

## Беспроводной мониторинг параметров состояния биологических объектов в микроволновом диапазоне (Обзор)

© И.Б. Вендик, О.Г. Вендик, Д.С. Козлов, И.В. Мунина, В.В. Плескачев, А.С. Русаков, П.А. Туральчук

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“ им. В.И. Ульянова (Ленина), 197376 Санкт-Петербург, Россия  
e-mail: ibvendik@rambler.ru

(Поступило в Редакцию 23 июня 2015 г.)

Представлен обзор систем радиочастотной идентификации (РИД), применяемых для дистанционной диагностики заболеваний, бесконтактного контроля и оценки состояния организма человека. Рассмотрено распространение электромагнитных волн в биологической среде и вдоль границы раздела различных сред, а также получение телеметрических данных с использованием беспроводных сенсоров применительно к имплантируемым системам или системам на поверхности человеческого тела. Особое внимание уделено системам РИД с использованием излучения электромагнитных волн в дальней зоне, поскольку такие системы необходимы в условиях чрезвычайных ситуаций для обнаружения пострадавших в труднодоступных местах и для контроля состояний спасателей.

### 1. Введение

В настоящее время интенсивно разрабатываются и широко используются системы радиочастотной идентификации (РИД, или RFID, — Radio Frequency Identification), предназначенные для применений в биомедицине в системах дистанционной диагностики заболеваний, бесконтактного контроля и оценки состояния организма человека, что необходимо для обеспечения безопасности жизнедеятельности. Данное направление активно развивается и поддерживается, что отражается организацией конференций различного уровня, выпуском журналов по соответствующей тематике, организацией школ и пр. Опубликованные монографии [1–5], обзоры в ведущих журналах, диссертации, выполненные в университетах и научных центрах в различных странах, свидетельствуют о быстрых темпах развития и большом количестве результатов, полученных к настоящему времени. В настоящем обзоре основное внимание уделено следующим направлениям исследований: распространение электромагнитных (ЭМ) волн в биологической среде и вдоль границы раздела различных сред, радиочастотные системы мониторинга параметров состояния биологических объектов, имплантируемые и носимые антенны в составе системы беспроводного мониторинга. Все обсуждаемые результаты относятся к области микроволновой техники.

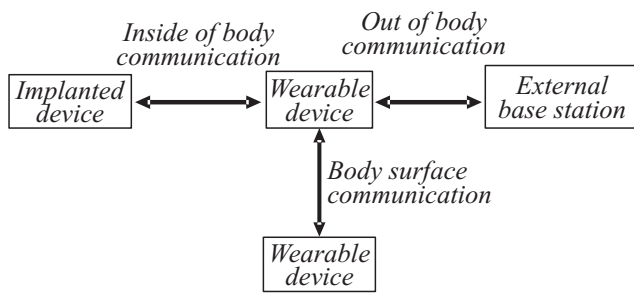
Система РИД, как правило, состоит из радиометок и считывателей с соответствующими антеннами и системы обработки информации. Особенности разработки радиометок для указанных применений являются миниатюрные размеры и возможность считывания информации с радиометки с учетом свойств биологических тканей, характеризующихся диэлектрическими

свойствами с высокой диэлектрической проницаемостью и значительными потерями электромагнитного сигнала. Принято выделять два вида систем РИД: системы, работающие в ближнем поле, и системы, использующие излучение электромагнитных волн в дальней зоне.

Для систем, работающих в ближнем поле, используется магнитная связь, что исключает влияние диэлектрических свойств среды на прохождение сигнала. Основная задача систем, работающих в ближнем поле, заключается в получении телеметрических данных с использованием беспроводных сенсоров применительно к имплантируемым системам или системам на поверхности человеческого тела.

Задачи, решаемые системами РИД с использованием излучения электромагнитных волн в дальней зоне, заключаются в обнаружении объекта и регистрации его положения/состояния. Использование дальнего распространения радиоволн необходимо в условиях чрезвычайных ситуаций для обнаружения пострадавших в труднодоступных местах и для контроля состояния спасателей. Заметим, что при этом используется наружное крепление радиометок на одежду или непосредственно на поверхность тела человека. При этом диэлектрические свойства биологического объекта играют принципиальную роль.

Системы контроля состояния здоровья могут быть разделены на группы по месту расположения радиометки на теле человека: носимые и имплантируемые. К носимым системам контроля относятся системы с радиометками, которые расположены на поверхности тела или на одежде. В системах с имплантируемыми метками последние вводятся в организм человека путем хирургического вмешательства. Для иллюстрации сказанного приведем схему (рис. 1), на которой показаны имплантируемые или носимые приборы [6].



**Рис. 1.** Схема сбора и передачи информации о состоянии тела пациента. Схема включает в себя имплантируемые или носимые биоэлектрические приборы и внешнюю базовую станцию, принимающую собранную информацию.

## 2. Электромагнитные волны в биологической среде

Биоэлектрические устройства, связанные с телом человека, осуществляют передачу информации о состоянии тела с помощью радиоволн и обеспечивают связь между телом человека и окружающим его пространством. При этом реализуется наблюдение сигналов, несущих информацию о процессах в теле человека, в реальном масштабе времени. Примером имплантируемого прибора может служить измеритель температуры, анализатор химического состава жидкостей в теле пациента и др. Полученные сведения имплантируемый прибор вводит в систему модуляции излучаемой электромагнитной волны и таким образом обеспечивает передачу снятой информации во внешнюю среду. Носимый прибор может фиксировать и передавать во внешнюю среду сведения о состоянии кожного покрова или служить антенной для связи с внешней базовой станцией. Значительная часть элементов связи обеспечивается электромагнитными волнами, распространяющимися в теле пациента. При этом возникают следующие проблемы, требующие специального обсуждения.

1. Распространение электромагнитной волны в биологической среде (фазовая скорость и затухание волны).
2. Прохождение электромагнитной волны через границу раздела биологической среды и воздуха.
3. Распространение электромагнитной волны вдоль поверхности границы раздела биологической среды и воздуха.

### 2.1. Распространение электромагнитной волны в биологической среде

Рассмотрим электродинамические параметры биологической среды. Диэлектрическая проницаемость биологической ткани велика на низких частотах, что объясняется тем, что биологические ткани образованы макромолекулами, ячейками или другими компонентами, связанными через мембраны. Мембраны обладают большой емкостью на низких частотах. На частотах вли-

зи 100 МГц особенность емкости мембраны объясняется вращательными и вибрационными свойствами полярных молекул воды. Эти свойства молекул воды приводят к высоким значениям диэлектрической проницаемости и диэлектрических потерь, последнее связано с высоким значением электрической проводимости биологической ткани.

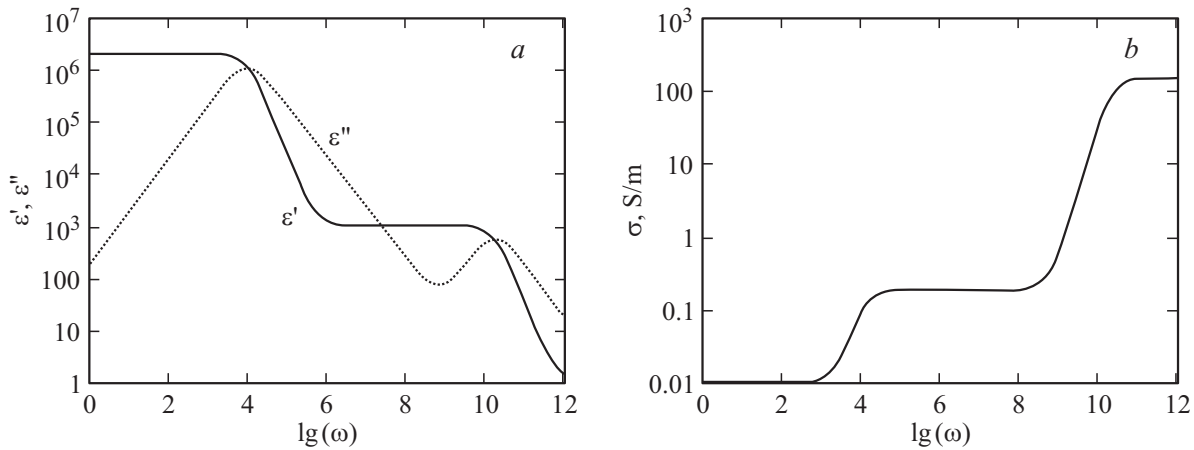
Как правило, диэлектрическая проницаемость биологической среды убывает, а проводимость растет с ростом частоты [2]. Для аналитического описания диэлектрической проницаемости как функции частоты воспользуемся формулой Дебая [7]

$$\begin{aligned} \varepsilon(\omega) &= \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_{s1} - \varepsilon_{\infty}}{1 + i\omega\tau_1} + \frac{\varepsilon_{s2} - \varepsilon_{\infty}}{1 + i\omega\tau_2} \\ &= \varepsilon'(\omega) + i\varepsilon''(\omega), \end{aligned} \quad (1)$$

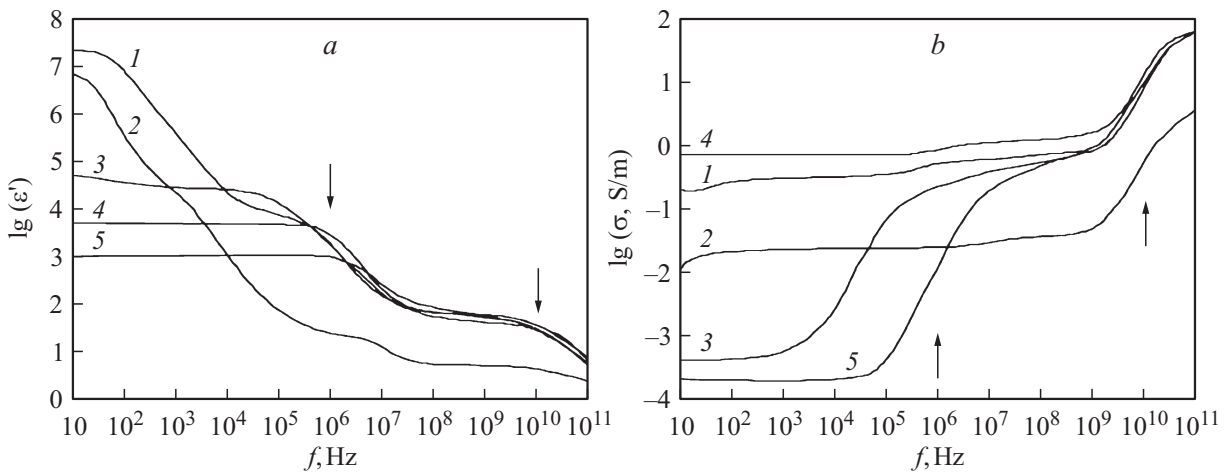
где  $\varepsilon_0$  — диэлектрическая проницаемость вакуума,  $\varepsilon_{\infty}$  — относительная диэлектрическая проницаемость на высокой частоте  $\omega \rightarrow \infty$ . Дробные слагаемые в приведенной формуле характеризуют релаксационный (не резонансный) характер частотной зависимости диэлектрической проницаемости, которая представляется суммой вещественной и мнимой составляющих. Наряду с мнимой составляющей проницаемости используется электрическая проводимость среды  $\sigma = \varepsilon_0 \varepsilon'' \omega + \sigma_0$ , где  $\sigma_0$  — не зависящая от частоты проводимость. Частотные зависимости вещественной и мнимой составляющих диэлектрической проницаемости и проводимости биологической ткани в соответствии с формулой Дебая приведены на рис. 2. Частотные зависимости абсолютных значений диэлектрической проницаемости и проводимости для различных тканей человеческого организма показаны на рис. 3 [2].

Распространение электромагнитной волны характеризуется сдвигом фазы волны и ее затуханием в зависимости от длины отрезка пути, по которому распространяется волна. Сдвиг фазы и затухание волны определяются параметрами среды, в которой распространяется волна. Такими параметрами являются диэлектрическая и магнитная проницаемости среды  $\varepsilon(\omega) = \varepsilon_d(\omega)\varepsilon_0$  и  $\mu(\omega) = \mu_d(\omega)\mu_0$ , где  $\varepsilon_0$  и  $\mu_0$  — диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума,  $\varepsilon_d(\omega)$  и  $\mu_d(\omega)$  — относительные безразмерные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды. По отношению к гармоническим электромагнитным полям, меняющимся во времени по синусоидальному закону, диэлектрическая и магнитная проницаемости среды являются комплексными величинами. Как правило, магнитная проницаемость биологической среды мало отличается от магнитной проницаемости вакуума и  $\mu_d(\omega) = 1$ .

Распространение электромагнитной волны описывается уравнениями Максвелла. Преобразование уравнений Максвелла позволяет получить волновое уравнение. Решение волнового уравнения для  $E$ -компоненты гармонической волны, распространяющейся вдоль оси  $z$ ,



**Рис. 2.** Частотные зависимости вещественной и мнимой составляющих диэлектрической проницаемости (а) и проводимости (b) биологической ткани в соответствии с формулой Дебая.



**Рис. 3.** Частотная зависимость диэлектрической проницаемости (а) и проводимости (b) для различных тканей человеческого организма: 1 — мышечная ткань, 2 — жир, 3 — кожа, 4 — кровь, 5 — мозг [2].

имеет вид

$$E(z) = E_m e^{-\alpha z} e^{-i\beta z} e^{i\omega t}. \quad (2)$$

Здесь множители  $e^{-\alpha z}$  и  $e^{-i\beta z}$  описывают соответственно затухание и сдвиг фазы волны по мере ее распространения, множитель  $e^{i\omega t}$  отвечает гармоническому характеру зависимости фазы волны от времени. Параметр  $\alpha$  носит название коэффициента затухания, параметр  $\beta$  является постоянной распространения, определяющей фазовую скорость волны  $v_{ph} = \omega/\beta$ .

В общем случае распространение волны описывается комплексным волновым числом  $k(\omega) = \beta(\omega) - i\alpha(\omega)$ . При распространении волны в диэлектрической среде с малым затуханием

$$\beta(\omega) = \omega \sqrt{\epsilon_0 \epsilon'(\omega) \mu_0}, \quad \alpha(\omega) = \frac{\sigma(\omega)}{2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon'(\omega)}}. \quad (3)$$

В проводящей среде, обладающей достаточно большим затуханием,  $\omega \epsilon_0 \epsilon'(\omega) \ll |\sigma(\omega)|$ , комплексное вол-

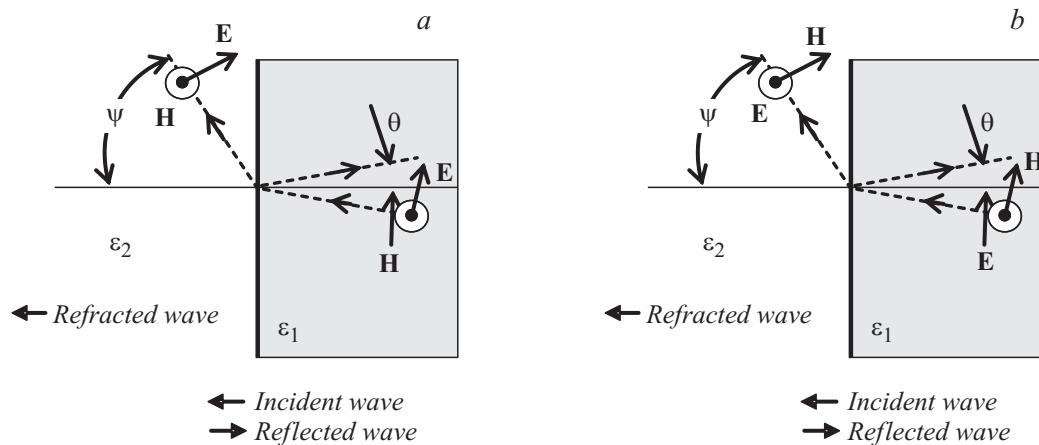
новое число  $k(\omega) = \sqrt{-i\omega\mu_0\sigma(\omega)}$  и

$$\beta = \alpha = \sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma(\omega)}{2}}. \quad (4)$$

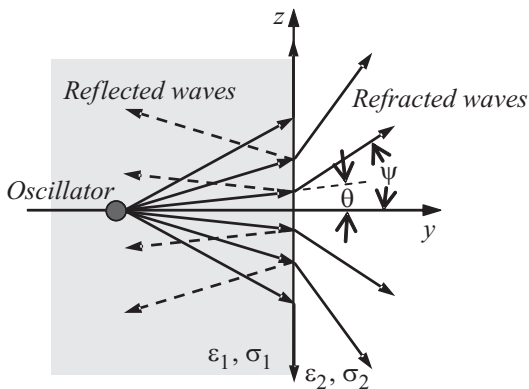
Для параметров биологических тканей приведенное неравенство выполняется для весьма высоких частот ( $10^{11}$  Hz и более). Поскольку исследования биологических сред на столь высоких частотах проводятся редко, выражение (4) для описания параметров биологической ткани далее рассматриваться не будет.

