

Минобрнауки России
Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт
сильноточной электроники Сибирского отделения Российской академии наук
(ИСЭ СО РАН)
Отдел образовательной деятельности

НАУЧНЫЙ ДОКЛАД
об основных результатах
научно-квалификационной работы на тему:

«СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ И
СЕНСОРЫ ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ»

Направление подготовки: 03.06.01 Физика и астрономия
Профиль подготовки (специальность): 01.04.04 – физическая электроника

Аспирант



(подпись)

Некрасов Эдуард Сергеевич

Научный руководитель:
Кошелев Владимир Ильич,
д-р физ.-мат. наук, профессор,
г.н.с. ИСЭ СО РАН

Томск – 2020

Актуальность работы

Поиск и распознавание скрытых за радиопрозрачными препятствиями объектов являются важными задачами ближней радиолокации. Для решения таких задач используют короткие сверхширокополосные (СШП) импульсы нано- и субнаносекундной длительности, позволяющие получить высокое пространственное разрешение для объектов за препятствиями из легких строительных материалов [1].

При облучении объекта линейно поляризованным излучением в отраженном поле может появиться кроссполяризованная компонента [2], приводящая к изменению поляризации с линейной на эллиптическую. Существенным информационным признаком при распознавании зондируемых объектов является поляризационная структура (ПС) отраженных импульсов. При исследовании ПС как отраженных от объектов импульсов, так и излучаемых передающими антеннами [3], необходимо регистрировать одновременно две ортогональные компоненты вектора напряженности электромагнитного поля с малыми искажениями их временной формы [4]. Для обеспечения углового разрешения необходимо сужать диаграмму направленности (ДН) антенны, то есть использовать антенные решетки (АР).

Для исследования ПС характеристики антенн не должны значительно меняться в пределах полосы частот, занимаемых спектром импульса. К числу таких антенн относятся TSA [5], антенны Вивальди [6], нагруженные рамки [7]. Более предпочтительными является использование дипольных антенн с расширенной полосой пропускания [8], размеры которых позволяют им быть элементами фазированных антенных решеток [9], в том числе сканирующих или с последовательным опросом [10].

Для исследования ПС рассеянного поля ранее была разработана двухполяризационная сканирующая приемная АР, достоинством которой является возможность регистрировать с малыми искажениями временную форму одновременно двух компонент вектора напряженности

электрического поля электромагнитных импульсов со спектром в полосе частот 0.4–4 ГГц. Интерес представляет разработка антенн и решеток на их основе для регистрации временной формы СШП электромагнитных импульсов длительностью 1–4 нс, которому соответствует диапазон частот 0.15–2 ГГц. Диапазон частот выбран из таких соображений, что с уменьшением длительности импульсов излучения увеличивается пространственное разрешение зондируемых объектов, но в то же время высокие частоты в спектре коротких импульсов интенсивно поглощаются в материале препятствия или в исследуемой среде.

В качестве передающих антенн предпочтительно использовать комбинированные антенны КА [11]. Размеры антенн соответствуют половине пространственной протяженности возбуждающего биполярного импульса напряжения, и антенны имеют широкую ДН. Поэтому они могут быть использованы в режиме широкоугольного сканирования волновым пучком в Н- и Е-плоскостях [12].

Другим применением СШП излучения является воздействие короткими импульсами напряжения с большой пиковой напряженностью электрического поля на электронные системы компьютерной техники и подвижных объектов [13], таких как автомобили, малые летательные аппараты, с целью функционального поражения.

В работе [14] дана оценка пиковой напряженности поля, достаточной для остановки автомобиля, и составляет 50 кВ/м вблизи объекта. На практике интерес представляют дистанции до объекта, не меньшие 10 м. Значит эффективный потенциал источника, определяемый как произведение пиковой напряженности поля на расстояние, в направлении объекта должен иметь значение не менее 500 кВ. Представляет интерес разработка компактного источника СШП излучения, способного на небольшом расстоянии от антенной системы создать высокую напряженность электрического поля.

Источники мощного СШП излучения, основанные на АР, имеют сложную конструкцию, в частности систему деления мощности от генератора. Наиболее простую конфигурацию имеют параболические зеркальные антенны, в фокусе которых расположен облучатель. В качестве облучателя может быть использована КА, поскольку она имеет малые электрические размеры и близкую к кардиоиде диаграмму направленности. Это позволит эффективно использовать раскрыв рефлектора. Если в качестве облучателя использовать решетку из КА, то становится возможным управление характеристиками направленности и поляризационными характеристиками антенной системы. Зеркальные антенны, в фокусе которых расположены АР, называют гибридными [15].

Исходя из вышесказанного, **целью** работы является исследование и разработка СШП приемных и передающих антенн и решеток на их основе с управляемыми характеристиками для зондирования объектов и воздействия на объекты мощным импульсным излучением.

Для достижения поставленной цели было необходимо решить следующие **задачи**:

1. Проектирование диаграммообразующей схемы приемной АР, предназначенной для регистрации СШП импульсов со спектром 1–4 ГГц, измерение характеристик направленности решетки.
2. Разработка передающей АР, рассчитанной на возбуждение биполярным импульсом напряжения длительностью 0.5 нс, со сканированием в горизонтальной плоскости.
3. Численное моделирование характеристик направленности офсетной антенны, в фокусе которой располагается КА, возбуждаемая биполярным импульсом длительностью 1 нс. Разработка и исследование характеристик мощного источника СШП излучения на основе такой антенны.

4. Численное моделирование характеристик гибридной антенны, представляющей собой вырезку из параболоида вращения, облучаемую решеткой 2×2 КА, при длительности возбуждающего импульса 0.5 нс.
5. Исследование обнаружения объектов за стеной, исследование ПС рассеянного объектами импульсного поля при сканировании волновыми пучками в горизонтальной плоскости.

Научные положения, сформулированные на основе результатов исследования:

1. Применение коротких дипольных антенн с расширенной полосой пропускания в качестве элементов антенной решетки дает возможность регистрировать временные формы импульсов с малыми искажениями в широком диапазоне углов сканирования.
2. Внесение временной задержки в канал одной из антенн при возбуждении антенн с ортогональными линейными поляризациями позволяет реализовать режим излучения импульсов с эллиптической поляризацией.
3. Сканирование волновыми пучками с регистрацией одновременно двух компонент поля импульсного сверхширокополосного излучения позволяет определять направление прихода отраженного от объекта импульса и ориентацию объекта в плоскости, перпендикулярной направлению распространения электромагнитной волны.

Достоверность полученных результатов

Для обеспечения достоверности измерений характеристик антенн и трактов в частотной и временной областях использовалась современная измерительная техника: цифровой осциллограф реального времени WaveMaster 830Zi (LeCroy) с полосой пропускания 30 ГГц, цифровой стробоскопический осциллограф TMR8112 (TRIM) с полосой пропускания 12 ГГц, измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения PNA

N5227A (Agilent) с рабочей полосой частот 65 ГГц, прецизионные аттенуаторы, разъемы и коаксиальные кабели с малыми потерями в полосе частот, занимаемой спектром регистрируемых импульсов.

Апробация результатов работы

Основные результаты научно-квалификационной работы докладывались и обсуждались на следующих научных конференциях: 26-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, Россия, 2016); X и XI Всероссийских научно-технических конференциях «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, Россия, 2016, 2017); 7-ой Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы радиофизики» (Томск, Россия, 2017); VIII научно-практической конференции «Информационно-измерительная техника и технологии» (Томск, Россия, 2017); 20th International Symposium on High-Current Electronics (Томск, Россия, 2018); Всероссийской научно-технической конференции «Антенны и распространение радиоволн» (Санкт-Петербург, Россия, 2018); International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) (Томск, Россия, 2019).

Личный вклад автора

Основные результаты научной работы получены лично автором, либо при его прямом участии. Автором были проведены численные и натурные эксперименты, проанализированы полученные результаты, разработаны алгоритмы обработки результатов измерений.

Публикации по результатам работы

Основные результаты работы изложены в 21 публикации: 4 статьи в журналах, включённых в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты

диссертаций на соискание учёной степени кандидата наук; 17 публикаций в сборниках докладов материалов конференций.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

1. Приемная антенная решетка

Разработанная приемная АР показана на рис. 1. Элементы АР — активные диполи 1. Вертикально расположенные диполи образуют подрешетку 4×4 вертикального канала, горизонтально расположенные диполи — горизонтального канала. Расстояние между центрами диполей $d = 67$ мм. В настоящей работе задействован только вертикальный канал.

Импульсы напряжения с выходов диполей по коаксиальным кабелям поступают в схему сложения 2, представляющей собой многозвенные кольцевые сумматоры. В ней импульсы четырех диполей столбца «А» складываются синхронно. Таким же образом происходит суммирование импульсов на выходах диполей столбцов «Б», «В» и «Г». Выходы сумматоров подключены к управляемым линиям задержки (УЛЗ) 3, коммутирующим отрезки микрополосковых линий разной длины, с помощью контроллера 4. После прохождения УЛЗ импульсы синхронно складываются в сумматоре 5, выход которого подключается к осциллографу.

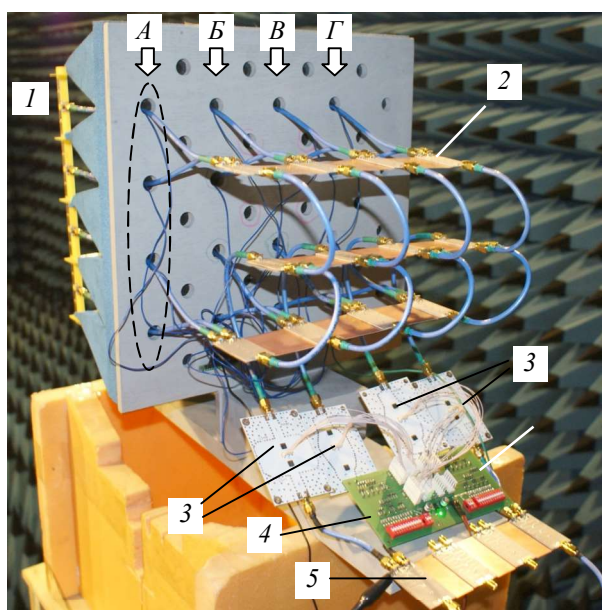


Рис. 1. Внешний вид приемной антенной решетке.

Активный диполь, изображенный на рис. 2, выполнен на пластине стеклотекстолита размером 60×27 мм. Плечи диполя 1 и 2 присоединены к симметричному активному элементу 3 на полевых транзисторах. Активный элемент присоединен через ферритовый широкополосный симметратор 4 к выходному разъему 5.

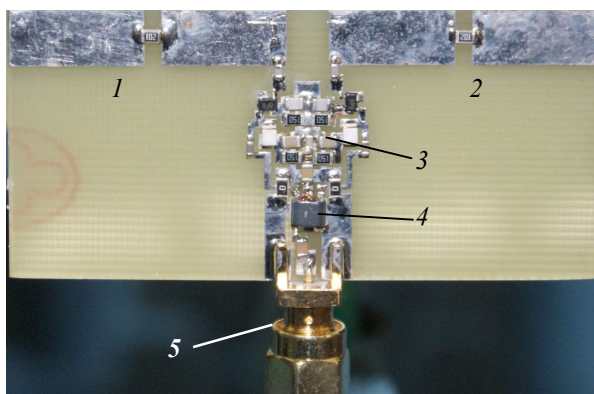


Рис. 2. Внешний вид активного СШП диполя.

За формирование ДН с максимумом в заданных направлениях отвечают УЛЗ. Разработаны УЛЗ, каждая из которых состоит из двух встречно включенных интегральных переключателей PE42412DS (Peregrine Semiconductor). Между выводами переключателей присоединены отрезки микрополосковых линий L1-L12 различной длины. УЛЗ имеет 12 состояний, управление которыми происходит посредством двоичного кода. В таблице 1 приведены расчетные значения времени задержки τ_1 - τ_4 для столбцов «А-Г», соответственно, при заданных углах θ_0 положения максимума ДН AP и соответствующих им состояниях n линий задержки.

