

## СЕНСОРНЫЕ МИКРОСИСТЕМЫ С RFID ИДЕНТИФИКАЦИЕЙ

Колешко В.М., Полянская Е.В., Паутино А.А.

*Radio frequency identification systems (RFID systems) have already being widely used for a long time in different spheres from access control systems to goods and transport tracking systems. Combining surface acoustic wave (SAW) sensor with radio frequency identification system can result in wireless SAW sensor microsystem or in other words in wireless sensor. This research examines basic constructions of wireless SAW sensor microsystem, formulates its mathematical model and with the help of "RFID SAW Sensor" program computes operational parameters of wireless sensor.*

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В последнее время наблюдается развитие систем радиочастотной идентификации (RFID системы). Они нашли применение в торговле, наблюдении за людьми, контроле над товарами, транспортом, животными, в различных системах доступа и против терроризма [1-4]. Обычно RFID системы состоят из трех основных компонентов - ридера (считыватель), транспондера - пассивной или активной идентификационной (ИД) метки (тэга) и компьютерной системы обработки информации. Электромагнитный сигнал ридера возбуждает тэг, который в свою очередь посылает электромагнитный сигнал, содержащий идентификационную информацию, назад ридеру.

Все системы РЧ идентификации можно условно разделить на две группы: индуктивные и электромагнитные (ЭМ) [2].

В индуктивных системах РЧ идентификации передача энергии и данных осуществляется с использованием индуктивной связи. Рабочие частоты в таких системах лежат в пределах от сотни кГц до десятков МГц. Антенна ридера генерирует электромагнитное поле, которое вызывает напряжение в катушке тэга и снабжает микросхему тега энергией. В таких системах, как правило, используются плоские спиральные антенны. Для работы микросхемы тэга необходимо напряжение, равное примерно 5В. Передача данных от тэга к ридеру осуществляется на принципе модуляции сигнала ридера. Индуктивные пассивные RFID тэги позволяют передавать ридеру от 64 бит до нескольких килобайт информации. Пассивный тэг может быть обнаружен передающей антенной считывателя на расстояниях до 5 метров, активный до 30 м. Основным недостатком пассивных индуктивных RFID систем является маленькое расстояние считывания по сравнению с ЭМ, т.к. индукция магнитного поля убывает обратно пропорционально третьей степени расстояния от источника поля. Также недостатком таких систем является необходимость расположения тэгов под определенных углом к ридеру в пространстве. В зависимости от того, как «пассивные» теги размещаются относительно поляризации поля ридера, они могут считываться или не обнаруживаться вовсе. Оптимальная ориентация будет в случае, когда антенны тега и ридера параллельны друг другу.

В электромагнитных RFID системах для обмена информацией между ридером и тэгом, а в случае пассивных тэгов и для их питания, используются ЭМ волны. Рабочие частоты в таких системах лежат в диапазоне от 400 МГц до 10 ГГц и выше. Напряженность электрического поля ЭМ волны убывает обратно пропорционально первой степени расстояния, поэтому ЭМ RFID системы имеют большую дальность считыванию по сравнению с индуктивными. Достижимая дальность считывания для пассивных тэгов составляет от 0.5 до 12 метров, а для активных 100 метров и более. В ЭМ RFID системах, как правило, используются микрополосковые (планарные) антенны [5].

Объединение сенсора на поверхностных акустических волнах с системой радиочастотной идентификации позволяет получить беспроводную сенсорную систему [1,6,7].

Наиболее перспективным для беспроводных пассивных ПАВ сенсорных микросистем является ЭМ принцип обмена информацией, который позволяет реализовать большую дальность считывания и меньшую по сравнению с индуктивными системами зависимость эффективности считывания от взаимного расположения ридера и тэга в пространстве.

Пример конструкции беспроводной пассивной ПАВ сенсорной микросистемы представлен на рис. 1. Эта система состоит из ридера и беспроводной ПАВ сенсорной метки (ПАВ ретранслятора). ПАВ ретранслятор, представляющий собой «отражательную линию задержки», состоит из антенны, встречно-штыревого преобразователя (ВШП) и набора отражателей, расположенных на пьезоэлектрическом кристалле.

