

О ДОПУСТИМЫХ УПРОЩЕНИЯХ В ДИФРАКЦИОННОЙ ЗАДАЧЕ НА НИЖНЕЙ ГРАНИЦЕ БИСТАТИЧЕСКОГО РАЗ

ПАНЧЕНКО А.Ю., СЛИПЧЕНКО Н.И., ЛЮ ЧАН

Проводится анализ современного состояния метода и систем радиоакустического зондирования атмосферы. Указывается ряд причин, ограничивающих возможность получения метеоинформации. Обсуждаются пути технического совершенствования систем, перспективы развития теоретического описания и методик зондирования. Формулируются условия решения электродинамической задачи для нижнего участка трассы зондирования.

Введение

В настоящее время возрастает интерес к методу радиоакустического зондирования (РАЗ). В ряде стран создано значительное количество систем РАЗ (Radio Acoustic Sounding System – RASS). Однако их широкому внедрению препятствует отсутствие достаточно совершенного метода компенсации ветрового сдвига, который должен включать компенсацию средней скорости потока и компенсацию ее флуктуаций. Поэтому системы РАЗ часто создаются как расширение акустических локаторов, например, системы фирмы Metek (Германия, <http://www.metek.de>).

Принципиальная возможность компенсации заложена в создании значительного по размеру поля антенн. Однако экономические затраты и техническая сложность ограничивают внедрение данного решения. Известные методики с выносом акустического излучателя и наклоном совмещенной антенны удовлетворительно решают только задачу компенсации средней скорости [1,2]. Компенсация флуктуаций требует как технического решения, так и значительной теоретической проработки. В этом случае дифракционная задача должна решаться в общем виде и в пространстве трех измерений. В настоящее время решены дифракционные задачи РАЗ при ряде ограничений [3,4].

Общая дифракционная задача РАЗ содержит в себе частную задачу определения метеопараметров на нижнем участке трассы зондирования бистатическими системами РАЗ (рис. 1). Принцип бистатического РАЗ

дает возможность исключить сложности, возникающие при создании совмещенной антенны. Но в условия этой задачи должны включаться ряд новых параметров, поэтому она может служить шагом на пути решения общей задачи. Кроме того, эта задача имеет самостоятельную практическую ценность [5]. Но она также достаточно сложна. Поэтому на первом этапе нужно рассматривать возможность ее решения в приближении волновой оптики, а целью настоящей работы является обоснование допустимых упрощений задачи и оценка условий их применения.

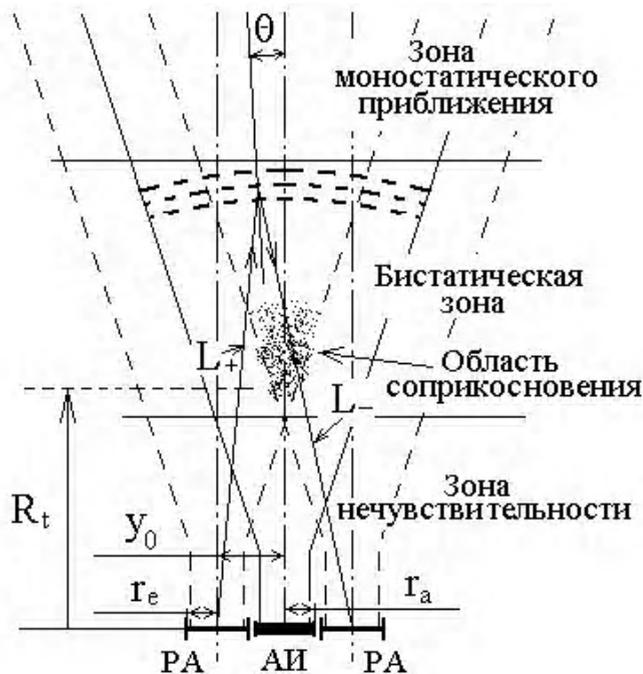


Рис. 1. Схема бистатического РАЗ

1. Формулировка условий

Значительное число работ, целью которых был поиск путей решения дифракционной задачи РАЗ, представлено в [6]. Однако результаты большинства из них весьма слабо соответствовали экспериментально полученным данным. Среди первых успешных работ выделяется [3]. Здесь для описания поля радиоантенн и акустического излучателя (РА и АИ на рис. 1) использовано приближение дальней зоны, а диаграммы направленности (ДН) имели гауссову форму. Конечные размеры волновых пучков позволили качественно оценить пространственное распределение интенсивности отраженного сигнала, а адекватно

ватно выбранная модель для процедуры интегрирования вдоль радиального размера акустического пакета – величину частотного сдвига. Результаты этой работы обосновывают практическую ценность бистатистических систем.

