



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Дальневосточный федеральный университет»

ИНЖЕНЕРНАЯ ШКОЛА

Кафедра приборостроения

Власов Александр Александрович

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ВОДНОЙ СРЕДЕ

**ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА
(МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ)**

по образовательной программе подготовки магистров
по направлению 12.04.01 «Приборостроение»,
магистерская программа «Гидроакустика»

г. Владивосток
2020

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|----|
| АННОТАЦИЯ..... | 3 |
| ANNOTATION | 9 |
| ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ | 11 |
| ВВЕДЕНИЕ..... | 13 |
| 1 ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ..... | 20 |
| 2 АНАЛИЗ ИНФОРМАЦИИ О СИСТЕМАХ И МЕТОДАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ВОДНОЙ СРЕДЕ (ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ)..... | 31 |
| 3 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ..... | 43 |
| 3.1 Качественная оценка канала МИ-связи..... | 45 |
| 3.1.1 Традиционные однонаправленные МИ-антенны..... | 45 |
| 3.1.2 Всенаправленные МИ-антенны | 47 |
| 3.1.3 МИ-антенны на композитных материалах (M^2I)..... | 49 |
| 3.1.4 Антенны со сферической катушкой с замкнутым контуром (<i>SCENL</i>).. | 50 |
| 3.1.5 Проблемы и открытые вопросы..... | 52 |
| 3.2 Расширение частотного диапазона каналов связи | 53 |
| 3.2.1 Волноводные методы передачи..... | 54 |
| 3.2.2 Активные ретрансляционные методы передачи..... | 60 |
| 3.2.3 Методы гибридной ретрансляции | 62 |
| 3.2.4 Проблемы и открытые вопросы..... | 65 |
| 3.3 Увеличение пропускной способности МИ-каналов..... | 66 |
| 3.3.1 Пропускная способность каналов подводной МИ-связи..... | 67 |
| 3.3.2 Метод МИ-связи $MV MI$ | 69 |
| 3.3 $MIMO MI$ технологии | 73 |
| 3.3.1 Проблемы и открытые вопросы..... | 77 |

| | | |
|-----|--|-----|
| 4 | Обзор практических работ с макетами МИ-антенн. Расчет и моделирование МИ-антенны..... | 79 |
| 4.1 | Первый эксперимент по передаче данных в водной среде с использованием МИ-метода | 79 |
| 4.2 | Второй эксперимент по передаче данных в воздушной среде с использованием МИ-метода | 83 |
| 4.3 | Конструктивный расчёт МИ-антенны | 85 |
| 4.5 | Моделирование МИ-канала | 88 |
| | ЗАКЛЮЧЕНИЕ | 95 |
| | СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ | 96 |
| | СОДЕРЖАНИЕ | 3 |
| | Приложение А | 107 |
| | Приложение Б..... | 110 |
| | Приложение В..... | 113 |
| | Приложение Г | 116 |
| | Приложение Д..... | 118 |
| | Приложение Е..... | 120 |

АННОТАЦИЯ

Тема ВКР: «Исследование методов передачи данных в водной среде».

Объём - 118 страниц, 44 рисунка, 12 таблиц, 6 приложений, список литературы - 76 источников.

При расчётах и при создании графического материала использовалось программное обеспечение:

- *COMSOL Multiphysics 5.5.0.359 (COMSOL Incorporated)*;
- *sPlan 7.0 (ABACOM-Ingenieurgesellschaft Incorporated)*;
- *Mirillis Action (Mirillis Ltd)*;
- *Microsoft Office Visio 2007 (корпорация Майкрософт)*.

При подготовке материалов работы использовались следующие ресурсы глобальной сети Интернета:

- URL: [https://https://www.academia.edu](https://https://www.academia.edu;);
- URL: <https://www.comsol.ru>;
- URL: <https://www.elibrary.ru/dwww.comsol.ruefaultx.asp>;
- URL: <https://www.ieee.org>.

Структура ВКР включает: аннотацию, перечень обозначений и сокращений, введение, и четырёх глав - теоретических основ, обзора литературы, постановки задачи, основной части, а также заключение и список источников.

В теоретической части отражены специфические особенности распространения сигнала посредством магнитного поля в различных средах и возможности применения явления магнитной индукции как эффективного метода передачи информации в водной среде, а также физико-математическое описание указанных процессов.

Вторая глава посвящена обзору открытой информации по техническим системам, использующим магнитно-индуктивную связь, для решения различных задач в водных акваториях, разработанными и созданными

зарубежными и российскими научными коллективами. Эти материалы, в основном, представляют собой перспективные лабораторные и опытно-технические разработки.

В третьей главе рассмотрены основные ограничения в прикладном использовании применяемой технологии. Произведён обзор и определены основные направления по более глубокому изучению принципов магнитно-индуктивной связи. Проведена классификация, категорирование, анализ различных методов и выполнена оптимизация параметров приоритетного метода. Раскрыты основные характеристики каждого направления и различных вариантов технических реализаций на основе моделирования этих процессов. Обозначены имеющиеся проблемы и направления их решения.

В основной части содержатся данные расчетов по результатам моделирования передачи данных в водной среде. Представлено техническое описание экспериментальной установки, позволяющей проводить исследования в натуральных условиях. Приведены результаты проведенных экспериментов по передаче сигнала в различных средах, используя явление магнитной индукции. Выполнен анализ и проведено сравнение расчетных и экспериментальных данных.

Ключевые слова: магнитная индукция, подводная связь, передача данных, ферритовые антенны, магнитное поле, система связи, катушка, частота, перекрестные помехи, пропускная способность канала, ретрансляция, диапазон, волновод, потери на трассе, метаматериал, скорость передачи данных, проницаемость, электромагнитная связь.

ANNOTATION

Subject of WRC: “*Research on methods of data transmission in the aquatic environment*”.

Volume - 103 pages, 44 figures, 12 tables, references -76 sources.

When calculating and creating graphic material, the following software was used:

- *COMSOL Multiphysics 5.5.0.359 (COMSOL Incorporated)*;
- *sPlan 7.0 (ABACOM-Ingenieurgesellschaft Incorporated)*;
- *Mirillis Action (Mirillis Ltd)*;
- *Microsoft Office Visio 2007 (Microsoft)*.

In preparing the materials of the work, the following resources of the global Internet were used:

- URL: <https://www.academia.edu>;
- URL: <https://www.comsol.ru>;
- URL: <https://www.elibrary.ru/dwww.comsol.ruefaultx.asp>;
- URL: <https://www.ieee.org>.

The structure of the WRC includes: an annotation, a list of notations and abbreviations, an introduction, and four chapters - the theoretical foundations, a review of the literature, statement of the problem, the main part, as well as the conclusion and list of sources.

The theoretical part reflects the specific features of signal propagation by means of a magnetic field in various media and the possibility of using the phenomenon of magnetic induction as an effective method of transmitting information in an aqueous medium, as well as a physical and mathematical description of these processes.

The second chapter is devoted to a review of open information on technical systems using magnetic-inductive coupling to solve various problems in water areas

developed and created by foreign and Russian scientific teams. These materials are mainly promising laboratory and experimental-technical developments.

The third chapter discusses the main limitations in the application of the applied technology. A review is made and the main directions for a deeper study of the principles of magneto-inductive coupling are identified. The classification, categorization, analysis of various methods is carried out and the parameters of the priority method are optimized. The main characteristics of each direction and various options for technical implementations based on the modeling of these processes are disclosed. The existing problems and their solutions are outlined.

The main part contains the calculation data from the simulation of data transmission in the aquatic environment. A technical description of the experimental setup is presented, which allows conducting research in natural conditions. The results of experiments on signal transmission in various media using the phenomenon of magnetic induction are presented. The analysis is performed and the comparison of calculated and experimental data.

Keywords: magnetic induction, underwater communication, data transfer, ferrite antennas, magnetic field, communication system, coil, frequency, crosstalk, channel bandwidth, relay, band, waveguide, path loss, metamaterial, data transfer rate, permeability, electromagnetic coupling.

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

Арго - международная научная программа наблюдения за океаном

ГЕОСС - Глобальной системы систем наблюдения Земли

ГМИН - глобальная морская информационная сеть

ГСНО - глобальная система наблюдения за океаном

МИ - магнитная индукция

МКЭ - метод конечных элементов

МОК - Межправительственная океанографическая комиссия

ПБСС - подводные беспроводные сенсорные сети

ЭМ - электромагнитные

AF - Amplify-and-forward (англ. усиление и передача)

BPSK - Binary Phase Shift Key (англ. двоичная фазовая манипуляция)

COMSOL Multiphysics - универсальная среда для моделирования сложных физических процессов

CSS/MISL - Coastal Systems Station/Magneto-Inductive Systems Limited (англ. станция береговых систем/предприятие магнитно-индуктивных систем)

DF - Decode-and-forward - (англ. декодирование и передача)

DPC - Dirty Paper Coding (англ. метод кодирования грязной бумаги)

EMSO - European Multidisciplinary Seafloor and water column Observatory (англ. Европейская многопрофильная обсерватория дна и толщи воды)

FEM - Finite Element Method (англ. метод конечных элементов)

FF - Filter-and-forward (англ. фильтрация и передача)

FPGA - Field Programmable Gate Array (англ. программируемые логические интегральные схемы)

FSK - Frequency Shift Keying (англ. частотно-манипулированные сигналы)

IOOS - Integrated Ocean Observing System (англ. интегрированная система наблюдений за океаном)

MAC - Medium Access Control (англ. управление доступом к среде)

MATLAB - *Matrix Laboratory* (англ. пакет прикладных программ для решения задач технических вычислений)

MB MI - *Multi-Band Magnetic Induction* (англ. МИ-метод с расширенной полосой пропускания)

MIMO MI - *Multiple Input Multiple Output Magnetic Induction* (англ. метод пространственного кодирования сигнала в МИ-системах)

Mise-Pipe - *Magnetic induction-based wireless sensor networks for underground pipeline monitoring* (англ. беспроводные сенсорные сети на основе магнитной индукции для мониторинга подземных трубопроводов)

M²I - *Metamaterial-enhanced Magnetic Induction* (англ. усиленная метаматериалом магнитная индукция)

MRT - *Maximal Ratio Transmission* (англ. максимальный коэффициент передачи)

MSP432 - универсальное программное радиоустройство и микроконтроллер

MST - *Multiple Spanning Tree (Protocol)* (англ. протокол мультиструктурной иерархии)

NEPTUNE-Canada - Проект является частью *Ocean Networks Canada* по инициативе Университета Виктории в Канаде

OOI - *Ocean Observatories Initiative* (англ. инициатива обсерваторий океана, отдел научного фонда программы наук об океане, США)

ROA-RCB - *Remotely Operated Vehicle - Remotely Controlled Boat* (англ. дистанционно управляемые средства и подводные аппараты)

SEATEL - подводная система связи с использованием магнитного поля в качестве носителя

SCENL - *Spherical Coil-array ENclosed Loop* (англ. сферическая антенна массива катушек)

SINR - *Carrier to Interference + Noise Ratio* (англ. отношение уровня сигнала к уровню шума)

SNR - *signal-to-noise ratio* (англ. отношение мощности полезного сигнала к мощности шума)

TD - *Tri-Directional* (англ. трёхнаправленная)

ZF - *Zero-Forcing precoding* (англ. предварительное кодирование с избыточным нулём)

ВВЕДЕНИЕ

Мировой океан, покрывающий две трети поверхности Земли, представляет собой один из важных рубежей современной науки для изучения международным сообществом. Ключевую роль в развитии глобальной экономики, посредством эффективного освоения ресурсов Мирового океана, играет информация, касающаяся вопросов изучения изменения климата и вопросов возникновения жизни на планете. Детальное изучение этой темы поспособствует решению проблем энергетической безопасности и обеспечит более успешное исследование различных форм жизни водной среды планеты. Изучение океана было признано основополагающим аспектом в процессе понимания способов поддержания жизни на Земле, в том числе благодаря работам по созданию эффективных систем наблюдения за Мировым океаном. Беспроводная передача информации в водной среде является передовой технологией для развития перспективных методов систем мониторинга водной среды. Эта технология позволит улучшить известные способы сбора научных данных, повысить контроль загрязнения среды, увеличить объем и достоверность поступающей информации об изменении мирового климата, обеспечить более точное обнаружение различных объектов на дне океана и передачу изображений в реальном времени.

Таким образом, исследование моря привлекает все большее внимание среди прибрежных стран, и был выдвинут ряд амбициозных планов наблюдения за морем, чтобы максимально изучить загадочный подводный мир. Например, межконтинентальный план под названием *EMSO* был запущен Европейским союзом для измерения биогеохимических параметров океанов и мониторинга морской среды, которая охватывает Северный Ледовитый океан, Атлантический океан, Средиземное море и Черное море.

Соединенные Штаты и Канада начали проекты *IOOS* и *NEPTUNE-Canada* в своих территориальных океанах с целью создания интегрированной и

Таблица 1 - Краткие выкладки известных морских проектов в мире [65]

| Проекты и планы | Годы | Страны / Организации | Покрытие регионов | Цели |
|--|------|---|---|---|
| <i>EMSO</i> 2006 | 2006 | Европейский Союз | Северный Ледовитый океан | Обеспечивает интерактивный и долгосрочный интерактивный мониторинг процессов в океане |
| <i>IOOS</i> США | 2001 | США | Мировой океан | Предлагает полную и непрерывную информацию о текущих и будущих состояниях океанов |
| <i>NEPTUNE-Canada</i> | 2016 | Канада | Северный Ледовитый океан, восточное и западное побережья Канады | Обеспечить сетевой доступ к данным и платформы для научных экспериментов |
| Национальная сеть наблюдений морской среды | 2016 | Китай | Восточное море и Южное море | Реализовать в реальном времени подводные наблюдения с высоким разрешением |
| <i>OOI</i> | 2006 | США | Мировой океан | Обеспечить организационную инфраструктуру для наблюдения за океаном, наиболее точное прогнозирование, содействовать научному сотрудничеству |
| ГСНО | 1991 | Межправительственная океанографическая комиссия (МОК) | Мировой океан | Координация наблюдений за глобальными океанами в отношении климата, здоровья океана и обслуживания в реальном времени |
| Арго | 1994 | 27 стран (Аргентина, Австралия, и Бразилия и др.) | Глобальные безледовые океаны | Развернуть более 3000 поплавков и построить несколько глобальных операционных центров |
| Интегрированное пространство Земля - информационные сети | 2016 | Китай | Глобальные океаны, континенты и космические пространства | Интеграция пространственных, наземных и морских информационных сетей |

устойчивой системы наблюдения за океаном. Китай также объявил о создании сети подводных научных наблюдений с предварительным охватом Восточного моря и Южного моря.

За исключением создания вышеупомянутых региональных систем морских наблюдений, некоторые страны или организации дополнительно проводят работы по созданию глобальных морских информационных сетей (ГМИН), нацеленных на обеспечение беспрепятственного охвата и взаимосвязи всего по всему морю, даже с вещами в космосе и на суше. Например, Соединенные Штаты начали осуществление плана *OOI* по созданию глобальной сети наблюдения и передачи данных для сбора различных типов морской информации. Межправительственная океанографическая комиссия (МОК) также инициировала план ГСНО, охватывающий океанографический компонент Глобальной систем наблюдения Земли (ГЕОСС). Другой международный проект под названием «Арго», запущенный 27 странами, пытается использовать массивные поверхностные буи для сбора температуры, солености и текущих данных в глобальных свободных ото льда океанах. Согласно пятилетнему плану научно-технического прогресса в КНР к 2020 году, Китай намеревался интегрировать свои космические сети с сетями мобильной связи и различными будущими сетями (включая морские информационные сети) для предоставления повсеместных информационных и коммуникационных услуг. Предполагается, что создание различных ГМИН будет способствовать изучению и освоению океанов и, таким образом, удовлетворит специальные и гражданские потребности стран [65]. В таблице 1 перечислены и сопоставлены некоторые связанные с этим проекты по исследованию и разработке морских объектов по всему миру.

Большая часть практических работ по организации каналов подводных связей, главным образом, была реализована через акустические виды связи. Акустическая связь характерна многими известными проблемами, такие как высокие задержки распространения сигнала, очень низкая ёмкость передаваемых данных, и сильная зависимость канала от физических свойств и

состояния среды распространения. Реализация подводной связи с помощью магнитной индукции (МИ), в отличие от традиционных способов (посредством распространения электромагнитных (ЭМ) или акустических волн), обладает уникальными и перспективными функциями, такие как:

- незначительная задержка распространения сигнала;
- стабильное поведение канала;
- достаточно широкий диапазон связи с высокой шириной полосы частот;
- низкие показатели шума канала МИ-связи;
- закрытый характер канала связи, что затрудняет его детектирование или перехват.

Стоит отметить, что ЭМ-волны испытывают высокую степень затухания под водой, которая сильно ограничивает возможности связи, с ростом частоты падает эффективное расстояние передачи информации. Для увеличения дальности связи, необходимы большие антенны для низкочастотной ЭМ-связи, которая не имеет практического применения для небольших подводных объектов. Для примера, размер антенны ЭМ-передатчика будет около двух метров для рабочей частоты 50 МГц .

Незначительная задержка распространения сигнала, отличная от акустических волн, распространяющихся со скоростью 1500 м/с под водой, МИ-волны распространяются со скоростью $3.33 \cdot 10^7 \text{ м/с}$ под водой. Эта чрезвычайно высокая скорость распространения МИ-волн позволит значительно улучшить скорость обмена информацией в подводных коммуникациях, и облегчит проектирование и реализацию подводных сетевых протоколов, и создание подводных сетевых сервисов (например, локальных сетей). Кроме того, способы синхронизация физического уровня в среде беспроводными устройствами становятся простыми и надежными благодаря незначительной задержке и высокой стабильности канала.

Предсказуемость и стабильность канала: ввиду того что реактивное сопротивление у катушки значительно меньше, чем у антенны-диполя, только очень малая часть энергии излучается далеко в виде магнитного поля катушки.

Следовательно, в сравнении с акустической связью, многолучевое замирание не является проблемой для подводной связи на базе МИ. Кроме того, из-за высокой скорости распространения МИ-волны, сдвиги частот, вызванные эффектом Доплера, будут незначительны. Стоит добавить, что акустические и электромагнитные шумы незначительно влияют на МИ-канал ввиду того, что высокочастотный шум поглощается водной средой.

Достаточно большой диапазон связи с высокой скоростью передачи данных: в МИ-каналах связи, передача и прием осуществляются с помощью пары катушек небольших размеров, в качестве антенн. В отличие от антенны-диполя, при использовании большинства волн на основе ЭМ-связи, в МИ-связи нет ограничения по минимальной частоте, на которой антенна не может работать. С одной стороны, переменное магнитное поле, может быть сгенерировано, какой бы маленькой не были катушки на МИ-передатчике. С другой стороны, пока магнитный поток пронизывает катушку, МИ-приемник может захватить сигнал, если даже частота меньше полосы одного мегагерца. Это свойство позволит любой антенне малых размеров в виде катушки генерировать низкочастотные МИ-сигналы, которые позволят небольшим подводным объектам вести связь на достаточно большие расстояния. Кроме того, рабочая частота МИ-катушки может достигнуть мегагерцового диапазона, пока обеспечивается достоверное и стабильное качество каналов, что способствует установлению связи с более высокими скоростями передачи данных, чем в акустических системах связи.

Скрытность подводных операций: в то время как акустические связи зависят от генерации, распространения и приема сигнала под водой, МИ-связь использует спектр незвуковых и неоптических волн, и подойдет для широкого ряда выполнения гражданских и военных задач, требующих скрытного проведения подводных операций. Также стоит отметить, что стоимость МИ-катушек очень низка, меньше чем 1.00 доллара США за катушку при массовом производстве, что способствует крупномасштабному применению подводных МИ-узлов. Перспективные особенности подводной МИ-связи могут

способствовать созданию многих новых направлений применения и способствовать развитию способов организации подводной связи [19].

Скрытность и подводное наблюдение в реальном времени: высокая ширина полосы частот совместно с постоянными и надежными условиями канала, достигающимися подводными МИ-связями, позволит вести подводное наблюдение в реальном времени, которое требует высокоскоростной доставки большого объема мультимедийных данных (например, аудио- или видеоданные). Кроме того, скрытные и малошумные особенности подводных МИ-связей позволяют вести под водой наблюдение в закрытом режиме [19].

Таблица 2- Сравнение подводной МИ, ЭМ, акустической и оптической связей [19]

| Вид связи | Скорость распространения сигнала, м/с | Диапазон скорости передачи данных | Дальность связи, м | Зависимость канала от свойств среды распространения | Возможность скрытности связи и демаскирующие свойства |
|----------------------|---------------------------------------|-----------------------------------|--------------------|---|---|
| Магнитно-индуктивная | $3.3 \cdot 10^7$ | Мбит/с | 10...100 | Проводимость | Да |
| Электромагнитная | $3.3 \cdot 10^7$ | Мбит/с | 0.1...10 | Проводимость и многолучёвость | Да |
| Акустическая | $1,5 \cdot 10^3$ | Кбит/с | 10^3 | Многочувствительность, эффект Доплера, давление, уровень солёности, уровень загрязнения | Звуковой |
| Оптическая | $3.3 \cdot 10^7$ | Мбит/с | 10...100 | Прозрачность, прямая видимость, уровень освещённости | Визуальный |

Данная работа предполагает научно-исследовательский характер по изучению и анализу процесса передачи сигнала МИ-методом в диапазоне звуковых волн (до 20 кГц).

В качестве исходного материала взяты опубликованные научные материалы и исследовательские наработки приморских ученых

Рублёва Виктора Петровича [8] и Шибкова Анатолия Николаевича [7, 9] по данной тематике.

Вклад автора в рассматриваемые в работе вопросы:

- систематизация и обобщение имеющегося материала, представленного научным мировым сообществом по изучению МИ-технологии связи;
- участие в проведении практических экспериментов по передаче и получению, изучаемым методом сигнала;
- проектирование и расчет модели МИ-канала связи в среде разработки *COMSOL Multiphysics*;
- проведение анализа полученных практических и модельных результатов.

Практическая реализация рассмотренного метода передачи данных сделает возможным процесс организации доступных и устойчивых каналов связи в водной среде.

1 ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ

Рассмотрим магнитное поле одиночного витка с током. Найдем магнитное поле витка в любой точке пространства [2]. Для нахождения магнитного поля, воспользуемся законом Био-Савара-Лапласа.

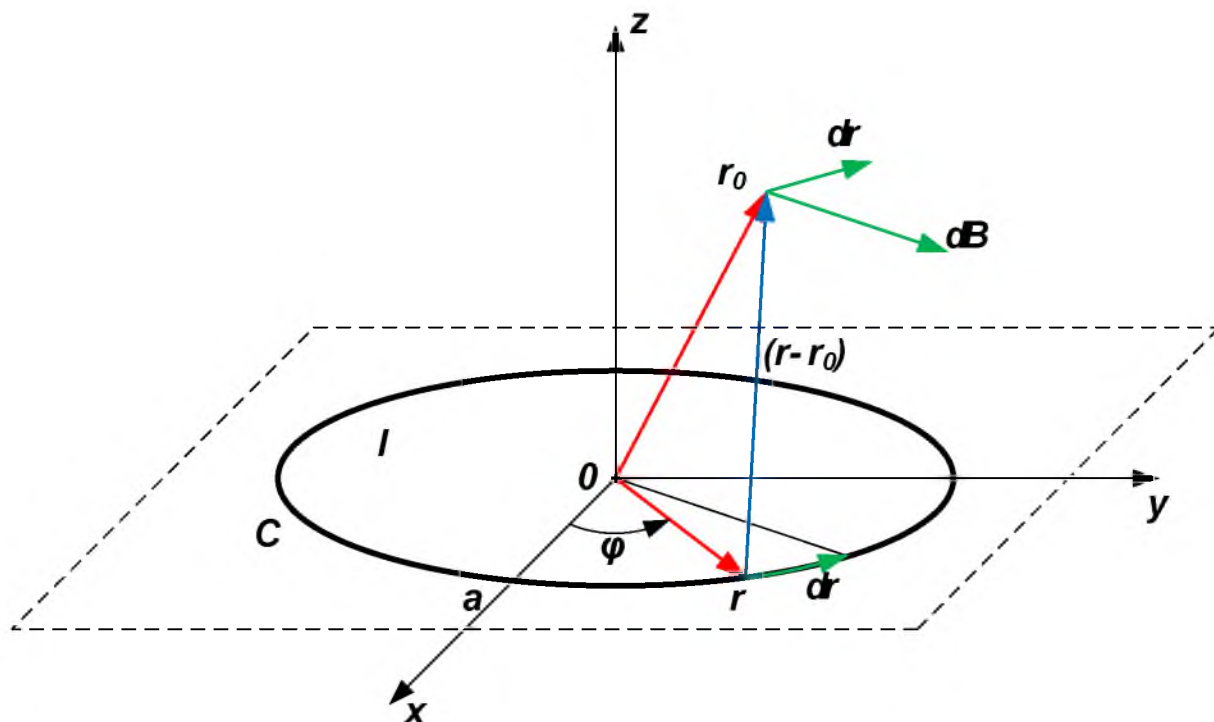


Рисунок 1 - Иллюстрация к закону Био-Савара-Лапласа

На рисунке 1 видно, что центр системы координат O совпадает с центром витка. Контур окружности витка обозначен как C , а радиус окружности - как a . По витку течет ток I . \vec{r} - это переменная-радиус-вектор из начала координат в произвольную точку витка. \vec{r}_0 - это радиус-вектор в точку наблюдения. Еще нам понадобится полярный угол φ - угол между радиус-вектором \vec{r} осью Ox . Расстояние от оси витка до точки наблюдения обозначим за ρ . И наконец, $d\vec{r}$ - элементарное приращение радиус-вектора \vec{r} .

Согласно закону Био-Савара-Лапласа, элемент контура с током $d\vec{r}$ создает элементарный вклад в магнитное поле, который дается формулой:

$$d\vec{B}(\vec{r}_0) = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \frac{[d\vec{r} \times (\vec{r}_0 - \vec{r})]}{|\vec{r}_0 - \vec{r}|^3} \quad (1)$$

где $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ - магнитная проницаемость в свободном пространстве.

Для того чтобы найти результирующее магнитное поле, нужно проинтегрировать по всему контуру витка, то есть:

$$\vec{B}(\vec{r}_0) = \int_C d\vec{B}(\vec{r}_0) \quad (2)$$

После подстановки всех выражений и некоторых тождественных преобразований получаем выражения для аксиальной и радиальной компоненты магнитного поля соответственно:

$$B_z(\rho, z) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{(a^2 - \rho \cdot a \cos \varphi) d\varphi}{(\rho^2 + a^2 + z^2 - 2\rho \cdot a \cos \varphi)^{3/2}} \quad (3)$$

$$B_r(\rho, z) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{a \cdot z \cdot d\varphi}{(\rho^2 + a^2 + z^2 - 2\rho \cdot a \cos \varphi)^{3/2}} \quad (4)$$

Для нахождения абсолютного значения магнитного поля необходимо просуммировать компоненты по теореме Пифагора:

$$B = \sqrt{B_r^2 + B_z^2} \quad (5)$$

Продемонстрируем полученное решение на примере витка радиуса $a=0.1 \text{ м}$ и $I=1 \text{ А}$.

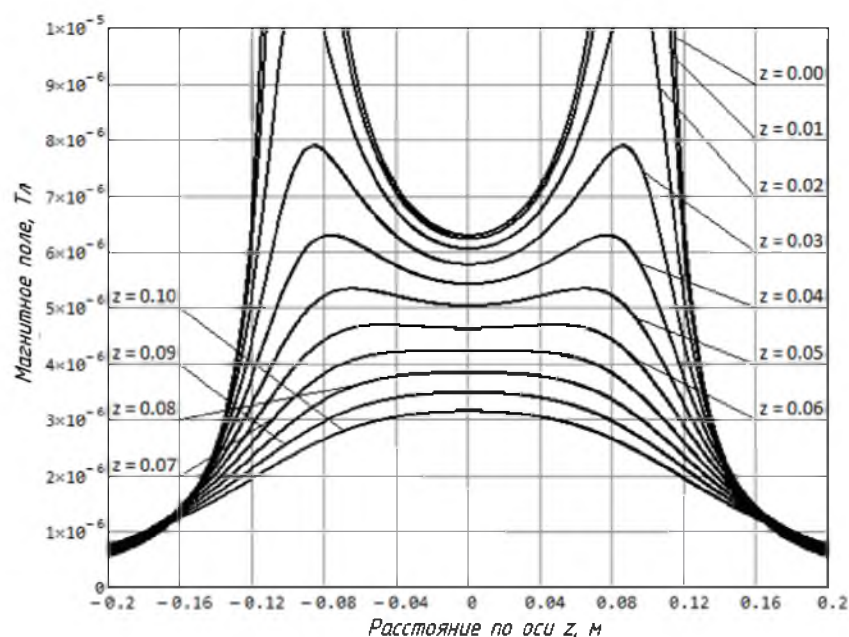


Рисунок 2 - Абсолютная амплитуда магнитного поля [2]

Теперь, когда мы знаем решение для магнитного поля одного витка, можем найти индуктивность катушки, состоящей из n витков. По определению индуктивность - это коэффициент пропорциональности между током в витке и магнитным потоком через площадь сечения витка. Мы пользуемся здесь идеальной моделью катушки, которая безразмерна по направлению своей оси симметрии. Конечно же, на практике такого не бывает. Однако, как приближенные, полученные формулы будут достаточно хороши. Хотя катушки и считаются безразмерными вдоль OZ , необходимо задаться ненулевым радиусом сечения провода [2]. Обозначим его δ .

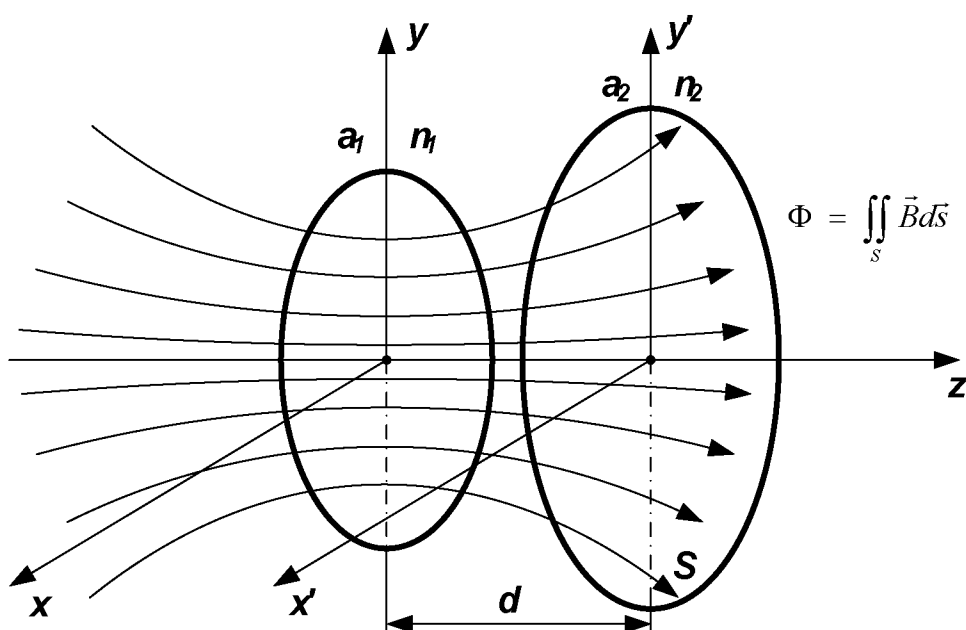


Рисунок 3 - Индуктивно связанные катушки

На рисунке 3 изображены две магнитно связанные катушки. Пусть первая катушка имеет радиус a_1 и содержит n_1 витков, а вторая - a_2 и n_2 соответственно. Тогда для нахождения собственных индуктивностей необходимо вычислить магнитный поток каждой катушки через свое собственное сечение с площадью S :

$$\Phi = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^{a-\delta} B_z(\rho, z) \rho d\rho d\varphi = 2\pi \int_0^{a-\delta} B_z(\rho, z) \rho d\rho \quad (6)$$

Собственные индуктивности катушек равны:

$$L_1 = \frac{1}{2} n_1^2 \mu_0 \int_0^{a_1-\delta} \int_0^{2\pi} \frac{(a_1^2 - \rho a_1 \cdot \cos \varphi) d\varphi}{(\rho^2 + a_1^2 - 2\rho a_1 \cdot \cos \varphi)^{3/2}} \rho d\varphi \quad (7)$$

$$L_2 = \frac{1}{2} n_2^2 \mu_0 \int_0^{a_2-\delta} \int_0^{2\pi} \frac{(a_2^2 - \rho a_2 \cdot \cos \varphi) d\varphi}{(\rho^2 + a_2^2 - 2\rho a_2 \cdot \cos \varphi)^{3/2}} \rho d\varphi \quad (8)$$

Тогда взаимная индуктивность выражается следующим образом:

$$M_{12} = \frac{1}{2} n_1 n_2 \cdot \mu_0 \int_0^{a_2-\delta} \int_0^{2\pi} \frac{(a_1^2 - \rho a_1 \cdot \cos \varphi) d\varphi}{(\rho^2 + a_1^2 + d^2 - 2\rho a_2 \cdot \cos \varphi)^{3/2}} \rho d\varphi \quad (9)$$

Такие интегралы можно взять только численно. Заметим, что, как правило, $M_{12}=M_{21}=M$. Коэффициентом связи катушек называется величина:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (10)$$

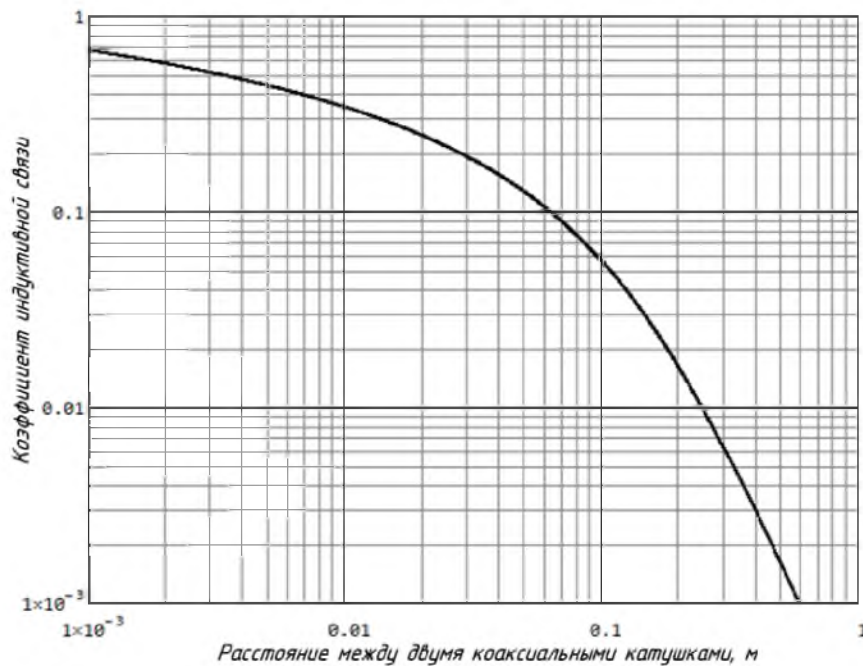


Рисунок 4 - График зависимости коэффициента связи катушек от расстояния между ними

Исследуем зависимость коэффициента связи катушек от расстояния. Для этого рассмотрим две одинаковые катушки с радиусом катушек $a_1=a_2=0.1$ м и количеством витков $n_1=n_2=100$ [56, 57]. При этом собственная индуктивность каждой из катушек составит $L_1=L_2=8.775$ мГн.

