

МОСКОВСКИЙ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

УДК: 621.396.6

Институт _____ ИРЭ

Кафедра _____ АУРРВ

Направление _____ Радиотехника

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

Программа: 210300 (552500)

Тема: Формирование заданной структуры ближнего электромагнитного
поля системой элементарных излучателей

Студент	ЭР-20-05	Михайлов М. С.
	<i>группа</i>	<i>подпись</i> <i>фамилия и. о.</i>

Научный руководитель	профессор	д.ф.-м.н	Пермяков В. А.
	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i> <i>фамилия и. о.</i>

Консультант			
	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i> <i>фамилия и. о.</i>

Консультант			
	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i> <i>фамилия и. о.</i>

Зав. кафедрой	профессор	д.ф.-м.н	Пермяков В. А.
	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i> <i>фамилия и. о.</i>

Дата _____

МОСКВА

2011 г.

МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

Факультет РТФ Кафедра Антенных устройств и распространения радиоволн
Направление Радиотехника

ЗАДАНИЕ НА МАГИСТЕРСКУЮ
ДИССЕРТАЦИЮ

по программе подготовки магистров: 210300 (552500)

Тема: Формирование заданной структуры ближнего электромагнитного
поля системой элементарных излучателей

Время выполнения работы с по г.

Студент	ЭР-20-05		Михайлов М. С.
	<i>группа</i>	<i>подпись</i>	<i>фамилия и. о.</i>

Научный руководитель	профессор	д.ф.-м.н	Пермяков В. А.
	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i>
			<i>фамилия и. о.</i>

Консультант			
	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i>
			<i>фамилия и. о.</i>

Консультант			
	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i>
			<i>фамилия и. о.</i>

Зав. кафедрой	профессор	д.ф.-м.н	Пермяков В. А.
	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i>
			<i>фамилия и. о.</i>

Место выполнения научной работы: кафедра АУРРВ МЭИ

МОСКВА

„ “

2011 г.

1. Обоснование выбора темы диссертационной работы

В настоящее время появляется все больше разнообразных устройств, использующих антенны для беспроводной передачи информации. Поскольку многие из этих устройств находятся в непосредственной близости к человеку в течение всего дня, то их излучение составляет значительную часть от всего электромагнитного влияния современного мира на человека. Формирование заданной структуры ближнего электромагнитного поля позволит сократить это влияние. Именно поэтому данная тема является актуальной для рассмотрения.

Научный руководитель

Дата

Студент

Дата

2. Консультации по разделу

Подпись консультанта

Дата

3. Консультации по разделу

Подпись консультанта

Дата

4. План работы над магистерской диссертацией

№ п/п	Содержание разделов	Срок выпол- нения	Трудоем- кость в %
1.	Теоретическая часть Обзор литературы. Изучение пакетов программного моделирования Matlab и CST.	6.03.11	30
2.	Расчетная часть Расчет моделей в пакетах программного моделирования Matlab и CST.	1.06.11	35
3.	Публикации Написание и оформление трех публикаций.	24.02.11	15
4.	Оформление диссертации Изучение системы компьютерной верстки $\text{\TeX}$. Составление, оформление, редактирование диссертации.	10.06.11	20

Телефон служебный: _____ домашний: 8 (926) 431 21 83

ПРИМЕЧАНИЕ: Задание брошюруется с диссертацией и отзывами
руководителя и рецензентов

Аннотация

В данной работе изучается возможность формирования нулей электромагнитного поля в ближней зоне системы элементарных излучателей. В частности, решается задача нахождения дипольных моментов и положения диполей, формирующих нули поля. Описывается эффект частичной компенсации поля вблизи нуля, создаваемого системой электрических вибраторов. Изучается влияние отношения дипольных моментов системы ортогональных электрического и магнитного диполей на формируемую структуру поля в ближней зоне системы.

Abstract

In this work is studied possibility of the shaping the zeroes of the electromagnetic field in near zone of the system elementary antennas. In particular, dares the problem of the finding monopoles' moments and positions monopoles, forming zeroes of the field. It Is Described effect to partial compensation of the field in near zero, created by system electric vibrator. It Is Studied influence relations дипольных of the moments of the system perpendicular electric and magnetic monopoles on formed structure of the field in near zone of the system.

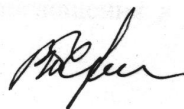
ОТЗЫВ НАУЧНОГО РУКОВОДИТЕЛЯ
О МАГИСТЕРСКОЙ ДИССЕРТАЦИИ МИХАЙЛОВА М.С.
«ФОРМИРОВАНИЕ ЗАДАННОЙ СТРУКТУРЫ БЛИЖНЕГО
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ СИСТЕМОЙ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ
ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ»

Михайлов М.С. начал работу на кафедре АУиРРВ свыше 2-х лет тому назад с выполнения бакалаврской работы. Перед ним была поставлена задача исследования возможностей формирования структуры с минимальным значением электромагнитного поля вблизи системы элементарных излучателей. В этом направлении на кафедре был выполнен ряд работ, в том числе защищена кандидатская диссертация Корюкиным А.Н. Михайлов М.С. продолжил исследования в данной области и после защиты бакалаврской работы. Они легли в основу магистерской диссертации. Новым по сравнению с бакалаврской работой является более детальное изучение структуры электрического поля вблизи обобщенного элемента Гюйгенса, а также вблизи системы диполей, формирующей несколько (до 4-х) нулей электрического поля. С помощью программы CST проведен расчет удельной поглощаемой мощности в сферически слоистой модели головы от модели сотового телефона с простейшей вибраторной антенной при варьировании расстояния от антенны до головы. Показано, что смещение антенны на 10 мм от модели головы уменьшает удельную поглощаемую мощность в 3 раза. Таким образом, получены интересные с научной точки зрения результаты. Все эти исследования имели целью выяснить возможность уменьшения напряженности электрического поля вблизи систем антенн, что может быть использовано при разработке антенн сотовых телефонов, оказывающих минимальное воздействие на пользователя, антенных устройств ноутбуков и других антенных устройств, в том числе для решения задач электромагнитной совместимости.

При выполнении работы Михайлов М.С. проявил себя как самостоятельный, увлеченный научный работник. По результатам исследований им сделан ряд докладов на всероссийских конференциях, которые опубликованы. Наряду с работой над магистерской диссертацией он добросовестно и инициативно выполнял ряд поручений на кафедре.

Считаю, что магистерская диссертация Михайлова М.С. заслуживает высокой оценки, а диссертант – присвоения ему квалификации магистра техники и технологий.

Научный руководитель,
д.ф.-м.н, профессор



ПЕРМЯКОВ В.А.

**ОТЗЫВ РЕЦЕНТЕНТА
на магистерскую диссертацию**

студента группы ЭР-20-05 Михайлова Михаила Сергеевича
на тему: «Формирование заданной структуры ближнего электромагнитного
поля системой элементарных излучателей»

Магистерская диссертация М.С. Михайлова посвящена, несомненно, актуальной проблеме минимизации воздействия излучения мобильных телефонов на человека.

Работа, объемом 54 страниц, состоит из введения, трех глав, заключения и списка используемой литературы.

После введения в первой главе производится обзор используемых в мобильных сотовых телефонах антенных элементов, поясняется принцип их работы, достоинства и недостатки.

Во второй главе автор производит постановку задачи синтеза системы главных и управляющих излучателей. В качестве требований к синтезируемой системе предъявляются: полная компенсация поля в заданных точках пространства и частичная компенсация в заданных объемах. Автор отмечает необходимость анализа задачи с целью поиска условий наличия требуемого решения. Далее автор приводит ряд частных решений задачи, обобщает результаты и составляет программу для поиска решения в общем виде.

В третьей главе проводится обзор электродинамических САПР, моделирование поглощения головой потребителя электромагнитного излучения мобильного телефона во время разговора. Приводятся распределения удельного поглощения мощности по объему головы.

В заключении перечислены основные результаты работы.

К главным научным результатам работы следует отнести следующее:

1. Показана возможность формирования минимумов поля в ближней зоне с помощью управляющих излучателей.
2. Выявлена зависимость между количеством и типом управляющих излучателей и количеством формируемых нулей.
3. Составлена методика определения параметров системы управляющих излучателей.
4. Приведены результаты расчета поглощения в голове пользователя излучения мобильного телефона во время разговора.

Работа не лишена недостатков:

1. Автор не провел обзор результатов смежных исследований и их сравнение с собственными результатами. Тем не менее, они существуют и находятся в открытом доступе. Например, результаты моделирования поглощения мощности излучения мобильного терминала в голове пользователя изложены в статье А. Курушина и А. Титова «Расчет мощности излучения сотового телефона, поглощаемой в голове пользователя». Обзор литературы на тему формирования минимумов поля с помощью дополнительных антенных элементов автор провел в тезисах доклада «О формировании областей с малым значением электрического поля на конечном расстоянии от системы излучателей», но так и не включил в диссертацию.

2. В работе представлены результаты двух отдельных исследований:

а) исследование возможности минимизации поля в определенном объеме с помощью системы дополнительных антенных элементов;

б) исследование поглощения мощности электромагнитного поля в голове пользователя с помощью модели в САПР.

Связь между двумя этими исследованиями не обсуждается, они проводятся независимо.

3. Хотя работа оформлена с помощью профессиональной системы верстки, в тексте встречается значительное число опечаток и стилистических погрешностей.

Но и при перечисленных недостатках работа производит положительное впечатление. Диссертация М.С. Михайлова – серьезное научное исследование актуальной проблемы, выполненное на высоком уровне. Результаты работы имеют высокий потенциал практического использования. Диссертация соответствует требованиям, предъявляемым к выпускным работам магистратуры. М.С. Михайлов заслуживает присвоения ученой степени магистра по направлению «Радиотехника» и рекомендации для поступления в аспирантуру.

Рецензент, ассистент каф. РТС МЭИ (ТУ)



И.В. Корогодин

Содержание

1. Введение	12
2. Обзор антенн сотовых телефонов	17
2.1. Штыревые (спиральные) антенны	17
2.2. L-антенны	20
2.3. F-антенны	21
2.4. DIF-антенны	23
2.5. RIFA-антенны	23
2.6. Вывод	25
3. Формирование структуры поля системой элементарных излу- чателей	26
3.1. Постановка задачи в общем виде	26
3.1.1. Постановка задачи	26
3.1.2. Анализ задачи	26
3.1.3. Метод решения задачи.	27
3.2. Анализ некоторых систем элементарных излучателей	28
3.2.1. Исследование электромагнитного поля ОЭГ	28
3.2.2. Исследование электромагнитного поля системы параллель- ных электрических диполей.	43
3.3. Решение задачи в общем виде	47
3.3.1. Исследование электромагнитного поля системы произвольно направленных электрических диполей.	47
3.3.2. Альтернативный способ определения характеристик произ- вольно направленного диполя	49
3.3.3. Исследование электромагнитного поля системы одного глав- ного и четырех произвольно направленных электрических диполей	49

3.4. Выводы по главе	50
4. Расчет поля антенны, расположенной вблизи головы человека, с помощью универсальной электродинамической САПР	53
4.1. Краткий обзор электродинамических САПР	53
4.1.1. Обзор HFSS	53
4.1.2. Обзор FEKO	53
4.1.3. Обзор Microwave Office	54
4.1.4. Обзор CST	54
4.2. Расчет ближнего поля антенны вблизи головы человека	55
4.2.1. Модель антенны	55
4.2.2. Модель головы человека	56
4.2.3. Исследование влияния расстояния до сотового телефона на излучение, которое поглощается в голове человека	57
5. Заключение	60
Список литературы	61

1. Введение

В современном мире существует тенденция уменьшения габаритов всех радиотехнических устройств. Лампы в приемниках и усилителях постепенно заменялись транзисторами, которые, в свою очередь, уступили место компактным микросхемам. Десятилетия назад компьютеры размещались на нескольких этажах зданий, теперь гораздо большую производительность можно реализовать в системном блоке стационарного компьютера или в корпусе ноутбука, оба компактно умещаются на письменном столе. В антенной технике тенденция уменьшения размеров также существует, но связана она не с возникновением новой элементной базы, а переходом на более короткие длины волн, на которых возможна передача значительно большего объема информации.

В прошлом веке лидерами в беспроводной передаче информации являлись радио и телевидение, в которых применялись антенны достаточно больших размеров. Известно, что эффективное излучение и прием радиосигналов обеспечиваются, когда размеры антенн соизмеримы или велики по сравнению с длиной волны. Для определенности рассмотрим диапазон частот 100–1000 МГц (длина волны 300–30 см), широко применяемый в системах подвижной связи, радио, телевидении. Традиционные слабонаправленные антенны для обеспечения эффективности должны иметь размеры порядка половины длины волны, т.е. 150–15 см, а остронаправленные — значительно больше.

Развитие качественно нового направления беспроводной передачи информации, в частности систем сотовой связи, потребовало уменьшения размера антенн до нескольких сантиметров. Размеры антенн мобильных телефонов ограничиваются требованием компактного размещения всех составных частей внутри небольшого корпуса. GSM на сегодняшний день является наиболее распространенным стандартом связи. По данным ассоциации GSM (GSMA) на данный стандарт приходится 82% мирового рынка мобильной связи. Помимо GSM в 2G существуют другие стандарты: TDMA, CDMA, PDC, и 2.5G: GPRS, EDGE. До недавнего вре-

мени активно развивались 3G (WCDMA, UMTS, CDMA2000), 3.5G (HSDPA) и 4G. Малогабаритные размеры антенн служат, кроме сотовой, и другим радиотехническим системам, таким как Bluetooth, Wi-Fi, WiMax, GPS(ГЛОНАСС). Эти антенны расположены в беспроводных гарнитурах (для сотовых телефонов), GPS(ГЛОНАСС)-приемниках, ноутбуках, и мобильных модемах и гаджетах, подключаемых к персональному компьютеру. В отдельную группу можно отнести радиотехнические системы медицинской диагностики, которые также имеют антенны малых размеров. Все эти устройства получили широкое распространение в современном мире, именно поэтому задача создания малогабаритных антенн на сегодняшний день достаточно актуальна.

В таких антеннах есть одна общая черта — они являются слабонаправленными. Это требование согласуется с потребительским свойством малости размеров антенн. Однако их размеры в широко используемых в настоящее время диапазонах частот 800–2500 МГц оказываются малыми по сравнению с длиной волны. Как известно, антенны малых по сравнению с длиной волны размеров неэффективны: они имеют малое активное сопротивление (сопротивление излучения) и большое реактивное. Для улучшения их работы необходимо качественное согласование с генератором, что трудно обеспечить в этом диапазоне частот. Это фундаментальное ограничение на малогабаритные антенны — эффективными являются антенны, размеры которых соизмеримы с длиной волны в среде.

Чтобы преодолеть это противоречие, возможны несколько путей. В настоящее время широко используется следующий путь: применяют малогабаритные антенны, несмотря на их неэффективность, которую преодолевают средствами микросхемотехники — использованием усилителей.

Другая возможность — реализация способов уменьшения размеров антенн, с использованием принципов электродинамики. Так, в веществе со значением относительной диэлектрической проницаемости ϵ , значение длины волны (а соответственно и размер антенн) меньше в $\sqrt{\epsilon}$ раз, поэтому для изготовления малогабаритных антенн используют материалы с большим значением диэлектрической

проницаемости.

В ближней зоне антенны находятся другие радиотехнические части устройства, на которые существенно влияет электромагнитное поле. Возникает необходимость в решении проблемы электромагнитной совместимости. Один из способов — создание такой пространственной структуры ближнего поля антенны, в которой минимум (или минимумы) поля будут совпадать с основными радиотехническими узлами устройства, наиболее чувствительными в внешнем электромагнитном полю. Актуальной проблемой является создание малогабаритных антенн со специальными свойствами, в частности, обеспечивающими получение определенной структуры поля в ближней зоне антенны.

Как известно, ослабление электромагнитных волн в пространстве зависит от расстояния от излучателя до объекта. Поскольку аппараты сотовой связи находятся в непосредственной близости к человеку в течение всего дня, то их излучение составляет значительную часть от всего электромагнитного влияния современного мира на человека (вышки радиотелевизионных станций, линии электропередачи, антенны Wi-Fi и других беспроводных устройств, бытовые электрические приборы, сотовые станции). На сегодняшний день ученые не пришли к единому мнению о влиянии электромагнитного излучения аппаратов сотовой связи на организм человека. Многочисленные исследования на биологических объектах, проведенные учеными разных стран, включая Россию, привели к неоднозначным, иногда противоречащим друг другу результатам. Неоспоримым остается лишь тот факт, что организм человека реагирует на наличие излучения сотового телефона.

Около половины излучаемой мощности современного сотового телефона при разговоре поглощается головой, в которой электромагнитная энергия превращается в тепловую. Согласно [1] потери энергии электромагнитного поля сотового телефона в голове пользователя колеблются от 40% до 68%, также утверждается, что в излучение в основном поглощается головным мозгом.

Кроме теплового воздействия сотового телефона на мозг есть не менее значимый фактор. Мозг — это центр организма, посылающий электрические сигналы

всему организму, и большинство процессов в нем происходят за счет образования временных электронных контуров (цепей). Поскольку управляющие электрические импульсы слабой мощности, то источник электромагнитного излучения (находящийся постоянно в кармане брюк или на груди) мощностью до 2 Ватт не может не оказывать патогенного воздействия на организм человека. Источник излучения, действуя на голову, начинает оказывать влияние как на организацию мыслительных процессов (высшую нервную деятельность), так и на передачу сигналов всем органам человека. Это может приводить к изменениям в деятельности головного мозга: ухудшается память, ослабляется внимание, повышается раздражительность и утомляемость.

В этом году всемирная организация здравоохранения отнесла излучение антенн сотовых телефонов к списку канцерогенов — внешних факторов, влияющих на развитие рака, в частности рака мозга. По этим причинам ослабление излучения сотового телефона в области головы является достаточно актуальной проблемой.

Одним из способов защиты головного мозга от электромагнитного поля является применение экранирования, т.е. использование эффекта затенения. Тень, образуемая за металлическим экраном, простирается на расстояние порядка размера экрана. Для защиты всей области головы можно предложить использовать поглотитель, т.е. диэлектрический экран, поглощающий часть энергии. При этом нужно учесть влияние на диаграмму направленности и на потери излучения как в экране, так и в голове.

Защитное действие дополнительной антенны или системы антенн, исследуемое в данной работе, основано на другом принципе — на взаимном гашении в некоторой области полей, создаваемых различными излучающими элементами. Метод гашения электромагнитного поля в заданной области заключается в создании в этой области поля от дополнительной антенны равного по величине и противоположной по фазе полю от главной излучающей антенны. В результате в пространстве возникают интерференционные нули, значительно снижающие

показатели поглощения электромагнитного поля в ближайшей к ним области.

Образование таких интерференционных нулей обсуждается в [2, 3] на примере элемента Гюйгенса с произвольным соотношением токов и в [3, 4] для системы из двух параллельных электрических диполей (вибраторов). Формирование неподвижных нулей электрического поля на конечном расстоянии от системы излучателей производилось путем подбора амплитуд и разности фаз их токов. Эффективность интерференционного подавления заключается в его основном свойстве: если интерферируют два сигнала одинаковой амплитуды, то при сложении в фазе в данной точке мощность вырастает на 3 дБ, а в противофазе - давится до минус бесконечности дБ.

В настоящей работе рассматривается более общая задача формирования нулей электрического поля системой из конечного числа излучателей, от двух и более. Цель работы в том, чтобы исследовать возможности создания области с минимальным значением величины электромагнитного поля вблизи пользователя и в то же время сформировать необходимую для обеспечения связи диаграмму направленности на больших расстояниях от пользователя. Этот подход представляется перспективным не только для антенн сотовых телефонов, но и для других устройств (беспроводных систем ноутбуков, гарнитур беспроводной связи, размещенных вблизи тела человека и т. д.), а также может найти применение при решении задач электромагнитной совместимости различных радиосредств.

