

Использование фокусирующих устройств в задачах радиовидения

Н.П. Чубинский

Московский физико-технический институт (Государственный университет)
141700, г. Долгопрудный, Московской обл., Институтский пер., 9, E-mail:
nchub@mail.mipt.ru

Рассмотрены задачи обнаружения людей через стены и перекрытия зданий. Проанализированы современные сверхширокополосные (СШП) и квазикогерентные радары для этих целей. Установлены верхние границы частотных диапазонов таких радаров, связанные с дисперсионными и рассеивающими свойствами строительных конструкций. Предложенный макет радара с фокусирующим устройством обеспечивает разрешение в плоскости объекта и уменьшает потери распространения.

Problems of the people detection through the walls and reinforced concrete level plates are considered. Modern ultrawide band (UWB) and quasicohherent radars for these purposes are analyzed. The top borders of such radars frequency bands, connected with dispersive and scattering properties of building materials, are established. The offered radar with a focusing device provides the resolution in the object plane and and reduces the propagation losses.

1. Задачи радиовидения решает подповерхностная радиолокация при обнаружении объектов в непрозрачных средах. Основные ограничения здесь связаны с большим частотно зависимым затуханием радиоволн. На первый взгляд при наличии относительно тонкого поглощающего экрана эти ограничения в решении задач радиолокации значительно облегчаются. Но они остаются в силе и существенным образом уменьшают радиус действия радаров и его пространственное разрешение. Поэтому данный вид обнаружения объектов относится к ближней радиолокации.

2. Следует подчеркнуть, что именно радиовидение, как одно из направлений активной радиолокации, позволяет получать разрешение по проекции объекта, то есть дает представление о форме наблюдаемого объекта и является мощным средством идентификации.

Наиболее сложным препятствием при решении задачи радиовидения через стены и другие преграды является частотно-зависимое поглощение радиоволн в элементах строительных конструкций. К сожалению, все среды с ростом частоты, включая и строительные материалы, имеют монотонно возрастающее с ростом частоты затухание. Это накладывает принципиальное ограничение сверху на возможный диапазон используемых частот, в котором суммарное затухание на радиолокационной трассе не превышает 80...100 дБ. Снижение частоты (или соответствующее увеличение длины волны), уменьшающее вклад затухания в строительных конструкциях с целью увеличения дальности действия радиолокатора, неминуемо приводит к ухудшению его разрешающей способности, как по дальности, так и по поперечным координатам. Поэтому нахождение приемлемого компромисса между максимально возможной дальностью действия устройства и требуемой для решения задачи разрешающей способностью непосредственно связано с выбором рабочего диапазона частот на основании анализа поглощающих свойств строительных материалов.

Данные по затуханию радиоволн в строительных материалах и конструкциях приведены в [1, 2] для весьма широкого диапазона частот. Однако для наиболее распространенных строительных материалов они вызывают определенную настороженность. Во-первых, в них не указана влажность материалов, от которой затухание зависит сильнейшим образом, а именно, резко увеличивается при ее росте. Во-вторых, в литературе вообще отсутствуют сведения о потерях, обусловленных рассеянием радиоволн

на неоднородностях в строительных конструкциях в СМВ и ММВ диапазонах.

В МФТИ были выполнены измерения погонного затухания [3, 4] в кирпичной кладке внутренних и внешних стен зданий, в железобетонных и деревянных межэтажных перекрытиях (в том числе для внешних стен и железобетонных перекрытий – для двух поляризации) в диапазоне частот 0,5...8,0 ГГц. Результаты для основных строительных материалов показаны на Рис. 1. Затухание в кирпичной кладке и бетоне при влажности 10 % возрастает в 1,4...1,5 раза (в дБ). Сравнение этих результатов с данными [1, 2, 3, 4] показало, что они относятся *только* к сухим строительным материалам (соответствующая весовая влажность 1,5-3,0%). Например, на частоте 2 ГГц при повышении влажности красного кирпича от 2% до 15% затухание возрастает до 21 дБ/м и 75 дБ/м, соответственно!

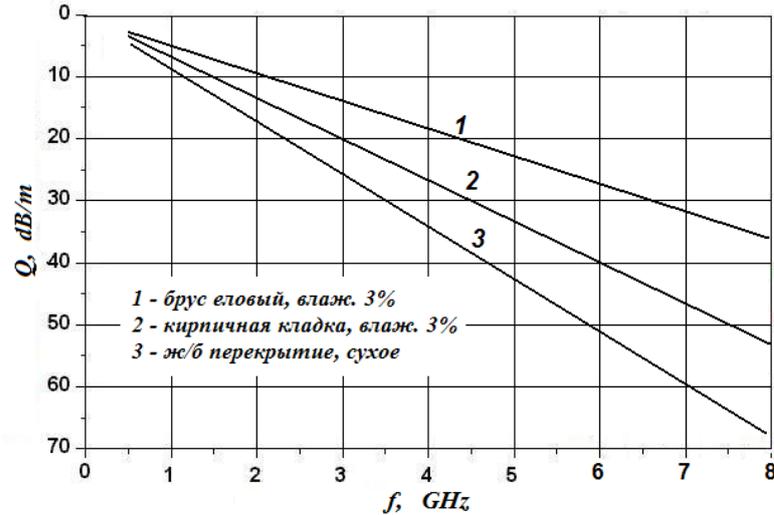


Рис. 1.