## 2.2. Прохождение электромагнитной волны через границу раздела биологической среды и воздуха

Рассмотрим случай, когда излучатель электромагнитной волны (малогабаритная антенна) имплантирован в биологическую ткань. В отличие от простого случая излучения волны в однородную изотропную среду, при



**Рис. 4.** Падающая, отраженная и преломленная волны по отношению к границе раздела двух сред с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$  для поляризации в плоскости падения (а) и поляризации, нормальной к плоскости падения (б).



**Рис. 5.** Падение сферической электромагнитной волны на границу раздела двух диэлектрических сред.

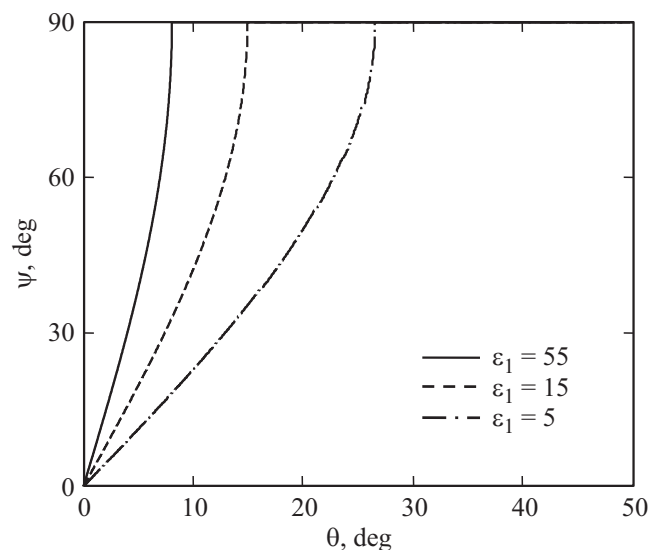
рассмотрении прохождения волны через границу раздела биологическая ткань–свободное пространство (воздух) возникают специфические проблемы. Рассмотрим случай дифракции сферической волны на границе раздела двух сред при падении волны на плоскую границу раздела (рис. 4). Участок сферической волны, малый по сравнению с расстоянием до ее источника возбуждения, можно приближенно рассматривать как плоскую волну. Следовательно, прохождение сферических электромагнитных волн при наклонном их падении на границу раздела двух диэлектриков, расположенной на достаточно большом расстоянии от источника, может быть описано более простым случаем плоских волн. Угол преломления плоской электромагнитной волны  $\psi$  связан с углом падения  $\theta$  следующим соотношением (рис. 5) [8,9]:

$$\cos \psi = \sqrt{1 - \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \sin^2 \theta}. \quad (5)$$

При  $\varepsilon_1 = 55$ ,  $\sigma = 1.5 \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$  (биологическая среда на частоте 2.45 GHz) и  $\varepsilon_2 = 1$  (воздух) отклонение пада-

ющей волны от нормали к граничной поверхности более чем на  $7.75^\circ$  приводит к отклонению преломленной волны к нормали на  $90^\circ$ . Это означает, что преломленная волна в среде с  $\varepsilon_2 = 1$  не распространяется. Угол падения, при котором преломленная волна перестает распространяться во внешней среде, является углом полного внутреннего отражения. Для рассмотренного случая только малая часть потока мощности излучателя, лежащего в секторе  $\pm 7.75^\circ$ , выходит в свободное пространство, а большая часть излученной энергии переходит в поверхностную волну на поверхности раздела и поглощается на границах рассматриваемого пространства.

Определим затухание мощности, вызванное отражением при распространении волны через границу раздела двух диэлектриков с учетом полного внутреннего отражения. Полная мощность  $P_\Sigma$ , излучаемая дипольной



**Рис. 6.** Зависимость угла преломления  $\psi$  от угла падения  $\theta$  при различных значениях коэффициента преломления среды, в которой находится излучатель ЭМ волн.

антенной, находящейся в среде, эквивалентной биологической [9]:

$$P_{\Sigma} = 30I_0^2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} (\cos \theta)^2 \sin \theta d\theta, \quad (6)$$

$P_2$  — мощность антенны, излученная во вторую среду:

$$P_2 = 30I_0^2 \int_0^{\theta_0} (\cos \theta)^2 \sin \theta d\theta. \quad (7)$$

В (6) и (7)  $I_0$  — амплитуда тока.

Для рассмотренного случая ( $\epsilon_1 = 55$ ,  $\sigma_1 = 1.5 \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$ ,  $\epsilon_2 = 1$ ,  $\sigma_2 = 0$ ) область изменения углов падения ограничена углом полного внутреннего отражения  $\theta_0 = 7.75^\circ$ . В результате затухание сигнала, найденное на основе вычисления интегралов (6) и (7) с учетом потерь при прохождении волны в первой среде, составляет  $A_{[\text{dB}]} = 22.2 \text{ dB}$ . Для меньших значений диэлектрической проницаемости среды 1 предельные углы падения имеют большие значения (рис. 6) [8].

### 2.3. Распространение электромагнитной волны вдоль поверхности границы раздела биологической среды и воздуха

Наличие границы раздела двух сред с различной диэлектрической проницаемостью „воздух-поверхность тела“ приводит к появлению волн, распространяющихся вдоль границы раздела. Поверхностные ЭМ волны представляют собой направленное электромагнитное излучение, локализованное вблизи поверхности раздела двух сред и распространяющееся вдоль этой поверхности. Напряженность поля в поверхностной ЭМ волне быстро спадает в направлении, перпендикулярном поверхности раздела. Однако при определенных условиях вблизи поверхности в некотором направлении возникает излучение электромагнитных волн.

Принято определять следующие виды электромагнитных волн, распространяющихся вдоль границы раздела двух сред: поверхностные волны, вытекающие волны и ползущие [10–12]:

1) поверхностные волны (Surface waves, SW) распространяются вдоль поверхности раздела двух сред и быстро затухают при удалении от поверхности раздела;

2) вытекающие волны (Leaky waves, LW) излучаются под углом к поверхности раздела двух сред. Условие излучения вытекающих волн определяется соотношением диэлектрических проницаемостей диэлектрического материала по обе стороны границы;

3) ползущие волны (Creeping waves, CW) возникают, если граница раздела задана криволинейной поверхностью. Ползущие волны распространяются по касательной к криволинейной поверхности и способны огибать поверхность, попадая в область тени.

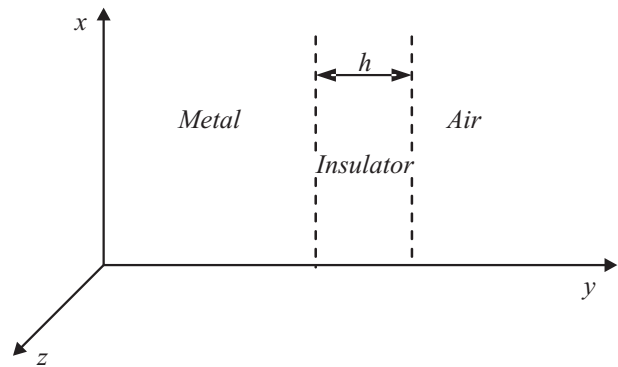


Рис. 7. Структура, содержащая тонкий по сравнению с длиной волны слой диэлектрика ( $h \ll \lambda_g$ ), расположенный между идеальной металлической поверхностью и воздухом.

Плоская поверхность поддерживает вытекающие волны и поверхностные волны. Криволинейная (цилиндрическая) поверхность поддерживает ползущие волны, и, кроме того, цилиндрические вытекающие волны и цилиндрические поверхностные волны, которые по своим свойствам близки к вытекающим волнам и поверхностным волнам на плоской поверхности [12].

Распространение ЭМ волны над плоской границей раздела двух сред. На рис. 7 показана схема достаточно тонкого по сравнению с длиной волны диэлектрического слоя ( $h \ll \lambda_g$ ), расположенного на поверхности металла. Примем, что волна распространяется вдоль оси  $z$ , а размер диэлектрической пластины достаточно велик вдоль оси  $x$ , и распределение полей не зависит от координаты  $x$ , т.е.  $\partial/\partial x = 0$ . Представим магнитную компоненту ЭМ волны в виде

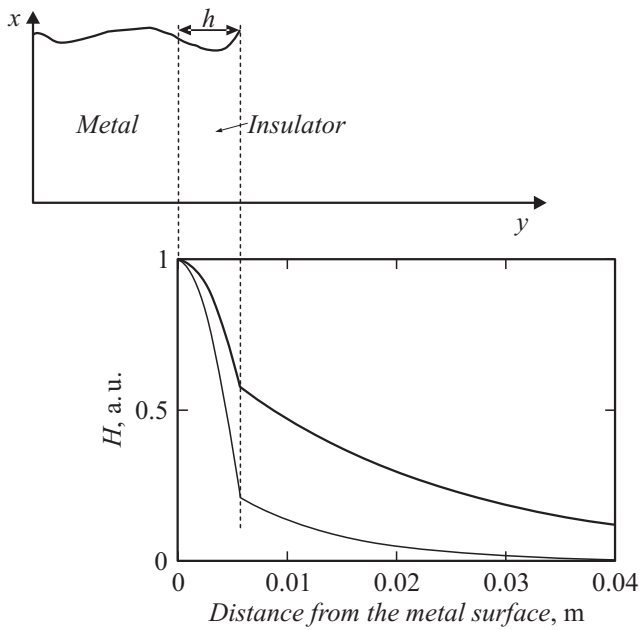
$$\mathbf{H}(y, z) = \mathbf{h}_x H_0 f(y) \exp(-ik_z z), \quad (8)$$

где вид функции  $f(y)$  зависит от граничных условий в структуре,  $k_z$  — продольное волновое число. Электрическая компонента  $E_z(y, z)$  пропорциональна производной от  $f(y)$  по переменной  $y$ . Граничное условие для электрической компоненты на поверхности металла ( $y = 0$ ) имеет вид  $E_z(y, z)_{y=0} = 0$ , и функция  $f(y)$  определяется выражением

$$f(y) = \cos k_y y. \quad (9)$$

В соответствии с (8) и (9) компоненты поля в диэлектрическом слое толщиной  $h$  и в воздухе ( $y \geq h$ ) имеют вид

$$\begin{aligned} H_x^{(1)}(y, z) &= H_0^{(1)} \cos(k_y^{(1)} y) \exp(-ik_z z), \\ E_z^{(1)}(y, z) &= -i \frac{k_y^{(1)}}{\omega \epsilon_0 \epsilon_d} H_0^{(1)} \sin(k_y^{(1)} y) \exp(-ik_z z), \\ 0 &\leq y \leq h, \end{aligned} \quad (10)$$



**Рис. 8.** Распределение амплитуды магнитного поля в составе волны, распространяющейся в тонком слое диэлектрика толщиной 7.5 mm, расположенном между идеальной металлической поверхностью и воздухом на частоте 4 GHz для двух значений диэлектрической проницаемости:  $\epsilon_d = 5$  (верхняя линия) и  $\epsilon_d = 10$  (нижняя линия).

$$H_x^{(2)}(y, z) = H_0^{(2)} \exp(-k_y^{(2)}y) \exp(-ik_z z),$$

$$E_z^{(2)}(y, z) = -i \frac{k_y^{(1)}}{\omega \epsilon_0} H_0^{(2)} \exp(-k_y^{(2)}y) \exp(-k_z z),$$

$$y \geq h, \quad (11)$$

где  $k_y^{(1)}$  и  $k_y^{(2)}$  — поперечные волновые числа в диэлектрике и в воздухе соответственно.

Используя непрерывность касательных составляющих поля на границе раздела сред при  $y = h$ , из (10) и (11) находим уравнение, связывающее поперечные волновые числа:

$$\cos(k_y^{(1)}h)k_y^{(2)} - \frac{k_y^{(1)}}{\epsilon_d} \sin(k_y^{(1)}h) = 0. \quad (12)$$

Кроме того, из волнового уравнения получаем связь между продольными и поперечными волновыми числами:

$$k_y^{(2)} = \sqrt{k_z^2 - k^2} \quad \text{и} \quad k_y^{(1)} = \sqrt{\epsilon_d k^2 - k_z^2}, \quad (13)$$

где  $k = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$

Подставляя (13) в (12), получаем дисперсионное уравнение относительно  $k_z$  [10]:

$$\epsilon_d \sqrt{k_z^2 - k^2} - \sqrt{\epsilon_d k^2 - k_z^2} \operatorname{tg} \left( \sqrt{\epsilon_d k^2 - k_z^2} h \right) = 0. \quad (14)$$

Из (14) определяется продольное волновое число  $k_z$ , из (13) находятся поперечные волновые числа. На рис. 8

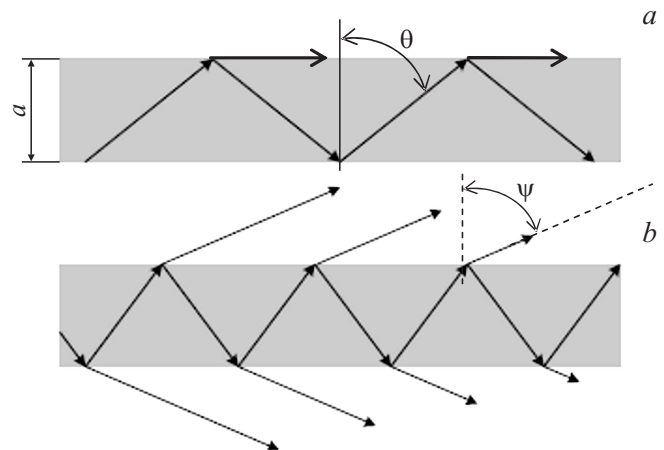
представлено распределение амплитуды магнитного поля на частоте 4 GHz в структуре металл–диэлектрик–воздух с диэлектрическим слоем толщиной 7.5 mm, расположенным на идеальном металле, для двух значений диэлектрической проницаемости слоя  $\epsilon_d = 5$  и 10. Интенсивность поверхностной волны убывает по мере удаления от поверхности.

**Распространяющиеся поверхностные волны и вытекающие волны.** Рассмотрим распространение ЭМ волн в диэлектрической пластине с учетом полного внутреннего отражения. В этом случае энергия электромагнитной волны ограничивается областью диэлектрического волновода. Полное внутреннее отражение возникает, если угол преломления  $\psi$  луча, выходящего через границу раздела, достигает  $90^\circ$ . При меньших углах преломления полное внутреннее отражение отсутствует, и возникает режим вытекающей волны: энергия электромагнитной волны по мере распространения просачивается в окружающее пространство [10–12].

На рис. 9, а показан случай полного внутреннего отражения и соответственно распространения ЭМ волны внутри диэлектрического слоя. Вдоль поверхности существует распространяющаяся поверхностная волна, затухающая по экспоненте по мере удаления от поверхности в направлении свободной среды. Рис. 9, б отвечает условиям возникновения вытекающих волн. Угол падения  $\theta$  и угол преломления  $\psi$  связаны следующими соотношениями:

$$\cos(\psi) = \sqrt{1 - \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} [\sin \theta]^2}, \quad \cos(\theta) = \frac{\lambda_1}{2a}. \quad (15)$$

Здесь  $\lambda_1$  — длина волны в диэлектрике,  $\epsilon_1$  — диэлектрическая проницаемость диэлектрика,  $\epsilon_2$  — диэлектрическая проницаемость окружающей среды,  $a$  — толщина диэлектрической пластины. Соотношения (15) справедливы для тонкого диэлектрического слоя при выполнении условия  $\lambda_1/2a \leq 1$ .