Принцип действия такой системы состоит в следующем: радиочастотный (РЧ) ЭМ опрашивающий сигнал принимается антенной пассивного ПАВ устройства (ПАВ ретранслятор). ВШП, соединенный с антенной, преобразует полученный сигнал в ПАВ посредством обратного пьезоэлектрического эффекта. ПАВ распространяется от ВШП в направлении отражателей, и затем обратно в направлении ВШП, где преобразуется в ЭМ сигнал, излучаемый назад к ридеру посредством антенны. Далее ответный сигнал, содержащий информацию о характеристиках распространения и влиянии внешних физических величин на звуковод ПАВ, обрабатывается на приемном конце. Идентификация меток может осуществляться путем расположения отражателей в определенной штрих-кодовой последовательности, либо путем изменения расстояния между ВШП и отражателями (изменение времени задержки прихода ответного сигнала).

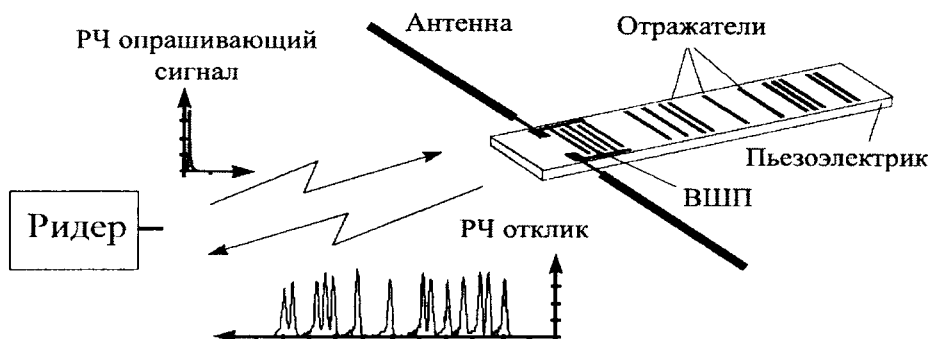


Рис. 1 – Беспроводная пассивная ПАВ сенсорная микросистема

Скорость опроса устройства превышает  $10^5/\text{с}$ . Отдельный опрос требует всего несколько микросекунд. Это делает систему особенно подходящей для быстро движущихся объектов.

## 2. ОСНОВНЫЕ КОНСТРУКЦИИ ПАВ РЕТРАНСЛЯТОРОВ

В большинстве сенсорных приложений измеряемая величина изменяет скорость ПАВ, воздействуя на упругие постоянные материала кристалла. Другие параметры, такие как концентрация газа или пара, напряжение или магнитное поле, радиация или взрывчатые вещества, могут быть измерены косвенно путем нанесения на кристалл слоя, чьи характеристики зависят от измеряемой величины; в результате ПАВ реагирует на изменение этих характеристик. В другом случае изменение  $\Delta y$  величины  $y_0$  приводит к изменению времени задержки  $\tau$  и/или частоты  $f$  ПАВ устройства. Линейные составляющие ряда Тэйлора обычно достаточно хорошо описывают эту ситуацию [7]

$$\Delta \tau(y_0) = \left. \frac{\partial \tau}{\partial y} \right|_{y=y_0} \Delta y =: \tau(y_0) S_y \Delta y, \quad (1)$$

$$\Delta f(y_0) = \left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{y=y_0} \Delta y =: -f(y_0) S_y \Delta y, \quad (2)$$

где  $S_y$  обозначает чувствительность по отношению к  $y$ . Примером такой чувствительности является линейный температурный коэффициент задержки (ТКЗ):

$$TKZ = S_T = \tau^{-1} \partial \tau / \partial T, \quad (3)$$

### 2.1. Отражательные линии задержки

Большинство ПАВ ИД меток и пассивных сенсоров проектируются по принципу отражательных линий задержки в соответствии с рис. 1. Так как ПАВ преодолевает расстояние между ВШП и отражателями дважды (ВШП-отражатель-ВШП) минимальное время отклика

(определяемое временем после которого затухают эхо сигналы) можно получить на половинном размере кристалла по сравнению с линией задержки на 2-х ВШП (ВШП-ВШП) [6].