2. Обзор антенн сотовых телефонов

Сегодня мобильный телефон поддерживает работу в нескольких частотных диапазонах, например, в телефонах стандарта GSM диапазоны 900, 1800, 1900 МГц. Актуальной является также поддержка в смартфонах новых частотных диапазонов, отведенных для беспроводных сетей радиодоступа (WLAN), а именно 2400–2484 МГц, 5150–5350 МГц. Все эти изменения в технических требованиях к инфраструктуре связи не могли не способствовать прогрессу в антенной технике. Более того, реализация новых возможностей не в последнюю очередь может быть достигнута лишь с опорой на новые решения в антенной технике. Рассмотрим их подробнее.

2.1. Штыревые (спиральные) антенны

Еще несколько лет назад телефоны мобильной связи оснащали внешними штыревыми антеннами, в роли которых для сокращения габаритов, как правило, использовали спиральные антенны с плотной навивкой спирали. Дело в том, что обычные несимметричные вибраторные антенны в форме прямого стержня должны иметь, как правило, четвертьволновые габариты, что в случае частоты 900 МГц предполагает высоту излучателя, равную 83 мм. Естественно, столь длинные антенны сложно интегрировать в корпус мобильного телефона, поэтому на практике разработчикам пришлось прибегнуть к искусственному приему укорочения антенны до приемлемой величины при ее неизменной электрической длине. При этом конструкторам пришлось смириться с определенными потерями, но эргономический эффект с лихвой компенсировал плату за комфорт в эксплуатации.

С появлением потребности в двухчастотном приеме идея спиральной несимметричной антенны получила дальнейшее развитие. На рис. 1а показан типичный вариант внутренней геометрии бисегментной двухчастотной спиральной антенны с двумя различными шагами навивки, под диапазоны 900 и 1800 МГц в разных ее

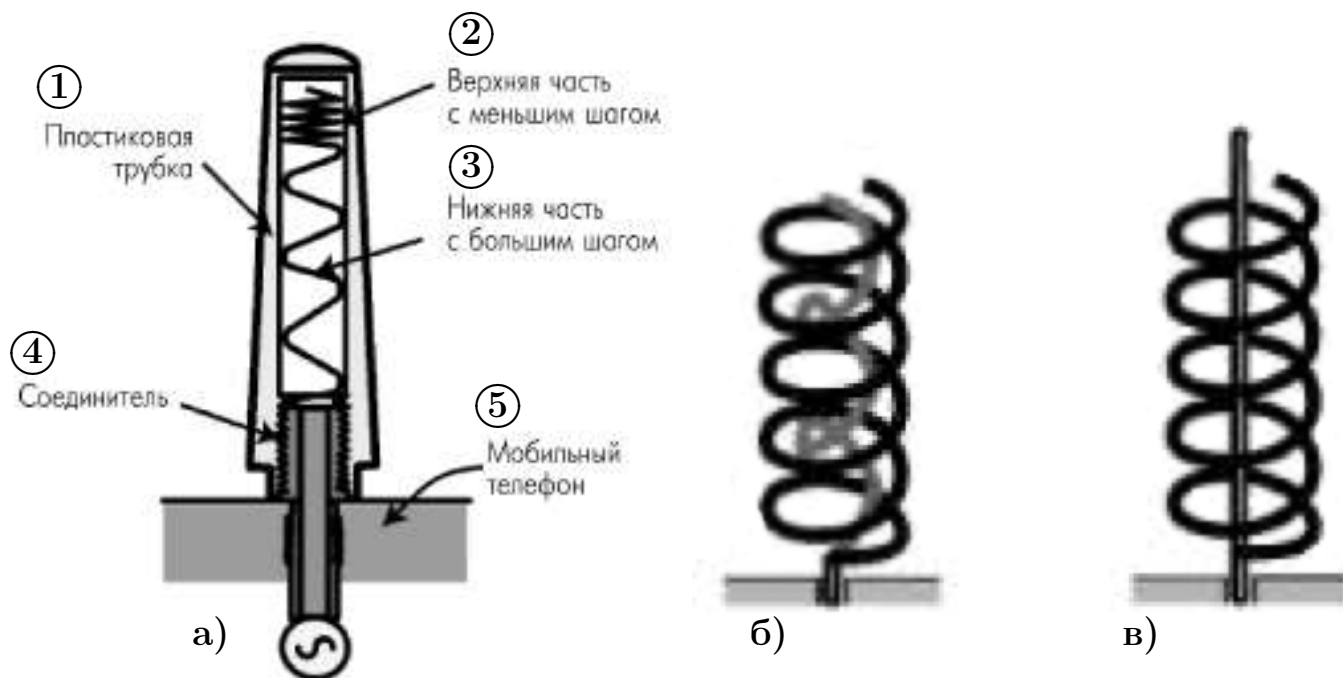


Рис. 1. Спиральные двухдиапазонные антенны

сегментах.

На рис. 1б и 1в представлены два других возможных подхода к созданию двухчастотных малоразмерных антенн. Во втором варианте используются спирали разного размера, причем спираль с меньшим радиусом, предназначенная для работы в диапазоне 1800 МГц, помещена внутрь спирали с большим диаметром, имеющей резонанс на частоте 900 МГц. Третий вариант представляет собой комбинацию штыревого излучателя для частоты 1800 МГц и спиральной антенны, намотанной вокруг него и обеспечивающей работу в диапазоне 900 МГц. Хотя в рассмотренных антенных конструкциях и удалось существенно уменьшить высоту для двухдиапазонных применений по сравнению с прямым штырем, однако при таком подходе, как правило, все же не удастся сделать антенну короче 0.1 от длины волны низкочастотного диапазона.

В процессе выполнения диссертации была исследована конструкция нескольких мобильных телефонов с целью изучения технической реализации антенн. В одном из них (рис. 2) была расположена бисегментная двухчастотная спиральная антенна 1, в пластиковом корпусе 2. Также телефон наделен металлическим экраном 3, предотвращающий влияние излучения антенны на другие устройства

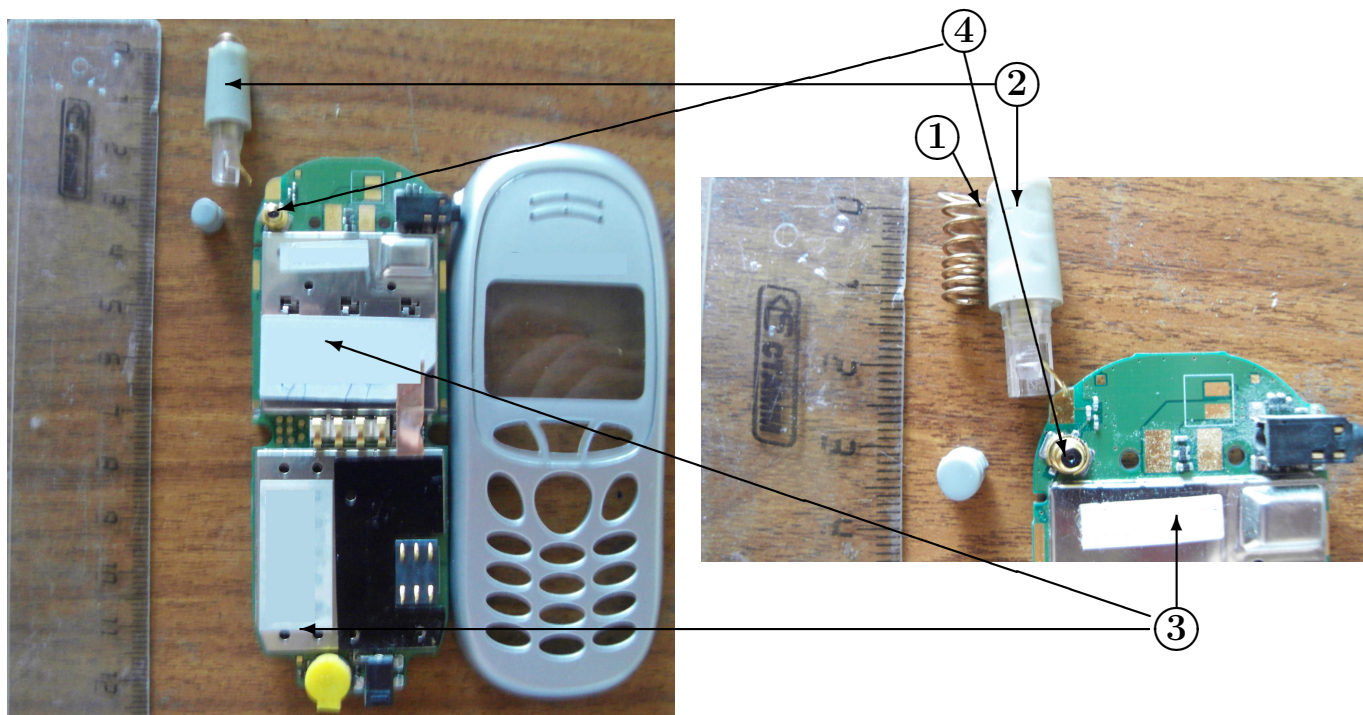


Рис. 2. Телефон со спиральной антенной

в сотовом телефоне, и разъемом для подключения внешней антенны 4.

Для дальнейшего уменьшения результирующих габаритов антенны в последнее время был предложен новый дизайн двухчастотных антенн, базирующийся, главным образом, на изгибании, свертывании или иной трансформации двумерных плоских монополей в трехмерные структуры. Эти изменения позволили уменьшить общую высоту антенны над поверхностью мобильного телефона. Высота таких антенн не превышает 15 мм, что составляет около 4% от длины волны на частоте 900 МГц. В некоторых проектах достигнута высота антенны менее 7 мм. Такие антенны прекрасно подходят для размещения внутри корпуса мобильного телефона.

Недостатком спиральных монополей, как и обычных, является то, что для обеспечения наилучшего режима излучения (приема) антенна должна быть ориентирована вертикально, что не всегда выполняется. К тому же вибраторные антенны имеют (в плоскости, перпендикулярной штырю) равномерную диаграмму направленности (ДН), одинаково излучая как в свободное пространство, так и в сторону головы пользователя. Поэтому интерес представляют излучатели, у ко-

торых характер изменения ДН более безопасен для владельца телефона и слабо зависит от ориентации корпуса аппарата в пространстве.

2.2. L-антенны

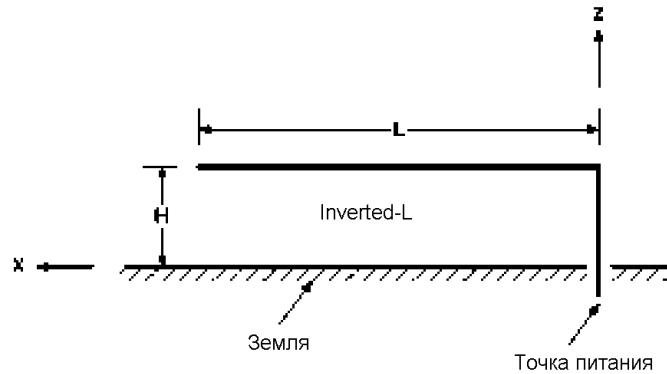


Рис. 3. L-образная антенна

Первой популярной альтернативой такого рода для низкопрофильных всенаправленных излучателей стало семейство плечарных инверсных L- и F-образных антенн. Свое начало они берут от простейшего L-образного вибратора, расположенного в перевернутом виде (отсюда термин „инверсный“) над плоским экраном (рис. 3). Такой согнутый монополь является следствием естественного стремления упрятать антенный излучатель внутрь мобильного телефона, размещая его вдоль длинной стороны корпуса.

L-вибратор запитывается с одного конца, а второе его окончание через воздух либо диэлектрик оказывается нагруженным на эквивалентную емкость. Перевернутая L-антенна (Inverted-L antenna, ILA) достаточно проста в изготовлении. Многие из ее электрических характеристик подобны характеристикам короткой штыревой антенны. В частности, ДН рассматриваемой L-антенны почти идентична ДН короткого штыря, который является всенаправленным в плоскости, перпендикулярной к его оси, и не излучает в соосном направлении. Однако дополнительное излучение, обусловленное геометрией перевернутого L-вибратора, отклоняет его ДН от всенаправленной формы. Резонансная длина волны L-вибратора опре-

деляется его геометрическими размерами согласно выражению $\lambda = 4 \cdot (H + L)$, где H — высота вибратора над заземленным экраном, L — длина горизонтального сегмента вибратора.

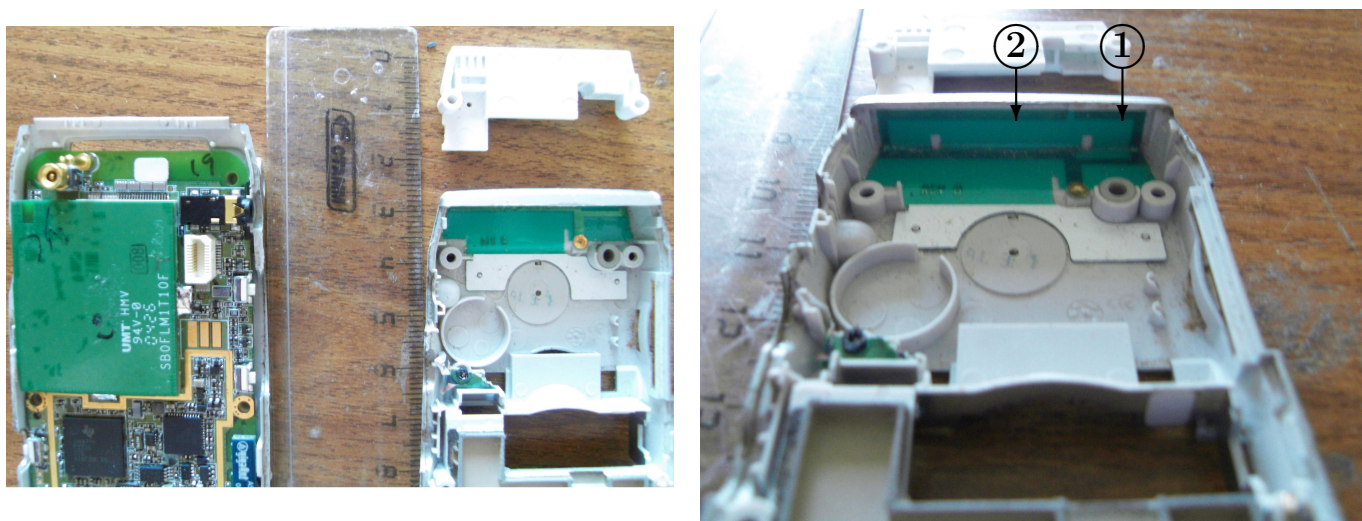


Рис. 4. Телефон с двухдиапазонной L-образной антенной

На рис. 4 изображена фотография двухдиапазонной антенны состоящая из 2 L-образных антенн, плечо 1 работает на частоте 900 МГц, а плечо 2 на 1800 МГц.

2.3. F-антенны

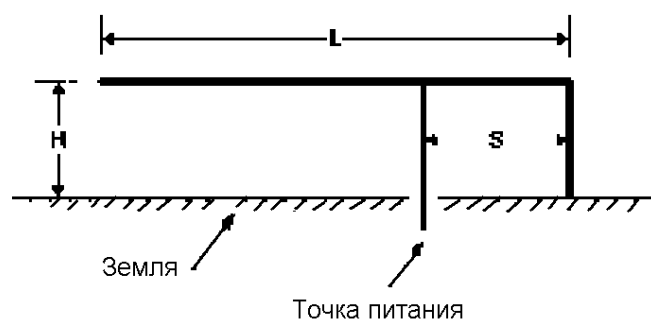


Рис. 5. F-образная антенна

Дальнейшим развитием L-вибратора стала перевернутая F-образная антенна (рис. 5), представляющая собой, соосный тандем из двух L-образных вибраторов разной длины. При этом внешняя вертикальная стойка F-антенны нагружена

на корпус, а подача сигнала осуществляется через „внутреннюю“ вертикальную секцию. Дополнительный L-сегмент привнес возможность гибкого управления величиной входного сопротивления антенны и значительно упростил ее согласование. Подбирая расстояние между вертикальными секциями, можно обеспечить приемлемое по величине реактивное сопротивление антенны. Размер S не влияет на резонансную частоту такого излучателя. За счет существенного улучшения согласования антенны на резонансной частоте может быть достигнута величина $K_{СВ} < 2$. Однако при этом ширина рабочей полосы частот составляет всего 1.5%, что считается слишком малой величиной для приложений мобильной связи.

На рис. 6 а изображено фото телефона с F-антенной. Точкой 1 антенна соединяется с телефоном, точкой 2 соединяется с корпусом (землей). Антенна работает на двух диапазонах: 1800 МГц благодаря плечу 3 и 900 МГц — плечу 4.

На рис. 6 б изображен телефон работающий без антенны (было установлено успешное соединение и передача звуковой информации с другим абонентом). В этом случае роль антенны играют контакты телефона 5 и разъем для внешней антенны 6. Уровень сигнала снизился, но до вполне приемлемого уровня. Это говорит о небольшой эффективности таких антенн и достаточно близком нахождении базовой станции.

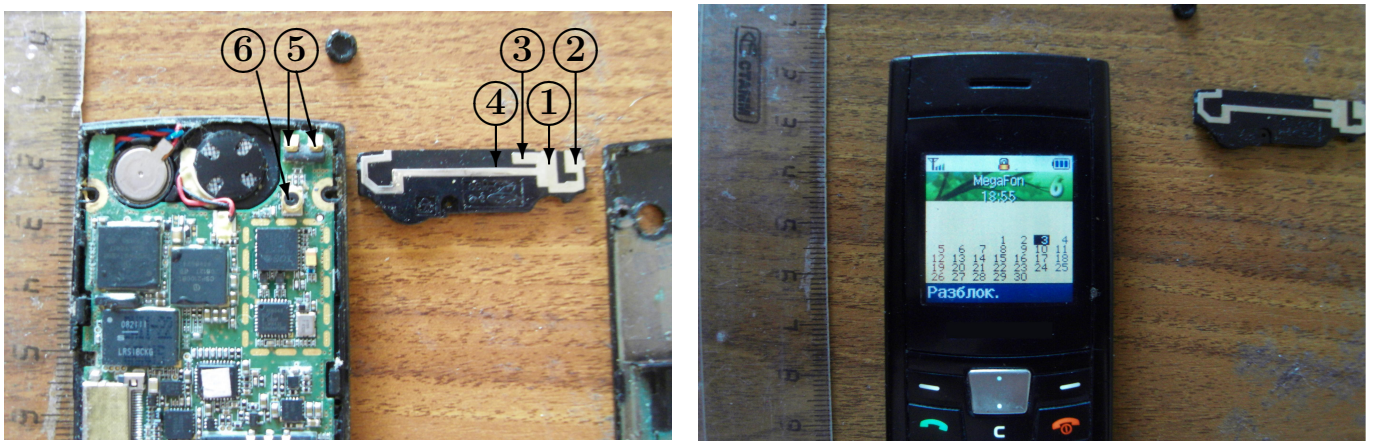


Рис. 6. Телефон с двухдиапазонной F-антенной

2.4. DIF-антенны

Для расширения рабочего диапазона частот иногда используют гибридную конструкцию, состоящую из двух параллельно расположенных над металлическим экраном L- и F-образных вибраторных антенн, — так называемую двойную перевернутую F-антенну (DIFA). В данном случае L-антенна является пассивным элементом и имеет длину, равную или почти равную протяженности перевернутой F-антенны (рис. 7). Такое решение позволило вдвое расширить предельную полосу пропускания, доведя ее до 4% от несущей частоты.

Впрочем, даже такой величины все еще недостаточно для практических нужд мобильной связи, учитывая разнос частот передающего и приемного каналов (например, в диапазоне D-AMPS 824–894 МГц с центральной частотой 859 МГц требуемая полоса рабочих частот составляет 8.1%).

