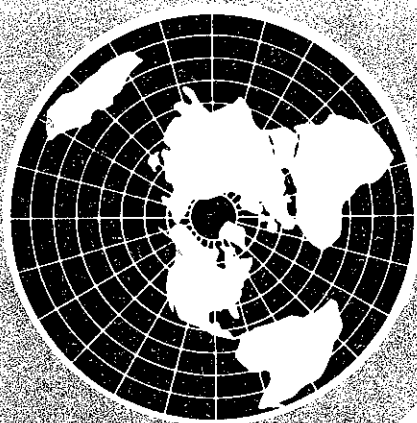


2/1991

ISSN 0373-2428

# ЗАРУБЕЖНАЯ



«РАДИО И СВЯЗЬ»

Агаджанов П. А., Андреев А. С., Астанин Л. Ю., Бакут П. А., Герасименко В. А., Глинкин Л. И., Давыдовский А. И., Дулевиц В. Е., Зудков П. И., Земсков Г. Г., Каирин Г. Ю., Комаров В. М., Лихарев К. К., Лоцилов И. Н., Митяшев Б. Н., Овчинников В. В., Палицкий В. М., Петрович А. Т., Пузырев В. А., Рамаханов М. К., Русаков В. В. (зам. главного редактора), Симачов В. В., Солдатов В. А., Срегенский В. Н., Стыцько В. П., Тихонов В. И., Фисун О. И., Яковлев В. П.

Главный редактор Заличев Н. Н.

### ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ

В следующих выпусках журнала редакция предлагает опубликовать обзоры:

Юрьев А. Н., Бочкарев А. М., Долгов М. Н. Цифровая обработка радиолокационной информации при сопровождении целей. Клименко Н. Н., Костенко Б. А. Системы спутниковой связи SURVASATCOM и MILSTAR.

Бугаев А. С., Гуляев Ю. В., Сахацкий И. И., Яценко В. А. Приборы с акустическим переносом зарядов.

Шиншов С. А. Системы видения для анализа аэрофотоизображений.

Палташев Т. Т., Климина С. И., Лях А. С., Ю Вл. К. Технологии визуализации в компьютерном синтезе реалистичных изображений.

Гафуров Н. Т., Палташев Т. Т., Рахматуллин Ю. А., Ю. Вл. К. Графические процессоры фирмы Texas Instruments.

Зарубежная радиоэлектроника № 2

Редактор В. В. Русаков

Техн. редактор З. Н. Ратникова

Корректор Г. Г. Казакова

Сдано в набор 22.11.90. Подписано в печать 08.01.91. Формат 70×100 1/16.  
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 7,80. Усл. кр.-отт. 8,29.  
Уч.-изд. л. 11,08.

Изд. № 23467 Заказ № 2320 Цена 2 р.

Адрес редакции: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693

Телефон 924-45-13

Ордена Трудового Знамени Чехословацкий комбинат Государственного комитета СССР по печати  
142300, г. Чехов, Московской области

© Издательство «Радио и связь», «Зарубежная радиоэлектроника», 1991

УДК 550.834.32:  
:528 + 621.371.39

## РАДИОВОЛНОВЫЕ СИСТЕМЫ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Д. Т. Н. Андреев Г. А., Заенцев Л. В., Яковлев В. В.

### ВВЕДЕНИЕ

В последние годы интенсивно развиваются радиоволновые методы подповерхностного зондирования заглубленных диэлектрических аномалий (ДА) [1—16]. Системы подповерхностного зондирования (СПЗ), реализующие эти методы, обычно используют радиоволны диапазонов ОВЧ (частоты 30...300 МГц, длины волн 10...1 м), УВЧ (300...3000 МГц, 1...10<sup>-1</sup> м) и СВЧ (3...30 ГГц, 10<sup>-1</sup>...10<sup>-2</sup> м).

Цель применения СПЗ состоит в дистанционном обнаружении, определении координат и визуализации подповерхностных ДА, а также в выявлении их структурных и физических свойств. Целесообразность применения радиоволновых СПЗ обуславливается тем, что выявление подповерхностных ДА обеспечивается оперативно и без нарушения состояния зондируемой среды (нейнвасивно). Радиоволновые методы ПЗ широко применяются на практике при решении следующих задач: измерение толщины и оценка состояния толстых ледовых покровов [1—6];

измерение толщин, местоположения подповерхностных слоев, инородных включений, их структурных и электрических характеристик [1—6, 8, 10, 12, 13, 15];

локализация канализационных труб и коммуникационных сетей [1—5, 7—14]; выявление в толще грунта неразорвавшихся снарядов и других боеприпасов [1, 2, 4, 7, 15];

разведка полезных ископаемых [1, 2, 5, 8, 16]; поиск захороненных органических тел [2, 7, 8, 19];

контроль за состоянием полотна дорог [1, 2, 5, 20, 21], управлением движения на дорогах и в охранный зоне наземного транспорта [22].

Показана возможность применения СПЗ для зондирования дна озер, приповерхностных слоев водоемов [2, 8], а также для решения других задач [1, 2, 8].

Обнаружение заглубленных объектов СПЗ осуществляется по данным обработки рассеянных аномалиями радиосигналов.

Эффективность работы СПЗ существенно зависит от правильного выбора параметров, сигнала и методов его обработки, определяемых электрическими характеристиками грунта, местоположением, материалом, формой и размером обнаруживаемых объектов.

Применение традиционных систем «атмосферной» радиолокации неправомерно в подповерхностном зондировании [2, 7, 8] из-за существенных различий показателей (примерно на четыре и более порядков [2, 8]) по дальностям зондирования (у атмосферных локаторов она простирается от единиц до сотен километров, в то время как у СПЗ — до нескольких метров);

величинам ослабления в средах распространения (доли дБ/км в атмосфере и десятки дБ/м в грунте);

размерам обнаруживаемых атмосферными локаторами объектов — самолетов, судов и т. д., в сотни и тысячи раз превышающим размеры аномалий, выявляемых СПЗ в грунте, — труб, кабелей, вустот и пр.; скорости распространения (длина волны меньше, чем в атмосфере при одинаковой частоте).

В отличие от прохождения в атмосфере в грунте электромагнитные сигналы претерпевают существенные дисперсионные искажения из-за частотной зависимости скорости распространения (показателя преломления) в грунте и изменчивости его профиля с глубиной. Пространственные вариации диэлектрической проницаемости грунта более значительны, чем в атмосфере. Нерегулярные неоднородности грунта приводят к сильному рассеянию сигнала и, следовательно, к высокому уровню помех на входе приемной антенны. Удовлетворительных результатов с применением атмосферных локаторов удалось добиться лишь при изучении ледниковых и снежных покровов в полярных районах [6, 8].

Системы подповерхностного зондирования должны соответствовать взаимосвязным требованиям при выборе длины волны. Для минимальных энергетических

потерь при распространении в грунте необходимо использовать низкочастотный, а для обеспечения предельной разрешающей способности при зондировании объектов с разными порядками длины волны — высокочастотный диапазон с длиной волны порядка  $\lambda$ . Обычно частотный спектр зондирующего сигнала выбирают в пределах участков с минимальным удельным ослаблением в грунте [1—4, 8].

Переход из сантиметрового и дециметрового диапазонов в метровый и декаметровый не решает проблему разрешения дальности. Удовлетворить необходимым требованиям удается с использованием «сверхширокополосных радиосигналов», например, предельно коротких радиоимпульсов в виде однопериодной волны (монопульса) длительностью в единицы наносекунд [8, 11, 23] или непрерывных сигналов с модуляцией частоты, например, по пилообразному (ПЧМ) или ступенчатому (дискретному — ДЧМ) закону с девиацией до сотен мегагерц [2, 4, 7]. Вместе с тем трудной задачей остается различение объектов на фоне помех из-за низкой угловой разрешающей способности.

Для уменьшения уровня просачивающихся сигналов из приемника в передатчик применяют разнонаправленный прием или прием по ортогональным поляризациям [1, 2, 9, 11, 25], а для подавления рассеянных поверхностей покрыва сигнала используют фильтрующие [27] и фокусирующие [11] свойства антенн с дополнительными отражателями [1], а также пространственную фильтрацию рассеянных сигналов по различию показателей преломления сред [24]. Для повышения угловой разрешающей способности широко применяются фокусировка антенн [1], апертурный синтез при перемещении приемной антенны [18], а также голографические методы [19] с компьютерной обработкой принятых сигналов практически в реальном масштабе времени. С применением корреляционной и корреляционно-спектральной [18, 19, 24] обработки рассеянных аномалий и шумовых (помеховых) сигналов удается существенно повысить отношение сигнал/помеха и пространственное разрешение, улучшить качественные псевдоцветовые двух- и трехмерные изображения заглубленных аномалий [2, 7—15, 20, 23, 27].

Минимальный радиус действия импульсных СПЗ ограничен длиной волны  $\lambda$  в грунте. Для зондирования аномалий в грунте с глубинами меньше длины волны применяются направленные системы, формирующие поверхность волны, например однопроводную линию. (ОПЛ) — горизонтальную проводящую антенну, приподнятую

над поверхностью земли с возбуждением импульсного тока [12, 13, 33—35]. Лежащая на поверхности земли двухпроводная линия в виде длинного коаксиального кабеля со щелью во внешней оплетке оказалась удобной для контроля за передвижением транспорта на дорогах с использованием эффекта Доплера [22].

Несмотря на указанные выше трудности в развитии подповерхностного зондирования, к настоящему времени известен ряд успешных реализаций СПЗ, нашедших широкое практическое применение.

## 1. ПОГЛОЩЕНИЕ И ИСКАЖЕНИЯ РАДИОВОЛН ПОЧВОГРУНТАМИ

Сухой почвогрунт состоит из твердого вещества и воздуха. Данные многочисленных измерений [3, 29] в диапазоне 1,4...18 ГГц показали, что у наиболее распространенных сухих почвогрунтов минеральная составляющая  $\epsilon$  комплексной диэлектрической проницаемости (КДП)  $\epsilon = \epsilon' + i\epsilon''$  не превышает 0,05, а действительная  $\epsilon'$  лежит в пределах  $2 \leq \epsilon' \leq 4$  при обычной плотности твердой основы почвы  $\rho_0 = 2,65...2,75$  г/см<sup>3</sup> может быть представлена приближенной зависимостью [3]

$$\epsilon_0 = (1 + 0,44\rho_0)^2 - 0,062. \quad (1)$$

При  $\rho_0 = 2,7$  г/см<sup>3</sup>  $\epsilon_0$  сухого грунта практически не зависит от частоты и температуры и составляет 4,7.

Влажный грунт представляет смесь твердых частиц, пустот и воды. Воду в грунте по физическим свойствам принято разделять на две фракции — связанную и свободную [3]. Количество связанной воды пропорционально суммарной площади твердых частиц в единице объема грунта, т. е. определяется их распределением по размерам — текстурным классом грунта на основе содержания песка, глины и органических веществ. Величина КДП почвогрунта чувствительна к изменению объема и содержания его составляющих, особенно воды, из-за собственных существующих частотных зависимостей.

Комплексная диэлектрическая проницаемость пресной свободной воды с достаточной для практики точностью описывается соотношениями, следующими из релаксационной теории Дебая [3]

$$\epsilon' = \left[ \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_0 - \epsilon_\infty}{1 + (\omega\tau)^2} \right] + i \left[ \frac{\omega\tau(\epsilon_0 - \epsilon_\infty)}{1 + (\omega\tau)^2} \right], \quad (2)$$

где  $\omega$  — круговая частота;  $\epsilon_0$  и  $\epsilon_\infty \approx 4,9$  — пределы значений диэлектрической проницаемости при  $\omega \rightarrow 0$  и  $\omega \rightarrow \infty$ ;  $\tau$  — время релаксации молекул воды, а  $\epsilon = 8,85 \times$

$\times 10^{-12}$  Ф/м — диэлектрическая проницаемость вакуума.

Эмпирические зависимости времени релаксации  $\tau$  от температуры  $t$  (°C) имеют вид:

$$\tau(t) = (1,111 \times 10^{-10} - 3,824 \times 10^{-12}t + 6,938 \times 10^{-14}t^2 - 5,096 \times 10^{-16}t^3) / \omega, \quad (3)$$

$$\epsilon''(t) = 88,045 - 0,415t + 6,295 \times 10^{-4}t^2 + 1,075 \times 10^{-6}t^3. \quad (4)$$

КДП воды с растворенными минеральными добавками с соленостью  $S$  (‰) описывается соотношением

$$\epsilon'_s = \left[ \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_0 - \epsilon_\infty}{1 + (\omega\tau)^2} \right] +$$

$$+ i \left[ \frac{\omega\tau(\epsilon_0 - \epsilon_\infty)}{1 + (\omega\tau)^2} + \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} \right], \quad (5)$$

где подстроичный символ « $s$ » обозначает параметры соленой воды, а  $\sigma$  — ионная проводимость соленой воды (мо/м);  $\epsilon_\infty \approx 4,9$ ,

$$\epsilon_s = \epsilon(t, S) = \epsilon_0(t, S) = 0A(t, S), \quad (6)$$

$$\epsilon_s = \epsilon(t, S) = 87,134 - 0,195t -$$

$$- 1,276 \times 10^{-2}t^2 + 2,491 \times 10^{-4}t^3 -$$

$$A(t, S) = 1,0 + 1,613 \times 10^{-4}S -$$

$$- 3,656 \times 10^{-5}S^2 + 3,21 \times 10^{-7}S^3 -$$

$$- 4,232 \times 10^{-7}S^4. \quad (8)$$

В аналогичной (6) эмпирической форме описывается температурная зависимость времени релаксации молекул соленой воды

$$\tau_s(t, S) = \tau(t)B(t, S) \quad (9)$$

и ионной проводимости

$$\sigma(t, S) = \sigma(t=25^\circ\text{C}, S) \exp(-\Phi), \quad (10)$$

где  $\sigma(t=25^\circ\text{C}, S)$  — ионная проводимость воды с соленостью  $S$  при  $t=25^\circ\text{C}$ .

$$\sigma(t=25^\circ\text{C}, S) = S[0,183 - 1,462 \times 10^{-3}S +$$

$$+ 2,093 \times 10^{-5}S^2 - 1,282 \times 10^{-7}S^3], \quad (11)$$

а  $\Phi$  зависит от  $S$  и  $\Delta t = 25^\circ - t$ :

$$\Phi = \Delta t[2,033 \times 10^{-2} + 1,266 \times 10^{-4}\Delta t +$$

$$+ 2,464 \times 10^{-6}\Delta t^2 - S(1,849 \times 10^{-5} -$$

$$- 2,551 \times 10^{-7}\Delta t + 2,551 \times 10^{-9}\Delta t^2)]. \quad (12)$$

Приведенные соотношения справедливы в диапазоне солености  $0 \leq S < 35$  ‰.