Приложения идентификации требуют, чтобы каждая метка была уникально закодирована. Для этого каждая метка должна использовать уникальный набор отражателей. В самом простом варианте кодирование осуществляется посредством наличия/отсутствия отражателя (на каждом возможном месте расположения отражателя присутствие отражателя означает «1», а отсутствие «0»). С помощью 32 позиций возможно различить 232 метки.

Кодирование «наличие/отсутствие» уступает методу кодирования с помощью фазовой модуляции (ФМ). С помощью фазовой модуляции измеряют фазы разнесенных во времени ответных импульсов, а не их амплитуды в соответствии с рис. 2. Для заданной величины ошибки требуемое отношение сигнал-шум двоичной ФМ примерно на 6 дБ ниже, чем при кодировании «наличие/отсутствие» и требуемое расстояние можно соответственно сделать большим. Более высокие порядки метода ФМ, такие как квадратурная ФМ (КФМ) в соответствии с рис. 2, или 8-ФМ требуют меньше отражателей и поэтому меньше места на кристалле, но необходимое отношение сигнал-шум для заданного уровня ошибки возрастает со сложностью модуляции.

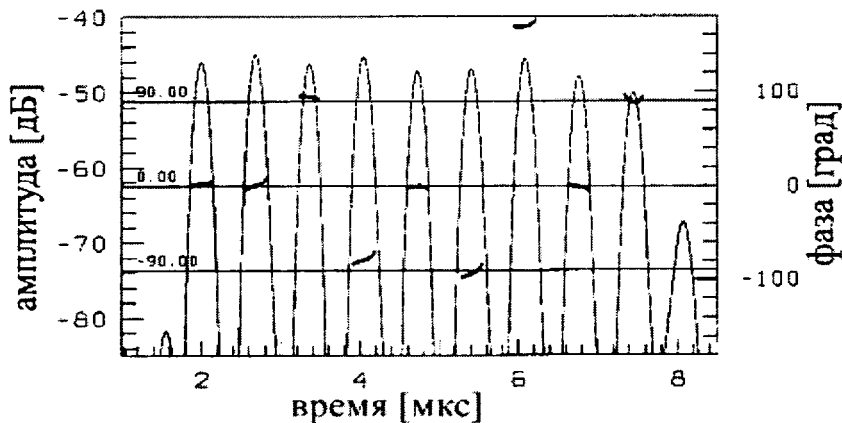


Рис. 2 – Измеренное время отклика 434 МГц ИД метки с КФМ.

Беспроводные ПАВ сенсоры требуют меньше отражателей, чем ИД метки, но фаза временного отклика должна определяться более точно. Сенсорный эффект, описанный с помощью (1) и (2), приводит к разнице временной задержки  $\Delta\tau_{2-1} := \Delta\tau_2 - \Delta\tau_1$  между двумя временными ответными импульсами:

$$\Delta\tau_{2-1} = [\tau_2(y_0)S_{y,2} - \tau_1(y_0)S_{y,1}] \Delta y. \quad (4)$$

Если, как обычно бывает, частотная полоса опрашивающего сигнала является поднабором рабочей полосы частот сенсорного элемента, ни центральная частота, ни полоса отклика сенсора не зависят от сенсорного эффекта. Отсюда, все сенсорные отклики могут детектироваться с помощью отдельной заданной частоты, после которой временные ответные импульсы имеют постоянную фазу. Поэтому, разрешение значительно увеличится, т.ч. разница фаз  $\Delta\varphi_{2-1}$  может быть точно определена во временной области:

$$\Delta\varphi_{2-1} = 2\pi f_0 \Delta\tau_{2-1} =: S_y^{DL} \Delta y. \quad (5)$$