Эти измерения позволяют точно определить диапазоны частот для задач радиолокационного обнаружения через стены и перекрытия зданий: для сухих строительных конструкций частотный диапазон ограничен сверху 4...6 ГГц, а для сильно увлажненных – 1,0...1,5 ГГц. Характер полученных частотных зависимостей затухания позволяют дать качественную оценку влияния рассеяния на неоднородностях строительных конструкций. Заметная дисперсия амплитуды и фазы наблюдается на частотах выше 5...6 ГГц.

2. В обзоре [5] дана удивительно простая классификация радиолокационных систем радиовидения: «imaging system» и «nonimaging system». Первые имеют разрешение в плоскости объекта 5...15 см и локализуют его в 2D и 3D пространстве, что позволяет визуализировать контуры человека и получить дополнительные параметры для идентификации объекта. Это действительно системы радиовидения. Вторые имеют разрешение 0,3...1,0 м или хуже, а изображение объекта представляет собой область невысокого контраста на фоне поля зрения радара, размеры и конфигурация которой определяются в основном алгоритмами обработки сигналов и очень слабо зависят от реальной геометрии объекта. Такие системы обнаружения «чего-то», строго говоря, не могут быть отнесены к радиовидению. Тем не менее, каждая из них имеет свою нишу для использования.

Первые активные системы радиовидения через тонкие слабо поглощающие экраны статичных объектов, использующие фокусирующие элементы, были созданы в 80-е...90-е годы. В них использован диапазон ММВ (Павельев – 36 ГГц, N. Currie – 50 ГГц, J. Svedin – 94 ГГц) и достигнуто поперечное разрешение 6...10 см на расстояниях 5...20 м. Основные особенности таких систем следующие. Во-первых, рабочие дальности

сти таких радаров всегда лежат в пределах зоны Френеля, во-вторых, фокусировка рассеянного излучения даёт возможность достичь предельно высокого разрешения в плоскости объекта (порядка нескольких длин волн локатора) и сокращает потери распространения, в-третьих, фокусировка при облучении области объекта дополнительно сокращает потери распространения, что в значительной мере компенсирует большой коэффициент затухания в бетонных перекрытиях и стенах.

Известны так же пассивные системы с фокусирующими элементами, работающие в ММВ диапазоне (Lover – 94 ГГц, Huguenin – 95 ГГц). В первой используется антенная решетка 0,9 м×0,9 м, достигнуто разрешение около 4 см, во второй – линза диаметром 30 см, разрешение – около 7 см. Основными недостатками таких систем является большое время регистрации одного кадра и резкое ухудшение радиоизображения при уменьшении температурного контраста между стеной и объектом.

Приведём примеры когерентных систем с низким разрешением («nonimaging system»). Одной из первых был радар для обнаружения через стены, регистрирующий движения (живого) объекта (1992, Raytheon). Он построен по классической схеме доплеровских систем, в нём использованы две всенаправленные антенны (поперечное разрешение отсутствует) и немодулированный сигнал с частотой 915 МГц. Дальность обнаружения в открытом пространстве около 30 м, а при наличии бетонной стены толщиной 1 м – менее 6 м. В 1998 г. на основе описанной конструкции был создан СШП радар – Motion And Ranging Sensor (MARS), – в котором использован ЛЧМ сигнал с полосой частот 0,7...1,2 ГГц. Достигнута разрешающая способность по дальности около 15 см в указанном выше диапазоне расстояний. Другой радар с ЛЧМ сигналом в полосе 200...450 МГц имеет три всенаправленные антенны: одну передающую и две несенных приёмных. Разрешение в продольном и поперечном направлениях около 1 м. Максимальная дальность в открытом помещении 25 м, а через бетонную стену толщиной 20 см – не более 12 м. Из этого ряда выпадает широко известный радар Flashlight (1997, E. Greneker) с высокой рабочей частотой – 10,5 ГГц. В нём использована дифференциальный метод для регистрации дыхательных движений человека. О пространственном разрешении сведений нет, а максимальная дальность обнаружения через стену из облегчённых бетонных блоков толщиной 20 см менее 5 м.

Наиболее распространёнными в период 2000-2010 годов являются системы для обнаружения людей за бетонными стенами, которые используют СШП радиоимпульсы. Конструктивно они похожи на импульсные георадары, в которых локализация одиночного объекта достигается при перемещении приёмно-передающего модуля (ППМ) в пределах достаточно большой площадки. Отражённые сигналы регистрируются под разными ракурсами в большом телесном угле. Синтезирование изображения определяет область (точку) локализации объекта. В случае зондирования объема пространства через стены радар находится в фиксированном положении. Для однозначной реконструкции положения объекта требуется несколько каналов, регистрирующих отражённые сигналы под разными ракурсами. Для этого система имеет антенную решётку, содержащую 4...20 элементов, имеющих широкую ДН и образующих апертуру с размерами 0,5...2,0 м. Типичная длительность излученного СШП импульса составляет 0,5...2,0 нс, что даёт погрешность измерения пространственной задержки сигналов около 0,1...0,3 м. Объект периодически облучается зондирующими импульсами одного или нескольких элементов антенной решётки, а приёмные модули локатора регистрируют рассеянное излучение. По массиву сигналов синтезируется радиолокационное изображение методом «обратного проектирования». Ориентировочный список разработчиков и стран производителей СШП радаров. Большинство из приведённых радаров имеют опцию регистрации дыхательных движений человека (живого объекта).