Из (2)–(12) следует, что КДП воды является функцией частоты, солености и температуры [3]. На рис. 1 приведены вычисленные по соотношениям (2)–(12) частотные диаграммы (кривые Коула — Коула) составляющих КДП пресной воды при температуре 20 °C. Видно, что влияние солености на КДП сказывается на частотах, меньших 17 ГГц, и проявляется наи-

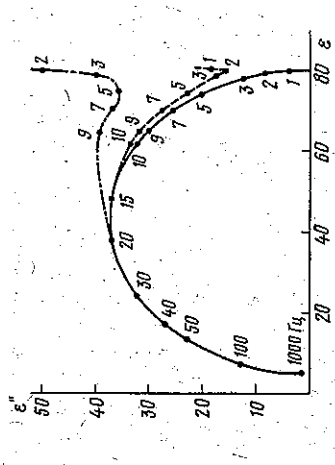


Рис. 1. Частотные зависимости КДП пресной (сплошная линия) и соленой ( $\epsilon = \epsilon' + i\epsilon''$  — штриховая;  $s = 33$  ‰ — штрихпунктирная) воды при температуре 20 °C

более существенно в области частот ниже 3–5 ГГц.

Диэлектрические параметры связанной воды аналогичны параметрам льда и описываются теми же выражениями [3].

Для характеристики влагосодержания почвогрунта, как правило, пользуются объемной  $\rho_m = V_B/V = m_B/m_C(\rho_B + \rho_C) \approx m_B/m_C$  [см<sup>3</sup>/см<sup>3</sup> или г/см<sup>3</sup>] и весовой влажностью  $q = m_B/m_C \approx \rho_m/\rho$ , где  $V_B$  и  $V$  — объем воды в образце и общий объем образца;  $m_B$  и  $m_C$  — массы воды в образце и сухого образца (соответственно);  $\rho$  — плотность почвогрунта;  $\rho_B$  — плотность воды. Приближенные выражения получаются при  $\rho_C \ll \rho_B \approx 1$  г/см<sup>3</sup>.

По современным представлениям [3, 29] для описания диэлектрических свойств целесообразно представлять влажные почвогрунты четырехкомпонентной смесью твердых частиц, воздушных пустот, свободной и связанной воды. КДП влажных почвогрунтов в наибольшей степени определяется описанными выше диэлектрическими параметрами воды и зависит от объемного влагосодержания  $\rho_m$ , относительного содержания связанной и свободной воды, плотности почвогрунта  $\rho$ , формы твердых частиц и водяных включений [3, 29].

В [29] на основе соотношения для КДП четырехфазной смеси [30], содержащей дисковидные случайно ориентированные частицы основы почвогрунта — твердой породы, связанную, свободную воду и воздух, получено удобное и достаточно точное для практики полуэмпирическое выражение для расчета  $\epsilon''$  КДП увлажненных почвогрунтов:

$$(\epsilon'') = 1 + \frac{\rho}{\rho_0} [\epsilon_0(\epsilon'') - 1] + \rho_m^2(\epsilon'') - \rho_m, \quad (13)$$

где  $\rho_m$  — объемная влажность почвогрунта;  $\epsilon_F$  — КДП свободной воды с учетом минерализации;  $\epsilon_0$  — КДП основы почвогрунта;  $\beta = 1,09 - 0,11 \Pi + 0,18 \Gamma$  — эмпирические показатели степени зависимости (13) с экспериментальными данными;  $\Pi$  и  $\Gamma$  — относительное объемное содержание песка и глины в почвогрунте. Полагаем, что кроме песка и глины в твердую фракцию почвогрунта входят органические вещества с содержанием (100 —  $\Pi$  —  $\Gamma$ ) %.

Для среды с потерями комплексный показатель преломления

$$n = \sqrt{\epsilon'} = n + i\eta, \quad (14)$$

или

$$n = \sqrt{\epsilon'} \cdot \cos \delta/2, \quad (15)$$

$$m = \sqrt{\epsilon'} \cdot \sin \delta/2, \quad (16)$$

а  $\delta = \text{arctg}(\eta'/\epsilon')$  — угол потерь.

Поглощение  $\gamma$  излучения в среде описывается произведением составляющей  $\eta$  коэффициента преломления и волнового числа в вакууме  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$  [17]:

$$\gamma \approx 8,68 \eta m \approx (54 \sqrt{\epsilon'} / \lambda_0) \sin \delta/2 \text{ [дБ/м]}. \quad (17)$$

Отношение скоростей распространения  $c/v$  или длин волн  $\lambda_0/\lambda$  в вакууме и в среде

$$c/v = \lambda_0/\lambda = n = \sqrt{\epsilon'}. \quad (18)$$

Для экспериментальной оценки КДП почвогрунтов на дециметровых волнах (508...625 МГц) в [31] разработана и опробована СПЗ с применением передающей и приемной прямой дисконверсионных антенн, штыри которых погружены в образцы. Метод основан на сравнении амплитуд и фаз переданного и принятого сигналов. По данным измерений установлены, что диэлектрические параметры влажных песка и глины существенно различаются. Тангенс угла потерь в диапазоне влажностей 0,01...0,4 г/см<sup>3</sup> изме-

нялся от 0,5 до 0,65 и увеличивался с ростом влажности, а  $\epsilon''$  увеличивалась от 6,5 до 7.

В природных условиях вертикальный профиль влажности в грунте нелинейен. Из-за градиента КДП по глубине изменяется комплексный показатель преломления, а следовательно, скорость распространения и время запаздывания.

В [11] фазовая скорость распространения определялась из соотношения между заглублением металлического листа и временем распространения до него, а коэффициент ослабления вычислялся как отношение амплитуд исходного и отраженного импульсов. Из данных о фазовой скорости распространения в грунте были определены модуль диэлектрической проницаемости, а из данных о поглощении — угол потерь. На рис. 2, а показаны результаты измерения на частоте  $\omega/2\pi = 100$  МГц времени распространения и относительных амплитуд сигналов, отраженных поверхностью грунта и зарытых на разные глубины металлических листов. Оцененные по этим данным значения ослабления и скорости распространения изображены на рис. 2, б, а действительная часть КДП  $\epsilon'$  и проводимость  $\sigma$  — на рис. 2, в. Параметры  $\epsilon'$  и  $\sigma$  увеличивались с глубиной распространения уменьшались с глубиной и при 1 м оказалась почти в 4 раза меньше (7,2 см/нс), чем в воздухе (30 см/нс). Авторы [11] объясняют это обстоятельство ростом влажности на глубины больше 1 м.

По аналогичной [11] методике в [16] на частотах 20...160 МГц с помощью импульсного локатора с синхронизированной антенной были измерены диэлектрическая проницаемость и проводимость угольного пласта путем анализа комплексных спектров волновых чисел широкополосных импульсов, прошедших разные расстояния в одном и том же образце.

В [26] теоретически исследована возможность извлечения информации о ди-

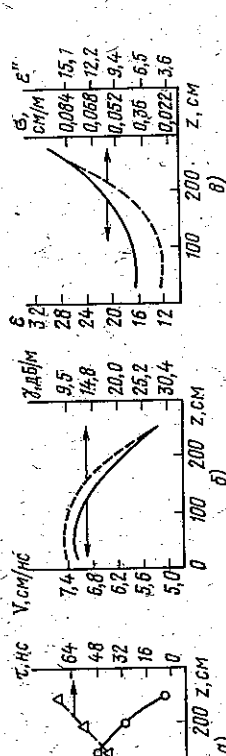


Рис. 2. Экспериментальные зависимости от глубины  $z$ : относительных амплитуд  $A$  отраженного сигнала металлическим листом в грунте и времени распространения  $t$  относительно ограничения поверхностью  $\gamma$  (б), действительной  $\epsilon'$ , мнимой  $\epsilon''$  составляющих КДП и проводимости  $\sigma$  на частоте  $\omega/2\pi = 100$  МГц радионимпульса одной периодной волны (а)

электрических параметрах сред из анализа формы распространяющегося импульса. Моделировалось распространение во влажном почвогрунте импульса в виде одною периода синусоиды длительностью 10 нс. Рассматривались две идеализированные среды распространения. Первая характеризовалась действительной частью диэлектрической проницаемости  $\epsilon'$  и сопротивлением постоянному току  $\rho$ . В этой модели анализировалась форма импульсов, прошедших разные расстояния в грунте в зависимости от  $\epsilon'$ ,  $\rho$  и длительности импульса  $\tau$ . Выбиралось  $\epsilon' = 9$  и  $\rho = 20$ , 40 и 200 Ом по данным измерений для влажных почвогрунтов на частотах около 100 МГц.

Распространение во второй среде описывалось как релаксационный процесс, в результате которого диэлектрическая проницаемость становилась комплексной и частотно-зависимой. При этом показатель преломления описывался соотношением Дебая, а частота релаксации среды  $\omega/2\pi = 1/2\tau_r$ , где  $\tau_r$  — время релаксации, выбиралось в диапазоне 0,5...550 МГц для учета релаксационных процессов вне и внутри полосы частот импульса. Излученный из вакуума в грунт с зарядным показателем преломления  $n'$  и с зарядом на глубине  $z/2$  абсолютным отражателем импульс моделировался плоской волной и представлялся временным рядом Фурье

$$x(t) = (1/2) \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m \exp(i\Omega_m t), \quad (18)$$

где  $\Omega_m = m(2\pi F)$ , а  $F$  — частота следования импульсов.

Улавливаемый приемной антенной сигнал

$$y(t) = (1/\pi) \text{Re} \left\{ \int_0^{\infty} K(\omega) S(\omega) \exp(i\omega t) d\omega \right\}, \quad (19)$$

где  $\omega$  — круговая частота;  $S(\omega)$  — Фурье-преобразование  $x(t)$ ;  $K(\omega)$  — Фурье-преобразование  $g(t)$  — импульсной характеристики слоя среды;  $c$  — ее границами

$$K(\omega) = -W_0(\omega) W_{10}(\omega) \exp(-i(\omega/c)n'(\omega)z), \quad (20)$$

где  $W_0$  и  $W_{10}$  — коэффициенты прохождения граници вакуум — грунт и грунт — вакуум,  $n'(\omega) = n + im$  — комплексный показатель преломления среды.

На рис. 3, а показаны формы исходного импульса и прошедшего через слой грунта толщиной  $z$  с  $\epsilon' = 9$  и сопротивлением постоянному току  $\rho = 20$  Ом в первой модели, а на рис. 3, б — во второй модели при  $\rho = 100$  Ом и частоте релаксации 20 МГц. Было установлено, что после

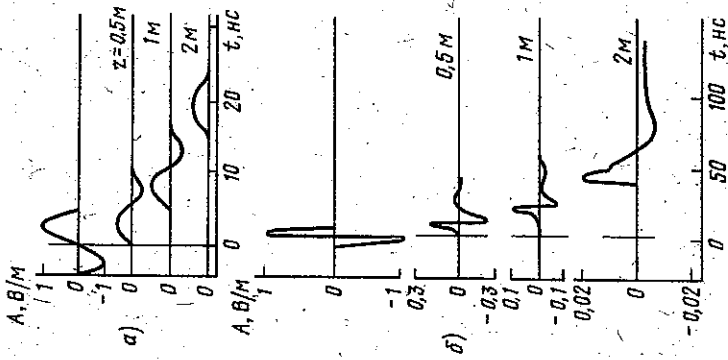


Рис. 3. Формы: исходного 10-нс импульса и прошедшего через слой грунта толщиной  $z = 0,5$ , 1 и 2 м с  $\epsilon' = 9$  и сопротивлением постоянному току  $\rho = 20$  Ом в первой модели (а), во второй модели при  $\rho = 100$  Ом и частоте релаксации 20 МГц (б)

распространения, первый экстремум импульса становится острее, чем второй; изменяется соотношение между первым и вторым максимумами амплитуды по сравнению с исходным сигналом; появляется длинный асимптотический «хвост» из-за релаксационных процессов в среде. Наличие «хвоста» подтверждено экспериментально [8], затрудняет распознавание ДА и является одним из заметных недостатков импульсных СПЗ.

Искажения импульсов в виде одной периодной волны длительностью 3 нс были исследованы экспериментально в [8]. Приемная и передающая плоские дипольные антенны погружались на 2 м в грунт с расстоянием 3,9 м между ними (рис. 4). Передающая антенна возбуждала генератором импульсов, а принятый сигнал наблюдался на экране стробирующего осциллографа.