**Рис. 9.** Распространение ЭМ волны внутри диэлектрического слоя в случае полного внутреннего отражения (а) и в условиях возникновения вытекающих волн (б).



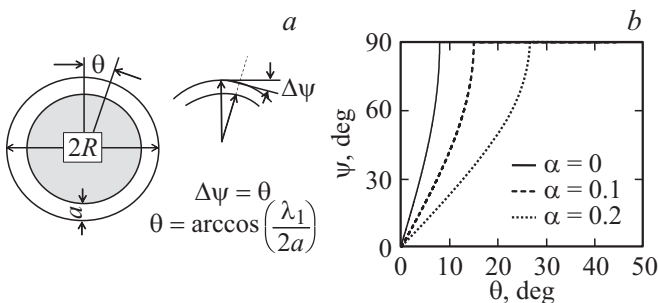
Режим вытекающих волн используется для разработки антенн, направление излучения которых определяется (контролируется) соотношением диэлектрических проницаемостей диэлектрической пластины и окружающего пространства, а также частотой ЭМ волны [11].

**Электромагнитные волны над криволинейной поверхностью.** На рис. 10, *a* показано формирование волны в диэлектрическом слое толщиной  $a$ , нанесенном на цилиндрическую поверхность радиуса  $R$ . Отражение от криволинейной поверхности приводит к тому, что волна, попадая на границу между диэлектрическими слоями, не испытывает полного внутреннего отражения, так как поверхность, вдоль которой должна распространяться волна, наклонена под углом  $\Delta\psi$  к касательной к цилиндрической поверхности. Предположим, что угол наклона поверхности слоя, в котором распространяется волна, равен углу отклонения волны при отражении внутри волноведущего слоя  $\Delta\psi = \theta$ . Тогда угол преломления определяется выражением [9], модифицированным для рассматриваемого случая ( $\alpha = a/R \neq 0$ ):

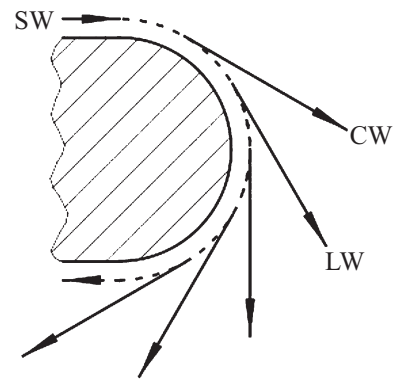
$$\psi(\theta) = \arccos \left\{ \sqrt{1 - \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} [\sin(\theta)]^2 (1 - \alpha)} \right\}. \quad (16)$$

На рис. 10, *b* показана зависимость угла преломления от угла падения волны при разной толщине диэлектрического слоя с проницаемостью  $\epsilon_r = 50$  на проводящей цилиндрической поверхности. Условие полного внутреннего отражения от диэлектрического слоя на цилиндрической поверхности возникает при большем угле падения, чем в случае отражения от плоского диэлектрического слоя.

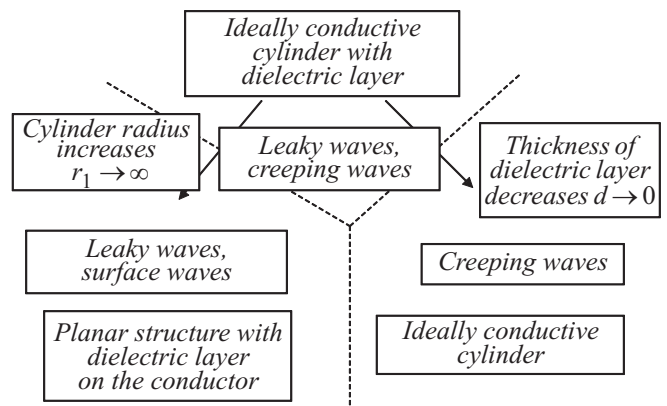
Распространение электромагнитных волн вдоль криволинейной поверхности сопровождается явлением дифракции [13]. Типы волн, распространяющихся вдоль границы между слоями с различными свойствами, определяются степенью кривизны поверхности и толщиной диэлектрического слоя, нормированного к длине волны. На рис. 11 показана схема растекания волн над плоской поверхностью, переходящей в цилиндрическую [13]. Над



**Рис. 10.** Формирование волны в диэлектрическом слое толщиной  $a$ , нанесенном на цилиндрическую поверхность радиуса  $R$  (*a*) и зависимость угла преломления от угла падения волны при разной толщине диэлектрического слоя с проницаемостью  $\epsilon_r = 50$  на проводящей цилиндрической поверхности (*b*).



**Рис. 11.** Схема растекания волн над плоской поверхностью, переходящей в цилиндрическую.

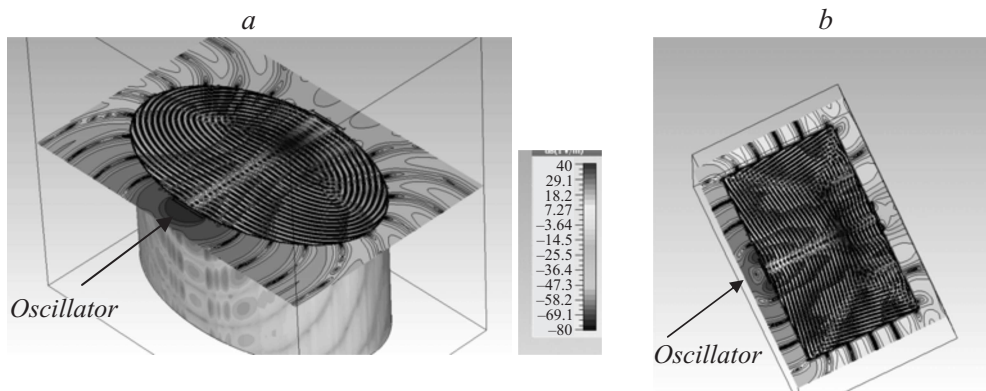


**Рис. 12.** Диаграмма распространяющихся волн для среды „воздух–диэлектрический слой“ на поверхности проводящего цилиндра.

криволинейной поверхностью распространяются ползущие и вытекающие волны. Возникновение ползущих волн связано с дифракцией электромагнитного излучения над криволинейной поверхностью.

Анализ показывает, что в низкочастотном пределе распространяются вытекающие волны, которые излучаются в пространство; на более высоких частотах возникают поверхностные или ползущие волны [12]. При этом поверхностные волны распространяются вдоль плоской границы раздела, а ползущие волны — вдоль криволинейной поверхности. Диаграмма распространяющихся волн для среды „воздух–диэлектрический слой“ на поверхности проводящего цилиндра приведена для различных комбинаций условий на рис. 12.

Результаты исследования распространения волн по поверхности человеческого тела на частоте 2.45 GHz представлены в [14]. Моделирование выполнялось для фантома (мужского) с параметрами, соответствующими биологической ткани ( $\epsilon_r = 53, \sigma = 1.8 \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$ ) [15], измерения выполнялись на реальном объекте. Источник ЭМ волн расположен на груди. Поверхностные волны распространяются вдоль плоской поверхности



**Рис. 13.** Распределение интенсивности электрической компоненты распространяющейся электромагнитной волны на частоте 2.45 GHz в горизонтальной плоскости (а) и вертикальной плоскости сечения (b) фантома с параметрами  $\epsilon_r = 43$  и  $\sigma = 1.5 \Omega^{-1} \text{m}^{-1}$ .

тела (вдоль груди и живота), вокруг тела распространяются ползущие волны, которые регистрируются на обратной стороне тела (на спине). Затухание ползущей волны при распространении вокруг торса 40–45 dB, что позволяет уверенно регистрировать приемником на спине сигнал, распространяющийся от антенны, расположенной в области груди. Ползущая волна испытывает по сравнению с поверхностной меньшее затухание. Оба типа волн используются при создании беспроводной системы связи в пределах человеческого тела (Wireless Body-Area Network, WBAN) с использованием большого числа датчиков, расположенных на его поверхности.

Аналогичные исследования проведены по анализу распространения ползущих волн по поверхности диэлектрического цилиндра с потерями на частоте 60 GHz [16]. Здесь в качестве материала диэлектрика использовался аналог кожи человека с параметрами  $\epsilon_r = 7.795$ ,  $\sigma = 36.4 \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$  [15].

Моделирование распространения ЭМ, излученных антенной, расположенной вблизи человеческого торса, вокруг него, вдоль него и сквозь него, выполнялось на модели в виде диэлектрического цилиндра высотой 500 mm с эллиптическим сечением  $500 \times 300 \text{ mm}$  с параметрами  $\epsilon_r = 43$  и  $\sigma = 1.5 \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$ , соответствующими параметрам кожи человека на частоте 2.45 GHz [15]. На рис. 13 представлено распределение интенсивности электрического поля в составе распространяющейся ЭМ волны в горизонтальной плоскости (а) и вертикальной плоскости сечения (b) [17]. Моделирование выполнено с использованием пакета CST Microwave Studio. Из картины распределения ЭМ волны следует:

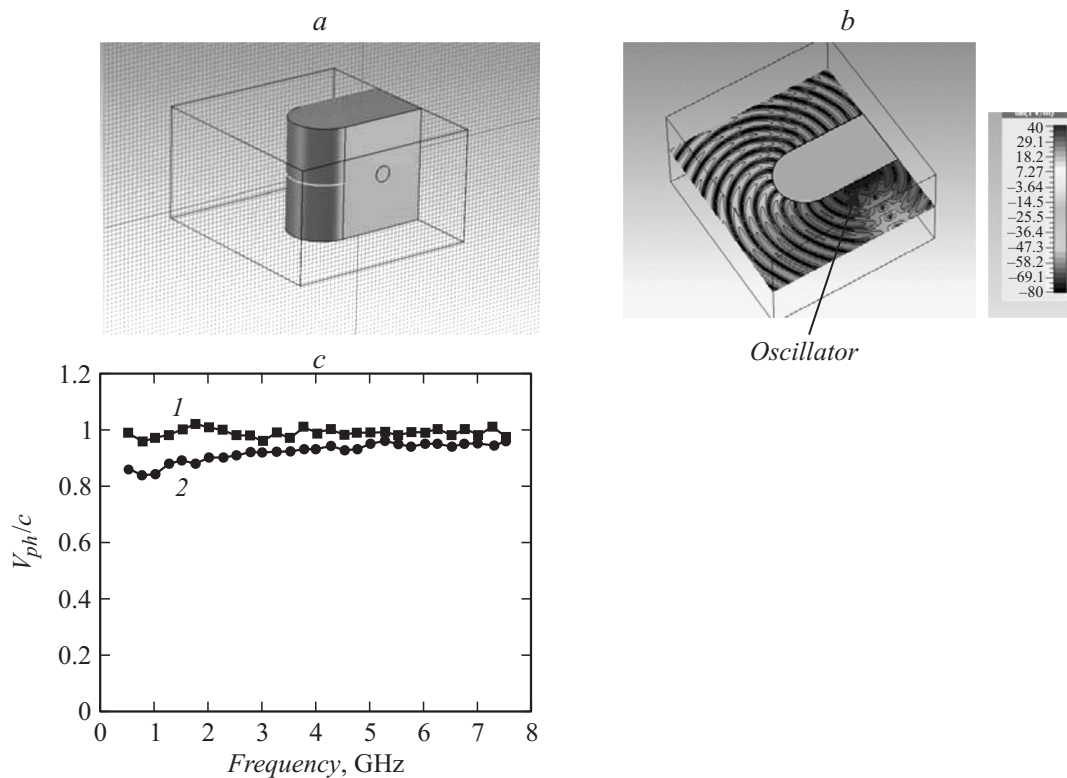
- основная часть энергии переносится вокруг цилиндра вдоль его поверхности;
- в области расположения приемной антенны имеет место интенсивная интерференция;
- распространение ЭМ волны вдоль поверхности сопровождается излучением в свободное пространство

и интерференцией двух встречных волн, бегущих по поверхности;

— распространение ЭМ волны внутри объекта сопровождается сильным затуханием и интерференцией прошедших, отраженных волн и проникающих через границу поверхностных волн.

Исследовались характеристики ЭМ волны вдоль криволинейной поверхности и вдоль плоской поверхности исследуемого объекта, в частности, анализировалась фазовая скорость волны. В качестве объекта моделировался фантом человеческого тела в виде двух областей. Первая (область грудной клетки и спины) моделируется прямоугольным параллелепипедом шириной 500, высотой 500 и толщиной 300 mm, область боковой поверхности человеческого тела представляет собой полуцилиндр, диаметр которого равен толщине грудной клетки, как показано на рис. 14, а. Фантом выполнен из идеального проводника. Граничные условия для расчета полей выбраны таким образом, чтобы препятствовать распространению электромагнитных волн через верхнюю и нижнюю области фантома, а также одну из боковых его поверхностей в область тени. В результате численного моделирования и обработки результатов произведена оценка фазовой скорости волны, распространяющейся вдоль боковой и задней плоской поверхностей фантома (рис. 14, b). Установлено, что по боковой поверхности фантома распространяется ползущая волна, фазовая скорость которой меньше скорости электромагнитной волны в свободном пространстве, а по плоской поверхности фантома распространяется поверхностная волна, фазовая скорость которой равна скорости волны в свободном пространстве (рис. 14, c). С повышением частоты фазовая скорость ползущей волны стремится к скорости ЭМ волны в свободном пространстве, что объясняется уменьшением кривизны отрезка дуги, по которой измеряется длина волны, и приближением формы поверхности к плоской. Распространение ползущей волны сопровождается





**Рис. 14.** Характеристики электромагнитной волны вдоль криволинейной поверхности и вдоль плоской поверхности объекта, выполненного из идеального проводника (а), распределение электрического поля вокруг объекта (б), частотная зависимость фазовой скорости электромагнитной волны, нормированной к скорости света, вдоль плоской (1) и криволинейной (2) поверхностей (б).

ся существенным затуханием, что вызвано распространением вытекающих волн, сопутствующих ползущей волне. Наличие затухания приводит к необходимости использования комплексной постоянной распространения, несмотря на отсутствие поглощающей среды. Затухающая ползущая волна характеризуется частотной дисперсией.

### 3. Радиочастотные системы мониторинга параметров состояния биологических объектов (удаленный контроль)

Системы РИД успешно применяются в медицине для удаленного контроля за жизненно важными функциями организма человека в режиме реального времени. Отличие систем для медицинских применений от обычных систем РИД состоит в том, что RFID-метка в своем составе содержит специальный биосенсор, который осуществляет количественное измерение параметров живого организма. Основные задачи мониторинга представлены двумя областями исследований:

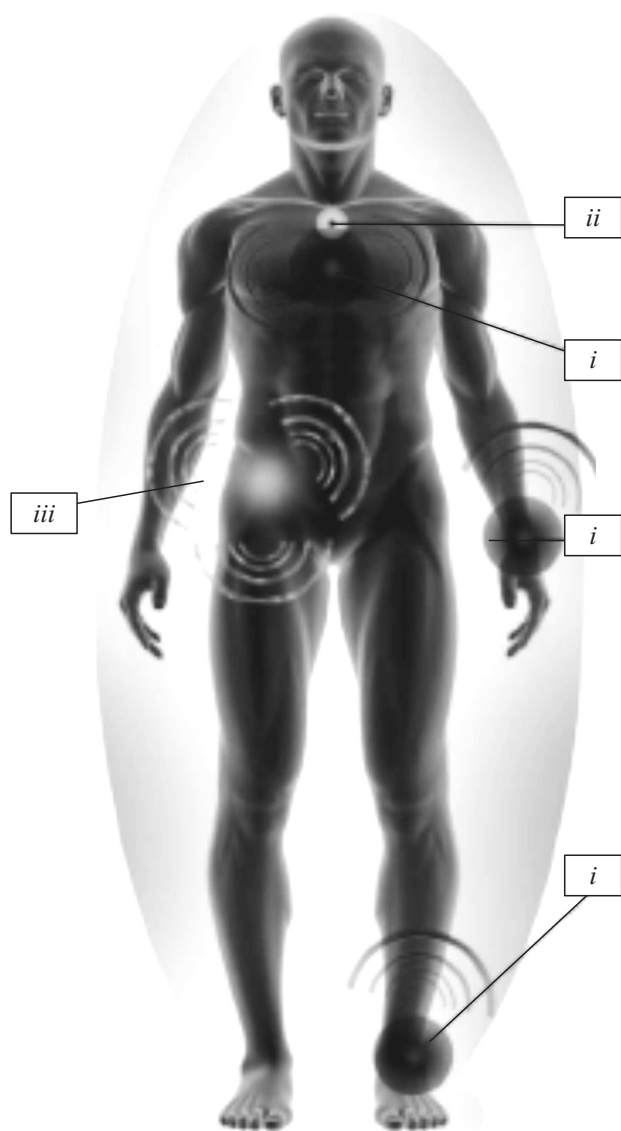
а) получение телеметрических данных с использованием беспроводных сенсоров (в том числе мультисен-

сорный подход) применительно к имплантируемым и носимым системам на поверхности человеческого тела;

б) обнаружение объекта и регистрация его положения/состояния с применением различных методов зондирования.