График не изменится, если одинаково изменить число витков в обеих катушках, либо одинаково изменить радиус обеих катушек. Коэффициент связи удобно выражать в процентах. Из графика видно, что даже при расстоянии между катушками в 1 мм коэффициент связи меньше 100%. Коэффициент падает до 10% на расстоянии порядка 60 мм, и до 1% на 250 мм.

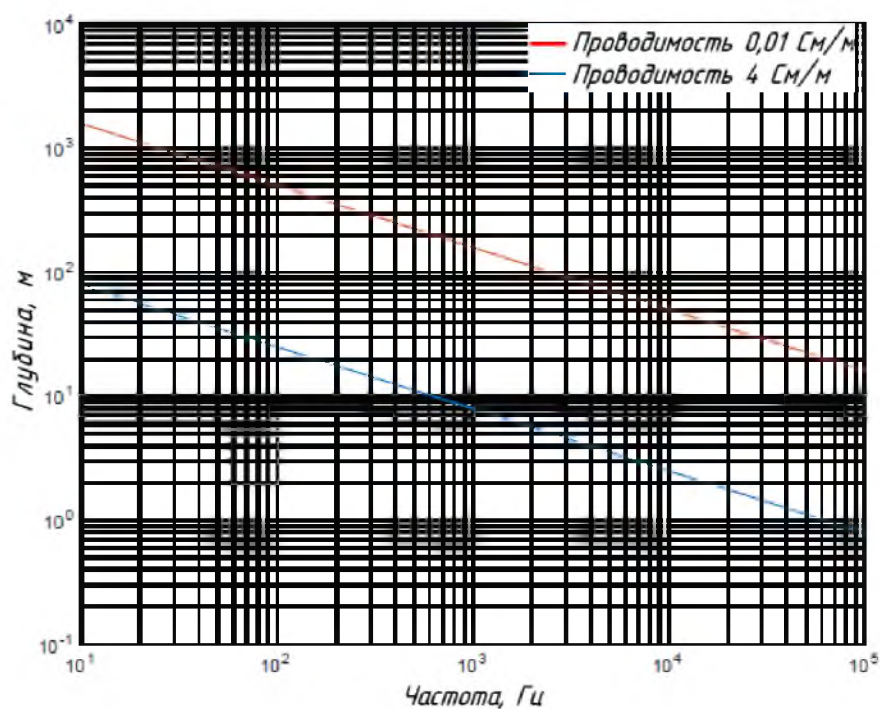


Рисунок 5 - Графики зависимости глубины проникновения МИ-сигнала от частоты в пресной и морской воде [56, 57]

Итак, нам известны индуктивности и коэффициент связи. Теперь воспользуемся теорией электрических цепей переменного тока для поиска оптимальных параметров, при которых передаваемая мощность оказалась бы максимальной. Как известно из теории цепей, две индуктивно-связанные катушки образуют воздушный трансформатор. Для анализа трансформаторов удобна T-образная схема замещения [47].

Передающую катушку слева будем условно называть «трансмисмиттер», а принимающую катушку справа - «ресивер». Между катушками коэффициент связи k . На стороне ресивера находится потребитель, представленный нагрузкой Z_L .

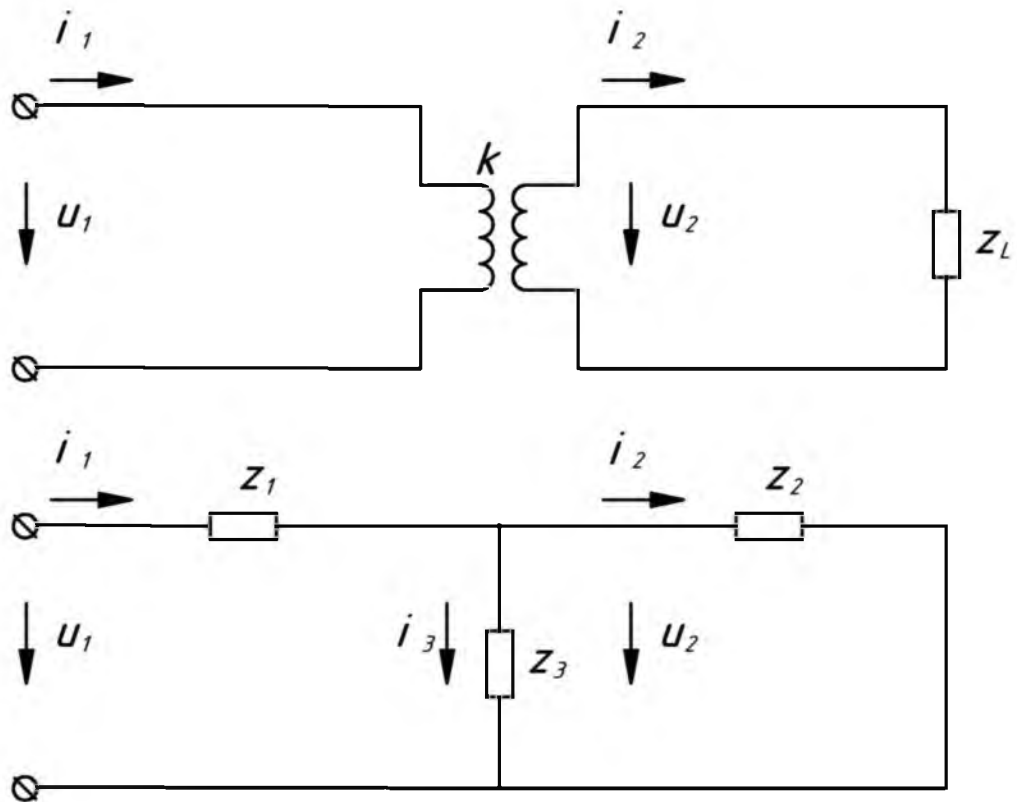


Рисунок 6 - Воздушный трансформатор и его эквивалентная схема

Нагрузка в общем случае может быть комплексной. Входное напряжение на стороне трансмиттера u_1 , а входной ток - i_1 . Напряжение, передаваемое на ресивер - u_2 , и передаваемый ток i_2 . Полный импеданс на стороне трансмиттера обозначим как z_1 , а полный импеданс на стороне ресивера z_2 .

$$z_1 = r_1 + jx_1 \quad (11)$$

$$z_2 = r_2 + jx_2 \quad (12)$$

где r_1, r_2 - полные активные сопротивления на стороне трансмиттера и ресивера соответственно;

- x_1, x_2 - полные реактивные сопротивления.

Импеданс связи равен:

$$z_3 = j\omega M = jx_3 \quad (13)$$

где ω - угловая частота передаваемого сигнала.

Комплексная мощность, переданная на ресивер:

$$s_2 = p_2 + jq_2 \quad (14)$$

где p_2 - активная компонента мощности;

- q_2 - реактивная компонента мощности.

Рассмотрим задачу передачи максимальной активной мощности:

$$p_2 \rightarrow \max \Rightarrow \left| \frac{z_3}{z_1 z_2 + z_1 z_3 + z_2 z_3} \right|^2 \rightarrow \max \quad (15)$$

Эта задача имеет несколько решений. Первое решение, при начальных условиях $x_1 = x_2 = -x_3$:

$$p_2 = \frac{|u_1|^2 x_3^2 r_2}{(r_1 r_2 + x_3^2)^2} \quad (16)$$

$$q_2 = \frac{|u_1|^2 x_3^3}{(r_1 r_2 + x_3^2)^2} \quad (17)$$

В практическом варианте рассмотрения функции $p_2(x_3)$ - она достигает максимума при $x_3 = \sqrt{r_1 r_2}$, тогда верны следующие выражения:

$$p_2 = \frac{|u_1|^2}{4r_1} \quad (18)$$

$$q_2 = \frac{|u_1|^2}{\sqrt{r_1 r_2}} \quad (19)$$

Второе и третье решения, при условии $x_3^2 > r_1 r_2$ будет иметь вид:

$$p_2 = \frac{|u_1|^2}{4r_1} \quad (20)$$

$$q_2 = \frac{|u_1|^2 x_2}{4r_1 r_2} \quad (21)$$

Реактивные сопротивления для первого решения находятся из выражений:

$$x_1 = \frac{1}{r_2} \left(\sqrt{r_1 r_2 (x_3^2 - r_1 r_2)} - r_2 x_3 \right) \quad (22)$$

$$x_2 = \frac{1}{r_1} \left(\sqrt{r_1 r_2 (x_3^2 - r_1 r_2)} - r_1 x_3 \right) \quad (23)$$

Для второго решения реактивные сопротивления рассчитываются по формулам:

$$x_1 = \frac{1}{r_2} \left(\sqrt{r_1 r_2 (x_3^2 - r_1 r_2)} - r_2 x_3 \right) \quad (24)$$

$$x_2 = \frac{1}{r_1} \left(\sqrt{r_1 r_2 (x_3^2 - r_1 r_2)} - r_1 x_3 \right) \quad (25)$$

Потери передаваемой мощности на распространение МИ-волны в водной среде рассчитываются по формуле [47]:

$$PL_{SW} = PL_{MI} + PL_{\alpha} \quad (26)$$

где PL_{MI} - потери мощности МИ-сигнала без учета среды распространения (в воздушном пространстве или вакууме);

- PL_{α} - потери передаваемой мощности, вызванные затуханием сигнала в водной среде.

$$PL_{MI} = -10 \log \frac{R_L \omega^2 M^2}{R_{TX} (R_L + R_{RX})^2 + R_{TX} (X_L + \omega L_{RX})^2} \quad (27)$$

где R_{TX} и R_{RX} - активные сопротивления передающей и приёмной антенн (r_1 и r_2);

- R_L - общее активное сопротивление приёмной системы;

- L_{RX} - индуктивность приёмной антенны.

В общем случае сопротивление катушки (антенны) определяется как:

$$R = \frac{N \cdot 2\pi \cdot a \cdot \rho}{A} \quad (28)$$

где N - число витков катушки;

- a - радиус катушки;

- ρ - удельное электрическое сопротивление;

- A - площадь поперечного сечения провода.

В общем случае индуктивность катушки (антенны) определяется как:

$$L = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A}{l} \quad (29)$$

где μ - магнитная проницаемость среды (для воды $\mu = 4\pi \cdot 10^7$ Гн/м);

- l - длина соленоида.

Общий импеданс приёмной системы равен:

$$Z_L = R_L + jX_L \quad (30)$$

$$Z_L = R_{RX} + \frac{\omega^2 M^2 R_{TX}}{R_{TX}^2 + \omega^2 L_{TX}^2} + j \left(\frac{\omega^3 M^2 L_{TX}}{R_{TX}^2 + \omega^2 L_{TX}^2} - \omega L_{RX} \right) \quad (31)$$

где L_{TX} - индуктивность передающей антенны.

Взаимную индуктивность между двумя катушками можно рассчитать, как:

$$M = \frac{\mu \cdot N_{TX} \cdot a_{TX}^2 \cdot N_{RX} \cdot a_{RX}^2 \cdot \pi}{2\sqrt{(a_{TX}^2 + r^2)^3}} \quad (32)$$

где a_{TX} и a_{RX} - радиусы катушек передатчика и приемника соответственно;

- N_{TX} и N_{RX} - число витков катушек передатчика и приемника соответственно;

- r - расстояние между ними (от центра катушек в направлении оси z).

$$PL_\alpha = 20 \log(e^{\alpha r}) = 8,69 \alpha r \quad (33)$$

где α - коэффициент затухания и рассчитывается по формуле:

$$\alpha = 1 / \delta = \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma} \quad (34)$$

где - где σ - электрическая проводимость среды (для морской воды $\sigma = 4 \text{ См/м}$);

- f - частота передаваемого сигнала.

Таким образом, зная мощность передающей системы P_{TX} , можно определить мощность на выходе с приёмной антенны допустив, что коэффициенты усиления антенн незначительны:

$$P_{RX} = P_{TX} - PL_{SW} \quad (35)$$

На рисунке 7 представлены графики затухания сигнала в зависимости от количества витков (катушек передатчика и приемника) и частоты для пресной и морской воды. Дальность передачи составляет 4,5 м, а радиус излучающей и приемной катушек составляет 1 м. Мы видим, что потери на трассе уменьшаются с числом витков и частотой. Числитель в логарифме (27) имеет прямую зависимость от этих показателей. Знаменатель в логарифме (27) также напрямую зависит от частоты и числа витков. Однако числитель внутри логарифма больше зависит от этих показателей, следовательно, определяет общую тенденцию потерь на распространении сигнала. Потери в морской воде

больше по сравнению с пресной водой (она выше на 57,7% в морской воде на $f=1$ кГц и $N=400$).

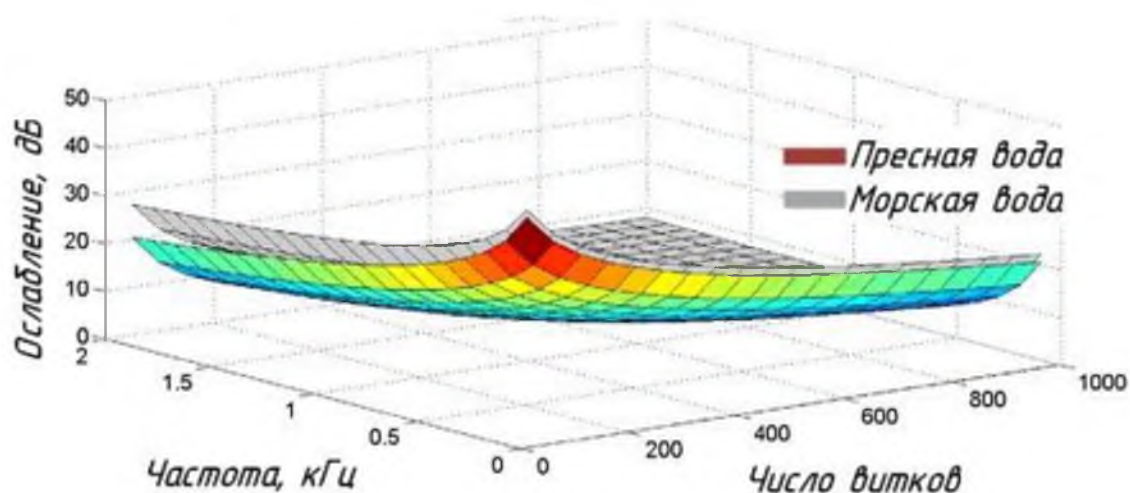


Рисунок 7 - Ослабление сигнала МИ-связи в зависимости от частоты и числа витков [47]

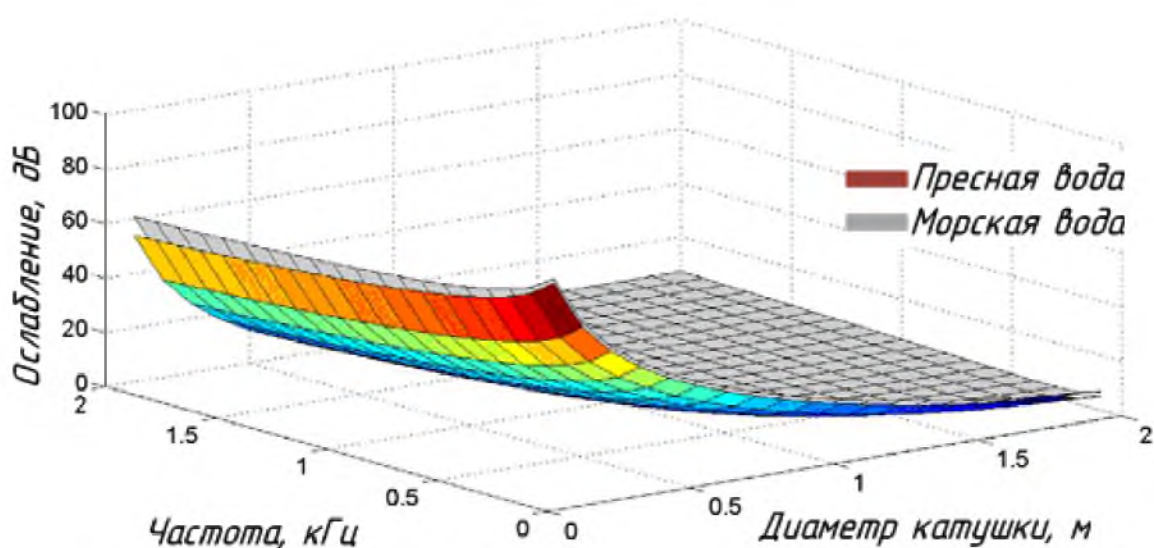


Рисунок 8 - Ослабление сигнала МИ-связи в зависимости от частоты и радиуса катушки [47]

На рисунке 8 показаны потери сигнала в зависимости от радиуса (излучающей и приемной катушек) и рабочей частоты для пресной и морской воды. Дальность передачи составляет 4,5 м, а число витков катушек передатчика и приемника равно 1000. Мы видим, что потери уменьшаются с увеличением радиуса катушки и частоты. Числитель в логарифме (27) напрямую зависит от этих факторов. Знаменатель в логарифме (27) не зависит от частоты для низких радиусов катушки и растёт с частотой при больших радиусах катушки. Знаменатель внутри логарифма также напрямую зависит от

радиуса катушки. Однако числитель внутри логарифма сильнее зависит от этих показателей, следовательно, определяет общую тенденцию потерь сигнала при распространении. Для больших радиусов катушек существует низкая зависимость между потерями на трассе и частотой. Потери в морской воде также больше по сравнению с пресной водой (в морской воде в 1,8 раза выше для $f=1$ кГц и $a=1$ м) [19].

2 АНАЛИЗ ИНФОРМАЦИИ О СИСТЕМАХ И МЕТОДАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ВОДНОЙ СРЕДЕ (ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ)

Благодаря вышеупомянутым преимуществам: предсказуемости поведения канала связи, высокой скорости распространения сигнала, достаточной степени скрытности ведения связи и предполагаемой низкой стоимостью оборудования, МИ-коммуникации имеют потенциал для применения в различных сферах деятельности. На сегодняшний день разработано немало технических систем на основе МИ-связи для решения различных задач в условиях моря.

Обнаружение утечек жидкостей и газа. Точное обнаружение утечек подводных нефте- и газопроводов довольно сложное мероприятие, обусловленное неблагоприятными климатическими условиями, труднодоступным расположением и размещением. Предлагаемый подход может значительно уменьшить количество ошибок обмена данными, обусловленных различными помехами в окружающей среде (примерно на два порядка), и повысить вероятность обнаружения вредных утечек (до 36% ложных тревог) [34]. Было установлено, что размещение МИ-датчиков с высокой плотностью вдоль трубопроводов может обеспечить эффективную эксплуатацию инженерных сооружений при относительно низких затратах. Представлена архитектура беспроводной сенсорной сети на основе магнитной индукции для мониторинга трубопроводов и обнаружения, далее локализации утечек в трубопроводах. Система наблюдения использует датчики как внутри, так и снаружи трубопроводов, включая датчики давления, акустические датчики и датчики анализа грунта. Новая методика магнитной индукции используется для обеспечения эффективной и надежной беспроводной связи системы сенсоров. По сравнению с существующими системами мониторинга

трубопроводов рассмотренная модель обеспечивает как точные результаты обнаружения утечек и локализации в реальном времени, так и длительный срок эксплуатации системы в суровых климатических условиях [72].

Раннее прогнозирование возможности стихийных бедствий с помощью МИ-коммуникации. Различным видам деятельности на море угрожают потенциальные стихийные бедствия, такие как тайфуны, цунами и подводные землетрясения. Подводные системы на основе МИ-связи могут найти применение в создании оперативных и надежных систем обнаружения, предупреждения бедствий. Например, группой инженеров под руководством С. Киселёва [52] спроектирована беспроводная сенсорная сеть на основе МИ с реконфигурируемыми возможностями для раннего обнаружения бедствий. Численные результаты показали очень хорошую производительность с точки зрения времени уведомления и потери пропускной способности. Решена проблема неоднозначности оценки канала, используя предложенный метод МИ-связи, и рассмотрена возможность оперативного обмена данными в созданной сети, путем изменения параметров резонансной частоты.

Оборонное применение. Проведение подводных специальных операций обычно носит скрытный характер действий, чтобы избежать обнаружения. Принимая во внимание низкую степень детектирования подводной связи с использованием МИ, имеется ряд технических решений обеспечения специальных операций, таких как, обмен информацией между автономными необитаемыми подводными объектами и подводными лодками.

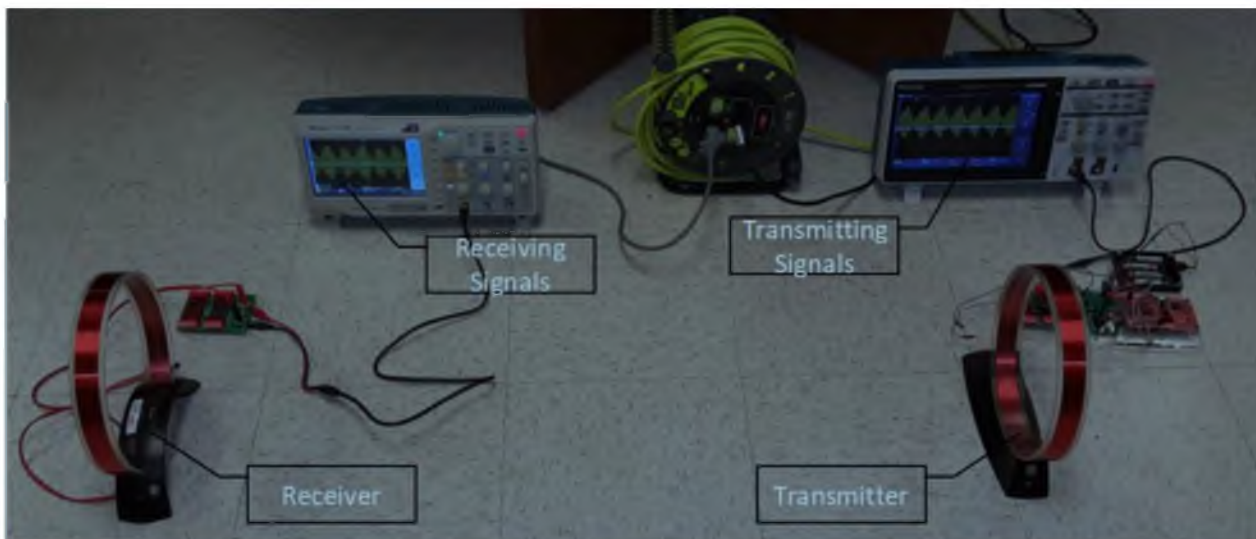
Мониторинг на основе подводных беспроводных сенсорных сетей. Развертывание многочисленных датчиков в море для формирования подводных беспроводных сенсорных сетей (ПБСС) является важным способом мониторинга физического, химического и биологического состояния моря. Поскольку затраты на внедрение и потребление энергии катушек МИ, как правило, невелики, устройства на основе МИ являются хорошим выбором для создания крупномасштабных и долгосрочных ПБСС.

В последние десятилетия было проведено немало экспериментов и разработаны испытательные стенды для изучения методов передачи данных в водной среде. Например, Дж. Сойдехей и его коллеги в 2001 году разработали низкочастотную систему с МИ для организации связи на мелководье [40]. Они провели несколько испытаний в прибрежных районах, в которых скорости передачи данных $100...300 \text{ бит/с}$ наблюдались в диапазоне $250...400 \text{ м}$ в граничных условиях сред (воздух-вода). Была разработана и усовершенствована МИ концепция связи: сигнализации и навигации аппаратных средств, которые используют квазистатические переменные магнитные поля в качестве канала. Физические свойства магнитных полей позволяют этим системам работать через любые естественные границы сред.

В 2010 году команда инженеров из Великобритании под руководством И. Боги разработала систему передачи голоса дайвера на основе МИ-связи [36], где была успешно достигнута дальность передачи 30 м от поверхности воздуха до подводного дайвера на несущей частоте 12 кГц . Система связи основана генерации сильного переменного магнитного поля в качестве несущей, которая модулируется на звуковой частоте. Утверждается, что данный метод не зависит от границы раздела воздух-вода.

Недавно группа китайских инженеров Д. Вэй и его коллег для разработки прототипа МИ-приемопередатчика использовала МИ-катушки, универсальное программное радиоустройство и микроконтроллер *MSP432* [18]. Взяв за основу для управления трансиверами дистанционно управляемое транспортное средство и лодку с дистанционным управлением, они успешно провели испытания МИ-связи как в пресной, так и в морской воде.

В дополнение к вышеупомянутым экспериментам и испытательным стендам, перспективы использования подводных систем коммуникации с помощью МИ подтолкнули к проведению многочисленных исследований для решения различных инженерных проблем, как с теоретической, так и с технической точек зрения.



а)



б)



в)

Рисунок 9 - Аппаратное исполнение системы тестирования методов МИ-связи: а) воздушное испытание, б) испытание в бассейне, в) морские испытания

Коллектив разработчиков из США университета штата Северной Каролины в г. Шарлотта и Государственного университета Нью-Йорка в

г. Буффало в статье [58] предлагает совместное использование МИ-систем и акустических систем связи для замкнутой сети подводных роботов.

Таблица 3 - Резюме МИ-коммуникационных испытаний и экспериментов по всему миру [65]

| Список литературы | Годы | Эксперименты и прототипы | Тестовые площадки, сценарии применения | Результаты, функциональные возможности |
|-------------------|------|---|---|--|
| [72] и [63] | 2011 | Система мониторинга трубопроводов | <i>Mise-Pipe</i> с разным объемом воды | Точное обнаружение утечек для подземных трубопроводов |
| [40] | 2001 | <i>CSS / MISL</i> | Мелководье и прибрежная зона | Скорость передачи данных 100...300 бит / с в диапазоне 250...400 м |
| [36] | 1972 | <i>SEATEL</i> | Воздушная среда для передачи голоса дайверу | Самый большой диапазон до 30 м на частоте 12 кГц |
| [18] | 2018 | Система беспроводной связи <i>ROA-RCB</i> | Пресная и морская вода | Скорость передачи данных 20...80 Кбит/с в пределах 3 м. |
| [27] | 2017 | Прототип M^2I | Экстремальные условия, аналогичные подводной и подземной средам | Надежная МИ-связь до 50 м |

Данная система позволяет установить дальние и высокопроизводительные линии связи между сетью дронов и наземной базовой станцией, решая проблемы ненадежности и низкого потребления энергии в существующих системах подводной акустической связи, особенно в неглубоких и сложных подводных средах, таких как реки и озера. Чтобы оценить производительность предлагаемой совместной системы в подводной среде, была проанализирована точность синхронизации распределенных передатчиков, рассчитав временные и частотные ошибки. Основываясь на точности синхронизации, рассмотрена производительность связи, методы формирования сигнала и пространственно-временного кодирования. По сравнению с чисто акустической связью, гибридная концепция акустической связи позволяет создавать более надежные подводные кооперативные системы

из-за меньшей задержки сигнала и большей полосы пропускания для МИ-методов связи. Рабочая частота устанавливается равной 10 кГц для акустической синхронизации и 10 МГц для синхронизации методом МИ. Частота кварцевого генератора составляет 100 кГц . Количество передающих абонентов сети, включая главный узел, равно 10 . Расстояние между подчиненными абонентами и главным узлом установлено в 20 м . Мощность передатчика установлена равной 10 мВт . Мощность шума составляет $9,81 \cdot 10^{-3} \text{ мВт}$. Передатчики МИ работают полосой пропускания 20 кГц . Акустические передатчики работают с шириной полосы 10 кГц .

С. Рамадан в своей работе [57] рассмотрел целесообразность улучшения связи в пресной и морской воде при помощи МИ метода связи с использованием пары катушек в качестве передатчика и приемника. При моделировании канала изучались и анализировались как термические, так и атмосферные шумы. Для всего исследования использовалась модель канала с кубическим затуханием по расстоянию, интегрированным с экспоненциальной потерей поглощения. Его низкочастотная характеристика была проверена путем моделирования в среде *MATLAB* для условий пресной и морской воды. Таким образом, по сравнению с результатами моделирования канала для морской воды, пресная вода обеспечивает значительно более высокую пропускную способность канала связи. Это указывает на то, что затухание канала для морской воды было значительно больше, чем затухание сигнала по каналу связи пресной воды. Например, для достижения расстояния 100 м полоса пропускания канала для пресной воды составляла 25 кГц с затуханием в $102,1 \text{ дБ}$, тогда как для морской воды эти показатели были снижены до 10 Гц и $104,5 \text{ дБ}$ соответственно. Что касается пропускной способности каналов, то для обеспечения связи с пресной водой можно достичь более высокого уровня. Таким образом, для связи на расстоянии 100 м была достигнута пропускная способность примерно $315,51 \text{ Кбит/с}$ для связи в пресной воде, в то время как обмен менее 200 Кбит/с был возможен для схемы МИ-связи в морской воде.

Сотрудники Школы морской науки и техники Северо-Западного политехнического университета г. Сиань (КНР) в своей статье [14] представили результаты теста МИ-связи для объектов, расположенных в воздушной и водной средах. Смоделирована взаимосвязь между напряженностью магнитного поля и различными факторами, такими как расстояние и частота сигнала, и результаты измерений показывают, что частота и передающий магнитный момент оказывают большое влияние на характеристики МИ-канала, следовательно, и на глубину проникновения. Разработана система МИ-связи, где МИ-сигналы модулированные с помощью частотной манипуляции (*FSK*), излучаются передающей антенной, расположенной в воздухе, и принимаются погруженным в воду приемником с трехнаправленной антенной. После подавления посторонних шумов, узкополосной фильтрации и других методов обработки сигнала в тракте приёма стала возможной безошибочная передача данных с высоты 2 м над поверхностью моря до объекта на глубине до 35 м. Полученные результаты доказывают эффективность методов МИ-связи для систем коммуникации между воздушной средой и средой моря.

Авторы Чжанюй Ли и Чжи Сун [76] в этой статье предлагают оптимизированную конструкцию антенной системы МИ-связи на основе активных элементов. Посредством аналитического расчета получается структура в виде массива катушек, которая оптимизирует производительность всей системы, поскольку существующие системы МИ-связи полагаются на высокую мощность передачи и большую антенну для достижения практического диапазона связи. Результаты показывают, что активная антенная система с оптимизированной конструкцией может увеличить мощность сигнала, обеспечив дальность связи примерно до 28 м, которая может повысить уровень сигнала исходной антенной системы до 30 дБ. Это является существенным улучшением по сравнению с пассивной антенной системой, практическая реализация системы которой достигает только 8 дБ усиления уровня сигнала. Антенная система оптимизирована благодаря специальной

структуре размещения катушек и физических параметров канала благодаря аналитическому выводу и моделированию в среде *COMSOL*.

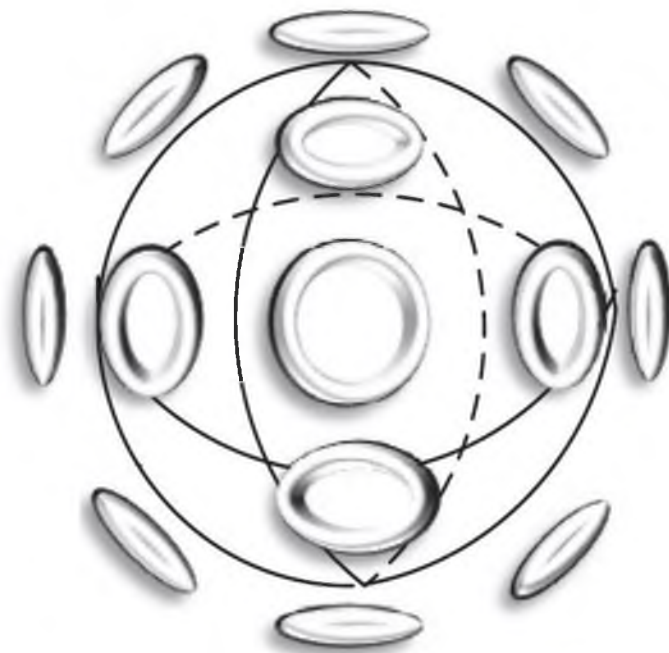


Рисунок 10 - Предлагаемая конструкция активной МИ-антенны с массивом катушек

Благодаря этим исследованиям удалось значительно продвинуться в познании принципов и применения подводной связи с помощью МИ. Тем не менее, было опубликовано очень мало статей для обзора этой темы и ее достижений.

Институтом физики им. Л.В. Киренского СО РАН (г. Красноярск) [1] исследованы резонансный и нерезонансный варианты построения передатчиков ближнепольных магнитных систем связи, которые могут быть использованы для передачи информации в сложных условиях: связь с подземными и подводными объектами, обмен информацией с объектами, находящимися в железобетонных конструкциях и подвалах зданий, а также в других случаях, когда широко распространенные системы связи на основе электромагнитных волн неэффективны.