На рис. 8 изображена антенна состоящая из активного F-диполя 1 и пассивного диполя 2

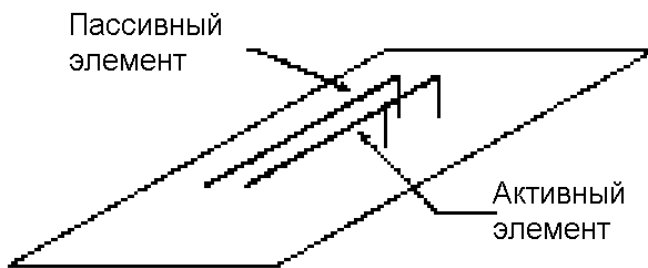


Рис. 7. DIFA

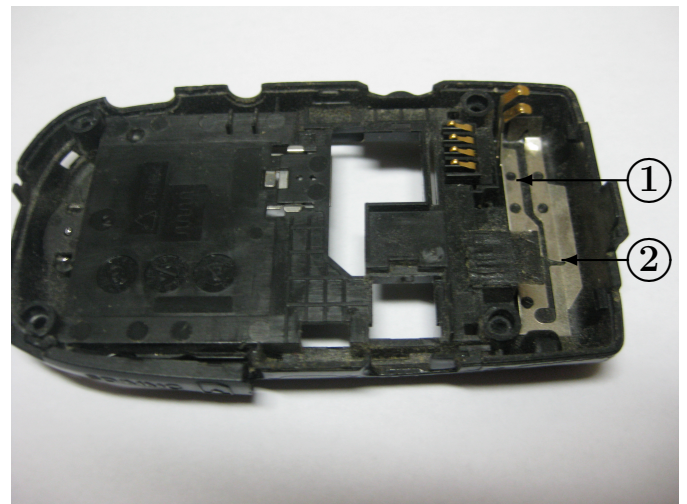


Рис. 8. Телефон с DIF-антенной

2.5. PIFA-антенны

Обобщая идею использования множества дополнительных L-антенн, параллельных F-вибратору, при минимальных расстояниях между ними, несложно пе-

рейти к качественно новой конструкции — планарной F-образной антенне. В зарубежной специальной литературе такой тип антенн получил сокращенное наименование PIFA (Planar Inverted-F Antenna). Типичный представитель однодиапазонной PIFA схематически показан на рис. 9.

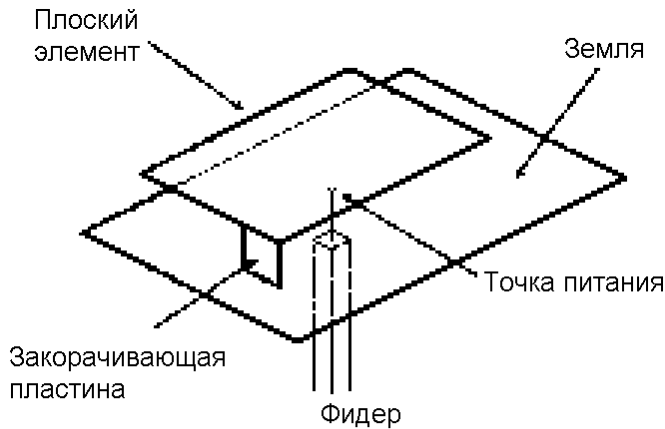


Рис. 9. PIFA

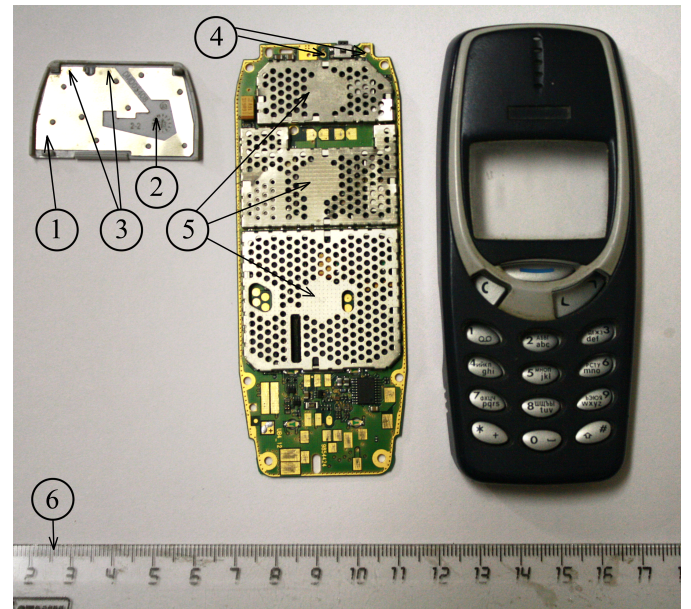


Рис. 10. Телефон с PIF-антенной

Антенны PIFA многодиапазонных мобильных средств в ходе своей эволюции превратились в самый сложный антенный комплекс, состоящий из нескольких тесно взаимосвязанных излучателей. Фактически, комбинация различных конструкций антенн в составе единого многополосного антенного модуля стала основным методом в арсенале разработчиков широкополосных средств передачи информации. В сферу таких интеграционных решений оказались вовлечены не только PIFA-подобные и инверсные L-антенны, но и микрополосковые печатные излучатели, а также диэлектрические резонаторные антенны DRA.

На рис. 10 изображена фотография одного из изученных сотовых телефонов. Антенна представляет собой PIF-антенну, основа которой — это плоский лист металла сложной формы 1, помещенный в диэлектрик — пластмассовое крепление 2. Соединение происходит при помощи контактов 3 и 4. PIFA крепится над металлическим экраном 5, защищающим микросхемы устройства от электромагнитного излучения антенны. Линейка 6 помогает определить реальные размеры

внутренних частей сотового телефона.

На рис. 11 PIF-антенна 1 выполнена на основе микрополоскового печатного излучателя и расположена на диэлектрике 2.

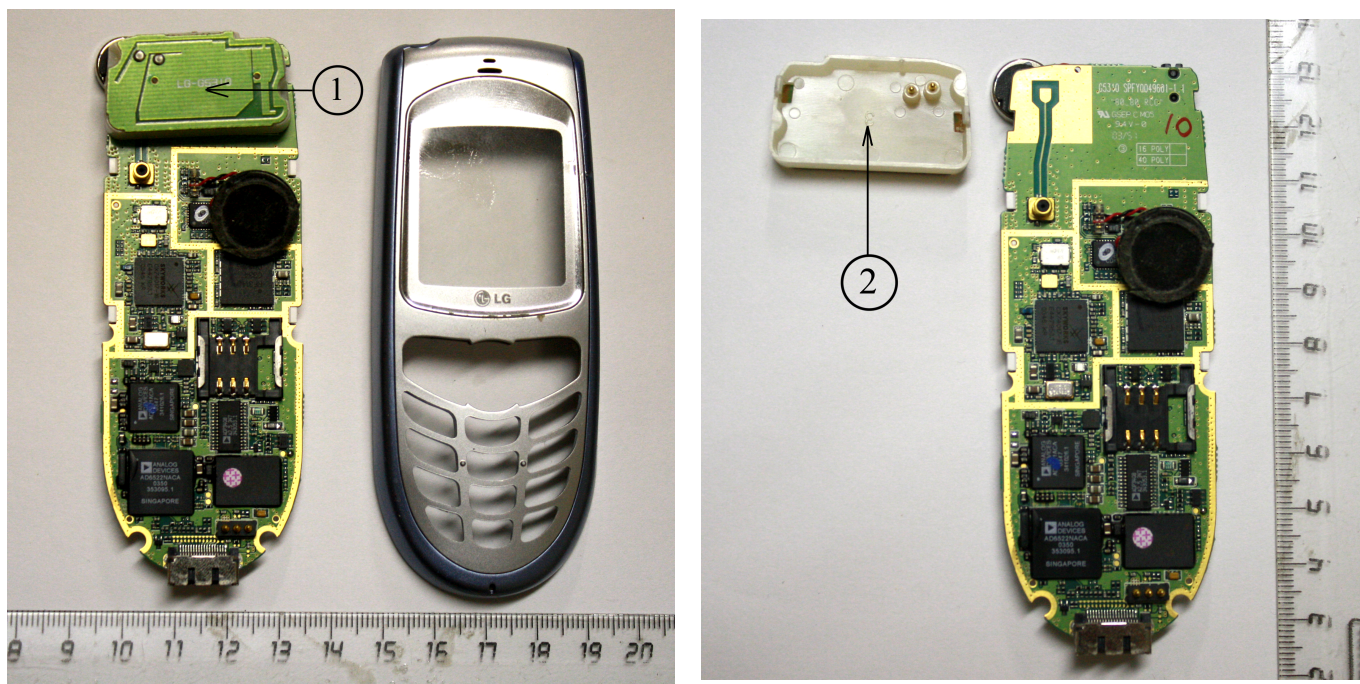


Рис. 11. Телефон с микрополосковой PIF-антенной

2.6. Вывод

Происходящие со временем изменения в конструкции антенн сотовых телефонов главным образом связаны с условиями компактности, устойчивого приема, заданного диапазона частот, и не затрагивают в должной мере такую важную проблему как уменьшение негативного влияния излучения от антенны на мозг и другие органы пользователя во время разговора и транспортировки сотового телефона. В последующих главах на основе элементарных излучателей ставиться такая задача, и производится поиск возможного решения поставленной задачи. Использование элементарных излучателей, вместо сложных реальных конструкций, упрощает моделирование и расчет, вместе с тем, найденной решение может быть спроецировать на современные конструкции (какими сложными они не были, в их основе лежит обычный вибратор).

3. Формирование структуры поля системой элементарных излучателей

3.1. Постановка задачи в общем виде

3.1.1. Постановка задачи

Имеется N главных и M управляющих элементарных диполей (как электрических, так и магнитных). У каждого диполя существует 7 действительных параметров: x, y, z — координаты в декартовой системе координат, α — поворот относительно оси Y , β — поворот относительно оси Z , $|P| \exp(i \arg(P))$ — модуль и фаза комплексного дипольного момента $P = |P| \exp(-i \arg(P))$. Нужно проанализировать систему на:

1. возможность полной компенсации в M наперед заданных точках пространства электрического (или магнитного) поля от N главных диполей полем от M управляющих,
2. возможность формирования близ этих точек с определенным размером области поля, значение которого меньше наперед заданного уровня,
3. найти параметры M управляющих диполей для случаев 1 и 2.

3.1.2. Анализ задачи

Поле в трехмерном пространстве имеет 3 комплексных компоненты. Компенсация поля должна происходить независимо как для действительных, так и для мнимых составляющих компоненты. Получаем в каждой из M точек пространства 6 уравнений. Для каждого из M управляющих диполей нужно найти 7 параметров, всего — $7M$. Чтобы получить систему уравнений с однозначным решением, необходимо либо увеличить число уравнений на M , либо уменьшить количество неизвестных на M .

Уменьшить количество неизвестных можно за счет условия, что центры всех $M+N$ диполей лежат в одной плоскости. Это условие связано с практической стороной задачи. Толщина современного телефона настолько мала, что сам телефон можно считать за плоскость, на которой будут расположены центры всех диполей.

Другой способ — увеличить число уравнений. Т. к. метод решения численный, то не возможно утверждать, что решение будет верным. Дополним нашу систему еще M уравнениями: положим, что градиент поля в каждой точке нуля равен нулю. Теперь количество уравнений и количество неизвестных станет одинаковым.

3.1.3. Метод решения задачи.

Первым делом разберем самый простой случай (см. 3.2.2). Диполи только электрические, параллельны друг другу. Центры диполей и координаты нулей электрической составляющей поля лежат в одной плоскости и заданы, диполи перпендикулярны этой плоскости. В этой плоскости от данных диполей существует только одна компонента поля, которую и нужно компенсировать. Получаем количество комплексных уравнений равное количеству нулей — M . Требуется найти комплексные дипольные моменты M управляющих диполей. Решение находится строго аналитическим методом.

Далее анализируем другой, более сложный случай. Система из ортогональных электрического и магнитного вибраторов — случай обобщенного элемента Гюйгенса (ОЭГ). ОЭГ представляет собой систему из перпендикулярных электрического и магнитного диполей с возможностью варьирования отношения амплитуд и разность фаз дипольных моментов. Методом подбора устанавливаем такое значение дипольного момента магнитного диполя при фиксированном электрическом диполе, при котором область минимума поля имеет наибольший размер.

Кроме аналитического метода и метода подбора, в более сложных задачах не обойтись без численных методов. В разделе 3.3.3 численным методом решается система уравнений для 4 управляющих диполей, состоящая из 28 нелинейных уравнений с 28 переменных.

3.2. Анализ некоторых систем элементарных излучателей

С позиций Всемирной Организации Здравоохранения основное влияние на человека оказывает поглощение энергии электрического поля в тканях человека. Таким образом, на практике задача сводиться к уменьшению нагрева биообъектов. Нагрев биообъектов зависит, главным образом, от электрической составляющей электромагнитного поля. Поэтому достаточно исследовать только эту составляющую электромагнитного поля.

Решение поставленной задачи для элементарных излучателей может быть обобщено для более сложных антенных систем, таких как описанные в предыдущей части. Это возможно, поскольку формирования поля в этих структурах производиться так же как и у обычного диполя.

3.2.1. Исследование электромагнитного поля ОЭГ

Общий вид электромагнитного поля ОЭГ

Рассчитаем поле от **элементарного электрического вибратора** расположенного по оси **X** в декартовой системе координат. Т.к. мы считаем диполь точечным (по определению элементарного вибратора — длина диполя значительно больше диаметра, но значительно меньше некоторого характерного масштаба, определяющим изменение поля в пространстве), то сторонний ток имеет компоненту, направленную только по оси **X**. Решением волнового уравнения для векторного электрического потенциала с заданной плотностью стороннего тока будет:

$$\mathbf{A}^e = A_x \mathbf{x}, \quad A_x = P_x \frac{\exp(-ikR)}{4\pi R},$$

где $P_x = j_x l_x$ — дипольный момент x -вого диполя

и $R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ — расстояние до точки наблюдения.

Значения электрической (**E**) и магнитной (**H**) напряженностей находятся по формулам:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{i\omega\epsilon_a} (k^2 \mathbf{A} + \text{graddiv} \mathbf{A}),$$

$$\mathbf{E} = \text{rot} \mathbf{A},$$

$$\text{div} \mathbf{A} = \left(A_x \mathbf{x}, \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{x} + \frac{\partial}{\partial y} \mathbf{y} + \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{z} \right) = \frac{\partial A_x}{\partial x},$$

$$\text{div} \mathbf{A} = P_x \left(-\frac{x \exp(-ikR)}{4\pi R^3} + \frac{x \exp(-ikR)}{4\pi R^2} i \right),$$

$$\text{div} \mathbf{A} = -P_x \frac{ik \exp(-ikR)}{4\pi R} \frac{x}{R} \left(1 + \frac{1}{ikR} \right) = -ik A_x \frac{x}{R} \left(1 + \frac{1}{ikR} \right),$$

$$\text{graddiv} \mathbf{A} = \left(\text{div} \mathbf{A}, \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{x} + \frac{\partial}{\partial y} \mathbf{y} + \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{z} \right) = \frac{\partial \text{div} \mathbf{A}}{\partial x} \mathbf{x} + \frac{\partial \text{div} \mathbf{A}}{\partial y} \mathbf{y} + \frac{\partial \text{div} \mathbf{A}}{\partial z} \mathbf{z},$$

$$\text{graddiv} \mathbf{A} = \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial A_x}{\partial x} \mathbf{x} + \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial A_x}{\partial x} \mathbf{y} + \frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial A_x}{\partial x} \mathbf{z},$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial A_x}{\partial x} &= -ik \frac{\partial}{\partial x} \left(A_x \frac{x}{R} \left(1 + \frac{1}{ikR} \right) \right) = -ik \left(\frac{\partial}{\partial x} A_x \right) \left(\frac{x}{R} \right) \left(1 + \frac{1}{ikR} \right) - \\ &\quad - i A_x k \left(\frac{\partial}{\partial x} \frac{x}{R} \right) \left(1 + \frac{1}{ikR} \right) - i A_x k \left(\frac{\partial}{\partial x} \left(1 + \frac{1}{ikR} \right) \right) \left(\frac{x}{R} \right) = \\ &= -k^2 A_x \left(\frac{x^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{1}{ikR} \right)^2 - ik A_x \left(\frac{1}{R} - \frac{x^2}{R^3} \right) \left(1 + \frac{1}{ikR} \right) - \\ &\quad - ik A_x \frac{x}{R} \left(-\frac{x}{ikR^3} \right) = A_x \left(-k^2 \frac{x^2}{R^2} + \frac{3ik}{R} \frac{x^2}{R^2} + \frac{3}{R^2} \frac{x^2}{R^2} - \frac{ik}{R} - \frac{1}{R^2} \right), \end{aligned}$$

$$\frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial A_x}{\partial x} = -ik \frac{\partial}{\partial y} \left(A_x \frac{x}{R} \left(1 + \frac{1}{ikR} \right) \right) = A_x \frac{xy}{R^2} \left(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2} \right),$$

$$\frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial A_x}{\partial x} = A_x \frac{xz}{R^2} \left(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2} \right),$$

$$\text{graddiv} \mathbf{A} = A_x \left[-\left(\frac{ik}{R} + \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{x} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{x}{R} \left(\frac{x}{R} \mathbf{x} + \frac{y}{R} \mathbf{y} + \frac{z}{R} \mathbf{z} \right) \right],$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= \frac{1}{i\omega\epsilon_a} \left(k^2 A_x \mathbf{x} + A_x \left[-\left(\frac{ik}{R} + \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{x} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{x}{R} \left(\frac{x}{R} \mathbf{x} + \frac{y}{R} \mathbf{y} + \frac{z}{R} \mathbf{z} \right) \right] \right). \end{aligned}$$

Из предыдущих выкладок получаем формулы для нахождения электрической и магнитной компонент электромагнитного поля электрического полям:

$$\mathbf{E}^{\circ} = \frac{A_x}{i\omega\epsilon_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R} - \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{x} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{x}{R} \left(\frac{x}{R} \mathbf{x} + \frac{y}{R} \mathbf{y} + \frac{z}{R} \mathbf{z} \right) \right], \quad (1)$$

$$\mathbf{H}^{\circ} = \text{rot} \mathbf{A} = \begin{vmatrix} \mathbf{x} & \mathbf{y} & \mathbf{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & 0 & 0 \end{vmatrix} = \frac{\partial A_x}{\partial z} \mathbf{y} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \mathbf{z} = A_x \frac{y}{R} \left(ik + \frac{1}{R} \right) \mathbf{z} - A_x \frac{z}{R} \left(ik + \frac{1}{R} \right) \mathbf{y}.$$

На рис. 12–13 изображена электрическая составляющая электромагнитного поля в ближней зоне электрического диполя, расположенного по оси $\mathbf{X}$, в продольной и перпендикулярной плоскостях. Мы знаем, что у вибратора диаграмма направленности (ДН) представляет собой „восьмерку“, и отсутствует излучение вдоль излучателя, но как видно из рис. 12–13 в ближней зоне картина поля совершенно другая. Это связано со слагаемыми поля, не влияющие на ДН и вносящие существенный вклад в ближнее поле, — слагаемые пропорциональные степеням -2 и -3 расстояния ($\sim \frac{1}{R^3}$ и $\sim \frac{1}{R^2}$). ДН формируют же только слагаемые $\sim \frac{1}{R}$, в формуле 1: $A_x \sim \frac{1}{R}$.

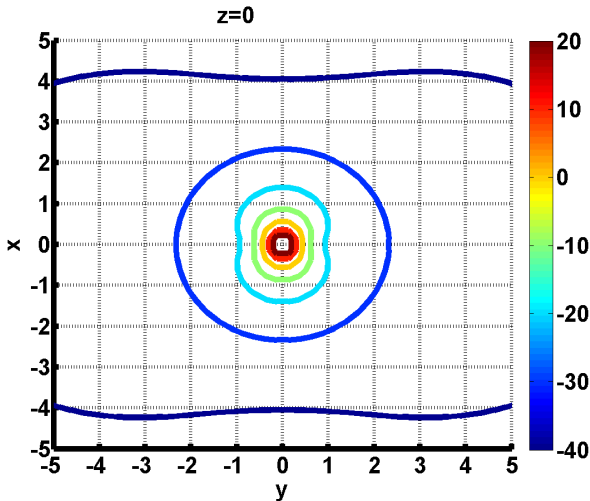


Рис. 12. Компонента электрического поля электрического диполя в сечении, проходящем через электрический диполь.