На рис. 15 приведен пример расположения сенсоров и/или антенн для съема информации с тела человека, используемых для контроля параметров организма для разных видов спортивной деятельности: i) связи по поверхности тела, ii) узлы связи чувствительных элементов, iii) связь за пределами тела.

На рис. 16 представлена диаграмма системы мониторинга параметров человеческого организма, включающая имплантируемые или носимые биоэлектрические приборы и внешнюю базовую станцию, принимающую собранную информацию. Примером имплантируемого прибора может служить измеритель температуры, анализатор химического состава жидкостей в теле пациента и др. Полученные сведения имплантируемый прибор вводит в систему модуляции излучаемой электромагнитной волны и таким образом обеспечивает передачу снятой информации во внешнюю среду. Носимый прибор может фиксировать и передавать во внешнюю среду сведения о состоянии кожного покрова или просто служить антенной для связи с внешней базовой станцией. Значительная часть элементов связи обеспечивает-



**Рис. 15.** Схема расположения сенсоров и/или антенн для съема информации с тела человека: i) связи по поверхности тела, ii) узлы связи чувствительных элементов, iii) связь за пределами тела.

ся электромагнитными волнами, распространяющимися в теле пациента.

### 3.1. Системы дистанционного контроля и оценки состояния биологических объектов на основе радиочастотной идентификации

Основные сложности при разработке систем РИД для биомедицинских применений возникают в связи с тем, что к радиометкам, входящим в их состав, предъявляется ряд жестких требований и ограничений. Общим требованием к радиометкам, используемым во всех типах биомедицинских систем, являются малые

массогабаритные характеристики. Далее в зависимости от типа системы требования могут существенно различаться. Например, для имплантируемых и глотаемых меток важными являются биосовместимость с тканями человеческого организма и оболочкой пищеварительной системы, возможность передачи информации из объема тела человека на внешнее устройство, вопросы организации подзарядки таких устройств и многое другое.

Одним из распространенных типов носимых биотелеметрических систем является система контроля частоты сердечных сокращений. Известно, что постоянный мониторинг сердечного ритма человека, страдающего заболеванием сердечно-сосудистой системы, снижает риск возникновения инфаркта миокарда, а также способствует своевременному оказанию больному медицинской помощи. Компанией Corvenris разработана система AVIVO Mobile Patient Management, предназначенная для контроля частоты сердечных сокращений людей, страдающих сердечной недостаточностью [18,19]. Система состоит из носимого на теле датчика, передающего электрокардиограмму пациента на мобильный телефон и далее на сервер, в котором производится обработка и хранение результатов.

Одной из важных частей человеческой жизни является сон, обеспечивающий нормальное качество жизни. Системы мониторинга сна призваны обеспечить контроль данных о периодах беспокойства и прерывания сна, о длительности сна и т.д. Эта информация позволяет обнаружить тенденцию развития тех или иных болезней, возникновение которых связано с расстройством сна. Большое количество исследований сосредоточено на поиске соотношений между положением тела и качеством сна человека. Для регистрации изменения положения тела во время сна могут быть использованы специальные браслеты [20], метки, расположенные на матрасе [21], или даже „умные простыни“ [22].

В ряде случаев необходимо оценивать двигательную активность человека. Например, при уходе за пожилыми людьми могут быть использованы датчики, расположенные на одежде, или установленные в помещении с целью мониторинга видов деятельности пациента, так как падение среди лиц пожилого возраста — основная причина их госпитализации и длительного пребывания в больнице. Информация, полученная от таких датчиков, может передаваться непосредственно в больницу [23]. Датчики движения могут использоваться для наблюдения за двигательной активностью недоношенных младенцев [24].

Актуальной медицинской проблемой является измерение уровня глюкозы в крови для людей, страдающих диабетом. Современные коммерчески доступные приборы основаны на использовании тест-полоски, на которую наносят каплю крови пациента. Альтернативным неинвазивным методом измерения является импедансная спектроскопия, которая позволяет бесконтактно измерять электрические свойства крови. Известно, что изменение уровня глюкозы в крови оказывает влияние

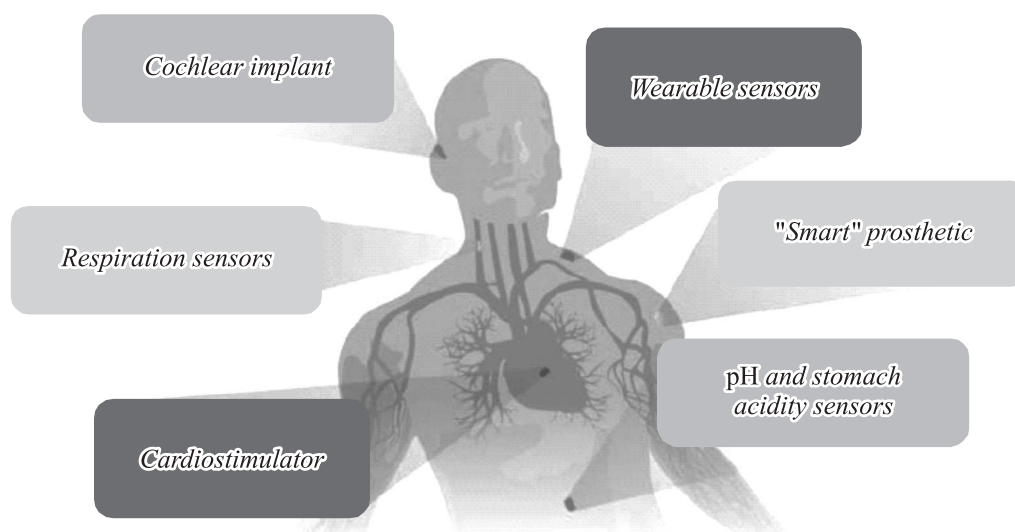


Рис. 16. Система контроля параметров биологического объекта.

на электрические свойства мембран эритроцитов, что, в свою очередь, приводит к изменению электролитного баланса кожи и подкожной клетчатки [25–27].

В последнее время интерес вызывают мультисенсорные системы, содержащие сразу несколько датчиков, измеряющих различные характеристики организма (температура, кровяное давление, частота сердечных сокращений и др.). Такие системы могут использоваться спортсменами, которым необходимо постоянно отслеживать параметры своего организма для достижения высоких результатов и во избежание несчастных случаев и травм [28]. Носимая система, называемая „Smart Shirt“ („умная футболка“), выполняет мониторинг физиологических параметров человека, таких как ЭКГ, фотоплетизмограмма, частота сердечных сокращений, артериальное давление, температура тела и гальваническая реакция кожи [29,30].

Имплантируемые медицинские устройства различают по размерам, мощности и функциональности в зависимости от конкретного применения. Вариации этих параметров определяют скорость обмена данными между устройствами, время работы от батареи (если таковая есть в составе устройства) и технологию изготовления. Ограничение в размерах является основной трудностью при создании имплантируемых устройств.

Одним из самых распространенных типов имплантируемых медицинских устройств являются кардиостимуляторы, которые автоматически регулируют частоту сердечных сокращений в соответствии с уровнем физической активности человека [31].

Компания Nucleus Freedom разработала кохлеарный имплантат, включающий в себя звуковой процессор, который носится за ухом, и кохлеарный имплантат, расположенный под кожей. Звуковой процессор фиксирует звуки, оцифровывает их и посылает цифровой

код имплантату. Имплантат преобразует кодированный звук в электрические импульсы и посылает их вдоль электродной решетки для дальнейшего стимулирования слухового нерва [32].

Также имплантируемые системы могут использоваться для восстановления зрения. Например, в [33] представлена концепция искусственной сетчатки глаза. Протез сетчатки имплантирован в глаз полностью слепого испытуемого.

Часто в отдельную категорию систем биологического мониторинга выделяют системы исследования желудочно-кишечного тракта (ЖКТ). В [34,35] представлены работы, посвященные беспроводному мониторингу ЖКТ. Обычно такие системы представляют собой капсулы с видеокамерой, расположенной внутри. Капсула, глотаемая пациентом, играет роль передатчика изображения с видеокамеры на внешний приемник. Основными сложностями при создании таких систем являются разработка портативных камер с высоким разрешением, проблемы низкой емкости информационного канала при передаче изображения, вопросы обеспечения питания видеокамеры. В [36] представлен имплантируемый датчик на основе планарного встречно-штыревого конденсатора для оценки изменения давления на стенках пищевода в послеоперационный период. В работе [37] представлен имплантат для измерения pH и электрического сопротивления стенок пищевода. Данные измерения необходимы для диагностики и лечения изжоги.

### 3.2. Системы радиоволновой томографии скрытых неоднородностей в тканях человека

Радиоволновая томография используется в системах удаленного мониторинга для снятия характеристик

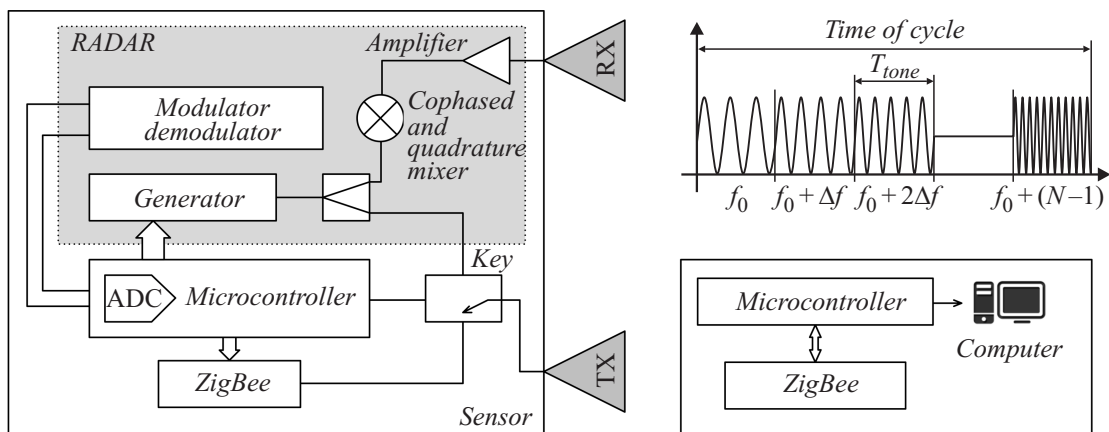


Рис. 17. Блок-схема системы удаленного мониторинга.

скрытых объектов (рис. 17). При этом используется свойство СВЧ излучения проникать через оптически непрозрачные среды, в частности, такие как живые ткани, дерево, одежда и др. [5]. Системы радиоволновой томографии можно разделить на две группы: системы со сканированием объекта в ближней зоне. Системы первого типа применяют в основном при изучении свойств двумерных объектов, например, поверхности кожи. Второй тип используется для исследования скрытых объектов, например, для обнаружения поврежденных тканей внутри тела или головы человека. Кроме выявления поврежденных тканей, с помощью томографии возможно и определение их местоположения. Эффективное использование СВЧ-излучения для диагностики многих заболеваний основано на высоком контрасте диэлектрических свойств здоровых и поврежденных тканей в этом частотном диапазоне.

Пример системы, использующейся для томографии головы, описан в [38]. Рабочая полоса частот 1–4 GHz. Система включает полуэллиптический антенный массив,

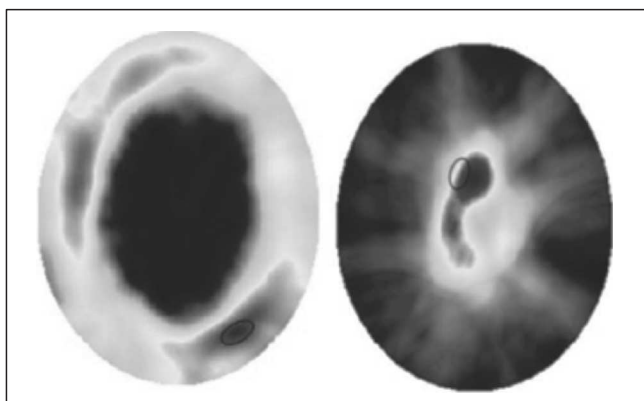


Рис. 18. Изображения, полученные в результате сканирования макета головы. Действительное местоположение кровоизлияния обозначено эллипсом.

состоящий из 16 элементов, устройство сбора данных, макет головы, векторный анализатор цепей и компьютер. Сбор данных ( $S$ -параметров) осуществляется автоматически компьютером, подключенным к анализатору цепей. Одни и те же антенны используются как для передачи, так и для приема сигнала. Переключение антенн между режимами приема и передачи осуществляется с помощью ключей, соединенных с компьютером через USB-интерфейс. Изображения, полученные в результате сканирования макета головы, имитирующего кровоизлияние в мозг, представлены на рис. 18 (для двух ситуаций возникновения кровоизлияния). Как видно, кровоизлияние было обнаружено и локализовано в обоих рассмотренных случаях.

Для гарантированного получения изображения высокого качества используются широкополосные антенны, которые должны удовлетворять следующим требованиям: быть согласованными, иметь частотно-независимую форму диаграммы направленности и КПД излучения, обладать небольшими габаритными размерами.

Несмотря на то что радиоволновая томография для биомедицинских применений возникла недавно, ее возможности оказываются предпочтительными по сравнению с другими методами удаленного мониторинга, прежде всего в силу безопасности применения.

#### 4. Носимые и имплантируемые антенны в составе системы беспроводного мониторинга

Разработка гибких носимых беспроводных систем обусловлена необходимостью их применения в широком спектре приложений, таких как медицина, пожаротушение, чрезвычайные ситуации, вызванные природными катаклизмами, военные применения и др. Их малый вес, низкая стоимость изготовления с использованием недорогих гибких подложек (пластик, бумага, ткань) делают гибкую электронику весьма привлекательной.



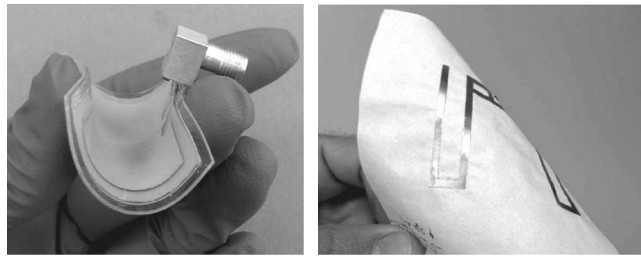


Рис. 19. Фотографии гибких антенн на полиамидной пленке (слева) и на бумажной основе (справа).