Далее в [4] рассматривалась аналогичная задача для антенн с конечными размерами апертур и заданного распределения интенсивности возбуждения в них. Эта модель уточнила распределение поля в реальных системах. Решение, также как и в [3], проводилось для зоны, в которой форма пространственного распределения отраженного поля не зависела от высоты (зона моностатического приближения на рис. 1). В этой зоне достаточно точное решение можно получить, используя приближение Фраунгофера.

В задаче для бистатистической зоны (см. рис. 1) требуется уточнить решение в области, в которой пространственное распределение интенсивности принимаемого сигнала и частотный сдвиг зависят от положения зондирующего пакета по высоте. В связи со сложностью задачи ее решение также необходимо искать поэтапно, усложняя условия и уточняя результат с каждым последующим шагом.

2. Общие условия

К общим условиям задачи нужно отнести следующее. В бистатистической зоне нельзя использовать приближение точечных источников, так как длина оптического хода лучей L_{\pm} , исходящих из центра и края антенны, будет отличаться. Однако значительного упрощения задачи можно достичь при использовании функции Грина свободного пространства $\exp(-ikr)r^{-1}$.

Поскольку антенны бегущих волн в системах РАЗ не применяются, вследствие сложности экранировки и значительных размеров, то далее будет рассматриваться модель апертурных антенн. Если ограничиться решением для дальней зоны (ДЗ) излучателей, то это существенно упростит задачу. Но для этого необходимо обосновать эту возможность. Чтобы расчеты имели практическую ценность, выберем данные, соответствующие антеннам реальных систем РАЗ.

Выполнение условия Брэгга требует, чтобы длины волн электромагнитного и акустического излучений относились как $\lambda_e \cong 2\lambda_a$. Для эффективного применения всей излучаемой мощности ширина ДН всех антенн должна быть одинаковой, поэтому при использовании круглых апертур их радиусы должны относиться как $r_e = 2r_a$. Для иных соотношений можно показать, что при превышении размеров апертуры одной из антенн эффективно работает только тот ее участок, который соответствует апертурам остальных [7,8].

В качестве радиоантенн обычно используют зеркально-параболические. В качестве АИ часто применяют решетки излучателей. Но поскольку систем фазировки АИ, как правило, не делают, а производители не калибруют излучатели по фазе и в процессе эксплуата-

ции они подвержены внешним воздействиям, то фаза излучения в апертуре АИ меняется в широких пределах.

3. Оценка на основании фазового критерия

Для получения необходимого пространственного разрешения радиусы излучателей систем РАЗ выбирают $\approx 3...10\lambda$, поэтому расстояние ДЗ определяется по фазовому критерию в направлении главного максимума ДН. Обычно его выбирают по условию разности фаз $\Delta\psi$ лучей, приходящих из центра апертуры и с ее края $\Delta\psi = 0,125\pi$. Для более грубых расчетов можно допустить $\Delta\psi = 0,25\pi$. При этом в направлении главного максимума относительно уменьшение амплитуды поля составляет менее 7% как для линейной антенны с равномерным возбуждением, так и для круглой. Эти условия применимы для акустического излучателя, поскольку он расположен в центре (см. рис. 1). Так как диапазон амплитуд сигналов при РАЗ составляет десятки децибел, то такое снижение допустимо. Однако по условию $r_e = 2r_a$ АИ может иметь меньшие размеры, чем радиоантенны, поэтому необходимо продолжить анализ с учетом их расположения (см. рис. 1).

У зеркально-параболических антенн равномерного возбуждения достичь сложно. На краях интенсивность поля уменьшается, и ДН будет формироваться раньше. Например, для квадратичного возбуждения вида

$$f(r) = 1 - \frac{r^2}{r_e^2}, \quad (1)$$

уменьшение амплитуды главного максимума даже при $\Delta\psi = 0,5\pi$ будет менее 15%. Боковые лепестки формируются ближе, и, поскольку взаимодействие полей радиоантенн начинается по боковым лепесткам (см. рис. 1), то это также позволит снизить границу допустимости данного приближения.