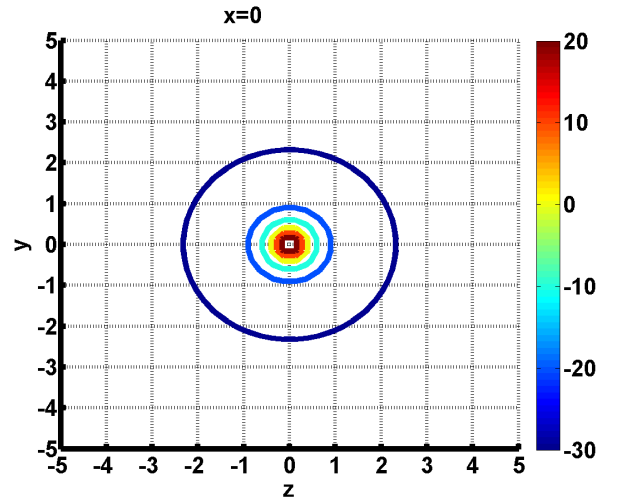


Рис. 13. Компонента электрического поля электрического диполя в сечении, перпендикулярном электрическому диполю.

Используя принцип перестановочной инвариантности: $\mathbf{E} \longleftrightarrow \mathbf{H}, j^{\mathcal{P}} \longleftrightarrow -j^{\mathcal{M}}, \varepsilon_a \longleftrightarrow -\mu_a$, найдем поля магнитного вибратора, расположенного по оси $\mathbf{X}$:

$$\begin{aligned}\mathbf{E}^{\mathcal{M}} &= -A_x^{\mathcal{M}} \frac{y}{R} \left(ik + \frac{1}{R} \right) \mathbf{z} + A_x^{\mathcal{M}} \frac{z}{R} \left(ik + \frac{1}{R} \right) \mathbf{y}, \\ \mathbf{H}^{\mathcal{M}} &= \frac{A_x^{\mathcal{M}}}{i\omega\mu_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R} - \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{x} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{x}{R} \left(\frac{x}{R} \mathbf{x} + \frac{y}{R} \mathbf{y} + \frac{z}{R} \mathbf{z} \right) \right].\end{aligned}$$

Осуществим переход $\mathbf{XYZ} \rightarrow \mathbf{YZX}$ для нахождения полей **магнитного диполя**, расположенного по оси $\mathbf{Y}$:

$$\begin{aligned}\mathbf{E}^{\mathcal{M}} &= -A_y^{\mathcal{M}} \frac{z}{R} \left(ik + \frac{1}{R} \right) \mathbf{x} + A_y^{\mathcal{M}} \frac{x}{R} \left(ik + \frac{1}{R} \right) \mathbf{z} = A_y^{\mathcal{M}} \left(ik + \frac{1}{R} \right) \left(\frac{x}{R} \mathbf{z} - \frac{z}{R} \mathbf{x} \right), \quad (2) \\ \mathbf{H}^{\mathcal{M}} &= \frac{A_y^{\mathcal{M}}}{i\omega\mu_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R} - \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{y} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{y}{R} \left(\frac{x}{R} \mathbf{x} + \frac{y}{R} \mathbf{y} + \frac{z}{R} \mathbf{z} \right) \right].\end{aligned}$$

На рис. 14–15 изображена в ближней зоне электрическая составляющая электромагнитного поля магнитного диполя расположенного по оси $\mathbf{Y}$. Из рисунков видно, что электрическая составляющая ближнего поля элементарного магнитного вибратора, как и ДН, похожа на „восьмерку“. Отличие в структуре ближнего поля магнитного диполя от электрического (рис. 12–13) заключается в отсутствии слагаемого $\sim \frac{1}{R^3}$ в электрической составляющей поля (см. формулу 2).

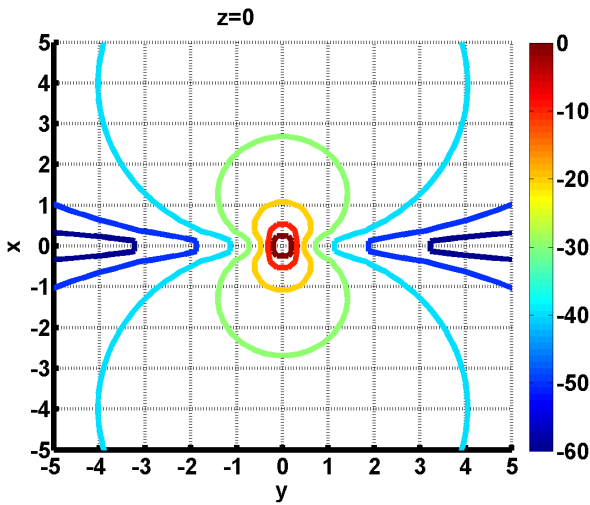


Рис. 14. Компонента электрического поля магнитного диполя в сечении, проходящем через магнитный диполь

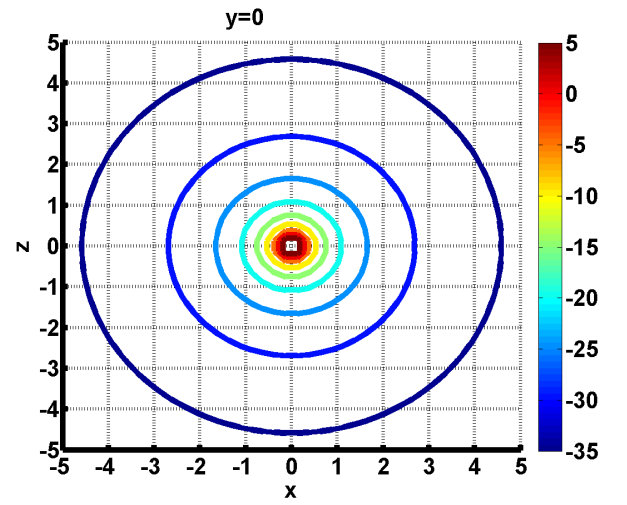


Рис. 15. Компонента электрического поля магнитного диполя в сечении, перпендикулярном магнитному диполю

Найдем суммарное поле от **обобщенного элемента Гюйгенса**, сложив уравнения 1 и 2:

$$\mathbf{E}^{O\partial\Gamma} = \mathbf{E}^\partial + \mathbf{E}^\mathcal{M} = \frac{A_x^\partial}{i\omega\varepsilon_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R} - \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{x} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{x}{R} \left(\frac{x}{R}\mathbf{x} + \frac{y}{R}\mathbf{y} + \frac{z}{R}\mathbf{z} \right) \right] + A_y^\mathcal{M} \left(ik + \frac{1}{R} \right) \left(\frac{x}{R}\mathbf{z} - \frac{z}{R}\mathbf{x} \right) \quad (3)$$

$$\mathbf{H}^{O\partial\Gamma} = \mathbf{H}^\mathcal{M} + \mathbf{H}^\partial = \frac{A_y^\mathcal{M}}{i\omega\mu_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R} - \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{y} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{y}{R} \left(\frac{x}{R}\mathbf{x} + \frac{y}{R}\mathbf{y} + \frac{z}{R}\mathbf{z} \right) \right] + A_x^\partial \left(ik + \frac{1}{R} \right) \left(\frac{y}{R}\mathbf{z} - \frac{z}{R}\mathbf{y} \right) \quad (4)$$

На данном этапе анализа нам не существенно наличие среды и значение частоты, важен вопрос принципиальной возможности формирования поля определенной конфигурации. Для упрощения математических выкладок перейдем в Гауссову систему измерений в вакууме в относительных длинах волн: $\varepsilon_a = 1$, $\mu_a = 1$, $\varepsilon = 1$, $\mu = 1$, $c = 1$, $\omega = 1$, $f = \frac{1}{2\pi}$, $\lambda = 2\pi$, $k = 1$, получаем:

$$\mathbf{E}^{O\partial\Gamma} = -iA_x^\partial \left[\left(1 - \frac{i}{R} - \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{x} + \left(-1 + \frac{3i}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{x}{R} \left(\frac{x}{R}\mathbf{x} + \frac{y}{R}\mathbf{y} + \frac{z}{R}\mathbf{z} \right) \right] + A_y^\mathcal{M} \left(i + \frac{1}{R} \right) \left(\frac{x}{R}\mathbf{z} - \frac{z}{R}\mathbf{x} \right), \text{ где}$$

$$A_x^\partial = j_x^\partial l_x^\partial \frac{\exp(-iR)}{4\pi R}, \quad A_y^\mathcal{M} = j_y^\mathcal{M} l_y^\mathcal{M} \frac{\exp(-iR)}{4\pi R}.$$

Пусть $j_x^\partial = 1$, $j_y^\mathcal{M} = K = |K| \exp(i\Phi)$, где $|K| = \frac{|j_y^\mathcal{M}|}{|j_x^\partial|}$, $\Phi = \arg(j_y^\mathcal{M}) - \arg(j_x^\partial)$, и $l_x^\partial = l_y^\mathcal{M} = 1$, тогда:

$$\mathbf{E}^{O\partial\Gamma} = \frac{\exp(-iR)}{4\pi R} \left[-i \left(1 - \frac{i}{R} - \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{x} - i \left(-1 + \frac{3i}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{x}{R} \left(\frac{x}{R}\mathbf{x} + \frac{y}{R}\mathbf{y} + \frac{z}{R}\mathbf{z} \right) + K \left(i + \frac{1}{R} \right) \left(\frac{x}{R}\mathbf{z} - \frac{z}{R}\mathbf{x} \right) \right], \quad (5)$$

$$\mathbf{H}^{O\partial\Gamma} = \frac{\exp(-iR)}{4\pi R} \left[K \left(-i \left(1 - \frac{i}{R} - \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{y} - i \left(-1 + \frac{3i}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{y}{R} \left(\frac{x}{R}\mathbf{x} + \frac{y}{R}\mathbf{y} + \frac{z}{R}\mathbf{z} \right) \right) + \left(i + \frac{1}{R} \right) \left(\frac{y}{R}\mathbf{z} - \frac{z}{R}\mathbf{y} \right) \right]. \quad (6)$$

Хотя формулы 5 и 6 принципиально не отличаются, для решения поставленной задачи достаточно анализа только электрической составляющей электромагнитного поля. Если возникнет необходимость в анализе магнитной составляющей, то действовать можно по аналогии.

Электрическая составляющая электромагнитного поля классического элемента Гюйгенса.

У классического элемента Гюйгенса $K = 1$, тогда электрическая компонента поля будет иметь вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^{o\Delta\Gamma} &= \frac{\exp(-iR)}{4\pi R} \left[-i \left(1 - \frac{i}{R} - \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{x} - \right. \\ &\quad \left. - i \left(-1 + \frac{3i}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{x}{R} \left(\frac{x}{R} \mathbf{x} + \frac{y}{R} \mathbf{y} + \frac{z}{R} \mathbf{z} \right) + \left(i + \frac{1}{R} \right) \left(\frac{x}{R} \mathbf{z} - \frac{z}{R} \mathbf{x} \right) \right] = \\ &= \frac{\exp(-iR)}{4\pi R} \left[\left(-i - \frac{1}{R} + \frac{i}{R^2} + \frac{x^2}{R^2} \left(i + \frac{3}{R} - \frac{3i}{R^2} \right) - \frac{z}{R} \left(i + \frac{1}{R} \right) \right) \mathbf{x} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{xy}{R^2} \left(i + \frac{3}{R} - \frac{3i}{R^2} \right) \mathbf{y} + \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{xz}{R^2} \left(i + \frac{3}{R} - \frac{3i}{R^2} \right) + \frac{x}{R} \left(i + \frac{1}{R} \right) \right) \mathbf{z} \right]. \end{aligned}$$

Графики приведены на рис. 16–18. ДН классического ЭГ, как известно — кардиоида. В ближней зоне структура поля немного сложнее — происходит интерференция полей электрического и магнитного диполей. Что приводит к частичной компенсации слагаемых $\sim \frac{1}{R}$ и $\sim \frac{1}{R^2}$ в отрицательном по направлению оси $\mathbf{Z}$ полупространстве. В обратном направлении происходит увеличения уровня электрической составляющей поля. „Впадинами“ будем называть области локальных минимумов простирающихся от центра ЭГ — на рис. 17 они параллельны оси $\mathbf{Z}$ и расположены выше и ниже этой оси. Вдоль обратного направления оси $\mathbf{Z}$ расположена область локальных максимумов электрической составляющей поля, которую будем называть „холмом“. В этих точках $x = 0, y = 0, z = -R$, получаем:

$$\mathbf{E}^{o\Delta\Gamma} = \frac{\exp(-iR)}{4\pi R} \left(-i - \frac{1}{R} + \frac{i}{R^2} + \left(i + \frac{1}{R} \right) \right) \mathbf{x} = \frac{i \exp(-iR)}{4\pi R^3} \mathbf{x}. \quad (7)$$

Формула 7 показывает результат интерференции полей магнитного и электрического диполя вдоль оси $\mathbf{Z}$. Поля почти полностью скомпенсированы, нескомпенсированной остается только слагаемое $\sim \frac{1}{R^3}$ электрической компоненты поля электрического диполя. Такое поле является решением нашей задачи — формируется область с минимальным уровнем поля. Поставим вопрос: можно ли увеличить эту область или уменьшить значения минимума поля путем варьирования параметра отношения токов диполей ОЭГ — $K \left(|K| = \frac{|j_y^M|}{|j_x^E|}, \arg(K) = \arg(j_y^M) - \arg(j_x^E) \right)$.

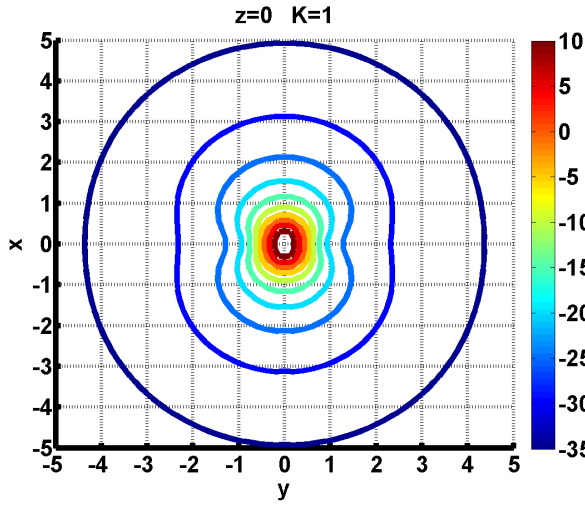


Рис. 16. Компонента электрического поля ОЭГ с $K=1$ в сечении, проходящем через магнитный и электрический диполи

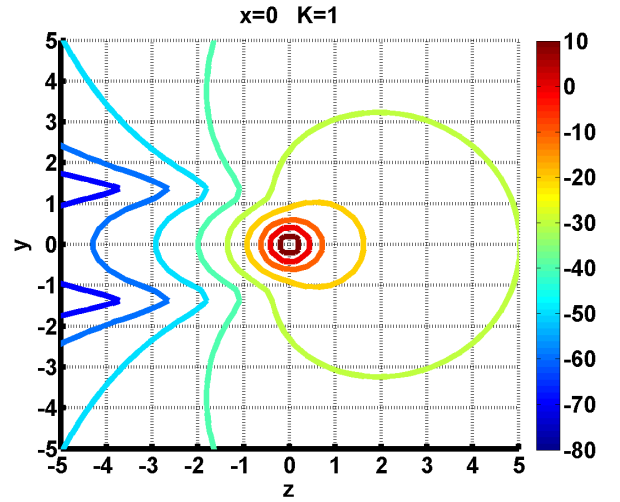


Рис. 17. Компонента электрического поля ОЭГ с $K=1$ в сечении, проходящем через магнитный и перпендикулярном электрическому диполю

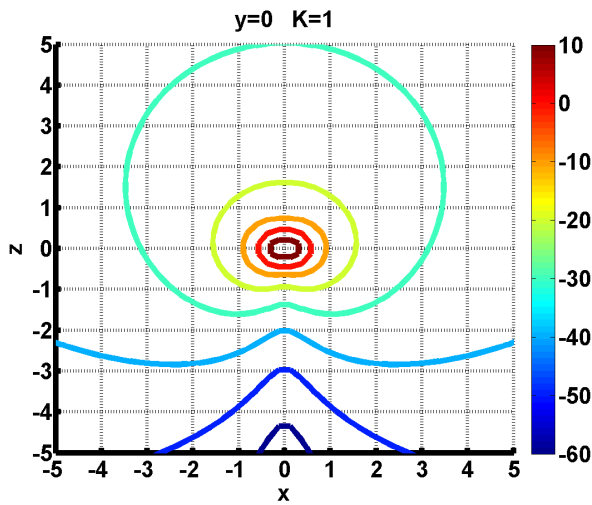


Рис. 18. Компонента электрического поля ОЭГ с $K=1$ в сечении, проходящем через электрический и перпендикулярном магнитному диполю

Анализ формируемых полей ОЭГ, отличающегося от классического.

Если $|K| \gg 1$ то электрическая составляющая поля, формируемое ОЭГ, стремится к полю, создаваемому магнитным диполем (рис. 14–15, 19–21). „Впадины“, которые были параллельны у классического ЭГ, разъехались почти на 180° и расположены почти вдоль направления диполя, а „холм“ значительно расширился, так что стал второй половинкой „восьмерки“ ДН элементарного вибратора. Большое увеличение параметра K не привело к улучшению результата.

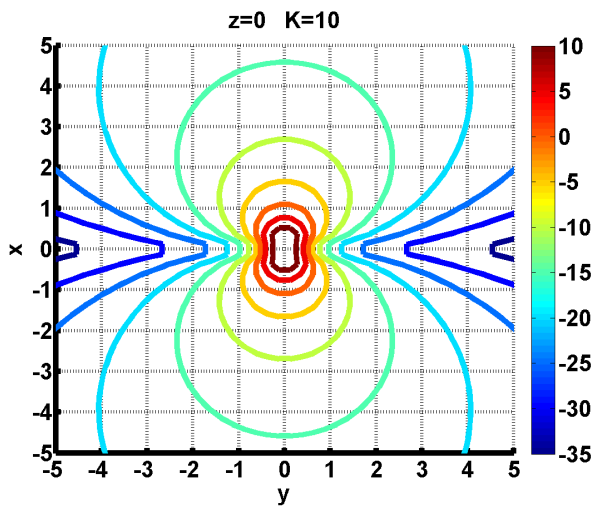


Рис. 19. Компонента электрического поля ОЭГ с $K=10$ в сечении, проходящем через магнитный и электрический диполи

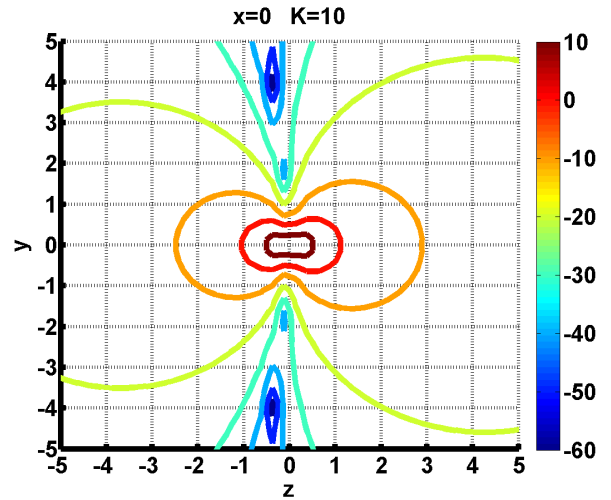


Рис. 20. Компонента электрического поля ОЭГ с $K=10$ в сечении, проходящем через магнитный и перпендикулярном электрическому диполю

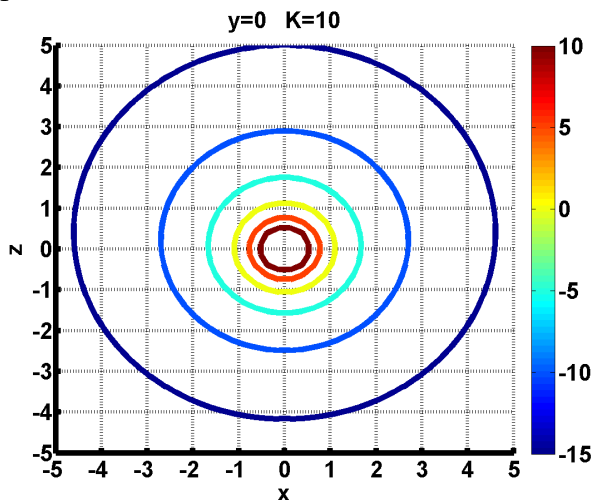


Рис. 21. Компонента электрического поля ОЭГ с $K=10$ в сечении, проходящем через электрический и перпендикулярном магнитному диполю

Если $|K| \ll 1$ то поле ОЭГ будет практически совпадать с полем электрического диполя, видно при сравнении рис. 22–24 и рис. 12–13. Полностью отсутствуют „впадины“ и „холмы“. Ближнее поле почти равномерно. Значительное уменьшение параметра K не привело к улучшению результата.