Здесь, величина  $2\pi f_0 t$  соответствует количеству волновых серий в соответствующем пути распространения. С помощью (4) эффективная чувствительность отражательной линии задержки определяется как:

$$S_y^{DL} = 2\pi f_0 [\tau_2(y_0)S_{y,2} - \tau_1(y_0)S_{y,1}]. \quad (6)$$

Для пути распространения в 20 000 акустических длин волн ( $S_y^{DL} = 20000S_y$ ), на частотах 434 МГц и 2.4 ГГц необходимы времена задержки в 7.3 и 1.3 мкс, соответственно. Необходимо отметить, что в соответствие с (4) или чувствительность, или времена задержки в разностном виде должны различаться. Это достигается выбором подходящего материала или геометрии ПАВ сенсора.

## 2.2. Резонаторы

Также как с отражательными линиями задержки, к ПАВ резонаторам можно получить доступ с помощью опрашивающих РЧ импульсов в соответствии с рис. 3 [8,9]. РЧ импульс возбуждает резонаторы и полученная энергия вначале запасается в резонаторе. По прошествии некоторого времени резонатор затухает и освобождает запасенную энергию маленькими порциями на интервале времени, определяемом временем затухания. Последнее обратно пропорционально добротности нагрузки  $Q$ , которая также является числом волновых серий, запасенных в резонаторе, в соответствии с рис. 4.

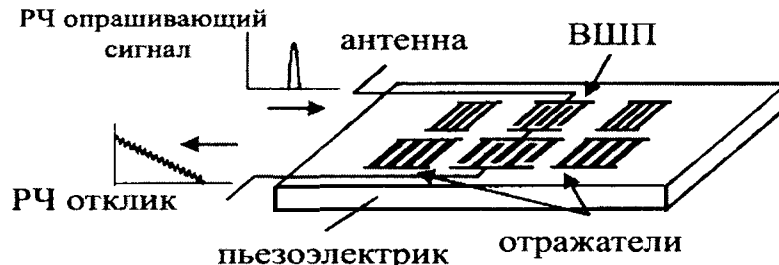


Рис. 3 – Схематическое изображение двух однопортовых ПАВ резонаторов, используемых в качестве пассивных сенсоров.

Для устранения опрашивающего сигнала и эхо сигналов первые 1 или 2 мкс отклика сенсора блокируются во временной области. В первом приближении это уменьшает энергию сигнала, но не  $Q$ . После последующего Фурье преобразования или другого подходящего алгоритма пики в частотной области измеряются для получения сенсорной информации в соответствии с рис. 4б.

Как и в случае с линиями задержки, обычно используют разностные схемы и избегают вычислять абсолютные значения. Следуя аналогии с линиями задержки, получается следующая эффективная чувствительность конфигурации резонатора:

$$S_y^R = -2[Q_2(y_0)S_{y,2} - Q_1(y_0)S_{y,1}]. \quad (7)$$

Чувствительность зависит от параметров материала  $S_y$  и количества запасенных волновых серий ( $Q_{(1,2)}$ ). Разрешение значительно улучшается путем определения соответствующей разности фаз в частотной области.