ООО «ЛОГИС» (производитель), МФТИ, МАИ, МГТУ им. Н.Э. Баумана, (Россия)

Time Domain (США) – Radar Vision-2, RadarVision-1000, RadarVision-2000, RadarVision-2i, SoldierVision (4 sensors), Raytheon Systems Company (США), MultiSpectral Solution (США), Lawrence Livermore National Laboratory (США), Patriot Scientific Corporation (США), САС, Villanova University (США), Lockheed Sanders (США), Cambridge Consultants (Великобритания), Defence R&D Canada – Ottawa (Канада), XeQurit (Израиль), Camero (Израиль) – Xaver800, DSO National Laboratories (Сингапур).

Однако эти приборы принципиально не могут отображать контуры объектов и решать их отдельные участки. Как классический радиолокатор они регистрируют на дисплее любой наблюдаемый предмет в виде пятна, поперечные размеры которого определяются алгоритмами обработки не зависимо от его размеров и формы. Это лишает оператора возможности идентифицировать объекты. Энергетический потенциал импульсных радаров невелик (заметно меньше чем у дифференциальных СШП систем) и дальность их действия при наблюдении статических объектов не всегда достигает 10 метров даже без преграды. В дифференциальном режиме работы чувствительность их возрастает и позволяет наблюдать небольшие колебания отдельных участков объекта, связанных с физиологическими функциями (дыхательная функция, сердцебиения) на достаточно большом расстоянии (десятки метров) даже через стены зданий. Это является важным преимуществом, поскольку дает возможность идентификации живых объектов. С другой стороны, они очень чувствителен к малым перемещениям самого радара и для устранения влияния собственного движения были разработаны специальные системы компенсации.

3. В МФТИ проводились разработки квазикогерентных и фокусированных систем обнаружения объектов за поглощающими экранами. Здесь мы более подробно рассмотрим вторую – реальную систему радиовидения.

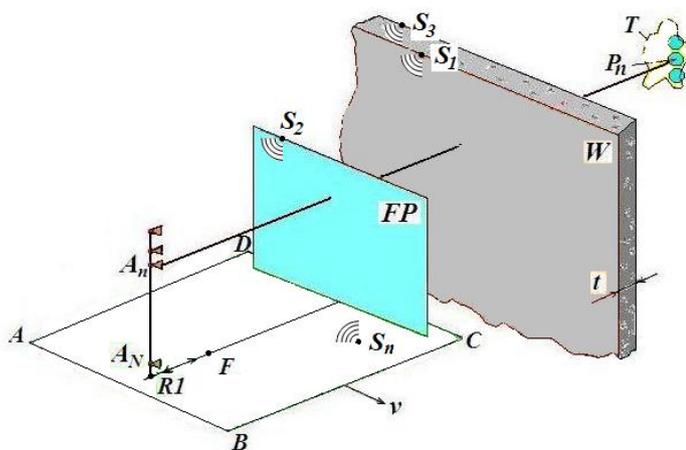


Рис. 2.

Первый вариант такого радара (Рис. 2) с фокусировкой как облучающего, так и рассеянного объектом поля радиоволны [6] являлся примером предельно возможного

уменьшения потерь распространения. Вертикальная линейка приемо-передающих модулей (ППМ) 1,2,3,...N с антеннами A_n располагается в точке на расстоянии R_1 от фокусирующего устройства (FP). Варьируя R_1 , можно перемещать плоскость фокусировки с другой стороны FP за преградой W на расстояние R_2 от FP . Набор сигналов, зарегистрированных линейкой ППМ, определяет яркости площадок фокусировки P_n , расположенных вдоль вертикальной линии, пересекающей объект T . Таким образом, формируется столбец точек (пикселей) изображения. При перемещении радара вдоль преграды W на экране дисплея отображается развертка радиоизображения объекта. Подобную процедуру выполняет стандартный сканер при копировании плоского изображения.

3.1. Рассмотрим энергетику нефокусированных систем. При отсутствии фокусирующего устройства облучение объекта под определённым ракурсом выполняется единственной антенной с небольшим коэффициентом усиления (широкоугольное облучение), к которой подводится мощность P_T . Мощность отраженного сигнала $P_R^{нф}$ определяется формулой радиолокации:

$$P_R^{нф} \approx P_T \frac{GS_A \sigma |\bar{S}_{21}|^2 |\bar{S}_{12}|^2}{16\pi^2 (R_1 + R_2)^4} \approx P_T \frac{\lambda^2 \sigma |f(\vec{n})|^4 \exp(-4\alpha_w t_w)}{4\pi^2 (R_1 + R_2)^4} \quad (1)$$

где G , S_A – коэффициент усиления и эффективная площадь приемо-передающей антенны, причём $GS_A \approx 4\lambda^2$,

σ – ЭПР всего объекта,

$|\bar{S}_{21}|^2 = |\bar{S}_{12}|^2 \approx |f(\vec{n})|^2 \exp(-2\alpha_w t_w)$ – коэффициент прохождения по мощности через слой (стену) толщиной t_w , если пренебречь многократными переотражениями на ограничивающих плоскостях,

$f(\vec{n}) = 4\vec{n}/(1+\vec{n})^2$ – функция, определяющая потери на отражение на границах слоя,

$\vec{n} = \sqrt{\vec{\epsilon}}$ и α_w – коэффициенты преломления и затухания в материале стены.

Очень часто затухание в стене учитывается только в виде экспоненциального множителя, что даёт заниженное ослабление, а при измерениях затухания в листовых материалах приводятся результаты, включающие зависимость $|f(\vec{n})|$ без указания величины \vec{n} или $\vec{\epsilon}$.