На рис. 5 показаны формы принятых им-

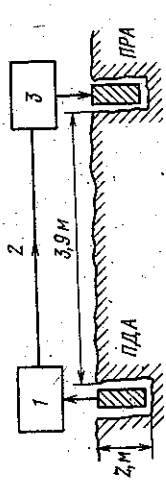


Рис. 4. Схема экспериментальной установки для измерения искажений импульсов в грунте: 1 — импульсный генератор; 2 — сигнал управления; 3 — стробирующий осциллограф; ПДА — передающая антенна; ПРА — приемная антенна

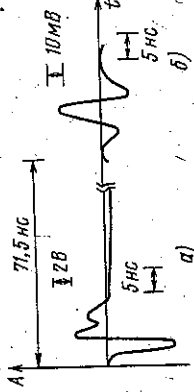


Рис. 5. Формы принятых импульсов после распространения в грунте и в воздухе

пульсов, распространяющихся в воздухе на расстоянии 0,1 м (а) и в грунте в длину 3,9 м (б). По измеренной разности в длительностях этих импульсов была оценена скорость распространения в грунте — 5,4 см/нс и модуль КДП — 30.

Значительное ослабление и искажение импульсов в почвогрунтах затрудняют обнаружение и распознавание подповерхностных целей. Поэтому необходимы обоснованный выбор диапазона частот и параметров зондирующих сигналов и специальная математическая обработка принятых сигналов.

## 2. РАДИОИМПУЛЬСНЫЕ СИСТЕМЫ

Наибольшее распространение в подповерхностном зондировании получили СПЗ с импульсными радиосигналами [1, 2, 4, 8, 9, 11, 15, 19—21, 27]. На рис. 6 представлена типичная структурная схема [2] импульсного подповерхностного радиолокатора, включающая передатчик с антенной (ПДА), формирующие зондирующий сигнал в виде периодической последовательности импульсов, приемник, к которому подключена приемная антенна (ПРА), и устройство отображения информации (дисплей, осциллографический индикатор и т. д.). Управление всеми устройствами обеспечивается входящим в состав передатчика синхронизатором. При бесконтактном с поверхностью покрыва зондирования ДА в приемник поступают три сигнала

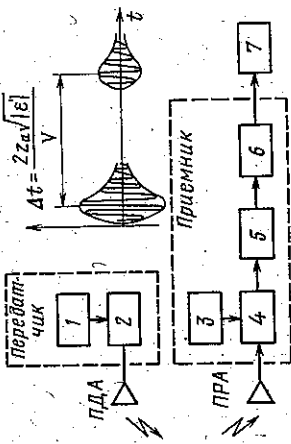


Рис. 6. Структурная схема импульсного подповерхностного радиолокатора: ПДА — передающая антенна; ПРА — приемная антенна; 1 — модулятор; 2 — импульсный генератор; 3 — гетеродин; 4 — смеситель; 5 — усилитель; 6 — детектор и фильтр; 7 — устройство визуализации

ла — прямой, просачивающийся из датчика из-за неполной развязки, рассеянный поверхностью покрыва и отраженный ДА. Для снижения уровня прямого и рассеянного поверхностного покрыва сигналов [2, 6, 9, 11, 14, 23, 25] часто используют разнесенные прием-передатчу с соответствующими двумя антеннами.

Измерение глубины залегания ДА  $z$  в грунте основано на определении временного интервала  $\Delta t$  между моментами начала излучения и прихода сигнала, рассеянного ДА:

$$z = v\Delta t/2, \quad (21)$$

где  $v = c/\sqrt{\epsilon}$  — фазовая скорость распространения электромагнитного излучения в грунте.

Наименьшая измеряемая радиоимпульсной СПЗ глубина залегания ДА определяется минимальным измеряемым временным интервалом, максимальной частотой посылок. Согласно критерию Релея для радиоимпульсов разрешающая способность по дальности  $\Delta z$  определяется их длительностью  $\tau_n$  на уровне 0,5 от максимальной амплитуды [8]:

$$\Delta z = c\tau_n/2\sqrt{\epsilon}. \quad (22)$$

В частности, при зондировании влажного почвогрунта (при обычном значении  $\epsilon' = 6$ ) для обеспечения минимальной глубины зондирования 0,3 м потребуются импульсные сигналы длительностью меньше 6,3 нс [8]. Попытки сжатия импульса косякой разрежающей способности приведут к возникновению спектра в области более высоких частот, чем  $\Delta\omega = 2\omega_0$  (рис. 7, а), сплошная линия — эксперимент [8], и, следовательно, к увеличению

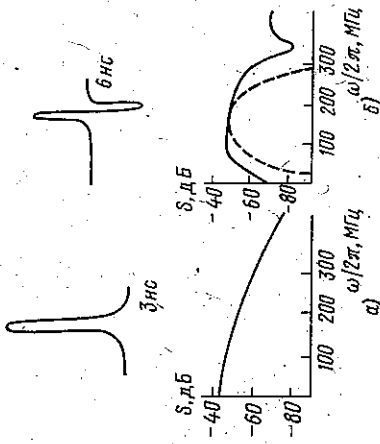


Рис. 7. Экспериментальные (сплошная линия) формы полупериодного (а) и однопериодного (б) зондирующих импульсов и теоретический спектр (штриховая)

дисперсионных искажений при распространении.

Для получения оптимального соотношения между разрешающей способностью и ослаблением широко используют зондирующие импульсы в виде однопериодной волны [1, 2, 8, 11] с выбором несущей частоты в области низких частот (рис. 7, б, сплошная линия — эксперимент, штриховая — теория [8]). Важными являются выбор и согласование антенных устройств, поскольку на форму излученного импульса существенно влияют переходные характеристики антенны.

Диаграммы направленности антенн СПЗ с линейными размерами десяти сантиметров в дециметровом диапазоне частот формируются в грунте на глубинах порядка 1 м. В [8] установлено изменение ДН антенны при помешении на поверхность грунта в зависимости от комплексного показателя преломления. С учетом дифракционной расходимости в дальней зоне мощности  $P_{пр}$  принятого СПЗ сигнала, рассеянного ДА на глубине  $z$  в грунте, связана с мощностью излученного сигнала  $P_n$  соотношением [8]

$$P_{пр} = \frac{P_n G^2 \lambda^2}{(4\pi)^2} \Psi_{01} \Psi_{10} \exp(-2\alpha z), \quad (23)$$

где  $G$  — коэффициент усиления антенны;  $\Psi_{01}$  — эффективная площадь сечения антенны;  $\Psi_{10}$  — рассеяние зондируемого объекта;  $\Psi_{01,10}$  — коэффициенты прохождения границы грунт — воздух в обоих направлениях;  $\alpha$  — погонное ослабление излучения в грунте, н/м.

Так, например, ЭПР длинной металли-

ческой трубы радиусом  $r$  в грунте оценивается по выражению [8]:

$$\sigma = 2\pi r \sqrt{\epsilon'} |\theta z^2 / \lambda|, \quad (24)$$

где  $\theta$  — ширина диаграммы направленности антенны в грунте. На рис. 8 [8] показана зависимость принимаемой мощности  $P_{пр}$  от глубины зондирования  $z$  стальной трубы с  $r = 5$  см ( $\sigma = 0,094$  рад<sup>2</sup>/м<sup>2</sup>) однопериодным импульсным сигналом длительностью 6 нс, пиковой мощностью  $P_n = 1$  Вт и 90 Вт. Использовалась полуволновая дипольная антенна с  $G = 1,64$  и  $\theta \approx 18^\circ$  в суглинистом грунте с  $\epsilon' = 30$ , проводимостью  $0,02$  См/м,  $\nu = 6$  дБ/м. Максимальная зондируемая глубина  $z_{max}$  определяется порогом чувствительности приемника [8]:

$$P_{min} = k T_0 \Delta F_{ш} K_{ш} \Delta F^2,$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;  $T_0$  — шумовая температура приемника;  $\Delta F$  — ширина спектра шумов;  $K_{ш}$  — коэффициент шума;  $\Delta F^2$  — минимальное отношение сигнал/шум, достаточное для обнаружения ДА.

Для СПЗ [8] с параметрами  $T_0 = 298$  К,  $\Delta F_{ш} = 100$  МГц,  $K_{ш} = 5$  дБ,  $\Delta F^2 = 13$  дБ была получена оценка:  $P_{min} = -79$  дБ. Соответственно  $z_{max}$  определенная по рис. 8 из условия  $P_{пр} = P_{min}$ , составила 6,1 м при  $P_n = 90$  Вт и 4,7 м при 1 Вт.

В [11] разработана и испытана СПЗ, в которой используются однопериодные импульсы длительностью 6 нс. Система состоит из генератора импульсов, цепи селекции передаваемых и принимаемых сигналов, приемника с регулировкой коэф-

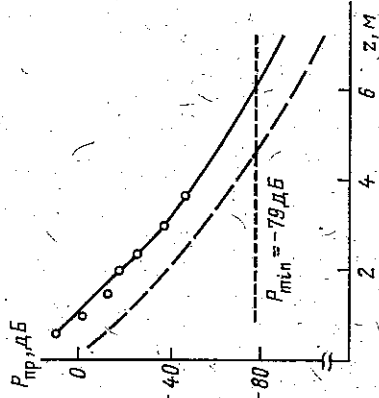


Рис. 8. Зависимость принимаемой мощности  $P_{пр}$  от глубины зондирования  $z$  стальной трубы в грунте однопериодным зондирующим сигналом:  $P_n = 1$  Вт (штриховая линия),  $P_n = 90$  Вт (сплошная),  $\circ \circ \circ$  — эксперимент [8]

электрических подповерхностных аномалий.

Приемно-передающий блок включает генератор сигнала в виде одноперiodной волны, передающую и приемную антенны, усилитель, дискретизатор, аналого-цифровой преобразователь, устройство усреднения и передачи данных в блок обработки и управляющий модуль. Питанию системы обеспечивается батарея 12 В с мощностью потребления 40 Вт.

Передающее устройство формирует одноперiodные импульсы с основной частотой 100 МГц, частотой следования 10<sup>6</sup> Гц и изменяющейся дискретно (для адаптации к условиям измерений) через блок управления пиковой амплитудой от 10 до 115 В. Регулировка усиления выполнялась в зависимости от глубины расположения ДА. Сигнал излучался широкополосной (КСВ ≈ 1,25 на частоте 100 МГц) антенной бегущей волны, размеры которой специальными методами снижены до 1 м. Были приняты меры для изоляции приемной антенны от приемно-передающей аппаратуры поглощающим материалом. Динамический диапазон усилителя приемника составил 80 дБ, а суммарный, включая диапазон перестройки мощности генератора, достиг 100 дБ.

Для представления принятых сигналов в цифровом виде применен дискретизатор (10<sup>6</sup> отсчетов/с) и АЦП. После усреднения сигнала числовым процессором он подается электронно-оптическому преобразованию и передается в блок обработки со скоростью до 100 Кбайт/с.

Блок обработки данных содержит корреляционный процессор и ЭВМ с интерфейсом. В корреляционном процессоре выполняется взаимная корреляционная функция (ВКФ) между принятым рассеянным сигналом и эталонным (излученным) импульсом. По максимуму взаимной корреляционной функции вычисляются время задержки рассеянного ДА сигнала и соответствующая ему глубина залегания аномалии.

Обработка принятых сигналов включает два этапа: предварительную подготовку данных и апертурный синтез [11]. Предварительная подготовка включает выделение ВКФ, выделение и вычитание фаз для извлечения из шума сигнала, рассеянного ДА. Второй этап — апертурный синтез состоит в синтезе изображений залегленных ДА при перемещении антенны. Изображение получается из суперпозиции эллиптических кривых с фокусами в текущей точке положения антенны. С использованием СПЗ получены псевдоцветовые изображения металлических и

мастиковых водопроводных труб диаметром 6,5 см, заглубленных во влажный грунт соответственно до 2,5 и 1 м. Для апертурного синтеза изображений при обработке 100 импульсов требуется 3 с.

В импульсных СПЗ разрешение в горизонтальной плоскости определяется физическими размерами антенны, а в вертикальной — длительностью импульса. Для повышения разрешения можно укорачивать зондирующий импульс, однако это трудно сделать без потери средней мощности. В [19] предлагается для получения высокого горизонтального и вертикального разрешения использовать многочастотные географические методы, которые дают возможность получить разрешение по вертикали z и горизонтали x, y:

$$\delta_x = c/2\Delta F, \quad (25)$$

$$\delta_y = \lambda z_0/2l_x,$$

$$\delta_z = \lambda z_0/2l_y,$$

где c — скорость света, а ΔF — полоса частот сигнала; z<sub>0</sub> — глубина расположения ДА; λ — длина волны в грунте; l<sub>x</sub> × l<sub>y</sub> — размеры синтезированной апертуры.

В [19] для восстановления трехмерных радиолокационных объемных тел в снегу использовались широкополосные сигналы в диапазоне 9...11 ГГц мощностью 1 мВт, излучаемые и принимаемые рупорной антенной с физическими размерами 15 × 13 см<sup>2</sup> и с размерами синтезированной апертуры 0,5 × 0,5 м<sup>2</sup>. Разрешение в горизонтальной плоскости составило 7,5 × 6,5 см<sup>2</sup>, т. е. половину физического размера апертуры, а в вертикальном направлении в снегу — 8 см. С помощью СПЗ были не только обнаружены, но и идентифицированы по форме трехмерные предметы, зарытые в снег. На формирование изображения размером 128 × 128 × 128 затрачивалось около 3 с (без учета времени сканирования антенной). Предполагается использование СПЗ для обнаружения и выявления людей, автомобилей, зданий и других объектов в снежных заносах, лавнах и т. д.