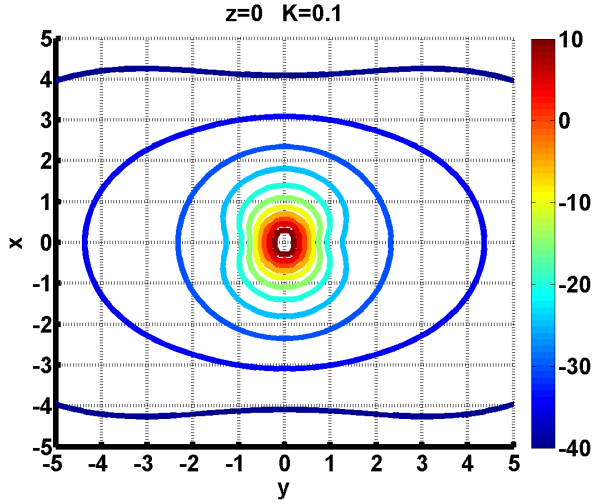


Рис. 22. Компонента электрического поля ОЭГ с $K=0.1$ в сечении, проходящем через магнитный и электрический диполи

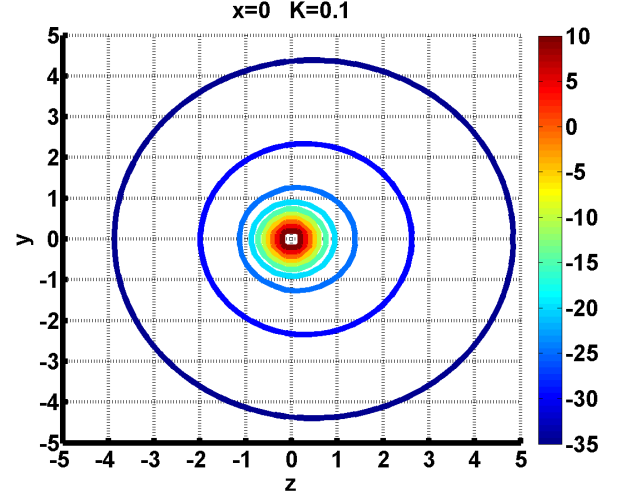


Рис. 23. Компонента электрического поля ОЭГ с $K=0.1$ в сечении, проходящем через магнитный и перпендикулярном электрическому диполю

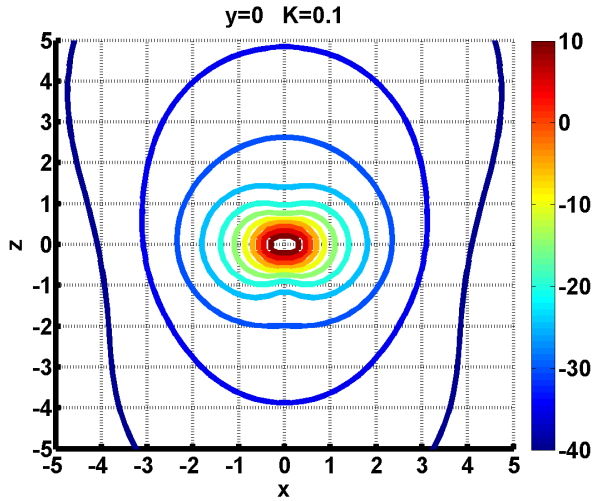


Рис. 24. Компонента электрического поля ОЭГ с $K=0.1$ в сечении, проходящем через электрический и перпендикулярном магнитному диполю

Поскольку значительное изменение отношения дипольных моментов магнитного и электрического диполей не привело к значимому результату, то рассмотрим значение $|K| \sim 1$, при котором происходит интерференция в области пространства полей от электрического и магнитного диполя. Неполное „гашение“ этих полей увеличивает размер области минимумов (можно провести аналогию с узкополосным и широкополосным согласованием). Рассмотрим следующие варианты: $K = 1.1$ (рис. 25–26), $K = 0.9$ (рис. 27–28), $K = 1 + 0.1i$ (рис. 29–30), $K = 1 - 0.1i$ (рис. 31–32).

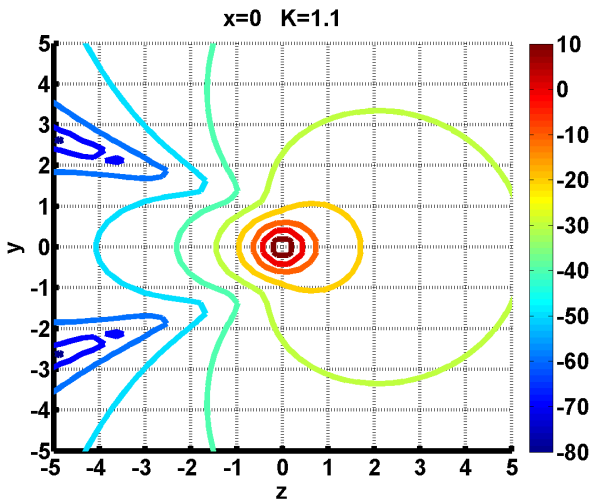


Рис. 25. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=1.1$ в сечении $x = 0$

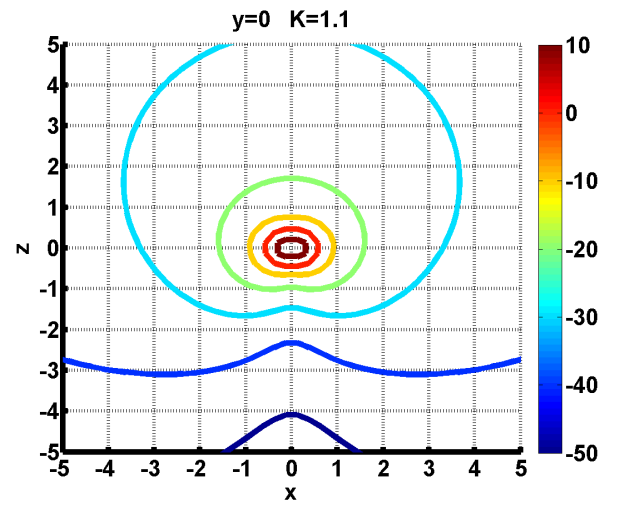


Рис. 26. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=1.1$ в сечении $y = 0$

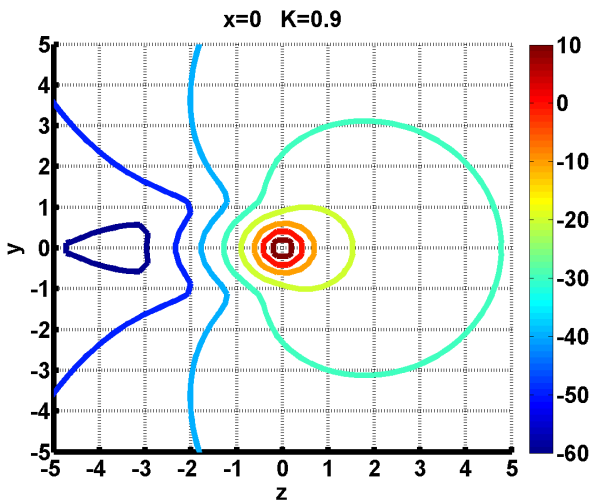


Рис. 27. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.9$ в сечении $x = 0$

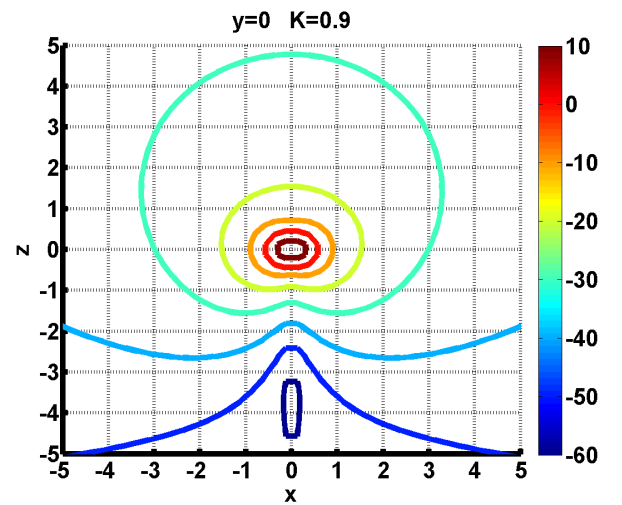


Рис. 28. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.9$ в сечении $y = 0$

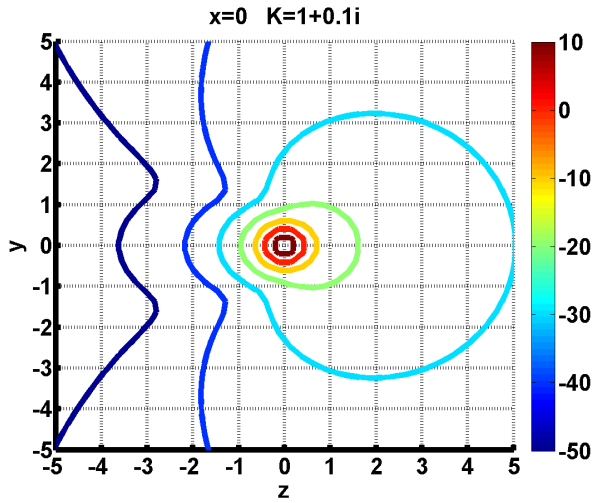


Рис. 29. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=1+0.1i$ в сечении $x=0$

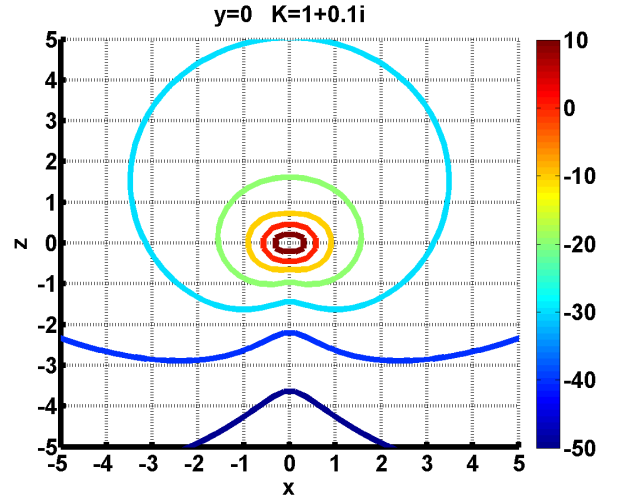


Рис. 30. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=1+0.1i$ в сечении $y=0$

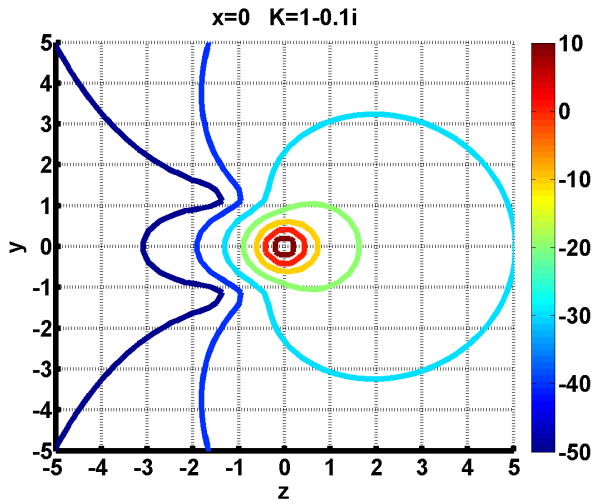


Рис. 31. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=1-0.1i$ в сечении $x=0$

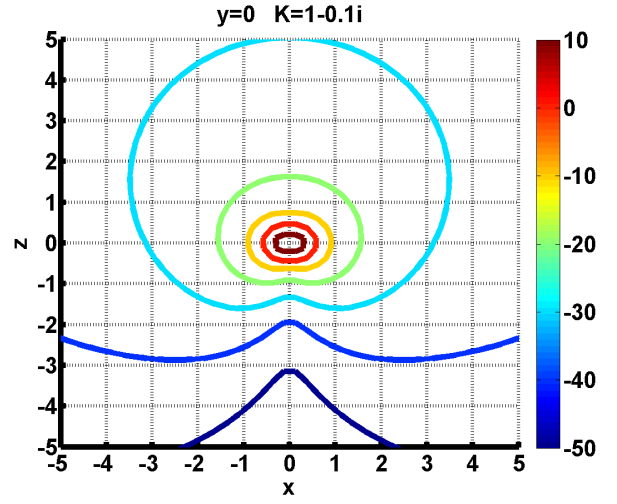


Рис. 32. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=1-0.1i$ в сечении $y=0$

На рис. 25–32 изображены значения компоненты электрического поля в плоскостях $x=0$ (сечение, проходящее через магнитный и перпендикулярное электрическому диполю) и $y=0$ (сечение, проходящее через электрический и перпендикулярное магнитному диполю). В сечение $z=0$ (сечение, проходящее через магнитный и электрический диполь) значительных изменений от варьирования K не происходит.

Выделим для случаев, изображенных на рис. 25–32, численные результаты для количественной оценки. Мощность подаваемая на ОЭГ связана с электрическим и магнитном током, варьирование параметра K приводит к изменению магнитного

тока, следовательно, происходит изменение мощности. Значения электрической напряженности в стороне максимального излучения на рис. 25–32 одинаково, следовательно изменение мощности подаваемой на ОЭГ на данном этапе анализа можно пренебречь.

Таблица 1

Численные характеристики поля ОЭГ с $|K| \sim 1$

Случай ОЭГ	Минимальное значение поля на расстоянии $R = 2$	Минимальное значение поля на расстоянии $R = 4$	Размер области локального минимума по уровню -60 дБ
$K = 1$	-60 дБ	-80 дБ	-
$K = 1.1$	-40 дБ	-70 дБ	0.2×0.4
$K = 0.9$	-50 дБ	-60 дБ	$2 \times 1 \times 0.5$
$K = 1 + 0.1i$	-40 дБ	-50 дБ	-
$K = 1 - 0.1i$	-50 дБ	-50 дБ	-

Из таблицы 1 и рис. 25–32 видно, что более подходящими для нашей цели исследования являются такие ОЭГ, у которых $K \sim 0.9$. На рис. 27–28 хорошо видны характерные области минимума электрического поля. У электрического компоненты поля ОЭГ с $K = 1.1$ (рис. 25–26) также есть минимумы, но они разнесены, и размеры областей этих минимумов незначительны. У ОЭГ со значением отношения дипольных моментов $K = 1.1$ и $K = 1 + 0.1i$ и $K = 1 - 0.1i$ локальных минимумов поля нет. Попробуем поварьировать параметром K для расширения этой области с минимальными значениями электрического поля. Рассмотрим тенденцию при уменьшении K от 1 до 0.75 для поля в плоскостях $x = 0$ и $y = 0$.

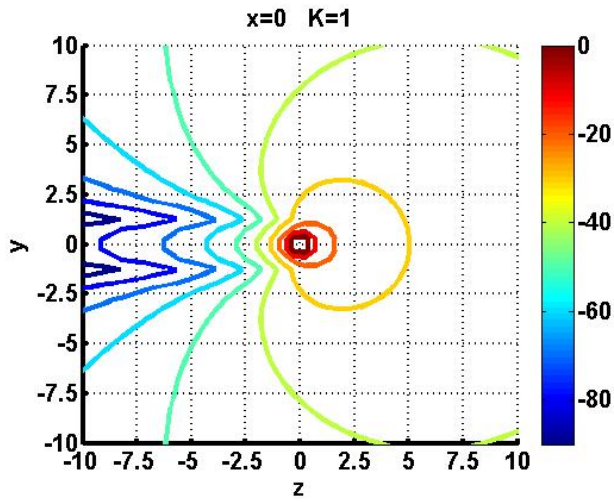


Рис. 33. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=1$ в сечении $x=0$

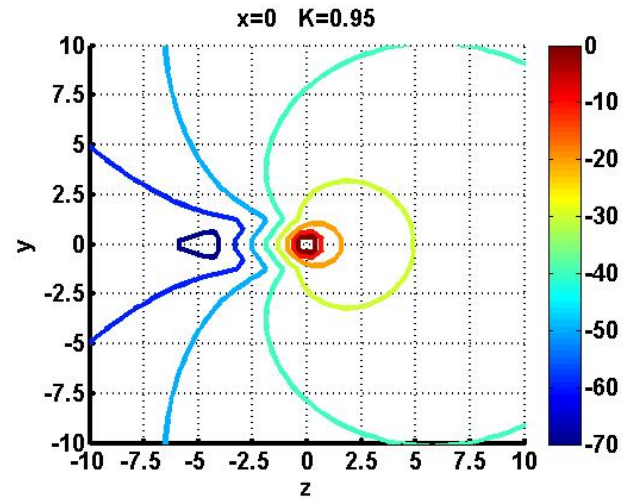


Рис. 34. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.95$ в сечении $x=0$

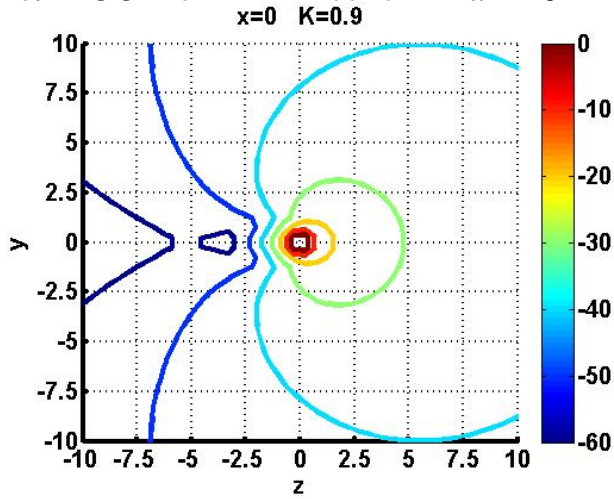


Рис. 35. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.9$ в сечении $x=0$

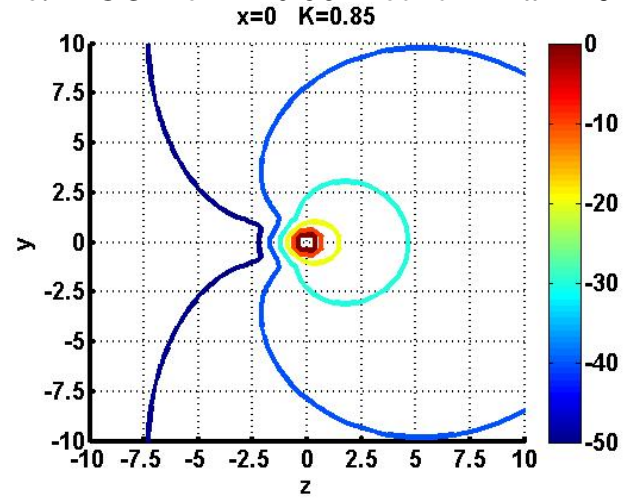


Рис. 36. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.85$ в сечении $x=0$