Рассмотрены варианты построения передатчиков с непосредственным подключением усилителя мощности к передающей катушке и с подключением через согласующий трансформатор. Приведены преимущества и недостатки

представленных вариантов построения передатчиков, показаны возможности их практического использования.

Таблица 4 - Параметры системы ближнепольной магнитной связи

| Передатчик | | |
|--|-------------------|----------------------|
| Рабочая частота | 24 | кГц |
| Площадь передающей катушки | 0,25 | м ² |
| Число витков катушки | 3 | - |
| Напряжение на катушке, не более | 100 | В |
| Ток в катушке, не более | 70 | А |
| Магнитный момент, не менее | 50 | А·м ² |
| Потребляемая передатчиком мощность, не более | 150 | Вт |
| Приемник | | |
| Спектральная плотность амплитуды собственных шумов приемника, не хуже | 10 ⁻¹⁴ | Тл/Гц ^{1/2} |
| Полоса частот приемника | 5 | кГц |
| Отношение сигнал/шум на расстоянии 150 м, не хуже (радиальная/тангенциальная составляющие) | 11/5 | дБ |

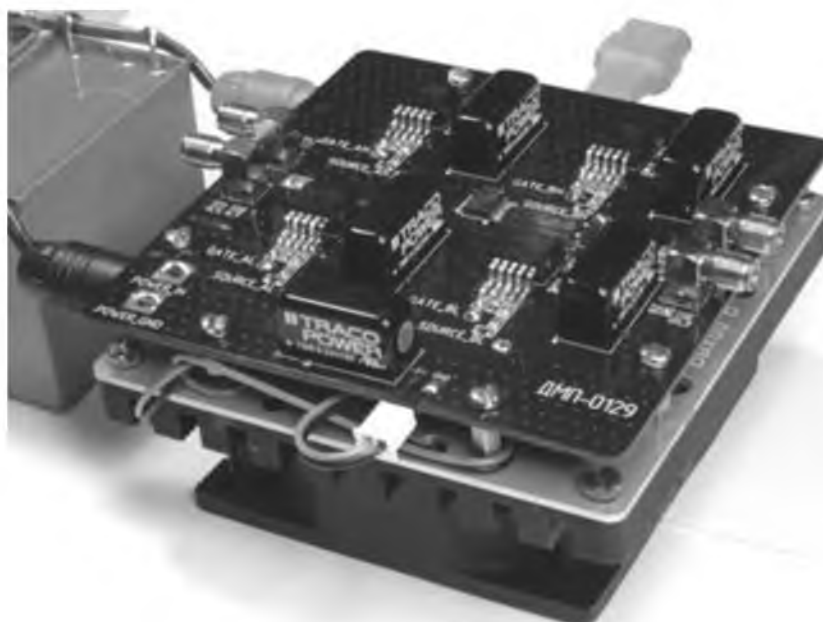


Рисунок 11 - Фотография усилителя мощности передатчика системы ближнепольной магнитной связи

Практическую реализацию эта система нашла в усилителе мощности, производимым предприятием АО «НПП «Радиосвязь». Параметры усилителя мощности позволяют обеспечить работоспособность при предельных условиях: напряжениях до $150 В$, токах до $100 А$, частотах до $200 кГц$.

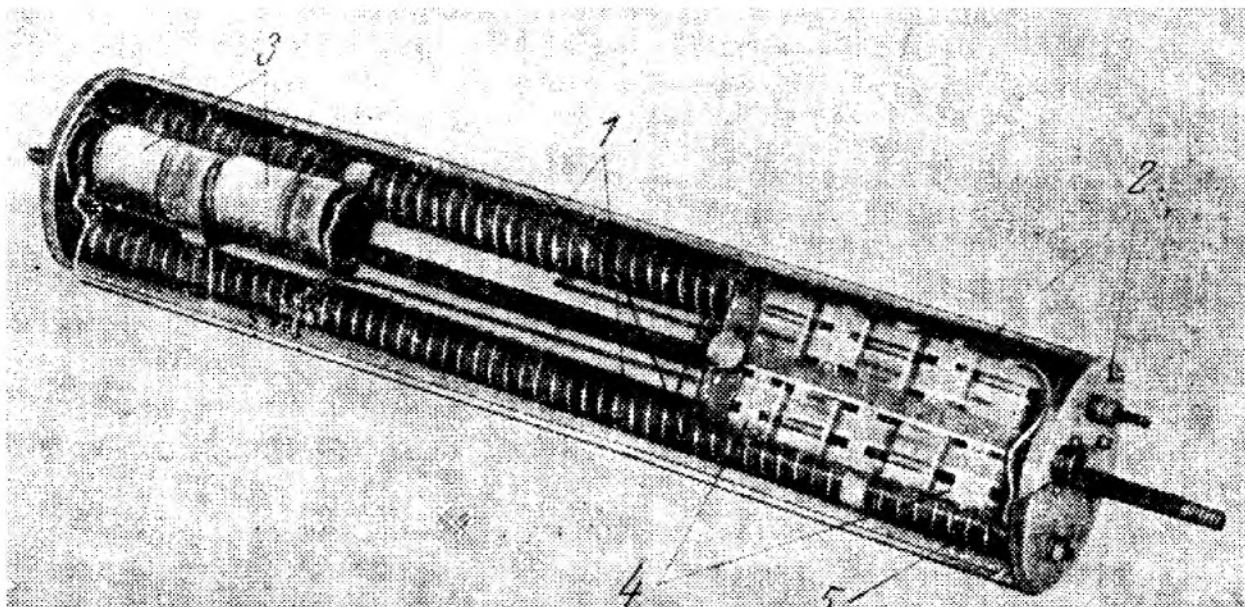


Рисунок 12 - Спасательный передатчик с магнитной ферритовой антенной.

1 - ферритовые антенны, 2 - корпус, 3 - батареи, 4 - детали генератора, 5- подстроечный штифт

В книжных изданиях В.И. Хомича [3, 4] упоминается разработка передающей ферритовой антенны для спасательного морского аварийного передатчика. Анализ условий работы этого устройства привёл конструкторов разработки к выводу, что ферритовая магнитная антенна оказывается значительно эффективнее антенн других типов, обеспечивая максимальную надежность и дальность действия. Такой передатчик обеспечивает непрерывную работу в течение 72 час и отыскание его в радиусе до 10 км. Длина изделия $0,5$ м, диаметр $0,1$ м, масса $3,6$ кг.

Авторы в [11] описали некоторые основные принципы МИ-коммуникаций и представили несколько открытых вопросов, связанных с проектированием системы. В этой статье предпринята попытка охватить все существующие исследования в области подводной связи с использованием МИ.

Результаты изучения МИ-связи подтвердили возможность организации стабильных каналов передачи данных в водной среде на расстояние до 100 м , с полосой пропускания 2 кГц , на частоте 200 МГц , со скоростью передачи данных порядка 1 Мбит/с , применяя различные способы обработки сигнала.

Помимо изучения, анализа и проведения экспериментов отечественная компания «Хай Тек» г. Москва официально заявила, что разработала технологию подводной радиосвязи, которая позволяет передавать сигнал на поверхность [6]. Производственная компания «*IVA Technologies*» объявила о завершении испытаний портативной подводной радиостанции, работающая на принципах передачи данных магнитной составляющей электромагнитной волны. Серийное производство намечено на 2021 г.

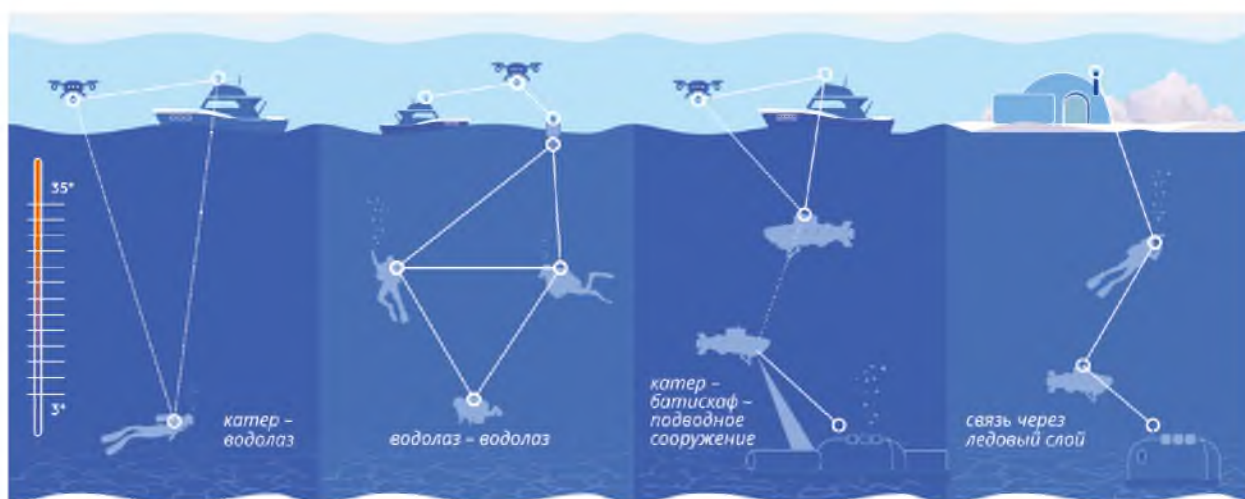


Рисунок 13 - Схема применения подводной радиостанции *IVA S/W*

Радиостанция обеспечивает передачу данных на расстояние 500 м и глубине погружения до 100 м , для условий гидрологических неоднородностей и между средами дальность связи составляет 60 м . Чувствительность приёмника $0,6\text{ мкВ}$, мощность передатчика 5 Вт , масса оборудования 4 кг .

При проектировании этой технологии были использованы наработки приморских ученых Рублёва Виктора Петровича [8] и Шибкова Анатолия Николаевича [7, 9].



Рисунок 14 - Конструкция подводного переговорного устройства для легководолазов

В работе Рублёва В.П. рассмотрена система подводной радиотелефонной связи, предназначенная для симплексной связи между аквалангистами и обеспечивающим судном, в которой применен принцип модуляции электрического токового поля, состоит из двух полукомплектов. Технические характеристики: дальность связи (в режиме «аквалангист - аквалангист») $70 - 80$ м; на мелководье (глубины до 20 м) - более 100 м. Связь между берегом (судном) и аквалангистами - более 150 м. Возможна связь непосредственно с береговой чертой. Рабочая полоса частот $300 \dots 3000$ Гц, чувствительность приемника $0,5$ мкВ, потребляемая мощность в режиме приёма до $0,72$ Вт, в режиме передачи - до 96 Вт.

В работах Шибкова А.Н. [7, 9] изложено теоретическое обоснование возможности создания системы, обеспечивающей в типичных условиях для водной и воздушной сред применение речевой и кодовой связи. При мощности в антенне $0,125$ Вт можно обеспечить связь между водолазом на дне и обеспечивающим судном с антенной на поверхности на расстояние до 250 м (глубина места 30 м).

3 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Характерными недостатками систем МИ-связи являются - узкая полоса пропускания сигнала, ограниченная дальность его передачи и высокая чувствительность катушки. На рассмотрение этих фундаментальных вопросов необходимо сосредоточить внимание для развития и применения подводной связи с использованием МИ.

Проводимые исследования и основные направления по изучению МИ связи можно классифицировать на четыре категории, а именно:

- моделирование МИ каналов для условий водной среды;
- общий анализ вопросов повышения качества канала (достоверность, надёжность, оперативность);
- расширение частотного диапазона;
- увеличение пропускной способности.

Среди них, канальное моделирование для подводной связи МИ было затронуто в разделе с теоретическими выкладками.

Следует отметить, что максимальная эффективность канала МИ-связи при использовании катушек индуктивности достигается, если они расположены коаксиально. Если это условие не выполняется, ослабление сигнала, напрямую зависящее от взаимной ориентации катушек, может вырасти до недопустимого уровня, что приведет к ненадежной передаче информации. Очевидно, что в реальных условиях практического применения подводных приемопередатчиков, которые неизбежно дрейфуют вместе с океанскими волнами, течениями и приливами, поэтому и подводные средства связи могут двигаться и вращаться в различных направлениях. Следовательно, взаимная ориентация приемника и передатчика будет носить случайный характер по времени и по координатам в пространстве, и их будет сложно ориентировать соосно друг к другу в сложных условиях водной среды. Эти факторы создают

большие проблемы для обеспечения надежной передачи информации для подводного МИ-канала.

При рассмотрении вопросов расширения диапазона необходимо учесть, что согласно теории электромагнитного поля, сила магнитного поля ослабляется с увеличением расстояния передачи информации в шестой степени. С другой стороны, потери на вихревые токи достаточно высоки в подводных условиях и линейно возрастают с увеличением дальности передачи. Эти два факта приводят к резкому скачку потерь на трассе с расстоянием, что резко ограничивает эффективную дальность передачи в соответствии с требованиями обеспечения надежности канала связи. Например, подводная система связи, которая использует магнитное поле в качестве носителя, имеет максимальный диапазон 30 м при рабочей частоте 500 Гц [47].

Для повышения емкости канала необходимо учесть, что скорость передачи данных при величине $M\text{бит/с}$ теоретически достижима для МИ-связи, их эффективная полоса пропускания и пропускная способность канала практически полностью ограничены в большинстве сценариев подводной передачи, в пределах 100 кГц и 100 Кбит/с соответственно [47]. Причин этому несколько. Во-первых, даже небольшое отклонение от оптимальной рабочей частоты катушки может вызвать значительное падение действующих значений мощности и, следовательно, приводит к более узкой эффективной ширине. Во-вторых, системы МИ-связи должны работать на низких частотах, чтобы снизить уровни затухания передаваемого сигнала, обусловленные вихревыми токами в морской воде с высокой проводимостью. В следующих разделах будут проанализированы эти три темы и рассмотрены их современные уровни развития и возможности практического применения.

3.1 Качественная оценка канала МИ-связи

3.1.1 Традиционные однонаправленные МИ-антенны

Качество канала имеет основополагающее значение для корректного детектирования получаемого сигнала в соответствии с теорией связи. Тем не менее, очевидно, что довольно сложно гарантировать эффективную подводную МИ-связь из-за неконтролируемых процессов ослабления сигнала, вызванного часто меняющимися взаимными ориентациями катушек в подводной среде. Одним из конструктивных методов, гарантирующих надежность передачи информации в подводных МИ-системах, является разработка высокоэффективных антенн, нечувствительных к ориентации. Основываясь на перспективных направлениях моделирования МИ-антенн, мы в этом разделе проведём тщательный обзор от традиционных однонаправленных МИ-антенн до продвинутых всенаправленных МИ-антенн, включая трехнаправленные (*TD*) антенны, антенны с применением метаматериалов - композитных материалов, обеспечивающих отрицательные значения магнитной проницаемости (M^2I), сферическую матрицу катушек, упоминавшуюся ранее, антенны с замкнутым контуром (*SCENL*). При детальном рассмотрении вопросов моделирования высокоэффективных МИ-антенн постараемся выработать общие рекомендации по проектированию антенн для будущих исследований.

Для простоты или в качестве первого шага многие разработчики исследовали процессы передачи МИ-сигнала, предполагая, что оси приемной и передающей катушек перекрываются, например, в [12], [47], [54], [67]. В их принятых моделях каналов есть только одна пространственная переменная, то есть расстояние r между центрами этих катушек, как в уравнении (35). Эти модели с одной переменной могут стать недействительными практически в двумерных (*2D*) или трехмерных (*3D*) сценариях, где обычно имеют место угловые смещения между осями катушек, и, таким образом, только одной переменной недостаточно для описания таких смещенных ориентаций.

Поэтому необходимо выяснить, как ориентация катушки влияет на характеристики передачи МИ. В работе [68], рассматривая катушки как за пару магнитных диполей, выведем формулу определения коэффициента поляризации для количественной оценки влияния различных ориентаций катушек:

$$J_{2D} = 2\sin\theta_t \cdot \sin\theta_r + \cos\theta_t \cdot \cos\theta_r \quad (36)$$

где θ_t и θ_r - углы между радиальными направлениями катушки и линией, соединяющей два центра передающей и приёмной катушек соответственно. Далее в [54] авторы включили коэффициент поляризации J_{2D} в модели МИ-канала и исследовали емкость двумерных беспроводных подземных сенсорных сетей. Однако уравнение (36) справедливо только тогда, когда оси катушек компланарны, т.е. находятся в одной плоскости.

Для трехмерного пространства авторы [75] качественно оценили работу однонаправленных МИ-приемопередатчиков путем анализа напряженности магнитного поля вокруг МИ-приемника. Полученные результаты показали, что взаимная ориентация оказывают значительное влияние на уровень влияния магнитного поля и, следовательно, мощность принимаемого сигнала. В продолжение работы [68] в [53] вывели количественный коэффициент поляризации в трехмерном пространстве как

$$J_{3D} = 2\sin\theta_t \cdot \sin\theta_r + \cos\theta_t \cdot \cos\theta_r \cdot \cos\phi \quad (37)$$

где ϕ представляет разность углов между осями катушек в плоскости, которая ортогональна направлению передачи.

В J_{3D} взаимная индуктивность между катушками, первоначально выраженная уравнением (37), может быть переставлена как магнитный момент:

$$M_{3D} = \frac{\mu\pi N_t N_r a_t^2 a_r^2}{4\sqrt{(a_t^2 + d^2)^3}} \cdot J_{3D} = M_{2D} \cdot J_{3D} \quad (38)$$

Из уравнений (37) и (38) видно, что магнитный момент достигает своего максимума, когда ориентации двух осей перекрывают направление передачи (то есть $\theta_t = \theta_r = \pi/2$ и $\phi = 0$), но уменьшаются до половины максимума, если ориентации двух осей являются компланарными и перпендикулярными (т. е.

$\theta_t = \pi/2$, $\theta_r = 0$ и $\phi = 0$). Взаимная индуктивность M_{3D} и коэффициент ослабления сигнала не могут стать основными факторами даже для большого значения M_{2D} , если при этом значение J_{3D} очень мало. Как уже отмечалось, в подводной среде приемопередатчики неизбежно колеблются вместе с океанскими волнами, течениями и приливами. Принимая во внимание эти факторы, ориентации осей средств систем связи непредсказуемы и очень динамичны, если они не имеют эффективных средств управления и взаимного юстирования. В результате надежная подводная МИ-связь вряд ли может быть гарантирована для традиционных однонаправленных МИ-приемопередатчиков, поскольку высокая взаимная индуктивность может поддерживаться только в ограниченном и изменяющемся во времени диапазоне ориентации.

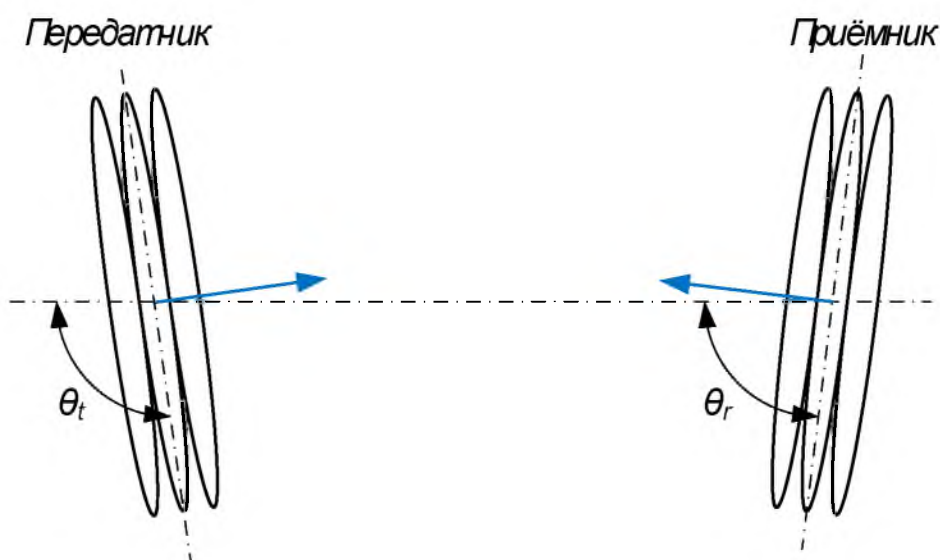


Рисунок 15 - Схема ориентации традиционных однонаправленных антенн

3.1.2 Всенаправленные МИ-антенны

Основываясь на приведенном выше анализе, для высоконадежной передачи подводного МИ-сигнала важно поддерживать приемлемое значение J_{3D} даже в сценариях с неблагоприятной ориентацией катушки. Одним из эффективных методов является создание разнонаправленных МИ-антенн путем правильной интеграции нескольких однонаправленных катушек, чтобы

гарантировать не зависящее от ориентации магнитную связь между передатчиком и приемником. В оставшейся части этого раздела мы представим три существующих современных всенаправленных МИ-приемопередатчика, разработанных на основе традиционных однонаправленных антенн, а именно трехнаправленные (*TD*) антенны, МИ-антенны (M^2I) с улучшенными метаматериалами и сферическую антенну-матрицу с замкнутым контуром (*SCENL*).

TD-антенна состоит из трех взаимно-ортогональных катушек. Каждая из трех однонаправленных катушек образует луч вдоль одной из трех осей в декартовых координатах, которые вместе охватывают все трехмерное подводное пространство. В результате независимо от того, как антенна катушки *TD* вращается в пространстве, надежные магнитные связи между объектами всегда могут быть сохранены. *TD*-антенна была впервые предложена и рассмотрена коллективом И. Акылдиз, П. Ван и З. Сунн в работе [19], где они численно сравнили производительность использования приемопередатчиков с одной катушкой и использования *TD*-приемопередатчиков. Результаты показали, что эффективность работы *TD*-приемника, не зависит от ориентации антенн и намного лучше, чем у однонаправленной катушки, когда антенна отклоняется от своей оптимальной ориентации. В работе [74] З. Чжан и его коллеги предложили неоднородную структуру МИ-связи, которая состоит из одной направленной передающей катушки и приемной антенны *TD*. Что еще более важно, они теоретически доказали, что мощность принимаемого сигнала изменяется для различных вариантов взаимной ориентации не более чем на одну треть от максимальной мощности передачи. Далее в работе [75], рассматривая случайным образом распределенную структуру МИ-катушек в трехмерном пространстве, был предложен метод определения оптимальной схемы взаимного расположения излучающих элементов исходя из мощности передачи. Однако результаты, полученные в [74] и [75], обеспечивают только рабочие характеристики, ограниченные тем, что может быть достигнуто с использованием приемных *TD*-антенн. Для практического применения и

точного управления МИ-системой связи необходимо разработать более точную модель канала применительно к *TD*-антеннам.

С этой целью, основываясь на тщательном анализе теории и практики распространения электромагнитного поля, описанных в [28], [29] разработан расчет параметров канала для подводных систем МИ-связи с *TD*-антеннами. Эта модель учитывает влияние динамической ориентации антенны и характеризует распространение сигнала для различных условий подводной среды.

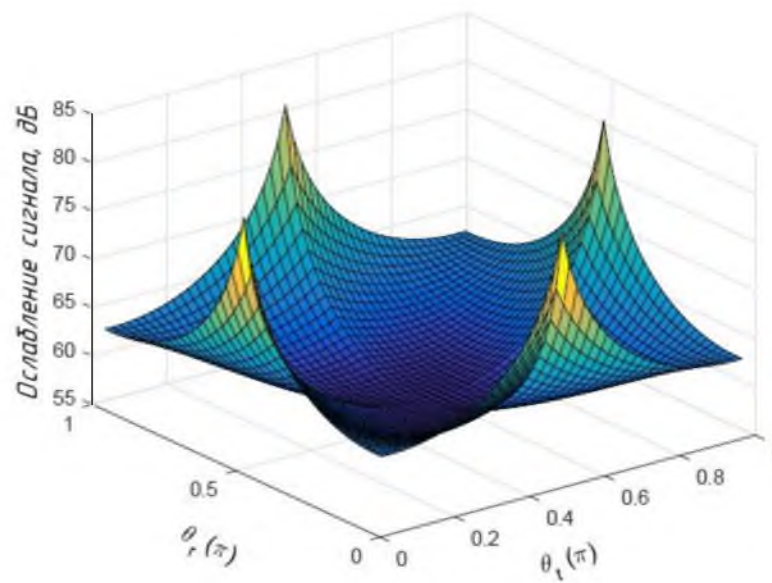
3.1.3 МИ-антенны на композитных материалах (M^2I)

Кроме описанных выше *TD*-антенн, M^2I -антенна - это еще один популярный вид всенаправленных антенн, которые могут усиливать генерируемые магнитные поля во всех направлениях. Метаматериалы - это искусственные композитные материалы, которые могут обеспечить особые физические процессы, такие как обратные волны и отрицательные коэффициенты преломления [60]. В частности, при отрицательных значениях магнитной и диэлектрической проницаемостях некоторые метаматериалы способны повышать силу магнитного поля [38]. Метаматериалы, используемые в телекоммуникационных системах применительно к методам МИ-связи, были впервые упомянуты Х. Го и его коллегами в [30]. Они предложили специальную конструкцию антенны M^2I , в которой используется сферический экран из метаматериала с идеальной отрицательной проницаемостью и внутри конструкции расположена петлевая антенна-соленоид. Взаимная индукция (то есть магнитная связь) между M^2I -приемопередатчиками во всех направлениях может быть значительно усилена путем синергетического сочетания активного слоя метаматериала с отрицательной проницаемостью и подводной среды с положительной проницаемостью. Кроме того, они разработали математическую модель канала, которая фиксирует взаимодействия между МИ-приемопередатчиками, резонансной структурой на основе метаматериалов

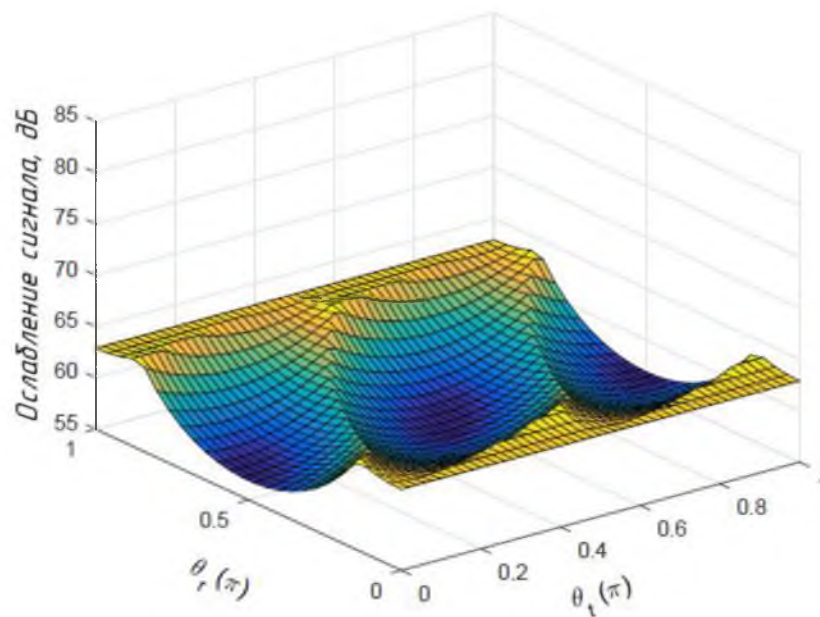
и многослойными средами. Предложенный механизм M^2I и модель канала были проверены программным обеспечением *COMSOL Multiphysics* метода конечных элементов (*FEM*) [15] и практическими экспериментами с проверкой данной идеи. Кроме того, в [24] авторы использовали дуплексные приемопередатчики M^2I для создания надежных беспроводных сенсорных сетей с малой задержкой, в которых каждый узел может в динамическом режиме контролировать свое усиление, благодаря свойствам метаматериала. Несмотря на многообещающие характеристики, следует отметить, что теоретические результаты в [24] и [30] были получены на основе предположения, что идеально однородный изотропный сферический слой метаматериала может быть легко получен. К сожалению, изготовление таких материалов чрезвычайно сложно и дорого.

3.1.4 Антенны со сферической катушкой с замкнутым контуром (*SCENL*)

Для облегчения изготовления этого типа антенн авторы работы [26] использовали недорогие катушки для создания эффективной среды с отрицательной проницаемостью, называемой антенной *SCENL*. Геометрическая структура антенны *SCENL* представляет собой активную антенну в центре конструкции, равномерно окруженной несколькими одинаковыми пассивными катушками. Магнитное поле антенн этого типа является суммой магнитного поля, излучаемого антенной в центре, и магнитных полей, излучаемых пассивными катушками. С помощью теории эффективной среды [38] обосновано, что эффективная проницаемость на сфере является однородной во всех направлениях, и отрицательная проницаемость может быть получена путем правильного выбора элементов схемы и частоты сигнала. Таким образом, достаточная напряженность магнитного поля является удовлетворительной на больших площадях трехмерного пространства, особенно в направлениях осей этих катушек. Далее в [37], Х. Го и его команда исследовали более детально подошли к моделированию эффективной антенны и дали рекомендации по проектированию *SCENL*-антенн.



a)



б)

Рисунок 16 - Сравнение потерь на трассе в МИ-канале с однонаправленными и трехнаправленными катушками при разных ориентациях катушек:

- а) потери на трассе однонаправленного приемника;
- б) потери на трассе трехнаправленного приемника

Они также реализовали и протестировали свои предложенные схемы в [35] в различных средах, и представленные результаты подтвердили их аналитические выводы. Тем не менее, они также указали, что между

результатами практической реализации и теоретическими выкладками существует большой разрыв в производительности (увеличение на три порядка) [30].

Чтобы продемонстрировать превосходство всенаправленных МИ-антенн и выяснить возможные аспекты, которые все еще необходимо улучшить, мы возьмем трехнаправленную приемную антенну в качестве примера для численного сравнения их показателей надежности с традиционной однонаправленной приемной антенной.

На рисунке 16 мы принимаем модель потерь на трассе и типичные настройки параметров, представленные в [53]. В иллюстративных целях мы установим угол $\phi = 0$ и допустим, что *TD*-антенна имеет наилучшие параметры приема сигнала из трех катушек.

На этом мы показываем, как потери на трассе меняются в зависимости от углов между радиальными осями двух катушек и направлением передачи. Ясно, что антенна в трех направлениях имеет значительно меньшие потери на трассе (более высокую надежность), чем однонаправленная катушка, когда антенна отклоняется от своей оптимальной ориентации. Кроме того, потери в канале для трёхнаправленной антенны уменьшаются незначительно (менее 7 дБ) при изменении её ориентации, что абсолютно не характерно для однонаправленной антенны. Эти факты демонстрируют, что трехнаправленная катушечная антенна гарантирует прием, не зависящий от ориентации, и, таким образом, может обеспечить высоконадежную связь под водой МИ-методом.

3.1.5 Проблемы и открытые вопросы

Несмотря на то, что всенаправленные антенны продемонстрировали потенциал в надежной передаче подводного вида МИ-связи, в сложных подводных условиях остается много проблем. Во-первых, сложно получить точные модели каналов для этих всенаправленных МИ-антенн, учитывая, что подводная среда с учётом потерь создает дополнительное сопротивление для

всех МИ-катушек. Кроме того, когда несколько катушек вводятся для увеличения магнитного поля или диапазонов покрытия, они также вызывают значительные взаимные влияния между собой, что, в свою очередь, может ухудшить надежность передачи. В результате модель канала становится намного более сложной, когда учитываются эффекты взаимного влияния. Помимо вышеупомянутых проблем, связанных с моделированием канала, также необходимо тщательно рассмотреть следующие технические вопросы реализации.

Для всенаправленного МИ-передатчика требуется ли постоянно поддерживать работоспособность всех активных катушек? Если не требуется, необходимо выяснить, сколько катушек следует активировать одновременно, чтобы сэкономить как можно больше энергии при сохранении удовлетворительных показателей надежности?

Каков подходящий критерий для окончательного приема сигнала для всенаправленного МИ-приемника? Например, в *TD*-приемнике это должна быть совокупность трех принимаемых сигналов или только одного из них? Выбранный критерий способен существенно повлиять на аппаратную сложность устройств.

Следует отметить, что текущая реализация все еще страдает от больших потерь на пути распространения сигнала. Эти потери могут быть уменьшены либо снижением сопротивления нескольких катушек, либо увеличением витков катушек для повышения добротности контура антенны [27], что неизбежно увеличивает стоимость или размер антенны. Таким образом, для снижения издержек при относительно низких затратах требуется серийная технология производства.

3.2 Расширение частотного диапазона каналов связи

Другой фундаментальный вопрос исследования заключается в том, как максимально эффективно передавать данные при подводной связи с

использованием МИ. Среди всех показателей эффективности важным является эффективное расстояние передачи, которое имеет решающее значение для работы под водой на значительном удалении и с большим объемом данных, таких как удаленный мониторинг подводных объектов. Как уже упоминалось, дальность передачи подводных сообщений МИ-методом довольно ограничена, потому что ослабление магнитного поля и потери на вихревые токи резко возрастают с увеличением расстояния. Как распространенный метод расширения диапазона передачи, построение сетей ретрансляции сигнала передачи МИ-методом посредством развертывания ретрансляторов между передатчиком и приемником широко изучалось в литературе. В зависимости от того, нужны ли ретрансляторам дополнительные источники питания и процессорные устройства или нет, передаваемая с помощью МИ информация может быть реализована двумя способами, а именно, посредством МИ-волновода и активной ретрансляционной сети. В этом разделе мы последовательно рассмотрим основные принципы и современные достижения этих двух типов и методов ретрансляции. Кроме того, мы определим возможность гибридной схемы ретрансляции при достижении как энергосберегающих, так и дальних подводных передач.

3.2.1 Волноводные методы передачи

В области техники связи термин волновод относится к определенной линейной или нелинейной структуре, которая способна передавать физические волны между приемопередатчиками. Авторами в работах [67] и [70] были впервые рассмотрены волноводы в МИ-коммуникации для преодоления узких диапазонов частот. Сравнивая с традиционными методами ИМ, авторы пришли к выводу, что внедрение волновода в подземной системе ИМ может снизить потери на трассе и, следовательно, увеличить расстояние передачи независимо от уровня содержания воды в почве. Структура типичного МИ-волновода имеет вид из линии соосно расположенных n катушек, где $n-2$ пассивных релейных

катушек (и, следовательно, общее количество узлов равно n) расположены в равной степени вдоль линии, соединяющей центры передатчика и приёмника. В волноводе пассивные элементы состоят только из простой катушки и заряженного конденсатора без источника питания или блока обработки сигналов. Посредством взаимной связи передающая катушка индуцирует изменяющийся во времени ток, который дополнительно индуцирует другой изменяющийся во времени ток в следующей катушке. Таким образом, при развертывании нескольких пассивных узлов между передатчиком и приёмником для передачи МИ-волн расстояние передачи может быть значительно увеличено.