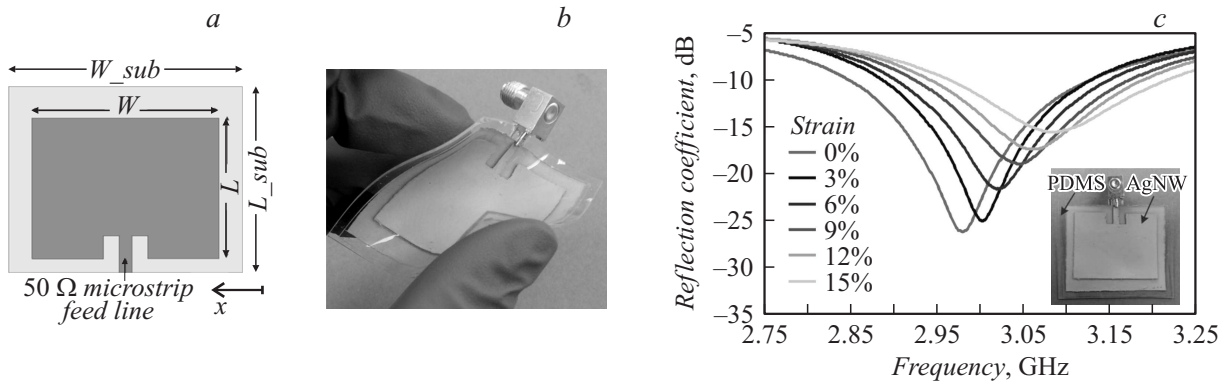


Рис. 20. Антенна, изготовленная по технологии трафаретной печати серебряных нанопроволок: внешний вид антенны (а), фотография антенны (b) и частотная зависимость коэффициента отражения при растяжении от 0 до 15% (с).

Системы WBAN в сочетании с персональными сетями беспроводной связи обеспечивают мониторинг состояния биологических систем в режиме реального времени. Эффективность мониторинга в значительной мере зависит от характеристик антенн, интегрированных в систему. Гибкие беспроводные технологии требуют применения низкопрофильных, легких и компактных антенн, которые должны быть механически прочными, устойчивыми к изгибу и в то же время обеспечивать требуемые диаграммы направленности излучения и соответствующие характеристики.

#### 4.1. Гибкие носимые антенны для беспроводных систем на поверхности человеческого тела

Гибкие (конформные) антенны выполняются таким же образом, как и плоские антенны с заменой жестких плоских подложек на гибкие (рис. 19). Большинство исследований представлено результатами моделирования и экспериментальных исследований диаграмм направленности и входного сопротивления (коэффициента отражения), полученных для различных типов изогнутых и мятых гибких антенн.

Для разработки гибких антенн используются разнообразные диэлектрические материалы, такие как папотоновая полиамидная пленка, полимерные и углерод-эпоксидные композиты, текстильные ткани, бумага и др. Для антенных применений выбирается коммерчески доступная

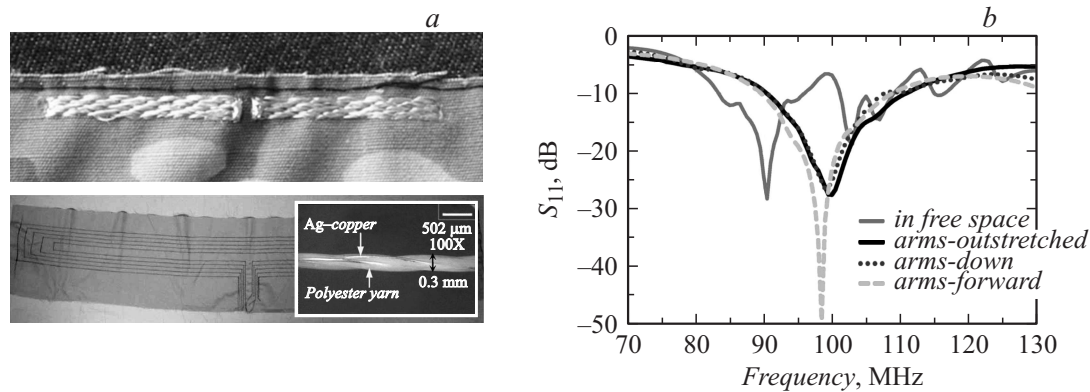
бумага толщиной порядка 0.25 mm с гидрофобным покрытием. Диэлектрические параметры бумаги в частотном диапазоне 0.4–1.5 GHz:  $\epsilon_r = 3.2$ ,  $\text{tg} \delta = 0.06$  [39]. Полимерные материалы для гибких антенн характеризуются параметрами  $\epsilon_r = 2-3.3$  и  $\text{tg} \delta = 0.003-0.005$  в частотном диапазоне 0.4–2.5 GHz.

В качестве носимых антенн весьма популярны так называемые текстильные антенны. Разработаны „электротекстиль“ (E-Textile), в которых на ткань нанесен тонкий металлический слой [40]. Среди электротекстилей следует отметить: Zelt и Flectron — ткань на основе нейлона, покрытая оловом/медью или только медью; Shieldit и Taffeta — полиэфирная ткань, покрытая никелем и медью, имеющая адгезионный слой на обратной стороне.

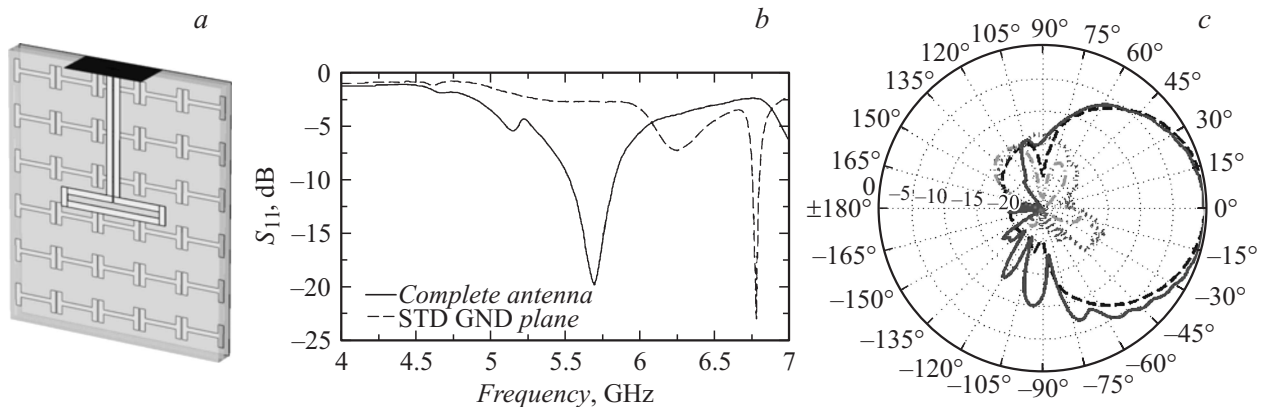
Представляет интерес антенна, изготовленная из материала с высокой проводимостью по технологии трафаретной печати слоя серебряных нанопроволок (AgNW–Ag nanowires), полученных на поверхности эластомерной подложки (полидиметилсилоксан). Такая антенна может работать в условиях обратимой деформации при растяжении [41]. Резонансная частота антенны зависит от механического напряжения при растяжении. На рис. 20, а показана структура антенны, а ее внешний вид — на рис. 20, b. На рис. 20, c приведен график изменения резонансной частоты при растяжении от 0 до 15%.

Излучатели выполняются также из текстильных проводов, сформированных из непрерывных волокон [40].





**Рис. 21.** Вышитый диполь на ткани для военного обмундирования (сверху) и многопетлевой диполь (внизу) на джинсовой ткани (а), частотная зависимость коэффициента отражения для многопетлевого диполя, размещенного на рукаве, для разного положения рук (в стороны, вниз, вверх).



**Рис. 22.** Структура антенны в виде петлевого диполя над ВИМЦ (а), коэффициент отражения в полосе частот: сплошная линия — антенна над ВИМП, штриховая линия — антенна над медным экраном (б) и диаграмма направленности в  $E$ -плоскости: сплошная линия — измерения, штриховая — моделирование (с). Точками показана кросс-поляризация.

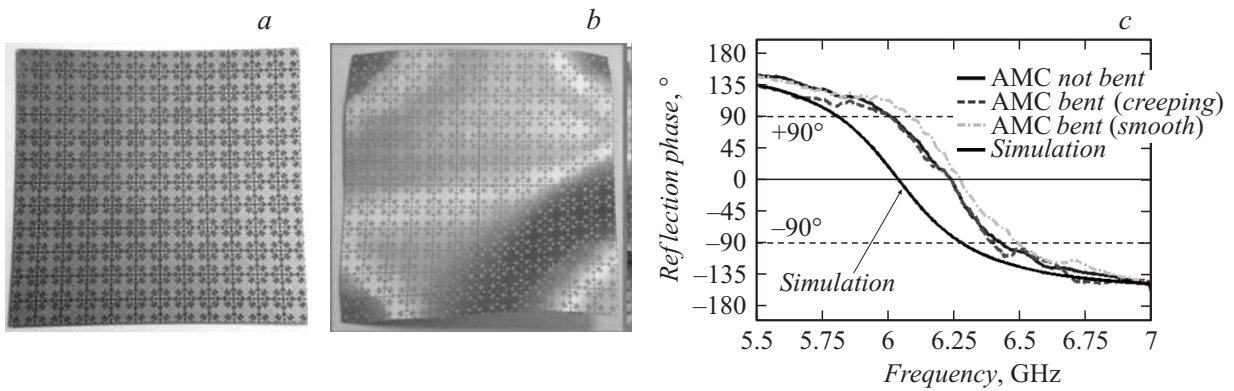
Исследовались различные материалы для волокон: тонкие медные провода диаметром 0.06 mm, текстильные провода, сделанные из волокон серебра, никель-медного сплава, стальных волокон или однородных полиамидных посеребрённых волокон.

Широкое применение находят вышитые антенны на бумаге или текстильной ткани, используемые на одежде людей, вовлеченных в систему мониторинга [42,43]. Для вышивки используются различные „нити“, состоящие из полимерных волокон, покрытых слоем серебра; МСЕУ, состоящие из медных нитей, покрытых серебром, встроенных в диэлектрик (полиэстер) и, в частности, выпускаемый коммерчески материал Amberstrand. В качестве примера на рис. 21 показаны вышитый диполь на ткани для военного обмундирования и многопетлевой диполь на джинсовой ткани. Здесь же приведены коэффициенты отражения для многопетлевого диполя, размещенного на одежде, для разного положения рук (в стороны, вниз, вверх). Антенны остаются работоспособными в пределах некоторого ограниченного диапазона частот.

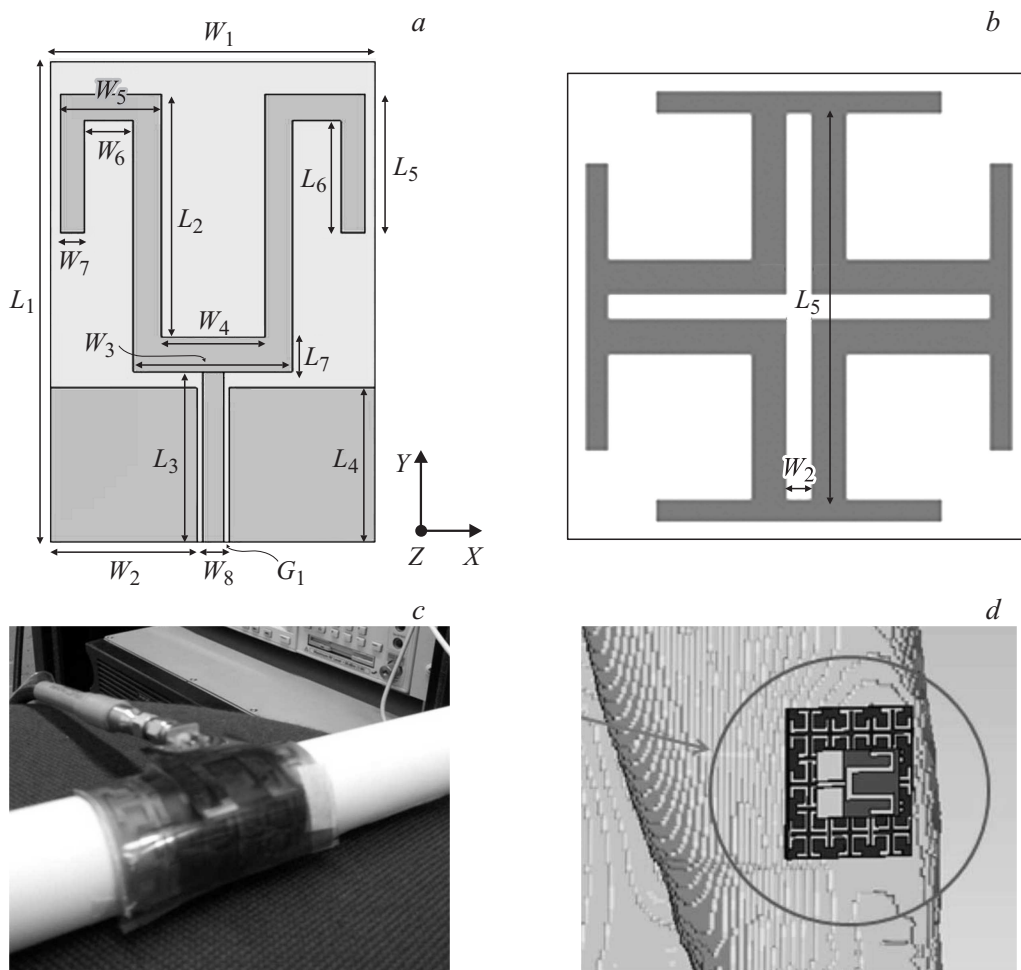
Гибкие антенны могут формироваться путем применения струйной печати на ткани или бумаге [44].

Для носимых антенн весьма привлекательной является применение технологии волновода, интегрированного в подложку [45].

Носимые антенны находятся в непосредственной близости к человеческому телу, которое влияет на параметры антенны. Влияние тела может быть ослаблено с помощью экранирующих структур. Для этой цели применяют искусственные структуры со свойствами идеальной магнитной стенки. Интеграция этих искусственных экранирующих систем с антеннами является чрезвычайно полезной в случае носимых антенн [46]. Искусственная магнитная стенка может быть выполнена в виде высокоимпедансной поверхности (ВИМП), которая успешно применяется во многих антенных системах для повышения эффективности. Их преимущества проявляются в экранировании ЭМ волны, подавлении поверхностной волны и уменьшении взаимной связи между излучающими элементами антенных решеток. В носимых антеннах, расположенных над ВИМП, удается значительно приблизить экран к антенне и уменьшить нежелательное проникновение ЭМ волны в человеческое тело. ВИМП ведет себя как идеальный магнит-



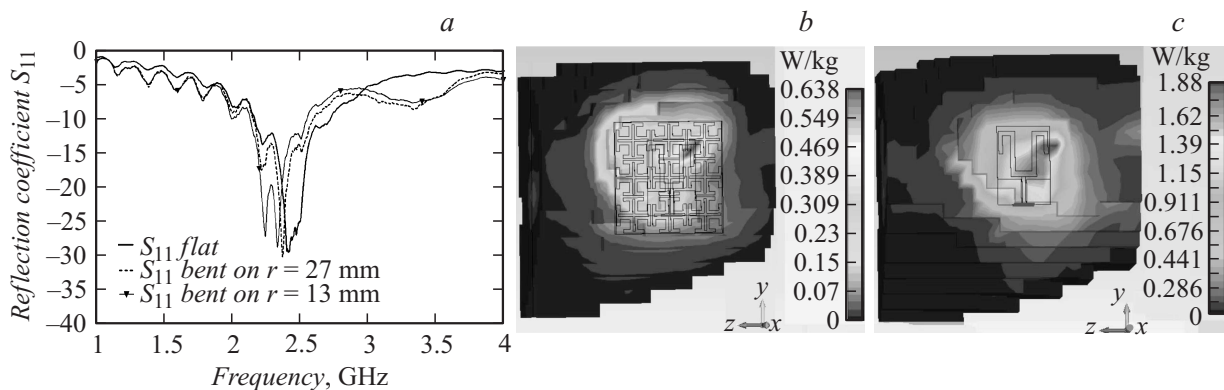
**Рис. 23.** Гибкая импедансная поверхность (ВИМП): недеформированная (а), смятая (б). Частотная зависимость фазы коэффициента отражения для электрической компоненты ЭМ волны (с).