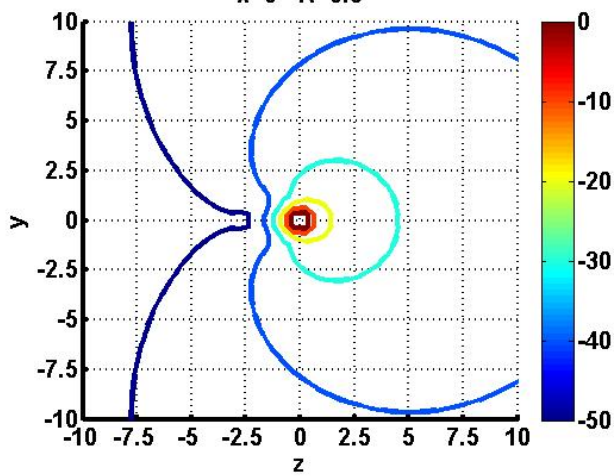


Рис. 37. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.8$ в сечении $x=0$

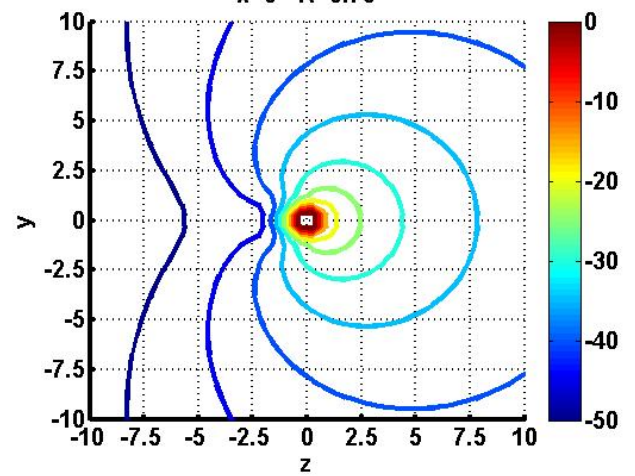


Рис. 38. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.75$ в сечении $x=0$

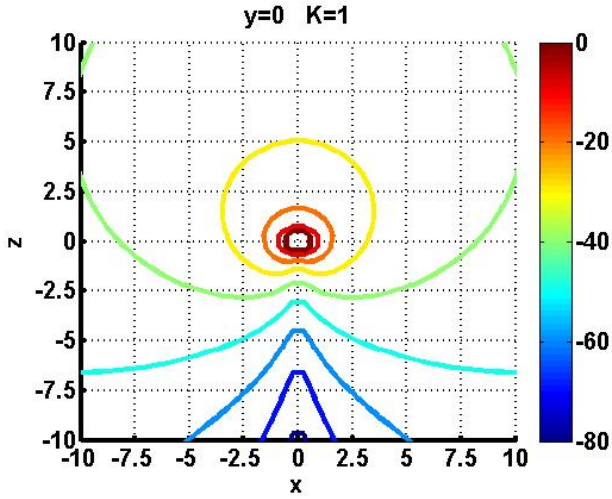


Рис. 39. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=1$ в сечении $y=0$

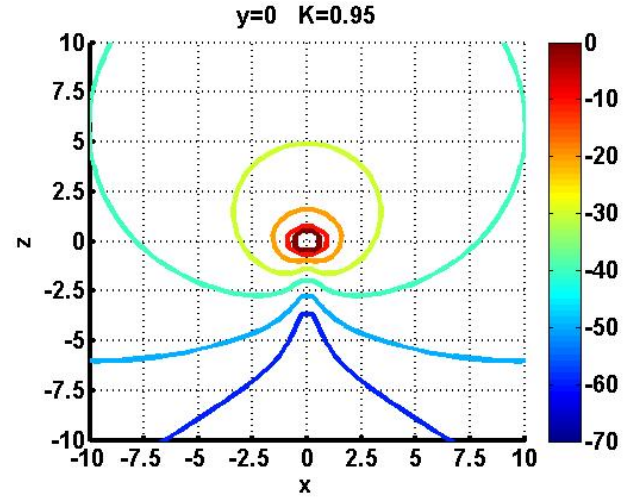


Рис. 40. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.95$ в сечении $y=0$

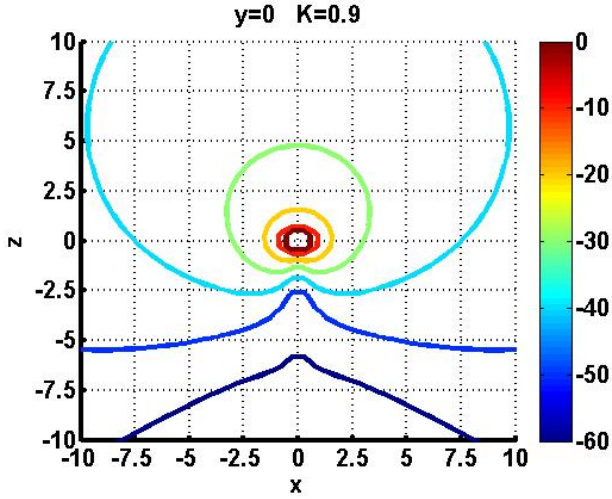


Рис. 41. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.9$ в сечении $y=0$

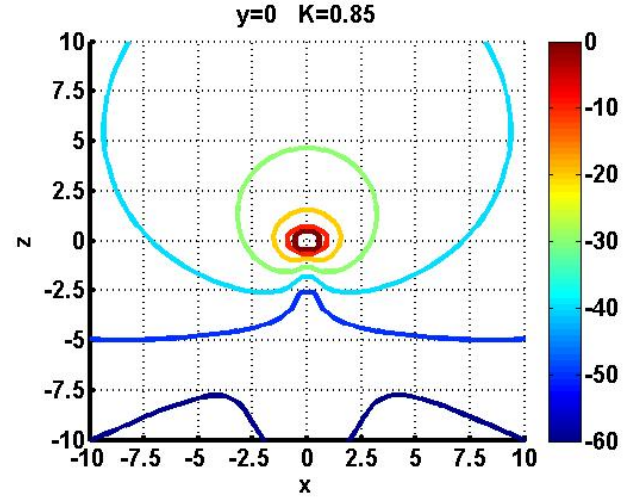


Рис. 42. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.85$ в сечении $y=0$

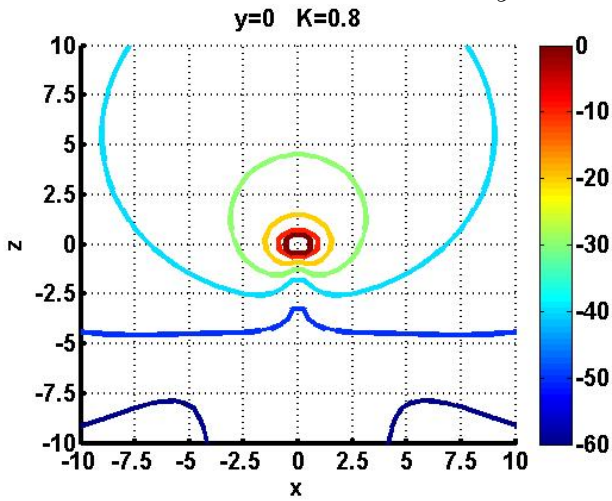


Рис. 43. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.8$ в сечении $y=0$

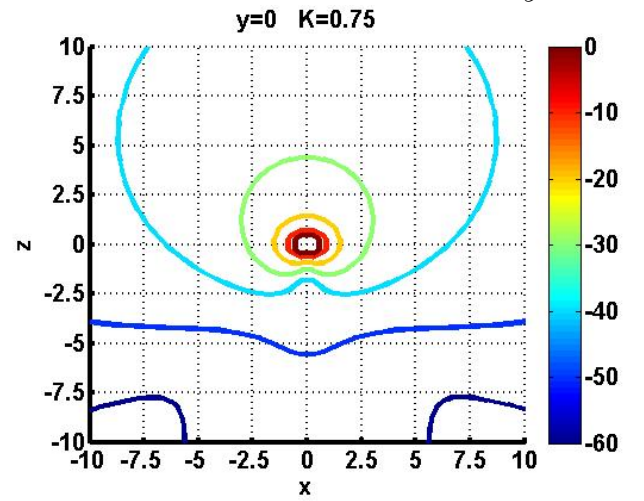


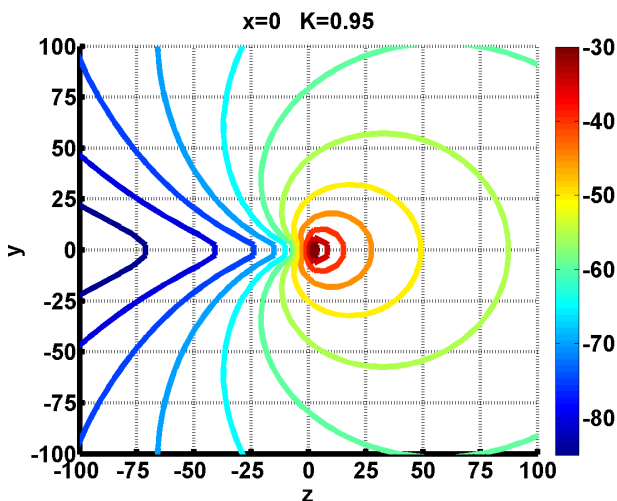
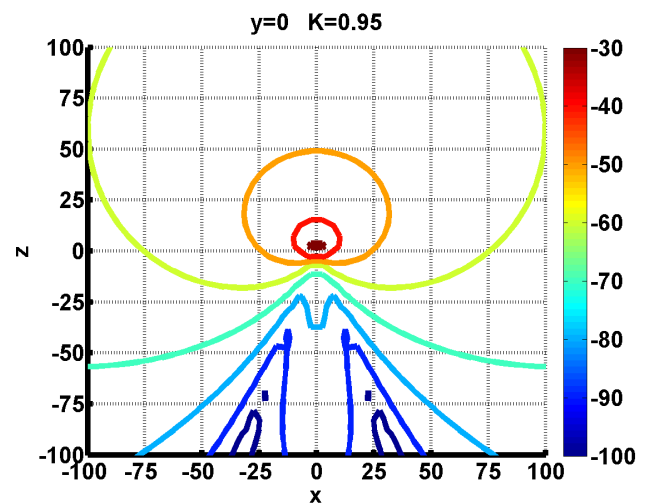
Рис. 44. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.75$ в сечении $y=0$

Таблица 2

Численные характеристики поля ОЭГ с $K \sim 0.9$

Случай ОЭГ	Минимальное значение поля на расстоянии $R = 2.5$	Минимальное значение поля на расстоянии $R = 5$	Размер области локального минимума по уровню -60 дБ
$K = 1$	-50 дБ	-70 дБ	-
$K = 0.95$	-50 дБ	-70 дБ	2.5×1.5
$K = 0.9$	-50 дБ	-50 дБ	2×1
$K = 0.85$	-60 дБ	-50 дБ	-
$K = 0.8$	-50 дБ	-50 дБ	-
$K = 0.75$	-40 дБ	-50 дБ	-

В результате анализа рисунков 33–44 и таблицы 2 наиболее подходящий вариант $K = 0.95$. Рассмотрим этот вариант в дальней зоне рис. 45–46. Антенна с такой ДН будет обеспечивать устройство стабильным сигналом.

Рис. 45. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.95$ в сечении $x = 0$ Рис. 46. Электрическая составляющая поля ОЭГ с $K=0.95$ в сечении $y = 0$

Вывод. Варьирование параметра K у ОЭГ привело к возникновению локального минимума в электрической составляющей электромагнитного поля системы.

3.2.2. Исследование электромагнитного поля системы параллельных электрических диполей.

Постановка задачи.

Имеется система из $M + N$ излучателей. Первые M излучателей используются для формирования заданной диаграммы направленности. Остальные N излучателей для формирования заданного числа нулей электромагнитного поля в ближней и промежуточной зонах системы. Назовем M излучателей — базовыми (главными), N излучателей — дополнительными (управляющими).

Поскольку решение задачи в такой общей поставке вызывает затруднения, введем ряд упрощений, не влияющих на прикладной аспект данной задачи. Для простоты предположим, что излучателями являются параллельные электрические вибраторы одинаковой длины, центры которых находятся в одной плоскости, ортогональной осям вибраторов, координаты вибраторов фиксированы. Режим излучения — гармонический. Все излучатели — диполи, поле которых определяется заданием комплексного числа — дипольного момента. В этой же плоскости задается координаты N точек, в которых потребуем равенства нулю значений электрического поля.

Основные исследования будем проводить при задании одного базового и до трех управляющих диполей ($M=1$, $N=1..3$).

Решение.

Электрическая составляющая электромагнитного поля электрического диполя (главного), расположенного в центре координат и направленного вдоль оси X :

$$\mathbf{E}^{\text{э,гл}} = \frac{A_x}{i\omega\epsilon_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R} - \frac{1}{R^2} \right) \mathbf{x} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2} \right) \frac{x}{R} \left(\frac{x}{R} \mathbf{x} + \frac{y}{R} \mathbf{y} + \frac{z}{R} \mathbf{z} \right) \right]. \quad (8)$$

Пусть имеется другой диполь (управляющий), смещенный на $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ относительно первого и имеющий дипольный момент в K раз отличающийся от

главного, где $K = |K| \exp(i\Phi)$.

$$\mathbf{E}^{\text{э,упр}} = \frac{KA'_x}{i\omega\epsilon_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2} \right) \mathbf{x} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2} \right) \frac{x - \Delta x}{R'} \left(\frac{x - \Delta x}{R'} \mathbf{x} + \frac{y - \Delta y}{R'} \mathbf{y} + \frac{z - \Delta z}{R'} \mathbf{z} \right) \right] \quad (9)$$

Теперь зададим координаты нуля (x_0, y_0, z_0) . В этой точке значение электрического поля от главного и от управляющего должно быть полностью скомпенсировано. Из формул 8 и 9 в точке (x_0, y_0, z_0) получаем три уравнения (для каждой составляющей) для нахождения одного значения K . Система переопределена, для решения введем упрощение.

Рассмотрим систему из параллельных вибраторов, центры которых лежат в одной плоскости.

Если центры диполей и нуль лежат в одной плоскости, перпендикулярной самим диполям, то остается одно уравнение для одной компоненты. В этой плоскости $x = 0$, $\Delta x = 0$ и $x_0 = 0$. В результате получаем одно уравнение для одной переменной:

$$\begin{aligned} K &= -\frac{A_x}{A'_x} \frac{k^2 - \frac{ik}{R} - \frac{1}{R^2}}{k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2}} = -\frac{\exp(-ikR)R' \left(k^2 - \frac{ik}{R} - \frac{1}{R^2} \right)}{\exp(-ikR')R \left(k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2} \right)} = \\ &= -\exp(ik(R' - R)) \frac{R'^3}{R^3} \cdot \frac{k^2 R^2 - ikR - 1}{k^2 R'^2 - ikR' - 1}, \end{aligned} \quad (10)$$

Самый простой случай возникает, когда расстояние от первого (главного) диполя до нуля (R) равно расстоянию от второго (управляющего) до нуля (R'). Этому условию удовлетворяют бесконечное количество точек, лежащих на линии, при одном и том же значении $K = -1$ (рис. 47).

Другой случай — нуль лежит по одну сторону от обоих диполей на линии центра диполей. Так что $R = x$, а $R' = x + \Delta x$. Около этого нуля возникает не полностью компенсированное поле, имеющие вид полумесяца с *фокусом* в центре ближайшего к нулю диполю (рис. 48).

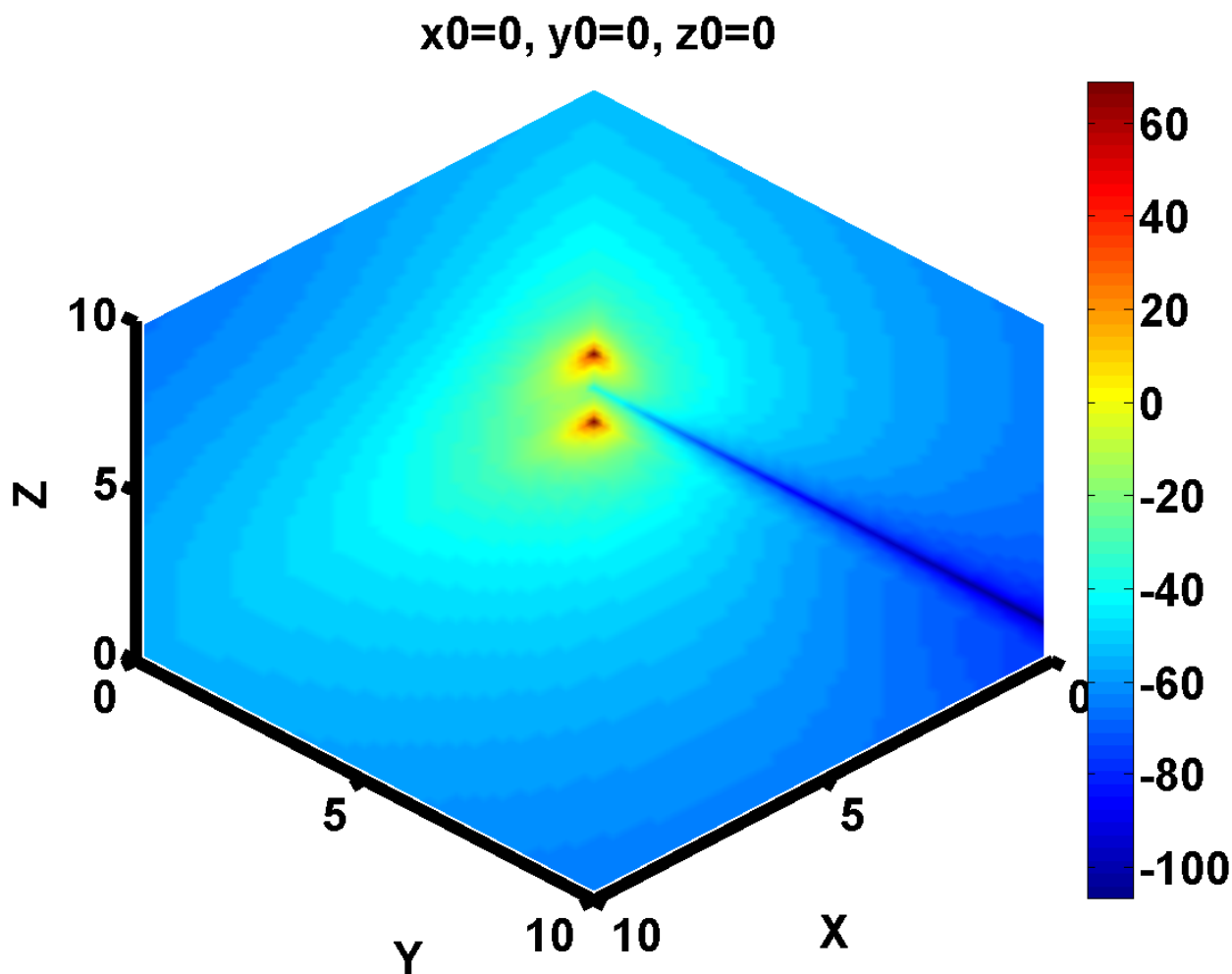


Рис. 47. Электрическая составляющая поля от 2 диполей, формирующих нули на линии

Если немного отодвигать нуль от линии центра диполей, то симметрично этой линии будет возникать такой же нуль. *Полумесяц* не полностью компенсированного поля будет расширяться, увеличивая объем с малым значением мощности поля. Данный случай является самым интересным для нас. Одно из свойств, что эта область мало зависит от малого изменения фазы управляющего диполя, что позволяет задуматься о практической реализации. Для расчета на рис. 48 значение дипольного момента управляющего диполя $|P| = 0.5382$, $\arg(P) = -161^\circ$ координата нуля $(0, 0, 4)$, на рис. 49 значение дипольного момента управляющего диполя $|P| = 0.5751$, $\arg(P) = -165^\circ$ координата нуля $(0, 1, 4)$.

Получаем: для двух диполей можно создать один, два и бесконечное большое количество нулей (в одном конкретном случае) за счет симметрии.