### 3. СИСТЕМЫ С НЕПРЕРЫВНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

В СПЗ с непрерывным излучением используются сигналы с частотной модуляцией. Изменение частоты выполняют обычно по закону, удобному в обработке, — по пилообразному (ПЦМ) или ступенчатому (ДЦМ) [1, 2, 4, 6, 7, 10]. Оценка дальности до заглубленной ДА проводится по измеренной частоте биений прямого

(опорного) и отраженного ДА сигналов. Поскольку в подобных системах используются непрерывные сигналы, они обладают лучшими энергетическими возможностями по сравнению с импульсными системами.

Структурная схема СПЗ, в которой используется непрерывный сигнал с ПЦМ, приведена на рис. 10 [2]. Передатчик, состоящий из генератора и модулятора частоты, возбуждает на выходе передающей антенны (ПДА) изменяющийся по симметричному пилообразному закону сигнал (сплошная линия). Отраженный (штриховая линия) улавливается приемной антенной (ПРА). Отраженный и опорный сигналы перемножаются в смесителе, фильтруются, и анализатором спектра измеряется разностная частота отгибающей биений Ω, которая в течение большей части периода перестройки частоты (за исключением участков обращения) остается постоянной. Глубина залегания ДА в грунте определяется по соотношению

$$z = \Omega \cdot vt / 2\Delta\omega, \quad (26)$$

где Ω — разностная частота; T — период и Δω — полоса перестройки (девиация) частот; а v — скорость распространения электромагнитной волны в грунте.

При вычислении глубины залегания ДА в грунте появляются погрешности, обусловленные преимущественно ошибками квантования при определении частоты отгибающей биений, из-за конечности отношения частот заполнения и отгибающей [2]. Эти ошибки наиболее существенны при зондировании неглубоких ДА, когда разностная частота невелика. Погрешности оценки глубины ДА возникают еще по нескольким причинам. Мощность рассеянного аномалией сигнала на несколько порядков меньше мощности передатчика. Кроме того, появляются нелинейные и частотные искажения принятого сигнала из-за допле-

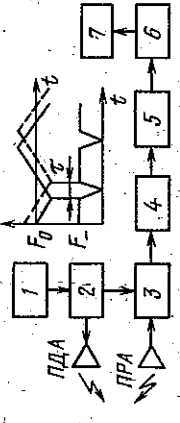


Рис. 10. Структурная схема СПЗ с непрерывным ЛЧМ-сигналом: 1 — генератор; 2 — модулятор; 3 — смеситель; 4 — усилитель; 5 — ограничитель; 6 — детектор; 7 — устройство отображения

фицента усиления, модулятора и устройства представления изображений. Приемная антенна с КСВ ≤ 2 в полосе 50...500 МГц. Из-за широкой полосы импульсных сигналов трудно обеспечить согласование фидерных трактов антенны во всем диапазоне частот. В результате из-за рассогласования образуются отраженные волны, затрудняющие обнаружение объектов. Для устранения мешающих отражений применяют согласующие устройства в виде трансформаторов, линий задержки и т. д. [28]. Например, в [8] разработана оригинальная схема селектора передаваемых и принимаемых сигналов для их разделения и гашения примерно на 20 дБ мешающих отраженных волн, обусловленных рассогласованием в фидерных трактах антенны.

При зондировании неглубоких ДА рассеянный сигнал приходит в приемник весьма быстро, что затрудняет его обработку. Для удобства обработки целесообразно осуществлять преобразование спектра принятых сигналов в более низкочастотную область. В [8] предложено использовать для этой цели частотную модуляцию.

На рис. 9 приведена структурная схема современного передатчного импульсного подповерхностного радиолокатора [11]. Система состоит из приемно-передающего устройства, соединенного оптической линией связи с блоком автоматизированной обработки данных. Локатор предназначен для поиска как металлических, так и ди-

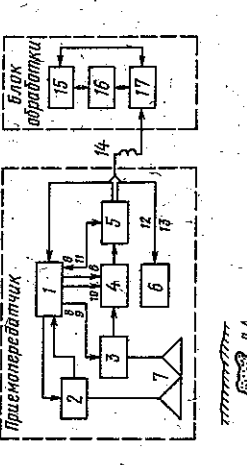


Рис. 9. Функциональная схема современного передатчного подповерхностного импульсного радиолокатора: 1 — генератор одноперiodной волны; 2 — усилитель; 3 — дискретизатор; 4 — блок оценки местоположения ДА; 5 — усреднение; 6 — блок оценки местоположения ДА; 7 — приемная и передающая антенны; 8 — управляющий сигнал; 9 — сигнал контроля усиления; 10 — задержка; 11 — параметры усреднения; 12 — импульс старта; 13 — данные о местоположении ДА; 14 — оптическая линия связи (50 м); 15 — ЭФМ; 16 — корреляционный процессор; 17 — цифровое электронное преобразование

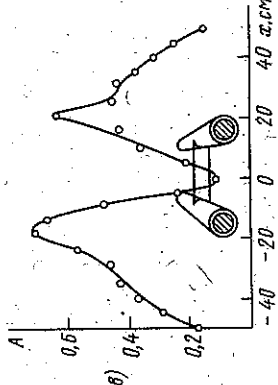
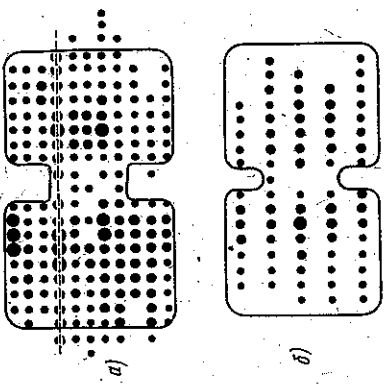


Рис. 12. Радиолокационные изображения закопанной в грунт *H*-образной пластмассовой трубы, заполненной водой (а) и пустой (б). Сечение изображения двух зарытых дренажных труб (в) вдоль штриховой линии на рис. (а)

На рис. 12, в показано сечение изображения зарытых на глубину 0,35 м двух дренажных труб, а на рис. 13 — тушки цыпленка. На описанной системе был успешно обнаружен зарытый на 0,5 м снаряд длиной 55 см и диаметром 66 мм. При этом азимутальная ориентация определяется с точностью до 3°. Авторы [7] полагают, что СПЗ с ДЧМ найдет широкое применение.

В [14] предлагают использовать для поиска протажных, зарытых, имеющих импедансный контраст предметов (металлических труб, кабельных линий и т. п.) непрерывное электромагнитное излучение на одной из фиксированных частот в диапазоне 10...120 КГц. Передатчик располагается над зарытым объектом и индуцирует в нем введённые токи, а приемник перемещают на некотором удалении для поиска расположения этого предмета. Система может работать в активном режиме, когда оператор управляет уровнем излученного сигнала для оптимальной адаптации

глубине. Рабочий диапазон частот (315,7...803,1 МГц) был выбран с учетом минимальных энергетических потерь в грунте и разбит на 32 интервала по 15,72 МГц. В качестве передающей и приемной антенн СПЗ использовались закрытые с одной стороны резонаторами помещенные в грунт конические спиральные антенны диаметром 45 см, направленные круговой поляризации которых взаимно противоположны. Такой выбор антенн позволил обеспечить, во-первых, их взаимную развязку посредством намотки витков в противоположном направлении, а во-вторых, независимость амплитуды принятого сигнала от азимутальной ориентации зондируемой аномалии. Мощность, излучаемая передающей антенной, составила 1 Вт.

Принятый сигнал подавался на детектор, а затем его синфазная и квадратурная составляющие (относительно опорного сигнала) выделялись с помощью фазового компаратора. Сигнал с выхода компаратора преобразовывался с помощью аналого-цифрового преобразователя в цифровую форму и подавался в устройство весовой обработки, где компенсировались такие факторы, как неравномерность частотной характеристики антенн, взаимная связь между передающей и приемной антеннами и рассеяние поверхностью покрытия.

В блок весовой обработки вводились также множители фазовой коррекции для компенсации неоднородностей фаз на различных ступенях частоты переданного и принятого сигналов из-за их зависимости от электрической длины соединяющих кабелей, фазовых центров антенн и частоты. Эти множители определялись путем измерения сигнала, рассеянного зарытым плоским металлическим листом, и использовались при градуировке в процедуре БПФ для того, чтобы вычисленное расстояние согласовывалось с реальным. В то время, как вертикальное разрешение обеспечивалось путем ступенчатой перестройки частоты, горизонтальное до-стигалось двумерной винеровской фильтрацией принятых сигналов [7].

Полевые испытания описанной системы показали ее способность обнаруживать закопанные предметы во влажном глинистом грунте. На рис. 12 приведены радиолокационные изображения закопанной на глубину 0,35 м *H*-образной пластмассовой трубы (диаметр 7,6 см, толщина стенки 3 мм, длина колен 47,5 см и расстояние между ними 20 см), заполненной водой (а) и пустой (б). Приведено сечение изображения вдоль пунктирной линии. Как видно из рисунка, контуры трубы ясно прослеживаются на изображениях.

нах  $0, \Delta z, 2\Delta z, 3\Delta z, \dots, (N-1)\Delta z$ , с соответствующими коэффициентами рассеяния  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{(N-1)}$  при зондировании ДЧМ-сигналом (частота которого меняется скачком  $F_n = F_0 + n\Delta F$ , где  $n=0, 1, 2, 3, \dots, (N-1)$ ), а  $\Delta F$  — приращение частоты) на  $m$ -м шаге изменений частоты определяется суперпозицией сигналов, рассеянных каждой аномалией:

$$S_n = S_0 \sum_{l=0}^{N-1} K_l \exp \left[ i 4\pi l \Delta z \frac{(F_0 + n\Delta F) \sqrt{\epsilon'}}{c} \right], \quad (27)$$

где  $S_0$  — амплитуда зондирующего сигнала;  $K$  — коэффициент, учитывающий ослабление сигнала при распространении и чувствительность приемника;  $c$  — скорость распространения света в вакууме;  $\epsilon'$  — КДП почвогрунта.

При выполнении условия  $2\Delta F N \Delta z \times \sqrt{\epsilon'} / c \gg 1$  принятый сигнал представляется дискретным преобразованием Фурье относительно коэффициента рассеяния  $a_l$ :

$$S_n = S_0 \sum_{l=0}^{N-1} K_l \exp \left[ i 4\pi l \Delta z \frac{F_0 \sqrt{\epsilon'}}{c} \right] \times \exp \left( i 2\pi l n / N \right). \quad (28)$$

Наличие ненулевой составляющей БПФ сигнала (28) будет соответствовать присутствию аномалии на соответствующей

ровского смещения при движении антенны и из-за дисперсионных искажений во влажном минерализованном грунте. В результате сигнал на выходе первого сместителя представляет сумму рассеянных и просачивающегося сигналов, нелинейных и амплитудно-модулированных компонент. Совместный вклад этих причин приводит к трудностям в локализации ДА и является предметом пристального исследования [2, 10]. Вместе с тем отмечаются успехи в практическом использовании СПЗ с ПЧМ-сигналами [2, 10].

Для повышения точности местопредления ДА в [2, 4, 7] предложено использовать информацию о сдвиге фаз между опорным и принятым сигналами во второй квадрантной составляющей. Для этого в СПЗ используется непрерывный сигнал с ДЧМ-модуляцией. Структурная схема СПЗ с ДЧМ-сигналом показана на рис. 11. Генератор формирует ДЧМ-сигнал, который является опорным когерентного детектора для определения фазы и амплитуды квадрантных составляющих принятого сигнала.

В блоке быстрого преобразования Фурье (БПФ) вычисляется расстояние до ДА. Принцип действия СПЗ [2, 4, 7] состоит в следующем. На входе приемной антенны сигнал, рассеянный аномалиями, находящимися в грунте на квантованных глуби-

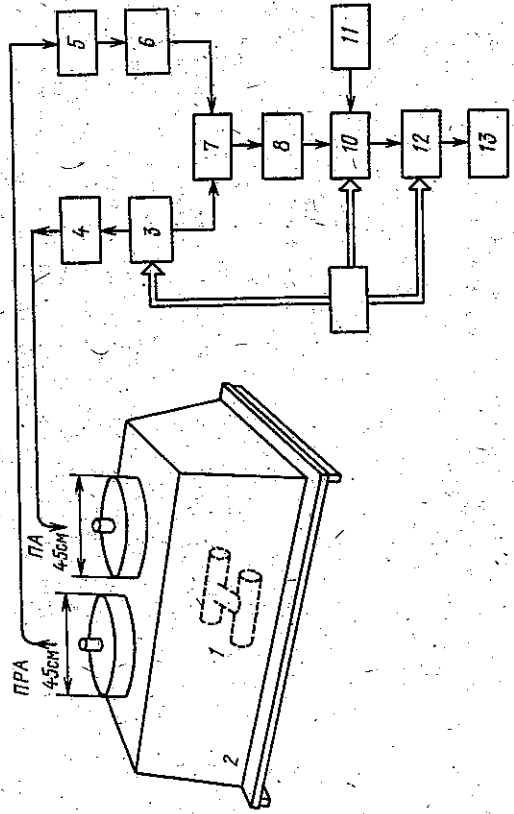


Рис. 11. Структурная схема СПЗ с ДЧМ-сигналом: 1 — цепь из пластмассовых канализационных труб; 2 — контейнер с грунтом; ПДА — передающая антенна; ПРА — приемная антенна; 3 — генератор ступенчатой частоты; 4 — усилитель мощности; 5 — детектор; 6 — усилитель; 7 — фазовый компаратор; 8 — АЦП; 9 — блок управления; 10 — блок весовой обработки; 11 — коэффициенты коррекции; 12 — БПФ-процессор; 13 — устройство отображения

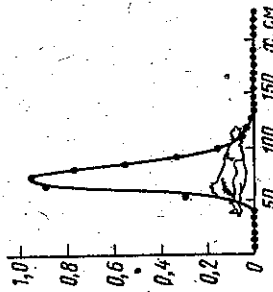
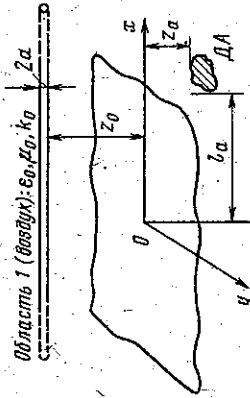


Рис. 13. Интенсивность сигнала, отраженного тушкой членика, закопанного на глубине 35 см, при сканировании вдоль оси z



Область 2 (земля):  $\epsilon, \mu, k$

Рис. 14. Геометрическое представление задачи приповерхностного зондирования

ции к условиям поиска, и в пассивном режиме, когда используется только приемник, управляющий перископический антенный сигнал. Характеристики СПЗ: максимальная дальность функционирования 260 м, точность до 2 м, разрешаются две трубы на глубине 1 м, разнесенные на 25 см, динамический диапазон 60 дБ.