Табл. 1. Расчетное время задержки для заданных углов.

n	θ_0	τ_1 , нс	τ_2 , нс	τ_3 , нс	τ_4 , нс
1	-38.5	0.89	1.03	1.17	1.31
2	-31.5	0.93	1.04	1.16	1.28
3	-24.5	0.96	1.05	1.15	1.24
4	-17.5	1	1.07	1.14	1.2
5	-10.5	1.04	1.08	1.12	1.16
6	-3.5	1.08	1.09	1.11	1.12
7	3.5	1.12	1.11	1.09	1.08
8	10.5	1.16	1.12	1.08	1.04
9	17.5	1.2	1.14	1.07	1
10	24.5	1.24	1.15	1.06	0.96
11	31.5	1.28	1.16	1.05	0.93
12	38.5	1.31	1.17	1.03	0.89

Внешний вид четырех печатных плат УЛЗ, подключенных к контроллеру управления, приведен на рис. 3. Характеристики УЛЗ измерены в частотной области. На рис. 4а изображена частотная зависимость модуля коэффициента отражения от входа УЛЗ. Выход УЛЗ присоединен к согласованной нагрузке. На рис. 4б представлена зависимость модуля коэффициента передачи.

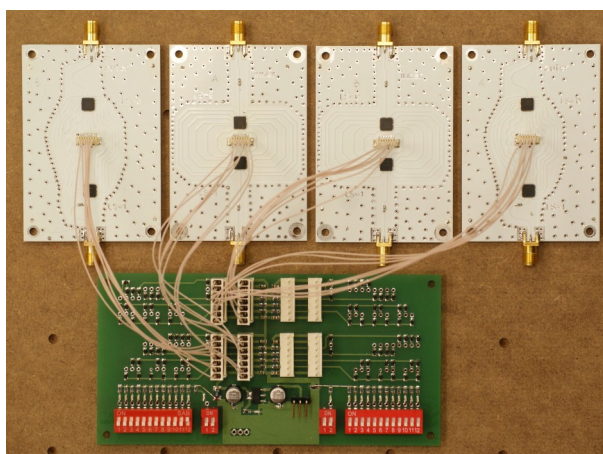


Рис. 3. Внешний вид четырех УЛЗ (вверху), подключенных к устройству управления (внизу).

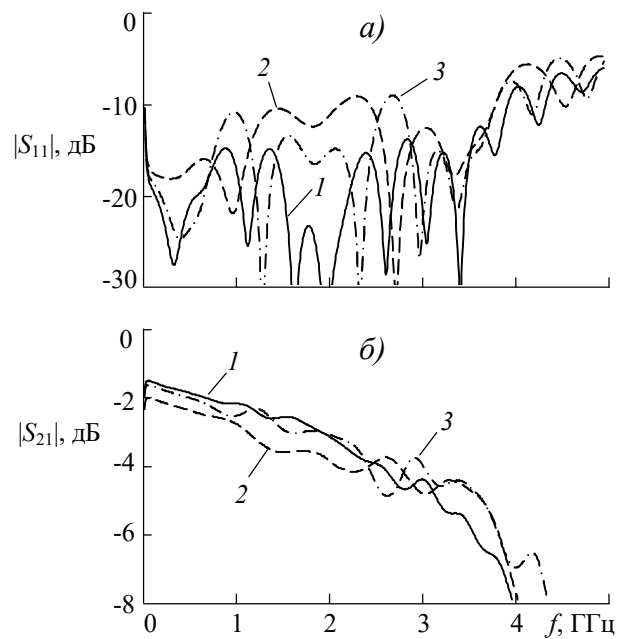


Рис. 4. Модуль коэффициента отражения (а) и коэффициента передачи (б) от входа УЛЗ. Кривые 1-3 соответствуют $n = 1, 6$ и 12 .

Характеристики АР во временной области измерены с использованием генератора биполярных импульсов длительностью 1 нс по уровню 0.1, спектр которого занимает полосу частот 0.1–2 ГГц по уровню 0.1, и комбинированной антенны, оптимизированной для эффективного излучения импульсов с таким спектром. Временные формы импульсов напряжения $U(t)$ на выходе приемной АР и на выходе ТЕМ-антенны $U_{\text{ТЕМ}}(t)$ представлены на рис. 5. В качестве образцовой при измерении формы СШП импульсов использовалась ТЕМ-антенна с размерами земляной пластины 120×50 см и высотой раскрыва 8 см. $U_{\text{ТЕМ}}(t)$ пропорционально напряженности падающего поля, а действующая длина ТЕМ-антенны в широком диапазоне не зависит от частоты и равна половине высоты апертуры.

Измеренные ДН АР по пиковой мощности в H -плоскости для всех значений n приведены на рис. 6. Ширина ДН по уровню половинной мощности примерно равна 70 градусов для $n = 6$ и 7 и 88 градусов для $n = 1$ и 12.

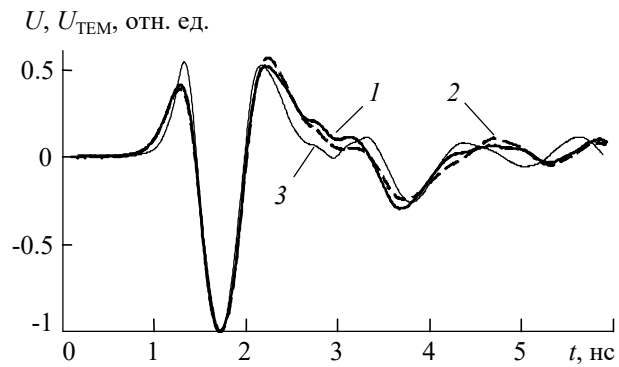


Рис. 5. Временная форма импульсов на выходе приемной антенной решетки (кривые 1 и 2 соответствуют $n = 1$ и 6) и ТЕМ-антенны (кривая 3).

Измеренные значения положений максимумов ДН отличаются от заданных в Таблице 1. Разность δ между измеренными и заданными углами приведена на рис. 7. Как видно, $|\delta|$ не превышает 4 угловых градусов для всех значений n .

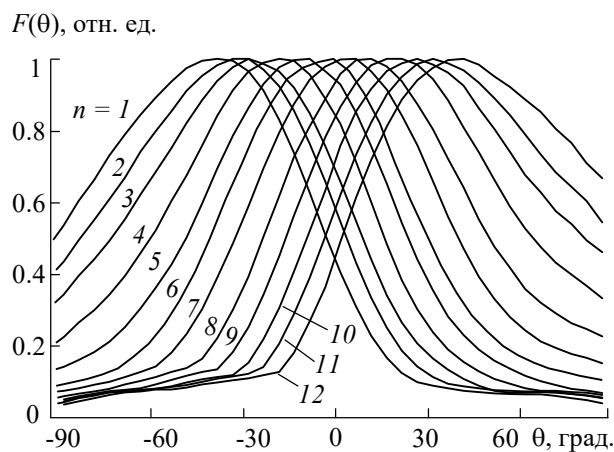


Рис. 6. ДН антенной решетки по пиковой мощности. Кривые 1-12 соответствуют значениям n от 1 до 12.

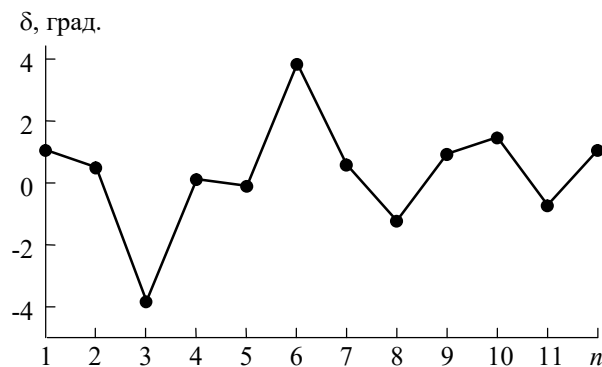


Рис. 7. Разность между измеренным и заданным положением максимума ДН антенной решетки.

На рис. 8 представлена зависимость действующей длины l_d АР, рассчитанной как произведение действующей длины ТЕМ-антенны, равной 4 см, на отношение пиковых значений напряжения $U(t)$ на выходе АР к пиковому значению напряжения $U_{\text{ТЕМ}}(t)$ на выходе ТЕМ-антенны.

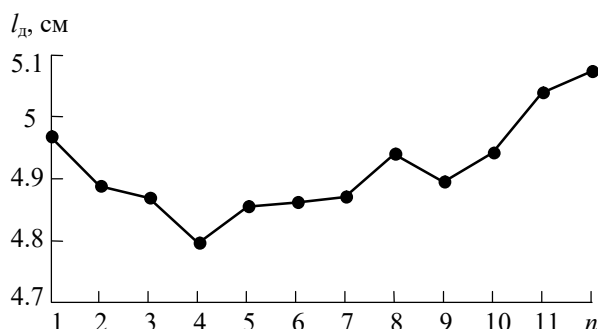


Рис. 8. Зависимость действующей длины антенной решетки от заданного положения максимума ДН.

Выводы к разделу 1.

Разработана и исследована приемная СШП АР из 4×4 антенных элементов с возможностью электронного сканирования в Н-плоскости. Реализовано 12 положений максимума диаграммы направленности. Различие измеренных угловых положений максимума диаграммы направленности от заранее заданных не более чем ± 4 градуса.

Для управления диаграммой направленности применены управляемые линии задержки, основанные на подключении отрезков микрополосковой линии различной длины. По уровню $|S_{11}| < -10$ дБ линии задержки согласованы в полосе частот 0.01-2.2 ГГц. Коэффициент передачи изменяется в пределах 3 дБ в диапазоне частот 0.01-2.5 ГГц.

Проведено тестирование АР при воздействии короткого СШП импульса длительностью 1 нс. Временная форма импульсов напряжения на выходе разработанной АР и на выходе ТЕМ-антенны различаются не более чем на 20% по среднеквадратичному критерию.

2. Передающие антенны и антенные решетки

А) Передающая антенная решетка со сканированием в H -плоскости

Разработана передающая АР со сканированием, предназначенная для работы в составе СШП поляризационного радара. Передающая АР 1 собрана из КА, расположенных в два ряда по четыре элемента (рис. 9). Верхний ряд предназначен для излучения СШП импульсов вертикальной линейной поляризации, нижний – горизонтальной. Расстояние между центрами соседних элементов составляет 100 мм. Реализовано дискретное сканирование в горизонтальной плоскости в направлениях $\theta_c = \pm 6^\circ, \pm 19^\circ, \pm 33^\circ$.

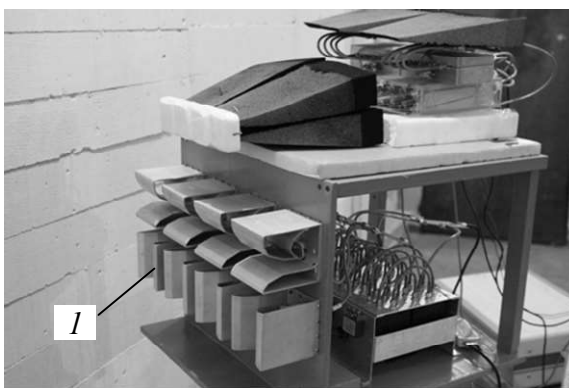


Рис. 9. Конструкция передающей антенной решетки.

Схема решетки представлена на рис. 10. Решетка возбуждается генератором биполярных импульсов напряжения I длительностью 0.5 нс. С генератора импульс напряжения поступает на делитель 1:4 и трансформатор сопротивлений на неоднородной полосковой линии 2. После делителя импульсы поступают на четырехканальное устройство УЛЗ. Для обеспечения углового сканирования в горизонтальной плоскости использовали УЛЗ на основе шестипозиционных электромеханических коммутаторов Dynatech Microwave Technology S1 и S2 с полосой пропускания 18 ГГц. Коммутаторы переключали отрезки коаксиального кабеля $L1 \dots L6$.