Наиболее существенным сигналом помехи является рассеянная облучаемой плоскостью стены волна (отражением от другой плоскости (сигнал S_3 на Рис. 3) можно пренебречь, учитывая затухание волны в слое), её мощность при нормальном падении равна

$$P_{S1}^{нф} = \frac{P_T GS_A |\bar{\Gamma}_{12}|^2}{4\pi(2(R_1 + R_{21}))^2} = \frac{P_T \lambda^2 |\bar{\Gamma}_{12}|^2}{4\pi(R_1 + R_{21})^2} \square P_R^{нф}. \quad (2)$$

Она многократно превышает полезный сигнал, причём $R_1 + R_{21}$ – расстояние от облучателя до стены (Рис. 3). Рассеянная стеной мощность слабо меняется (уменьшается) при отклонениях ракурса облучения от нормали благодаря малой направленности приёмно-передающей антенны.

3.2. Использование фокусирующего устройства (линзы, зонной пластины Френеля (ЗПФ)) позволяет сконцентрировать энергию сигнала (за вычетом потерь в материале

стены) на одном элементе разрешения объекта диаметром d_n (Рис. 3). Расстояния от линзы диаметром $2r_N$ до облучателя – R_1 и до объекта – R_2 связаны с её фокусным расстоянием F уравнением линзы:

$$1/R_1 + 1/R_2 = 1/F. \quad (3)$$

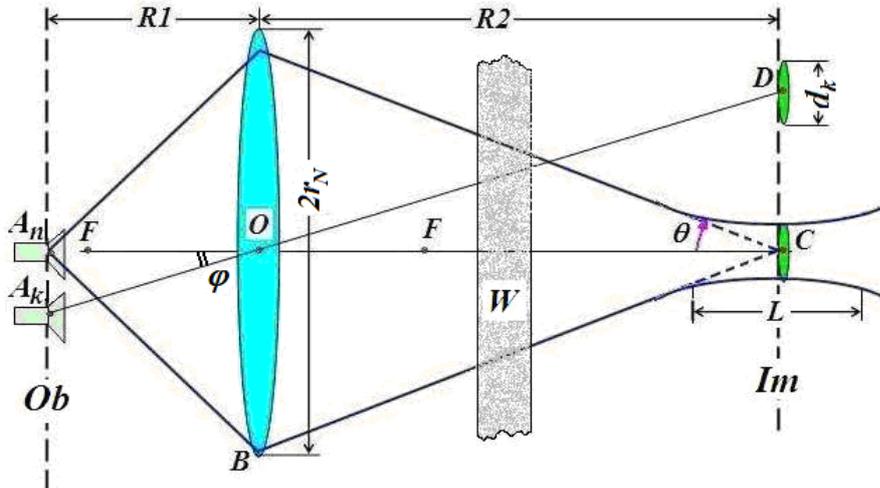


Рис. 3.

Размер фокального пятна на оси системы равен $d_n \approx 0,4\lambda / \sin\theta$, а протяжённость фокальной перетяжки – $L \approx \lambda / \sin^2\theta$. Если антенна-облучатель, например A_k , расположен ниже, то ось фокусировки поворачивается на угол φ , а размер фокального пятна будет больше – $d_k \approx d_n / \cos\varphi$. Таким образом, поперечное разрешение ухудшается от центра плоскости объекта к периферии. При $R_2 \ll r_N$ этот эффект проявляется слабо.

Определим мощность отраженного сигнала P_R^ϕ при использовании ЗПФ в качестве фокусирующего элемента:

$$P_R^\phi \approx P_T G k_u |\bar{S}_{21}|^2 |\bar{S}_{12}|^2 |\bar{S}_{FP}|^4 |\bar{\Gamma}_n|^2 \approx P_T G k_u |f(\vec{n})|^4 k_{on} \exp(-4\alpha_w t_w), \quad (4)$$

где $|\bar{S}_{FP}|^2 \approx 0,5$ – коэффициент передачи мощности ЗПФ,

$k_u \approx 0,7 \dots 0,8$ – коэффициент использования апертуры линзы,

$k_{on} \approx \Omega_{Sn} / \Omega_s \ll 1$ – отношение телесного угла, под которым видна апертура ЗПФ из «засвеченного» элемента P_n объекта, к телесному углу, под которым рассеивается не менее 90% мощности, сфокусированной на этом элементе (рассеянный n -м элементом объекта поток мощности S_n на Рис. 4).

Здесь полностью отсутствует составляющая затухания, обусловленная расходимостью пучка при отсутствии фокусировки.

Теперь оценим типичные помехи, возникающие в фокусированных системах. Обратимся к лучевой картине на Рис. 3. ЗПФ является источником рассеянного сигнала S_2 . Антенна на оптической оси A_n перехватывает часть рассеянного поля, создаваемого виртуальным источником на расстоянии R_1 позади ЗПФ. Учитывая, что ЗПФ делит энергию волны на рассеянную и прошедшую части поровну, мощность рассеянного сигнала на входе приёмника равна:

$$P_{S_2}^\phi \approx P_T \lambda^2 / 8\pi R_1^2. \quad (5)$$

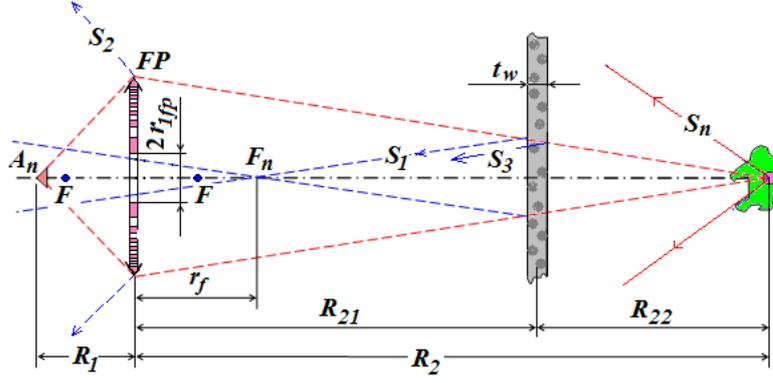


Рис. 4.