Канальная модель для связи с МИ-волноводом в последние годы получила широкое развитие благодаря теории эквивалентных цепей [25], [47], [66], [67], [68]. В большинстве этих работ волновод МИ моделируется как многоступенчатый трансформатор. Для удобства анализа обычно предполагается, что все катушки имеют одинаковые параметры (то есть радиус и число витков), и, таким образом, взаимная индукция M между любыми двумя соседними катушками одинакова. Для эффективной передачи магнитных сигналов значение конденсатора C должно быть определено соответствующим образом, чтобы сделать каждую катушку резонансной, т. е.

$$j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = L \quad (39)$$

На основе теории линий передачи [67], чтобы минимизировать общие потери на трассе, импеданс нагрузки на приемнике Z_L должен равняться комплексному сопряжению выходного импеданса на конце порта u .

При взаимной индуктивности M , импедансе Z катушки и согласованном импедансе Z_L нагрузки, мощность P_T передачи и мощность P_R приема могут быть легко получены рекурсивным способом (способ обращения выражения к самому себе). Из [67] потери на трассе волноводной системы МИ-связи в среде могут быть выражены как

$$PL_{MI-WG} = -10 \log \frac{P_R}{P_i} \cong 10 \log \frac{4(Z_{n-1,n} + R)}{R} + 20 \log \zeta \left(\frac{R}{\omega M}, n - 1 \right) \quad (40)$$

где $Z_{n-1,n}$ - отраженное сопротивление n -ой катушки на $(n - 1)$ катушке;

$\zeta \left(\frac{R}{\omega M}, n - 1 \right)$ - рекурсивная функция, составленная из $(n - 1)$ полиномов

порядка от $\frac{R}{\omega M}$, которая количественно определяется как:

$$\zeta \left(\frac{R}{\omega M}, n - 1 \right) = b_{n-1} \left(\frac{R}{\omega M} \right)^{n-1} + b_{n-2} \left(\frac{R}{\omega M} \right)^{n-2} + \dots + b_2 \left(\frac{R}{\omega M} \right)^2 + b_1 \left(\frac{R}{\omega M} \right)^1 \quad (41)$$

где $\{b_i, i = 0, 1, 2, \dots, n - 1\}$ - множество коэффициентов участвующих многочленов в формуле, каждый из которых является константой для данного номера узла n . Впоследствии, принимая во внимание потери на вихревые токи, общие потери на трассе подводной волноводной системы МИ определяются как:

$$PL_{UMI-WG} = PL_{MI-WG} + PL_{EC-WG} \quad (42)$$

где PL_{EC-WG} представляет потерю на пути вихревых токов в подводной среде и количественно определяется как:

$$PL_{EC-WG} = 20 (n - 1) \log e^{ar} = 20 (n - 1) \log e^{r \sqrt{(\pi f \mu \sigma)}} \quad (43)$$

В формуле r обозначает интервал между двумя соседними узлами. Исходя из этого, общее расстояние передачи равно $(n - 1) \cdot r$.

Как правило, дальность связи волноводной МИ-системы может быть дополнительно расширена за счет развертывания большего количества пассивных узлов ретрансляции сигнала, а потери в тракте также могут быть снижены за счет уменьшения дистанций между узлами. Однако увеличение количества катушек ретрансляторов, в свою очередь, приведет к дополнительным потерям сопротивления, и плотно располагающиеся катушки также могут вызвать серьезные перекрестные помехи среди несмежных катушек. Поэтому важно понимать, как развертывание ретрансляторов влияет на производительность подводных МИ-волн и как количественно оценить эти воздействия.

Таблица 5 - Примеры работ по моделированию МИ-волноводов [65]

| Ссылки | Топология | Сущность | Допущенные ограничения |
|--------|------------------------|--|--|
| [67] | Линейно равноудаленная | Рассмотрена модель канала для подземных волноводных МИ-систем | Без учета влияния несмежных перекрестных помех |
| [47] | Линейно равноудаленная | Рассмотрена модель канала для подводных волноводных МИ-систем | Без учета влияния несмежных перекрестных отклонений взаимного расположения |
| [72] | Линейно равноудаленная | Рассмотрена проблема минимизации количества ретрансляторов | Без предоставления количественных решений |
| [67] | Линейно равноудаленная | Разработка испытательного стенда для МИ-волновода | Дальность передачи довольно ограничена |
| [45] | Нелинейная | Предложены три нелинейных кооперативных волноводных конфигураций МИ-канала | Без учета влияния несмежных перекрестных помех и вихревых токов |
| [66] | Плоская сеть | Рассмотрены два алгоритма для построения связанных МИ-сетей датчиков | Без оценки сходимости и сложности вычислений алгоритмов |
| [12] | Трехмерная сеть | Подтвердить потенциал формирования подводной полноценной трехмерной сети | Без учета влияния движущихся катушек и механизма вещания |

В настоящее время были проведены обширные работы по исследованию связи с помощью волноводного МИ-метода с использованием сети ретрансляторов. В [47] и [67] авторы вывели зависимости потерь на трассе от количества катушек и дистанции между ними в подземных и подводных волноводных МИ-системах. В обоих сценариях численные результаты показали, что эффективный диапазон пропускания МИ-волновода может быть значительно расширен по сравнению с электромагнитными и обычными МИ-системами. В частности, при измерении с порогом затухания на трассе, равным 100 дБ , увеличение дальности до 270 м и 70 м может быть достигнуто путем внедрения МИ-волновода в условия грунта и морской воды, соответственно. Тем не менее, они также указали, что грубо приближенные к

условиям канала схемы сетей ретрансляторов и интервалов между ними в сети могут ухудшить производительность волноводных МИ-систем.

Исследователями в [72] рассмотрена проблема оптимизации развертывания ретрансляторов в линейных сетях мониторинга трубопроводов на основе волновода. Для заданной длины линии связи и желаемой мощности приема они сначала тщательно разработали функцию оценки в отношении развернутого отдельного в сети ретранслятора. Оптимальное количество пассивных катушек было получено путем математического приближения кривых функции оценки. Основываясь на приведенных выше теоретических результатах, авторы в [67] внедрили испытательный стенд с МИ-волноводом в лабораторной подземной среде. Было получено, что при общей дальности связи 2 м МИ-волновод с шестью пассивными реле показал лучшую производительность по сравнению с обычной МИ-системой даже при высоком содержании воды в объемах.

Отметим, что в работах [47], [67], [72] рассматриваются только линейные топологии для исследования производительности МИ-систем с волноводом. Однако в практических подводных системах есть некоторые другие нелинейные сети, такие как двумерные и трехмерные сети. Учитывая это, были приложены значительные усилия к более сложным волноводным топологиям для обеспечения заявленных требований по производительности. В [45] авторы представили три нелинейные кооперативные волноводные конфигурации и сравнили их потери на трассе в линейных топологиях МИ-волноводов. Экспериментальные результаты показали, что одинаковое расположение всех пассивных ретрансляторов вдоль линии, перпендикулярной линии передачи, может максимизировать принимаемый сигнал для данного диапазона связи и мощности передачи.

Рассматривая две более сложные сети, включая гексагональную матрицу и случайные топологии, авторы в [66] посвятили себя созданию сети МИ-датчиков на основе k -связного волновода. Для этих двух топологий сначала был предложен алгоритм минимального связующего дерева (MST), который

учитывает уникальную форму покрытия МИ-волновода, чтобы минимизировать количество катушек.

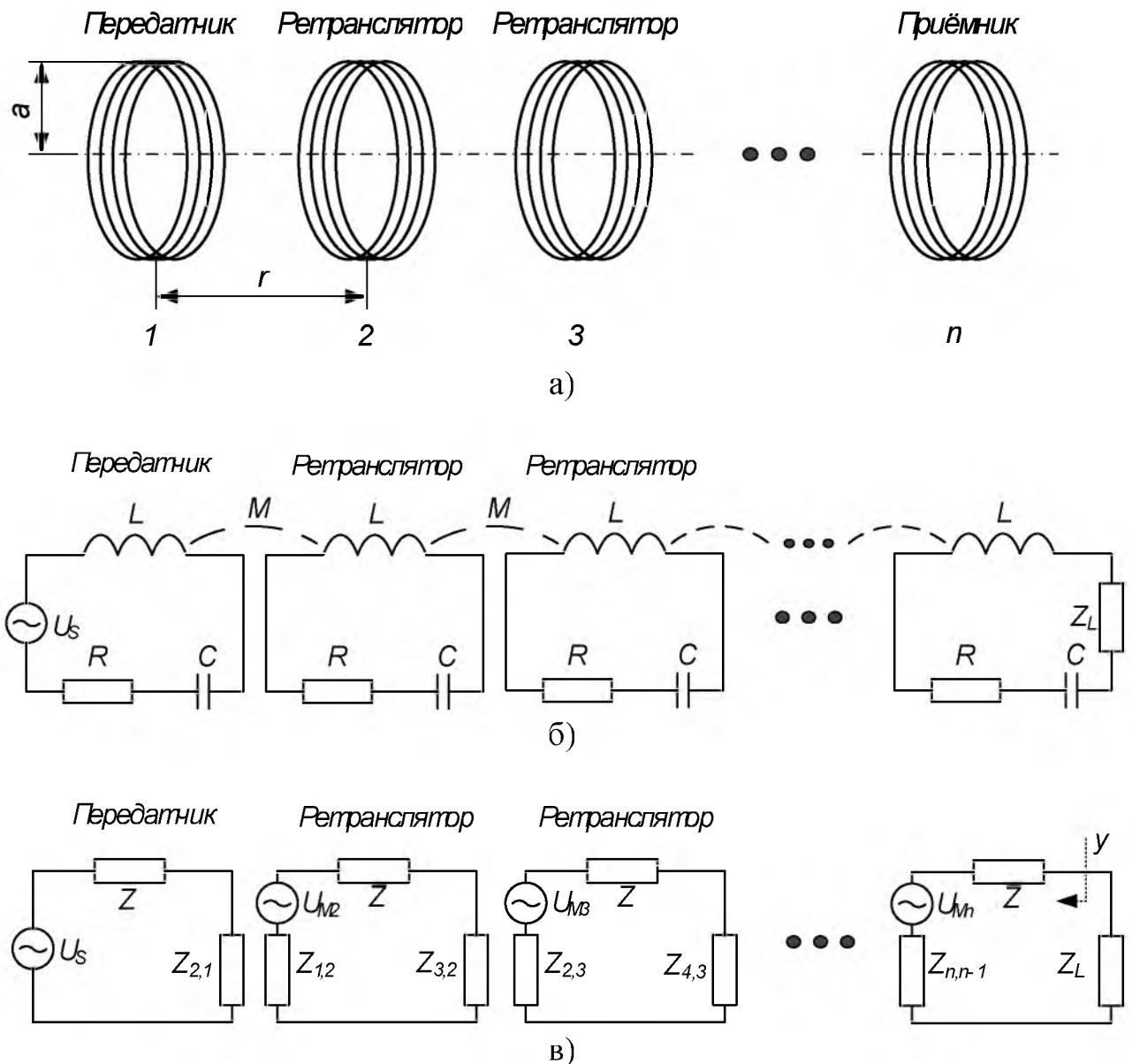


Рисунок 17 - Схемы волноводной МИ-связи: а) общая; б) трансформаторная модель; в) эквивалентная

Чтобы повысить устойчивость сети к сбоям, они дополнительно разработали алгоритм базисного треугольника на основе диаграммы Вороного. Результаты моделирования показали, что алгоритм базисного треугольника может построить надежную сеть МИ-датчиков с k -связью за счет развертывания большего количества пассивных катушек. Затем в [12] разработчики разработали теоретическую модель для анализа пропускной

способности, надежности и производительности в трехмерной сети подводной МИ-сети. Численный анализ подтвердил потенциал формирования полноценной трехмерной сети на основе волноводов, которая покрывает площадь размером в несколько $км^2$ в глубоководной среде.

3.2.2 Активные ретрансляционные методы передачи

В дополнение к МИ-волноводу, использование активных ретрансляторов для повторной передачи принятых сигналов является еще одним способом увеличения дальности МИ-связи. В отличие от МИ-волновода, для питания активных ретрансляторов необходимо обеспечить корректную обработку и эффективную передачу полученных сигналов. Метод активной ретрансляции широко применяется в наземных системах беспроводной связи и имеет три основных режима работы следующим образом.

Amplify-and-forward - усиление и передача (*AF*). *AF*-ретрансляция представляет собой простейшую схему активной ретрансляции, в которой принимаемый сигнал непосредственно усиливается с помощью постоянной частоты [47], [51]. Без декодирования и сложных возможностей обработки *AF*-ретрансляцию легко реализовать на практике. Тем не менее, шумы или помехи также усиливаются при усилении полезных сигналов.

Decode-and-forward - декодирование и передача (*DF*). В режиме *DF*-ретрансляции *DF* [41] ретранслятор сначала декодирует принятые сигналы, а затем перекодируют и передают их в приемник. Хотя *DF*-ретрансляция может избежать усиления шума, возникающего в режиме *AF*, это может привести к распространению ошибок после неправильного декодирования сообщения. Кроме того, система ретрансляции *DF* имеет гораздо более высокую аппаратную сложность и также является более энергоемкой по сравнению с ретрансляцией *AF* из-за дополнительных процессов обработки сигналов.

Filter-and-forward - фильтрация и передача (*FF*). Подобно режиму *AF*, ретрансляционный узел *FF* также усиливает принятые сигналы и затем

ретранслирует их, но вместо увеличения на постоянную величину сигнала используется частотно-избирательный коэффициент усиления $A(f)$ [23]. Реализуя некоторые разработанные алгоритмы, величину $A(f)$ можно оптимизировать в соответствии с требуемыми показателями производительности системы передачи. Тем не менее, FF -ретранслятор будет тратить дополнительное время и энергию на поиск оптимальных решений.

Ранее в [45] авторы рассматривали возможность добавления дополнительных функциональных возможностей, например, включения систем обработки сигналов и ретрансляции, к ретранслирующим МИ-катушкам. Затем С. Киселёв и группа сотрудников в работе [51] рассмотрели возможность применения методы AF , DF и FF для МИ-связи и изучили их характеристики путем моделирования и анализа скорости передачи данных в системе. Во-первых, AF -ретрансляция, вполне хорошо подходит для подводной МИ-связи, так как в подводных средах присутствие магнитных шумов или помехи незначительно. Однако это приводит к низким показателям сигнал/шум и узким диапазонам частот из-за высокой частотной избирательности подводного МИ-канала. Чтобы компенсировать частотно-избирательные свойства, авторы использовали FF -ретрансляцию, чтобы сформулировать задачу оптимизации функции $A(f)$, чтобы максимизировать скорость передачи данных. К сожалению, что эта проблема не имеет приемлемого решения и не может быть эффективно устранена с помощью известных алгоритмов оптимизации и экономически нецелесообразна для использования. Кроме того, авторы количественно определили скорость передачи DF -ретрансляции и показали, что ее можно легко увеличивать, используя определённые алгоритмы. Однако метод DF -ретрансляции не подходит для крупномасштабных и долгосрочных подводных мероприятий из-за высоких затрат на монтаж оборудования и низкую энергоэффективность. Наконец, авторы численно сравнили скорость передачи данных этих трех схем ретрансляции.

Полученные результаты показали, что среди трех режимов ретрансляции DF -ретрансляция демонстрирует самые перспективные характеристики, а AF -

ретрансляция работает даже хуже, чем простая МИ-ретрансляция. Стоит отметить, что достижимая скорость передачи данных при FF -ретрансляции близка к скорости DF -передачи, когда $A(f)$ правильно определена.

Следует отметить, что эти три метода активной ретрансляции имеют свои плюсы и минусы, и, следовательно, их следует правильно выбирать в соответствии с требованиями практического применения.

Таблица 6 - Сравнение различных технологий применения активных ретрансляторов для подводной МИ-связи [65]

| Режимы ретрансляции | Преимущества | Недостатки |
|---------------------|--|--|
| AF | Простота реализации | Усиление шума и узкая полоса частот |
| DF | Позволяет избегать усиления шума, удовлетворительна производительность системы | Повторение и умножение количества ошибок, аппаратная сложность |
| FF | Позволяет компенсировать частотную селективность | Высокая сложность вычислений |

3.2.3 Методы гибридной ретрансляции

Как упоминалось выше, волноводная техника является хорошим способом для расширения частотного диапазона, применительно к подводной МИ-связи, с использованием пассивных ретрансляторов. Однако, как было указано в [19], МИ-волновод демонстрирует ограниченную производительность и низкую достоверность передаваемой информации в случае использования водной среде. Это вызвано затуханием сигнала из-за вихревых токов, которое резко увеличивается с расстоянием. С другой стороны, дистанция связи может быть значительно увеличена с помощью технологии активной ретрансляции посредством многократной повторной передачи полезных сигналов. Учитывая эти два момента, создание перспективной технологии для достижения качественных и энергоэффективных подводных МИ-каналов возможно путём объединения волноводных технологий и активной ретрансляции. Посредством этого могут быть построены гибридные ретрансляционные системы передачи

данных, в которых могут быть достигнуты большие расстояния для связи, если развернуто больше активных ретрансляторов, при этом меньшее количество энергии может потребляться, если развернуто больше пассивных ретрансляторов. Поэтому необходимо понимать, как различные системы ретрансляции сигнала влияют на общую производительность гибридных ретрансляционных схем передачи.

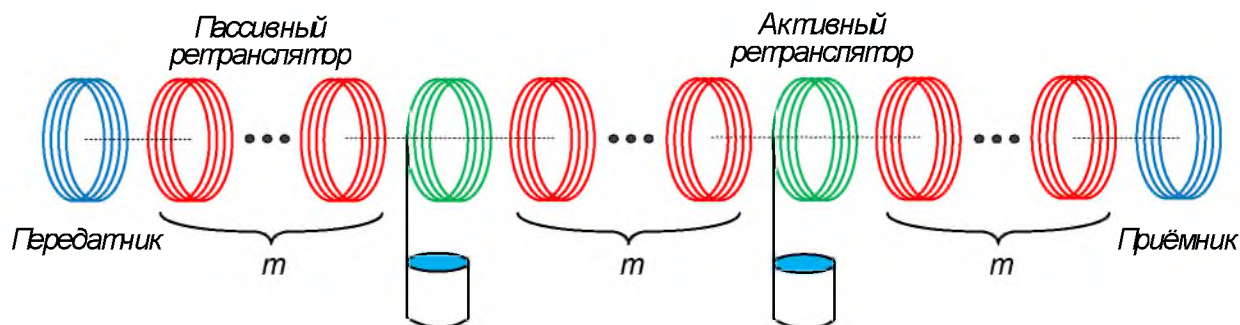


Рисунок 18 - Гибридная структура, которая гибко сочетает в себе технологию волновода и активной ретрансляции

На рисунке 19 мы используем те же модели волноводных каналов, что и в [54], и модели импеданса цепей, как в [67]. В этих моделях радиус катушки, количество витков катушки и интервал узла приняты следующие: $0,15\text{ м}$, 500 и $4,0\text{ м}$ соответственно. Кроме того, активный режим ретрансляции, несущая частота, ширина полосы, средства модуляции, действующее значение сигнал/шум, мощность приема, размер пакета и спектральная плотность мощности к уровню шума установлены для ретрансляции DF следующие: 5000 Гц , 1000 Гц , $BPSK$, 20 дБ , $0,02\text{ Вт}$, 256 байт и -140 дБ/Гц соответственно.

Здесь мы в качестве примера возьмем линейную МИ-сеть передачи со всеми пассивными и активными реле, равномерно развернутыми на линии между передатчиком и приемником, чтобы представить потенциал нашей предложенной схемы и исследовать влияние различных схем ретрансляции. Как показано на рисунке 18, отношение числа пассивных ретрансляторов к

числу активных ретрансляторов (передатчик также считается активным узлом) в сети, обозначаемое γ , равно $m : 1$.

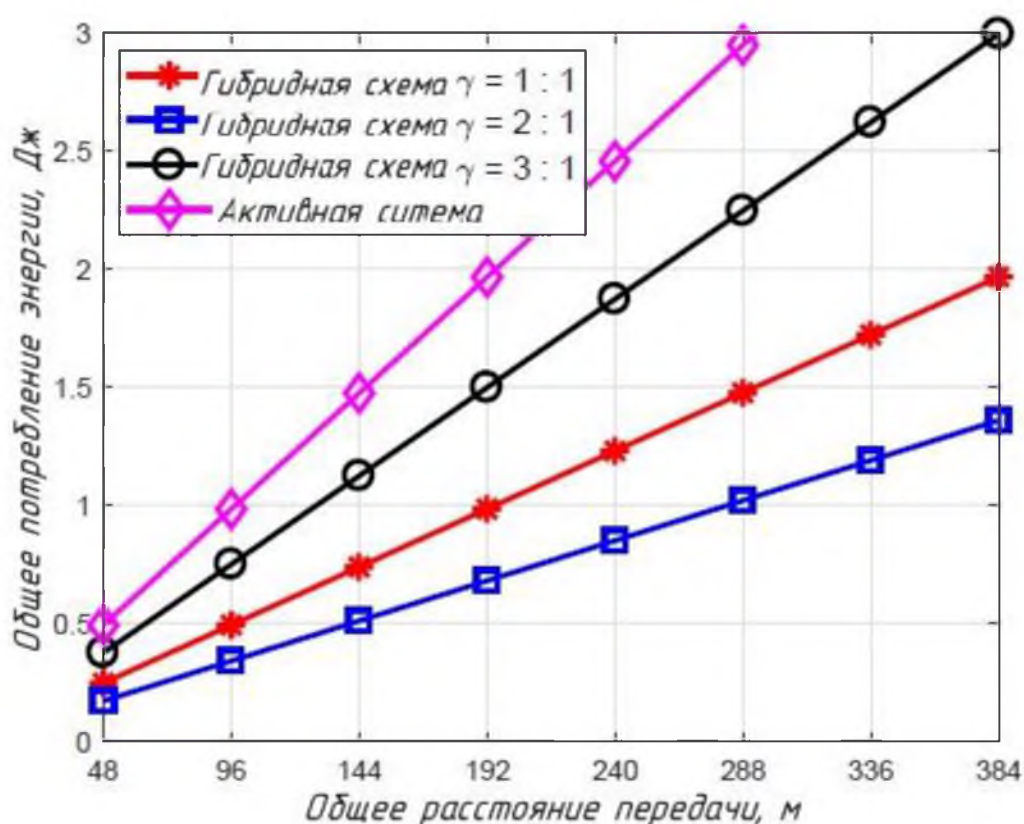


Рисунок 19 - Общее потребление энергии в зависимости от общего расстояния передачи при различных схемах передачи [65]

На рисунке 19 показано, как общее энергопотребление схемы гибридной передачи изменяется в зависимости от общего расстояния передачи. Обратите внимание, что кривая, соответствующая модели передачи по МИ-волноводу только с пассивными ретрансляторами, которая показывает наихудшие результаты, не изображена на рисунке, поскольку ее энергопотребление намного превышает 3 Дж, даже когда расстояние передачи составляет всего 48 м. Гибридная схема передачи потребляет меньше энергии, чем схемы волновода и все активные ретрансляционные системы при передаче одного и того же пакета на заданное расстояние, особенно в случае передачи на большие расстояния. Также можно наблюдать, что энергетические характеристики либо улучшаются, либо ухудшаются при увеличении отношения γ . Например, кривая

для $\gamma = 1: 1$ выше кривой для $\gamma = 2: 1$, но ниже кривой для $\gamma = 3: 1$. Одним словом, можно сделать вывод, что при успешном проекте системы ретрансляции схема гибридной передачи может значительно увеличить дальность передачи энергии.

3.2.4 Проблемы и открытые вопросы

Хотя были проведены исследования по построению ретрансляционных МИ-сетей для широкого применения, между теоретическим анализом и практической реализацией все еще существует значительный разрыв. Некоторые из ключевых проблемных вопросов сводятся к следующему.

В существующих работах исследуются методы МИ-ретрансляции, в основном исходя из того, что между различными катушками нет перекрестных помех, но это на самом деле неправильно. На практике довольно сложно определить, где развернуть ретранслятор для увеличения дальности связи, не вызывая перекрестных помех. Существование перекрестных помех может снизить общую скорость передачи данных, особенно в МИ-сетях с высокой плотностью. Для точного анализа и проектирования подводных МИ-сетей взаимное влияние узлов сети должно быть включено в будущие исследования.

Несмотря на возможность увеличения расстояния передачи без ущерба для энергии, системы ретрансляции должны быть тщательно рассмотрены при разработке гибридной схемы ретрансляции передачи. Во-первых, необходимо разработать точную энергетическую модель для количественной оценки влияния интервалов и чисел реле. На основе этой модели может быть сформулирована соответствующая задача оптимизации и получены оптимальные схемы системы ретрансляции. Однако расчет этих схем очень сложный, поскольку участвующие выражения, которые являются нелинейными и многомерными. Кроме того, расчёты становятся намного сложнее, если учитывать другие вводные параметры для проектирования, например, характеристики катушки.

В настоящее время исследования в основном сосредоточены на улучшении определенных показателей производительности сети, например, емкости общего объема информации в телекоммуникационной сети и способов сопряжения отдельных узлов системы. В немногих работах исследована конструкция протоколов управления доступом к среде *MAC* и маршрутизации для подводных МИ-сетей, которые также оказывают существенное влияние на общую производительность системы. Кроме того, правильное проектирование *MAC*-алгоритмов маршрутизации может в некоторой степени смягчить пространственные перекрестные помехи между различными катушками. Несмотря на то, что *MAC*-протоколы маршрутизации широко изучались в акустических и электромагнитных сетях, уникальные особенности МИ-коммуникаций требует их пересмотра. Эта проблема является довольно сложной, если принять во внимание условия трехмерной подводной среды и высокую чувствительность к ориентации элементов системы МИ-связи.

3.3 Увеличение пропускной способности МИ-каналов

Помимо надежной передачи на большие расстояния, собранные морские данные часто нуждаются в оперативной доставке, чтобы соответствовать критериям для специальных областей применения, таких как спасение на море. Скорость передачи данных для подводной МИ-связи довольно ограничена из-за присущей ей узкой полосы пропускания и значительных потерь на вихревые токи. Конструктивным решением для увеличения скорости передачи данных является одновременная доставка нескольких сигналов через многодиапазонный резонатор или мультиантенную систему. С технической точки зрения, существующие подходы можно условно разделить на два типа: многополосный МИ-метод (*MB MI*) с расширенной полосой пропускания [25], [51] - [56] и МИ-метод с несколькими приемными и несколькими передающими системами (*MIMO MI*) с повторным использованием частоты [17], [31], [33], [46], [49], [50], [55], [64].

3.3.1 Пропускная способность каналов подводной МИ-связи

На основе формулы Шеннона пропускная способность системы подводной МИ-связи, в которой используется одна пара приемника и передатчика, обозначаемая C_{MI} , выражается как

$$C_{MI} = B \log\left(1 + \frac{P_T / PL_{MI}}{N_f}\right) \quad (44)$$

где B - ширина полосы;

$\frac{P_T / PL_{MI}}{N_f}$ - величина соотношения сигнал/шум в приемнике.

Очевидно, что емкость МИ-канала в основном зависит от ширины полосы B и мощности принимаемого сигнала P_T/PL_{MI} [69]. Как описано выше, пропускная способность канала подводной МИ-системы довольно низкая по причине узкой доступной полосы пропускания и серьезных потерь на вихревые токи (соответственно, больших потерь в тракте PL_{MI}). Используя приведенные уравнения, строим график зависимости пропускной способности подводного МИ-канала от действующей частоты при различных настройках диапазона передачи.

Из рисунка 20 видно, что пропускная способность канала составляет только порядка нескольких $Kбит/с$ в радиусе 2 м и резко уменьшается при увеличении дальности передачи. Поэтому необходимо улучшать возможности подводных МИ-систем.

Было проведено несколько работ по исследованию характеристик емкости и связанных с этим проблем выбора параметров в традиционных системах с одной антенной. В работе [69] авторами проанализировано как характеристики катушки влияют на мощность принимаемого сигнала и, следовательно, на пропускную способность системы с помощью экспериментального наблюдения

В частности, мощность принимаемого сигнала и пропускная способность канала могут быть увеличены либо путем увеличения радиуса катушки и ее проницаемости, либо путем сокращения расстояния передачи.

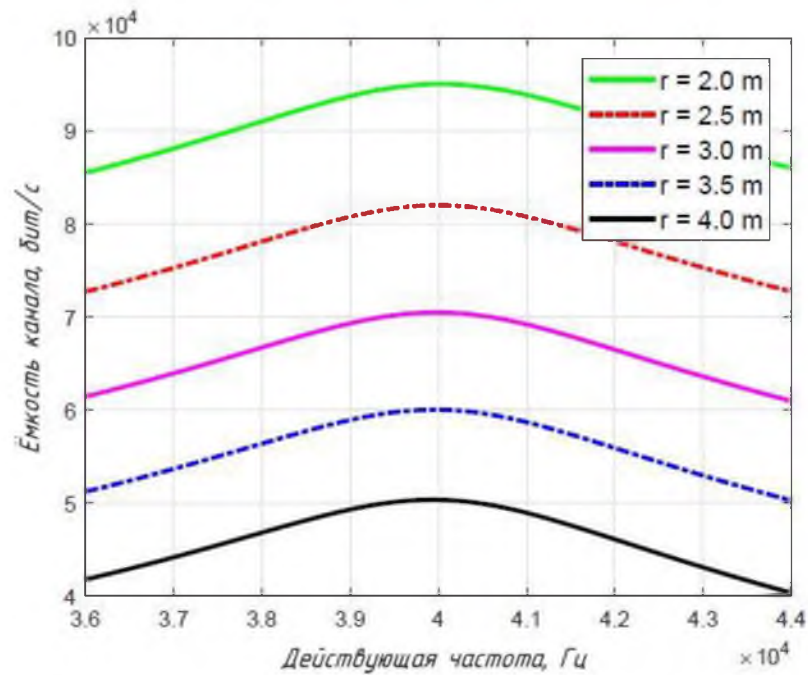


Рисунок 20 - Емкость канала в зависимости от центральной частоты при разных расстояниях передачи. На этом рисунке полоса пропускания и проводимость установлены на 4 кГц и 4 См/м соответственно [65]

Кроме того, они также обнаружили, что более высокий показатель добротности приемной антенны приведет к увеличению показателей принимаемой мощности, что, однако, не обязательно приведет к повышению производительности. Причина этого была дополнительно раскрыта в материале [39] путем теоретического заключения о связи между добротностью антенны и пропускной способностью канала. Было получено, что принимаемая мощность может быть увеличена за счет увеличения добротности, но при этом полоса пропускания будет сужена. Поэтому сделан основной вывод, что существует оптимальное значение величины добротности для передающей и приемной антенн, которое обеспечит максимум пропускной способности канала для данного расстояния.

Из приведенного выше анализа можно улучшить пропускную способность традиционных МИ-систем с одной антенной путем оптимизации основных параметров, таких как действующая частота. Однако увеличение пропускной способности такими методами обычно ограничено: менее

100 Кбит/с в пределах 2 м для полосы частот 4 кГц, на оптимальной действующей частоте. Для значительного увеличения пропускной способности канала в существующих работах были тщательно исследованы два передовых МИ-метода, а именно: *МВ МИ* и *ММО МИ*. Далее мы представим принципы, лежащие в основе этих двух методов, и рассмотрим существующие подходы к реализации.

3.3.2 Метод МИ-связи *МВ МИ*

Технология *МВ МИ* позволяет использовать несколько потоков данных, назначая разные полосы частот разным линиям передачи. Используя метод *МВ МИ*, можно найти несколько точек минимумов для кривых потерь на трассе в определенной области, в то время как в обычных подводных МИ-системах с одной антенной обычно есть только одна такая точка, как показано на рисунке 21.

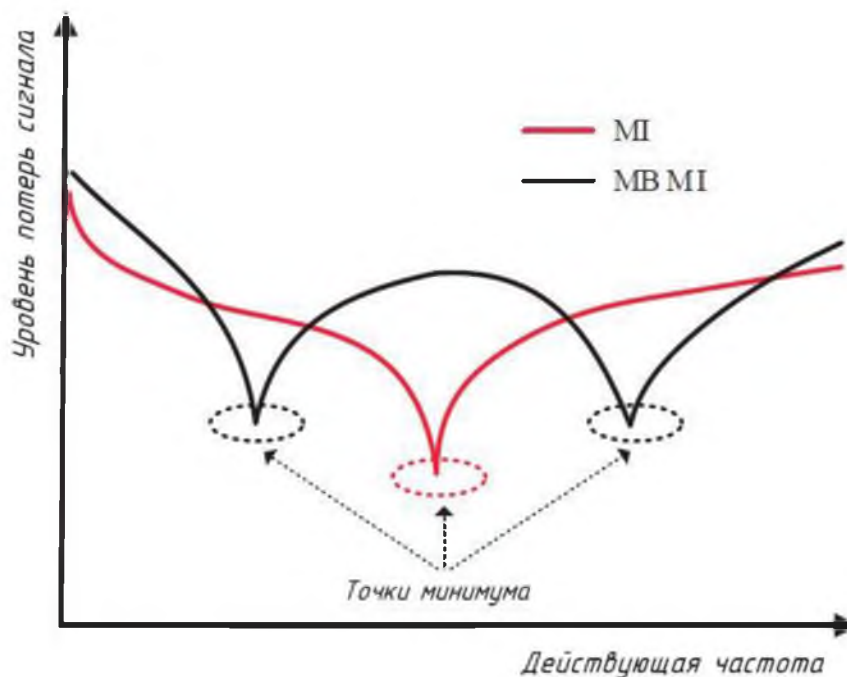


Рисунок 21 - Иллюстрация кривых потерь на трассе традиционных МИ-методов и многополосного метода *МВ МИ* [65]

Если кривые частот системы $MV MI$ разделены, можно использовать несколько действующих частот, со своими полосами частот, для параллельной передачи данных, не вызывая значительных помех друг другу. Следовательно, в отличие от обычной одноантенной МИ-системы с единственной доступной полосой, система $MV MI$ может эффективно расширять всю полосу пропускания путем добавления нескольких доступных полос вокруг разных точек минимумов рассматриваемых кривых.