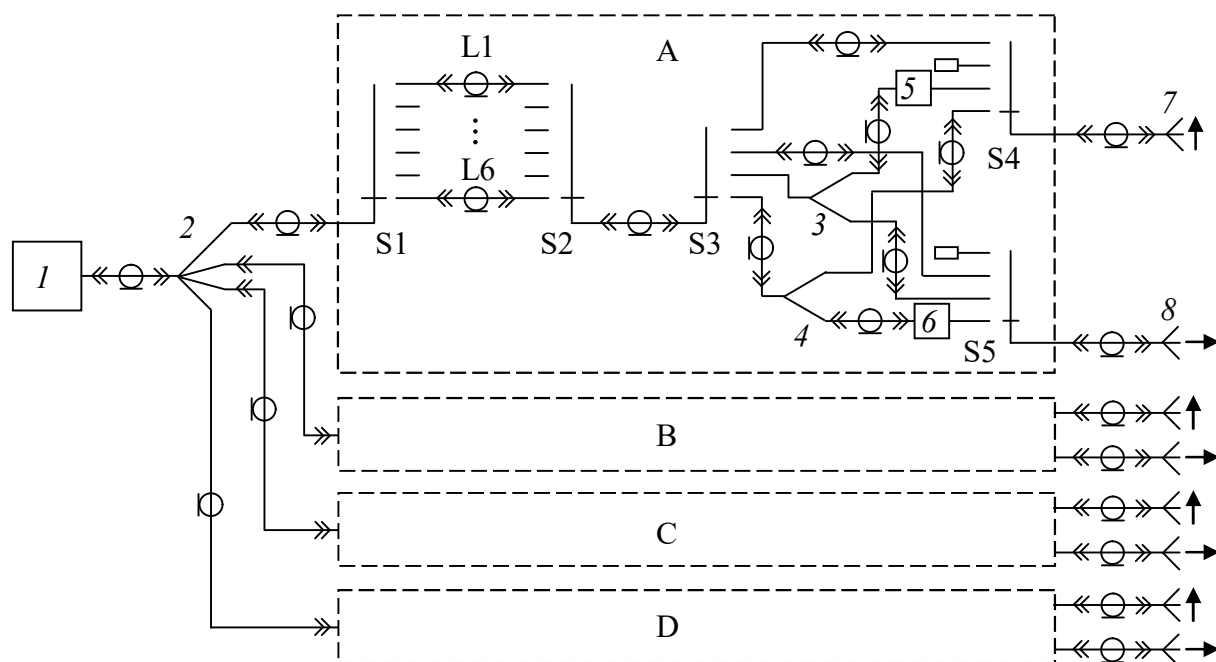


Рис. 10. Схема передающей антенной решетки.

Для формирования шести направлений максимума ДН передающей АР рассчитали времена задержки в канале каждого антенного элемента А, В, С, D. Исходя из времен задержки, изготовили коаксиальные кабели необходимой длины. В таблице приведены рассчитанные времена задержки и длины кабелей для двух каналов УЛЗ. Оставшиеся два канала имеют такие же времена задержки и длины кабелей, но инвертированы относительно первых. После УЛЗ сигнал приходит на четырехпозиционный электромеханический коммутатор S3, предназначенный для выбора вида поляризации излучения. Получены следующие виды поляризации излучения: линейная вертикальная, линейная горизонтальная, эллиптическая с правым и эллиптическая с левым вращением.

Для излучения импульса с эллиптической поляризацией поля возбуждали верхний и нижний ряд передающих КА. Для этого разработали делители мощности 3, 4, каждый из которых имеет один вход и два выхода. Делители изготовили на диэлектрике марки ФЛАН с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 10$. Измеренный коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) не превышает 1.6 в полосе частот 0.4–4.4 ГГц.

Коэффициент передачи с входа на любой выход составляет не менее -3.5 дБ в указанной полосе частот. Исследования характеристик делителя выполнили на измерителе комплексных коэффициентов передачи Agilent N5227A с полосой частот 67 ГГц. Изготовили восемь делителей, выходы которых подключали к парам антенн 7, 8 с разной поляризацией при помощи коаксиальных линий. Длины линий 5, 6 рассчитали для получения максимального значения коэффициента эллиптичности, который получили при внесении временной задержки, равной четверти периода импульса излучения, в канал одной из антенн.

На рис. 11 представлены импульс напряжения генератора $U_r(t)$ (кривая 1), излученные решеткой импульсы вертикальной E_y (кривая 2) и горизонтальной E_x (кривая 3) поляризаций. Импульс горизонтальной поляризации сдвинут по времени относительно импульса вертикальной поляризации. В результате временного сдвига получено эллиптически поляризованное излучение, годограф которого представлен на рис. 12 для угла сканирования $\theta_c = -6^\circ$. Годографы излученного поля имеют схожую структуру во всем диапазоне сканирования $-33\dots+33^\circ$. Коэффициент эллиптичности p меняется в пределах $0.49\dots0.56$. Годограф вписывается в эллипс, и величина p оценивается как отношение меньшей к большей оси описанного эллипса.

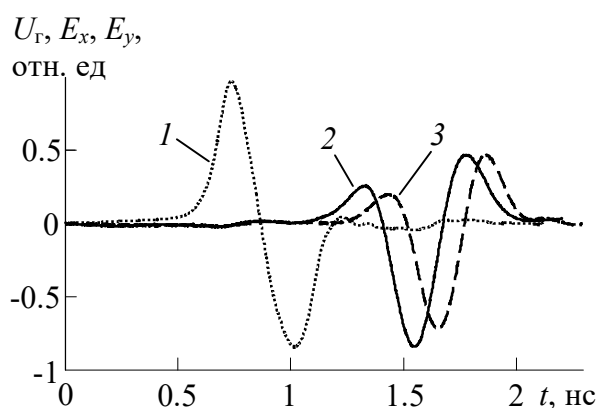


Рис. 11. Осциллограммы импульсов генератора $U_r(t)$ (кривая 1) и излучения вертикальной E_y (кривая 2) и горизонтальной E_x (кривая 3) поляризаций.

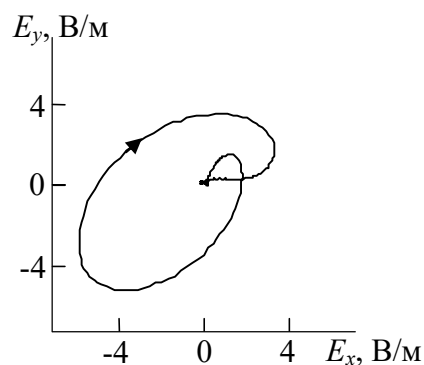


Рис. 12. Годограф излученного поля при угле сканирования $\theta_c = -6^\circ$.

Передающие КА излучают кроссполяризованную компоненту поля. При излучении импульсов с линейной вертикальной поляризацией наличие кроссполяризованной составляющей приводит к изменению поляризации с линейной на эллиптическую. При этом изменяются угол наклона годографа β и коэффициент эллиптичности p излученного поля. Угол наклона годографа β оцениваем как отклонение главной оси годографа от вертикальной оси. Угол β меняется в пределах $1.5...5^\circ$. При этом $p = 0.05...0.12$ во всем диапазоне сканирования передающей АР. При излучении импульсов с горизонтальной линейной поляризацией величина p не превышает 0.05, а β не более 1.5° .

Диаграммы направленности передающей решетки при излучении импульсов с линейной вертикальной поляризацией для разных углов сканирования θ_c показаны на рис. 13а. Диаграммы направленности измеряли по пиковой напряженности поля $E_{\text{п}}$ и нормировали на значение в максимуме при $\theta_c = -6^\circ$. В качестве сенсора электромагнитного поля при измерении ДН использовали аналогичную одиночную КА. На рис. 13б приведены ДН решетки при излучении горизонтально поляризованного поля. При сканировании значение $E_{\text{п}}$ в максимуме ДН изменяется в соответствии с ДН одиночной антенны. Разность измеренных и заданных углов максимума ДН показана на рис. 14 для вертикальной (кривая 1) и горизонтальной (кривая 2) поляризаций излучения. При ширине ДН $18...20^\circ$ отклонение от заданных углов не превышает 3° .

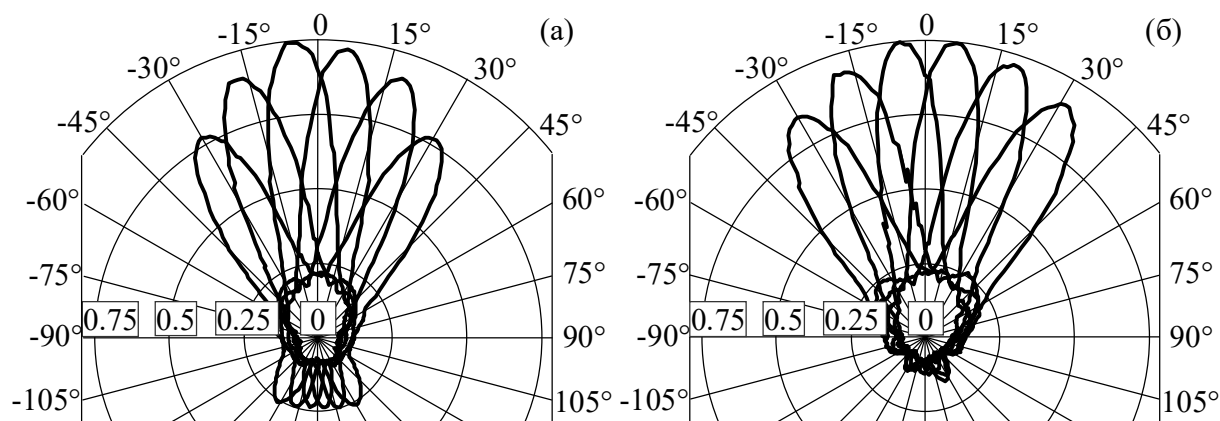


Рис. 13. Диаграммы направленности передающей антенной решетки по пиковой напряженности поля E_n для вертикальной (а) и горизонтальной (б) поляризаций излучения.

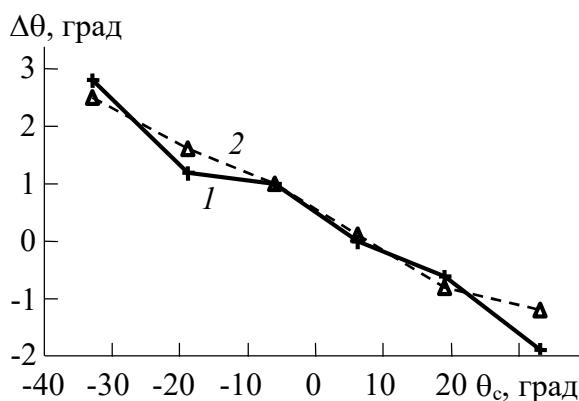


Рис. 14. Зависимость разности измеренных и заданных углов максимумов диаграмм направленности от угла сканирования для вертикальной (кривая 1) и горизонтальной (кривая 2) поляризаций излучения.

Б) Антенная система для мощного источника СШП излучения

Антенная система состоит из параболического рефлектора и облучателя в виде КА. Для предотвращения затенения параболического рефлектора облучателем и высоковольтной фидерной системой предпочтительно использовать офсетный отражатель, то есть часть параболоида. На рис. 15 представлена модель рефлектора, образованного вращением параболы вокруг оси x . Офсетный рефлектор представляет совокупность точек, образованных пересечением параболоида вращения и кругового цилиндра. При выборе размера рефлектора учитывался частотный

диапазон 0.4–2 ГГц, занимаемый спектром возбуждающих биполярных импульсов длительностью 1 нс. На нижней частоте спектра размер рефлектора должен быть не менее двух длин волн. Выбрана высота 1600 мм и ширина 1400 мм, такой рефлектор выпускается промышленностью. На нижней частоте спектра электрические размеры составляют 2.1 и 1.9 длины волны, а на центральной частоте 1 ГГц – 5.3 и 4.7, соответственно. Фокусное расстояние выбранного рефлектора равно 70 см. Для создания максимума электрического поля на расстоянии 5 м от антенны, необходимо выдвинуть облучатель из фокуса. В качестве облучателя использована КА, представляющая собой совокупность излучателей электрического и магнитного типа, питаемых импульсами с необходимыми временными задержками и объединенных общим коаксиальным входом.

Для определения характеристик направленности антенны с различным положением облучателя относительно точки фокуса, выполнено численное моделирование в программном обеспечении 4NEC2, в основе которого лежит метод моментов для проволочных структур. Геометрия задачи представлена на рис. 15. Рефлектор и облучатель разбиты на ячейки, образованные пересечением тонких проволок. Используемое программное обеспечение имеет ограничение в 11000 проволочных фрагментов. Это ограничение определяет размер ячеек. Расчет задачи на персональном компьютере не превышает двух минут в каждой частотной точке. Результаты расчета диаграмм направленности рефлекторной антенны, когда облучатель находится в фокусе рефлектора, соответствуют ожидаемым и приведены на рис. 16. В H -плоскости диаграмма направленности антенны симметрична, так же как симметрична диаграмма направленности КА. В E -плоскости симметрии не наблюдается. В направлении главного максимума излучение антенны имеет линейную поляризацию.