Ещё одна составляющая рассеянного поля S_1 формируется отражением частично сфокусированной волны от внешней поверхности стены. Промежуточный фокус F_n может находиться справа или слева от ЗПФ в зависимости от соотношения $k = R_{21}/R_{22}$. Если стена находится посередине между ЗПФ и объектом ($R_{21} \approx R_{22}$), F_n перемещается в центр ЗПФ. Когда $R_{21} \neq R_{22}$, могут быть два варианта: 1) расходящийся (сходящийся) пучок лучей не выходит за пределы первой зоны Френеля, поэтому можно пренебречь влиянием ЗПФ; 2) пучок закрывает две или более зон Френеля. Мощность виртуального источника в точке F_n будет равна:

$$P(F_n) = P_T |\vec{S}_{FP}|^2 G |\vec{\Gamma}_{12}|^2, \quad (6)$$

где $\vec{\Gamma}_{12} = (1 - \bar{n}) / (1 + \bar{n})$ – коэффициент отражения от облучаемой плоскости стены.

Тогда мощность сигнала на входе антенны A_n (на оптической оси) в первом случае равна:

$$P'_{S1} = \frac{P_T |\vec{S}_{FP}|^2 G S_A |\vec{\Gamma}_{12}|^2 R_2^2}{\pi (R_1 + r_f)^2 r_N^2} \approx \frac{4P_T |\vec{S}_{FP}|^2 |\vec{\Gamma}_{12}|^2 R_2^2 \lambda^2}{\pi (R_1 + R_{21} - R_{22})^2 r_N^2}. \quad (7)$$

Во втором случае, используя свойство линзы $r_f^{-1} + R_{29}^{-1} = F^{-1}$, определим точку фокусировки слева от ЗПФ:

$$R_{29} \approx Fr_f / (r_f - F) = F(R_{21} - R_{22}) / (R_{21} - R_{22} - F). \quad (8)$$

Если расстояние между точкой фокусировки и фазовым центром антенн $r = R_{29} - R_1$, то мощность в антенне P''_{Rn} определяется расходящимся потоком от виртуального источника мощностью $P(F_n) |\vec{S}_{FP}|^2 = P_T |\vec{S}_{FP}|^4 G |\vec{\Gamma}_{12}|^2$:

$$P''_{S1} \approx P_T |\vec{S}_{FP}|^4 G S_A |\vec{\Gamma}_{12}|^2 / \pi r_p^2 = 4P_T |\vec{S}_{FP}|^4 |\vec{\Gamma}_{12}|^2 \lambda^2 / \pi r_p^2, \quad (8a)$$

где $r_p = Rr/R_{29}$ – радиус сечения потока мощности в плоскости антенны. Максимальная мощность достигается при $r = 0$:

$$P''_{S1\max}|_{r=0} \approx P(F_n) |\vec{S}_{FP}|^2 = P_T |\vec{S}_{FP}|^4 G |\vec{\Gamma}_{12}|^2. \quad (9)$$

Рассеянием на неоднородностях материала стены в подавляющем числе случаев (частота менее 10 ГГц) можно пренебречь, учитывая большие потери в материале стены.

3.3. При определении затухания сигналов сфокусированных радиолокационных си-

стем могут быть полезны следующие данные о потерях при рассеянии от отдельных участков человеческого тела. Эти данные получены на рабочем макете ЗПФ размерами 1м×1м на частоте 8,6 ГГц. В таблице 1 даны относительные значения коэффициентов рассеяния. В качестве эталона использован проводящий диск диаметром 12 см.

Таблица 1

	Тип рассеивателя	Относительный уровень сигнала	Потери при отражении, дБ
	Эталонный рассеиватель – диск диаметром 12 см	1,0	0
	Внутренняя сторона ладони	0,65	1,9
	Тыльная сторона ладони	0,4	4,0
	Предплечье	0,5	3,0
	Голова, фас	0,12	9,2
	профиль	0,22	6,6
	затылок	0,16	8,0
	Нижняя часть грудины	0,6	2,2

4. Приведённые соотношения показывают, что как в нефокусированных, так и в фокусированных системах сигналы, рассеянные стеной сигналы существенно превосходят полезные, отражённые объектом или его элементами разрешения. В импульсных системах временное разделение пространственно разнесённых отражающих объектов и источников помех позволяет в значительной степени улучшить ситуацию, дополнительно введя временное стробирование. Это весьма перспективно так же в фокусированных системах.