**Рис. 24.** Гибкий монополь (а), элемент типа модифицированный иерусалимский крест с щелевыми прорезями (б), фотография гибкой антенны с ВИМП, размещенной на цилиндрической диэлектрической трубе (с), и изображение руки фантома с такой антенной (д).

ный проводник в определенном частотном диапазоне и обеспечивает  $0^\circ$  фазы коэффициента отражения для электрического поля при нормальном падении плоской ЭМ волны. Структуры ВИМП, как правило, реализуются в виде периодических металлизированных печатных

структурных элементов на диэлектрической подложке. Элементы могут быть также выполнены в виде прорезей в металлизированном слое. В качестве элементов используются „Иерусалимский крест“, „собачья косточка“, структуры 2 LC и др. Антенны работают в ограниченной



**Рис. 25.** Частотная зависимость коэффициента отражения антенны с ВИМП на цилиндрическом фантоме для двух значений радиуса цилиндра 13 и 27 мм (а). Результаты моделирования распределения ППЭ по поверхности предложенной структуры (b) по сравнению с результатами для такого же монополя без ВИМП (с).

частотной полосе порядка 5–18%, определяемой по заданному уровню согласования (10 dB).

В [47] выполнен детальный анализ диполя над импедансной (частотно-избирательной) поверхностью. Анализируемая антенна содержит три металлизированных слоя, в которых расположены планарный диполь, ВИМП на периодической структуре элементов типа „собачья косточка“ и металлизированный экран (рис. 22, а). В качестве антенны используется петлевой диполь. Применение ВИМП позволяет использовать низкопрофильную антенну, расположенную на малом расстоянии от экрана, и улучшить все характеристики антенны по сравнению со случаем использования обычного металлического экрана. Кроме структуры на рис. 22 представлены характеристики разработанной антенны с ВИМП: коэффициент отражения для  $E$ -компоненты в полосе частот и диаграмма направленности в  $E$ -плоскости. Максимальный коэффициент усиления на частоте 5.6 GHz в  $E$ -плоскости составил 5.3 dBi.

Для разработки гибких низкопрофильных антенн с ВИМП необходимо использовать гибкие импедансные поверхности, для которых используются те же материалы и технологии, которые применяются для гибких антенн. Фотографии недеформированной и смятой структур, использованных для образования ВИМП, приведены на рис. 23, где также даны частотные зависимости коэффициента отражения для плоской и смятой структуры [48]. Другие варианты гибких ВИМП анализируются в [49–52]. Все они демонстрируют слабую чувствительность параметров к изгибу.

Большое число исследований гибких антенн в сочетании с ВИМП демонстрирует возможность их интеграции в системы РИД для практического применения. Такие антенны, предназначенные для применения в биомедицине в системах дистанционной диагностики заболеваний, детально исследовались в [52]. Используется печатный монополюс ( $M$ -антенна), возбуждаемый с помощью копланарного волновода, изготовленный на подложке из каптона толщиной 58  $\mu\text{m}$ . Антенна, работа-

ющая на частоте 2.45 GHz, интегрирована с планарной ВИМП на элементах типа модифицированный иерусалимский крест со щелевыми прорезями (рис. 24). ВИМП выполняется на той же подложке с обратной стороны, что позволяет получить тонкий гибкий элемент. На рис. 24 приведена фотография гибкой  $M$ -антенны с ВИМП, которая размещена на цилиндрической диэлектрической трубе. Там же показано изображение руки фантома с такой антенной. На рис. 25 представлены экспериментальные частотные зависимости коэффициента отражения антенны на цилиндрическом фантоме для двух значений радиуса цилиндра (13 и 27 мм). По уровню 10–12 dB для коэффициента отражения параметры антенны при изгибе сохраняются.

Чрезвычайно важными являются результаты исследования плотности потока энергии (ППЭ, „specific absorption rate — SAR“) [53]. Плотность потока энергии — физическая величина, численно равная потоку энергии через единичную площадку, перпендикулярную направлению потока. На рис. 25 представлены результаты моделирования распределения ППЭ по поверхности предложенной структуры по сравнению с результатами для такого же монополя без ВИМП. Оценка дает значения ППЭ для монополя без ВИМП 1.88 W/kg и для интегрированной структуры 0.683 W/kg, что соответствует уменьшению ППЭ за счет применения ВИМП на 64%.

## 4.2. Имплантированные антенны в составе системы РИД

Большое число публикаций посвящено системам мониторинга, использующим имплантированные датчики, включающие антенны [54–61]. Анализ имплантированных антенн позволил сформулировать основные требования к антеннам радиометок, обладающих малыми размерами по сравнению с длиной волны в окружающей среде. Среди них биосовместимость и возможность считывания информации с учетом специфических свойств биологической среды. Биологическая среда, окружа-

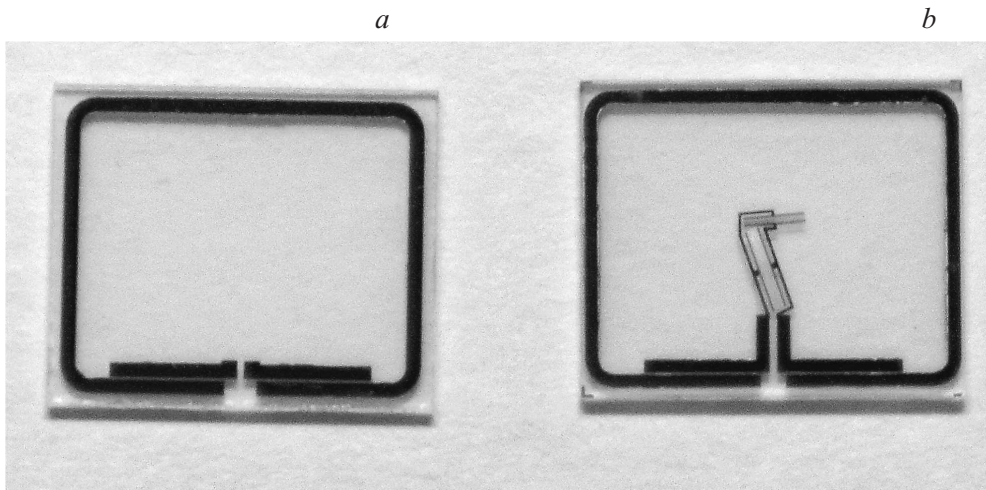


Рис. 26. Магнитная рамка с согласующим конденсатором (а) и рамка, связанная с ПАВ-датчиком (б).

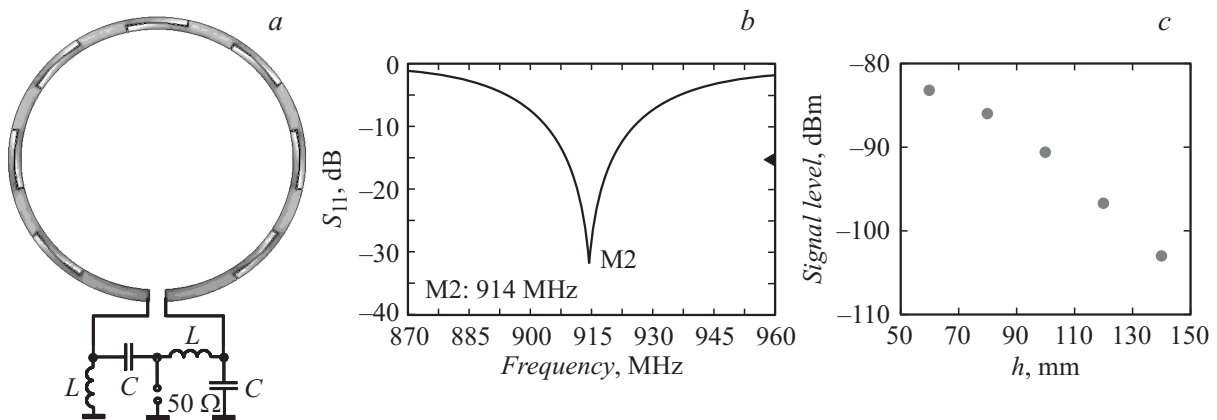


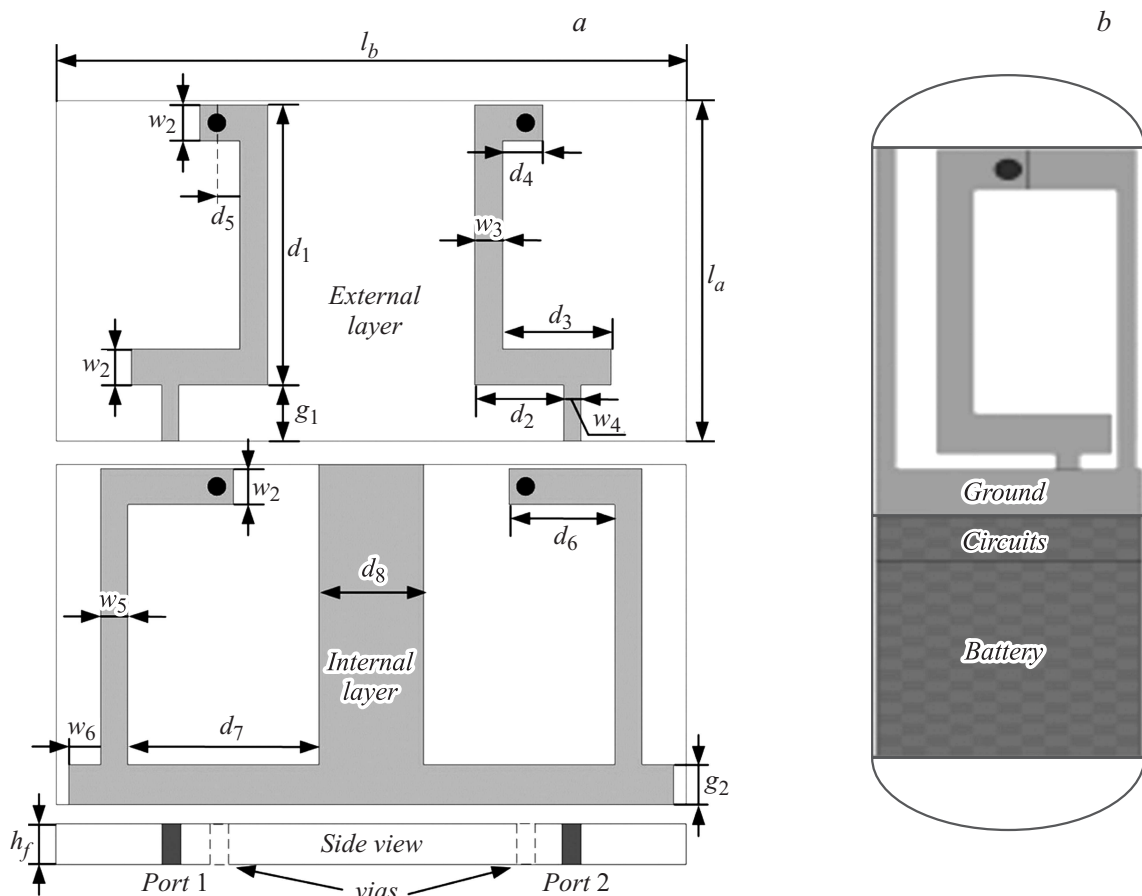
Рис. 27. Антенна считывателя в виде рамки, разделенной емкостными зазорами на 8 сегментов (а), частотная зависимость коэффициента отражения (б) и измеренный уровень считываемого сигнала в зависимости от расстояния между меткой и считывателем.

шая устройства имплантата, характеризуется высокой диэлектрической проницаемостью и потерями, что в результате приводит к затуханию электромагнитного сигнала. В этом случае предпочтительным является использование магнитной связи между рамочными антеннами, что позволяет минимизировать влияние диэлектрических свойств среды. В качестве примера рассмотрим сенсор беспроводного контроля температуры биологического объекта с магнитной связью между рамочными антеннами [54]. Имплантированный сенсор, предназначенный для работы на частоте 915 МГц, состоит из рамочной антенны и температурного датчика на основе поверхностных акустических волн (ПАВ). Миниатюрная конструкция магнитной рамки, реализованная в виде полосковой структуры на кварцевой подложке толщиной 0.5 mm, представлена на рис. 26. Габаритные размеры устройства 10 × 12 mm. Антенна считывающего устройства также выполнена в виде электрически малой рамки (рис. 27). С целью получения равномерного рас-

пределения тока вдоль рамки и повышения за счет этого коэффициента связи между рамками метки и считывателя последняя выполнена в виде 8 сегментов, связанных между собой емкостными зазорами. Для преобразования балансного входа антенны к 50Ω входу коаксиальной линии используется „балун“ на сосредоточенных компонентах:  $L = 7.5$  nH и  $C = 4.8$  pF. Измеренный коэффициент отражения антенны считывателя представлен на рис. 27, б.

Экспериментальное исследование связи между антенной считывающего устройства и меткой, связанной с сенсором на ПАВ, выполнено с использованием среды, эквивалентной по параметрам биологической ткани ( $\epsilon_r = 55$  и  $\sigma = 3$  S/m). Рамочная антенна, помещенная в эквивалентную среду, используется как радиометка. В качестве считывателя используется патч-антенна на кварцевой подложке толщиной 0.5 mm. Как показывает эксперимент и соответствующий ему анализ, расположение имплантированной





**Рис. 28.** Топология антенны для мониторинга ЖКТ (а) и ее расположение в глотаемой капсуле, где также размещена схема, осуществляющая обработку сигнала, и батарея для электрического питания схемы (b).

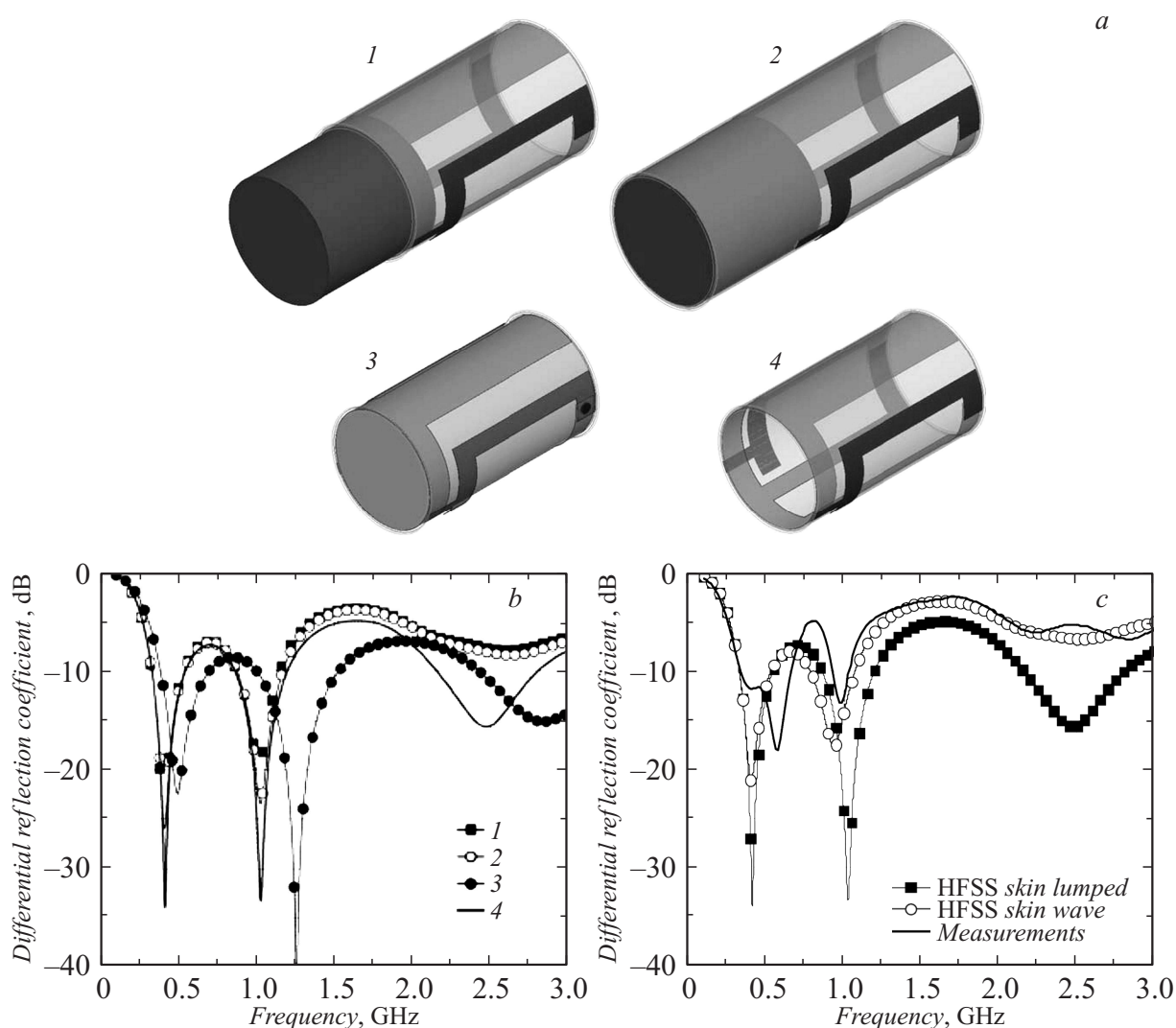
антенны (метки) на глубине 10 mm при расстоянии от края биологического объекта до приемной антенны (считывателя) порядка 50 mm обеспечивает ослабление сигнала не более 70 dB. При этом маломощный приемник СВЧ обеспечивает устойчивый прием сигнала отклика. Результаты измерения приведены на рис. 27, с.