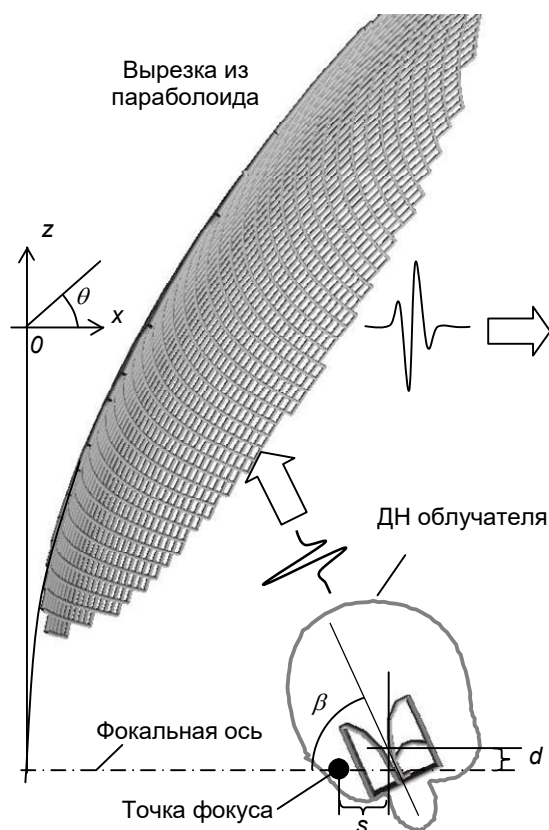


Рис. 15. Геометрия задачи.

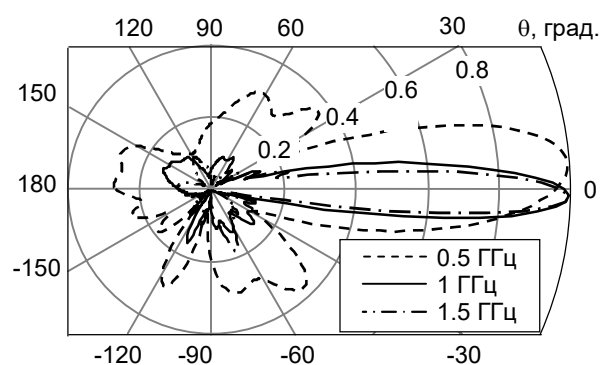


Рис. 16. Расчетные диаграммы направленности рефлекторной антенны в Е-плоскости.

Разработана новая КА с модифицированным входом. Результаты измерения коэффициента отражения от облучателя $|S_{11}|$ приведены на рис. 17. Измерения проведены с помощью векторного анализатора цепей Agilent N5227A. По уровню $|S_{11}| < -10$ дБ полоса согласования облучателя равна 0.38–2.4 ГГц. Там же приведены результаты расчета на отдельных частотах.

Определено положение облучателя относительно рефлектора, при котором пиковая напряженность поля имеет максимальное значение на расстоянии $r = 5$ м и высоте, соответствующей центру рефлектора. Оптимальным оказалось такое положение, при котором максимум диаграммы направленности КА направлен на геометрический центр рефлектора, а сам облучатель вынесен из точки фокуса на 8 см от рефлектора. На рис. 18 приведено измеренное угловое распределение E_p поля в Е- и Н-плоскостях при таком положении облучателя. Диапазон углов, при

котором E_p уменьшается не более чем на 3 дБ, равен ± 5 градусов в обеих плоскостях. При $r = 5$ м это соответствует пятну диаметром около 90 см.

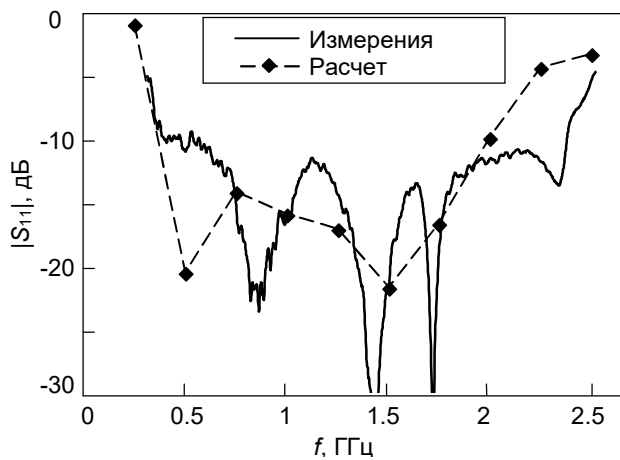


Рис. 17. Коэффициент отражения от входа антенны-облучателя.

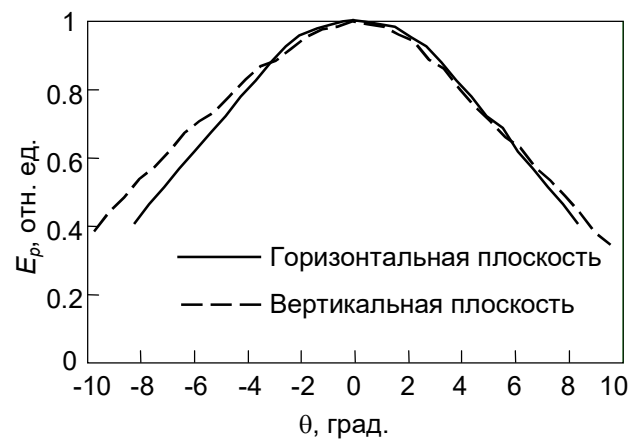


Рис. 18. Угловое распределение пиковой напряженности поля на оси излучения на расстоянии 5 м от антенны.

Источник мощного импульсного излучения состоит из трех основных устройств. Это генератор высоковольтных монополярных импульсов напряжения, формирователь биполярных импульсов и антенная система. Внешний вид генератора и формирователя импульсов приведен на рис. 19. Эти устройства установлены снаружи экранированной безэховой камеры. Выход генератора через окно в безэховой камере присоединен к антенной системе, изображенной на рис. 20. Облучатель и рефлектор закреплены на поворотной платформе. Ось вращения в горизонтальной плоскости проходит через центр облучателя. Для соединения облучателя с выходом генератора использовался полужесткий коаксиальный кабель, заполненный элегазом.



Рис. 19. Внешний вид источника биполярных импульсов напряжения.

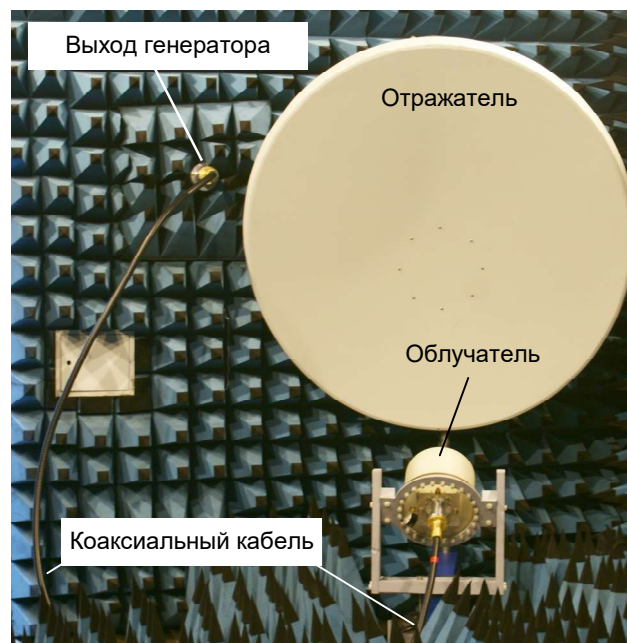


Рис. 20. Внешний вид антенной системы, размещенной в безэховой камере.

В качестве высоковольтного генератора импульсов напряжения использован генератор СИНУС-160-40, предназначенный для формирования на нагрузке мощных импульсов напряжения длительностью около 5 нс и напряжением на нагрузке до 500 кВ с f_p до 100 Гц. Для усиления воздействия разрабатываемого СШП источника на исследуемые объекты был модифицирован генератор и была увеличена f_p до 200 Гц. На рис. 21 показан импульс напряжения на выходе формирователя биполярных импульсов.

Внешний вид облучателя с временно установленным низковольтным измерительным переходом приведен на рис. 22. Для предотвращения электрического пробоя между электродами антенна помещена в герметичный полиэтиленовый контейнер, заполняемый элегазом под давлением 1.6 кг/см². К высоковольтному генератору антенна подключается через фидерный тракт, выполненный из полужесткого коаксиального кабеля РК50-17-51С с гофрированным внешним проводником и изоляцией в виде свитого спиралью полиэтилена. Фидерный тракт через конический адаптер присоединяется к

выходу генератора биполярных импульсов. Длина высоковольтного фидера от генератора до облучателя была равна 4 м. Фидерный тракт заполнялся элегазом под давлением 5 кг/см^2 .

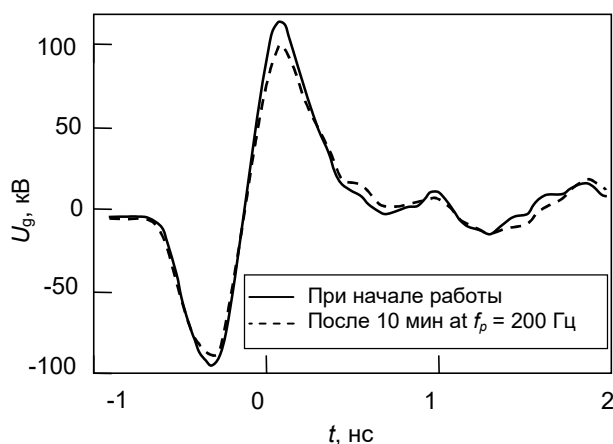


Рис. 21. Импульс напряжения на выходе формирователя биполярных импульсов.

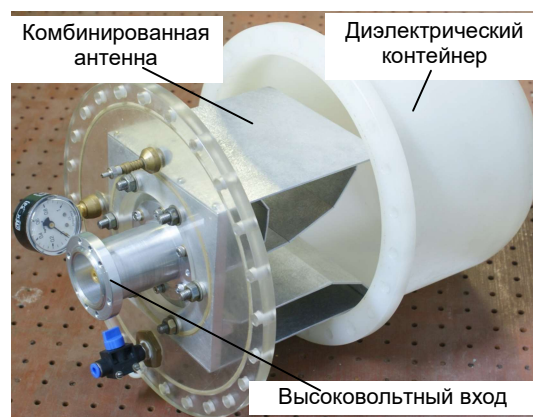


Рис. 22. Облучатель в диэлектрическом контейнере.

Измерена напряженность поля, создаваемая источником излучения. Измерения проводились в экранированной безэховой камере. В качестве приемной антенны при измерении формы СШП импульсов использовалась ТЕМ-антенна с размерами земляной пластины $120 \times 50 \text{ см}$ и высотой раскрыва 8 см . Временная форма напряжения на выходе ТЕМ-антенны пропорциональна временной форме напряженности электрического поля падающего излучения. Действующая высота ТЕМ-антенны h_e равняется половине высоты раскрыва антенны и в широком диапазоне не зависит от частоты. На выходе ТЕМ-антенны были установлены высоковольтные аттенюаторы с полосой пропускания 8.5 ГГц . Ослабленный сигнал $U_0(t)$ регистрировался осциллографом реального времени LeCroy WaveMaster 830Zi. Использовался канал осциллографа с полосой пропускания 16 ГГц , количество точек оцифровки на одну наносекунду было равно 40.

Поскольку между выходом ТЕМ-антенны и входом осциллографа был установлен измерительный тракт, состоящий из набора аттенюаторов и низковольтных измерительных кабелей, необходимо учесть ослабление и

частотную дисперсию этого тракта. Комплексный коэффициент передачи $K(f)$ измерительного тракта был измерен с помощью векторного измерителя цепей Agilent N5227A в диапазоне частот 0.01–6 ГГц. На частоте 1.1 ГГц, соответствующей максимуму спектра излученных импульсов, коэффициента ослабления приемного тракта был равен $a = 73.8$ дБ. Временная форма импульса напряжения $U_1(t)$ на входе измерительного тракта была восстановлена с помощью выражения:

$$U_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V_0(f) K(f) e^{-i2\pi ft} df,$$

где $V_0(f)$ есть комплексный спектр импульса напряжения $U_0(t)$ на выходе измерительного тракта, то есть на входе осциллографа:

$$V_0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t) e^{i2\pi ft} dt.$$

При расчете спектра все отсчеты импульса напряжения $U_0(t)$ полагались равными нулю за пределами временного окна длительностью 10 нс. Временная форма восстановленного напряжения $U_1(t)$ на выходе ТЕМ-антенны при $f_p = 100$ Гц представлена на рис. 23. Там же приведена временная форма импульса $U_2(t)$, рассчитанная путем умножения напряжения $U_0(t)$ на коэффициент ослабления приемного тракта согласно выражению:

$$U_2(t) = U_0(t) 10^{\frac{a}{20}}.$$

На осциллограммах перед основным мощным импульсом наблюдается импульс небольшой амплитуды. Этот импульс соответствует излучению антенны-облучателя непосредственно в сторону приемной антенны без отражения от офсетного рефлектора.