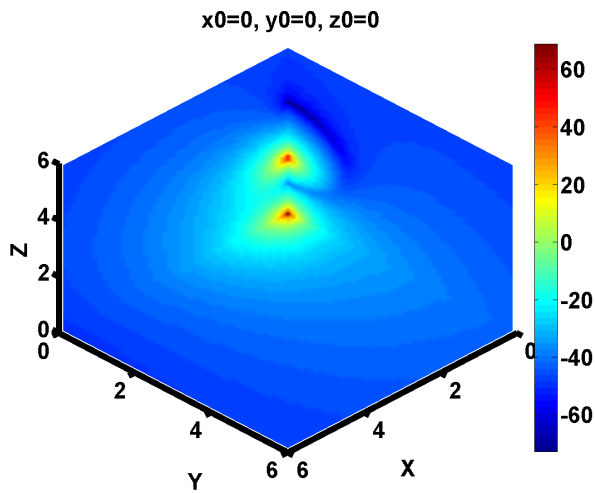


Рис. 48. Электрическая составляющая поля от 2 диполей, формирующих 1 нуль

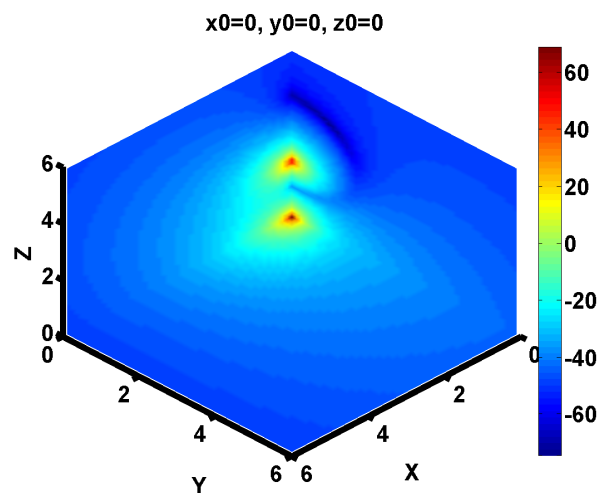


Рис. 49. Электрическая составляющая поля от 2 диполей, формирующих 2 нуля

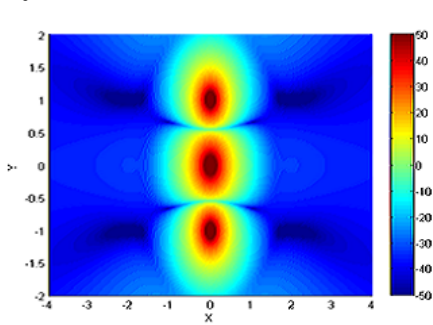


Рис. 50. Электрическая составляющая поля от 3 диполей, формирующих 4 нуля

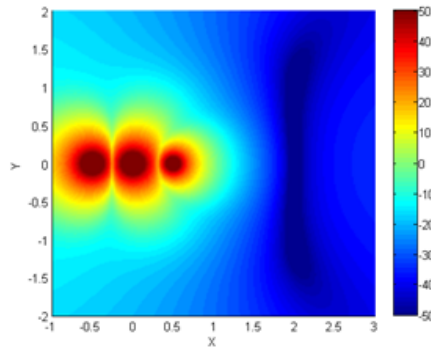


Рис. 51. Электрическая составляющая поля от 3 диполей, формирующих 3 нуля

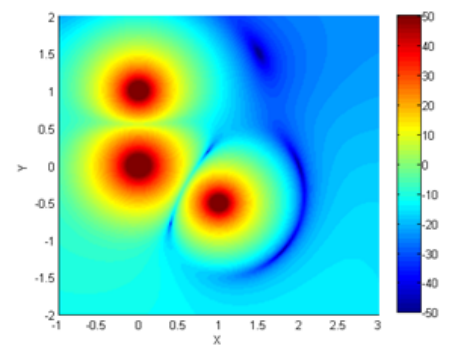


Рис. 52. Электрическая составляющая поля от 3 диполей, формирующих 2 нуля

Для трех диполей — одного главного и двух управляющих — возможно создать два, три и четыре точных нуля, за счет симметрии, рис. 50–52.

Выводы. Система из параллельных вибратора может формировать поля, с точными нулями в электрической компоненте. Если сформированные нули расположены близко, то увеличивается область пространства с минимум электрической компоненты поля. Увеличение управляющих диполей более трех не улучшает результатов из-за уменьшения симметрии системы.

3.3. Решение задачи в общем виде

3.3.1. Исследование электромагнитного поля системы произвольно направленных электрических диполей.

Произвольно направленный управляющий диполь

Пусть координаты нуля (x_0, y_0, z_0) , чтобы скомпенсировать в этой точке электрическую составляющую, одного параллельного управляющего диполя будет недостаточно. Представим управляющий диполь как три взаимно перпендикулярных вибратора, параллельных основным осям (это будет соответствовать одному определенным образом направленному в пространстве диполю). Теперь чтобы скомпенсировать все три составляющих электрического поля у нас есть три переменных значения K_i — для каждого перпендикулярного диполя.

$$\begin{aligned}
\mathbf{E}^{\text{э,упрX}} &= \frac{K_X A'}{i\omega\epsilon_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2} \right) \mathbf{x} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2} \right) \frac{x - \Delta x}{R'} \left(\frac{x - \Delta x}{R'} \mathbf{x} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{y - \Delta y}{R'} \mathbf{y} + \frac{z - \Delta z}{R'} \mathbf{z} \right) \right], \\
\mathbf{E}^{\text{э,упрY}} &= \frac{K_Y A'}{i\omega\epsilon_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2} \right) \mathbf{y} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2} \right) \frac{y - \Delta y}{R'} \left(\frac{x - \Delta x}{R'} \mathbf{x} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{y - \Delta y}{R'} \mathbf{y} + \frac{z - \Delta z}{R'} \mathbf{z} \right) \right], \\
\mathbf{E}^{\text{э,упрZ}} &= \frac{K_Z A'}{i\omega\epsilon_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2} \right) \mathbf{z} + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2} \right) \frac{z - \Delta z}{R'} \left(\frac{x - \Delta x}{R'} \mathbf{x} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{y - \Delta y}{R'} \mathbf{y} + \frac{z - \Delta z}{R'} \mathbf{z} \right) \right], \\
\mathbf{E}^{\text{э,упр}} &= \frac{A'}{i\omega\epsilon_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2} \right) (K_X \mathbf{x} + K_Y \mathbf{y} + K_Z \mathbf{z}) + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2} \right) \times \right. \\
&\quad \left. \times \left(\frac{x - \Delta x}{R'} \mathbf{x} + \frac{y - \Delta y}{R'} \mathbf{y} + \frac{z - \Delta z}{R'} \mathbf{z} \right) \left(K_X \frac{x - \Delta x}{R'} + K_Y \frac{y - \Delta y}{R'} + K_Z \frac{z - \Delta z}{R'} \right) \right], \\
E_{l=x,y,z}^{\text{э,упр}} &= \frac{A'}{i\omega\epsilon_a} \left[\left(k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2} \right) K_l + \left(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2} \right) \frac{l - \Delta l}{R'} \sum_{j=x,y,z} \frac{j - \Delta j}{R'} K_j \right],
\end{aligned}$$

Получаем систему уравнений:

$$\begin{cases} E_x^\vartheta = E_x^{\vartheta, \vartheta, \vartheta} + E_x^{\vartheta, \vartheta, \vartheta X} + E_x^{\vartheta, \vartheta, \vartheta Y} + E_x^{\vartheta, \vartheta, \vartheta Z} = 0 \\ E_y^\vartheta = E_y^{\vartheta, \vartheta, \vartheta} + E_y^{\vartheta, \vartheta, \vartheta X} + E_y^{\vartheta, \vartheta, \vartheta Y} + E_y^{\vartheta, \vartheta, \vartheta Z} = 0 \\ E_z^\vartheta = E_z^{\vartheta, \vartheta, \vartheta} + E_z^{\vartheta, \vartheta, \vartheta X} + E_z^{\vartheta, \vartheta, \vartheta Y} + E_z^{\vartheta, \vartheta, \vartheta Z} = 0 \end{cases} \quad (11)$$

Система из главного и произвольно направленного управляющего диполя

Решением системы комплексных уравнений 11 будет комплексное число. Но физически реализовать такой диполь, чтобы фазы у K_i были разные, невозможно (т.к. стоит всего один источник). Нахождение абсолютного нуля в такой постановке в общем виде невозможно. Нужно находить такое значение фазы, при котором поле минимально или область с минимумом поля имеет наибольший объем. Или же кроме направления диполя можно еще изменять его положение (координаты). Три комплексных уравнения разделяются на 6 действительных. Из неизвестных у нас три амплитуды и одна фаза K_i , не хватает еще 2 неизвестных. Если еще добавить 3 неизвестных — координаты диполя, то возникнет избыточность.

$$\left\{ \begin{aligned} & K_X(k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2} + (-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2})\frac{x_0 - \Delta x}{R'}\frac{x_0 - \Delta x}{R'}) + K_Y(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2}) \times \\ & \quad \times \frac{y_0 - \Delta y}{R'}\frac{x_0 - \Delta x}{R'} + K_Z(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2})\frac{z_0 - \Delta z}{R'}\frac{x_0 - \Delta x}{R'} = \\ & \quad = -\frac{A}{A'}[(k^2 - \frac{ik}{R} - \frac{1}{R^2}) + (-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2})\frac{x_0}{R}\frac{x_0}{R}] \\ & K_X(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2})\frac{x_0 - \Delta x}{R'}\frac{y_0 - \Delta y}{R'} + K_Y(k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2} + (-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2}) \times \\ & \quad \times \frac{y_0 - \Delta y}{R'}\frac{y_0 - \Delta y}{R'}) + K_Z(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2})\frac{z_0 - \Delta z}{R'}\frac{y_0 - \Delta y}{R'} = \\ & \quad = -\frac{A}{A'}(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2})\frac{x_0}{R}\frac{y_0}{R} \\ & K_X(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2})\frac{x_0 - \Delta x}{R'}\frac{z_0 - \Delta z}{R'} + K_Y(-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2})\frac{y_0 - \Delta y}{R'}\frac{z_0 - \Delta z}{R'} + \\ & \quad + K_Z(k^2 - \frac{ik}{R'} - \frac{1}{R'^2} + (-k^2 + \frac{3ik}{R'} + \frac{3}{R'^2})\frac{z_0 - \Delta z}{R'}\frac{z_0 - \Delta z}{R'}) = \\ & \quad = -\frac{A}{A'}(-k^2 + \frac{3ik}{R} + \frac{3}{R^2})\frac{x_0}{R}\frac{z_0}{R} \end{aligned} \right.$$

3.3.2. Альтернативный способ определения характеристик произвольно направленного диполя

Чтобы избежать неопределенности в задании системы, описанной в предыдущей части, связанной с рассмотрением 3 взаимно перпендикулярных диполей, можно рассмотреть другой способ. Зададим локальную систему координат (ЛСК), связанную с этим диполем. Ось **Z** ЛСК направим вдоль диполя. В этой системе координат мы можем найти аналитически напряженность поля, создаваемую диполем во всех точках пространства.

Если диполь сдвинут относительно глобальной системы координат (ГСК) на $(x_\partial, y_\partial, z_\partial)$ и повернут на $\theta_\partial, \varphi_\partial$, то точка, имеющая координаты (x, y, z) в ГСК, будет иметь координаты (x', y', z') в ЛСК:

$$x' = (x - x_\partial) \cos \theta_\partial \cos \varphi_\partial + (y - y_\partial) \cos \theta_\partial \sin \varphi_\partial - (z - z_\partial) \sin \theta_\partial$$

$$y' = -(x - x_\partial) \sin \varphi_\partial + (y - y_\partial) \cos \varphi_\partial$$

$$z' = (x - x_\partial) \sin \theta_\partial \cos \varphi_\partial + (y - y_\partial) \sin \theta_\partial \sin \varphi_\partial - (z - z_\partial) \cos \theta_\partial$$

Компоненты поля найденные в ЛСК (E'_x, E'_y, E'_z) обратным преобразованием пересчитываются в компоненты поля в ГСК:

$$E_x = E'_x \cos \theta_\partial \cos \varphi_\partial - E'_y \sin \varphi_\partial + E'_z \sin \theta_\partial \cos \varphi_\partial$$

$$E_y = E'_x \cos \theta_\partial \sin \varphi_\partial + E'_y \cos \varphi_\partial + E'_z \sin \theta_\partial \sin \varphi_\partial$$

$$E_z = -E'_x \sin \theta_\partial + E'_z \cos \theta_\partial$$

3.3.3. Исследование электромагнитного поля системы одного главного и четырех произвольно направленных электрических диполей

Пусть есть один главный диполь, который формирует основное поле. Введение одного управляющего диполя позволяет сформировать один ноль в точке. Если управляющих диполя два, то можно уже говорить о формировании некоего отрезка

на прямой, с минимумом поля. Три диполя могут сформировать минимальное поле на части плоскости. И только 4 диполя будут формировать минимум поля в пространстве. Рассмотрим эту задачу подробнее.

Задан главный диполь и 4 управляющих, нужно найти такие параметры управляющих диполей, при которых создаваемые ими нули формировали некую область в пространстве в которой значение поле было меньше некой заданной величины.

Используем численный метод реализованный в Octave (распространяющийся бесплатно аналог Matlab'a), для составления программы расчета. На рис. 53 и 54 приведены результаты расчета, в которых координаты нулей были переменными величинами. На рис. 55 и 56 приведены результаты расчета с наперед заданными координатами минимумов электрической составляющей поля.

3.4. Выводы по главе

Заключением данной главы станут следующие результаты.

1. Показана возможность полной компенсации в M точках пространства электрического поля от одного главного электрического диполя полем от M управляющих электрических диполей, где $M=1, 2, 3, 4$.
2. Показана возможность формирования близ этих точек области минимума поля, для одного электрического управляющего диполя.
3. Показана возможность формирования близ этих точек области минимума поля, для одного магнитного управляющего диполя, перпендикулярного главному электрическому диполю.
4. Составлена программа в Octave для нахождения параметров M управляющих диполей.

vvD

1 добавить редактировать удалить тест

	д	x	y	z	\theta	\phi	P	arg(P)
1	Э	0	0	0	0	0	1	0
2	Э	21.0531	-1.1001	6.571	5.8728	5347.9338	-0.0022613	-1.2201
3	Э	17.487	-1.23	-16.7495	-11.0263	5570.6409	-0.00044071	-7.1778
4	Э	-0.015307	0.0018635	-0.0017957	-0.0047262	-18232.1298	-0.99804	0.0011517
5	Э	-11.8363	2.2864	-9.2462	4.1332	-15012.3138	-4.2885e-005	-0.85714

OK отмена сохранить загрузить

vvN

1 добавить редактировать удалить тест

	x	y	z
1	12.0669	-0.68151	4.1092
2	-13.7225	3.768	-3.9317
3	26.2477	-1.3873	-12.5773
4	-13.7225	3.768	-3.9317

OK отмена сохранить загрузить

Рис. 53. Параметры диполей системы и координаты нулей поля

диполи в точке в точке в точке в точке

Диполи

2D Сечение 3D Сечение

Настройки

Оформление

Постояние: 2D 3D

18 close all

Сохранение Сохранить рис

5 dip в точке

Нули

рассчет y=const

в точке

X= 12.0669 Y= -0.68151 Z= 4.1092 В нуле Ex= 4.34674e-007 Ey= -2.38757e-007 Ez= 4.30813e-007 E= 3.79226e-006 dbE= -108.422 Посчитать

в точке

X= -13.7225 Y= 3.768 Z= -3.9317 В нуле Ex= -1.73951e-007 Ey= 4.06125e-009 Ez= -9.36694e-009 E= 6.36614e-007 dbE= -123.922 Посчитать

в точке

X= 26.2477 Y= -1.3873 Z= -12.5773 В нуле Ex= -6.37066e-007 Ey= -7.36385e-008 Ez= -4.58805e-007 E= 2.18656e-006 dbE= -113.205 Посчитать

в точке

X= -13.7225 Y= 3.768 Z= -3.9317 В нуле Ex= -1.73951e-007 Ey= 4.06125e-009 Ez= -9.36694e-009 E= 6.36614e-007 dbE= -123.922 Посчитать

Рис. 54. Значения электрической компоненты поля в точках минимумов поля

vvD

1

	д	x	y	z	\theta	\phi	P	arg(P)
1	Э	0	0	0	0	0	1	0
2	Э	1.7881	1.7379	1.7657	-0.18908	-9.0545	-0.43225	-0.18699
3	Э	1.7881	1.7379	-1.7657	0.18908	1.1959	-0.43225	-0.18698
4	Э	-1.7881	1.7379	1.7657	0.18908	-5.8425	-0.43225	-0.18698
5	Э	-1.7881	1.7379	-1.7657	-0.18908	-2.9129	-0.43225	-0.18698

vvN

1

	x	y	z
1	1	1	1
2	-1	1	1
3	1	1	-1
4	-1	1	-1

Рис. 55. Параметры диполей системы и координаты нулей поля

диполи	в точке	в точке	в точке	в точке
Диполи 2D Сечение 3D Сечение Настройки Оформление Постояние: 2D 3D 1 close all Сохранение Сохранить рис 5 dip в точке Нули рассчет y=const	X= 1 Y= 1 Z= 1 В нуле Посчитать Ex= 0.00879663 Ey= 0.010424 Ez= -0.00397523 E= 0.0183812 dbE= -34.7125	X= -1 Y= 1 Z= 1 В нуле Посчитать Ex= -0.00881564 Ey= 0.010426 Ez= -0.00395902 E= 0.0183821 dbE= -34.7121	X= 1 Y= 1 Z= -1 В нуле Посчитать Ex= -0.00880899 Ey= -0.010423 Ez= -0.00396495 E= 0.0183758 dbE= -34.7151	X= -1 Y= 1 Z= -1 В нуле Посчитать Ex= 0.00880983 Ey= -0.0104242 Ez= -0.0039616 E= 0.0183762 dbE= -34.7149

Рис. 56. Значения электрической компоненты поля в точках минимумов поля

4. Расчет поля антенны, расположенной вблизи головы человека, с помощью универсальной электродинамической САПР

В этой главе проведен численный расчет в одной из универсальных программ автоматического электродинамического проектирования. Расчет направлен на получение численных значений удельной поглощаемой мощности (SAR). Именно по значению SAR можно определять влияние антенны беспроводного устройства на биологические объекты.

4.1. Краткий обзор электродинамических САПР

4.1.1. Обзор HFSS

HFSS реализует мощь метода конечных элементов (finite element method FEM), используя методы типа автоматического адаптивного генерирования и деления ячеек, метод конечных элементов для векторов поля и адаптивную развертку (Adaptive Lanczos Pade Sweep, ALPS). HFSS автоматически вычисляет кратные адаптивные решения до определяемого пользователем критерия сходимости. Решения для поля, найденные из уравнений Максвелла, точно предсказывают все дисперсионные характеристики, существующие типы волн, преобразования типов волн, потери в материалах и на излучения.

4.1.2. Обзор FEKO

Главной особенностью программы FEKO, отличающей ее от аналогичных продуктов (Microwave Office, HFSS и т.д.) является удачное сочетание численных методов решения трехмерных электродинамических задач (метод моментов (MoM)) с приближенными аналитическими методами: метод физической оптики (МФО) и однородная теория дифракции (ОТД). Такое сочетание позволяет преодолеть

главный недостаток программ компьютерного моделирования высокочастотных структур: большие затраты ресурсов при моделировании объектов с размерами много большими длины волны. В результате появляется возможность решения таких задач, как рассеяние радиоволн на самолете или корабле и распространение радиоволн в городских условиях с хорошей точностью.

4.1.3. Обзор Microwave Office

Система EMSight (система трехмерного электромагнитного моделирования, включенная в Microwave Office) при расчетах использует метод моментов Галеркина, который, по мнению разработчиков, представляет собой наиболее точный и устойчивый алгоритм электромагнитного анализа. Структура анализируется внутри ограниченной многослойной области прямоугольной формы, причем боковые границы области всегда представляются как идеальные проводники, в то время как верхняя и нижняя границы могут иметь потери. Количество анализируемых слоев, межслойных соединений и внешних портов неограничено.

4.1.4. Обзор CST

Программное обеспечение CST содержит четыре различных метода моделирования: расчет переходного процесса, анализ в частотной области, нахождения собственных чисел (решений), решающее устройство анализа форм колебаний.

Среда была разработана с учетом постоянно возрастающих требований к сложности моделируемых эффектов и их взаимосвязей: Смешанный анализ электрических схем и ЕМ структур, Тепловой анализ электрических потерь, Анализ поведения заряженных частиц в статическом или резонансном поле, Магнитостатический анализ полей токов.

