

УДК 537.226.2

## СРАВНЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО И СВЧ РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ

*В. П. Яковлев, И. П. Вузман*

Рассмотрены методы оценки диэлектрической проницаемости по данным радиолокационных и СВЧ радиометрических измерений для слабошероховатой поверхности. Проведено сравнение точностей определения в двумя методами. Определены области преимущественного использования радиолокатора и радиометра.

При дистанционном исследовании поверхности Земли и океана в микроволновом диапазоне используются активные радиолокационные и пассивные радиометрические средства измерения. Основным преимуществом радиометра является простота конструкции, малый вес и энергопотребление, основным недостатком — малое разрешение. В то же время радиолокатор обеспечивает высокое разрешение, но имеет большой вес и требует существенных энергетических затрат. Отклики радиолокатора и радиометра содержат информацию о диэлектрической проницаемости, по которой можно определять важные характеристики объектов, например влажность почвогрунтов или температуру поверхности океана [1, 2]. Поэтому целесообразно исследовать чувствительность каждого прибора при измерении диэлектрической проницаемости и определить области преимущественного использования радиолокатора и радиометра.

Для иллюстрации отличий радиометрических и радиолокационных измерений рассмотрим падение плоской волны на плоскую границу раздела. Поглощение нижней среды достаточно мало, что позволяет им пренебречь при расчете полей вблизи границы, но обеспечивает полное затухание прошедшей волны. Отраженная волна распространяется только в зеркальном направлении. Наличие поглощения в нижней среде означает существование теплового излучения. Соответствующие стохастические поля можно представить вблизи границы набором плоских волн; одна из них, падающая под углом преломления снизу на границу раздела, возбуждает плоскую волну, распространяющуюся в верхней среде в направлении, обратном рассмотренной выше падающей волне.

Информацию о диэлектрической проницаемости можно получить из отраженной и излученной волн, оценивая коэффициенты отражения и излучения. Так как коэффициент поглощения совпадает с коэффициентом излучения, а сумма коэффициентов поглощения и отражения равна единице, для рассматриваемого объекта в виде плоской границы раздела при наличии радиолокационных данных информация, полученная с помощью радиометра, излишняя. Заметим, что этот вывод не относится к дистанционному зондированию при необходимости картирования, поскольку приемник радиолокатора фиксирует не зеркальное, а обратное рассеяние, которое для плоской границы отсутствует.

Для оценки обратного рассеяния следует учесть шероховатость границы. Соответствующие электродинамические соотношения в общем случае недостаточно наглядны, поэтому для иллюстрации рассмотрим слабошероховатую поверхность, где возможен расчет методом возмущений.

щений [3]. Пусть  $A_1, A_2$  — амплитуды обратного рассеяния для горизонтально и вертикально поляризованных волн. Если диэлектрическая проницаемость верхней среды равна единице, то

$$A_i = A_0 f_i(\varepsilon, \theta) w(k \sin \theta) \cos^2 \theta, \quad (1)$$

где  $\varepsilon$  — диэлектрическая проницаемость нижней среды,  $\theta$  — угол падения относительно подстилающей поверхности,  $w(z)$  — пространственный спектр шероховатости,  $A_0$  — калибровочная постоянная. Для горизонтальной поляризации [4]

$$f_1(\varepsilon, \theta) = (\varepsilon - 1) / (\cos \theta + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta})^2, \quad (2)$$

а для вертикальной —

$$f_2(\varepsilon, \theta) = (\varepsilon - 1) [\varepsilon - (\varepsilon + 1) \sin^2 \theta] / (\varepsilon \cos \theta + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta})^2. \quad (3)$$

Интенсивность плоской волны, поступающей на радиометр, антenna которого расположена, как и антenna радиолокатора, может быть найдена при тех же условиях без учета шероховатостей [5]. Радиояркостные температуры  $T_1, T_2$ , фиксируемые на выходе при вертикальной и горизонтальной поляризациях, равны

$$T_i = D(1 - f_i^2) T, \quad (4)$$

где  $D$  — калибровочная постоянная,  $T$  — радиационная температура, а  $f_i$  задаются соотношениями (2), (3).

Сопоставление откликов (1) и (4) радиолокатора и радиометра показывает, что соответствующие методы оценки диэлектрической проницаемости сходны и базируются на зависимостях от  $\varepsilon$  коэффициентов  $f_i(\varepsilon, \theta)$ . Различными оказываются лишь источники возбуждения: в радиолокации они порождаются неровностями и описываются пространственным спектром  $w(k \sin \theta)$  на частоте  $k \sin \theta$ , а в радиометрии — тепловыми процессами, характеризуемыми температурой  $T$ . Радиолокационный источник зависит как от угла падения  $\theta$ , так и от частоты излучения, радиометрический не зависит от параметров системы измерения, поэтому данные радиометра при однополяризационных измерениях проще интерпретировать.

