и установила, что данные материалы были использованы при выполнении НИР «Пика-2» «Исследования фундаментальных проблем формирования и излучения мощного электромагнитного излучения, а также его воздействия на естественные и искусственные среды» (государственное задание Института, FFWZ-2022-0014).

Применение полученных в диссертационной работе результатов позволило при проведении вычислительных экспериментов точнее определять границу дальней зоны сверхширокополосных антенн в режиме излучения импульсов наносекундной длительности.

Председатель комиссии _____ В.Н.Корниенко

Члены комиссии: _____ Л.В.Кузьмин

_____ В.А.Вдовин