В табл. 1 приведены обобщенные характеристики СПЗ, рассмотренных в обзоре.

#### 4. СИСТЕМЫ ПРИПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Поле однопроводной линии вблизи поверхности земли. Геометрическое представление задачи приведено на рис. 14. Бесконечно длинный идеально проводящий провод радиуса  $a$  расположен в области 1

( $z < 0$ , диэлектрическая и магнитная проницаемости  $\epsilon_1 = \epsilon^0$  и  $\mu_1 = \mu^0$  соответственно, волновое число  $k_1 = k_0$ , где  $\epsilon^0, \mu^0, k_0$  — проницаемости и волновое число вакуума) параллельно границе раздела с областью 2 ( $z > 0, \epsilon_2 = \epsilon_2 + i\epsilon_2'', \mu_2 = \mu^0, k_2 = k_0\sqrt{\epsilon}$ ). Постановка этой задачи и различные способы ее решения на протяжении многих лет привлекали внимание многих исследователей. Наиболее полно и обстоятельно этот вопрос освещен в вышедших в 50—60 годах монографиях Бальоса и Уэйта, а также в ряде более поздних публикаций [12, 32—44].

Один из путей решения краевых задач электродинамики состоит в определении только собственных параметров системы при условии рассмотрения установившихся колебаний; это позволяет в первом этапе обойти от общей формулировки задачи и решать уравнения Максвелла в

Область 1 (воздух):  $\epsilon_0, \mu_0, k_0$

Таблица 1  
Обобщенные параметры СПЗ

Характеристика СПЗ	Импульсные радиолокаторы	Радиолокаторы с непрерывным ЧМ-излучением	Радиолокатор со ступенчатым изменением частоты (ДЧМ)
Передатчик	1 кВт, длительность импульса 5 нс	ЧМ	400 мВт, непрерывное излучение
Приемник	Некогерентное детектирование сигнала	Некогерентное детектирование сигнала	Когерентное детектирование сигнала
Антенны	Скрещенные вибраторы	Параболическая СВЧ-антенна	Спиральные антенны, с одной стороны закрытые резонаторами
Глубина проникновения излучения, см	300	25	70...90
Разрешение, см по горизонтали	30	4	12,5
Характеристика грунта	Может изменяться в широких пределах	Влажный песок	7
Относительная диэлектрическая проницаемость	10 <sup>-7</sup> ...10 <sup>-1</sup>	10...30	9
Проводимость $\sigma$ , см/с	Может изменяться в широких пределах	10 <sup>-4</sup> ...10 <sup>-2</sup>	10 <sup>-3</sup> ...10 <sup>-1</sup>
Блажность			16,4...20 %

отсутствие сторонних токов возбуждения (см. (П1), (П2)). Формулировка граничных условий задачи сводится к записи непрерывности тангенциальных составляющих векторов  $E$  и  $H$  на границе раздела (П7) и обращенности в нуль компонент  $E_z$  на поверхности провода (П10).

Обычно решение такой задачи начнется с выражения компонентов электромагнитного поля через две z-составляющие электрического и магнитного векторов Герца  $H$ . Относительно них, также как и относительно векторов  $E$  и  $H$ , записываются однородные волновые уравнения, с решением которых связаны дальнейшие выкладки. В области 1 выражение x-компоненты электрического поля получено в виде [42]

$$E_{1x} = -\frac{iu_0 I}{4\pi} \exp(ik_x x) B(k_x), \quad (29)$$

где

$$B(k_x) = (1 - k_z^2/k_0^2) K_0 \{ [(z - z_0)^2 + y^2]^{1/2} / k_0 - (k_z^2)^{1/2} \} - (1 - k_z^2/k_0^2) k_0 \{ [(z + z_0)^2 + y^2]^{1/2} / k_0 - (k_z^2)^{1/2} \} + 2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u^2 - u_1 u_2}{k_0^2 u_1 + k_1^2 u_0} \times \exp[-(z + z_0) u_0] \cos u_1 x \, du \quad (30)$$

В зондируемой среде (в области 2) выражение для  $E_{2x}$  аналогично соотношению (29), но при этом  $B_2(k_x)$  определяется следующим интегралом:

$$B_2(k_x) = \frac{2k_0^2}{k_1^2 - k_z^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u^2 - u_1 u_2}{k_0^2 u_1 + k_1^2 u_0} \times \exp(-iu_0 z + u_1 z) \exp(iu_1 x) \, du. \quad (31)$$

(Смысл используемых в (30) и (31) обозначений указан в приложении.)

Выражения, определяющие зависимость поля от поперечного волнового числа  $k_{\perp} = (k_0^2 - k_z^2)^{1/2}$ , получены в [36] при рассмотрении аналогичной электродинамической задачи. С использованием преобразования Фурье граничных условий задачи для электрического потенциала Герца в [36] получено соотношение вида:

$$P^e = -\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{D(y, z, k_{\perp})}{k_{\perp}^2 D(0, z_0, -a, k_{\perp})} e^{ik_x x} dk_x, \quad (32)$$

где

$$D(y, z, k_{\perp}) = k_{\perp} H_0^2 [y^2 + (z - z_0)^2] k_{\perp} - k_{\perp}^2 H_0^2 [y^2 + (z + z_0)^2] k_{\perp} + k_0^2 P(k_{\perp}) - k_{\perp}^2 Q(k_{\perp}), \quad (33)$$

$$P(k_{\perp}) = \frac{2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp[j(z+z_0)u_0 + iu_1 x]}{u_0 + u_1} du, \quad (34)$$

$$Q(k_{\perp}) = \frac{2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp[j(z+z_0)u_0 + iu_1 x]}{u_0 + u_1} du, \quad (35)$$

Необходимо упомянуть и о других возможных подходах к решению задачи определения поля, создаваемого горизонтальным проводником с током, параллельным поверхности смежного полупространства. Так, в [39] использовано спектральное разложение первичных полей горизонтального тока по плоским волнам [40], в результате чего получены выражения для поля горизонтальных электрических токов над землей в ближней и дальней зонах. Приближенное вычисление димерного образа образования Фурье позволило избежать преобразований интегралов зоммерфельдовского типа. С использованием полученных соотношений в [39] выполнен численный расчет поля в ближней зоне, создаваемого двумя горизонтальными диполями, расположенными над землей, как антенной, представляющей практический интерес в задачах подповерхностного зондирования.

В [32] одиночный провод над землей при определенных условиях рассматривался как горизонтальная проводочная антенна для возбуждения поверхностной волны, вблизи границы раздела двух пространств. В [44] получены выражения поля поверхностной волны в смежной области, справедливые, однако, лишь при достаточном больших расстояниях от провода, т. е. там, где прямая волна практически исчезает за счет ослабления в среде. Более подробные сведения о такой структуре изложены, например, в [45].

Соотношения (29)—(35) полностью описывают поле в смежной среде. Для перехода к рассмотрению центральных вопросов подповерхностного зондирования, связанных с рассеянием и переизлучением поля, падающего на ДА, в данных выражениях следует определить неизвестные волновые числа (продольные  $k_z$  и поперечные  $k_{\perp}$ ). Доведение решения задачи до конкретных численных результатов связано с серьезными трудностями, так как требует взятия интегралов зоммерфельдовского типа, поэтому в ряде работ построены различные приближения.

Определение  $k_z$  и  $k_{\perp}$  необходимо также и потому, что они должны приниматься в расчет при формулировке требований к электрическим и конструктивным параметрам установки подповерхностного зон-

дирования на однопроволочной линии (ОПЛ). Вещественная и мнимая части продольного волнового числа определяют соответственно фазовую характеристику волны и характеристику ее затухания при распространении вдоль ОПЛ и, следовательно, должны быть учтены в выборе длины провода, размещаемого вблизи среды с заданной проводимостью, а также чувствительности приемных устройств на концах. Вещественная и мнимая части поперечного волнового числа однозначно связаны с фазой и ослаблением поля в направлении, перпендикулярном направлению распространения волны в линии передачи, в том числе и в зондируемой среде. Поэтому знание этого параметра необходимо для оценки максимальных глубин ДА, обнаруживаемых в среде с заданным значением  $\epsilon_2$ , а также высоты размещения провода и энергетического потенциала приемопередающей аппаратуры подповерхностного зондирования.

Ниже кратко анализируются некоторые результаты расчетов продольного и поперечного волновых чисел.

Искомые волновые числа определяются при рассмотрении характеристического уравнения линии передачи, образованной ОПЛ и смежным полупространством, которое получается из (30) и (П7-6) в виде [42]

$$(1 - k_z^2/k_0^2) [K_0 \{ (k_0^2 - k_z^2)^{1/2} a \} - K_0 \{ (k_0^2 - k_z^2) \} \times \times (\alpha^2 + 4z_0^2)^{1/2} + 2 \int_0^\infty \frac{u^2 - 4u\alpha_1}{k_0^2 u + k_1^2 u_0} \times \times \exp(-2u z_0) \cos u a \, du = 0. \quad (36)$$

Можно показать, что (36) преобразовывается в более удобной форме; в частности, в [13, 33-35] оно записывается в виде

$$M(k_z) = u_0^2 H_0^{(1)}(u_0 a) - J_0(u_0 a) H_0^{(1)}(2z_0, u_0) + + J_0(u_0 a) [P(k_z) - k_z^2 Q(k_z)] = 0, \quad (37)$$

где

$$P(k_z) = \frac{2}{\pi i} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-2u_0 z)}{u_0 + u} \, du; \quad (38)$$

$$Q(k_z) = \frac{2}{\pi i} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(2u_0 z)}{\pi^2 u_0 + u} \, du; \quad (39)$$

$u_0 = (1 - k_z^2)^{1/2}$ ,  $k_z = k_z/k_0$  — нормированное продольное волновое число;  $z_0 = k_0 z_0$ , а  $a = k_0 a$  — высота и радиус провода, выраженные в волновых числах;  $\pi = \sqrt{\epsilon_2}$  — коэффициент преломления области 2.

Вообще говоря,  $k_z$  может быть как дискретной, так и непрерывной величиной. Дискретные значения связаны с направ-

ляемыми модами, распространяющимися вдоль структуры, в то время как непрерывный спектр соответствует излучаемым модам.

В [34, 35, 37, 38] показано существование двух полосовых уравнения (37), это означает, что рассматриваемая линия передачи характеризуется двумя распространяющимися модами. Первую называют ТЛ (transmission-line), или приемной (earth-attached)-модой, вторую — FW (fast-wave)- или приструктурной (structure-attached)-модой. Фазовая скорость FW-моды всегда выше скорости ТЛ-моды. Согласно [35] волновое число FW-моды, особенно его вещественная часть, более чувствительно к вариациям  $\epsilon_2$ , чем ТЛ-моды. При возрастании частоты и фиксированных прочих параметрах, отвечающих ситуации практического обнаружения ДА в приповерхностном слое почвы, комплексное волновое число ТЛ-моды  $k_z$  проходит через максимум ослабления (вблизи 600 МГц), затем через максимум скорости распространения (вблизи 1000 МГц) и устремляется к 1.

Один из возможных путей приближенного определения дискретного спектра уравнения (37) предложен в [35]. Он состоит в преобразовании интегралов (38), (39) при условиях: 1) высота провода над границей раздела  $z_0$  больше длины волны в вакууме; 2)  $k_z \ll 1$  для тех случаев, когда подынтегральная функция не слишком близка к 0; 3)  $k_z \ll u_0$ , где  $u_0 = \ln 10 / (2z_0)$  — новый верхний предел интегрирования.

В результате применения метода вычетов интегралы  $P$  и  $Q$  упрощаются и приобретают вид алгебраических функций. Оба решения уравнения (37) в этом случае определяются с помощью приближенных выражений

$$k_z^{(TL)} = 1 + \frac{i}{2\pi z_0 \ln(2z_0/a)}, \quad (40)$$

$$k_z^{(FW)} = \left[ k_z^2 + \frac{i}{\pi \left[ \ln(2z_0/a) / (\pi \pi) - 1 / (\pi z_0^2) \right]^{1/2}} \right]^{1/2}$$

где  $k_z^2 = (1 - 1/\pi^2)^{1/2}$  — особая точка на плоскости  $k_z$ .