Для исключения величин  $w(k \sin \theta)$ ,  $T$ , которые в рассматриваемой задаче оценки  $\varepsilon$  считаются неизмеряемыми, образуем отношение сигналов для двух ортогональных поляризаций:

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{f_1(\varepsilon, \theta)}{f_2(\varepsilon, \theta)} = \psi(\varepsilon, \theta), \quad \frac{T_1}{T_2} = \frac{1 - f_1^2(\varepsilon, \theta)}{1 - f_2^2(\varepsilon, \theta)} = \chi(\varepsilon, \theta). \quad (4a)$$

Таким образом, поляризационные измерения дают возможность определить диэлектрическую проницаемость при известном угле наклона относительно подстилающей поверхности. Оценки  $\varepsilon_{\text{пл}}, \varepsilon_{\text{рм}}$  получаются по заданным значениям отношений  $A_1/A_2, T_1/T_2$  сигналов для двух поляризаций в виде

$$\varepsilon_{\text{пл}} = \psi^{-1} \left( \frac{A_1}{A_2}, \theta \right), \quad \varepsilon_{\text{рм}} = \chi^{-1} \left( \frac{T_1}{T_2}, \theta \right),$$

где  $\psi^{-1}, \chi^{-1}$  — функции, обратные  $\psi(\varepsilon)$  и  $\chi(\varepsilon)$ .

При выборе радиолокационного или радиометрического варианта измерителя  $\varepsilon$  следует учесть влияние шумов. Для иллюстрации достаточно рассмотреть радиолокационную систему. Будем считать, что вместо  $A_1, A_2$  измеряются значения  $A_1 + n_1, A_2 + n_2$ , где  $n_1, n_2$  — независимые случайные величины с нулевым средним. При достаточно малых дисперсиях  $\sigma_1^2 = \overline{n_1^2}, \sigma_2^2 = \overline{n_2^2}$  погрешность  $\Delta\varepsilon$  оценки  $\varepsilon$  может быть найдена из соотношения

$$\Delta \varepsilon \frac{\partial}{\partial \varepsilon} \psi(\varepsilon, \theta) = \psi(\varepsilon, \theta) \times$$

$$\times \left[ \frac{n_1}{A_0 f_1(\varepsilon, \theta) w(k \sin \theta) \cos^2 \theta} - \frac{n_2}{A_0 f_2(\varepsilon, \theta) w(k \sin \theta) \cos^2 \theta} \right],$$

т. е.

$$\Delta \varepsilon = B \left[ \frac{n_1}{A_0 f_1(\varepsilon, \theta) w(k \sin \theta) \cos^2 \theta} - \frac{n_2}{A_0 f_2(\varepsilon, \theta) w(k \sin \theta) \cos^2 \theta} \right],$$

где

$$B = \left[ \frac{\partial}{\partial \varepsilon} \ln \psi(\varepsilon, \theta) \right]^{-1}.$$

Поскольку средние значения  $n_1, n_2$  равны нулю, оценка оказывается несмещенной, ее дисперсия определяется из соотношения

$$\overline{\Delta \varepsilon^2} = B^2 \left[ \frac{\sigma_1^2}{A_0^2 f_1^2(\varepsilon, \theta) w^2(k \sin \theta) \cos^4 \theta} + \frac{\sigma_2^2}{A_0^2 f_2^2(\varepsilon, \theta) w^2(k \sin \theta) \cos^4 \theta} \right]. \quad (5)$$

Используя (2), (3), можно получить

$$B^2 = \frac{(\varepsilon \cos^2 \theta - \sin^2 \theta)^2 (\varepsilon - \sin^2 \theta)}{\cos^2 \theta \sin^4 \theta}.$$

Слагаемые, стоящие в скобках в выражении (5), обратны отношениям сигнал/шум для горизонтальной и вертикальной поляризаций.

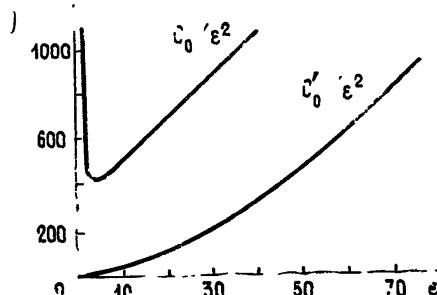


Рис. 1.