4.1. Учитывая, что в фокусированных системах анализируемая область относится к ближней радиолокации (зона Френеля), необходимое высокое разрешение по дальности может быть достигнуто при достаточно широкой полосе частот. Если в импульсных радарах эти трудности преодолеваются при использовании СШП сигналов (это, кстати, значительно снижает затухание в стенах и перекрытиях, поскольку информационная часть их спектра максимально сдвинута вниз), то в фокусированных системах использование в качестве фокусирующих элементов классических линз исключено из-за их большого веса. А зонные пластины Френеля предельно легки, но обладают заметной дисперсией. Для оценки относительной полосы частот ЗПФ обратимся к рис. 5. Она расположена в плоскости AB , имеет фокусное расстояние F , если источник сигнала расположен в фокусе, то справа формируется плоский фронт волны. При расположении источника на расстоянии $R_1 > F$ от плоскости ЗПФ точка фокусировки R_2 перемещается из бесконечности в точку $R_2 > F$. Радиусы границ зон Френеля определяются соотношением:

$$r_n \approx \sqrt{nF\lambda}, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (10)$$

где $r_{n\max} = r_N$ – радиус ЗПФ.

Прозрачные зоны обычно являются нечетными. Для формирования синфазного фронта волны в плоскости AB необходимо, чтобы набеги фазы на соседних прозрачных зонах отличались на λ . Изменение длины волны λ' при тех же геометрических размерах фокусирующего устройства приводит к изменению фазовых задержек, возрастающих при увеличении номера зоны. Будем считать допустимым изменение фазы крайней зоны N на величину $\lambda'/2 \approx \lambda/2$, тогда максимальное запаздывание крайнего луча AC равно:

$$AC = \Delta_N \approx N\lambda/2 = (N+1)\lambda'/2 = (N+1)(\lambda - \Delta\lambda)/2$$

Относительная ширина спектра обратно пропорциональна полному числу зон фокусатора или эквивалентной добротности Q_3 ЗПФ как частотного фильтра:

$$\Delta\lambda/\lambda = \Delta f/f = 1/(N+1) \approx 1/N \approx 1/Q_3. \quad (11)$$

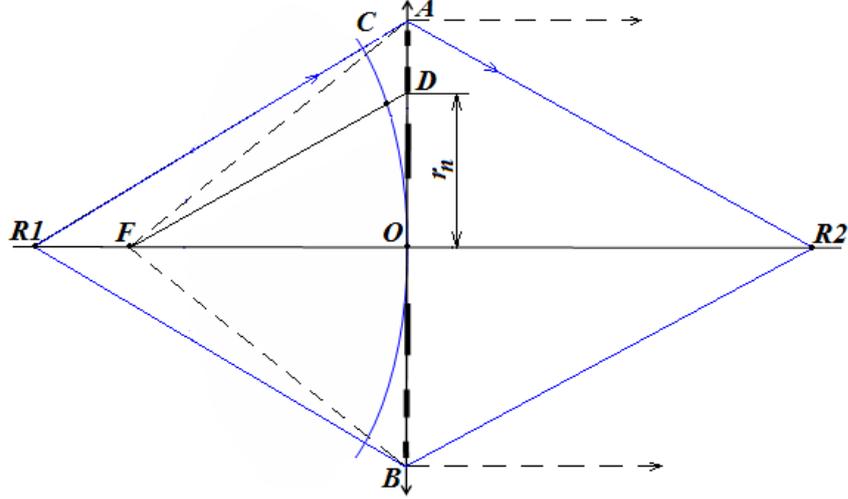


Рис. 5.

Используем соотношение (10), чтобы связать полученный результат с геометрией ЗПФ. Для ограничения числа размерных параметров введём связь между радиусом ЗПФ r_N и её фокусным расстоянием – $r_N = \alpha F$, где $\alpha \leq 1$ ($\alpha = 1$, как правило, соответствует наибольшему телесному углу облучения ЗПФ):

$$\Delta f/f \leq \lambda/\alpha r_N = \lambda/F. \quad (12)$$

Полоса частот ЗПФ как фильтра равна:

$$\Delta f \leq c/\alpha r_N = c/F, \quad (12a)$$

а длительность огибающей такого импульса –

$$\tau \geq 1/\Delta f = \alpha r_N/c. \quad (13)$$

Максимальная разрешающая способность по дальности на оси фокусатора (приблизительно половина пространственной длительности импульса) равна:

$$\delta z \geq \alpha r_N/2. \quad (14)$$

Таким образом, короткофокусная ЗПФ ($\alpha = 1$) имеет продольное разрешение около половины радиуса фокусатора. Оно может быть улучшено при увеличении фокусного расстояния ($\alpha < 1$) приблизительно вдвое, но при этом увеличивается продольный размер фокусирующего устройства и частично ухудшается поперечное разрешение. В оптическом диапазоне размеры фокальной области позволяют достичь весьма высокие поперечное и продольное разрешения в пространстве. В радиодиапазоне фокусаторы имеют электрические размеры многократно меньшие, и эффект фокусировки даёт достаточное поперечное разрешение, но продольное оставляет желать лучшего из-за большой продольной протяжённости фокальной области (Рис. 3).

Следует заметить, что у классических линз из диэлектриков с малыми потерями дисперсия пренебрежимо мала и линза передают без искажений СШП импульсы, а так же имеет эффективность в четыре раза выше чем ЗПФ. К сожалению, требуемые для получения пространственного разрешения в радиодиапазоне размеры диэлектрической линзы достаточно велики, а их вес неприемлем для мобильных систем. Исключение

составляют коротковолновые СВЧ диапазоны ММВ и СММВ, где размеры и вес приемлемы для реализации систем радиовидения [5].