Стоит отметить, что метод $MV MI$ обычно требует введения в систему дополнительных элементов для генерации множества точек минимума кривых, что неизбежно требует дополнительной мощности и, следовательно, увеличивает потери в тракте в некоторых частотных диапазонах, как показано на рисунке 21. Для поддержания потерь в тракте в удовлетворительном диапазоне параметры схемы должны быть правильно выбраны.

Существует два основных направления для реализации технологии $MV MI$, а именно: частное уплотнение канала и проектирование многополосного резонатора. Что касается уплотнения сигнала по частоте, оно было первоначально исследовано в области индуктивной беспроводной передачи энергии для согласования рабочей частоты с оптимальной частотой [13, [16], [61], [62]. Когда расстояние между передатчиком и приемником меньше порогового значения, называемого критическим расстоянием связи, исходная единичная резонансная точка функции потерь на трассе разделяется на две. Следовательно, рабочие частоты системы должны быть настроены на одну или обе частоты разделения вместо исходной резонансной частоты для эффективной передачи мощности. В [32] авторы изучили потенциал использования частотного разделения для улучшения скорости передачи МИ-данных и успешно разработали двухканальную МИ-систему передачи на платформе *FPGA* на основе разделения частот. Полученные результаты показали, что, когда расстояние связи изменяется от 1 см до 10 см, приемопередатчики могут достигать скоростей передачи данных 50 Мбит/с и

69 Кбит/с для каждого канала, работающего на двух частотах 13,56 МГц и 28 кГц соответственно.

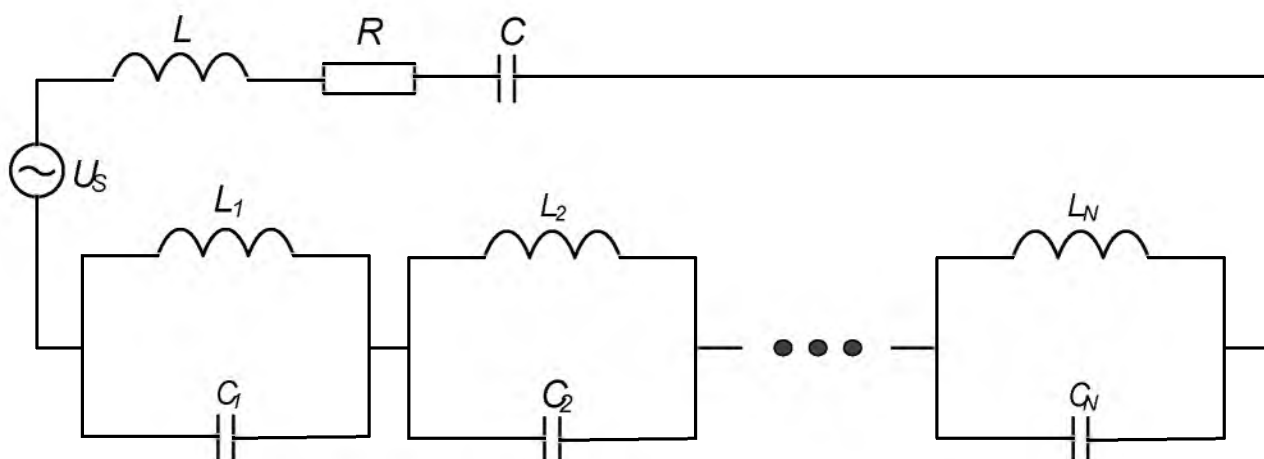


Рисунок 22 - Схема замещения многодиапазонного резонатора

Что касается проектирования многозонного резонатора, в работах [44] и [11] был разработан однобитовый многодиапазонный МИ-резонатор для передачи данных на нескольких отдельных полосах частот. Как показано на рисунке 16, резонатор состоит из большой проводящей индуктивной цепи (которая включает в себя R , L и C) и ряда последовательных маленьких резонаторов (от L_1 и C_1 до L_N и C_N). Полное сопротивление цепи Z , выраженное как функция угловой частоты ω , определяется как:

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + \sum_{i=1}^N \frac{1}{j\omega C_i + \frac{1}{j\omega L_i}} \quad (45)$$

где L и C (L_i и C_i) обозначают индуктивность и реактивное сопротивление первичного контура (i -го малого резонатора) соответственно.

Скорость передачи данных в МИ-системах может быть увеличена посредством параллельной передачи в нескольких разделенных полосах частот. В [25], с точки зрения проектирования резонатора, авторы предложили антенну с несколькими катушками, как показано на рисунке 23, для увеличения полосы пропускания и пропускной способности МИ-связи. На чертеже только первая передающая катушка снабжена источником питания, а другие передающие катушки активируются посредством индуктивной связи от соседних катушек.

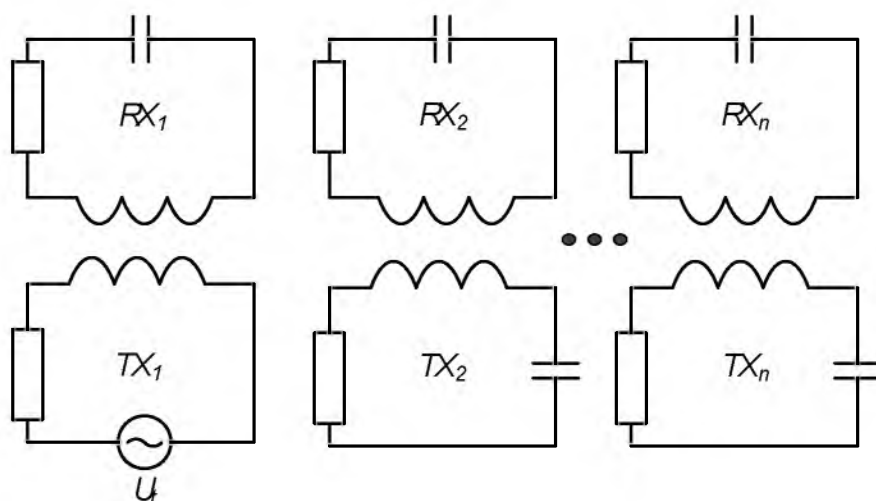


Рисунок 23 - Эквивалентная схема многоантенной системы

Рассматривая подводную среду, авторами [42] предложен подход к динамической настройке резонансной частоты магнитных катушек путем регулировки нагрузочного конденсатора. Было показано, что полоса пропускания системы между устройствами может быть улучшена в три раза при работе на частоте 1 МГц и в диапазоне связи 1 м .

Отметим, что результаты испытаний в [11], [25], [32], [42], [44] показали, что возможности МИ-связи все еще довольно ограничены и не превышают десятков метров. Вдохновленные тем фактом, что технология волноводов может эффективно уменьшить потери на трассе, некоторые исследователи пытались объединить методы волновода и *MB MI* для одновременного расширения диапазона передачи и пропускной способности. В [71] выдвинули теорию контролируемого управления резонансными частотами катушек для слабосвязанного МИ-волновода, в которой резонансная частота каждой катушки отклоняется от первоначальной центральной рабочей частоты определенным образом. Они показали, что пропускная способность канала этих систем может быть значительно увеличена, если отклонение произведено правильно. Концепция увеличения полосы пропускания сильно связанного МИ-волновода была исследована в [43] и были получены аналогичные выводы.

3.3 MIMO MI технологии

Другим широко распространенным методом увеличения пропускной способности каналов подводных МИ-систем является технология *MIMO MI*, в котором реализовано несколько пар катушек для параллельной передачи потоков данных по всем доступным полосам частот [20], [21], [37], [59]. На рисунке 24 показана структура типичной системы *MIMO MI N×N*, в которой *N* пар коаксиальных передающей и приемной катушек, размещенных параллельно.

Общая пропускная способность канала такой системы *MIMO MI N×N* в полосе пропускания *B* может быть представлена следующим образом [65]:

$$C_{MIMO-MI} = B \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{P_{t,i} / PL_i}{N_i + I_i} \right) \quad (46)$$

где $P_{t,i}$, PL_i , N_i и I_i обозначают мощности передачи, потери на трассе, мощность шума и общие помехи на i -й катушке соответственно.

В частности, $\frac{P_{t,i} / PL_i}{N_i + I_i}$ представляет отношение сигнал/помеха плюс шум (*SINR*) на i -м приемнике.

Из уравнения следует, что пропускная способность МИ-канала может быть повышена путем использования большего количества пар катушек для передачи множества потоков данных по всем доступным частотным диапазонам, то есть путем улучшения повторного использования частот. Однако чрезмерное повторное использование частоты вызовет серьезные перекрестные помехи между различными катушками, что, в свою очередь, может ухудшить показатели *SINR* и, следовательно, пропускную способность системы.

В системе *MIMO MI* существует два типа перекрестных помех: диагональные перекрестные помехи, как показано черными пунктирными линиями на рисунке 24, и являются деструктивными для МИ-связи; боковые перекрестные помехи, изображены черными сплошными линиями на рисунке 24, являются менее вредными для МИ-каналов. Чтобы сравнить силу

желаемых сигналов и перекрестных помех, здесь мы возьмем 2×2 подводную систему $MIMO MI$ в качестве примера, чтобы показать их уровни мощности на рисунке 25.

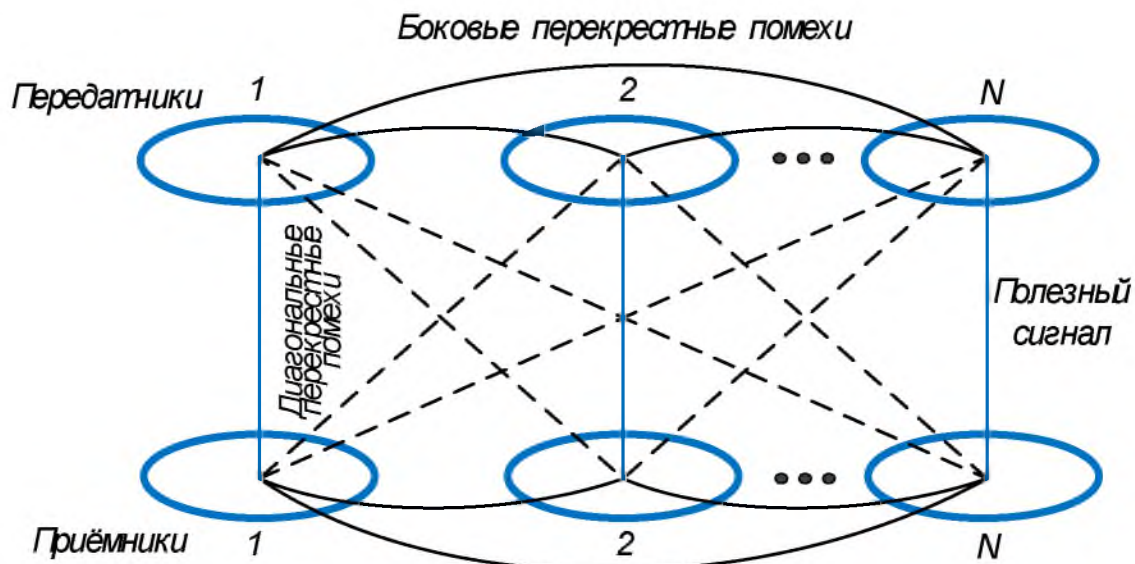


Рисунок 24 - Структура типичной системы $N \times N$ $MIMO MI$ с различными видами перекрестных помех

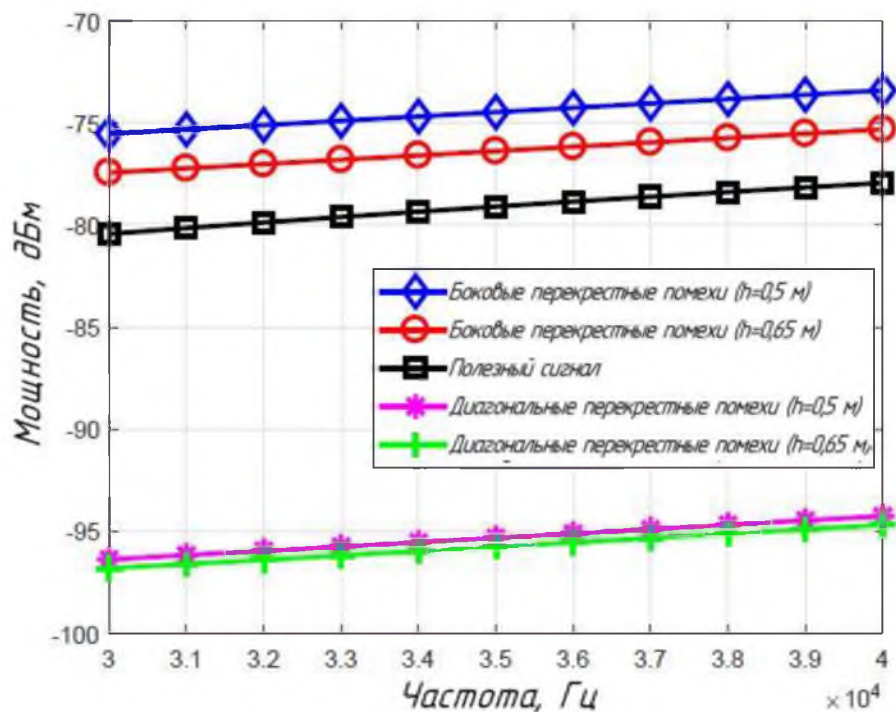


Рисунок 25 - Уровни мощности полезных сигналов и различных перекрестных помех при различных боковых интервалах h в подводной системе $MIMO MI 2 \times 2$. На этом рисунке мощность передачи каждого подканала установлена на 100 мВт

Обратите внимание, что боковые перекрестные звуки играют доминирующую роль и даже более существенную, чем искомые сигналы. Следовательно, чтобы полностью раскрыть потенциал *MIMO MI* в повышении пропускной способности, необходимо уменьшить количество перекрестных помех, особенно боковых.

Таблица 7 - Сравнение между различными методами для улучшения использования МИ-метода с использованием *MB MI* [65]

| Ссылки | Методы | Концепция | Ограничения |
|-------------|--|--|--|
| [32] | Частотное разделение | Рассмотрена идея частотного разделения для передачи данных | Точный контроль коэффициента связи |
| [11] и [44] | Многодиапазонный резонатор | Разработка серийного многодиапазонного резонатора МИ | Точного контроля элементов схемы |
| [25] | Антенная решетка с несколькими катушками | Предложена схема антенной решетки с несколькими катушками и с несколькими резонансными частотами | Все резонансные и рабочие частоты разные |
| [42] | Динамическое управление частотой | Выдвинута простая в реализации многополосная схема | Чрезвычайно ограниченный диапазон передачи |
| [43] и [71] | Реализация метода резонансного волновода | Синтез метода волновода и <i>MB MI</i> технологии | Точный контроль отклонения частоты |

Существует два основных направления для снижения влияния перекрестных помех систем *MIMO MI*, а именно предварительное кодирование [17], [33], [46], [50] и размещение катушки [31], [49], [55], [64]. Что касается метода предварительного кодирования, он определяет структуру и размер подходящей матрицы для передаваемых сигналов так, чтобы предварительно закодированные сигналы были выровнены по предполагаемым линиям связи, в то время как наложенные помехи в каждом приемнике хорошо подавлены. Обычно ожидается, что эффективность предварительного кодирования будет работать лучше, если можно получить точную информацию о состоянии

канала. Учитывая, что отклики каналов подводных МИ-систем предсказуемы и стабильны, предварительное кодирование, таким образом, является хорошим выбором для ликвидации диагональных перекрестных помех.

С точки зрения реализации алгоритмы предварительного кодирования для систем *MIMO* можно разделить на линейные и нелинейные типы. Методы линейного предварительного кодирования включают в себя передачу с максимальным отношением (*MRT*), предварительное кодирование с нулевым смещением (*ZF*) и предварительное кодирование Винера [33], [46] и методы нелинейного предварительного кодирования обычно разрабатываются на основе теории кодирования «грязной бумаги» (*DPC*) [17], [50].

Таблица 8 -Сущность различных методов подавления перекрестных помех в системах *MIMO MI* [65]

| Ссылки | Конфигурации антенны | Методы | Подавляемые типы перекрестных помех |
|------------------------|----------------------|--|--|
| [17], [33], [46], [50] | $N \times N$ | Предварительное кодирование | Диагональные перекрестные помехи |
| [55] | 2×2 | Распределение катушек в различных типах массивов | Боковые перекрестные помехи |
| [49] | 3×3 | | |
| [64] | 4×4 | | |
| [31] | $N \times N$ | Всенаправленные антенны | Диагональные и боковые перекрестные помехи |

Что касается подавления боковых перекрестных помех, методика размещения катушек продемонстрировала большой потенциал в существующих исследованиях. Одна из очевидных причин, которые делают этот метод эффективным, состоит в том, что взаимная индуктивность двух МИ-катушек уменьшается до нуля, когда они расположены перпендикулярно. В [55] была предложена новая конфигурация антенны *MIMO MI* 2×2 , в которой одна пара передатчика и приёмника расположена вертикально, а другая пара - горизонтально. Было показано, что пропускная способность рассматриваемой МИ-системы *MIMO* превосходит пропускную способность МИ-системы с

одной антенной в условиях высоких значений SNR . В [49] Р. Готтула предложил массив $MIMO 3 \times 3$, состоящий из трех ортогонально расположенных рамочных антенн. Результаты моделирования показали, что показатели данных такого размещения $MIMO MI$ примерно вдвое превышают данные обычной МИ-связи с одной антенной.

Далее в [64] была введена структура пирамидальной формы антенной решетки с круговой петлей 4×4 , и экспериментально наблюдался минимальный коэффициент связи внутри решетки 10^{-8} (в этом случае боковые перекрестные помехи незначительны). Однако предложенные схемы размещения катушек в [49], [55], [64] могут только подавить боковые перекрестные помехи. Кроме того, из-за ограничения размерности МИ-устройств, при использовании методов моделирования взаимного размещения катушек становятся доступны не более четырех потоков данных. Чтобы снизить значения перекрестных помехи обоих типов и обеспечивать передачу параллельных потоков данных, Х. Ким и его коллеги в [31] была предложена гетерогенная многополюсная рамочная антенна. Для этой антенны ее сгенерированные множественные магнитные поля в разных направлениях могут быть подавлены друг с другом в определенной области, называемой областью подавления, когда удовлетворяется определенное условие. Затем может быть установлена свободная от помех область $MIMO MI$, если несколько многополюсных антенн расположены в областях подавления друг друга.

3.3.1 Проблемы и открытые вопросы

В настоящее время в исследованиях $MB MI$ и $MIMO MI$ обычно используются идеальные настройки параметров и фиксированное расположение антенн, что может быть неприемлемым в реальных условиях. Некоторые из открытых проблем сводятся к следующему.

Ключевая идея метода $MB MI$ заключается в создании нескольких опорных частот, исходя функций потерь на тракте системы МИ-связи. Для

эффективной передачи эти частоты должны быть достаточно разделены, чтобы избежать сильных взаимных помех друг с другом. Однако для данной ширины полосы большой частотный интервал подразумевает меньшее количество используемых полос и, следовательно, может привести к меньшей пропускной способности. Этот вариант становится еще хуже, поскольку эффективная полоса пропускания практически не ограничена в большинстве условий передачи под водой. Следовательно, частотный интервал должен точно контролироваться для поддержки как можно большего числа полос, что, однако, является довольно сложной задачей, поскольку частотный интервал зависит от множества факторов, таких как конструктивные особенности антенных систем устройства и параметры окружающей среды.

Хотя метод взаимного расположения катушек в массиве обещает смягчить перекрестные помехи, обычно трудно спроектировать эффективное устройство с приемлемыми размерными параметрами. В подводной среде, где МИ-катушки неизбежно колеблются вместе с океанскими волнами, течениями и приливами, конфигурация массива становится очень динамичной и намного более неуправляемой. Поэтому необходимо предложить некоторые схемы подавления перекрестных помех, которые не подвержены изменениям размещения антенных решеток. Учитывая, что многонаправленные МИ-антенны могут эффективно подавлять влияние угловых и позиционных отклонений МИ-катушек становится перспективным использовать этот вид антенн для создания подводной системы *MIMO MI*.

4 Обзор практических работ с макетами МИ-антенн.

Расчет и моделирование МИ-антенны

4.1 Первый эксперимент по передаче данных в водной среде с использованием МИ-метода

Дата проведения - 6 марта 2020 года.

Место проведения - г. Владивосток, о. Русский, бухта Труда.

Участники:

- доцент, к.ф-м.н. Кафедры «Электроники и средств связи» ДВФУ Родионов Александр Юрьевич;

- ассистент, преподаватель Кафедры «Электроэнергетики и электротехники» ДВФУ Михайленко Олег Сергеевич;

- студент магистерской программы обучения Кафедры «Гидроакустики и приборостроения» ДВФУ Власов Александр Александрович.

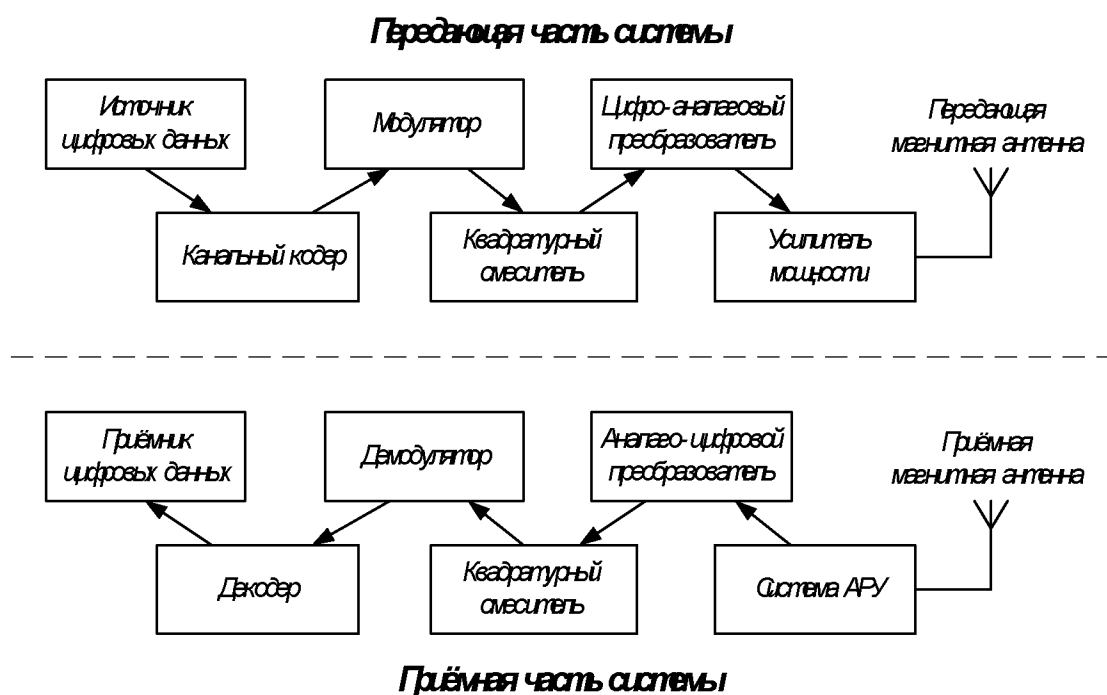


Рисунок 26 - Аппаратное исполнение приёмо-передающей системы

В качестве передающей и приёмной антенны были использованы многовитковые катушки с медным проводом диаметром $0,3$ мм и ферромагнитные стержни диаметром 10 мм и длиной 200 мм с действующей проницаемостью сердечника равной 400 . Стержни в количестве 7 штук были собраны в пучок и обёрнуты многократно и равномерно медным проводом.

Усилитель мощности и передающая антенна размещены в пластиковой водонепроницаемой тубе. Модуль АРУ и приёмная антенна также размещены в пластиковой водонепроницаемой тубе.



Рисунок 27 - Модули передачи и приёма сигнала: слева - приёмная часть; справа - передающая часть

Формирование сигнала и его обработка в тракте передачи и приёма производилась на персональном компьютере. Тип модуляции системы связи представлял собой двоичную фазовую манипуляцию (*BPSK*). Модули приёма и передачи сигнала соединены с компьютерами по ВЧ кабелю. Скорость передачи данных составляла 500 бит/с.

Эксперимент проводился для фиксирования сигнала на приемном модуле с передатчика, который погружался в воду на различную глубину и на разном расстоянии от передатчика. Результаты экспериментов отражены в таблице 9.



Рисунок 28 - Опытная установка для проведения эксперимента



Рисунок 29 - Передатчик погружен в воду, приёмник не погружен

Таблица 9 - Результаты проведенных экспериментов: передатчик погружен в воду, приёмник не погружен

| № опыта | Дистанция между передатчиком и приёмником, м | Уровень принимаемого сигнала | Наличие принятого G-mode кодированного сигнала | Наличие принятого A-mode кодированного сигнала | Примечание |
|---|--|------------------------------|--|--|------------|
| Соосное расположение антенн передатчика и приёмника | | | | | |
| 1 | 1 | 3000 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 2 | 2 | 1000 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 3 | 3 | 300 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 4 | 4 | 120 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 5 | 5 | 70 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 6 | 6 | 50 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 7 | 7 | 30 | Без ошибок | Отсутствует | |
| 8 | 8 | Отсутствует | Отсутствует | Отсутствует | |

После этого изменили условия опытов - передающий и приёмный модули погружались в воду на различном удалении друг от друга. Результаты экспериментов отражены в таблице 10.



Рисунок 30 - Передатчик и приёмник погружаются в воду

Таблица 10 - Результаты проведенных экспериментов: передатчик и приёмник погружены в воду

| № опыта | Дистанция между передатчиком и приёмником, м | Уровень принимаемого сигнала | Наличие принятого G-mode кодированного сигнала | Наличие принятого A-mode кодированного сигнала | Примечание |
|--|--|------------------------------|--|--|------------|
| Параллельное расположение антенн передатчика и приёмника | | | | | |
| 1 | 1 | 800 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 2 | 2 | 450 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 3 | 3 | 190 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 4 | 4 | 85 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 5 | 5 | 50 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 6 | 6 | 35 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 7 | 7 | Отсутствует | Отсутствует | Отсутствует | |

Как видно из результатов экспериментов расстояние для удовлетворительной передачи и приёма сигнала составило 6...7 м, среда распространения сигнала не критично влияет на уровень принимаемого сигнала. Для повышения характеристик передающей антенны было принято решение рассчитать новую антенну с большим количеством ферромагнитных стержней.

Расчёт и моделирование этой антенны рассмотрены в подпункте 5.3.

4.2 Второй эксперимент по передаче данных в воздушной среде с использованием МИ-метода

Дата проведения - 30 июня 2020 года.

Место проведения - г. Владивосток, о. Русский, Лабораторный корпус ДВФУ.

Участники:

- доцент, к.ф.-м.н. Кафедры «Электроники и средств связи» ДВФУ Родионов Александр Юрьевич;
- ассистент, преподаватель Кафедры «Электроэнергетики и электротехники» ДВФУ Михайленко Олег Сергеевич.



Рисунок 31 - Передающая антенна

Диаметр витка катушки - $0,2$ мм, диаметр сердечника - 50 мм, длина сердечника - 200 мм, длина катушки - 130 мм, действующая проницаемость сердечника равна 400 .

Таблица 11 - Результаты проведенных экспериментов:

передатчик приёмник не погружены в воду

| № опыта | Дистанция между передатчиком и приёмником, м | Условный уровень принимаемого сигнала | Наличие принятого G-mode кодированного сигнала | Наличие принятого A-mode кодированного сигнала | Примечание |
|--|--|---------------------------------------|--|--|------------|
| Параллельное расположение антенн передатчика и приёмника | | | | | |
| 1 | 1 | 3000 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 2 | 2 | 2500 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 3 | 3 | 2100 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 4 | 4 | 1800 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 5 | 5 | 1450 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 6 | 6 | 1050 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 7 | 7 | 850 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 8 | 8 | 700 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 9 | 9 | 550 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 10 | 10 | 400 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 11 | 11 | 300 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 12 | 12 | 200 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 13 | 13 | 110 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 14 | 14 | 85 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 15 | 15 | 50 | Без ошибок | Без ошибок | |
| 16 | 16 | 30 | Без ошибок | Отсутствует | |
| 17 | 17 | Отсутствует | Отсутствует | Отсутствует | |

4.3 Конструктивный расчёт МИ-антенны

Исходными данными для расчёта служат параметры сердечника μ_k (его начальная проницаемость и размеры), электрические данные входной цепи. В понятие расчёта входят определение числа витков и выбор конструкции антенной катушки на сердечнике, определение схемы включения, расчёт величины антенного контура с входом приёмника и определение действующей высоты и эффективности антенны [3, 4].

Иногда к антенне предъявляются дополнительные требования, такие как повышенная избирательность входной цепи, получение «чистой» диаграммы направленности (с чётким нулём приёма), простота изготовления и настройки, максимальная эффективность антенны и другие, которые заставляют вносить в типовой расчёт изменения.

Количество витков антенной катушки определяется в первую очередь величиной допустимой индуктивности входного контура. Зная частотный диапазон $f_{max}=20 \cdot 10^3$ Гц, и конструктивные особенности схемы устройства (схему сопряжения входного контура с другими контурами, ёмкость конденсатора настройки $C_{min}=330 \cdot 10^{-9}$ Ф и других элементов входа) индуктивность катушки находим по формуле:

$$L_K = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_{max}^2 [MГц] C_{min} [нФ]} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{0,02^2 \cdot 330 \cdot 10^3} \approx 192 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \quad (47)$$

Наиболее сложным является определение коэффициента μ_K :

$$\mu_K = \mu_{экс} m_L p_L q_L \quad (48)$$

где $\mu_{экс}=400$ - действующая проницаемость сердечника;

m_L - определяется геометрическими параметрами катушки и сердечника;

p_L - коэффициент, зависящий от взаимного расположения катушки и сердечника;

q_L - коэффициент, определяемый геометрическими параметрами катушки и сердечника.

Примем диаметр витка катушки $d=2\cdot 10^{-3} м$, диаметр сердечника $D=5\cdot 10^{-2} м$, длина сердечника $l=0,2 м$, длину катушки предварительно примем равной $a=130\cdot 10^{-3} м$.

Коэффициент $m_L=0,7$ находим из рисунка 32.

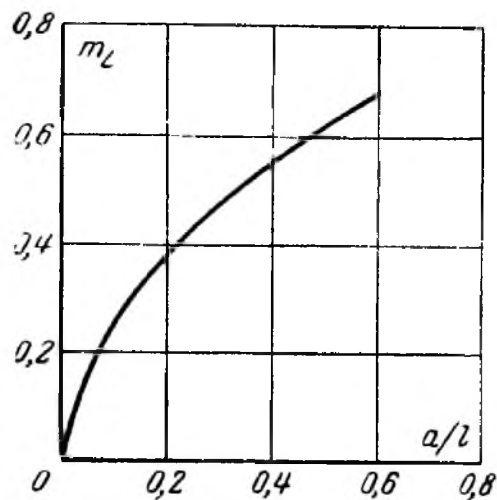


Рисунок 32 - Зависимость m_L от a/l

Коэффициент $p_L=1,2$ определим по рисунку 4, где величина $x=0$ - сдвиг осей симметрии катушки и сердечника относительно друг друга.

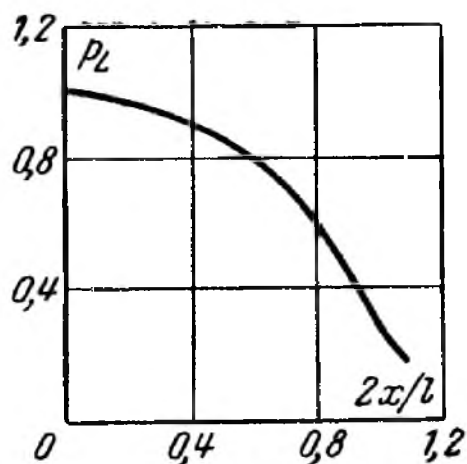


Рисунок 33 - Зависимость p_L от расположения катушки на стержне

$$q_L = \frac{D^2}{(D+2d)^2} = \frac{0,05^2}{(0,05+2\cdot 0,002)^2} \approx 0,857 \quad (49)$$

$$\mu_K = 400 \cdot 0,7 \cdot 1,2 \cdot 0,857 = 286,944 \quad (50)$$

Коэффициент, зависящий от формы катушки:

$$L' = \frac{1}{1 + 6 \frac{D}{a}} = \frac{1}{1 + 6 \frac{0,05}{0,13}} \approx 0,302 \quad (51)$$

Число витков катушки:

$$n_K = \sqrt{\frac{L_K \cdot \text{мкргн}}{L d \mu_K}} = \sqrt{\frac{192}{0,302 \cdot 0,002 \cdot 286,944}} \approx 33 \quad (52)$$

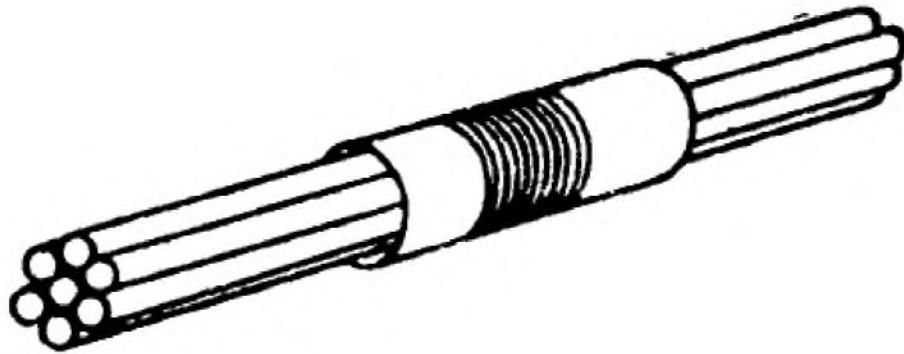


Рисунок 34 - Пример антенны с сердечником в виде пучка стержней



Рисунок 35 - Ферритовые марганец-цинковые стержни

При расчете антенны шаг намотки $1,5... 2$ мм незначительно влияет на качество катушки. Методы расчёта приёмных и передающих антенн в основном

аналогичны, с той лишь разницей, что несколько ослабляются требования к весу и габаритам антенны.