В [35] представлены результаты сравнения, показывающие, что вычисление как вещественной, так и мнимой частей  $k_z^{(TL, FW)}$  с использованием (40) дает результаты, совпадающий со строгим решением с точностью до двух знаков после запятой.

Для определения  $k_z^{(TL, FW)}$  как параметра дискретных мод, распространяющихся вдоль данной линии передачи, используется Т-приближение. Оно справедливо при малых высотах ( $z_0 \ll \lambda_0$ ), достаточно

высокой проводимости зондируемой среды ( $\epsilon_2 \gg \omega \epsilon_2$ ) и небольших расстояниях от генератора (в диапазоне ДМВ — порядка нескольких метров). Данные условия отвечают практической ситуации приповерхностного зондирования с использованием ОПЛ.

Математически Т-приближение состоит в предположении близости продольного волнового числа соответствующему значению в свободном пространстве, преобразование (37) выполняется при условии, что в подынтегральных выражениях  $k_z \approx 1$ . Тогда выражения (38), (39) существенно упрощаются, функции Ханкеля принимают свои значения при малых величинах аргумента и уравнение (37) принимает вид

$$k_z^2 \left[ \int_0^\infty \frac{\exp(-2z_0 |u|)}{u_1 + \pi^2 |u|} \, du - \ln \frac{a}{2z_0} \right] = = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-2z_0 |u|)}{u_1 + |u|} \, du - \ln \frac{a}{2z_0}, \quad (41)$$

где параметр  $u_1$  переопределен в соответствии с формулой

$$u_1 = (\alpha^2 + 1 - \pi^2)^{1/2}.$$

В [35] приведены результаты вычислений комплексного продольного волнового числа, полученные численным решением уравнения (37) с использованием Т-приближения [35]. Их сравнение показывает, что значения  $k_z$ , полученные при вариации одного из параметров ( $\epsilon_2$ ,  $z_0$  и др.) в Т-приближении, не всегда соответствуют какой-либо одной моде (FW или ТЛ). Так, на малых высотах доминирует ТЛ-мода, на больших — FW. Когда проводимость среды возрастает, волновое число обеих мод стремятся к волновому числу в вакууме, когда уменьшается Т-приближение дает решение, отвечающее какой-либо одной моде, но точность расчета при этом несколько ниже.

Иллюстрацией использования Т-приближения в условиях решения конкретной задачи — определения  $k_z$  доминирующей моды в ОПЛ, расположенной на малой высоте параллельно поверхности реальной несчагоного подповерхности с нормальной скоростью 3-5% — могут служить зависимости, рассчитанные с использованием соотношения (30) и представленные на рис. 15. Помимо отмеченных выше закономерностей из рисунка следует, что к вариации частоты фазовая характеристика ТЛ-моды наиболее чувствительна при больших значениях  $z_0$ . В дециметровом диапазоне (600—1200 МГц) даже в случае максимального увлажнения почв значение проводимости недостаточно велико, их

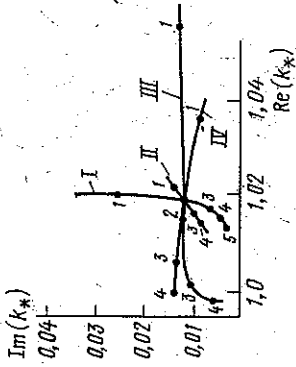


Рис. 15. Параметрическое представление комплексного продольного волнового числа ТЛ-моды, полученного в Т-приближении:

особая точка  $2 - \omega/2\pi = 600$  МГц;  $z_0 = 0,02$  м;  $\alpha = 0,2 \times 10^{-3}$  м;  $\epsilon_w = 0,2$  г/м<sup>3</sup>; кривая I —  $\epsilon_w = 0,5$  г/см<sup>3</sup>;  $\text{vat} = 0,1$  (1), 0,3 (2), 0,4 (3), 0,5 (4), 0,5 (5) г/см<sup>3</sup>; кривая II —  $a = \text{vat} = 0,1$  (1), 0,4 (2), 0,8 (3), 0,8 (4)  $\times \times 10^{-3}$  м; кривая III —  $z_0 = \text{vat} = 0,01$  (1), 0,04 (2), 0,10 (3), 0,10 (4) м; кривая IV —  $\omega/2\pi = \text{vat} = 450$  (1), 900 (2), 1200 (3), 1200 (4) МГц.

следствие чего почти всегда выполняется неравенство  $\epsilon_2/\omega \epsilon_2 \gg 0,5$ , что не вполне согласуется с одним из условий Т-приближения. Поэтому достаточную близость аппроксимации к точному решению можно ожидать лишь в случае  $z_0/\lambda \ll 1$ .

В [42] сформулирован другой способ упрощения характеристического уравнения (37) — аппроксимация функции Макдональда первым членом разложения в ряд; для достаточно малых значений радиуса провода подобное представление вполне приемлемо.

В [36] показано, что формулировка характеристического уравнения относительно поперечного волнового числа осуществляется с использованием соотношения (33) при условии, что

$$D(y, z, k_z) = 0. \quad (42)$$

На рис. 16 представлены комплексные значения  $k_z$  и  $k_z$ , полученные в [36] путем решения (42). В ходе исследования характеристик уравнения и результатов расчета получена аппроксимационная формула для  $k_z$ :

$$k_z = \frac{2\pi i + \ln \left[ \frac{2k_0/a}{\pi} \right]^{1/2} - i \left[ (a^2 - 1)/(\pi^2 + 1) \right]}{2z_0 - a}$$

где  $j$  — целое число, равное 1 и 3 при расчете ТЛ- и FW-мод соответственно.

Распределение модового тока  $I(x)$  в линии определяется соотношениями, полученными из характеристических уравнений для поперечного и продольного волнового числа. В [35] из (37) получено следующее выражение тока через  $k_z$ :

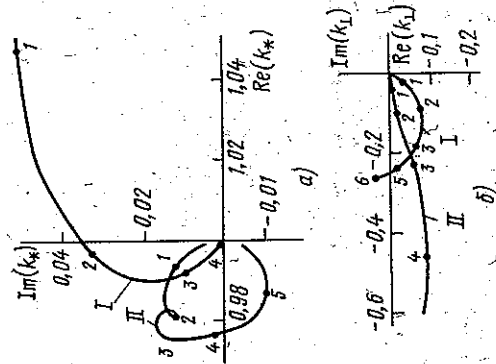


Рис. 16. Параметрическое представление комплексных продольного (а) и поперечного (б) волновых чисел  $TL(I)$  и  $FW(II)$  волн, полученных на решения характеристического уравнения (39), при  $\epsilon_2=15$ ,  $\sigma_2=0.01$  См/м,  $a=2.5 \times 10^{-3}$  м,  $z_0=1$  м,  $\omega/2\pi=6$  (1), 24 (2), 48 (3), 192 (4), 384 (5), 3000 (6) МГц

$$I_L(x) = -Z_0 \left[ \frac{\partial B(k_L)}{\partial k_L} \right]_{k_L = k_L^0} \exp(ik_L^0 x), \quad (43)$$

где  $Z_0$  — импеданс свободного пространства.

В [36] показано, что с использованием соотношений (32) — (35) связь  $I(x)$  и  $k_L$  может быть представлена в виде

$$I(x) = \frac{\alpha k_0}{iz_0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{k_L H^{(2)}(\alpha k_L)}{D(k_L)} \exp(ik_L x) dk_L. \quad (44)$$

Поскольку решение, полученное в  $T$ -приближении, определяет волновое число только  $TL$ -моды, в соотношениях (41), (43) имеем  $k_L \approx k_L^{(TL)}$  и  $I \approx I_{TL}$  соответственно. Согласно оценкам [33—36]  $k_L^{(FW)}$  и непрерывный спектр данной линии передачи связаны с модовым током  $I_{FW}$  и токами излучательного типа, которые являются определяющими при более высоких, чем в диапазоне ДМВ, частотах и на больших расстояниях от источника, т. е. по существу за границами применимости  $T$ -приближения.

В [13] показано, что распределение тока вдоль линии при небольших расстояниях от источника обусловлено доминирующей  $TL$ -модой (в противном случае необходим учет вклада  $FW$ -моды). В связи с этим в [13] установлено еще одно ограничение на использование  $T$ -приближения для опре-

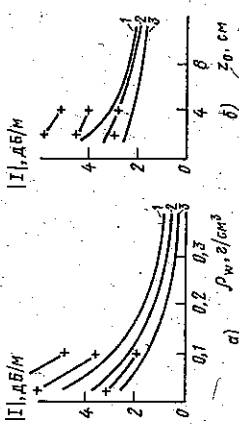


Рис. 17. Ослабление полевого тока в ОПЛ радиусом  $a=0.2 \times 10^{-3}$  м над землей в зависимости от влажности почвы  $\rho_w$  при  $z_0=0.02$  м (а) и от высоты  $z_0$  при  $\rho_w=0.1$  г/см<sup>3</sup> (б) на частотах  $\omega/2\pi=1200$  (1), 900 (2), 600 (3) МГц

деления ослабления поля вдоль ОПЛ над зондируемой средой. Даже при соблюдении условий  $z_0/\lambda \ll 1$ ,  $\sigma_2 \gg \omega \epsilon_2 T$ -приближение теряет свою работоспособность, если ослабление от источника на данном расстоянии уже составило 50...70 дБ.

Результаты расчетов (рис. 17) показывают, что затухание волны вдоль линии передачи провод — земля прямо пропорционально радиусу провода и обратно пропорционально влажности почвы и высоте, причем зависимость от  $\rho_w$  наиболее существенна. Удельное затухание мало в случае сухой почвы и в диапазоне 600...1200 МГц при  $z_0=2$  см и  $a=0.4$  мм составляет 2...6 дБ/м.

Как следует из [32, 44], для открытой линии передачи «ОПЛ» — диэлектрическое полупространство с потерями — излучение в воздух можно пренебречь при определении волновых чисел, импеданса  $Z_L$  и токового распределения. В [46] с использованием этого приближения дан теоретический анализ структуры, состоящей из провода или микромолосковой линии, расположенной на электрически малом расстоянии над полупространством, покрытым слоем диэлектрика. Получены соответствующие аналитические выражения для  $k_L$  и  $Z_L$ . Поле в этом случае рассчитывается из известных выражений, полученных в [47] над единичного горизонтального диполя над трехслойной средой.

Отметим, что в диапазоне ДМВ существенную роль играют токи проводимости, поэтому при расчете значений диэлектрической проницаемости почвы, получаемых из эмпирических моделей (см. например, [3, 29, 48]), требуется их корректурка. В расчетных зависимостях, приведенных на рис. 15 и 17, соответствующие аддитивные добавки к  $\epsilon_2$  получены из условия, что проводимость почвенной смеси определяется проводимостью воды,

в которой полностью растворяются солевые ингредиенты.

Приемопередающая аппаратура и экспериментальные результаты. Одной из задач требующих решения при разработке СПЗ с ОПЛ, является согласование передаточного кабеля (как правило, коаксиального) с одиночным проводом. Наиболее простым и удобным способом ее решения является использование рупорного согласующего элемента, присоединенного к коаксиальной линии. При этом внутренний провод кабеля непрерывно продолжается уже как одиночный провод, а внешний замыкается на расширяющуюся часть рупора.

Подобные согласующие элементы нашли широкое применение в задачах возбуждения линий поверхностной волны — изолированных проводников и диэлектрических волноводов. Их использование в данной задаче отличается тем, что здесь не требуется обеспечить концентрации поля в диэлектрике (вблизи оси линии передачи), но необходимо его рассредоточение в границах некоторого радиуса от оси провода на возможно большем расстоянии от рупора. Соответствующая теория и рекомендации к практическому применению изложены, например, в [28], их успешное применение при расчете и конструировании различных антенных узлов позволяет считать данную задачу вполне разработанной. Отметим, однако, что в более поздних работах, содержащих экспериментальное исследование ОПЛ вблизи поверхности смежной среды, о способах согласования провода с коаксиальной линией ничего не сообщалось.

Различные функциональные схемы систем подповерхностного зондирования с ОПЛ [13, 33, 35] имеют между собой много общего и могут быть представлены в виде единой схемы (рис. 18). Экспери-

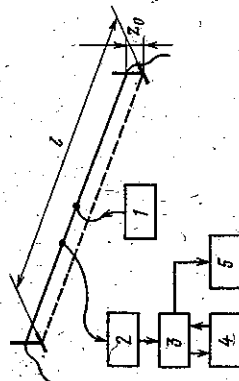


Рис. 18. Функциональная схема измерения параметров ОПЛ и регистрации сигналов: 1 — генератор импульсов; 2 — дискриминатор и аналого-цифровой преобразователь; 3 — микропроцессор; 4 — внешний накопитель (блок памяти); 5 — регистрирующее устройство

менты проводились с использованием раз-личных сигналов и отличающихся параметров ОПЛ, что видно из табл. 2.