4.2. Приведём оценки отношения мощностей полезного сигнала и сигналов, рассеянных ЗПФ и стеной для нефокусированной и фокусированной систем, используя следующие параметры: радиус ЗПФ – $r_N = 0,75$ м, фокусное расстояние – $F = 0,75$ м ($\alpha = 1$), ЭПР человека на частоте 8 ГГц – $\sigma = 0,5$ м², расстояние от фазового центра облучателя до плоскости ЗПФ – $R_1 = 1$ м, расстояние от ЗПФ до плоскости стены толщиной $t_w = 0,4$ м – $R_{21} = 2$ м, расстояние от стены до плоскости объекта – $R_{22} = 3$ м, коэффициент преломления кирпичной кладки с весовой влажностью 3% – $n = 3$, средняя длина волны – $\lambda = 4$ см, ширина спектра излучаемого импульса – $\Delta f \approx 400$ МГц, длительность импульса – $\tau = 2,5$ нс, погонное затухание α_w в кирпичной кладке на частоте 7,5 ГГц соответствует 50 дБ/м.

Мощность шума в полосе 400 МГц составляет около минус 120 дБi. При минимальном соотношении сигнал/шум порядка 10 дБ уровень регистрируемого сигнала $P_{r_{\min}}$ должен быть не ниже минус 110 дБi.

1) Нефокусированная система даёт такой уровень мощности отражённого телом человека сигнала (–110 дБi) при мощности излучения $P_T^{n\phi} \approx 1$ Вт (0 дБ)! При этом мощность сигнала, отражённого стеной на расстоянии 3 м, составляет $P_{S1}^{n\phi} \approx 0,1$ мВт (–40 дБм). Временные задержки полезного и рассеянного стеной сигналов составляют приблизительно 20 нс и 40 нс, соответственно. Даже при длительности излучаемого импульса 2,5 нс полезный сигнал «утонет» в размытом отражении от стены.

2) Фокусированная система даёт минимальный уровень мощности отражённого одним «пикселем» изображения объекта (–110 дБi) при мощности излучения $P_T^{\phi} \approx 10$ мкВт (–50 дБi). Выигрыш фокусированной системы составляет пять порядков по мощности. Задержка сигнала составляет 40 нс.

3) Уровень мощности полезного сигнала превышает мощность рассеянного ЗПФ сигнала S_2 почти на порядок, интервал задержек последнего 6...7 нс, кроме того помеха и полезный сигнал существенно разнесены на временной шкале.

4) Уровень мощности рассеянного стеной сигнала на 2..3 порядка превышает уровень полезного и варьируется в зависимости от расстояния R_{21} (Рис. 4). Наихудший случай, когда точка виртуальной фокусировки F_n располагается вблизи фазового центра приёмно-передающей антенны, что соответствует $R_{21} \approx R_1$ (время задержки около 13 нс). Это полезно иметь в виду при установке радара на рабочую позицию. Чтобы исключить подобную ситуацию следует максимально приблизить ЗПФ к стене здания. Существенное временное разнесение сигналов отчасти исправляет положение.

4.3. В этих резюмирующих оценках остался вне поля зрения ещё один факт, имеющий значительное влияние на отношение сигнал/помехи. Дело в том, что приёмно-передающие модули (ППМ) имеют общую приёмно-передающую антенну, которая соединена с передатчиком и приёмником посредством Y-циркулятора. Это достаточно широко используемая схема в конструкциях радиолокаторов, зондирующих пространство в ближней зоне и имеющих небольшой энергетический потенциал. Циркулятор обеспечивает развязку между передатчиком и приёмником около 20 дБ. При небольшой мощности источника сигнала, которой достаточно для работы в ближней зоне, такое дополнительное ослабление доводит прямой сигнал из передатчика в приёмник до уровня, соответствующего линейному участку входной характеристики первого каскада приёмника. Этот сигнал полезен и в большинстве радиолокаторов используется как

маркер начала временной шкалы. Однако развязка порядка 20 дБ определяется главным образом качеством согласования антенны. Понимая важность снижения коэффициента отражения антенн ППМ, их КСВ с трудом был доведён до уровня не выше 1,02...1,03 в диапазоне частот около 100 МГц, а полученная развязка превышала 30 дБ. Но полоса частот сигнала составляла около 450 МГц и КСВ на краях спектра доходил до уровня 1,4...1,5, что привело к непредсказуемым нелинейным эффектам. Этот горький урок [6] подтолкнул нас к поискам конструктивно-схемных решений, максимально ослабляющих сигналы помех, наибольшая интенсивность которых достигается при ориентации оси фокусатора перпендикулярно поверхности стены.

Для фокусированных систем ощутимый эффект достигается при повороте оси фокусатора в горизонтальной плоскости относительно нормали к поверхности стены, при котором зеркально отражённый сигнал от её поверхности попадёт в телесный угол вне объёма, занимаемого ЗПФ. В нефокусированных системах тоже будет наблюдаться эффект улучшения отношения сигнал/помеха, но в очень незначительной степени, поскольку используемые в них антенны создают широкоугольное облучение объёма локации.