4.5 Моделирование МИ-канала

Эмуляцию модели МИ-канала по схеме передатчик-среда-приёмник произведем в среде разработки *COMSOL Multiphysics*.

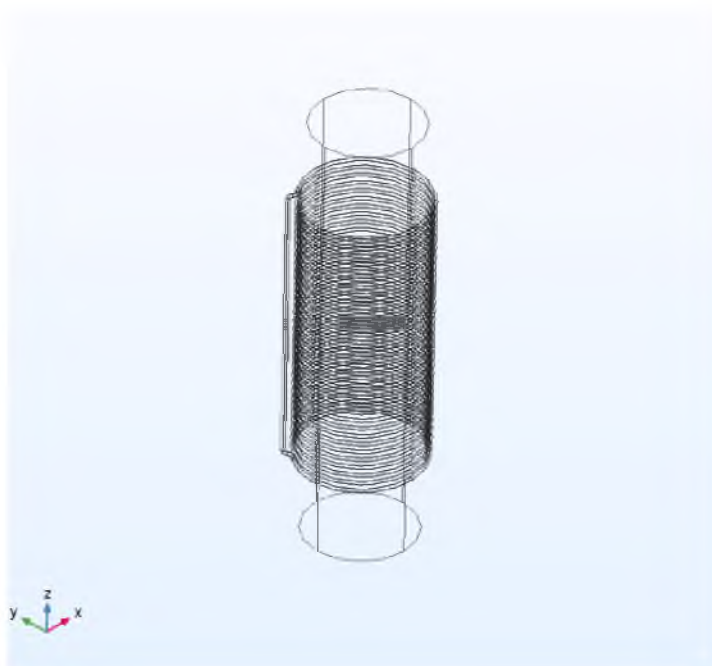


Рисунок 36 - Модель многовитковой катушки с сердечником выполненная в разработки *COMSOL Multiphysics*

Исходные данные для задания основных параметров моделирования:

- $r_{out_ring} = 27 \text{ мм}$ - наружный радиус катушки;
- $r_{in_ring} = 25 \text{ мм}$ - внутренний радиус катушки, равный радиусу пучка ферритовых стержней (пучок 19 стержней упростим до фигуры цилиндра с аналогичными геометрическими параметрами);
- $h_{ring} = 130 \text{ мм}$ - высота катушки;
- $n_{wire} = 33$ - число витков катушки;
- $h_{core} = 200 \text{ мм}$ - высота ферритового сердечника;
- $t_{wire} = 2 \text{ мм}$ - диаметр медного провода катушки;

- $step_wire = 2\text{ мм}$ - расстояние между соседними витками медного провода катушки;
- $x_c = 28\text{ м}$ - расстояние между передатчиком и приёмником;
- $f = 20 \cdot 10^3\text{ Гц}$ и $12 \cdot 10^3\text{ Гц}$ - рабочая частота канала.

Parameters

Label: Parameters1

Parameters

| Name | Expression | Value | Description |
|------------|------------|----------|-------------|
| r_out_ring | 27[mm] | 0.027 m | |
| r_in_ring | 25[mm] | 0.025 m | |
| h_ring | 130[mm] | 0.13 m | |
| R_domain | 15 | 15 | |
| t_wier | 2[mm] | 0.002 m | |
| h_core | 200[mm] | 0.2 m | |
| step_wire | 2[mm] | 0.002 m | |
| n_wire | 33 | 33 | |
| x_c | 28 | 28 | |
| f | 20000[Hz] | 20000 Hz | |
| U | 100[V] | 100 V | |
| PortName | 1 | 1 | |

Рисунок 37 - Параметры исследуемой модели в среде разработки *COMSOL Multiphysics*

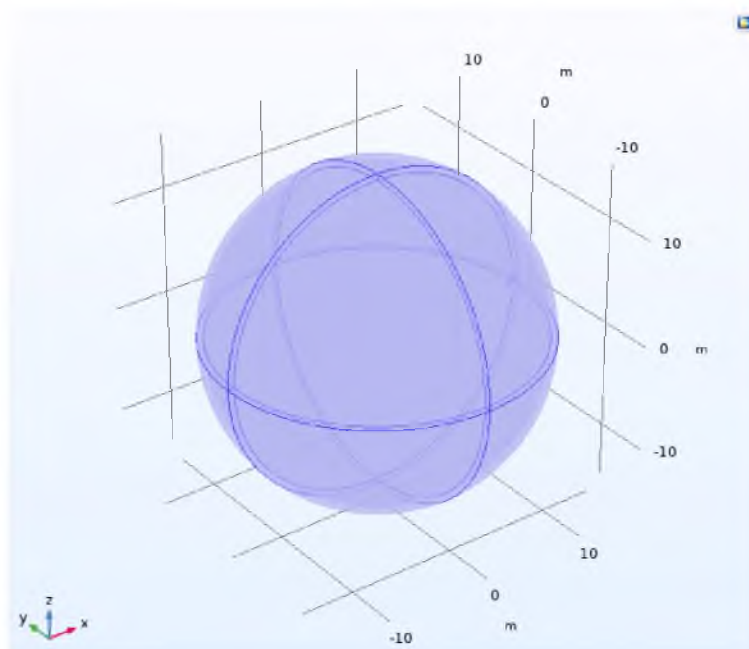


Рисунок 38 - Модель исследования в среде разработки *COMSOL Multiphysics*

На рисунке 38 приведена модель исследования МИ-канала, созданного двумя многовитковыми катушками в среде расчета методом конечных элементов, ограниченной сферой диаметром 30 м.

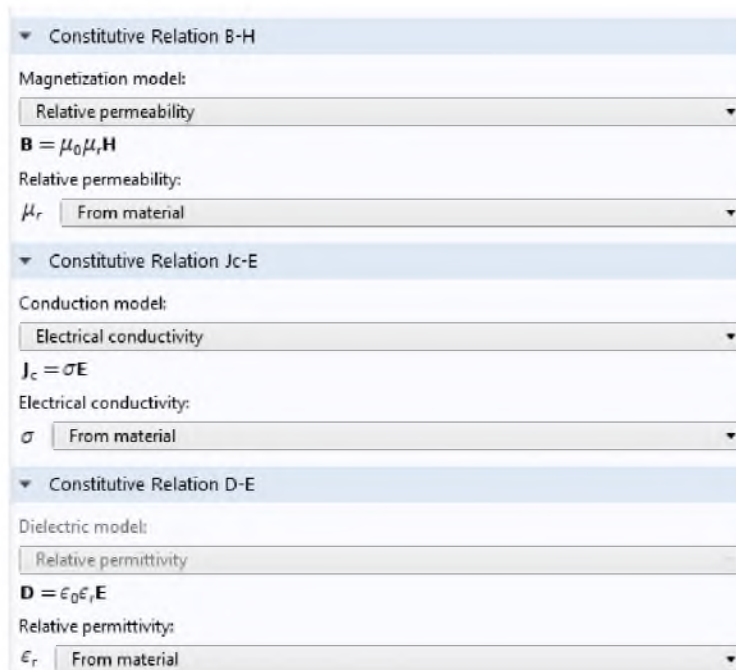


Рисунок 39 - Определение области исследования в среде разработки *COMSOL Multiphysics*

Физико-математический аппарат для исследования представлен формулами, показанными на рисунке 39. Для проведения необходимых расчетов программой необходимо разбить исследуемую модель на фрагменты в виде сетки. Данная сетка позволяет произвести требуемые расчёты на основе описанных формул и параметров методом конечных элементов. Определение оптимальных размеров фрагмента, корректных поправок и допусков занимает большую часть работы в среде разработки.

Результаты моделирования представлены на рисунках 41...44. К индукторам подключены электрические цепи с источником питания, конденсаторами соответствующего номинала согласно приведённым выше расчетам. Эти цепи приведены в категории *Electrical Circuit* среды моделирования приложения.

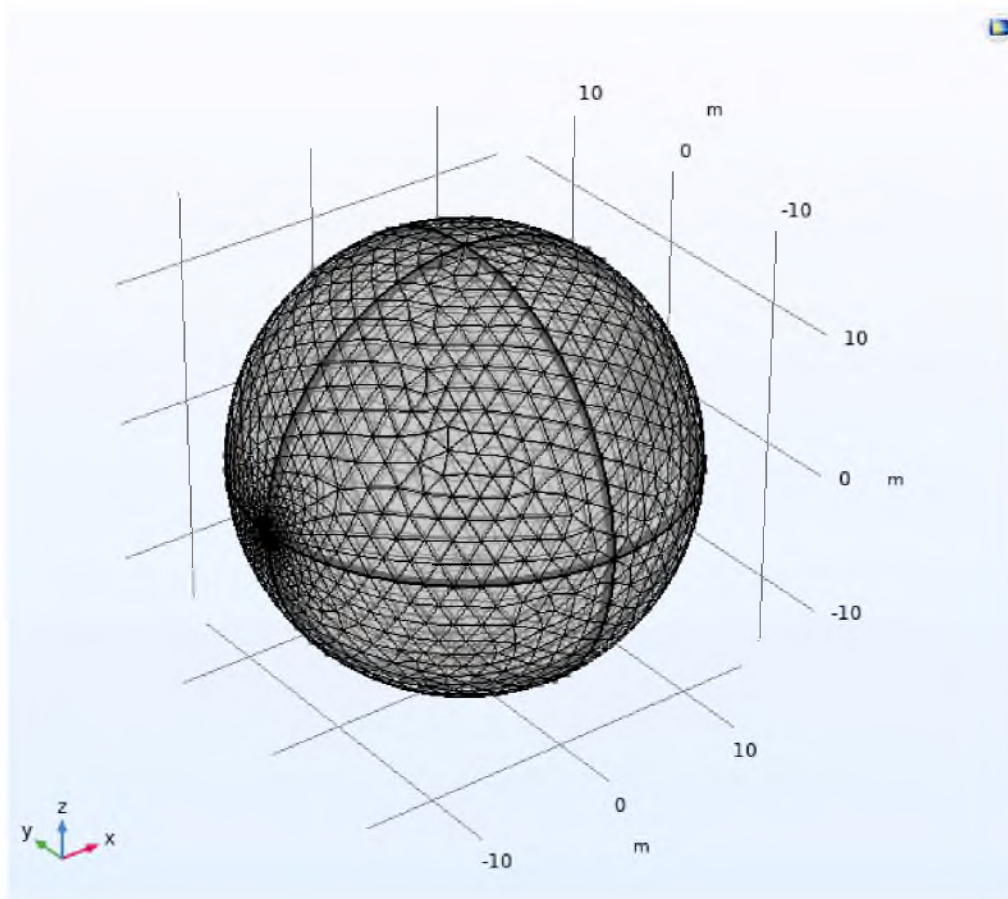


Рисунок 40 - Построение сетки расчёта МКЭ для исследования

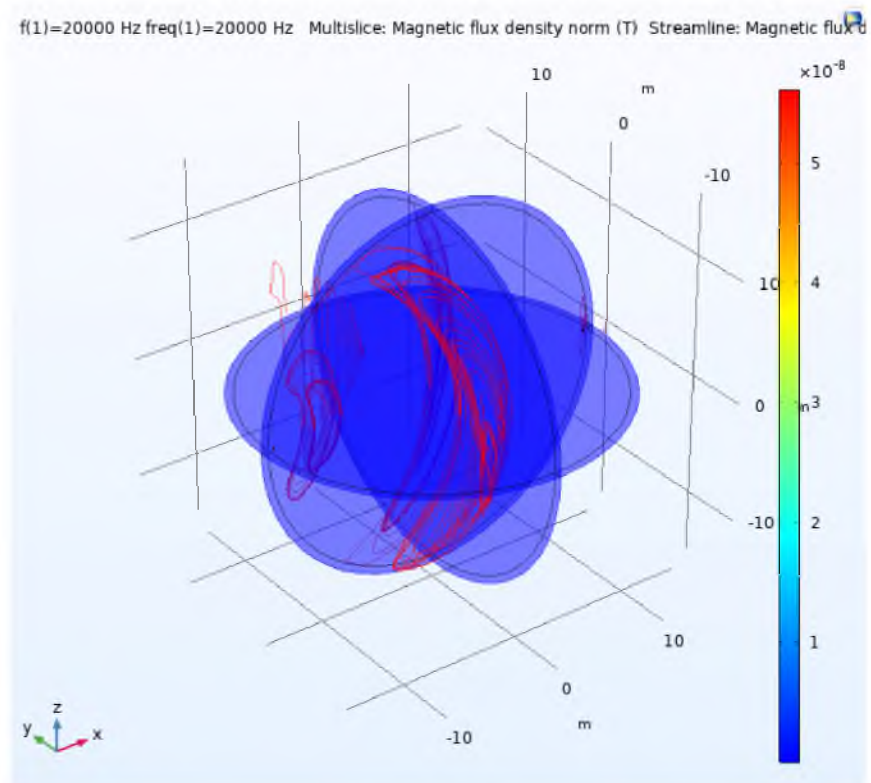


Рисунок 41 - Диаграмма распределения линий магнитной индукции и интенсивности напряженности магнитного поля в [T]

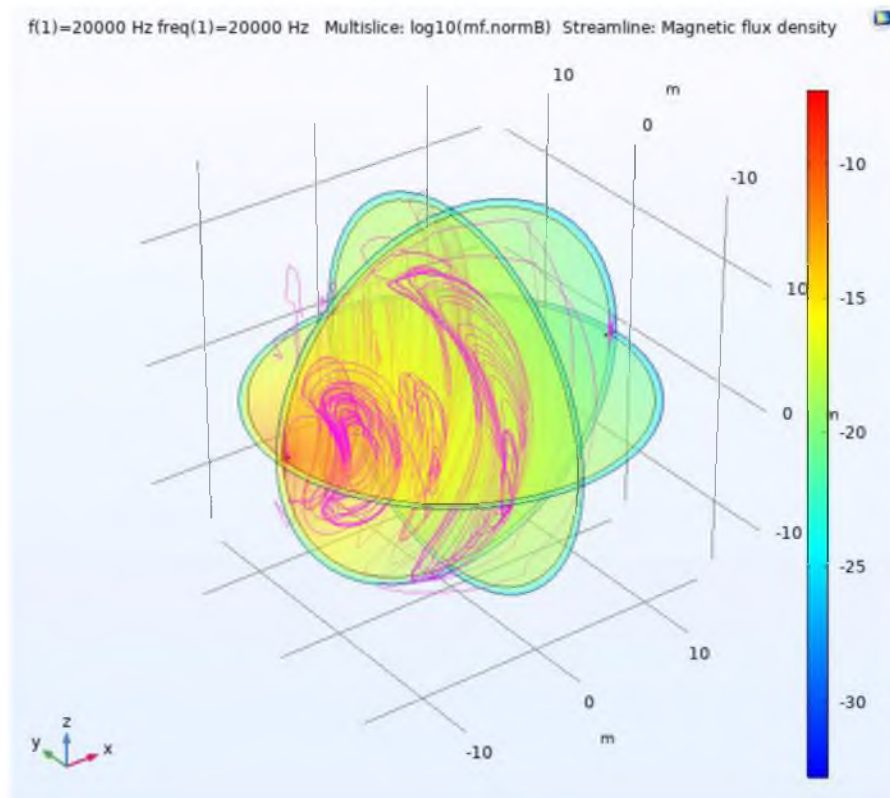


Рисунок 42 - Диаграмма распределения линий магнитной индукции и интенсивности напряженности магнитного поля в [дБ]

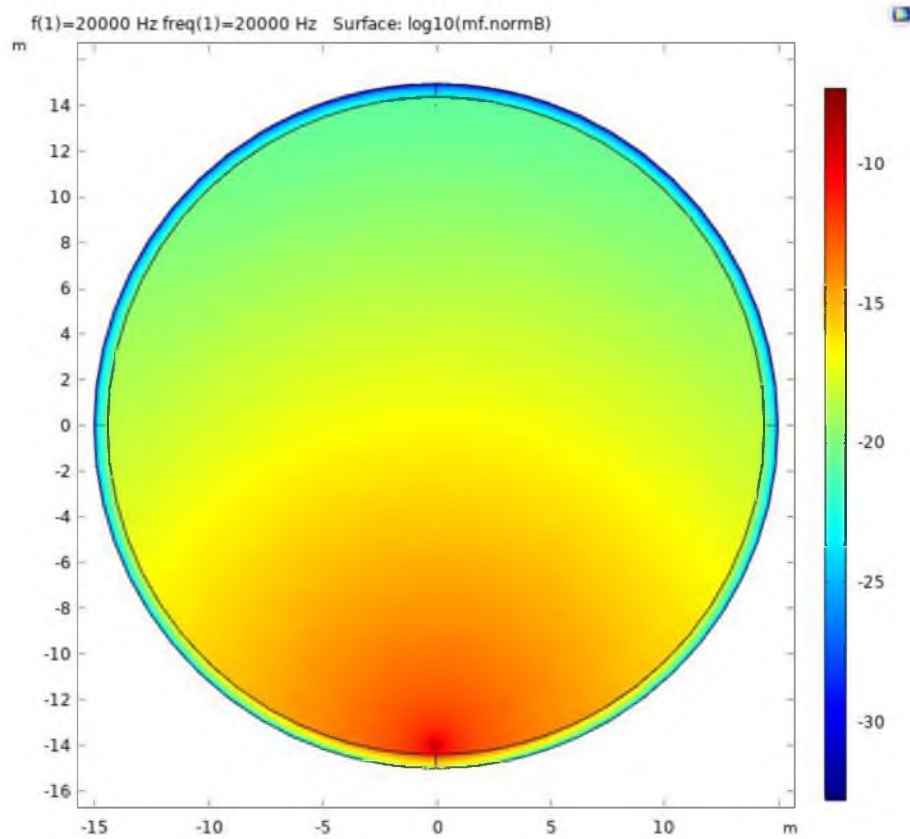


Рисунок 43 - Диаграмма распределения интенсивности магнитного поля в горизонтальной плоскости XY в [дБ]

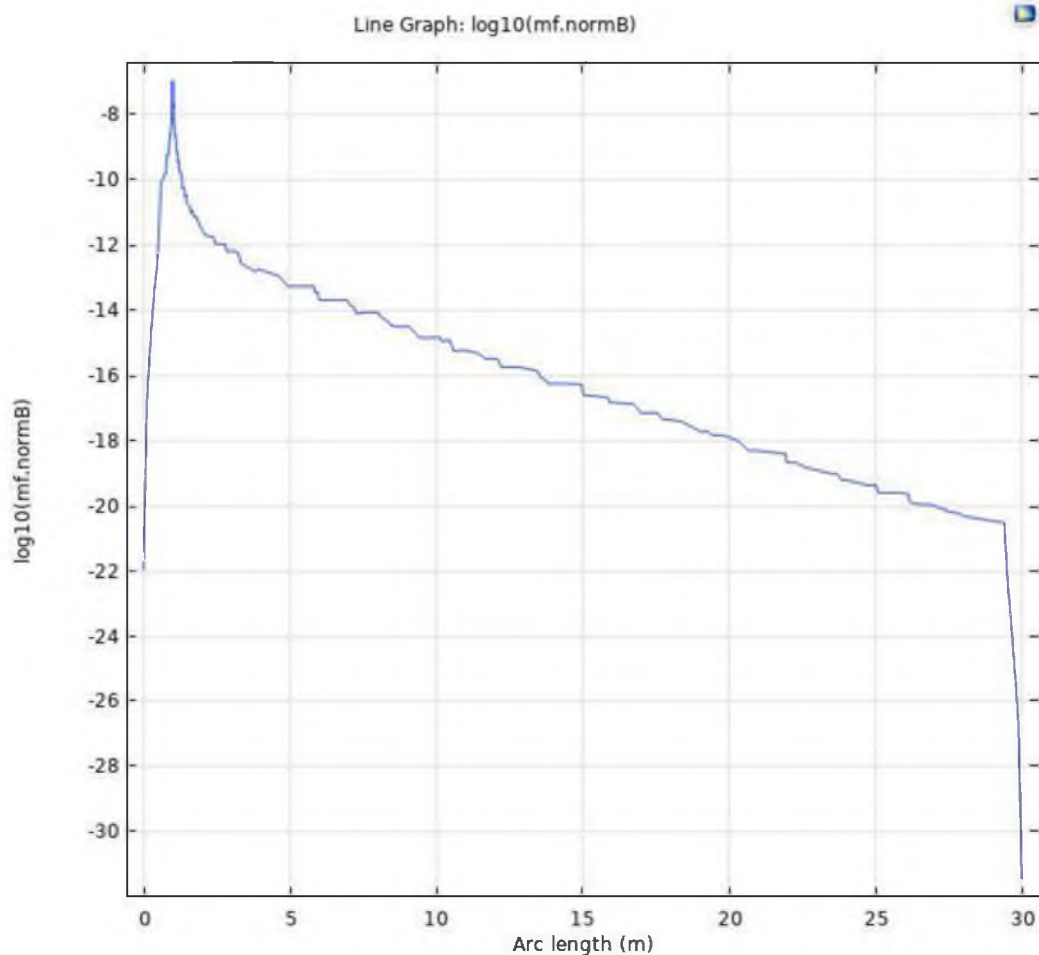


Рисунок 44 - График распределения интенсивности магнитного поля между катушками в $[dB]$

Оценка физических параметров модели канала для МИ-антенн приведена в таблицах 12 и 13.

Таблица 12 - Физические параметры модели антенны МИ-передатчика

| Выражение | Единица измерения | Физические параметры катушки (англ.) | Физические параметры катушки | Значение |
|-----------------|-------------------|--------------------------------------|------------------------------|---|
| $mf.ICoil_1$ | A | <i>Coil current</i> | Ток катушки | $1.705 \cdot 10^{-4} + 9.199 \cdot 10^{-9}i$ |
| $mf.LCoil_1$ | H | <i>Coil inductance</i> | Индуктивность катушки | $5.990 \cdot 10^{-5}$ |
| $mf.PCoil_1$ | W | <i>Coil power</i> | Мощность катушки | 0.009 |
| $mf.PhiCoil_1$ | Wb | <i>Coil concatenated flux</i> | Величина магнитного потока | $3.599 \cdot 10^{-9} - 1.450 \cdot 10^{-12}i$ |
| $mf.RCoil_1$ | Ω | <i>Coil resistance (AC)</i> | Сопротивление | 586482.245 |
| $mf.VCoil_1$ | V | <i>Coil voltage</i> | Напряжение | 99.998 |
| $mf.intWm$ | J | <i>Total magnetic energy</i> | Величина магнитной энергии | $1.534 \cdot 10^{-13}$ |

Таблица 13 - Физические параметры модели антенны МИ-приёмника

| Выражение | Единица измерения | Физические параметры катушки (англ.) | Физические параметры катушки | Значение |
|---------------------|-------------------|--------------------------------------|------------------------------|--|
| <i>mf.ICoil_1</i> | <i>A</i> | <i>Coil current</i> | Ток катушки | $1.020 \cdot 10^{-23} + 2.744 \cdot 10^{-23}i$ |
| <i>mf.LCoil_1</i> | <i>H</i> | <i>Coil inductance</i> | Индуктивность катушки | $1.629 \cdot 10^{-18}$ |
| <i>mf.PCoil_1</i> | <i>W</i> | <i>Coil power</i> | Мощность катушки | $4.286 \cdot 10^{-44}$ |
| <i>mf.PhiCoil_1</i> | <i>Wb</i> | <i>Coil concatenated flux</i> | Величина магнитного потока | $1.281 \cdot 10^{-22} - 4.761 \cdot 10^{-23}i$ |
| <i>mf.RCoil_1</i> | Ω | <i>Coil resistance (AC)</i> | Сопротивление | 100 |
| <i>mf.VCoil_1</i> | <i>V</i> | <i>Coil voltage</i> | Напряжение | $1.020 \cdot 10^{-21} + 2.744 \cdot 10^{-21}i$ |
| <i>mf.intWm</i> | <i>J</i> | <i>Total magnetic energy</i> | Величина магнитной энергии | $1.534 \cdot 10^{-13}$ |

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Перспективные особенности подводной МИ-связи могут способствовать созданию новых эффективных направлений их применения и способствовать развитию различных способов организации каналов ближнепольной связи в водной среде.

Характерными недостатками систем МИ-связи являются - узкая полоса пропускания сигнала, ограниченная дальность его передачи и высокая чувствительность катушки; на рассмотрение этих фундаментальных вопросов необходимо сосредоточить внимание для развития и применения подводной связи с использованием МИ-метода

Накопленный мировой опыт, подробно рассмотренная физико-математическим аппаратом теория распространения магнитного поля в различных средах, наличие современных программных методов моделирования, с последующим анализом результатов исследований, будут способствовать развитию технологии МИ-метода передачи данных в различных средах и условиях

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. А.Н. Бабицкий, Б.А. Беляев, Н.М. Боев, Р.Г. Галлеев. Передатчики ближнепольных магнитных систем связи // "Издательство Радиотехника": научно-техническая литература. 2017. № 2. С. 111-114. URL: <http://www.radiotec.ru/article/20309/> (дата обращения: 19.06.2020).
2. Антон Ткачёв. Беспроводная передача энергии через магнитно-связанные индуктивные катушки // TechMedia издательство интернет-проектов для IT-специалистов. Хабр сообщество IT-специалистов. URL: <https://habr.com/ru/post/407819/> (дата обращения: 12.05.2019).
3. В.И. Хомич. Ферритовые антенны. М. Энергия. 1969. 96 с. с ил.
4. В.И. Хомич. Ферритовые антенны. М. Энергия. 1989. 95 с. с ил.
5. Выпускная квалификационная работа: выполнение, оформление и защита (для студентов Инженерной школы ДВФУ): учебно-методическое пособие / сост. В.Н. Стаценко, М.А. Белоконь, Н.М. Марченко, Ю.П. Шульгин, С.П. Соловьёв; Инженерная школа ДВФУ. 71 с.
6. Мобильный радиокomплекс беспроводной подводной связи *IVA S/W* // *IVA Technologies* - российская компания-производитель высокотехнологичного ИТ-оборудования и программного обеспечения, выпускаемого ГК «ХайТэк». URL: [https:// iva-tech.ru/catalog/product-iva-s-w/](https://iva-tech.ru/catalog/product-iva-s-w/) (дата обращения: 12.05.2019).
7. Подводная связь и навигация с использованием электромагнитного поля. Шибков А.Н.; научный консультант Ю.Н. Кульчин. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук № 71:07-5/399. Владивосток: ДВГТУ, 2006. 284 с.
8. Системы многоабонентной электромагнитной связи и управления биообъектами в электропроводящих средах. Рублёв В.П.; научный руководитель В.И. Короченцев. Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук № 61:07-5/3327. Владивосток: ДВГТУ, 2007. 173 с.

9. Шибков А.Н. Электромагнитные системы информационного обеспечения подводных инженерно-технических работ. Теория и эксперимент. Владивосток: Дальнаука - 2005, 231 с.

10. A novel resonator for simultaneous wireless power transfer and near field magnetic communications. In Proc. IEEE MTT-S, Montreal, QC, Canada, Jun. 2012, pp. 1-3. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6259383/>. - 19.06.2020.

11. A.K. Sharma, S. Yadav, S.N. Dandu, V. Kumar, J. Sengupta, S.B. Dhok, and S. Kumar. Magnetic induction-based non-conventional media communications: A review. IEEE Sensors J., vol. 17, no. 4, Feb. 2017, pp. 926-940. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7784762/>. - 19.06.2020.

12. B. Gulbahar and O.B. Akan. A communication theoretical modeling and analysis of underwater magneto-inductive wireless channels. IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 11, no. 9, pp. 3326-3334, Sept. 2012. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6241393/>. - 19.06.2020.

13. B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, and S. C. Goldstein. Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers. IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 7, pp. 1819-1825, Jul. 2009. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5175611/>. - 19.06.2020.

14. Binbin Chai, Xin Zhang, Jinhong Wang. A Test of Magnetic Induction Communication from Air to Sea. 2018 OCEANS - MTS/IEEE Kobe Techno-Oceans (OTO) Year: 2018 Conference Paper Publisher: IEEE. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8559464/>. - 19.06.2016.

15. Comsol Multiphysics [computer software] (2020). [Online]. Available: URL: <https://www.comsol.com/>. - 19.06.2020.

16. D. Ahn and S. Hong. A transmitter or a receiver consisting of two strongly coupled resonators for enhanced resonant coupling in wireless power transfer. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 3, pp. 1193- 1203, Mar. 2013. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6494613/>. - 19.06.2020.

17. D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath, C. b. Chae, and T. Salzer. Shifting the MIMO paradigm. *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 24, no. 5, pp. 36-46, Sept. 2007. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4350224/>. - 19.06.2020.
18. D. Wei, S.S. Soto, J. Garcia, A.T. Becker, L. Wang, and M. Pan. Rovassisted magnetic induction communication field tests in underwater environments. In *Proc. ACM International Conf. WUWNet*, Shenzhen, China, Dec. 2018, pp. 1-5. URL: <https://dl.acm.org/doi/10.1145/3291940.3291988/>. - 19.06.2020.
19. F. Akyildiz, P. Wang, and Z. Sun. Realizing underwater communication through magnetic induction. *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 11, pp. 42-48, Nov. 2015. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7321970/>. -19.06.2020.
20. G. Foschini and M. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998. URL: <http://www.ee.columbia.edu/~jiantan/E6909/foschiniandgans.pdf/>. - 19.06.2020.
21. G. G. Raleigh and J. M. Cioffi. Spatio-temporal coding for wireless communication. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 3, pp. 357-366, Mar. 1998. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/662641/>. - 19.06.2020.
22. H. C. Jing and Y. E. Wang. Capacity performance of an inductively coupled near field communication system. In *Proc. Antennas and Propag. Int. Symp. Dig.*, San Diego, CA, Jul. 2008, pp. 1-4. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4619268/>. - 19.06.2020.
23. H. Chen, A. B. Gershman, and S. Shahbazpanahi. Filter-and-forward distributed beamforming in relay networks with frequency selective fading. *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 58, no. 3, pp. 1251-1262, Mar. 2010. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5313935/>. - 19.06.2020.
24. H. Guo and Z. Sun. Full-duplex metamaterial-enabled magnetic induction networks in extreme environments. In *Proc. IEEE INFOCOM*, Honolulu, HI, USA, Apr. 2018, pp. 558-566. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8486205/>. - 19.06.2020.

25. H. Guo and Z. Sun. Increasing the capacity of magnetic induction communication using MIMO coil-array. In *Proc. IEEE GLOBECOM*, Washington, DC, USA, Dec. 2016, pp. 1-6. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7841893/>. - 19.06.2020.
26. H. Guo and Z. Sun. M:I communication: From theoretical modeling to practical design. In *Proc. IEEE ICC*, Kuala Lumpur, Malaysia, May 2016, pp. 1-6. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7511071/>. - 19.06.2020.
27. H. Guo, Z. Sun, and C. Zhou. Practical design and implementation of metamaterial-enhanced magnetic induction communication. *IEEE Access*, vol. 5, pp. 17 213-17 229, Jun. 2017. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7956145/>. - 19.06.2020.
28. H. Guo, Z. Sun, and P. Wang. Channel modeling of MI underwater communication using tri-directional coil antenna. In *Proc. IEEE*. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7417399/>. - 19.06.2020.
29. H. Guo, Z. Sun, and P. Wang. Multiple frequency band channel modeling and analysis for magnetic induction communication in practical underwater environments. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 8, pp. 6619-6632, Aug. 2017. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7842558/>. - 19.06.2020.
30. H. Guo, Z. Sun, J. Sun, and N. M. Litchinitser. M:I: Channel modeling for metamaterial-enhanced magnetic induction communications. *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 63, no. 11, pp. 5072-5087, Nov. 2015. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7272068/>. - 19.06.2020.
31. H. J. Kim, J. Park, K. S. Oh, J. P. Choi, J. E. Jang, and J. W. Choi. Near-field magnetic induction MIMO communication using heterogeneous multipole loop antenna array for higher data rate transmission. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 5, pp. 1952-1962, May 2016. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7428884/>. - 19.06.2020.
32. H. Nguyen, J. I. Agbinya, and J. Devlin. FPGA-based implementation of multiple modes in near field inductive communication using frequency splitting and MIMO configuration. *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 62, no. 1, pp.

- 302-310, Jan. 2015. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6918550/>. - 19.06.2020.
33. H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj. Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 12, pp. 2198-2206, Dec. 2001. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/974266/>. - 19.06.2020.
34. H. Zhou, Y. Li, and T. Jiang. Sea clutter distribution modeling: Akernel density estimation approach. In *Proc. WCSP*. Hangzhou, China, Oct. 2018, pp. 1-6. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8555876/>. - 19.06.2020.
35. Hongzhi Guo, Zhi Sun. Demo abstract: Prototyping M₂I communication system for underground and underwater networks. In *Proc. IEEE INFOCOM Poster/Demo*, Atlanta, GA, USA, May 2017, pp. 962-963. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8116511/>. - 19.06.2020.
36. I.S. Bogie. Conduction and magnetic signalling in the sea a background review. *Radio and Electron. Engineer*, vol. 42, no. 10, Oct. 1972, pp. 447-452. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5268359/>. - 19.06.2020.
37. J. Winters. On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, no. 5, pp. 871-878, Jun. 1987. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1146600/>. - 19.06.2020.
38. J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, Nov. 1999. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/798002/>. - 19.06.2020.
39. J.I. Agbinya and M. Masihpour. Power equations and capacity performance of magnetic induction body area network nodes. In *Proc. IB2Com*, Malaga, Spain, Dec. 2010, pp. 1-6. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5723607/>. - 19.06.2020.
40. J.J. Sojdehei, P.N. Wrathall, and D.F. Dinn. Magneto-inductive (MI) communications. In *Proc. MTS/IEEE Oceans*, Nov. 2001, pp. 513-519. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/968775/>. - 19.06.2020.