Рассчитана пиковая напряженность поля E_p на расстоянии $r = 5$ м от передающей антенны с учетом величины действующей длины ТЕМ-антенны $h_e = 4$ см. При $f_p = 100$ Гц для восстановленного импульса $U_1(t)$ в положительном временном лепестке импульса $E_p = 127$ кВ/м, в отрицательном временном лепестке $E_p = 124$ кВ/м. Максимальная величина rE_p равна 630 кВ. Для импульса $U_2(t)$, полученного путем умножения $U_0(t)$ на

a , в положительном временном лепестке $E_p = 114$ кВ/м, в отрицательном временном лепестке $E_p = 112$ кВ/м. Максимальная величина rE_p равна 570 кВ.

Исследована зависимость стабильности E_p от f_p и времени работы источника импульсов излучения. На рис. 24а приведена зависимость E_p в положительном и отрицательном временных лепестках импульса $U_2(t)$. С увеличением f_p до 200 Гц напряженность поля уменьшается не более чем на 20% по сравнению с первоначальными значениями при низкой частоте повторения импульсов. Среднее значение E_p при f_p до 200 Гц равно 105 кВ/м. Когда после цикла работы с $f_p = 200$ Гц источник переключается на $f_p = 10$ Гц, то E_p увеличивается. Общая тенденция к снижению со временем величины E_p связана с уменьшением U_g . На рис. 24б приведена зависимость дисперсии σ максимальной напряженности поля E_p . Выявлено, что значение σ слабо зависит от частоты повторения и находится в пределах 14–16%.

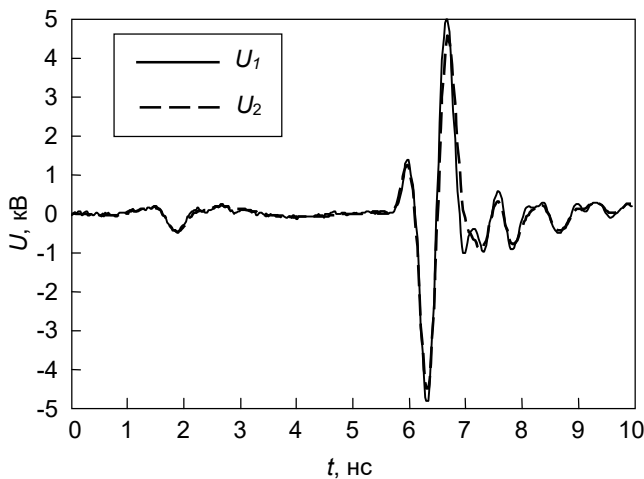


Рис. 23. Временная форма импульсов напряжения на выходе приемной ТЕМ-антенны.

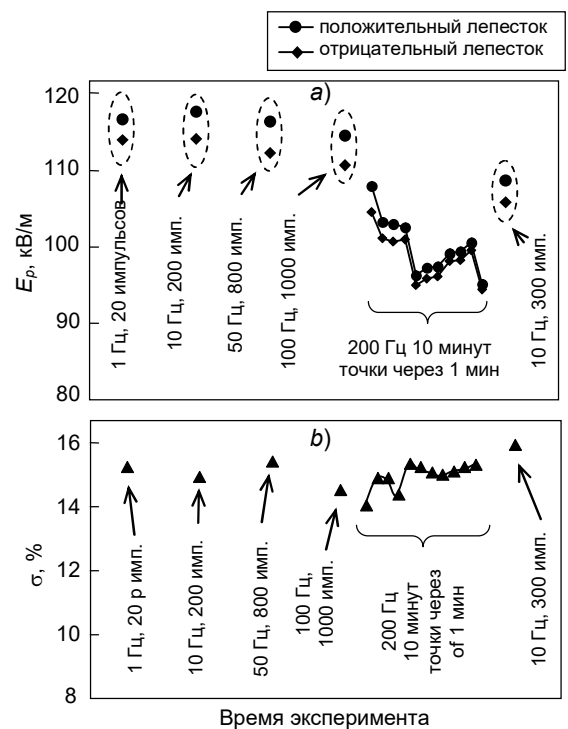


Рис. 24. Зависимость пиковой напряженности поля на расстоянии 5 м от источника (а) и её дисперсии (б) от f_p и времени работы.

В) Гибридная антенна

Офсетная антенна представляет собой несимметричную вырезку из параболоида вращения, образованную пересечением параболоида и цилиндра, оси которых параллельны, а облучатель расположен в фокусе параболоида. Рефлектор офсетной антенны имеет форму эллипса, а направление электрической оси параболоида отличается от направления геометрической оси рефлектора на угол $\psi = 20^\circ - 30^\circ$. Это исключает затенение рефлектора облучателем и повышает коэффициент использования площади антенны. Особенность офсетных антенн состоит в том, что для обеспечения максимальной эффективности максимум ДН облучателя должен быть направлен на середину рефлектора офсетной антенны. Если в качестве облучателя используется решетка 2×2 , то сложно обеспечить симметричное амплитудное распределение вдоль большой оси эллипса. Центры излучения элементов решетки, расположенных вдоль малой оси эллипса, смещены только поперек фокальной оси параболоида. Центры излучения элементов решетки, расположенных вдоль большой оси эллипса, смещены не только поперек, но и вдоль фокальной оси параболоида. Это приводит к тому, что при возбуждении поочередно каждого элемента решетки в вертикальной плоскости не только смещается максимум ДН офсетной антенны, но и искажается форма ДН и меняется коэффициент усиления.

Управление характеристиками направленности мощных гибридных антенн осуществляется, как правило, коммутацией элементов АР. Варианты размещения КА в четырехэлементной решетке показаны на рис. 25. Изменение направления максимума ДН осуществляется путем поочередного переключения элементов решетки, центры излучения которых смещены от фокуса параболоида на расстояние d . При этом максимум ДН отклонится в сторону, противоположную смещению облучателя, на угол (в радианах)

$$\Delta\alpha = \frac{d}{F} \left[1 - 0.5 \left(\frac{R}{2F} \right)^2 \right],$$

где F – фокусное расстояние, R – радиус апертуры параболоида. При поочередном возбуждении пар антенн 1+4 или 2+3 максимум ДН совпадает с фокальной осью, а вид поляризации определяется поляризацией антенных элементов: элементы 1 и 4 имеют вертикальную поляризацию, а элементы 2 и 3 – горизонтальную. При этом расстояние между центрами излучения элементов решетки должно быть меньше длины волны, соответствующей центральной частоте биполярного импульса, чтобы не возникли вторичные максимумы. Если пары элементов 1+4 и 2+3 возбуждать с задержкой, равной четверти длительности биполярного импульса, то излучается поле эллиптической поляризации.

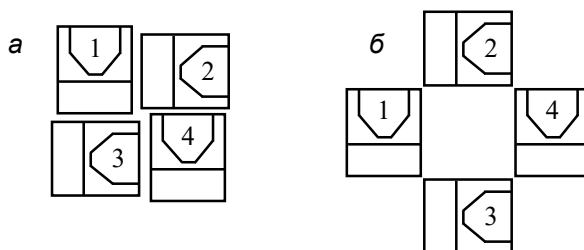


Рис. 25. Варианты размещения комбинированной антенны в решетке.

Поскольку аналитический расчет характеристик антенны с учетом взаимодействия между элементами решетки достаточно сложен, анализ импедансных и направленных свойств офсетной антенны проводился по результатам численного моделирования, выполненного с использованием программного продукта 4NEC2, позволяющего рассчитать характеристики проволочных антенн. С использованием этой программы можно моделировать антенны, содержащие сплошные металлические поверхности, если заменить их металлической сеткой, параметр которой ν определяется соотношением [16]:

$$\nu = \frac{2l}{\lambda} \ln \frac{l}{2\pi \cdot r_0},$$

где l – размер ячейки; λ – длина волны, r_0 – радиус провода, из которого выполнена сетка. Такая замена позволяет рассчитать параметры антенны с

точностью 2–3%, если на средней частоте спектра импульса выполняется условие $l \leq 0.06\lambda$.

На рис. 26 показан общий вид КА, используемой в качестве облучателя, и ее проволочная модель для программы 4NEC2. Поперечные размеры КА, оптимизированной для решетки, возбуждаемой биполярным импульсом длительностью 0.5 нс, равны 6.5×6 см. На рис. 27 показана проволочная модель офсетной гибридной антенны. Поперечные размеры офсетного отражателя равны 1400×1600 мм, а фокусное расстояние $F = 700$ мм. Свободно распространяемая версия программы 4NEC2 имеет ограничения на количество сегментов, используемых в модели, поэтому при больших габаритах антенн размер ячейки становится больше 0.08λ и при вычислении коэффициента усиления G_a следует вводить коррекцию $G_a = G_N + 10\lg(1 + v^2)$, где G_N – коэффициент усиления антенны, вычисленный с помощью программы 4NEC2.

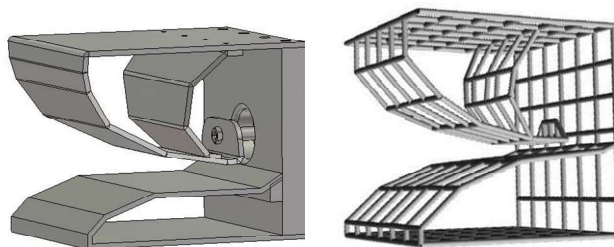


Рис. 26. Комбинированная антенна и ее проволочная модель.

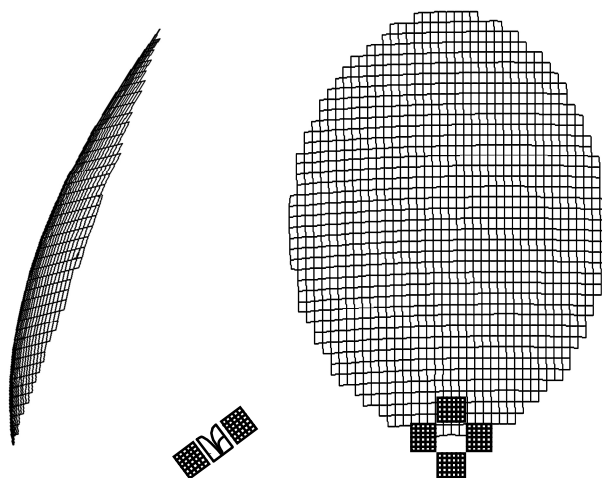


Рис. 27. Проволочная модель офсетной гибридной антенны.

Результаты моделирования показали, что из рассмотренных выше вариантов размещения КА в решетке предпочтительным является вариант на рис. 25б, поскольку вариант на рис. 25а характеризуется тем, что ухудшаются условия согласования в области нижних частот и увеличивается до 2 дБ разброс коэффициентов усиления элементов решетки, возбуждаемых поочередно. В варианте на рис. 25б этот разброс не превышает 0.2 дБ.

Зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) изолированной антенны и элементов АР от частоты f приведены на рис. 28.

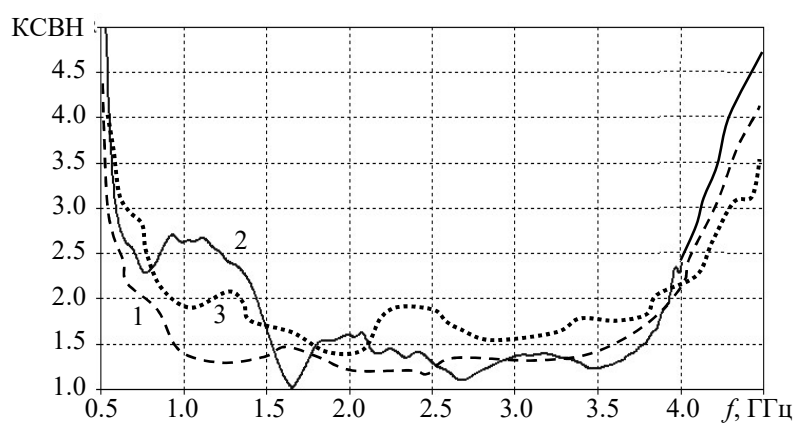


Рис. 28. КСВН изолированной комбинированной антенны (кривая 1), элемента антенной решетки с вариантом размещения на рис. 25а (кривая 2) и вариантом размещения на рис. 25б (кривая 3).