При осесимметричном возбуждении апертур радиоантенн квадратичная добавка фазы оптических путей электромагнитных волн будет иметь вид:

$$\Delta\psi^{(2)} = \frac{\pi r^2}{\lambda R} \cos^2 \theta \cos^2 \varphi. \quad (2)$$

где R и θ – координаты точки наблюдения; r и φ – координаты точки излучения на апертуре.

Интегрирование по апертуре с учетом всех аргументов (2) не позволяет получить простые соотношения для оценки изменений интенсивности поля в боковых лепестках, как это можно сделать в направлении главного максимума. Поэтому для такой оценки необходимо рассчитать изменение поля в боковых лепестках при изменении расстояния R до точки наблюдения. С учетом (2) интегрирование фазового множителя источников поля в апертуре по азимутальному углу φ приведет к выражению следующего вида:

$$I_{\psi} = \int_0^{\pi} \exp[i2\pi(r \sin \theta \cos \varphi - \frac{\pi r^2}{2R} \cos^2 \theta \cos^2 \varphi)] d\varphi, \quad (3)$$

Здесь и далее использована нормировка всех размеров к λ_e .

Нормированная амплитуда поля осесимметричной антенны определится так:

$$u(R, \theta) = K \int_0^{r_e} f(r) I_{\psi}(R, \theta, r) r dr. \quad (4)$$

Нормирующий множитель K зависит от распределения по радиусу $f(r)$. Чтобы данные расчеты позволили полнее представить процессы в реальных системах и их результаты можно было сопоставить с результатами, полученными при использовании общепризнанных критериев, расчет поля $u(R, \theta)$ проведем для расстояний $R_{дз}$, соответствующих дальней зоне при ряде числовых значений разности фаз: $\Delta\psi_1 = 0,125\pi$, $\Delta\psi_2 = 0,25\pi$ и $\Delta\psi_3 = 0,5\pi$. Тогда при учете только квадратичного множителя $R_{дз}$ определяется как

$$R_{дз} = \frac{\pi r_e^2}{\Delta\psi}. \quad (5)$$

При $\Delta\psi_1 = 0,125\pi$ для апертуры радиусом $r_e = 5$ и функцией возбуждения вида (1) расстояние $R_{дз} = 200\lambda_e$. Относительная величина амплитуды поля в направлении главного максимума на границе дальней зоны составляет $u_2(200, 0) = 0,995 - i0,065$. При равномерном возбуждении апертуры изменение больше, и составляет: $u_1(200, 0) = 0,99 - i0,097$. Для этой апертуры на рис.2 представлены модуль, действительная и мнимая части относительного изменения амплитуды поля.

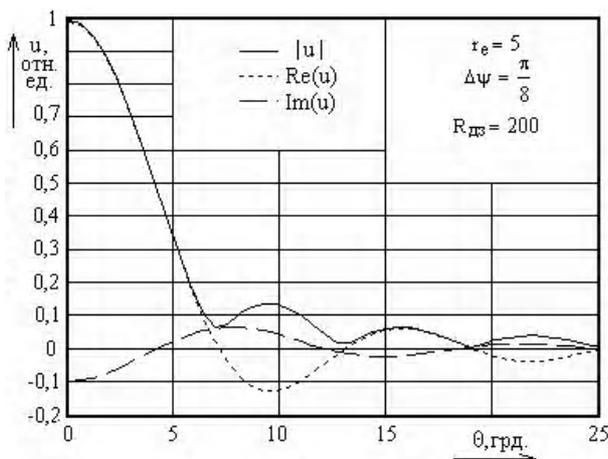


Рис. 2. Поле на границе дальней зоны при условии $\Delta\psi_1 = 0,125\pi$

При $\Delta\psi_2 = 0,25\pi$ для этой апертуры $R_{дз} = 100\lambda_e$, амплитуда поля в направлении главного максимума $u_2(100, 0) = 0,981 - i0,128$ (при равномерном возбуж-

дении $u_1(100, 0) = 0,962 - i0,19$). Относительное изменение поля показано на рис.3.