41. J.N. Laneman, D.N.C. Tse, and G.W. Wornell. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior. *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1244790/>. - 19.06.2020.
42. L. Erdogan and J. F. Bousquet. Dynamic bandwidth extension of coil for underwater magneto-inductive communication. In *Proc. IEEE APSURSI*, Memphis, TN, USA, Jul. 2014, pp. 1576-1577. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6905114/>. - 19.06.2020.
43. L. Solymar, I. R. Young, T. Floume, and R. R. A. Syms. Thin-film magneto-inductive cables. *J. Phys. D, Appl. Phys.*, vol. 43, no. 5, p. 055102, 2010. URL: https://www.imperial.ac.uk/media/imperial-college/faculty-of-engineering/electrical-and-electronic-engineering/public/optical-and-semiconductor-devices/pubs/MI_flex_cable.pdf/. - 19.06.2020.
44. M. Dionigi and M. Mongiardo. Multi band resonators for wireless power transfer and near field magnetic communications. In *Proc. IEEE MTT-S*, Kyoto, Japan, May 2012, pp. 61-64. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6215820/>. - 19.06.2020. [52]
45. M. Masihpour and J.I. Agbinya. Cooperative relay in near field magnetic induction: A new technology for embedded medical communication systems. In *Proc. IB2Com*, Malaga, Spain, Dec. 2010, pp. 1-6. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5723612/>. - 19.06.2020.
46. M. Vu and A. Paulraj. MIMO wireless linear precoding. *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 24, no. 5, pp. 86-105, Sept. 2007. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4350229/>. - 19.06.2020. [57]
47. M.C. Domingo. Magnetic induction for underwater wireless communication networks. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 6, pp. 2929-2939, Jun. 2012. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6183466/>. - 19.06.2020.
48. M.O. Hasna and M.S. Alouini. End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels. *IEEE Trans. Wireless Commun.*,

- vol. 2, no. 6, pp. 1126-1131, Nov. 2003. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1244790/>. - 19.06.2020.
49. R. B. Gottula. Discrete-time implementation, antenna design, and MIMO for near-field magnetic induction communications. Ph.D. dissertation, Univ. Brigham Young, Provo, UT, USA, 2012. URL: https://www.researchgate.net/publication/318735578_Magnetic_induction_antenna_arrays_for_MIMO_and_multiple-frequency_communication_systems/. - 19.06.2020.
50. R. Wang, M. Tao, and Z. Xiang. Nonlinear precoding design for MIMO amplify-and-forward two-way relay systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 9, pp. 3984-3995, Nov. 2012. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6259919/>. - 19.06.2020.
51. S. Kisseleff, B. Sackenreuter, I. F. Akyildiz, and W. Gerstacker. On capacity of active relaying in magnetic induction based wireless underground sensor networks. In *Proc. IEEE ICC*, London, UK, Jun. 2015, pp. 6541-6546. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7249367/>. - 19.06.2020.
52. S. Kisseleff, I.F. Akyildiz, and W. Gerstacker. Disaster detection in magnetic induction based wireless sensor networks with limited feedback. In *Proc. IFIP WD*, Nov. 2014, pp. 1-7. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7020824/>. - 19.06.2020.
53. S. Kisseleff, I.F. Akyildiz, and W. Gerstacker. Interference polarization in magnetic induction based wireless underground sensor networks. In *Proc. IEEE PIMRC*, London, UK, Sept. 2013, pp. 71-75. <https://ieeexplore.ieee.org/document/6707839/>. - 19.06.2020.
54. S. Kisseleff, W. Gerstacker, R. Schober, Z. Sun, and I.F. Akyildiz. Channel capacity of magnetic induction based wireless underground sensor networks under practical constraints. In *Proc. IEEE WCNC*, Shanghai, China, Apr. 2013, pp. 2603-2608. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6554972/>. - 19.06.2020.
55. S. Li, Y. Sun, and W. Shi. Capacity of magnetic-induction MIMO communication for wireless underground sensor networks. *Int. J. of Distrib. Sensor*

- Netw., vol. 11, no. 10, p. 426324, Oct. 2015. URL: <https://www.scilit.net/article/9f3937ba839868684bbbf4d47c1cb41/>. - 19.06.2020.
56. Sana Ramadan. Underwater communication through magnetic induction (mi). Submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Applied Science at Dalhousie University Halifax, Nova Scotia October 2017. URL: <https://dalspace.library.dal.ca/bitstream/handle/10222/73429/Sana-Ramadan-MASc-ECED-October-2017.pdf?sequence=1/>. - 19.06.2016.
57. Sana Ramadan. Underwater communication through magnetic induction (MI). Dalhousie University. Halifax, Nova Scotia. 2017.
58. Soham Desai, Vaishnendr D Sudev, Xin Tan, Pu Wang, Zhi Sun. Enabling Underwater Acoustic Cooperative MIMO Systems by Metamaterial-Enhanced Magnetic Induction. 2019 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8885489/>. - 19.06.2016.
59. T. L. Marzetta and B. M. Hochwald. Capacity of a mobile multiple antenna communication link in Rayleigh flat fading. IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 45, no. 1, pp. 139-157, Jan. 1999. URL: <https://pdfs.semanticscholar.org/7c01/5fdb506cd570c2691124c263186b2c51cb0.pdf/>. - 19.06.2020.
60. V.G. Veselago. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . *Sov. Phys. Usp.*, vol. 10, no. 4, p. 509, 1968. URL: <https://ru.scribd.com/doc/306529292/The-Electrodynamics-of-Substances-with-Simultaneously-Negative-Values-of-ε-and-μ-by-Veselago/>. - 19.06.2020.
61. W. Q. Niu, J. X. Chu, W. Gu, and A. D. Shen. Exact analysis of frequency splitting phenomena of contactless power transfer systems. IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 60, no. 6, pp. 1670-1677, Jun. 2013. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6363491/>. - 19.06.2020.
62. W. Q. Niu, W. Gu, J. X. Chu, and A. D. Shen. Coupled-mode analysis of frequency splitting phenomena in CPT systems. *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 12, pp.

- 723-724, Jun. 2012. URL: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el.2012.0953/>. - 19.06.2020.
63. X. Tan, Z. Sun, and I. F. Akyildiz, "Wireless underground sensor networks: MI-based communication systems for underground applications," *IEEE MAP*, vol. 57, no. 4, pp. 74-87, Aug. 2015. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7225093> - 19.06.2020.
64. Y. M. N. Tal and Y. Levron. Magnetic induction antenna arrays for MIMO and multiple-frequency communication systems. *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 75, pp. 155-167, 2017. URL: https://www.researchgate.net/publication/318735578_Magnetic_induction_antenna_arrays_for_MIMO_and_multiple-frequency_communication_systems/. - 19.06.2020.
65. Yuzhou Li, Shengnan Wang, Cheng Jin, Yu Zhang, Tao Jiang. A Survey of Underwater Magnetic Induction. *Communications: Fundamental Issues, Recent Advances, and Challenges IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 21(3),2466-2487-2019. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8634811/>. - 19.06.2020.
66. Z. Sun and I. F. Akyildiz. Deployment algorithms for wireless underground sensor networks using magnetic induction. In *Proc. IEEE GLOBECOM*, Miami, FL, USA, Dec. 2010, pp. 1-5. *GLOBECOM*, San Diego, CA, USA, Dec. 2015, pp. 1-6. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5683339/>. - 19.06.2020.
67. Z. Sun and I. F. Akyildiz. Distributed Cross-Layer Protocol Design for Magnetic induction communications for wireless underground sensor networks. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp. 2426-2435, Jul. 2010. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7065306/>. - 19.06.2020.
68. Z. Sun and I. F. Akyildiz. On capacity of magnetic induction-based wireless underground sensor networks. In *Proc. IEEE INFOCOM*, Orlando, FL, USA, Mar. 2012, pp. 370-378. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6195774/>. - 19.06.2020.
69. Z. Sun and I. F. Akyildiz. Optimal deployment for magnetic inductionbased wireless networks in challenged environments. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.

- 12, no. 3, pp. 996-1005, Mar. 2013. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6416893/>. - 19.06.2020.
70. Z. Sun and I. F. Akyildiz. Underground wireless communication using magnetic induction. In Proc. IEEE ICC, Dresden, Germany, Jun. 2009, pp. 1-5. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5452976/>. - 19.06.2020.
71. Z. Sun, I. F. Akyildiz, S. Kisseleff, and W. Gerstaecker. Increasing the capacity of magnetic induction communications in RF-challenged environments. *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 61, no. 9, pp. 3943- 3952, Sept. 2013. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6567880/>. - 19.06.2020.
72. Z. Sun, P. Wang, M.C. Vuran, M. A. Al-Rodhaan, A.M. Al-Dhelaan, and I.F. Akyildiz. Mise-pipe: Magnetic induction-based wireless sensor networks for underground pipeline monitoring. *Ad Hoc Netw.*, vol. 9, no. 3, May 2011, pp. 218-227. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S1570870510001617?via%3Dihub/>. -19.06.2020.
73. Z. Sun, P. Wang, M.C. Vuran, M.A. Al-Rodhaan, A.M. Al-Dhelaan, and I.F. Akyildiz. Mise-pipe: Magnetic induction-based wireless sensor networks for underground pipeline monitoring. *Ad Hoc Netw.*, vol. 9, no. 3, pp. 218-227, May 2011. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S1570870510001617?via%3Dihub/>. - 19.06.2020.
74. Z. Zhang, E. Liu, X. Qu, D. Liu, R. Wang, and F. Liu. Effective coverage for the connectivity of magnetic induction-based ad hoc networks. In Proc. IEEE GLOBECOM, San Diego, CA, USA, Dec. 2015, pp. 1-6. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7417653/>. - 19.06.2020.
75. Z. Zhang, E. Liu, X. Qu, R. Wang, H. Ma, and Z. Sun. Connectivity of magnetic induction-based ad hoc networks. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 16, no. 7, pp. 4181-4191, Jul. 2017. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7900397/>. - 19.06.2020.

76. Zhangyu Li, Zhi Sun. Antenna System Optimization for Active Metamaterial-enhanced Magnetic Induction Communications. 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 2019, Conference Paper Publisher: IEEE. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8739834/>. - 19.06.2020.

Приложение А

Графики распределения интенсивности магнитного поля между катушками [дБ] в различных средах для условий:
источник напряжения 100 В, рабочая частота 20 кГц

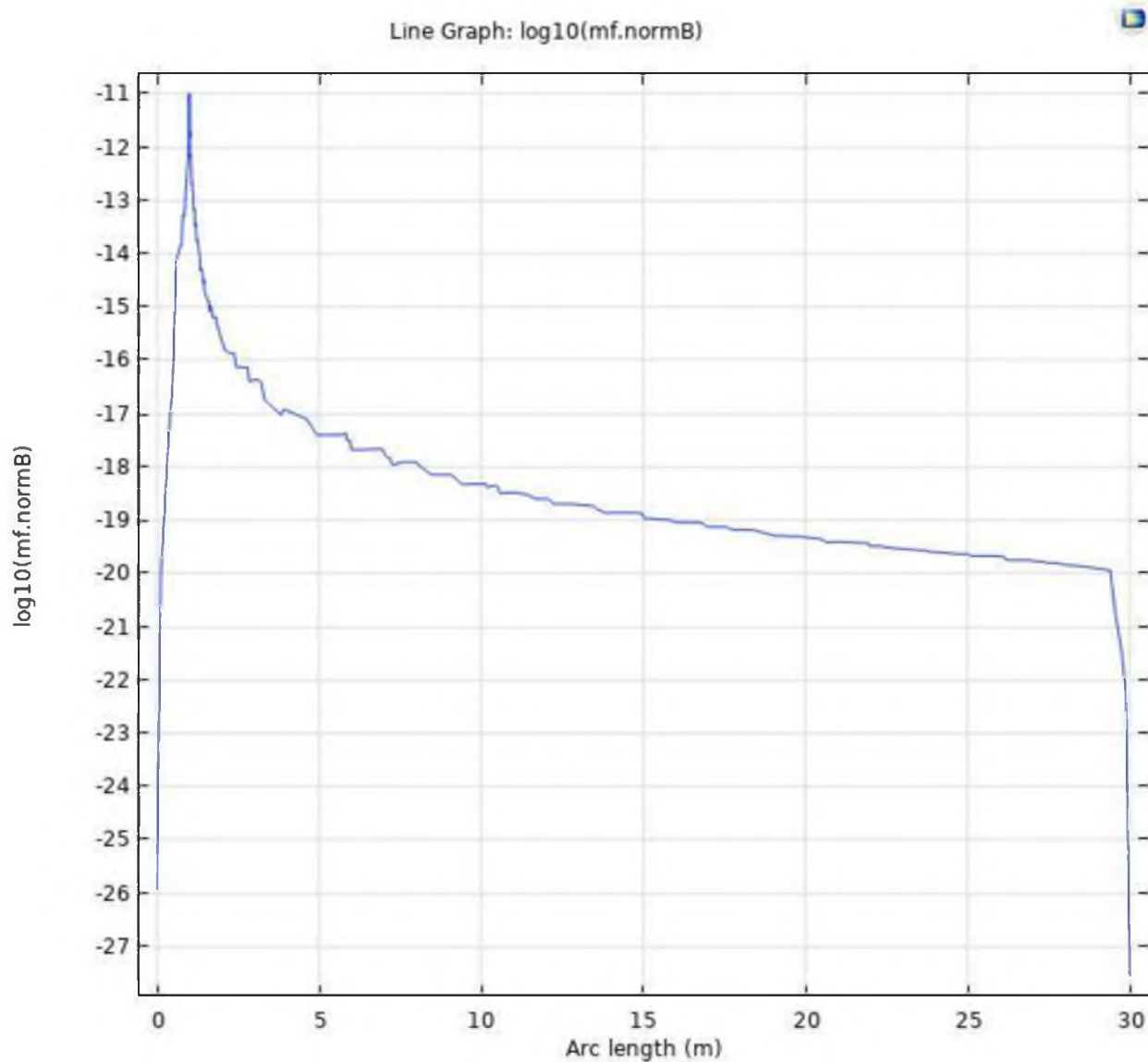


Рисунок А.1 – Среда распространения воздух

Продолжение приложения А

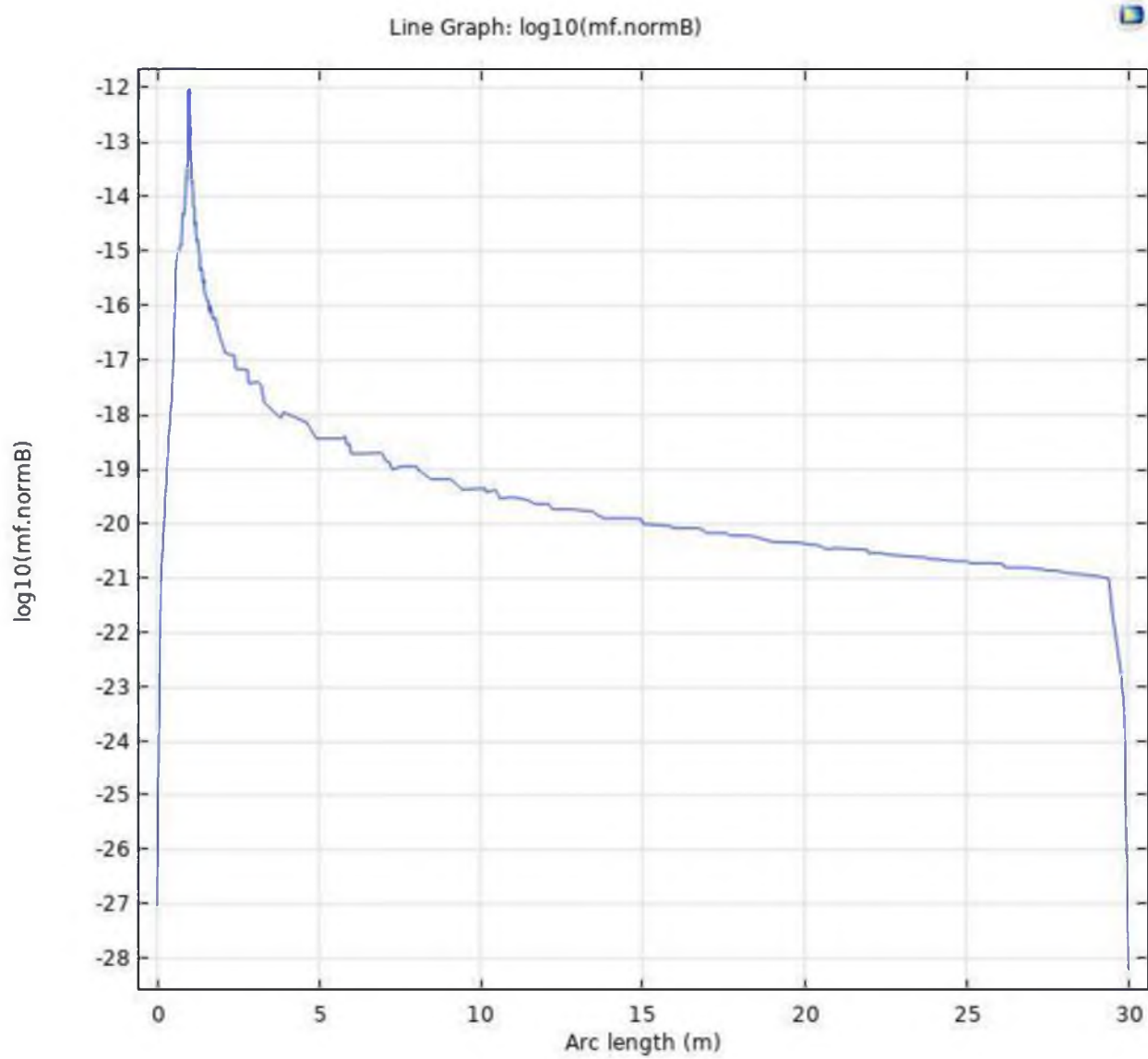


Рисунок А.2 – Среда распространения пресная вода

Окончание приложения А

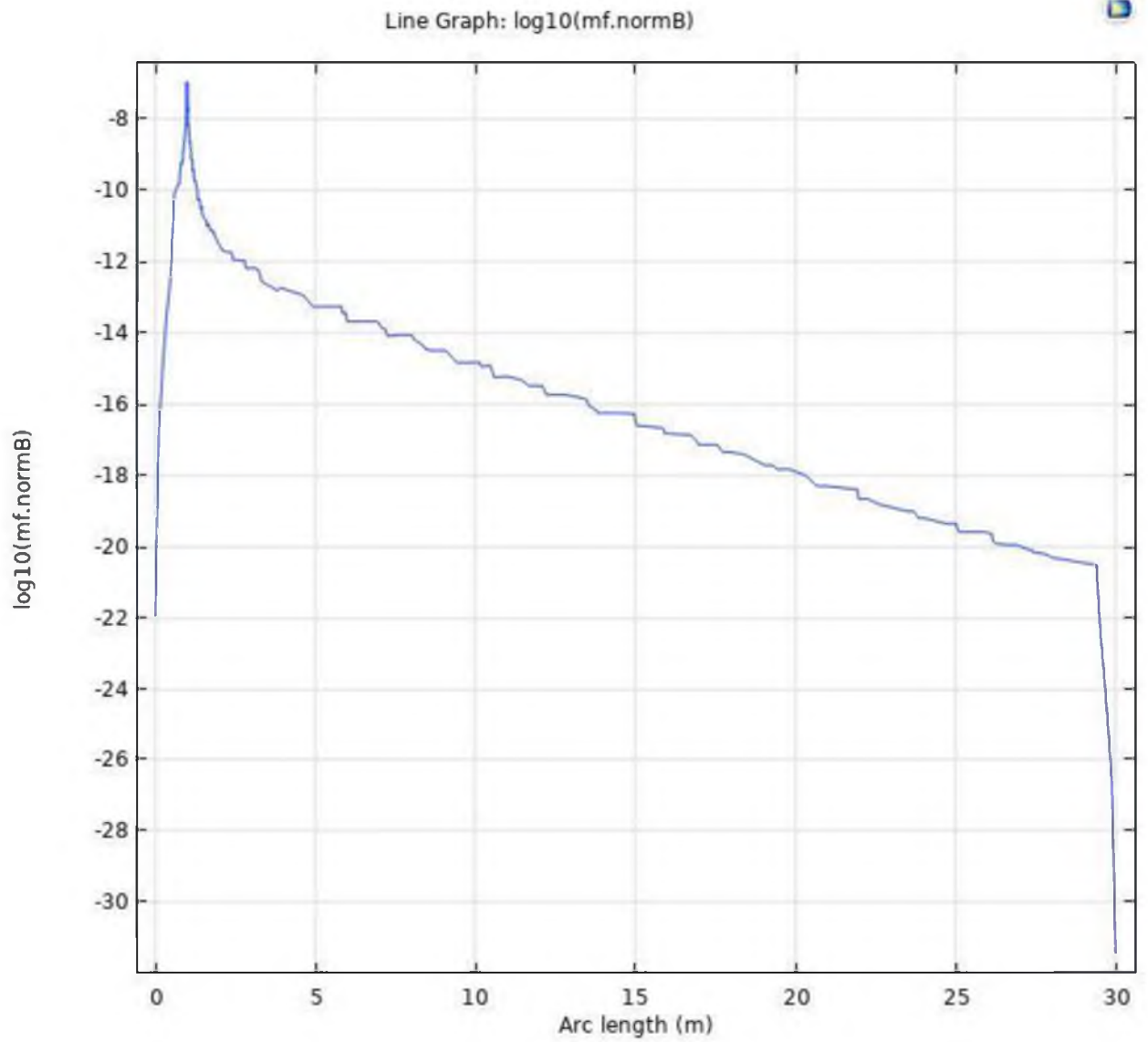


Рисунок А.3 – Среда распространения морская вода

Приложение Б

Диаграммы распределения интенсивности магнитного поля
в различных средах для горизонтальной плоскости XY [дБ]:
источник напряжения $100 В$, рабочая частота $20 кГц$

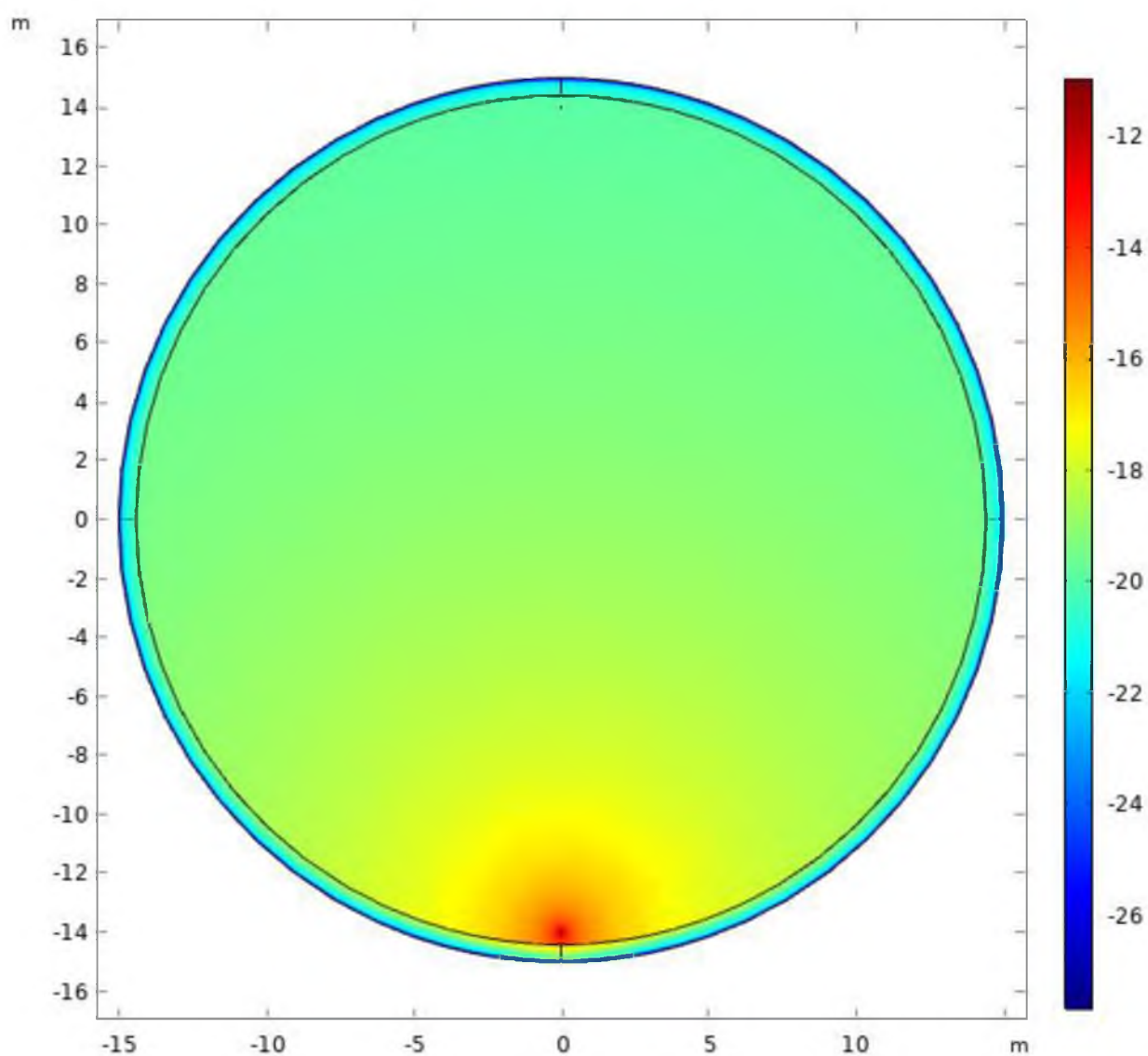


Рисунок Б.1 – Среда распространения воздух

Продолжение приложения Б

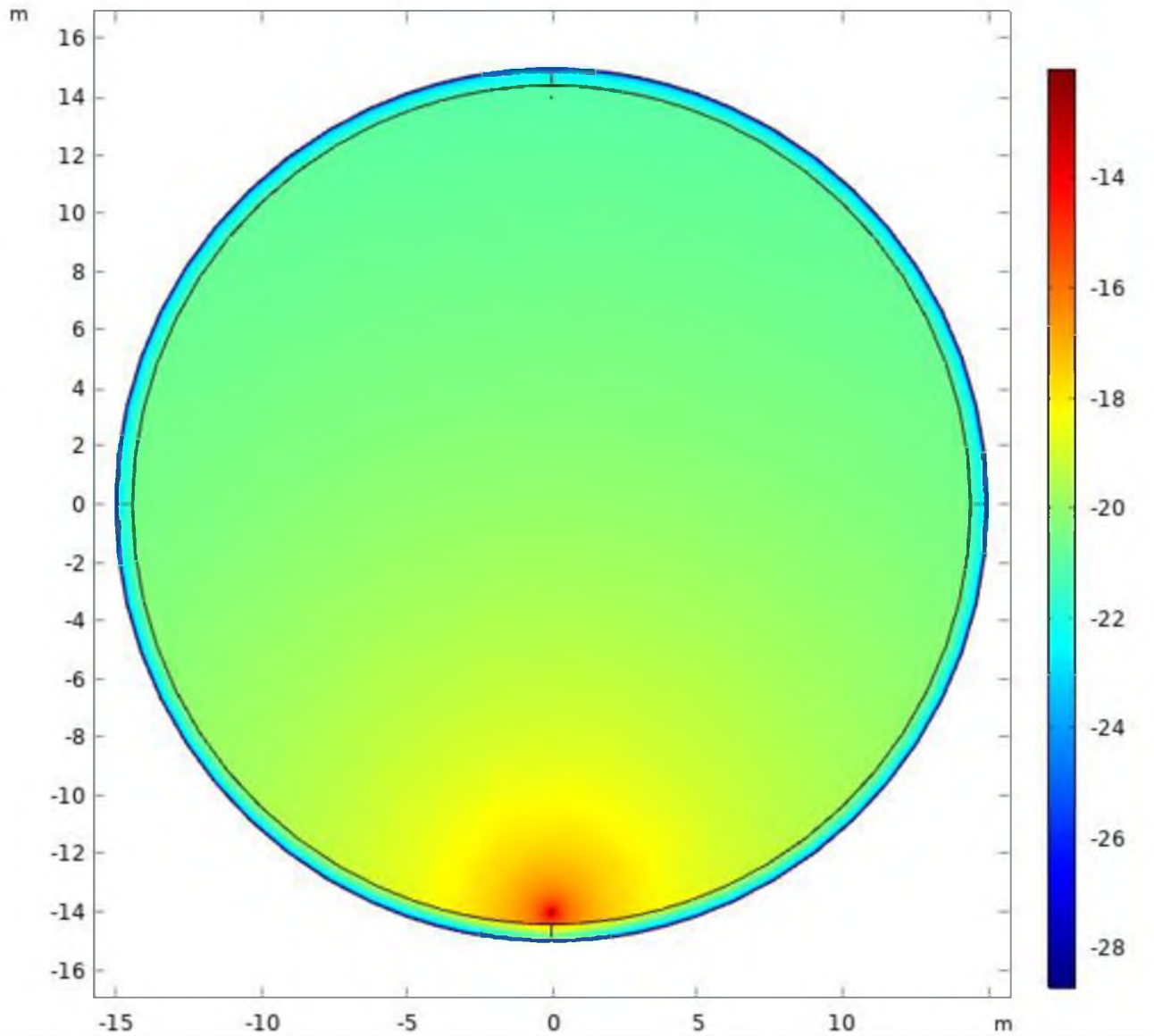


Рисунок Б.2 – Среда распространения пресная вода

Окончание приложения Б

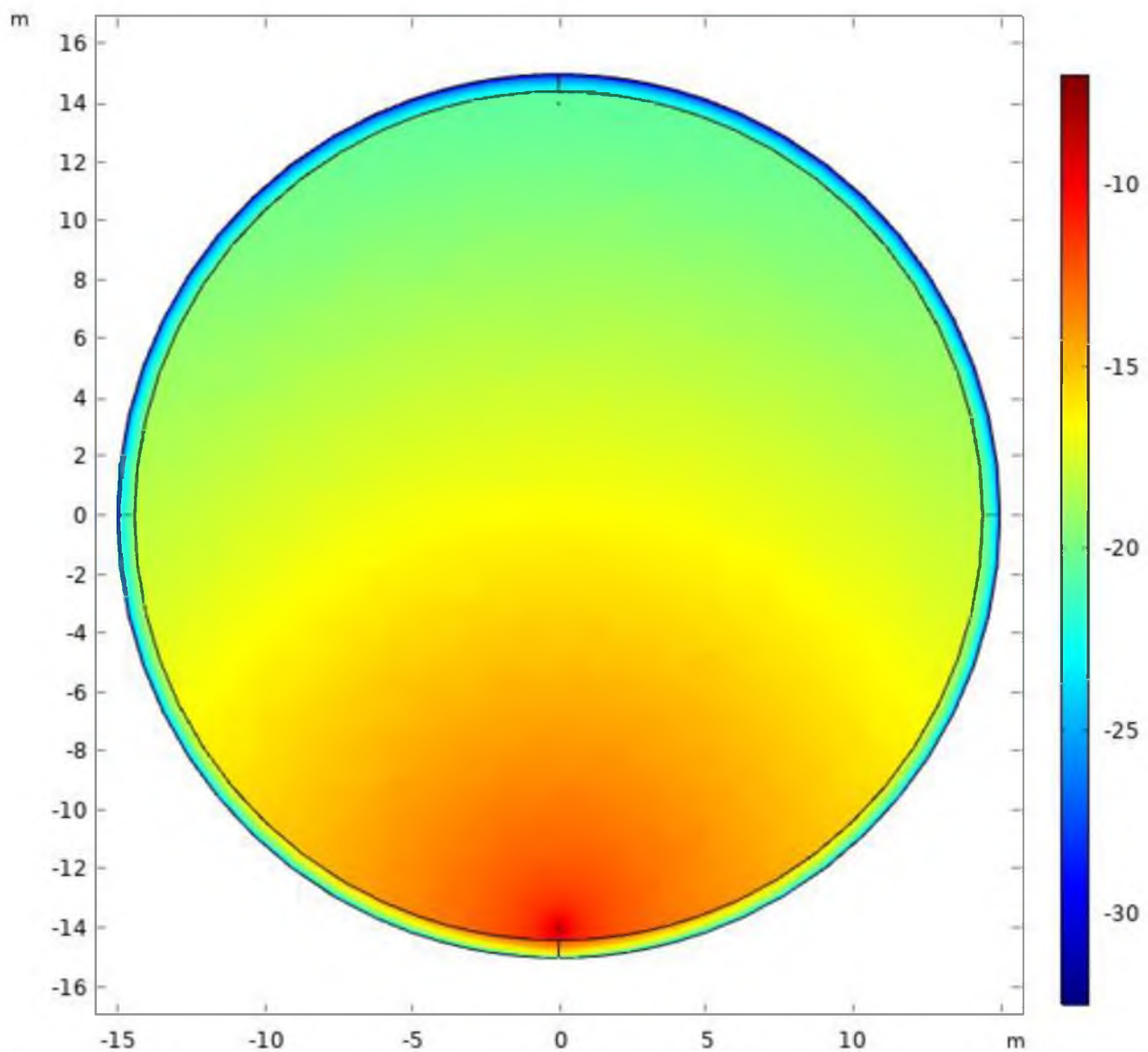


Рисунок Б.3 – Среда распространения морская вода

Приложение В

Диаграммы распределения линий магнитной индукции и интенсивности напряженности магнитного поля в различных средах [дБ] для условий: источник напряжения 100 В , рабочая частота 20 кГц