Можно отметить следующие особенности. Провод натягивался над землей на деревянных подставках, а для поддержания его постоянной высоты, использовались струны, расположенные перпендикулярно проводу на равных расстояниях друг от друга. Линия запитывалась в центре через симметрирующий трансформатор. Для минимизации отражений от концов линии провод за стойками длиной до 10 м располагался на земле. Эксперименты показали, что таким образом удается избавиться от стоячих волн. Измерения осуществлялись с помощью токового зонда, перемещаемого по всей длине провода. Генератор относился на возможно более далекое

Таблица 2  
Параметры экспериментальных установок

Вид сигнала	Длина провода, м	Высота линии, м	Литература
Монохроматический сигнал (частота 10...75, 750 МГц)	200	0,04...0,1	[33]
Монохроматический сигнал (частота 50, 500, 750 и 1000 МГц) и видеопульсы ( $\tau=5$ нс)	60	0,04...0,1	[35]
Видеопульсы ( $\tau=0,075$ и 5,0 нс)	3	0,03...0,15	[13]

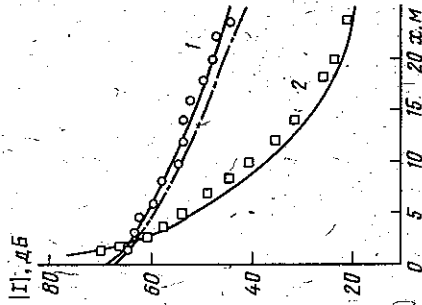


Рис. 19. Распределение полевого тока вдоль ОПЛ при 1000 (1) и 750 (2) МГц,  $\epsilon_2=5$  (непрерывная кривая) и 15 (штрихпунктирная),  $\sigma_2=10$  См/м,  $z_0=0,04$  м,  $a=10^{-3}$  м,  $\circ$  и  $\square$  — экспериментальные точки, отвечающие непрерывным кривым

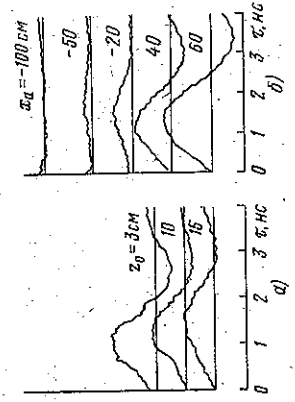


Рис. 20. Экспериментальная реализация метода при зондировании металлической пластины размером  $1 \times 1$  м:  $z_0 = 0,12$  м, зонд над центром металлической пластины ( $\sigma$ ),  $x_0 = 0$ ,  $z_0 = 0,15$  м;  $z_0 = 0,03$  м (б)

платины; заметное искажение формы импульса имеет место вплоть до  $z_0 = 15 \dots 20$  см. Описанный в [13] способ неглубокого зондирования, однако, подвержен существенному влиянию неровностей границы раздела; при этом не определяется глубина залегания ДА, а форма экосигнала фиксируется подвижным зондом, что конструктивно не всегда удобно и не позволяет получить оперативную информацию о месте локализации аномалии. Определенный недостаток является и то, что принятый сигнал не подвергается обработке и наличие скрытой ДА по существу устанавливается по степени искажения импульса визуально.

От указанных недостатков можно избавиться, если вместо коротких видеопульсов использовать сигнал с линейной частотной модуляцией (принцип функционирования установки подповерхностного зондирования с ЧМ-сигналом описан, например, в [47]). Сначала ОПЛ размещается вблизи границы раздела в том месте, где заведомо отсутствуют подповерхностные аномалии. Подключение к обмоткам линии смесителей опорного и зондирующего сигналов и после выделения низких частот получается некоторый сигнал, который записывается в память системы обработки как шумовая реализация. Затем провод располагается над исследуемым участком поверхности, измерение повторяется после чего из полученной реализации вычитается шумовая. Применение спектрального анализа позволяет найти частоту разностного сигнала, которая однозначно определяется местоположением ДА.

Из опубликованных экспериментальных данных можно сделать вывод о предположительных параметрах ОПЛ, используемых

расстояние с целью исключения эффектов, связанных с излучением.

На рис. 19 представлены расчетные и экспериментальные зависимости модового тока в ОПЛ при различных значениях диэлектрической проницаемости среды на двух частотах дециметрового диапазона [35]. Другие подобные измерения выполнены в [13, 33] для следующих параметров:  $\sigma_2 = 5 \dots 15$ ;  $\sigma_1 = 10 \dots 3$  См/м;  $f = 50 \dots 1000$  МГц,  $z_0 = 4 \dots 10$  см. Видно, что совпадают с экспериментальными. Кроме того, в [35] регистрировалась форма импульса длительностью 5 нс в ОПЛ, расположенной параллельно границе раздела с  $\sigma_2 = 5$ ,  $\sigma_1 = 10 \dots 3$  См/м на расстояниях  $2 \dots 6$  м от начала линии.

Заметим, что затухание ДМВ по данным измерений, полученных с использованием этого же макета, оказалось равным  $3 \dots 10$  дБ/м. Эксперимент выполнялся при тех же условиях, что и расчет, соответствующие значения нанесены на графики рис. 17. Учитывая, что в 7-приближении вычисления выполнялись вблизи границы его применимости и что данные о комплексной диэлектрической проницаемости почвы получены из эмпирических моделей, близость теоретических и экспериментальных результатов можно считать удовлетворительной. Очевидно, что в диапазоне метровых волн ( $f < 300$  МГц) 7-приближение должно давать более точные результаты даже при рассмотрении почв с незначительным содержанием влаги.

В [13] исследовано искажение формы коротких импульсов, распространяющихся по ОПЛ при наличии скрытой аномалии в смежной среде (металлической пластины площадью 1 кв. м) при различных высотах провода и глубинах расположения аномалии  $z_0$ . В основе данного способа подповерхностного зондирования — функционирование провода как передающей антенны бегущей волны и приемной антенны одновременно. Поскольку скорость распространения электромагнитных волн в среде меньше скорости импульса в ОПЛ, ДА породила отраженный импульс, который суммировался с падающим так, что образовывался экосигнал. Сравнением исходной и результирующей формы импульса устанавливался факт наличия неоднородности под границей раздела сред.

Из представленных на рис. 20 экспериментальных кривых [13] видно, что максимальный отклик подповерхностная ДА дает в случае, если зонд располагается непосредственно над ней или над ее задним краем. Амплитуда импульса несколько падает с ростом глубины расположения

в качестве активного элемента систем подповерхностного зондирования. Высота линии не должна превышать 0,1 от радиуса длины волны (2,5...5 см в диапазоне 600...1200 МГц), диаметр провода желательно выбирать наименьшим, однако существенной роли это не играет. На длине ОПЛ, не превышающей 5...10 м, в данном диапазоне применимо Т-приближение; это позволит с его помощью выполнить приближенный расчет волновых чисел линии. Мощность передатчика и чувствительность приемного устройства системы подповерхностного зондирования должны оцениваться не только с учетом длины провода, но и максимальной глубины, на которой обнаруживается аномалия. Вид зондирующих сигналов должен выбираться с учетом предполагаемого алгоритма обработки; использование в ОПЛ сложных сигналов, в частности с частотной модуляцией, представляется более предпочтительным.

Таким образом, из рассмотренного материала видно, что с использованием неизолированного провода в качестве передатчика элемента системы подповерхностного зондирования связаны определенные перспективы повышения эффективности и точности обнаружения подповерхностных ДА (в том числе малогабаритных), расположенных на глубинах, соизмеримых с длиной волн в данной среде. Полного теоретического описания способа зондирования с помощью ОПЛ пока не создано — в литературе не описаны рассеяние и переотражение поля, распространяющегося вдоль провода, аномалиями различных форм, находящихся в смежной области; не объяснены закономерности наведения тока в ОПЛ рассеянным полем; отсутствуют оценки энергетического потенциала подобных систем; однако в настоящее время этим проблемам уделяется много внимания. Эффективность данного подхода видна из качественных оценок и из рассмотренных экспериментальных результатов.

### ПРИЛОЖЕНИЕ

При выбранной пространственно-временной зависимости гармонической волны в форме  $\exp[i(k_x x - \omega t)]$  уравнения Максвелла представляются в виде

$$\text{rot } H_{1,2} = -i\omega \epsilon_0 \epsilon_1 E_{1,2}, \quad (11)$$

$$\text{rot } E_{1,2} = i\omega \mu_0 H_{1,2}, \quad (12)$$

где индексы 1, 2 отвечают номеру области;  $E$ ,  $H$  — напряженность электрического и магнитного поля;  $\epsilon_1$  — волновое

число в направлении  $x$ ;  $\omega = 2\pi f$ ;  $f$  — частота электромагнитного поля.

Из уравнений Максвелла получаются волновые уравнения для поля или потенциалов Герца. Решение волновых уравнений обычно получается методом разделения переменных в виде произведения  $A(\varphi)H(k_{\perp}, r)$  некоторой функции  $A(\varphi)$  и функции Ханкеля, описывающей цилиндрическую волну. Ток в проводнике описывается выражением:

$$I = I_0 \exp(i k_x x) = \int_S H_{\varphi} ds = 2\pi a I_0 \int_{-a}^a \dots \quad (13)$$

где  $S$  — площадь поверхности провода. Подстановка в (13) соотношения между  $H_{\varphi}$  и  $P_{z,m}$ , записанного в цилиндрических координатах, позволяет определить функцию  $A(\varphi)$ . В [42] решение волнового уравнения записано в виде

$$P_{z,m} = \frac{i\omega a I_0}{2\pi k_0^2} \exp(i k_x x) K_0(i k_{\perp} a), \quad (14)$$

где  $K_0$  — функция Макдональда. Затем применялось спектральное разложение цилиндрической волны (14) по плоским волнам с интегральным представлением функции Ханкеля [34]:

$$K_0(k_0^2 - k_z^2)^{1/2} [(z + z_0)^2 + y^2]^{1/2} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(i u y)}{i u} \exp[-u(z + z_0)] du. \quad (15)$$

В результате соотношение (14) преобразуется к форме:

$$P_{z,m} = \frac{i\omega a I_0}{2\pi k_0^2} \exp(i k_x x) \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(i u y)}{i u} \times \times \exp[-u(z + z_0)] du, \quad (16)$$

где  $u, u_0 = (u^2 + k_0^2 - k_z^2)^{1/2}$  — компоненты спектрального разложения по осям  $y$  и  $z$  соответственно.

От (15) осуществляется переход к четырем соотношениям, определяющим электрические и магнитные потенциалы Герца в обеих областях. В основе этого перехода — представление второго сомножителя подынтегрального выражения в (16) в виде комбинаций функций  $R$ ,  $T$ ,  $M$ ,  $N$ , которые приобретают смысл коэффициентов отражения и прохождения плоской волны границы раздела двух сред (плоскости XY при  $z=0$ ). В формулах для  $P_z$ ,  $P_z^m$  в области 2 помимо  $i_0$  фигурирует и  $i_1 = (u^2 + k_0^2 - k_z^2)^{1/2}$  — компонент спектрального разложения по оси  $(+z)$ . Для учета влияния области 2 необходимо использовать граничные условия на ее поверхности

$$E_{1x} = E_{2x}, E_{1y} = E_{2y}, H_{1z} = H_{2z}, H_{1y} = H_{2y}, \quad (17)$$

ВВЕДЕНИЕ

В последнее десятилетие сети связи, включая аналоговые, например телефонные, развивались в основном за счет применения цифровой техники. В перспективе аналоговые телефонные сети могут быть преобразованы в цифровые на основе цифровых систем передачи и цифровых комму- тационных станций. На базе такой сети можно создать цифровую сеть интегрально- го обслуживания — ЦСНО (Integrated Service Digital Network — ISDN), обеспе- чивающую передачу различных видов ин- формации — телефонных разговоров, фай- лов данных, факсимильной информации, теле- визионных изображений и т. д. [1].

По оценкам зарубежных специали- стов [15], в ближайшие десятилетия соот- ношение различных видов передаваемой информации распределится следующим об- разом: телефонные разговоры 50%; видео- связь с/низким качеством обслужива- ния 20%; видеосвязь с высоким качеством обслуживания 5%; передача данных 25%. Из этой оценки следует, что 60% всех видов связи между абонентами составят узкополосная связь (64 Кбит/с), 38% ши- рокополосная (2 Мбит/с) и 2% сверхши- рокополосная (34 Мбит/с). Технология ин- тегральной связи наряду с узкополосными (телефонными) каналами будет включать и широкополосные (видеотелефонные) ка- налы. В качестве передающей среды для такой связи будут в основном использо- ваться волоконно-оптические линии.

Однозначно низкие темпы развития ЦСНО объясняются отсутствием разрабо- танных и согласованных в международ- ном масштабе рекомендаций, а также боль- шой стоимостью разработки новых техно- логий для производства аппаратуры буду- щей ЦСНО [2]. Тем не менее уже сейчас во многих странах построены отдельные фрагменты ЦСНО и проводятся их испыта- ния, а ряд фирм и телефонных компаний (Motorola, Mitel Corp., Siemens AG, Bell Laboratories, Fujitsu и др.) начали разра- ботку и производство кремниевых ВИС, яв- ляющихся основой абонентской аппарату- ры ЦСНО. Именно абонентский участок ЦСНО является наименее разработанной частью как в системном, так и аппаратур- ном аспекте.

Предполагается, что развитие ЦСНО пройдет в два этапа [1]. На первом эта- пе, т. е. к настоящему времени, абоненту сети выделяются узкополосные цифровые каналы с общей скоростью передачи не- сколько сотен килобит в секунду. На вто- ром этапе абоненту ЦСНО будут представ- ляться широкополосные цифровые каналы со скоростью передачи от единиц до сотен мегабит в секунду.

По мнению представителей фирмы Siemens (ФРГ), универсальная ЦСНО начнет формироваться уже после 1990 г. [3], хотя многие другие фирмы считают такую возможность проблематичной. Существует также мнение [1], что к 2000 г. станет воз- можным создание широкополосной ЦСНО (Broadband ISDN). В ряде западных стран уже идет внедрение ЦСНО, что обеспе- чивает как развитие новых видов информа- ционных услуг и предоставление пользова- телям новых возможностей в области связи, так и загрузку больших производственных мощностей (рис. 1).

Цифровая сеть интегрального обслужи- вания, в которой по одному и тому же ка- налу можно будет передавать речь, данные и вычислительные машины и изображения, займется реальностью [5]. Этому во мно- гом способствовали, в частности, опытные разработки ЦСНО в США, выполненные с 1986 г., исследования и опытные разра- ботки оптических систем связи в Японии.