Характеристики направленности офсетной антенны приведены для варианта размещения КА на рис. 25б. На рис. 29 показаны ДН офсетной антенны в горизонтальной плоскости при поочередном возбуждении элементов 1 и 4. В этом случае максимумы ДН разнесены на 10° при ширине главного лепестка 7.7° . ДН офсетной антенны в вертикальной плоскости при поочередном возбуждении элементов 2 и 3 показаны на рис. 30. В этом случае ширина ДН составляет 6.6° для элемента 2 и 7.2° для элемента 3 при угловом расстоянии между максимумами 8° . Номера кривых на рис. 5 и 6 соответствуют номерам элементов решетки. Коэффициент усиления

офсетной антенны с указанными размерами во всех случаях составляет 24.1 ± 0.1 дБ.

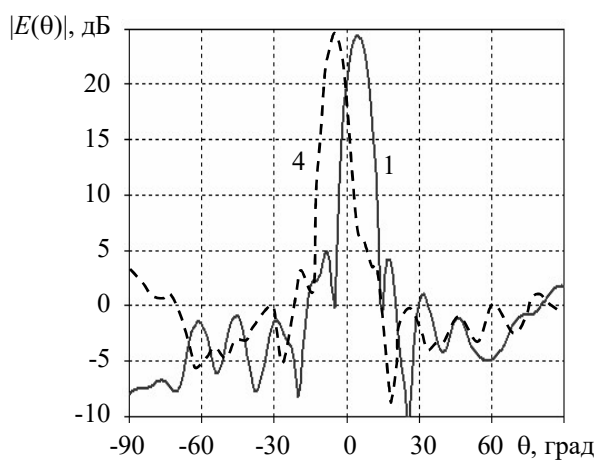


Рис. 29. ДН офсетной антенны в горизонтальной плоскости при возбуждении элементов 1 и 4.

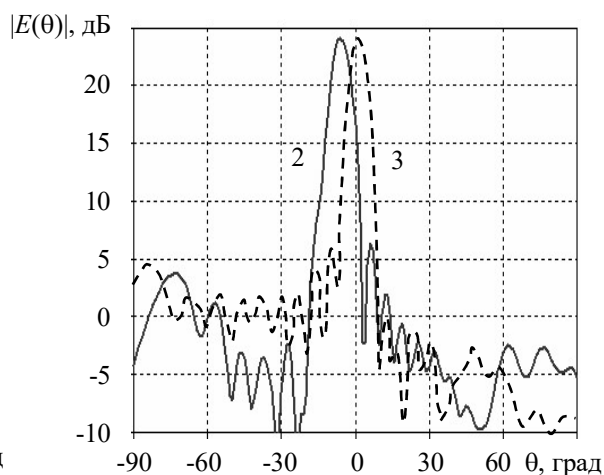


Рис. 30. ДН офсетной антенны в вертикальной плоскости при возбуждении элементов 2 и 3.

На рис. 31 показаны ДН в горизонтальной плоскости офсетной антенны, возбуждаемой поочередно парой вертикально поляризованных КА 1 + 4 (кривая 1) и парой горизонтально поляризованных КА 2 + 3 (кривая 2). Если биполярным импульсом длительностью 0.5 нс возбудить пару антенн 1 + 4 и пару антенн 2 + 3 с задержкой 0.125 нс, то излученное поле будет иметь эллиптическую поляризацию с коэффициентом эллиптичности не менее 0.6. На рис. 32 приведены ДН для поляризации поля правого (кривая 1) и левого (кривая 2) вращения на частоте 2 ГГц.

При синхронном возбуждении всех элементов АР максимум ДН направлен вдоль фокальной оси параболоида, а ширина главного лепестка увеличивается до 9° . Таким образом, могут быть реализованы несколько режимов излучения: пять положений максимума ДН и три вида поляризации.

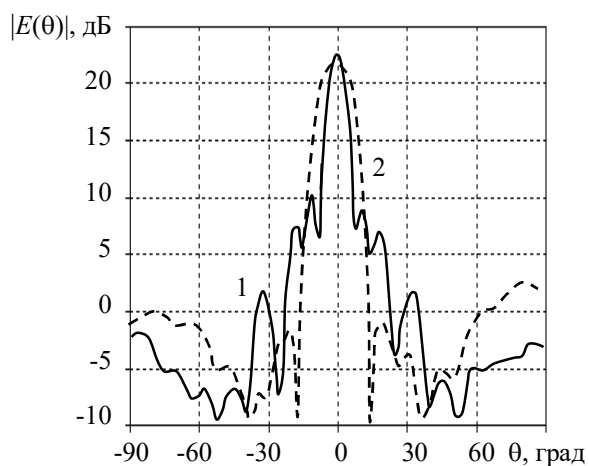


Рис. 31. ДН офсетной антенны, возбуждаемой парой элементов 1+4 (кривая 1) и парой элементов 2+3 (кривая 2).

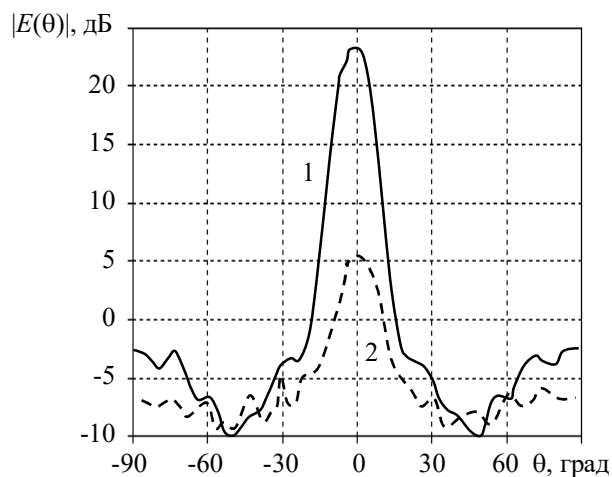


Рис. 32. ДН по поляризации поля правого (кривая 1) и левого (кривая 2) вращения.

Выводы к разделу 2.

Создана передающая антенная решетка с дискретным сканированием в горизонтальной плоскости в диапазоне углов $\pm 33^\circ$. Отклонение измеренных от заданных углов максимумов ДН не превышает 3° при ширине ДН $18\dots 20^\circ$. Излучение с эллиптической поляризацией поля получено за счет внесения временного сдвига в канал одной из передающих линейных АР. Коэффициент эллиптичности меняется в пределах $0.49\dots 0.56$.

Исследованы характеристики излучения мощного источника СШП излучения с рефлекторной антенной. Рассчитана геометрия офсетного рефлектора и положение антенны-облучателя. Определено положение антенны-облучателя относительно фокуса рефлектора для получения максимальной напряженности поля на расстоянии 5 м от антенны. Измерена временная форма электрического поля на расстоянии 5 м от антенны. Среднее значение пиковой напряженности поля по выборке $1.2 \cdot 10^5$ импульсов составляет 105 кВ/м при напряжении на выходе генератора биполярных импульсов 100 кВ. Произведение пиковой напряженности поля на расстояние разработанного источника превышает 500 кВ.

С использованием численного моделирования разработана комбинированная антенна, оптимизированная для четырехэлементной решетки, возбуждаемой биполярными импульсами длительностью 0.5 нс. Показано, что КСВН элемента решетки и изолированной антенны отличаются. Изучены характеристики излучения для разных режимов возбуждения антенн. Продемонстрирована возможность дискретного сканирования волновым пучком и формирования поля эллиптической поляризации.

3. Зондирование объектов за стеной

Проведено тестовое зондирование объектов импульсами с различной поляризацией излучения при наличии диэлектрической преграды между приемо-передатчиком и объектом. На рис. 33 показана схема эксперимента (вид сверху). Объектами 1 эксперимента были металлический цилиндр диаметром 290 и высотой 700 мм и человек. Объекты находились на расстоянии 1.8 м от приемопередатчика в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны. Объекты перемещались в угловом диапазоне $-33...+33^\circ$ относительно нормали к приемопередатчику в горизонтальной плоскости. В качестве препятствия была использована стена 2 из пенобетона толщиной 250 мм.

Перед проведением эксперимента измерили диэлектрическую проницаемость преграды. По изменению времени задержки распространения импульса от передающей до приемной антенны при отсутствии и наличии стены оценили ее относительную диэлектрическую проницаемость, $\varepsilon = 2$. Приемопередатчик 3 придвинули вплотную к стене. Импульсы на выходе приемной АР получили в режиме сканирования диаграмм направленности передающей и приемной решеток при помощи цифрового стробоскопического осциллографа с частотной полосой 12 ГГц. Для уменьшения влияния шумов применяли автоматическое усреднение по 40 измерениям. В качестве приемной использовали сканирующую антенную

решетку, рассчитанную для регистрации импульсов со спектром в полосе частот 0.4–4 ГГц.

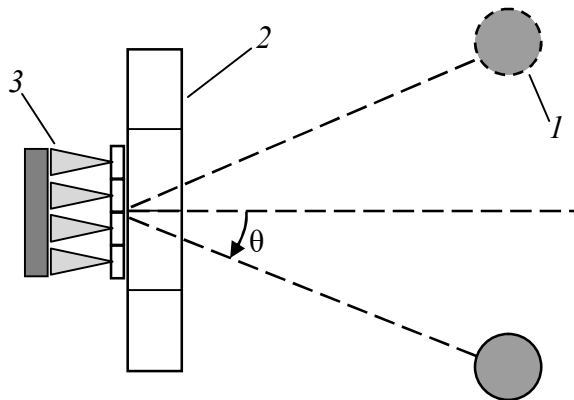


Рис. 33. Схема эксперимента: 1 – объект, 2 – стена, 3 – приемопередатчик.

Осциллограмма отраженного от металлического объекта импульса приведена на рис. 34. Прямое излучение из передающей АР в приемную не позволяет регистрировать только рассеянный объектом импульс. Поэтому сигнал (кривая 3) получали как разность сигналов без объекта (кривая 2) и с объектом (кривая 1) за стеной. Дальнейшая работа будет направлена на устранение данного недостатка за счет отключения приемной АР в момент излучения импульса передающей АР. Временная зависимость отраженного от металлического цилиндра поля близка к производной от излученного импульса. Импульс, рассеянный человеком, представлен на рис. 35. Временная зависимость отраженного поля существенно отличается от падающего на человека импульса. Это обусловлено более сложной формой объекта, поскольку человек содержит несколько отражающих поверхностей, которые вносят свой вклад в результирующий отраженный сигнал.

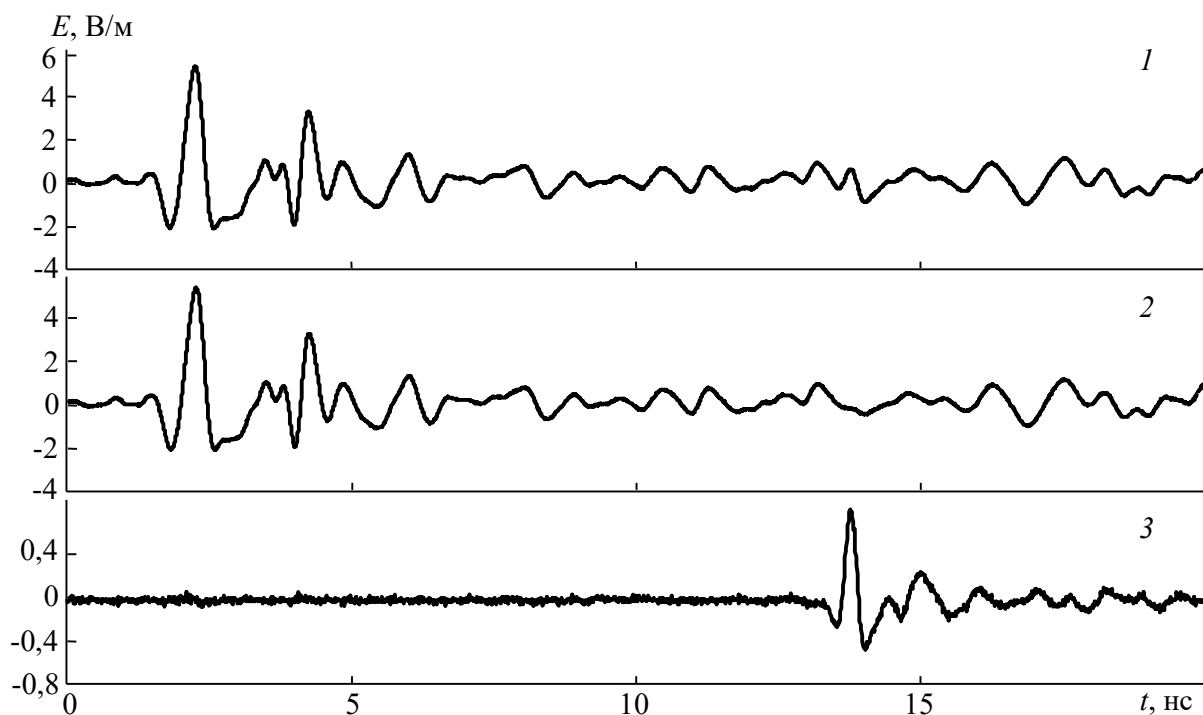


Рис. 34. Осциллограммы зарегистрированных импульсов с объектом (кривая 1), без объекта за стеной (кривая 2) и разностный импульс (кривая 3).