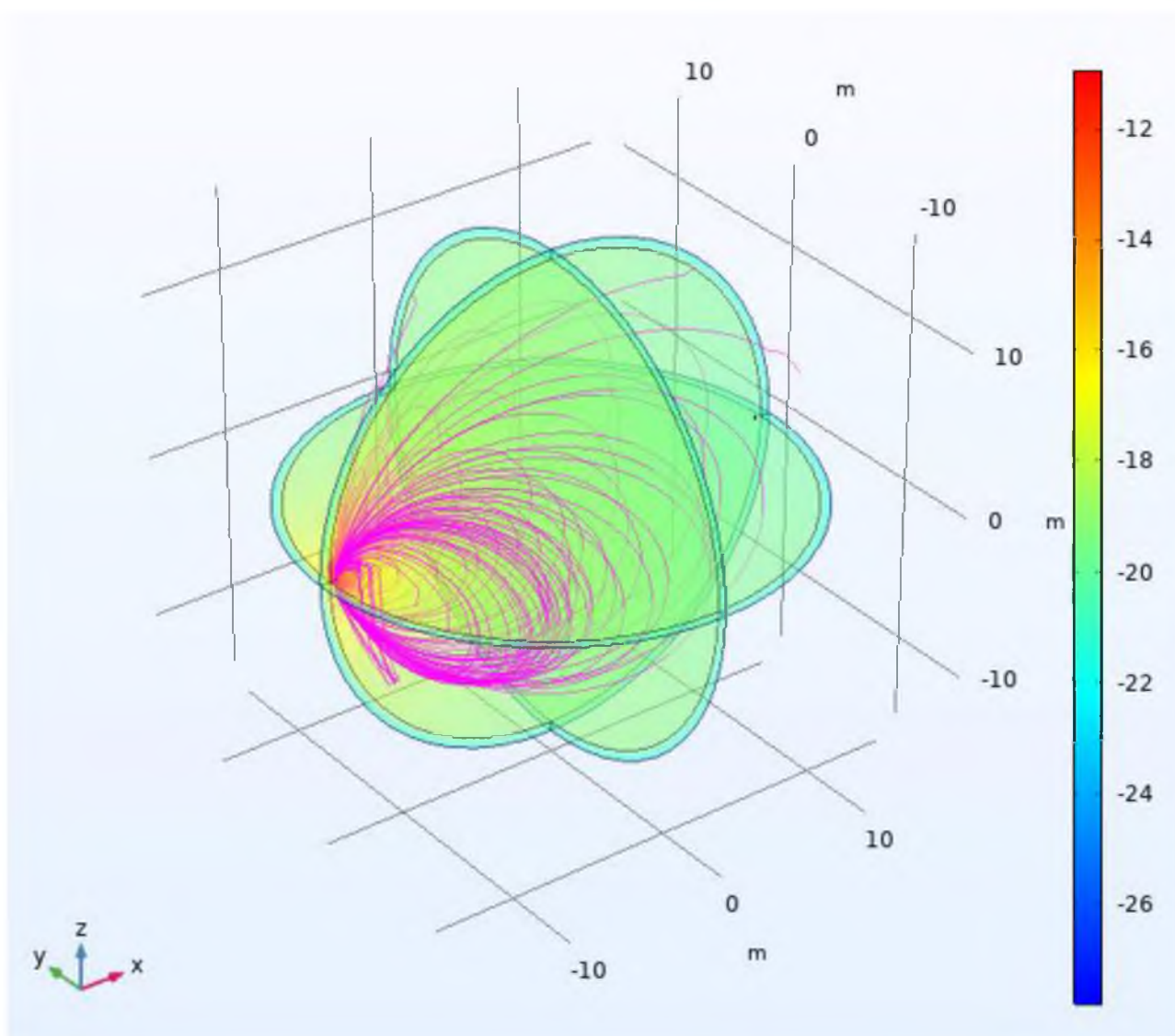


Рисунок В.1 – Среда распространения воздух

Продолжение приложения В

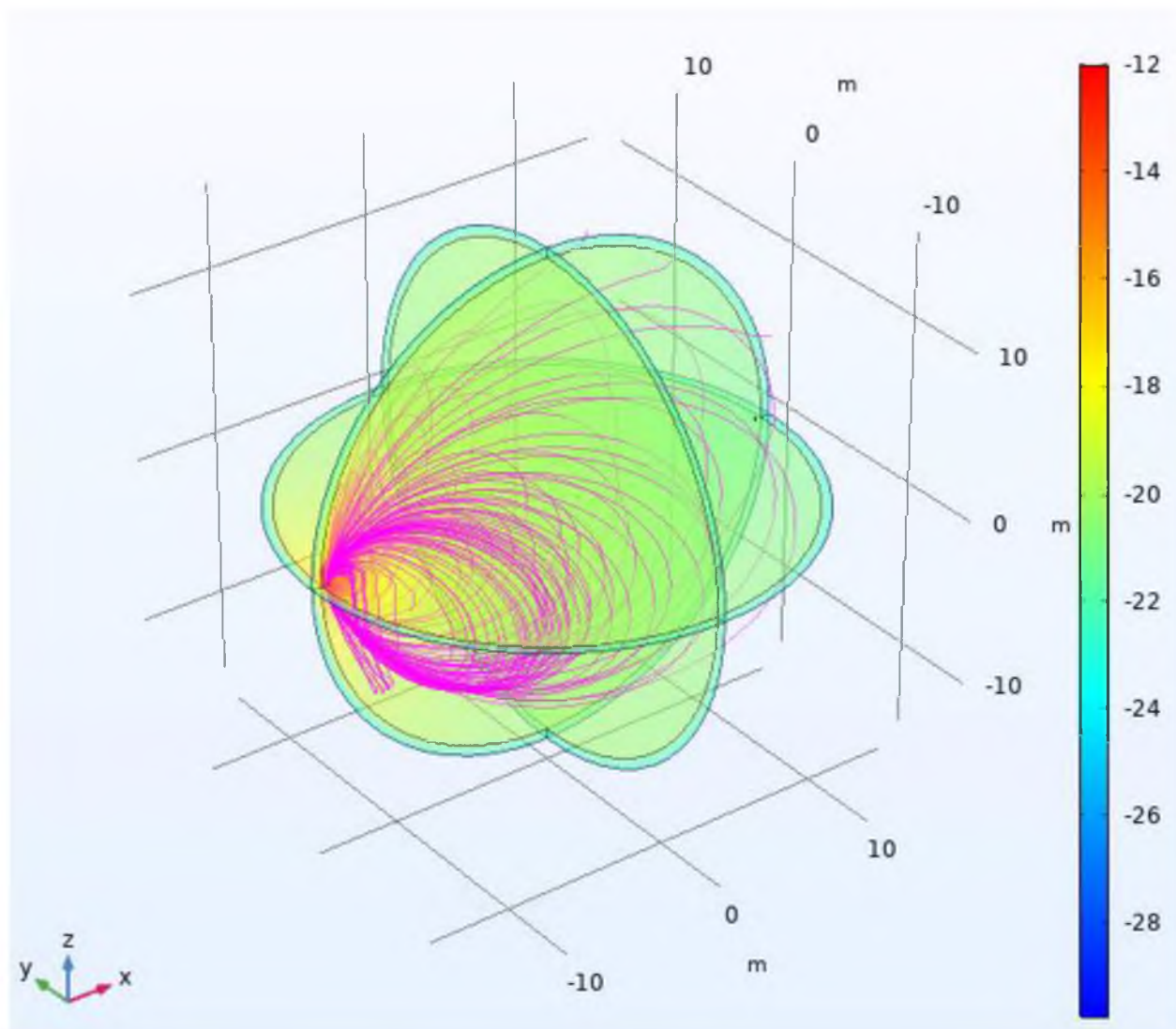


Рисунок В.2 – Среда распространения пресная вода

Окончание приложения В

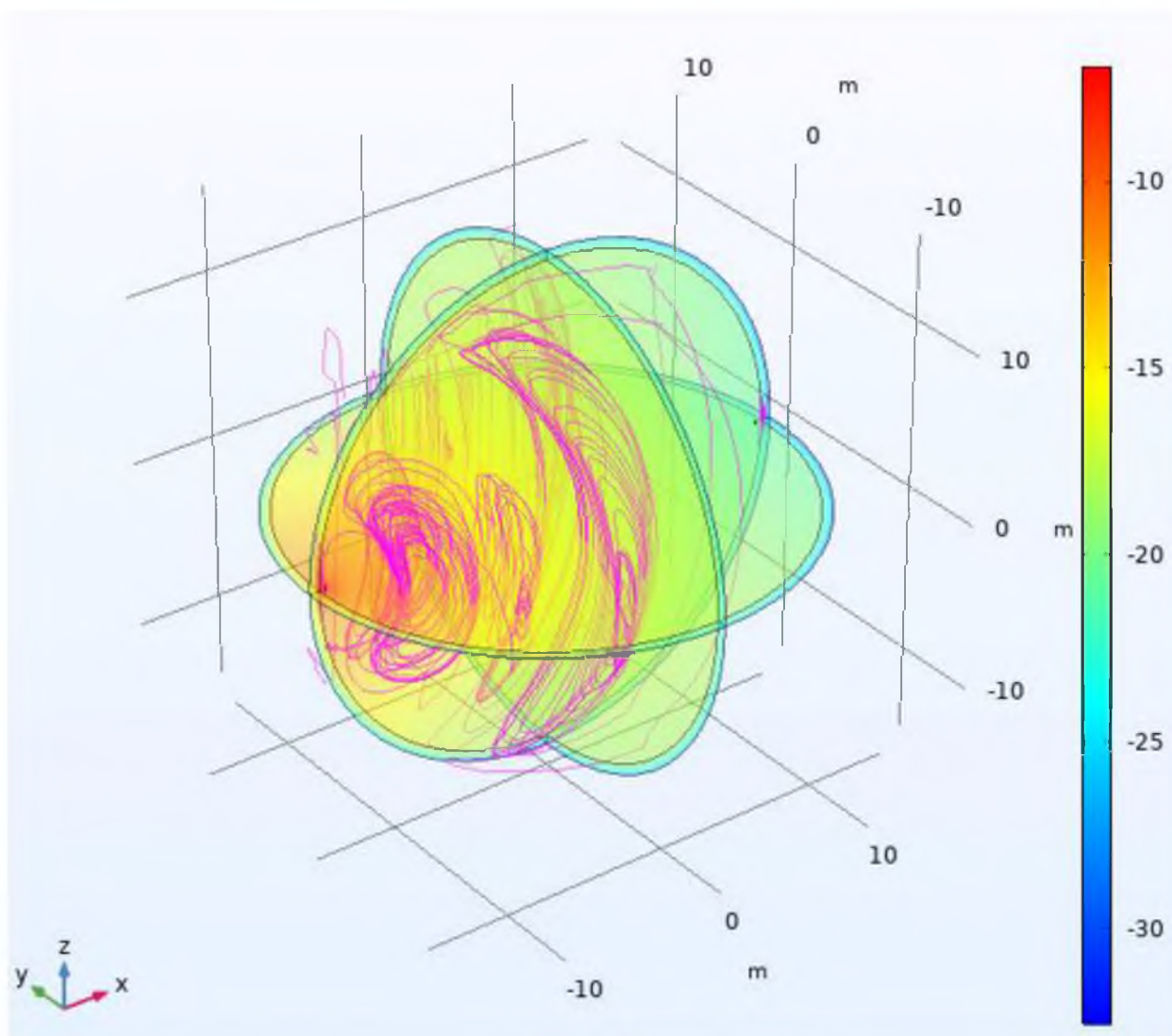


Рисунок В.3 – Среда распространения морская вода

Приложение Г

Графики распределения интенсивности магнитного поля между катушками [дБ] в среде морской воды для условий:
источник напряжения 100 В, рабочая частота 5 и 12 кГц

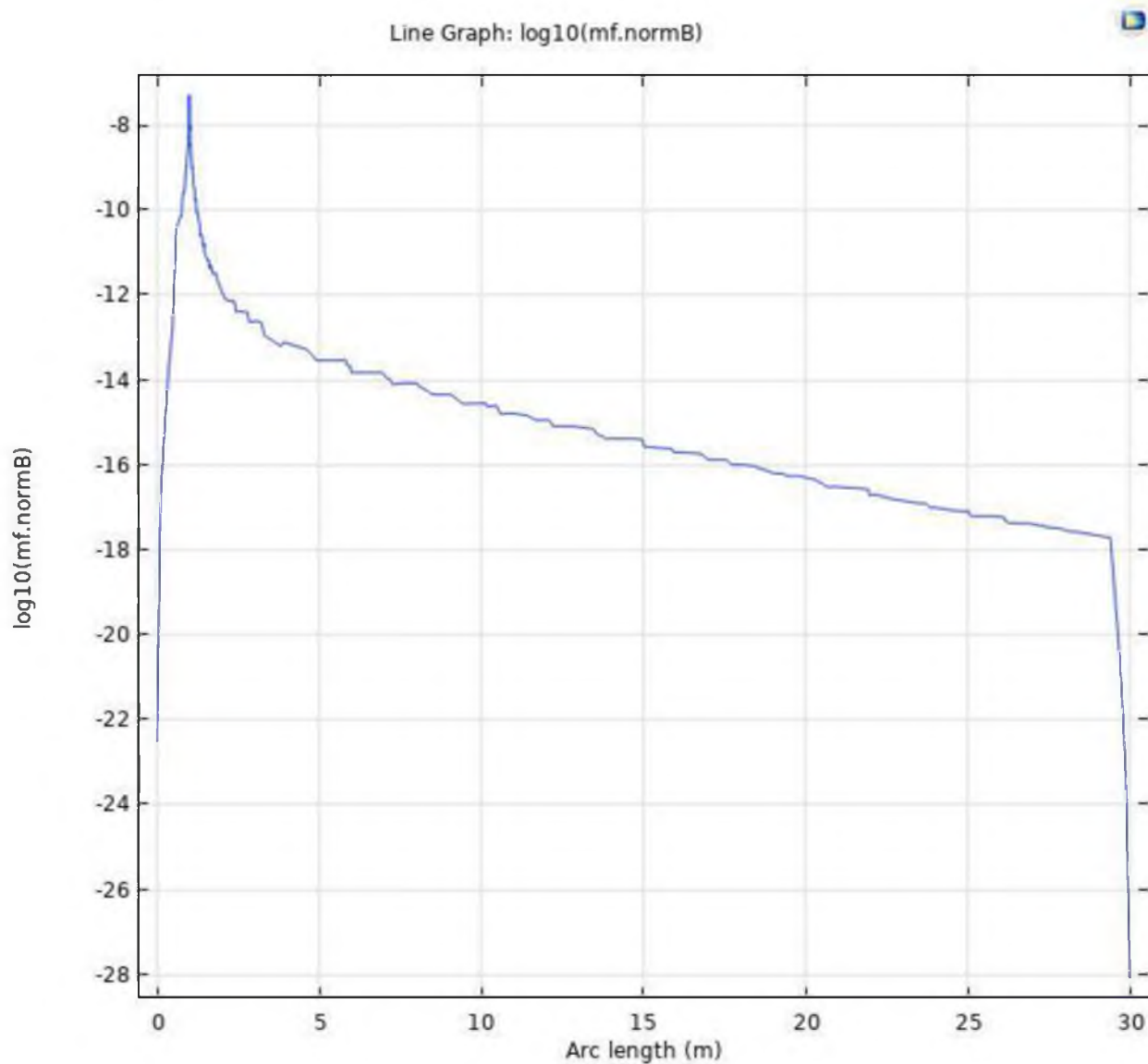


Рисунок Г.1 – Рабочая частота 5 кГц

Окончание приложения Г

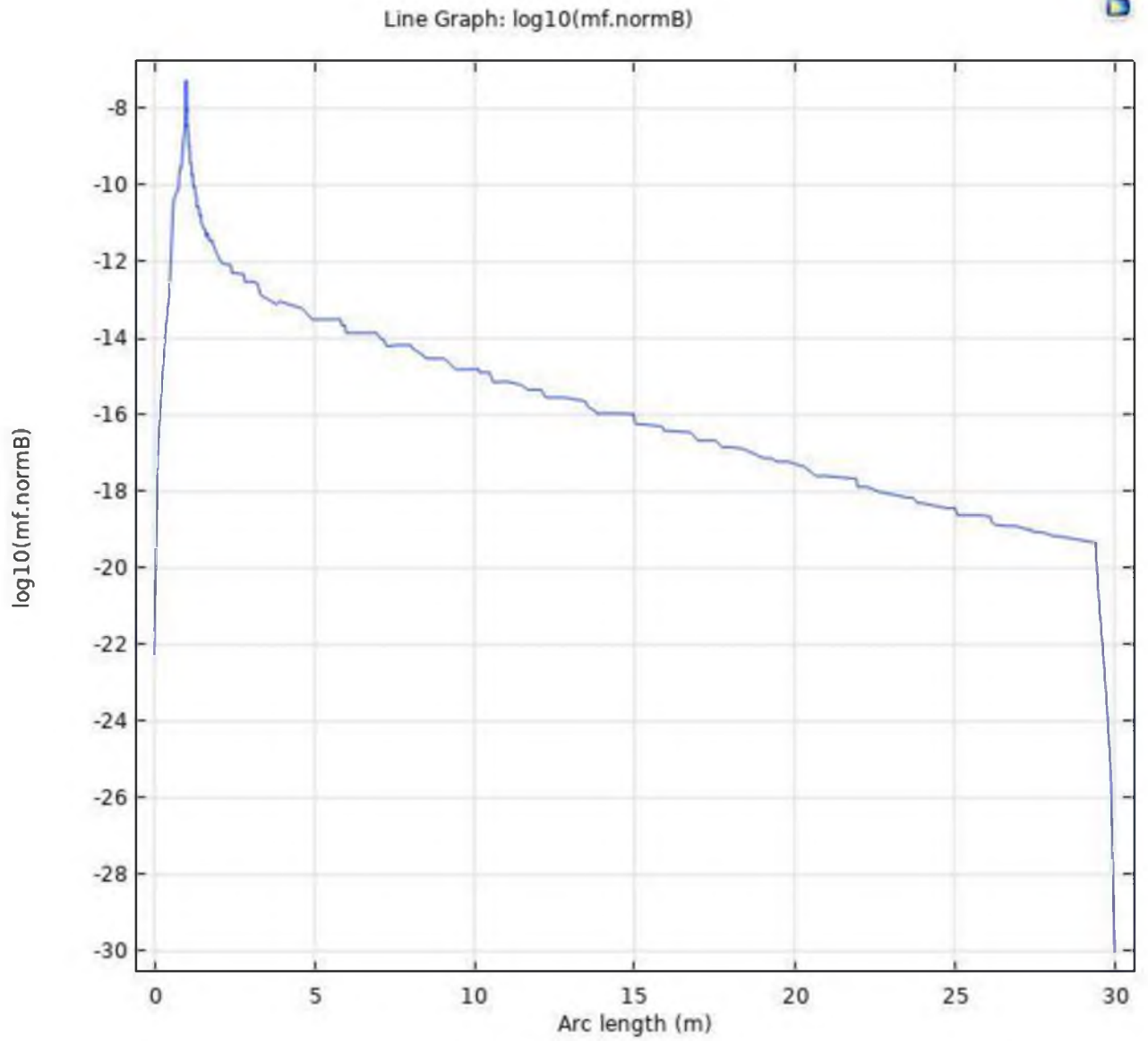


Рисунок Г.2 – Рабочая частота 12 кГц

Приложение Д

Диаграммы распределения интенсивности магнитного поля в среде морской воды для горизонтальной плоскости XY [дБ] и для условий:
источник напряжения $100 В$, рабочая частота 5 и 12 кГц

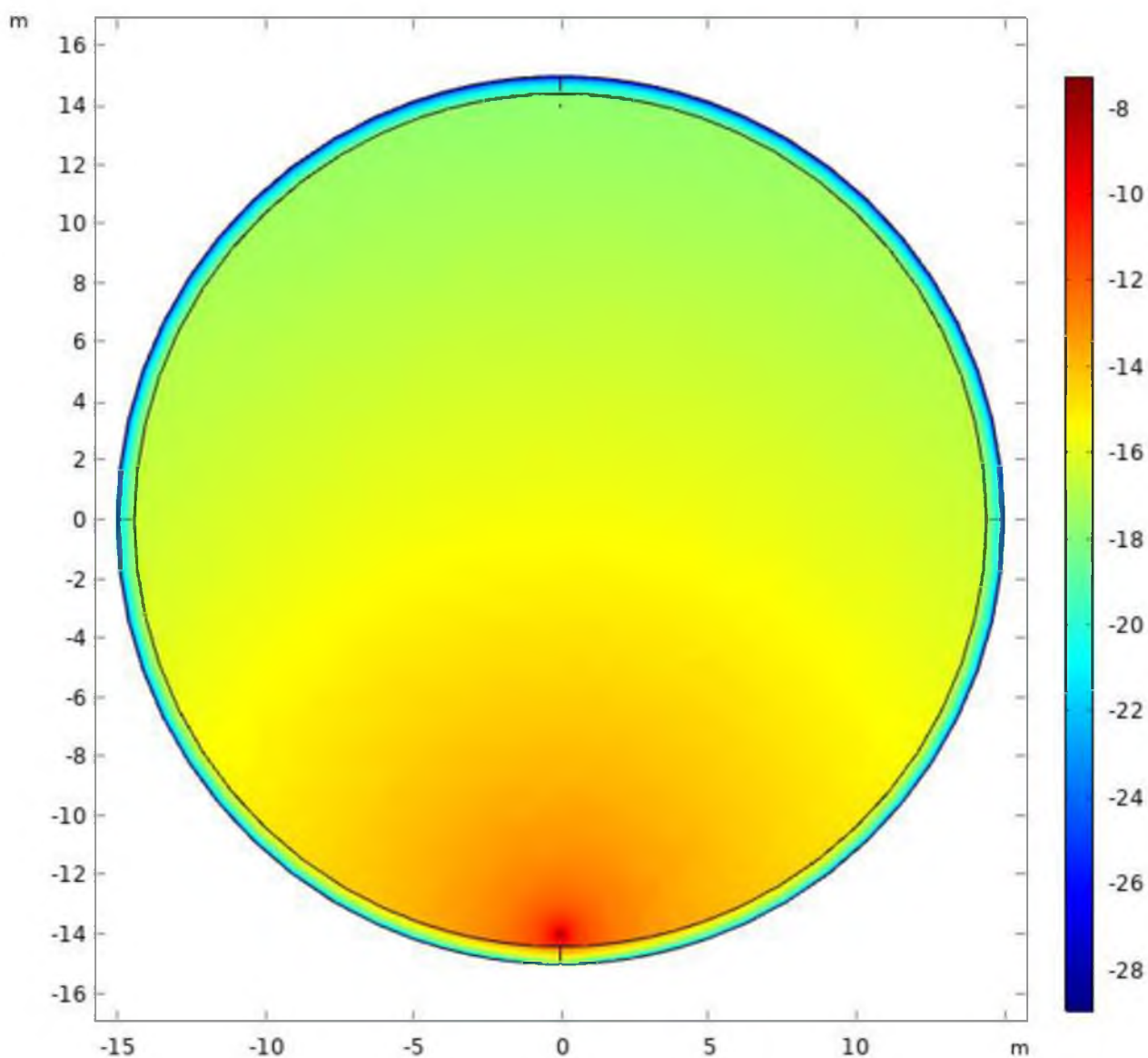


Рисунок Д.1 – Рабочая частота 5 кГц

Окончание приложения Д

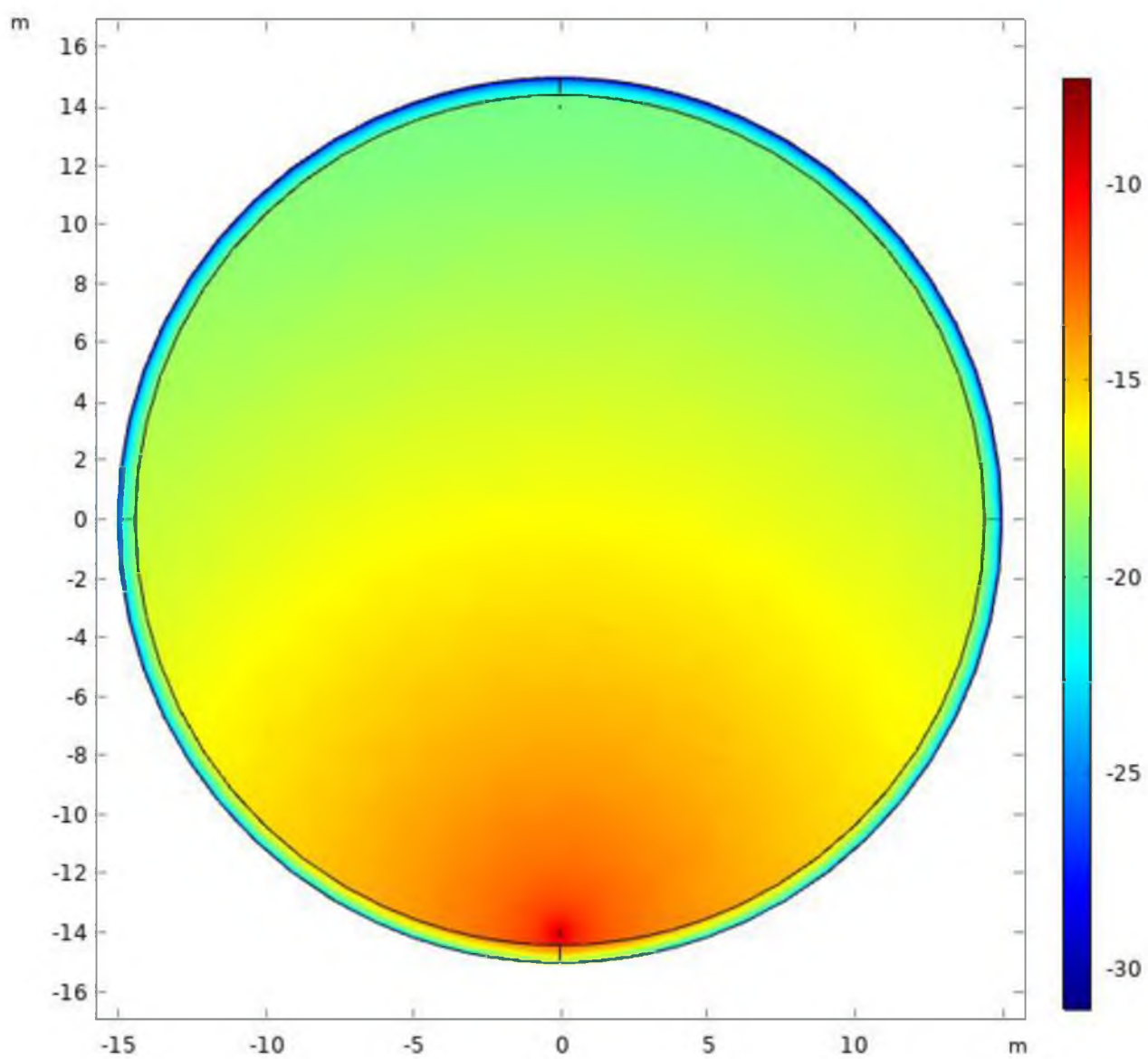


Рисунок Д.2 – Рабочая частота 12 кГц

Приложение Е

Графики распределения интенсивности магнитного поля между катушками [дБ] в среде морской воды для условий: источник питания с напряжением 300 В и 500 В, рабочая частота 20 кГц

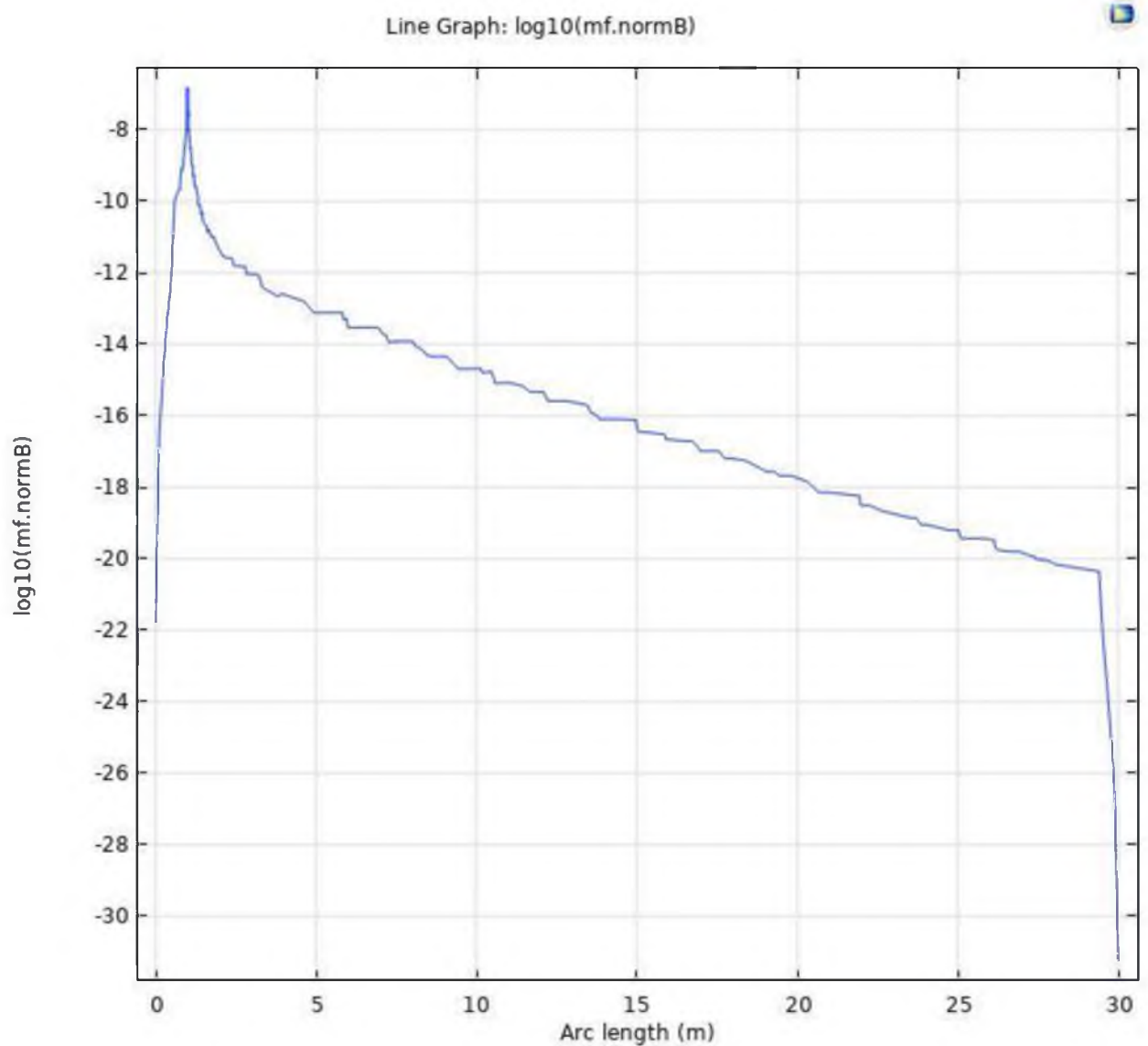


Рисунок Е.1 – Напряжение источника питания 300 В

Окончание приложения Е

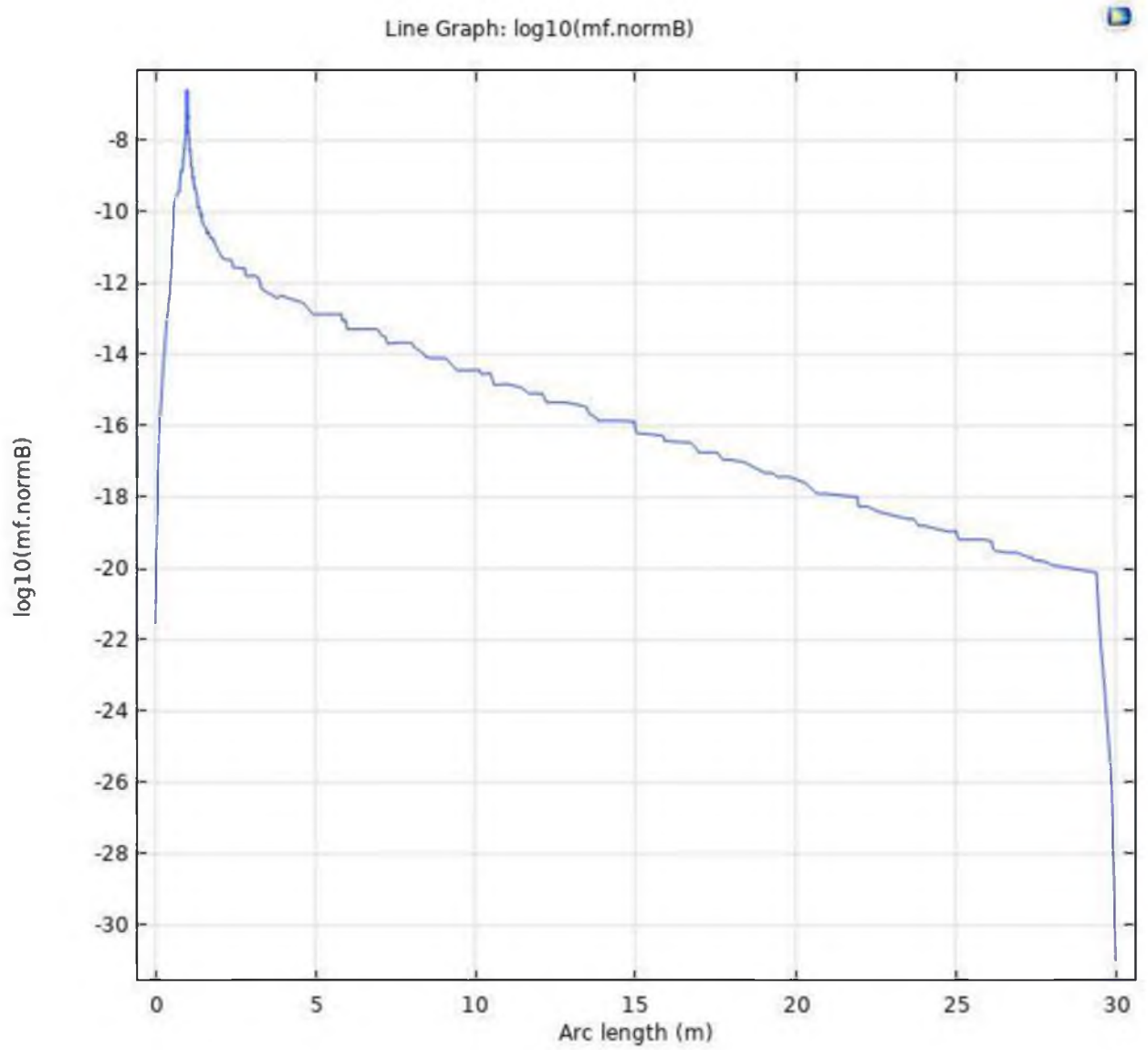


Рисунок Е.2 – Напряжение источника питания 500 В