Отдельную группу составляют элементы системы мониторинга желудочно-кишечного тракта (ЖКТ). Антенна размещается в капсуле, которая вводится в пищевод и желудок пациента посредством глотания. Связь с системой обработки позволяет вести мониторинг состояния желудка. В [57] описана конструкция двухдиапазонной имплантируемой антенны, работающей на частотах 402–405 MHz (MICS) и 2.4–2.5 GHz (ISM). Диапазон MICS предназначен для медицинских имплантатов, а диапазон ISM — для промышленных, научных и медицинских исследований. Для обоих диапазонов были предложены как плоские, так и гибкие имплантированные антенны. Антенна выполнена на двух сторонах диэлектрической подложки (рис. 28, а). Гибкая антенна расположена на поверхности цилиндра и размещена в глотаемой капсуле, где также расположена схема, осуществляющая обработку сигнала, и

батарея для электрического питания схемы (рис. 28, b). Для гибкой антенны используется цилиндрическая подложка из полиимида ( $\epsilon_r = 3.5$ ,  $\text{tg}\delta = 0.008$ ) толщиной 0.15 mm. Наружный и внутренний радиусы цилиндра 5 mm и 4.85 mm соответственно. Для обеспечения биосовместимости имплантата с биологической средой на антенну нанесен слой полимера (parlyen-C) толщиной 0.1 mm. Полный размер антенны: диаметр 10.2 mm и длина 17.2 mm. Для исследования влияния окружающей среды на условия согласования антенны со схемой питания в заданном частотном диапазоне проведено электродинамическое моделирование. На рис. 29 показаны разные условия расположения антенны в составе капсулы и результаты моделирования коэффициента отражения.

Для экспериментальной проверки качества работы капсулу с антенной, батареей и схемой обработки сигнала помещали в свиной фарш, свойства которого близки к свойствам реальной биологической ткани, что позволило успешно имитировать реальные условия работы имплантированной антенны. На рис. 29, с показано сравнение результатов электродинамического моделирования (с использованием пакета HFSS) и экспериментального





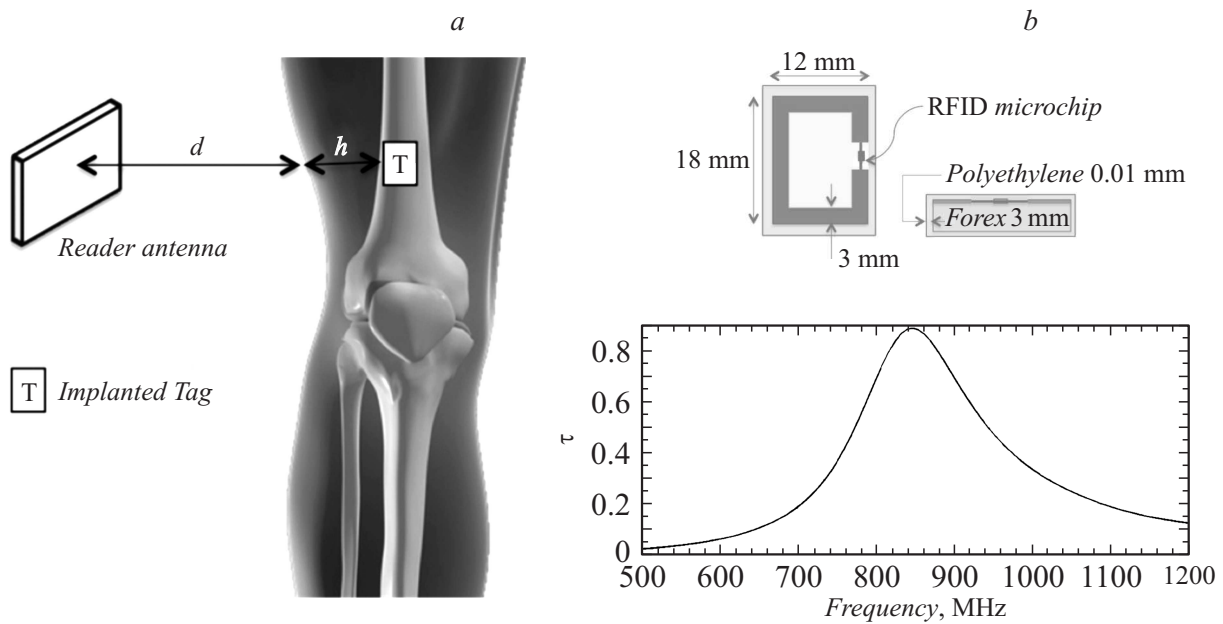
**Рис. 29.** Различные варианты исполнения антенны в капсуле (а): 1 — антенна, батарея и схема обработки сигнала в биологической среде, 2 — батарея и схема обработки сигнала экранированы проводящим слоем, 3 — батарея и схема обработки сигнала отделены от антенны условным вакуумным слоем, 4 — антенна без батареи и схемы обработки сигнала в биологической среде. Сравнение результатов расчета согласования для различных в осуществлении гибкой антенны (b). Сравнение результатов расчета и измерений (c).

исследования антенны. Получено удовлетворительное совпадение результатов расчета и эксперимента.

### 4.3. Многоступенчатая система связи с имплантированными датчиками

Прогресс в усовершенствовании миниатюрных беспроводных устройств расширяет возможности медицинской диагностики и терапии, что позволяет сохранить состояние здоровья человека благодаря получению внутренних характеристик организма с помощью электромагнитной маркировки и мониторинга. В частности, речь идет о мониторинге протезов, послеоперационных швов, состояния сосудов, контроля ортопедической фиксации и состояния искусственных суставов.

Отдельным направлением является разработка системы датчиков, имплантированных в конечности или протезы. В таких системах используются радиоволны, распространяющиеся через тело пациента и обеспечивающие РИД-связь между внешним считывателем и меткой, имплантированной в конечность в месте, где могут быть размещены ортопедические протезы. Ключевая идея заключается в том, что имеется возможность добавить элементы связи и получить возможность зондирования имплантированных биомедицинских устройств с целью получения подробной информации о модели устройства, ее производителе, имени хирурга и даты установки, а также для сбора данных о техническом состоянии устройства. Соответственно врачи и хирурги получают возможность отслеживать процесс перед операционным



**Рис. 30.** РИД-система, обеспечивающая связь с помощью радиоволн, распространяющихся через тело человека, между пассивными метками и бесконтактным считывателем (а):  $T$  — имплантированная метка; имплантированная метка с квадратной рамочной антенной и коэффициент передачи по мощности для метки, имплантированной в среду со свойствами мышечной ткани (б).

вмешательством и после него, тем самым уменьшая риск ошибки. Также важно контролировать состояние имплантата в процессе его использования в том числе в долгосрочной перспективе.

В [61] исследуются возможности прямых и обратных связей для РИД-меток в частотном диапазоне 860–960 МГц. Метки бесконтактно опрашиваются считывателем с целью сбора данных о физиологическом состоянии ортопедического протеза. Показатели качества РИД-канала, передающего информацию через тело человека, оцениваются с применением электромагнитного моделирования антропоморфного фантома, а также с помощью экспериментов с реальными РИД-связями, которые устанавливают номенклатуру метки и передают необходимую информацию. Полученные результаты позволяют предположить, что, используя современные возможности технологии РИД для конкретной метки (рамочная антенна) и антенны считывателя (SPIFA), можно получить стабильный канал связи на расстоянии до 10–35 см от поверхности тела с датчиками, имплантированными в конечности, в полном соответствии с ограничениями на уровень мощности воздействия электромагнитных колебаний.

На рис. 30, а показана РИД-система, обеспечивающая связь с помощью радиоволн, распространяющихся через тело человека, между пассивными метками и бесконтактным считывателем. Используются обозначения:  $d$  — расстояние между антенной считывателя и кожей пациента,  $h$  — расстояние между кожей пациента и имплантированной меткой. На рис. 30, б приведена

имплантированная метка с квадратной рамочной антенной ( $12 \times 18$  мм) на подложке Форекс ( $\epsilon_r = 2.3$ ,  $\text{tg}\delta = 2 \cdot 10^{-4}$ ), защищенная слоем полиэтилена. В рамку встроены микрочип, импеданс которого согласован с импедансом рамки. Здесь же представлены результаты моделирования коэффициента передачи по мощности для метки, имплантированной в среду со свойствами мышечной ткани ( $\epsilon_r = 43$ ,  $\text{tg}\delta = 14.5$  на частоте 870 МГц).

Планарная антенна считывателя типа СПИФА (Stacked Planar Inverted-F Antenna, SPIFA) размером  $13 \times 20$  см, выполненная на тефлоновой подложке (рис. 31, а), имеет линейную поляризацию и характеризуется коэффициентом усиления 4 дБ. Антенна работает в режиме опроса пассивной метки. Для меток используются разные расстояния, на которых они имплантируются: от 27 мм для локтевого сустава до  $10^7$  мм для бедра. Антенна считывателя располагается на расстоянии 90 мм от вертикальной плоскости, касательной к поверхности фантома.

Моделирование системы выполняется с использованием фантома, в который имплантируются метки. Используются четыре различных позиции установки меток: локоть, плечо, колено, бедро. Предполагается, что метка расположена непосредственно на кости. Моделирование частотной зависимости коэффициента передачи (transducer power gain, GT) и относительного коэффициента усиления, полученного при усреднении данных при круговом обходе объекта (round trip gain, GRT), выполнено для четырех объектов измерений: локоть, плечо, колено, бедро (рис. 32).

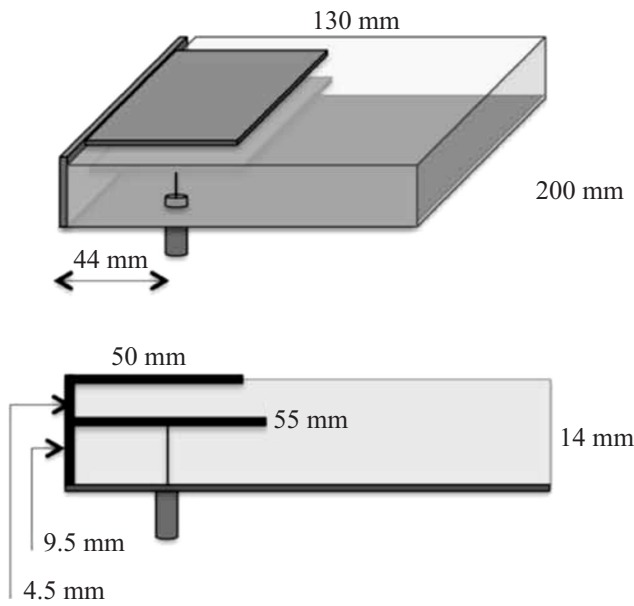


Рис. 31. Антенна считывателя SPIFA.

Для экспериментального исследования системы использовался фантом цилиндрической формы, выполненный из фрагмента бычьей кости, окруженного говяжьим фаршем с добавлением жира (35%). Результаты измерения параметра GT соответствуют результатам моделирования, расхождение составляет 2–4 dB. Эксперимент проведен также в условиях имитации протеза при использовании алюминиевой пластинки, помещенной на поверхность кости. Здесь расхождение с моделированием было также на уровне единиц dB.

В заключение рассмотрим применение различных по структуре и назначению антенн в составе достаточно сложной системы, предназначенной для сбора информации с биологического объекта, в частности, с человеческого мозга [6]. Обеспечение связи между мозгом человека и системой обработки полученной информации в компьютере — это относительно новая междисциплинарная область деятельности, которая привлекает большое внимание в последнее десятилетие. Разработка системы связи между мозгом и компьютерной системой имеет огромное значение для терапии людей, страдающих от патологических неврологических состояний, от травмы спинного мозга и инсультов [62]. Связь между мозгом и системой обработки также важна для реализации протезов, управляемых движением мысли пациента [63,64].

На рис. 33 показана общая схема системы связи между мозгом и компьютерной системой и отдельные ее компоненты. Расположение системы на голове испытуемого (пациента) приведено на рис. 33, а. Система в целом занимает объем порядка 1 см<sup>3</sup> и состоит из нескольких слоев, показанных на рис. 33, б. Отметим, что в состав системы входят две антенны: одна (передающая антенна), которая передает сигнал, сформированный в системе, на относительно удаленный считыватель, и другая (имплантированная антенна), которая собирает информацию с датчиков и передает сформированный сигнал на малое расстояние по биологической ткани к части системы, формирующей сигнал для передающей антенны. Имплантированная антенна представляет собой рамку размером 6.5 × 6.5 mm. На рис. 33, б показана решетка (8 × 8) электродов, имеющих непосредственный контакт с нервной тканью мозга. Электроды играют