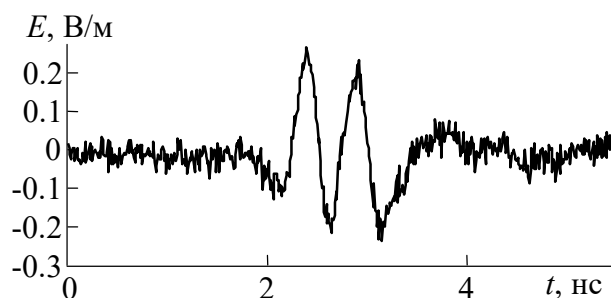


Рис. 35. Осциллограмма отраженного от человека импульса.

По набору отраженных от объекта сигналов построена зависимость амплитуды отраженного импульса от углового положения максимума ДН приемной АР (рис. 36). Для примера приведен случай, когда металлический цилиндр располагали вертикально за стеной в положении 26° относительно нормали к приемопередатчику при излучении и регистрации компонент полей вертикальной (кривая 1) и горизонтальной (кривая 2) поляризации. Измеренные данные (точки на графике) аппроксимировали сплайном (кривые на графике) для более точного определения местоположения объекта. В случае эллиптической поляризации излучения регистрировали

одновременно две ортогональные компоненты вектора напряженности рассеянного электрического поля. Здесь и далее в экспериментах использовали излучение с эллиптической поляризацией правого вращения. Амплитуду рассеянного импульса E_{Π} находили из максимального отклонения годографа.

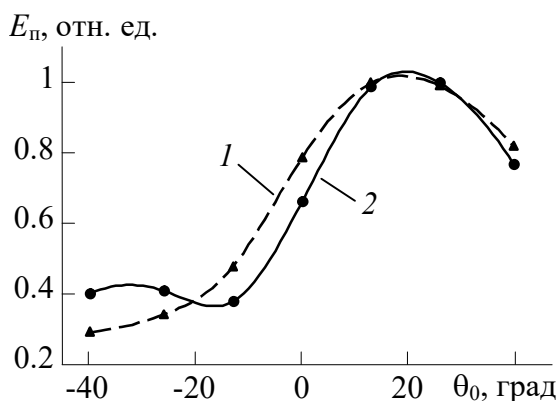


Рис. 36. Зависимость амплитуды отраженного сигнала от углового положения максимума диаграммы направленности приемной антенной решетки при облучении объекта импульсами с вертикальной (кривая 1) и горизонтальной (кривая 2) поляризациями.

По измеренным данным получены зависимости ошибки оценки угла прихода отраженного импульса от заданного углового положения $\Delta\theta$ металлического цилиндра (рис. 37). Как видно из анализа зависимостей, ошибка не превышает 5° для вертикальной (кривая 1), горизонтальной (кривая 2) и эллиптической (кривая 3) поляризаций излучения в диапазоне углов сканирования $-33\dots+33^\circ$ при ширине ДН приемной АР $32\dots46^\circ$. Для человека, стоящего за стеной, ошибка оценки угла прихода $\Delta\theta$ не превышает 23° (рис. 38). Человека, так же как и металлический объект, облучали импульсами с вертикальной (кривая 1), горизонтальной (кривая 2) и эллиптической (кривая 3) поляризациями. Увеличение ошибки обусловлено более сложной структурой рассеянного человеком поля.

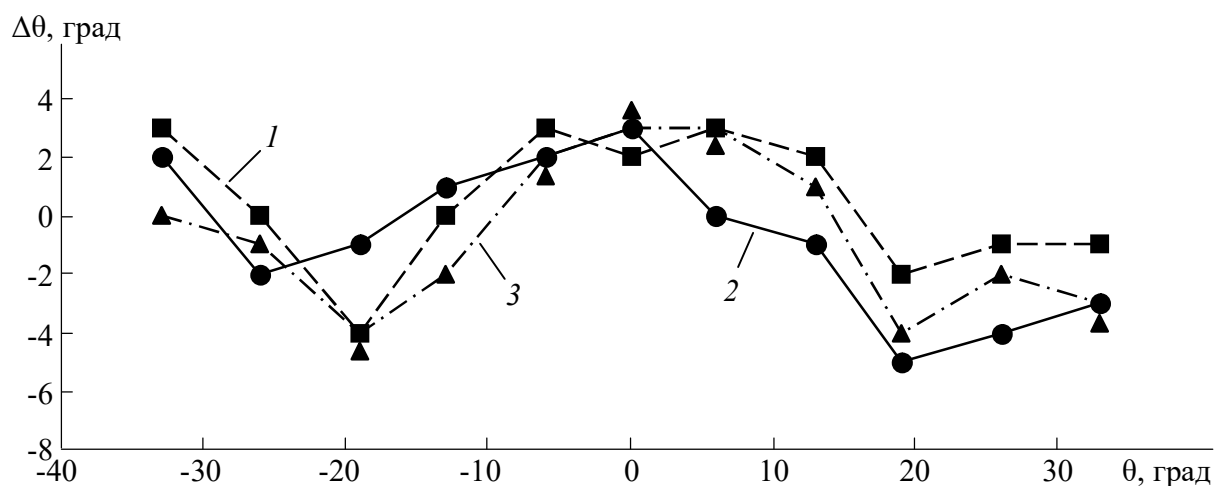


Рис. 37. Ошибка оценки угла прихода отраженного импульса от металлического цилиндра диаметром 290 мм по отношению к заданному угловому положению объекта для вертикальной (кривая 1), горизонтальной (кривая 2) и эллиптической (кривая 3) поляризаций излучения.

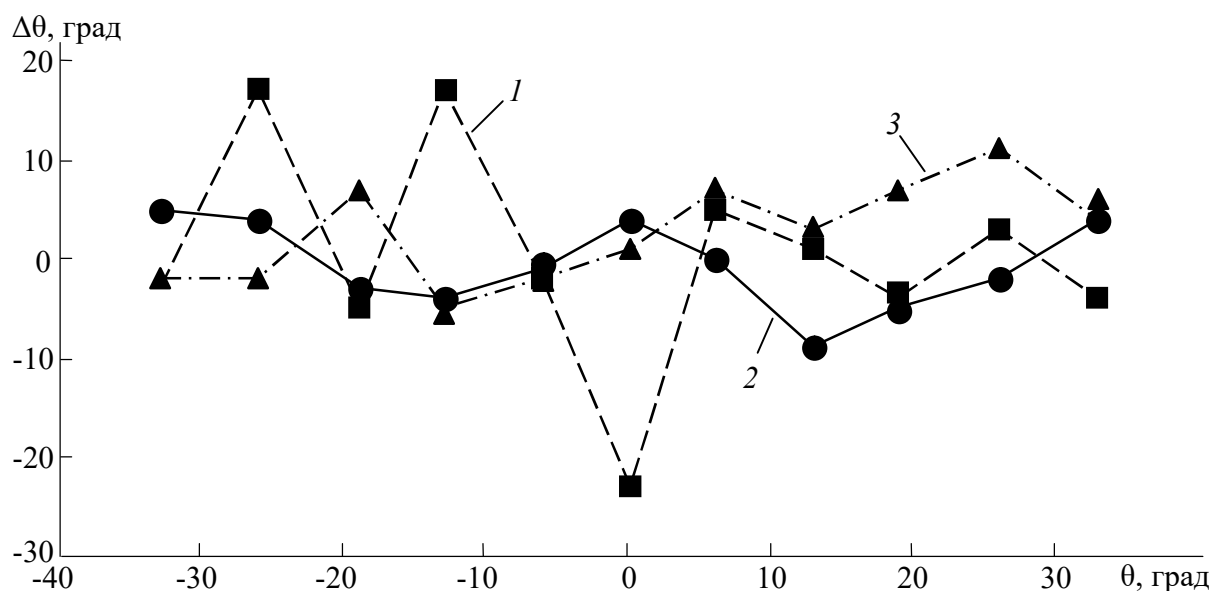


Рис. 38. Ошибка оценки угла прихода отраженного от человека импульса по отношению к заданному угловому положению объекта для вертикальной (кривая 1), горизонтальной (кривая 2) и эллиптической (кривая 3) поляризаций излучения.

При исследовании ПС рассеянного поля в качестве объекта использовали другой металлический цилиндр диаметром 115 и высотой 600 мм. Его располагали за стеной на расстоянии 1.8 м от приемопередатчика в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны, и

устанавливали (наклоняли) в этой плоскости на углы $\alpha = 0$ и $\alpha = 30^\circ$. Вертикальное положение объекта соответствует $\alpha = 0$.

В качестве примера на рис. 39 представлены годографы отраженного от объекта поля при положении объекта за стеной $\theta = -19^\circ$ и углах $\alpha = 0$ (а) и 30° (б). Использовали импульсы излучения с вертикальной линейной поляризацией. Регистрировали одновременно две составляющие вектора напряженности электрического поля. При облучении объекта импульсами с вертикальной поляризацией отраженный сигнал меняет полярность, что означает изменение направления вращения годографа. При $\alpha = 0$ отклонение годографа от линейного было незначительным, поскольку в отраженном поле кроссполяризованная компонента поля мала. При $\theta_c = -19^\circ$ угол β годографа излученного поля составляет -2.5° , при этом $p = 0.09$. При отражении от объекта угол $\beta = 4^\circ$, величина $p = 0.13$. При наклоне объекта на угол $\alpha = 30^\circ$ наблюдали изменение угла наклона годографа, связанное с увеличением кроссполяризованной компоненты в рассеянном поле. В рассеянном поле угол $\beta = 18^\circ$, величина $p = 0.23$. При отклонении объекта в сторону отрицательных углов α кроссполяризованная компонента поля меняет полярность, что приводит к отклонению годографа в сторону отрицательных углов β . Отметим, что при использовании объектов с поперечными размерами, превышающими пространственную протяженность зондирующего импульса, определяемую как произведение длительности импульса на скорость света, их поворот на угол α не приводит к изменению угла β годографа.

Примеры годографов отраженного поля при зондировании импульсами с эллиптической поляризацией показаны на рис. 40. Объект также располагали на $\theta = -19^\circ$ и устанавливали на углы $\alpha = 0$ (а) и 30° (б). Вертикальная составляющая поля меняет полярность при отражении. Наблюдали изменение годографа. При $\theta_c = -19^\circ$ величина p излученного импульса составляет 0.53, при этом угол $\beta = 47^\circ$. В отраженном импульсе при $\alpha = 0$ угол $\beta = -39^\circ$, величина $p = 0.43$. При наклоне объекта на угол $\alpha = 30^\circ$

значение p увеличивается и составляет 0.65, при этом угол $\beta = -25^\circ$. Возрастание p обусловлено увеличением кроссполяризованной компоненты в отраженном поле.

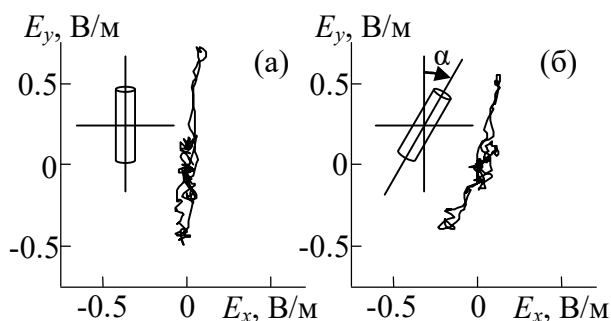


Рис. 39. Годографы отраженного поля от металлического цилиндра диаметром 115 мм при зондировании импульсами с линейной вертикальной поляризацией излучения для углов наклона объекта 0 (а) и 30° (б).