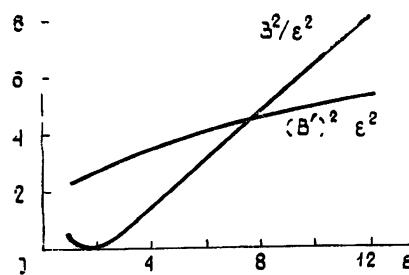


Рис. 2.

Будем считать, что спектральная плотность  $w(z)$  постоянна и равна  $w_0$ . Считая одинаковыми дисперсии шумов  $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$ , запишем соотношение (5) в виде

$$\overline{\Delta \varepsilon^2} = \frac{\sigma^2}{A_0^2 w_0^2} C(\varepsilon, \theta), \quad C(\varepsilon, \theta) = \frac{\varepsilon - \sin^2 \theta}{\cos^2 \theta \sin^4 \theta (\varepsilon - 1)^2} \times$$

$$\times [(\sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta} + \varepsilon \cos \theta)^4 + (\varepsilon \cos^2 \theta - \sin^2 \theta)^2 (\sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta} + \cos \theta)^4].$$

Величина  $C(\varepsilon, \theta)$  минимальна и равна  $C_0(\varepsilon)$  при  $\theta = \theta_0$ , причем угол  $\theta_0$  практически не зависит от  $\varepsilon$  и  $\theta_0 \approx 53^\circ$ . Эффективность оценки можно характеризовать коэффициентом  $C_0(\varepsilon)/\varepsilon^2$ , определяющим относительную погрешность. График зависимости  $C_0(\varepsilon)/\varepsilon^2$  от  $\varepsilon$  показан на рис. 1; при  $\varepsilon > 8$  зависимость линейна. Для оценки точности радиолокационных измерений целесообразно использовать зависимость (5), которая задает коэффициент пересчета отношения сигнала/шум в относительную погрешность  $\overline{\Delta \varepsilon^2}/\varepsilon^2$ . На рис. 2 показан график этой

зависимости при выборе  $\theta = \theta_0$ ; обращение  $B^2$  в нуль при  $\varepsilon = 1,6$  соответствует углу Брюстера.

Расчет эффективности радиометрических измерений проводится аналогично. Если  $n_1, n_2$  — малые погрешности измерения  $T_1, T_2$ , то погрешность  $\Delta\varepsilon$  оценки  $\varepsilon$  по соотношению (4а) равна

$$\Delta\varepsilon = B' \left[ \frac{n_1}{DT(1 - f_1^2(\varepsilon, \theta))} - \frac{n_2}{DT(1 - f_2^2(\varepsilon, \theta))} \right],$$

где

$$B' = \left[ \frac{\partial}{\partial\varepsilon} \ln \chi(\varepsilon, \theta) \right]^{-1}.$$

Выражение для дисперсии погрешности имеет вид

$$\overline{\Delta\varepsilon^2} = (B')^2 \left[ \frac{\sigma_1^2}{D^2 T^2 (1 - f_1^2(\varepsilon, \theta))^2} + \frac{\sigma_2^2}{D^2 T^2 (1 - f_2^2(\varepsilon, \theta))^2} \right]. \quad (6)$$

Здесь слагаемые, стоящие в скобках, обратны отношениям сигнал/шум для горизонтальной и вертикальной поляризаций. Из (2), (3) можно получить соотношение

$$(B')^2 = \frac{(\varepsilon - \sin^2 \theta) (\sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta} + \varepsilon \cos^2 \theta)^2 \varepsilon^2}{(\varepsilon - 1)^2 \sin^4 \theta}.$$

При одинаковых дисперсиях  $\sigma_1^2, \sigma_2^2$

$$\overline{\Delta\varepsilon^2} = (\sigma^2 / D^2 T^2) C'(\varepsilon, \theta),$$

где

$$C'(\varepsilon, \theta) = \frac{(\sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta} + \varepsilon \cos \theta)^2}{16 \cos^2 \theta \sin^4 \theta (\varepsilon - 1)^2} \times$$

$$\times [(\sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta} + \varepsilon \cos \theta)^4 + \varepsilon^2 (\sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta} + \cos \theta)^4].$$

Функция  $C'(\varepsilon, \theta)$  достигает минимального значения  $C'_0(\varepsilon)$  при  $\theta = \theta'_0$ , причем для  $\varepsilon > 5$   $\theta'_0 \approx 72^\circ$ , а при  $\varepsilon \rightarrow 1$  величина  $\theta'_0$  стремится к  $90^\circ$ . Зависимость  $C'_0/\varepsilon^2$  от  $\varepsilon$  показана на рис. 1. График зависимости коэффициента пересчета  $(B')^2/\varepsilon^2$  для  $\theta = \theta'_0$  показан на рис. 2; для  $\varepsilon > 12$  обе зависимости линейны.