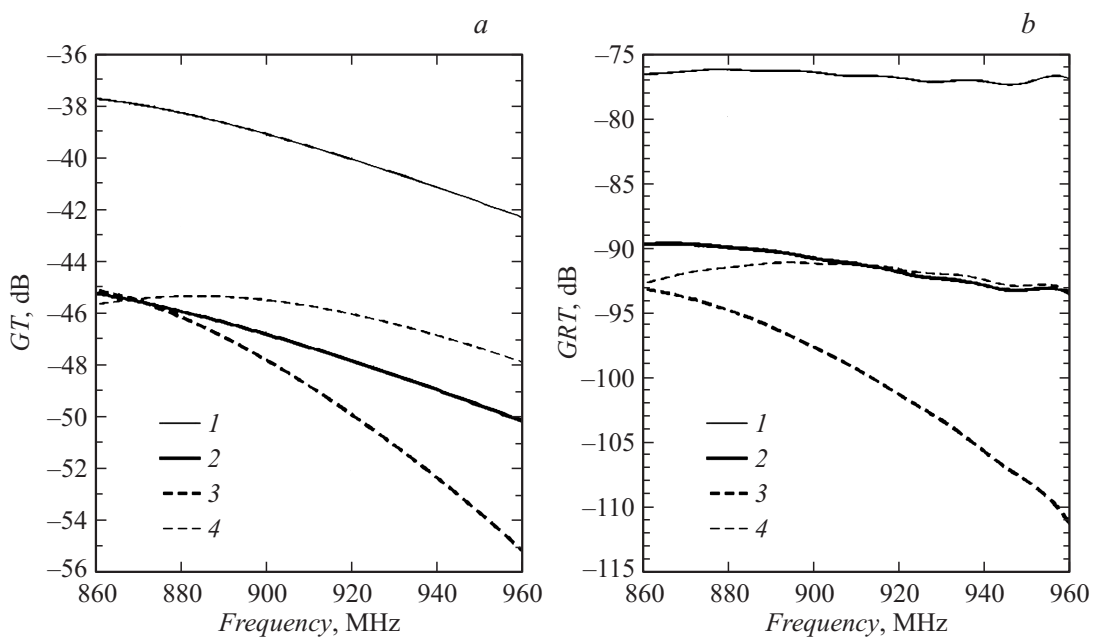
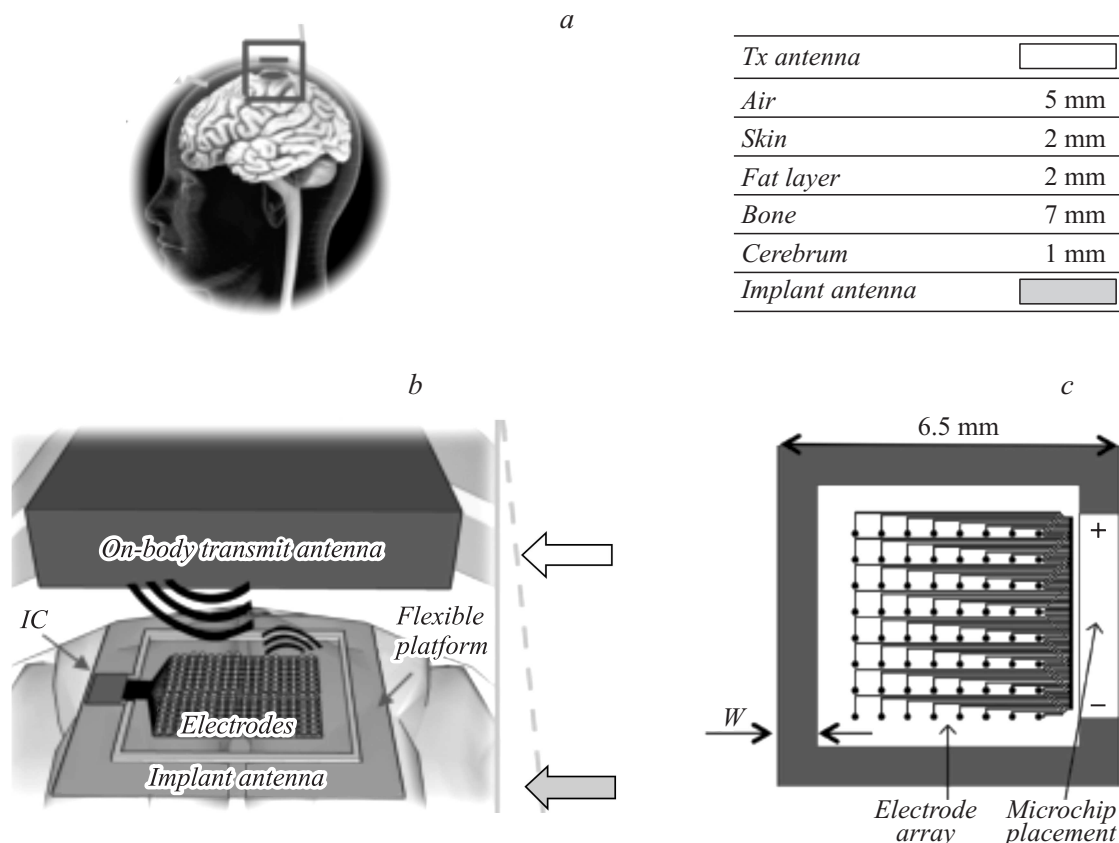


Рис. 32. Результаты моделирования частотной зависимости коэффициентов GT (a) и GRT (b) для меток внутри фантома: 1 — локоть, 2 — плечо, 3 — колено, 4 — бедро.



**Рис. 33.** Схема системы связи между мозгом и компьютерной системой и отдельные ее компоненты: расположение системы на голове пациента (a); система, содержащая две антенны: передающую, связанную с удаленным считывателем, и имплантированную, которая собирает информацию с датчиков (b); решетка электродов, имеющих непосредственный контакт с нервной тканью мозга (c).

роль датчиков, снимающих распределение электрического потенциала тканей мозга. На рисунке показана малогабаритная интегральная схема, преобразующая распределение электрического потенциала тканей мозга в сигнал для передающей антенны.

## Заключение

Настоящий обзор написан на основании материалов исследований ряда университетов европейских стран и США, а также практической реализации результатов исследований промышленными организациями. Основными направлениями исследований являются:

- электродинамический анализ распространения электромагнитного сигнала в многослойной биологической среде;
- разработка конструкций миниатюрных антенн для радиометок, предназначенных для беспроводной идентификации объектов в специфических условиях биологической среды;
- разработка гибких антенн, предназначенных для использования на теле человека или животных в целях

обеспечения безопасности в условиях дистанционного контроля;

— разработка высокоимпедансных поверхностей на основе метаматериалов для создания гибких малогабаритных печатных антенн;

— разработка систем радиочастотной идентификации, обеспечивающих беспроводную идентификацию объектов в специфических условиях биологической среды.

Значительная часть исследований выполнена авторами в рамках государственного задания Минобрнауки России (задание № 8.2579.2014/К): „Проведение научно-исследовательских работ (фундаментальных научных исследований, прикладных научных исследований и экспериментальных разработок)“. Материалы исследований опубликованы в российских и зарубежных изданиях [8,10,17,54,65].

Материалы исследований также представлены на всероссийской конференции: „Электроника и микрорелектроника СВЧ“, Санкт-Петербург (2014,2015) [www.mwelectronics.ru], и на международных симпозиумах: 1) Days on Diffraction, Saint Petersburg (2015) [www.pdmi.ras.ru], 2) The International Scientific Symposium „Sense. Enable. SPITSE“. The Symposium is the main annual event of the DAAD-supported Strategic Partnership

of Imenau University of Technology (Germany), St. Petersburg Electrotechnical University „LETI“ (Russia) and the National Research University „Moscow Power Engineering Institute“ [www.eltech.ru/spitse], а также на авторитетной Европейской конференции по технике СВЧ: EuMC — European Microwave Week [www.eumweek.com/conferences].

## Список литературы

- [1] *Finkenzeller K.* RFID Handbook Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification, and Near-field Communication, Third edition. John Wiley & Sons, Ltd., 2010. 480 p.
- [2] *Lin J.C.* Electromagnetic fields in biological systems. CRC Press, Taylor & Francis Group, London N.Y.: 2012. 458p.
- [3] *Hall P.S., Hao Y.* Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications. Artech House, Second Edition, 2012.
- [4] *Nikita K.S.* Handbook of Biomedical Telemetry. John Wiley & Sons, Ltd., 2014. 767 p.
- [5] *Якубов В.П.* и др. Радиоволновая томография: достижения и перспективы. Томск: Изд-во НТЛ, 2014.
- [6] *Moradi E., Koski K., Björninen T., Sydänheimo L., Rabaey J.M., Carmena J.M., Rahmat-Samii Y., Ukkonen L.* // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2014. Vol. 56. N 1. P. 271–291.
- [7] *Куттель Ч.* Введение в физику твердого тела / Пер. с англ. М.: Наука, 1978.
- [8] *Туральчук П.А., Вендик О.Г., Вендик И.Б.* // Письма в ЖТФ. 2015. Т. 41. № 6. С. 26–33.
- [9] *Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В.* Электромагнитные поля и волны. М.: Сов. радио, 1971.
- [10] *Вендик И.Б., Вендик О.Г.* // Сб. тр. конф. „Электроника и микроэлектроника СВЧ“. СПб.: 1–4 июня 2015. С. 42–46.
- [11] *Collin R.E.* Field Theory of Guided Waves. N.Y.: McGraw-Hill, 1960.
- [12] *Raknys R.* // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2005. Vol. 53. № 3. P. 898–907.
- [13] *Фок В.А.* Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. М.: Сов. радио, 1970. 520 с.
- [14] *Conway G.A., Scanlon W.G., Cotton S.L., Bentum M.J.* // 2010 URSI Intern. Symp. on Electromagnetic Theory. 2010. P. 332–333.
- [15] *Gabriel S., Lau R.W., Gabriel C.* // Physics in medicine and biology. 1996. Vol. 41. P. 2231–2249.
- [16] *Mavridis T., Petrillo L., Sarrazin J., Lautru D., Benlarbi-Delai A.* et al. // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62. N 3. P. 1372–1377.
- [17] *Плескачев В.В., Вендик И.Б., Вендик О.Г.* // Сб. тр. конф. „Электроника и микроэлектроника СВЧ“. СПб.: 1–4 июня 2015. С. 202–206.
- [18] AVIVO Mobile Patient Management [Электронный ресурс] // Corventis, Inc. 2009–2013. <http://www.corventis.com/int/products-international/avivo-mpm/how-it-works>.
- [19] *Libbus I., Manicka Y.D., Fogoros R.* Adherent cardiac monitor with advanced sensing capabilities. U.S. Patent 8460189. 2013.
- [20] *Borazio M., Laerhoven V.K.* // Proceedings of the 2nd ACM SIGHIT International Health Informatics Symposium. 2012. P. 71–80.
- [21] *Hoque E., Dickerson R.F., Stankovic J.A.* Wireless Health. ACM N.Y. 2010. P. 44–53.
- [22] *Liu J.J., Xu W., Huang M.C.* et al. // 2013 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom). 2013. P. 207–215.
- [23] *Abbate S., Avvenuti M., Corsini P.* et al. Monitoring of human movements for fall detection and activities recognition in elderly care using wireless sensor network: a survey InTech, N.Y., 2010.
- [24] *Park C., Liu J., Chou P.H.* // Information Processing in Sensor Networks. 2005. IPSN 2005. Fourth International Symposium on. 2005. P. 398–403.
- [25] *Hayashi Y., Livshits L., Caduff A.* et al. // J. Phys. D: Appl. Phys. 2003. Vol. 36. N 4. P. 369–374.
- [26] *Caduff A., Talary M.S., Mueller A.* et al. // Biosensors and Bioelectronics. 2009. Vol. 24. N 9. P. 2778–2784.
- [27] *Caduff A., Feldman Y.* Method and a Device for Measuring Glucose. U.S. Patent 7184810. 2007.
- [28] *Pandian P. S., Mohanavel K., Safeer K.P.* et al. // Medical engineering & physics. 2008. Vol. 30. N 4. P. 466–477.
- [29] *Karlsson J.S., Wiklund U., Berglin L.* et al. // Proceedings of International Workshop on Wearable Micro and Nanosystems for Personalised Health. 2008.
- [30] *Lee Y.D., Chung W.Y.* // Sensors and Actuators B: Chemical. 2009. Vol. 140. N 2. P. 390–395.
- [31] EnRhythm Pacemaker [Электронный ресурс] // Medtronic, Inc., 2015, URL: <http://www.medtronic.eu/your-health/bradycardia/device/our-pacemakers/enrhythm/index.htm>.
- [32] *Patrick J.F., Busby P.A., Gibson P.J.* // Trends in amplification. 2006. Vol. 10. N 4. P. 175–200.
- [33] *Humayun M.S., Weiland J.D., Fujii G.Y.* et al. // Vision research. 2003. Vol. 43. N 24. P. 2573–2581.
- [34] *Bourbakis N., Giakos G., Karargyris A.* // Imaging Systems and Techniques (IST). 2010. IEEE International Conference on. 2010. P. 1–6.
- [35] *Menciassi A., Quirini M., Dario P.* // Minimally Invasive Therapy & Allied Technologies. 2007. Vol. 16. N 2. P. 91–100.
- [36] *Rao S., Pandojirao S.P., Chiao J.C.* // Smart Nanosystems in Engineering and Medicine. 2012. Vol. 1. N 2. P. 38–51.
- [37] *Cao H., Rao S., Tang S.J.* et al. // Gastrointestinal endoscopy. 2013. Vol. 77. N 4. P. 649–653.
- [38] *Mohammed B.J., Abbosh A.M., Mustafa S.* et al. // Instrumentation and Measurement. IEEE Transactions on. 2014. Vol. 63. N 1. P. 117–123.
- [39] *Zhu S., Langley R.* // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57. N 4. P. 926–935.
- [40] *Kennedy T.F., Fink P.W., Chu A.W., Champagne N.J., Lin G.Y., Khayat M.A.* // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57. N 4. P. 910–918.
- [41] *Song L.* Stretchable and Reversibly Deformable Radio Frequency Antennas Based on Silver Nanowires / L. Song, A.C. Myers, J.J. Adams, Y. Zhu. ACS Appl. Mater. Interfaces. 2014. N 6. P. 4248–4253.
- [42] *Tsolis A., Whittow W.G.* et al. // Electronics. 2014. Vol. 3. P. 314–338.
- [43] *Jung-Sim R., Yong-Seung C., Jae-Hee L., Youndo T., Sangwook N., Tae J.K.* // IEEE Trans. on Antennas and Wireless Propagation Letters. 2010. Vol. 9. P. 803–806.
- [44] *Yang L., Rida A., Vyas R., Tentzeris M.M.* // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007. Vol. 55. N 12. Pt 2. P. 2894–2901.



- [45] *Agneessens S., Rogier H.* // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62. N 5. P. 2374–2381.
- [46] *Bashir S.* // A Doctoral Thesis, Loughborough University. 2009.
- [47] *Vallecchi A., Luis J.R., Capolino F., Flaviis F.* // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60. N 1. P. 51–62.
- [48] *Cos M.E., Alvarez Y., Hadarig R., Las-Heras F.* // Progress in Electromagnetics Research. 2010. Vol. 106. P. 349–362.
- [49] *Cos M.E., Las-Heras F.* // Hindawi Publishing Corporation, International Journal of Antennas and Propagation. 2012. Article ID 353821.
- [50] *Durgun A.C.* // Thesis for the Degree, Doctor of Philosophy, ARIZONA State University. 2013.
- [51] *Durgun A.C., Balanis C.A., Birtcher C.R.* // Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on. 2011. P. 1844–1847.
- [52] *Raad H.R., Abbosh A.I., Al-Rizzo H.M., Rucker D.G.* // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2013. Vol. 61. N 2. P. 524–531.
- [53] *Osepchuk J.M., Petersen R.C.* „Historical review of RF exposure standards and the International Committee on Electromagnetic Safety (ICES)“, Bioelectromagnetics. 2003. Vol. 24. N S6. P. S7–S16.
- [54] *Turalchuk P., Munina I., Derkach M., Vendik O., Vendik I.* // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2015. Vol. PP. N 99. P. 1–4.
- [55] *Liu C., Guo Y.X., Xiao S.* // IEEE Antennas Wireless Propagation Letters. 2012. Vol. 11. P. 1508–1511.
- [56] *Kiourti A., Nikita K.* // IEEE Antennas Propag. Magazine. 2012. Vol. 54. N 3. P. 210–228.
- [57] *Duan Z., Guo Y.X., Je M., Kwong D.L.* // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62. N 5. P. 2430–2439.
- [58] *Chien T.F., Cheng C.M., Yang H.C., Jiang J.W., Luo C.H.* // IEEE Antennas Wireless Propagation Letters. 2010. Vol. 9. P. 599–602.
- [59] *Xu L.J., Guo Y.X., Wu W.* // IEEE Antennas Wireless Propagation Letters. 2012. Vol. 11. P. 1564–1566.
- [60] *Merli F., Bolomey L., Zürcher J.F., Corradini G., Meurville E., Skrivervik A.K.* // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 2011. Vol. 59. N 10. P. 3544–3555.
- [61] *Lodato R., Lopresto V., Pinto R., Marrocco G.* // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62. N 10. P. 5298–5306.
- [62] *Mak J.N., Wolpaw J.R.* // IEEE Rev. Biomed. Eng. 2009. Vol. 2. P. 187–199.
- [63] *Nicolelis M.A.L.* // Nature. 2001. Vol. 409. P. 403–407.
- [64] *Koralek A. C., Jin X., Long H.J.D., Costa R.M., Carmena J.M.* // Nature. 2012. Vol. 483. P. 331–335.
- [65] *Яценко В.Н., Козлов Д.С., Вендик И.Б.* // Письма в ЖТФ. 2015. Т. 41. № 6. С.42–49.