Для нас важным является способность программы работать с диэлектрическими материалами, являющиеся моделями биологических тканей. Расчет SAR в таких диэлектрических структурах возможен в SCT. Также SCT может, ис-

пользуя уравнения теплопроводностей, находить нагрев биологических объектов в результате действия электромагнитного поля от СВЧ структур. Поэтому в последующих расчетах будем использовать эту программу.

4.2. Расчет ближнего поля антенны вблизи головы человека

4.2.1. Модель антенны

Для упрощения моделирования и дальнейшего расчета возьмем в качестве модели антенны сотового телефона симметричный вибратор. GSM использует 2 частотных диапазона 900 и 1800 МГц. GSM 900 — используется в городских условиях, GSM 1800 — на более открытой, „сельской“ местности. Для определенности будем рассматривать все процессы на более высокой частоте — 1800 МГц.

В программе SCT экспериментально подберём параметры диполя для GSM1800, длину плеча и радиус, такие, что бы коэффициент отражения на рассматриваемой частоте был минимален. Такие параметры оказались равны следующим значениям: L (длина плеча диполя)=35 мм, R (радиус диполя)=1 мм, d (расстояние в точке питания между плечами)=2 мм. Значение коэффициента отражения от такого диполя, нагруженного на свободное пространство, изображено на рис. 57.

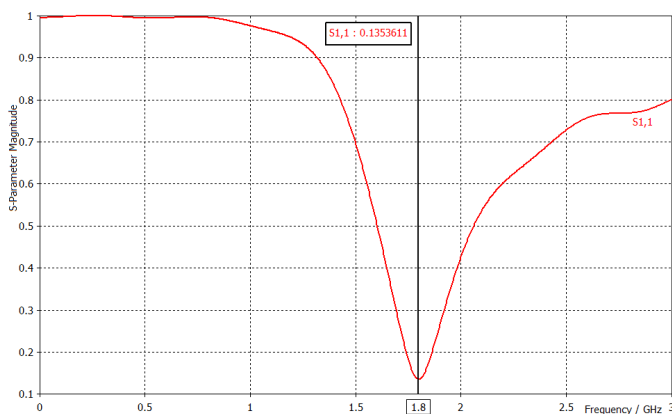


Рис. 57. Коэффициент отражения, нагруженного на свободное пространство, просчитанный в SCT

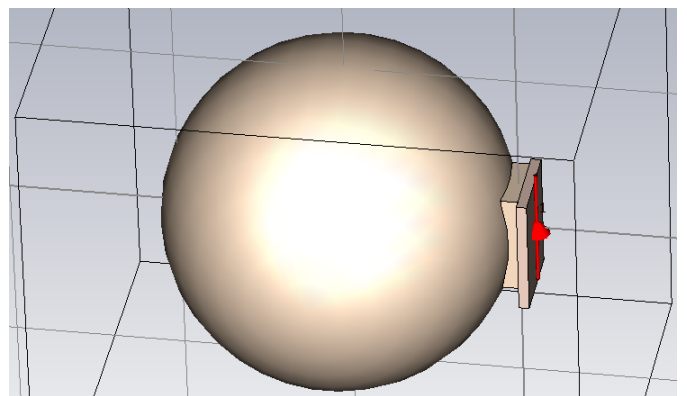


Рис. 58. Модели головы человека и сотового телефона, используемые в расчетах программы SCT

Сравним результаты с более простым приближением по формулам, расписанным в книге Г. Т. Маркова „Антенны“ [7]. Сравнительный анализ рис. 57 и 59

показывает, что расчет коэффициента отражения в среде SCT достаточно хорошо согласуется с приближенным решением. Небольшие изменения приближенного решения связаны с простотой модели, не учитывающей расстояния между плечами вибратора.

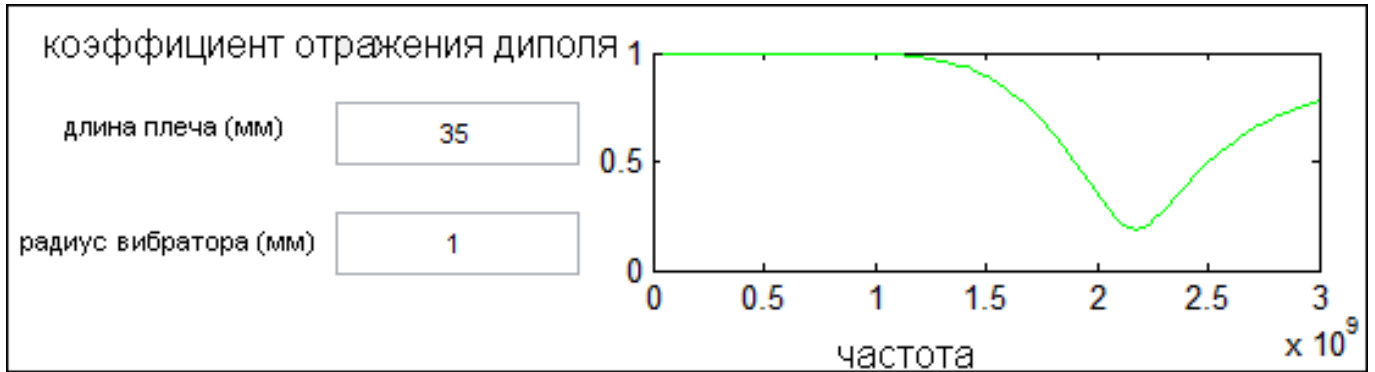


Рис. 59. Коэффициент отражения от диполя, нагруженного на свободное пространство, просчитанный в Octave

4.2.2. Модель головы человека

Рассмотрим слоисто-сферическую модель головы. В таблице 3 приведены геометрические и электродинамические параметры каждого слоя:

Таблица 3

Электродинамические параметры биологических тканей головы человека

Вещество	Толщина, мм	$\varepsilon(1.8 ГГц)$	σ , См/м	$tg(\delta)$	ρ , кг/м ³
мозг	100	46	1.7	0.369	1030
кость	3	8	0.1	0.125	1800
кожа	1	46	1.9	0.41	1100

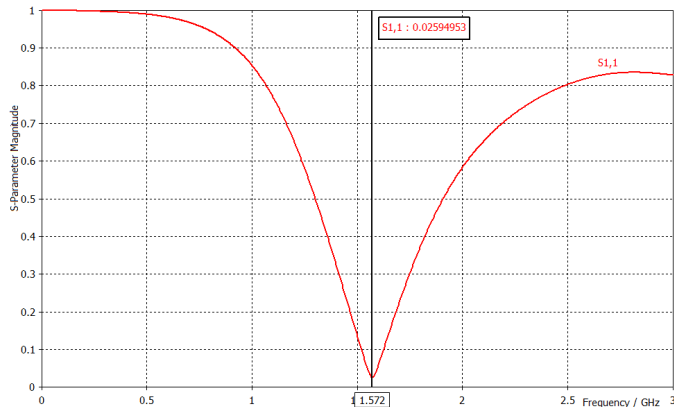
На рис. 58 изображена слоисто-сферическая модель головы. Центральный слой представлен веществом с характеристиками, аналогичными характеристикам мозга человека (таблица 3). Следующий слой представляет собой модель черепа — костная ткань головы человека, которую покрывает последний слой с диэлектрическими параметрами, равными параметрам кожи человека. Также есть „ухо“ состоящая из кожи и имеющая форму параллелепипеда. Моделиро-

вание более сложной формы уха на данном этапе исследований было решено не проводить, т. к. модель головы является достаточно грубой.

На рис. 58, помимо модели головы человека, изображена модель сотового телефона, представляющая собой корпус, выполненный из пластика, и дипольную антенну за этим корпусом.

4.2.3. Исследование влияния расстояния до сотового телефона на излучение, которое поглощается в голове человека

Рассмотрим первый случай, когда модель телефона вплотную прижата к уху. Внесенная в ближнее поле диэлектрическая модель головы влияет на согласование антенны. Значение резонансной частоты уменьшилось на 13% по сравнению с пустым пространством (рис. 60). Напряженность электрического поля проникающего в центр модели равна 50 В/м (рис. 61). Максимальное значение поверхностной удельной поглощаемой мощности — 9.29 Вт/кг (рис. 62).



Расстояние до уха — 0 мм,
резонансная частота — 1.572 ГГц,
значение коэффициента отражения на
резонансной частоте — 0.026,
максимальное значение поверхностной
SAR — 9.29 Вт/кг.

Рис. 60. Коэффициент отражения

Второй случай: модель телефона расположена на расстоянии 5 мм от уха. Значение резонансной частоты уменьшилось на 8% по сравнению с пустым пространством (рис. 63). Изменения резонансной частоты меньше, чем в первом случае, означает уменьшение влияния головы на антенну с увеличением расстояния между ними. Напряженность электрического поля проникающего в центр модели равна 45 В/м (рис. 64). Максимальное значение поверхностной удельной поглощаемой

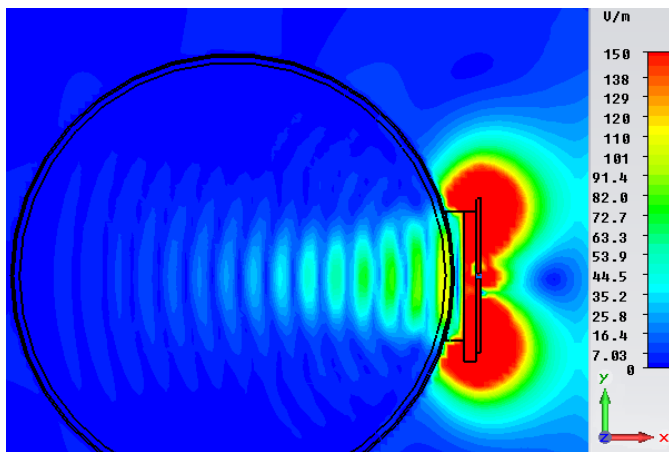


Рис. 61. Напряженность поля

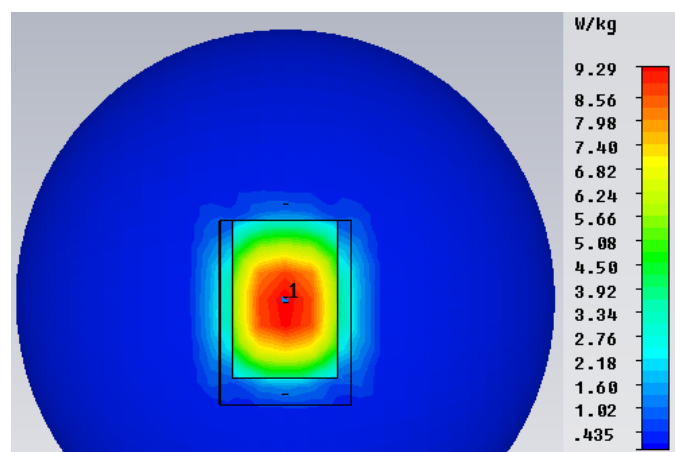


Рис. 62. Значение SAR

мощности — 5.74 Вт/кг (рис. 65). Значение SAR по сравнению с первым случаем уменьшилось на треть.

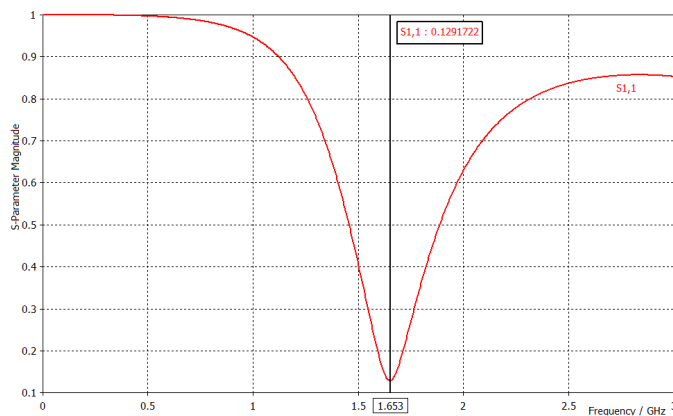


Рис. 63. Коэффициент отражения

Расстояние до уха — 5 мм,
резонансная частота — 1.653 ГГц,
значение коэффициента отражения на
резонансной частоте — 0.13,
максимальное значение поверхностной
SAR — 5.74 Вт/кг.

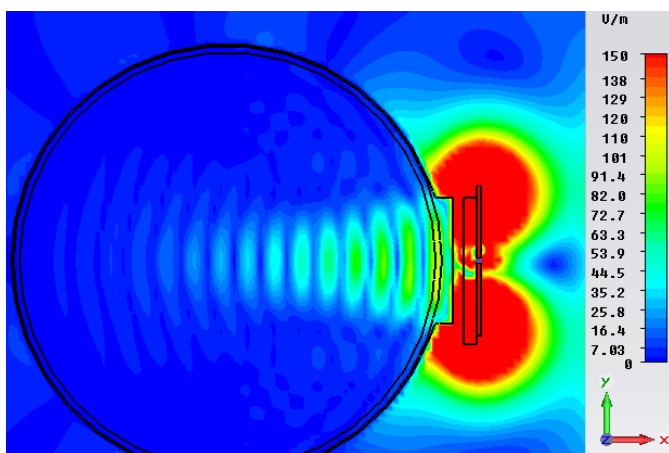


Рис. 64. Напряженность поля

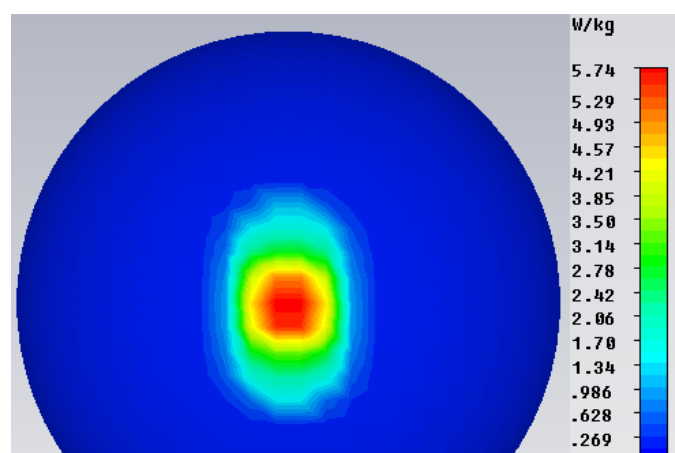
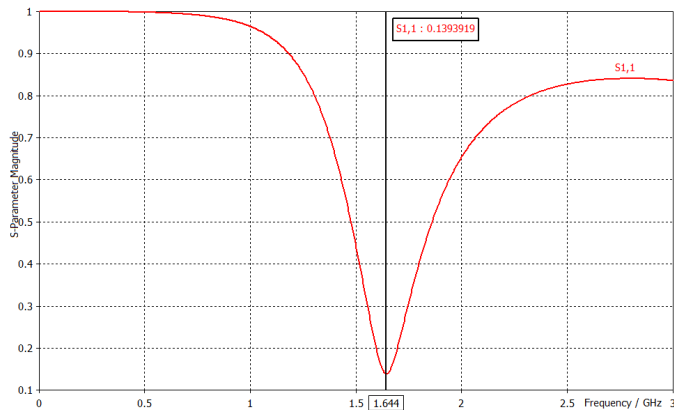


Рис. 65. Значение SAR

Третий случай: модель телефона расположена на расстоянии 10 мм от уха. Значение резонансной частоты уменьшилось на 9% по сравнению с пустым про-

странством (рис. 66). Напряженность электрического поля проникающего в центр модели равна 40 В/м (рис. 64). Максимальное значение поверхностной удельной поглощаемой мощности — 3.45 Вт/кг (рис. 65). Значение SAR по сравнению с первым случаем уменьшилось почти в три раза. Это очень важный результат. Слышимость динамика на расстоянии 10 мм приемлемое, а воздействие электромагнитного излучения на мозг падает в 3 раза.



Расстояние до уха — 10 мм,
резонансная частота — 1.644 ГГц,
значение коэффициента отражения на
резонансной частоте — 0.14,
максимальное значение поверхностной
SAR — 3.45 Вт/кг.

Рис. 66. Коэффициент отражения

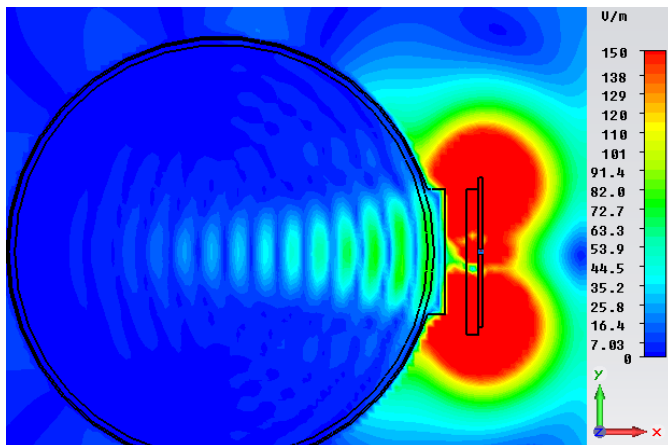


Рис. 67. Напряженность поля

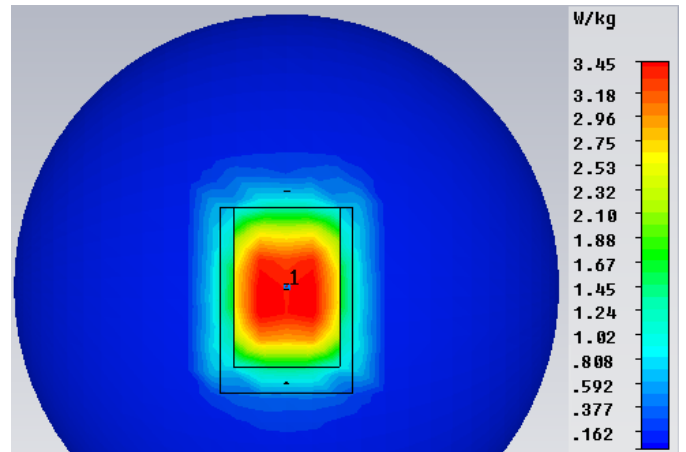


Рис. 68. Значение SAR

5. Заключение

В данной работе была поставлена задача формирования поля от системы элементарных излучателей с заданной структурой в ближней зоне этой системы. В процессе решения поставленной задачи были получены следующие результаты:

1. на примерах была показана возможность полной компенсации в M точках пространства электрической составляющей поля от одного главного электрического диполя электрической составляющей поля M управляющих электрических диполей, где $M=1, 2, 3, 4$;
2. проанализирована возможность формирования близ этих точек области минимума поля, для одного электрического управляющего диполя;
3. показана возможность формирования близ этих точек области минимума поля, для одного магнитного управляющего диполя, перпендикулярного главному электрическому диполю.

Для решения этих задач была составлена программа в Octave для нахождения параметров M управляющих диполей.

Был проведен обзор антенн сотовых телефонов. Было показано, что конструкция таких антенн основана на базе обычного электрического диполя.

Было проведено моделирование и численное решение влияния антенны сотового телефона на биологический объект (модель головы человека). В результате анализа решения было получено, что удельная поглощаемая головой человека мощность уменьшается в три раза, на отдалении антенны телефона на 10 мм.

Список литературы

1. Tinniswood A. D., Furse C. M., Gandhi O. P., Computations of SAR Distributions for Two Anatomically Based Models of the Human Head using CAD Files of Commercial Telephones and the Parallelized FDTD Code. // IEEE Trans. Antennas Prop. 1998. V.46. N.6. P.829–833.
2. Пермяков В. А., Голобородько А. С., Структура электромагнитного поля ортогональных электрического и магнитного диполей с произвольным соотношением токов. / Вестник МЭИ, 1999, № 5, с. 49–53.
3. Корюкин А. Н., Качественный анализ электромагнитных полей систем простых антенн. — Дисс. на соискание ученой степени к.т.н., Москва 2008.
4. Каценеленбаум Б. Э., Левин Б. М., Синтез антенн, в ближней зоне которых есть область малого поля. - Журнал „Антенны“, № 6, 2005 г., с. 38–46.
5. Марков Г. Т., Петров Б. М., Грудинская Г. П., Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Советское Радио. 1977. 374 с.
6. Марков Г. Т., Сазонов Д. М., Антенны. — М.: Энергия. 1975. с. 528.
7. Марков Г. Т., Антенны, Изд-во: ГОСЭНЕРГОИЗДАТ, 1960.