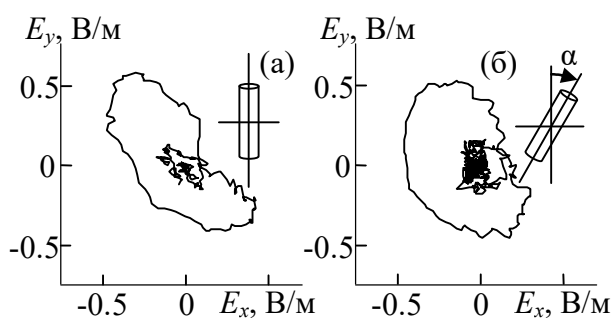


Рис. 40. Годографы отраженного поля от металлического цилиндра диаметром 115 мм при зондировании импульсами с эллиптической поляризацией излучения для углов наклона объекта 0 (а) и 30° (б).

Поляризационная структура поля, рассеянного человеком, показана на рис. 41. Человек стоит за стеной на расстоянии 2 м от приемопередатчика. В качестве примера приведены годографы отраженного поля при расположении человека на $\theta = 6^\circ$ и зондировании импульсами с линейной вертикальной (а) и эллиптической (б) поляризациями излучения. При отражении от человека вертикальная компонента поля меняет полярность. В излученном импульсе с вертикальной линейной поляризацией для $\theta_c = 6^\circ$ угол $\beta = -1.5^\circ$ и величина $p = 0.06$. При отражении импульса излучения от

человека угол $\beta = -2^\circ$ и величина $p = 0.24$. При зондировании человека импульсами с эллиптической поляризацией для $\theta_c = 6^\circ$ угол $\beta = 53^\circ$ и величина $p = 0.49$. В отраженном поле угол $\beta = -51^\circ$ и величина $p = 0.48$. В отраженном от человека поле амплитуда кроссполяризованной компоненты мала. Изменение угла β годографа в отраженном поле по сравнению с падающим обусловлено изменением полярности вертикальной компоненты поля излучения. При этом величина p существенно не изменяется.

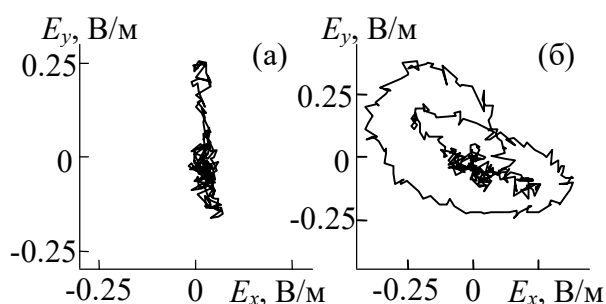


Рис. 41. Годографы отраженного от человека поля при зондировании импульсами с линейной вертикальной (а) и эллиптической (б) поляризациями излучения.

Выводы к разделу 3.

Проведено тестовое зондирование объектов импульсами с различной поляризацией излучения при наличии стены между приемопередатчиком и объектами. В случае металлического объекта ошибка оценки угла прихода отраженного импульса по отношению к заданному угловому положению объекта не превышает 5° для всех используемых поляризаций излучения в диапазоне углов сканирования $-33...+33^\circ$. При зондировании человека за стеной ошибка оценки угла прихода возрастает до 23° , что обусловлено сложной структурой рассеянного человеком поля.

Исследована ПС отраженных от металлического цилиндра и человека импульсов. При отражении импульсов от объектов меняется направление вращения годографа, что связано с изменением полярности вертикальной компоненты рассеянного поля. При наклоне металлического объекта в

плоскости, перпендикулярной направлению распространения электромагнитной волны, в отраженном поле наблюдается кроссполаризованная компонента, которая приводит к изменению угла наклона годографа и коэффициента эллиптичности отраженного импульса. Это указывает на возможность получения дополнительной информации об объекте.

Публикации автора по теме работы

1. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Некрасов Э.С. Двухполяризационная сканирующая антенная решетка для регистрации сверхширокополосных электромагнитных импульсов // Известия вузов. Физика. — 2013. — Т. 56, № 8/2. — С. 71–75.
2. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Некрасов Э.С. Приемопередатчик сверхширокополосного радара для зондирования объектов за стенами // VIII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. — Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. — 24-26 ноября 2014 г. — С. 28–32.
3. Nekrasov E.S., Balzovsky E.V., Koshelev V.I. Control system of ultrawideband receiving antenna array // Известия вузов. Физика. — 2015. — Т. 58, № 10/3. — С. 251–254.
4. Koshelev V.I., Balzovsky E.V., Buyanov Yu.I., Nekrasov E.S., Petkun A.A., Tarnovsky V.M. Detection of metal objects by ultrawideband pulses with different polarization // ASIAEM 2015 Conference Proceedings, August 2–7 2015, ICC, Jeju Island, Republic of Korea. — P. 184–186.
5. Balzovsky E.V., Buyanov Yu.I., Koshelev V.I., Nekrasov E.S. Dual polarized receiving steering antenna array for measurement of ultrawideband pulse polarization structure // Review of Scientific Instruments. — 2016. — V. 87. — P. 034703.
6. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Некрасов Э.С. Сверхширокополосная дипольная приемная антенна 0.15–2 ГГц // 26-я

- Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4–10 сентября 2016 г.: материалы конф. в 13 т. — Москва; Минск; Севастополь, 2016. — Т. 5. — С. 912–918.
7. Некрасов Э.С., Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Исследование поляризационных характеристик сверхширокополосных импульсов при зондировании металлических объектов за стеной // X Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. — Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. — 21-23 ноября 2016 г. — С. 214–218.
 8. Balzovsky E.V., Buyanov Yu.I., Koshelev V.I., Nekrasov E.S. Receiving antenna array element with extended bandwidth toward low frequencies // IOP Journal of Physics: Conference Series. — 2017. — V. 881. — P. 012001.
 9. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Некрасов Э.С. Исследование поляризационной структуры поля сверхширокополосных импульсов при сканировании волновыми пучками // Известия вузов. Физика. — 2017. — Т. 60, № 12/2. — С. 75–79.
 10. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Некрасов Э.С. Сверхширокополосная приемная антенная решетка 2x2 для регистрации наносекундных импульсов со спектром в диапазоне 0.01-2 ГГц // Известия вузов. Физика. — 2017. — Т. 60, № 12/2. — С. 80–84.
 11. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Некрасов Э.С. Облучатель зеркальной антенны для мощного источника сверхширокополосных импульсов // Известия вузов. Физика. — 2017. — Т. 60, № 12/2. — С. 90–94.
 12. Некрасов Э.С., Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Исследование обнаружения объектов за стеной с использованием сверхширокополосных импульсов // XI Всероссийская конференция

- «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. — Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. — 27-29 ноября 2017 г. — С. 107–111.
13. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Некрасов Э.С. Уменьшение потерь в сверхширокополосной антенной решетке при синхронном сложении коротких импульсов // Информационно-измерительная техника и технологии: материалы VIII научно-практической конференции (22-25 ноября 2017 г.) / под ред. В.И. Сырямкина, А.В. Юрченко; Национальный исследовательский Томский государственный университет. — 2017. — С. 23–24.
14. Balzovsky E.V., Buyanov Yu.I., Koshelev V.I., Nekrasov E.S. Ultrawideband dipole receiving antenna for measuring short pulses with extended bandwidth // Microwave and Optical Technology Letters. — 2018. — V. 60, No. 2. — P. 302–306.
15. Balzovsky E.V., Buyanov Yu.I., Koshelev V.I., Nekrasov E.S. Dual-polarized antenna sub-array of 2×2 elements for measurements of short electromagnetic pulses // MATEC Web of Conferences. — 2018. — V. 155. — P. 01003.
16. Balzovsky E.V., Buyanov Yu.I., Koshelev V.I., Nekrasov E.S. Ultrawideband combined antenna with improved matching // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. — 2018. — V. 363. — P. 012002.
17. Balzovsky E., Buyanov Y., Gubanov V., Efremov A., Koshelev V., Nekrasov E., Stepchenko A. A high-power source of ultrawideband radiation with reflector antenna // Proceedings of 20th International Symposium on High-Current Electronics, Tomsk, Russia, September 16–22 2018. — 2018. — P. 61–65.
18. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Некрасов Э.С. Сверхширокополосная приемная антенная решетка 4×4 со сканированием в Н-плоскости // Антенны и распространение радиоволн: сборник научных трудов Всероссийской научно-

технической конференции, 16–19 окт. 2018 г., СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ". — 2018. — С. 35–38.

19. Nekrasov E.S., Balzovsky E.V., Buyanov Y.I., Koshelev V.I. Polarization characteristics of reflected pulses of ultrawideband radiation at detection of metal objects in conditions of limited visibility // Proceedings of International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Tomsk: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, April 18-20 2019. — eCF Paper Id: 168523. IEEE Catalog Number: CFP19794-CDR.
20. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Некрасов Э.С. Приемопередающий модуль сверхширокополосного поляризационного радара для зондирования объектов за стеной // Радиотехника и электроника. — 2019. — Т. 64, № 7. — С. 684–693.
21. Буянов Ю.И., Балзовский Е.В., Кошелев В.И., Некрасов Э.С. Характеристики излучения офсетной отражательной антенны, возбуждаемой решеткой комбинированных антенн // Известия вузов. Физика. — 2019. — Т. 62, № 7. — С. 111–115.

Список цитируемой литературы

1. Thiel F., Hein M., Schwarz U., Sachs J., and Seifert F. Combining magnetic resonance imaging and ultrawideband radar: A new concept for multimodal biomedical imaging // Review of Scientific Instruments. — 2009. — V. 80. — P. 014302.
2. Koshelev V.I., Balzovsky E.V., Buyanov Yu.I., Konkov P.A. Radar signal polarization structure investigation for object recognition // Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 7 (Springer, New York), edited by F. Sabath et al. — 2007. — P. 707–714.
3. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Векторная приемная антенна для измерения поляризационной структуры

- сверхширокополосных электромагнитных импульсов // Радиотехника и электроника. — 2005. — Т. 50, № 7. — С. 863–872.
4. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Двухполяризационная приемная антенная решетка для регистрации сверхширокополосных импульсов // Радиотехника и электроника. — 2010. — Т. 55, № 2. — С. 184–192.
 5. Thiele E., Taflove A. FD-TD Analysis of Vivaldi Flared Horn Antennas and Arrays // IEEE Trans. Antennas Propagat. — 1994. — V. 42. — P. 633–641.
 6. Nikolaou S., Ponchak G.E., Papapolymerou J., Tentzeris M.M. Conformal Double Exponentially Tapered Slot Antenna (DETTSA) on LCP for UWB Applications // IEEE Trans. Antennas Propagat. — 2006. — V. 54. — P. 1663–1669.
 7. Yarovoy A.G., Savelyev T.G., Aubry P.J., Lys P.E., Ligthart L.P. UWB Array-Based Sensor for Near-Field Imaging // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. — 2007. — V. 55, No. 6. — P. 1288–1295.
 8. Essele K.P., Stuchly S.S. Pulse-Receiving Characteristics of Resistively Loaded Dipole Antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. — 1990. — V. 38, No. 103. — P. 1677–1683.
 9. Lee J.J., Livingston S., Neto A. Recent development of wide band arrays // Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation (EuCap), Nice, France. — 2006, edited by H. Lacoste and L. Ouweland (European Space Agency, Noordwijk, The Netherlands, 2006).
 10. Yang Y., Wang Y., Fathy A.E. Design of compact Vivaldi antenna arrays for UWB see through wall applications // Progress in Electromag. Res. — 2008. — V. 82. — P. 401–418.
 11. Ефремов А.М., Кошелев В.И., Ковальчук Б.М., Плиско В.В., Сухушин К.Н. Мощные источники сверхширокополосного излучения с субнаносекундной длительностью импульса // Приборы и техника эксперимента. — 2011. — Т. 54, № 1. — С. 77–83.

12. Андреев Ю.А., Кошелев В.И., Плиско В.В. Комбинированная антенна и линейные решетки для излучения маломощных пикосекундных импульсов // Радиотехника и электроника. — 2011. — Т. 56, № 7. — С. 796–807.
13. Urbancokova H., Valouch J., Kovar S. Stopping of transport vehicles using the power electromagnetic pulses // Przegląd Elektrotechniczny. — 2015. — V. 91, No. 8. — P. 101–104.
14. Hong K., Braidwood S. Stopping car engines using high power electromagnetic pulses // Proc. Int. Conf. Electromagn. Adv. Appl. — 2010. — P. 378–381.
15. Mailloux R.J. Hybrid antennas // Handbook of Antenna Design, Peter Peregrinus Ltd.: London, UK, 1982. — V. 1. — P. 415–465.
16. Voor A. NEC based antenna modeler and optimizer [Online], 2018, Available: <http://www.gsl.net/4nec2/>