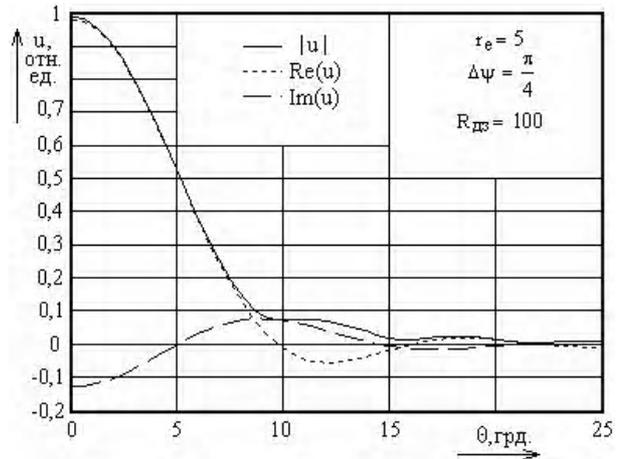


Рис. 3. Поле на границе дальней зоны при условии $\Delta\psi_2 = 0,25\pi$

При превышении углом $\Delta\psi$ значения $0,5\pi$ происходит противофазное сложение действительной части поля. Это значение можно считать предельной границей использования данного критерия. Для $\Delta\psi_3 = 0,5\pi$ расстояние дальней зоны $R_{дз} = 50\lambda_e$, $u_2(50, 0) = 0,927 - i0,243$ (при $f(r) = 1$ $u_1(100, 0) = 0,859 - i0,345$). Относительное изменение поля показано на рис.4.

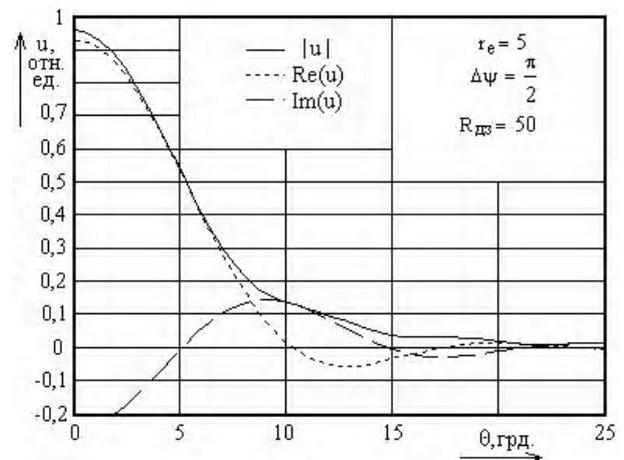


Рис. 4. Поле на границе дальней зоны при условии $\Delta\psi_3 = 0,5\pi$

Дальнейшие расчеты показали, что при радиусах антенн $r_e \approx 3 \dots 10\lambda$ форма распределения поля по углу θ при разных $\Delta\psi$ изменяется незначительно, особенно при больших r_e , меняется только масштаб.

4. Высота области соприкосновения

Оценка высоты соприкосновения R_t (см. рис.1) позволяет установить пространственные границы, в которых необходимо иметь решение дифракционной задачи.

Уверенный прием сигнала начинается с высот, при которых он превышает шум. Поэтому нижняя граница

определяется как уровнем бокового излучения, так и чувствительностью аппаратуры. Приемная аппаратура систем РАЗ предполагает значительное изменение динамического диапазона входного сигнала: $> 30...40\text{дБ}$. Поэтому на нижнем участке взаимодействия антенн возможно по боковому излучению. В первом приближении графики на рис. 2,3,4 позволяют сказать, что углы θ , при которых возможен прием сигнала, составляют 2...4 ширины главного лепестка ДН. Это существенно усложняет задачу, так как при переходе на второй боковой лепесток изменяется фаза поля, и это изменение внесет погрешность в измеренное значение доплеровского сдвига частоты Δf_d .

5. Интегрирование в объеме зондирующего пакета

Задача интегрирования составляющих принимаемого сигнала по объему зондирующего пакета является финальной частью общей задачи. В бистатической зоне решение существенно сложнее решений, представленных в [3,4]. Это обуславливает отсутствие сведений о нем в современной литературе.

В бистатической зоне необходимо учитывать изменение угла между фазовым фронтом акустического излучения и электромагнитного поля в объеме зондирующего пакета. Кроме изменения Δf_d , это повлияет на амплитуду сигнала, закон изменения которой существенно усложнится. Здесь потребуются особенно тщательный выбор возможных упрощений задачи. Решение, основанное на разложении полей по пространственным гармоникам, чрезвычайно громоздко [9]. Провести прямое численное интегрирование даже на современных компьютерах затруднительно вследствие значительных размеров области.