По графикам на рис. 2 можно сравнить эффективность радиолокационных и радиометрических измерений в оптимальных условиях, т. е. при значениях угла визирования, обеспечивающего минимум дисперсии погрешности. Для этого необходимо задать реализованное значение отношения сигнал/шум. Например, если считать одинаковыми величины, стоящие в скобках в выражениях (5) и (6), то согласно рис. 2 при  $\varepsilon < 8$  целесообразнее радиолокационные измерения, при  $\varepsilon > 8$  — радиометрические. Поскольку диэлектрическая проницаемость воды достаточно велика, можно сделать вывод о преимуществе в указанном случае радиометрического метода оценки почвогрунтов. Выигрыш по сравнению с радиолокатором возрастает с ростом  $\varepsilon$ , однако при достаточно больших  $\varepsilon$   $\Delta\varepsilon_{\text{рл}}^2 \approx 4\Delta\varepsilon_{\text{рм}}^2$ , т. е. в любом случае проигрыш не превышает 6 дБ. Таким образом, возможен переход к радиолокационным измерениям при умеренных потерях в точности.

Рассмотренный метод оценки  $\varepsilon$  базируется на методе возмущений, применимом далеко не во всех практических случаях. Несомнена возможность его использования, например, для песчаных регионов [3]. Наличие соответствующих объектов дает возможность провести взаимную калибровку активно-пассивных СВЧ комплексов, имеющих большую перспективу в дистанционном зондировании.

## Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Башаринов А. Е., Гурвич А. С., Егоров С. Т. Радиоизлучение Земли как планеты. — М.: Наука, 1974.
2. Улаби Ф. Т. — ЭИРТР, 1976, № 45.
3. Elachi C., Roth L., Schaber G. G. — IEEE Trans. Geoscience Remote sensing, 1984, GE-22, № 4, p. 383.
4. Горелик Г. С. Колебания и волны. — М.: Физматгиз, 1959, с. 275.
5. Брауде С. Я. — Изв. вузов — Радиотехника, 1959, 2, № 5, с. 691.

Государственный научно-исследовательский центр изучения природных ресурсов

Поступила в редакцию  
14 июля 1986 г.

### THE COMPARISON OF RADAR AND MICROWAVE RADIOMETRY METHODS FOR THE DETERMINATION OF THE DIELECTRIC CONSTANT

V. P. Yakovlev, I. P. Vuzman

Methods of estimation of the dielectric constant are considered by data of radar and microwave radiometry measurements for slightly rough surface. The comparison of both methods accuracy in  $\epsilon$ -determination is carried out. Application areas of advantageous use of radar and radiometer are pointed out.

### Аннотации депонированных статей

УДК 621.372.22

### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР МЕТОДОМ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ

A. Г. Коваленко, В. Н. Кошпаренок, Ю. В. Майстренко

Предложена открытая волноведущая линия, образованная системой двух связанных цилиндрических щелевых линий. Показано, что при ориентировании щелей друг против друга два круговых цилиндра с продольными щелями могут эффективно осуществлять канализацию электромагнитной энергии, которая, перекачиваясь из одного цилиндра в другой, практически не излучается во внешнее пространство. Теоретической предпосылкой создания линии на базе двух щелевых цилиндров является строгая спектральная теория незамкнутых цилиндрических экранов. Пространственное разделение компонент электромагнитного поля в поперечном сечении структуры позволяет применить для оперативных расчетов простой приближенный метод эквивалентных схем. Приводятся параметры поперечной эквивалентной схемы предложенной волноведущей линии, удобные для инженерного расчета ее критических частот, результаты которых хорошо согласуются с положениями строгой спектральной теории. С целью подтверждения адекватности теории с процессами, протекающими в реальных структурах, проведены экспериментальные измерения значений низкочастотной отсечки, которые совпадают со значениями частот поперечного резонанса, предсказанным теорией. Проведенное исследование позволяет оценить погрешность разных методов определения собственных поперечных чисел структуры. По характеру диаграммы направленности излучения во внешнее пространство линию предложено называть дипольно-щелевой линией.

Статья депонирована в ВИНИТИ,  
регистр. № 2150—В 88. Деп. от 21 марта 1988 г.