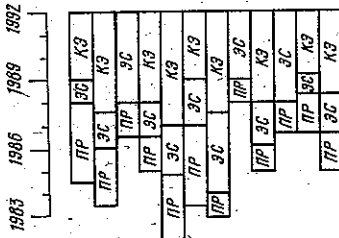


Рис. 1. Темпы внедрения ЦСНО в капита- лизированных странах [4].  
ПР — предварительное решение; ЭС — экспери- ментальная сеть; КЗ — коммерческая эксплу- атация

10. Oliver A. D. e. a. — In: Proc. Int. Radar Conf., London, 1984.  
11. Michiguchi M. e. a. — IEEE Trans., 1988, v. GE-26, N 6.  
12. Degaque P., They J. P. — IEEE Trans., 1986, v. GE-24, N 6.  
13. Degaque P., They J. P. — In: Proc. IEEE Int. Symp. Geosci. and Rem. Sens., Amherst (MA), 1985.  
14. Blears A. S. e. a. — GASCOPAC — A New Approach to Pipe and Cable Loca- tion. — Communication 1217, 49th Lon- don Meeting, London, 1983, 24 p.  
15. McFee J. E., Das Y. — Canadian J. of Rem. Sens., 1980, v. 6, N 2.  
16. Housk R. T. — IEEE Trans., 1985, v. GE-23, N 6.  
17. Андреев Г. А. — Зарубежная радио- электроника, 1980, № 9.  
18. Osumi N., Ueno K. — In: Proc. Int. Symp. on Noise and Clutter Rej. in Radars and Imag. Sens., Tokyo, 1984.  
19. Sakamoto Y. e. a. — IEEE Trans., 1988, v. GE-26, N 4.  
20. Railway Track and Structures, 1985, v. 81, N 6.  
21. Tsutsumi S. e. a. — In: Proc. Int. Symp. on Noise and Clutter Rej. in Radars and Imag. Sens., Tokyo, 1984.  
22. Patterson R. E., Mackay N. A. M. — IEEE Trans., 1977, v. IM-26, N 2.  
23. Arai I., Suzuki T. — In: Proc. Int. Symp. on Noise and Clutter Rej. in Radars and Imag. Sens., Tokyo, 1984.  
24. Huang Shun Ji e. a. — In: Proc. Int. Symp. on Noise and Clutter Rej. in Radars and Imag. Sens., Tokyo, 1984.  
25. Chan L. C. e. a. — IEEE Trans., 1981, v. AP-29, N 2.  
26. Argone S. A. — Radio Sci., 1981, v. 16, N 5.  
27. Claricoats P. J. B. — In: Proc. Radar 77 IEE Int. Conf., London, 1977.  
28. Red E. T. Arbeitsbuch für den HF-Tech- niker. — Franzis, München, 1986, p. 308.  
29. Dobson M. C. e. a. — IEEE Trans., 1985, v. GE-23, N 1.  
30. Shivola A., Kong J. A. — IEEE Trans., 1988, v. GE-26, N 4.  
31. Freundorfer A., Iizuka K. — Journal of Applied Physics, 1984, v. 55, N 9.  
32. Канг П. Смит Г. Антенны в матери- альных средах. — М., Мир, 1984.  
33. Degaque P., Courbet G., Heddeba- ut M. — IEEE Trans., 1983, v. EMC-25, N 4.  
34. Kuester E. F., Chang D. C., Olsen R. G. — Radio Sci., 1978, v. 13, N 4.  
35. Courbet G., Degaque P., Gabillard R. — Ann. Telecommun., 1982, v. 37, N 5-6.

(Окончание см. на стр. 34)

также справедливы и для потенциалов  $\Pi_1, \dots, \Pi_2$ .

Из условий (П7) получается система из четырех алгебраических уравнений

$$(k_0^2 - k_1^2)(1 + R) = (k_2^2 - k_3^2)T, \quad (П8)$$

$$(k_0^2 - k_2^2)M = (k_1^2 - k_3^2)N,$$

$$ik_0k_1(1 + R) - i\omega\omega_0M = ik_2k_3T + i\omega\omega_1N,$$

$$ik_0k_2M - \omega\omega_0\omega_1(1 - R) = ik_1k_3N + \omega\omega_1T.$$

После подстановки решений системы (П8) в соотношение (П6), записанное для каждого из четырех потенциалов, опреде- ляются значения  $\Pi^*$  в областях 1 и 2:

$$\Pi_1 = \frac{i\omega\omega_1}{4\pi k_0^2} \exp(ik_1x) \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \exp(2i\omega_2 z + \dots \right\}$$

$$+ \frac{2k_1^2}{k_0^2 - k_1^2} \frac{a^2 - i\omega_1 z}{k_0^2 - k_1^2} - 1 \exp(i\omega y) du, \quad (П9a)$$

$$\Pi_2 = \frac{i\omega\omega_1}{4\pi k_0^2} \exp(ik_1x) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{2k_1^2}{k_0^2 - k_1^2} \frac{a^2 - i\omega_1 z}{k_0^2 - k_1^2} \times$$

$$\times \exp(-i\omega_2 z + i\omega_2 u) \exp(i\omega y) du. \quad (П9b)$$

Отсюда с учетом связи потенциалов с составляющими поля выводятся выражения для  $E_{1x}, \dots, H_{2z}$ .

При выводе характеристического уравне- ния ОДЛ, параллельного поверхности смеж- ной среды, используются граничные усло- вием на поверхности провода  $\Gamma$  (т. е. при условии  $(z - z_0)^2 + y^2 = a^2$ )

$$E_{1x}|_{\Gamma} = 0. \quad (П10)$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андреев Г. А., Поганов А. А. — Зару- бежная радиоэлектроника, 1984, № 11.  
2. Iizuka K. — In: Proc. Int. Symp. on Noise and Clutter Rej. in Radars and Imag. Sens., Tokyo, 1984.  
3. Ulfaby F. T., Moore R. K., Fung A. K. — Microwave Remote Sensing, v. 3 — Dedham (MA), 1986, 1098 p.  
4. Иизука К., Фройндорфер А. П. — ТИИЭР, 1983, т. 71, № 2.  
5. Radar in Subsurface Investigation. — Geophysics, 1980, v. 45, N 4.  
6. Jakkula P., Ylinen P., Tiuri M. — In: Proc. 10th Eur. Microwave Conf., Warsaw, 1980.  
7. Iizuka K. e. a. — J. Appl. Phys., 1984, v. 56, N 9.  
8. Arai I., Suzuki T. — Trans. of IECE of Jap., 1983, v. J66 — B, N 6.  
9. Caldecott R. e. a. — An Underground Obstacle Detection and Mapping Sys- tem. — Palo Alto (Ca.), 1985, 268 p.

К. Т. Н. Авдошин Е. С., Авдошин Д. Е.

ВВЕДЕНИЕ

Совершенствование характеристик волоконных световодов (ВСВ) и интегрально-оптических компонентов привело к разработке разнообразных датчиков физических величин и измерительных приборов на них. В настоящее время созданы различные варианты волоконно-оптических преобразователей (ВОП) для определения линейных и угловых перемещений объектов, уровней жидкости, температуры, линейных и угловых скоростей и ускорений, деформаций, измерений расхода газов и жидкостей, магнитных и электрических полей, ядерных излучений и активности водородных изотопов (рН-метрия).

Широкие перспективы практического применения ВОП и приборов открывают следующие их преимущества: отсутствие гальванической связи между чувствительными элементами и регистрирующим устройством, возможность использования передатчи по световоду оптических сигналов малой мощности (1...100 мкВт) возможность дистанционного измерения физических величин на расстояниях до нескольких километров от объекта, высокая помехозащищенность световодных каналов передачи информации, малые размеры компонентов и их высокая электробезопасность.

Принцип работы датчиков физических величин основывается на использовании явлений абсорбции, интерференции, отражения и рассеяния света, поляризации и люминесцентных эффектов оптического излучения. В них находят также применение пьезооптический и магнитно-оптический эффекты, термолюминесценция, хемолюминесценция, четырехволновое взаимодействие, а также явления в жидких и нелинейных кристаллах.

Волоконно-оптические датчики и оптоэлектронные приборы на их основе, применяемые в измерительной технике, имеют различные схемотехнические решения. В данном обзоре они рассмотрены по видам контролируемых физических величин.

1. РАСХОДОМЕРЫ

В вихревых расходомерах, принцип действия которых основан на использовании

18. Higdon M., Page J., Stunfebeck P.— AT and T Techn. J., 1986, v. 65, N1  
 19. Molkhoff N.— Comput. Des., 1986, v. 24, N 11  
 20. Mayo J. S.— Proc. National Communications Forum, Oct. 7—9, 1985.  
 21. Carney D., Prell M.— AT and T Techn. J., 1986, v. 65, N 1  
 22. AT&T, 5ESS Switch. ISDN Basic Rate Interface Specification, AT&TSD5-900-301, Sept. 1985.  
 23. AT&T, 5ESS Switch ISDN Primary Rate Interface Specification, AT&TSD5-900-302, Oct. 1985.  
 24. Marterstick K., Spencer A.— AT and T Techn. J., 1985, v. 64, N 6.  
 25. Habara K.— Rev. Elec. Commun. Lab., 1985, v. 33, N 5.  
 26. Kitahara Y.— Jap. Telecommun. Rev., 1982, v. 24, N 2.  
 27. Ibuski J., Yumiba H., Kashiwamura Y. et al.— Rev. Elec. Commun. Lab., 1984, v. 32, N1.  
 28. Kitami K., Inoue Y., Ohkushi S.— Rev. Elec. Commun. Lab., 1985, v. 33, N 5.  
 29. Yukimatsu K., Watanabe N., Honda T.— Proc. 8th. Int. Conf. Comput. Commun. New Commun. Services: Challenge Comput. Technol., Munich, Oct., 1986.  
 30. Lyhne P.— Proc 8th. Int. Conf. Comput. Commun.: New Commun. Services: Challenge Comput. Technol., Munich, Oct., 1986.  
 31. Arai R., Farel A., Schirenbeck G.— Proc. 8th. Int. Conf. Comput. Commun.: New Commun. Services: Challenge Comput. Technol., Munich, Oct., 1986.

Окончание статьи со стр. 22

36. Carpentier M. P., dos Santos A. F.— Radio Sci., 1984, v. 19, N 3.  
 37. Chang D. C., Olsen R. G.— Radio Sci., 1975, v. 10, N 8—9.  
 38. Carpentier M. P., dos Santos A. F.— Electron. Letters., 1980, v. 16, N 3.  
 39. Hill D. A.— IEEE Trans., 1988, v. GE-26, N 6.  
 40. Hill D. A., Cavcey K. H.— IEEE Trans., 1987, v. GE-25, N 4.  
 41. Инюка К. и др.— ТИИЭР, 1976, т. 64, № 10.  
 42. Wait J. R.— Radio Sci., 1972, v. 7, N 6.  
 43. Olsen R. G., Chang D. C.— Electron. Lett., 1974, v. 10, N 7.  
 44. King R. W. P.— IEEE Trans., 1983, v. AP-31, N 6.  
 45. Андреев Г. А., Яковлев В. В.— Зарубежная радиоэлектроника, 1988, N 11.  
 46. King R. W. P.— IEEE Trans., 1989, v. MTT-37, N 4.  
 47. King R. W. P.— IEEE Trans., 1988, v. MTT-36, N 6.  
 48. Wang J. R., Shimugge T. J.— IEEE Trans., 1980, v. GE-23, N 1.

завихренный потока жидкости, можно использовать ВСВ как чувствительный элемент. В устройстве [1] многоволоковый световод установлен по диаметру трубы перпендикулярно потоку жидкости. Один конец световода соединен с источником лазерного излучения, а другой — с фотодиодом. Световое излучение, распространяющееся в световоде, модулируется по интенсивности с частотой распространения завихрений в потоке жидкости:

$$f = Sv/d,$$

где:  $v$  — средняя скорость потока;  $d$  — диаметр волокна;  $S$  — число Струвала, равное  $0,2$  для круглого цилиндра в пределах числа Рейнольдса  $10^2 < Re < 10^6$ .

При максимальном расходе  $10$  л/с датчик обеспечивает погрешность измерения расхода не хуже  $2\%$  в трубопроводе диаметром  $52,5$  мм.

2. ГИРОСКОПЫ

Волоконные гироскопы, применяемые для измерения угловой скорости объектов, находят все большее применение в системах контроля по сравнению с электромагнитными гироскопами, имеющими ограниченный срок службы вследствие износа подшипников и сложности изготовления.

Принцип действия волоконных гироскопов основан на эффекте Сальяка [2] во врашающемся пассивном интерферометре. Гироскоп [3], содержит многоволоковый световод и фазовый модулятор. Чувствительность многоволоковых волоконных гироскопов равна  $3^\circ/ч$  [3]. Гироскопы на одномодовых световодах с фазовой модуляцией [4], а также волоконные гироскопы с внешней накачкой [5] позволяют достигать порога чувствительности  $0,1^\circ/ч$ . Экспериментальные образцы волоконных гироскопов содержат в электронном канале 16-разрядный микропроцессор, который позволяет вычислять угловую скорость по заданному алгоритму. Гироскоп с самонакачкой волонового фронта при четырехволновом взаимодействии в кристалле тантата бария позволяет измерять фазовый сдвиг в  $0,04$  рад при угловой скорости  $6,04^\circ/с$ .

Более высокие характеристики достигнуты в интегрально-оптических волоконных