Эти обстоятельства обуславливают необходимость получения решения в аналитическом виде. Положительным обстоятельством здесь является то, что при помещении приемной антенны в фокальную плоскость системы «передающая радиоантенна—зондирующий пакет» можно также использовать приближение дальней зоны. Поэтому в данной работе условия для этой системы рассматриваться не будут.

К техническим решениям, которые позволяют упростить задачу и снизить высоту уверенного приема сигнала, можно отнести использование радиоантенн с несимметричными ДН. А для эффективного выделения информационных параметров принимаемого сигнала потребуется управление частотой радиолокатора, чтобы компенсировать геометрические искажения.

Выводы

Проведенный анализ полей на основе функции Грина свободного пространства, естественно, имеет ограничения. Однако он позволяет обосновать перспективы теоретического описания, а также указать на некоторые пути технического совершенствования бистатических систем.

Отсутствие решения этой задачи до настоящего времени, несмотря на ее актуальность для систем РАЗ, обусловлено сложностью аналитического представления и громоздкостью необходимых расчетов.

Результаты данной работы снимают ряд ограничений и обосновывают упрощение расчетов. Однако требуются дальнейшие численные эксперименты и анализ их результатов, которые также весьма громоздки, но они, безусловно, покажут пути поиска решения данной задачи.

Литература: 1. Бабкин С.И., Куценко В.И., Пахомов Ю.А., Прошкин Е.Г., Ульянов Ю.Н. Радиоакустическая система температурного зондирования / А.С.832509 (СССР). Зарегистрировано 21.01.81. Опул.23.05.81. Бюлл.№19. 2. Ульянов Ю.Н., Ветров В.И., Бутакова С.В., Скворцов В.С. Способ радиоакустического зондирования атмосферы / Патент Российской Федерации № 2196345 от 10. 01. 2003. 3. Кон А.И. Бистатическая система радиоакустического зондирования // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. 1981. Т.17, №6.С.657-660. 4. Панченко А.Ю. Дифракция электромагнитных волн на акустических при радиоакустическом зондировании атмосферы // Электромагнитные волны и электронные системы. 1997. Т.2, №5. С.37-42. 5. Gerhard Peters, Barabara Hennemuth, Hans-Jurgen Kirtzel RASS Measured Temperature Gradients with a Bistatic Antenna Set-up // Proc. of 15th ISARS (Paris, June 27-30 2010). Paris, 2010. P. 33-38. 6. Каллистратова М.А., Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука, 1985. 198 с. 7. Панченко А.Ю. Сканирование акустического пакета при радиоакустическом зондировании // Вестник ХНУ, №646. Сер. радиофизика и электроника. Вып.2'2004. С.98-105. 8. Панченко А.Ю. Анализ пространственного распределения отраженного поля при радиоакустическом зондировании // Прикладная электроника. 2004. №2, Т.3. С.23-28. 9. Панченко А.Ю. Дифракционная модель ближнего радиоакустического зондирования // Радиоэлектроника и информатика. 2005. № 1. С.35-39.

Поступила в редколлегию 10.06.2011

Рецензент: д-р физ.-мат. наук, проф. Лучанинов А.И.

Панченко Александр Юрьевич, д-р физ.-мат. наук, доцент, профессор кафедры проектирования и эксплуатации электронных аппаратов ХНУРЭ. Научные интересы: радиофизика, методы математического анализа, дистанционные методы измерений, неразрушающий контроль. Адрес: Украина, 61736, Харьков, пр. Ленина, 14, тел.: (057) 7021-494.

Слипченко Николай Иванович, д-р физ.-мат. наук, профессор, проректор по научной работе ХНУРЭ. Научные интересы: микроволновая микроскопия, волновые методы зондирования материалов и естественных сред. Адрес: Украина, 61736, Харьков, пр. Ленина, 14, тел.: (057) 7021-013.

Лю Чан, аспирант кафедры микроэлектроники электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: математическая физика, численное моделирование, зондирование сред. Адрес: Украина, 61736, Харьков, пр. Ленина, 14, тел.: (057) 702-13-62.