4.4. Другим шагом, радикально решающим проблему развязки приёмника и передатчика и устранения помех, является использование отдельных антенн указанных блоков. Для этого передающую антенну следует вынести из раскрыва ЗПФ, при этом можно сформировать её диаграмму направленности, оптимально решающую поставленную задачу. Очевидно, что максимальный энергетический потенциал достигается в случае, когда роль апертуры передающей антенн будет выполнять ЗПФ, аналогичная приёмной. Но это недопустимо увеличит размеры системы радиовидения. С нашей точки зрения, диаграмма направленности передающей антенны должна быть сопряжена с областью пространства, на которую сфокусирована вертикальная линейка приёмных модулей. Приемлемым может быть следующий вариант передающей антенны и её расположения. Это вертикальная линейная решётка излучателей, расположенная по правому или левому краю ЗПФ. Ширина её диаграммы излучения (не направленности!) в горизонтальной плоскости должна закрывать объём пространства, в котором сфокусирована вертикальная линейка приёмных модулей для всех заданных дальностей, определяющих глубину зондирования. Например, если фазовый центр облучающей решётки вынесен на 1,5 м от вертикальной плоскости симметрии ЗПФ, а диапазон дальностей составляет 2...12 м от плоскости ЗПФ, то оптимальная ширина диаграммы (желательно косекансной формы для выравнивания уровней потока мощности облучения объектов на разных расстояниях) около 30°. Причём отражённый от стены пучок лучей вначале ($R_{21} = 2$ м) почти целиком покрывает ЗПФ, а по мере увеличения расстояния до стены он перемещается влево и перестаёт накладываться на поверхность ЗПФ. Но даже при минимальном расстоянии до стены отражённый от неё пучок лучей фокусируется левее фазовых центров антенн приёмных модулей. В условиях, когда отражённый от стены пучок ($R_{21} \approx 2$ м) вносит помехи большого уровня, можно предусмотреть увеличение смещения оси решетки излучающих антенн от плоскости симметрии ЗПФ. При этом отражённый пучок лучей уже не будет пересекаться с плоскостью ЗПФ.

Что касается энергетики радиолокационного канала, то предлагаемая система имеет существенные преимущества перед нефокусированными системами, но уступает фокусированным. Количественная оценка необходимой мощности передатчика P_{T2}^{ϕ} предлагаемой системы основывается на требовании обеспечить для рассматриваемого варианта на максимальном расстоянии (12 м) ту же плотность потока энергии, которую создаёт исходная фокусированная система на одном пикселе разрешения площадью S_p

при мощности источника $P_{T1}^{\phi} = 10^{-5}$ Вт. С учётом потерь в ЗПФ в исходном варианте

$$P_{T1}^{\phi}/2S_p \approx P_{T2}^{\phi}/S_{обл}, \quad (15)$$

а $P_{T2}^{\phi} \approx 150 P_{T1}^{\phi} = 1,5$ мВт при $S_{обл} \approx 12\text{ м}^2$.

Выводы.

1. Проведено сравнение характеристик радиолокаторов с использованием нефокусированных, которые не имеют достаточного поперечного разрешения для идентификации объекта, и фокусированных систем, имеющих потенциальное разрешение в плоскости объекта около 10-20 см в зависимости от расстояния, что даёт возможность очертить контуры человеческой фигуры. Показано, что энергетический потенциал фокусированных систем радиовидения на 3...5 порядков выше, чем для нефокусированных.

2. Проанализированы различные виды помех фокусированных и нефокусированных систем. Основным источником помехи является зеркально отражённая волна от стены, мощность которой на много порядков выше уровня полезного сигнала. Фокусированные системы имеют существенно меньший уровень остальных помех от окружающих предметов, поскольку в них облучается только тот элемент объекта, который необходимо зарегистрировать.

3. Определены предельная полоса частот фокусаторов на основе зонной пластины Френеля, которая обратно пропорциональна её диаметру, и его продольное разрешение.

4. Предложено несколько способов уменьшения уровня помехи от поверхности стены. В первом облучающая волна падает наклонно к плоскости стены, что более эффективно в фокусированных системах. Второе решение связано с разделением излучающей и приёмной антенных систем. В фокусированных системах временное разнесение полезного сигнала и помех позволяет полностью устранить влияние последних. Определена оптимальная конфигурация и компоновка облучающей антенны для фокусированных систем.

Литература

1. Ahmad Safaai-Jazi, Sedki M. Riad, Ali Muqaibel, and Ahmet Bayram. Report on Through-the-Wall Propagation and Material Characterization. – Time Domain and RF Measurement Laboratory, Bradley Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia 24061-0111. November 18, 2002
2. D.J. Daniels. «Surface-penetrating RADAR». – London, IEE. 1996
3. Ю.И. Лещанский, Н.В. Ульянычев, Г.Н. Лебедева, Н.Я. Попова, Е.Д. Метелкина. Электрические параметры кирпича, цемента и древесины в диапазоне метровых-сантиметровых радиоволн // Известия ВУЗов – Радиофизика, 1982, № 7.
4. Ю.В. Андреев, А.С. Дмитриев, Н.П. Чубинский. Прохождение СШП хаотических сигналов диапазона 3–5 ГГц через стены зданий // Сб. док. 5-й Всерос. научно-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», 21–25 нояб. 2011 г., Москва, с. 447–451
5. Ondrej Sisma, Alain Gague, Christophe Liebe, Jean-Marc Ogier. UWB Radar: Vision through a wall // In IFIP International Federation for Information Processing, Volume 245, Eds. Simak, B., Bestak, R., Kozowska, (Boston: Springer), 2007, pp. 241-251.
6. Н.П. Чубинский. Методы радиовидения через поглощающие экраны // Сб. докладов 2-й Всероссийской научной конференции «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике». – Муром, 4-7 июля 2006, с. 306-309. ISBN 5-8439-0114-9