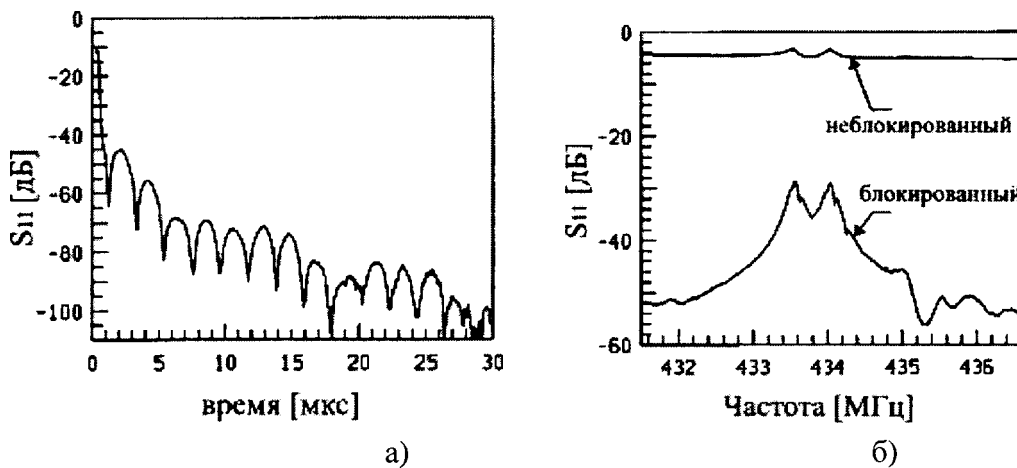


Рис. 4 – Измеренные характеристики ПАВ сенсора, включающего 2 однопортовых резонатора: а) временной отклик, б) частотный отклик

На частотах 434 МГц и 2.4 ГГц ПАВ резонаторы проявляют добротность  $Q$  равную 10 000 и 1500...3000, соответственно. Результирующие чувствительности  $S_y^R = 20\,000 S_y$  и 3000...6000  $S_y$ , соответственно, согласуются с чувствительностями длинных линий задержки. Однако, достигаются значительно меньшие размеры кристалла.

## 2.3. Сенсоры импеданса

Классические сенсоры с изменяющимся импедансом могут считываться беспроводным способом при объединении их с ПАВ ретрансляторами. В этом случае ВШП, нагружен-

ный внешним сенсором, играет роль отражателя. Измеряемая величина меняет импеданс нагрузки, и это в свою очередь изменяет акустические отражательные параметры ВШП в соответствии с рис. 5. В частности, акустическая отражательная способность ВШП изменяется от почти «1» для разомкнутой цепи до почти нуля для короткозамкнутой цепи.

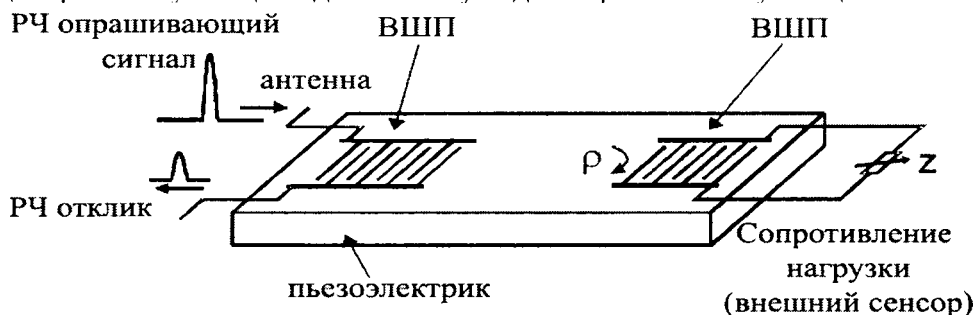


Рис. 5 – Схематическое изображение пассивного ПАВ устройства соединенного с внешним классическим сенсором

#### 2.4. Активный ПАВ ретранслятор

Активный ПАВ ретранслятор отличается от пассивного наличием у него источника питания и схемы усиления сигнала в соответствии с рис. 6.



Рис. 6 - Схематическое изображение активного ПАВ ретранслятора

Принцип действия активного ПАВ ретранслятора такой же как и у пассивного, за исключением того, что ПАВ отражается от ВШП с определенной конфигурацией электродов, а не от отражательных полосок. Также, за счет наличия источника питания отраженная ПАВ имеет значительно больший потенциал по сравнению с проходящей и соответственно переносит большую мощность.

Идентификация активных ПАВ ретрансляторов может осуществляться путем расположения электродов отражательного ВШП в определенной штрих-кодовой последовательности, либо путем изменения расстояния между двумя ВШП (изменение времени задержки прихода ответного сигнала).

Дальность считывания активного ПАВ ретранслятора с 10 Вт источником питания может достигать 5 км.

### 3. ПАВ РЕТРАНСЛЯТОР В РЕЖИМАХ ПРИЕМА И ИЗЛУЧЕНИЯ

Функционирование такого ПАВ ретранслятора можно представить в виде двух последовательных процессов: прием ЭМ волны и преобразование её в ПАВ (ПАВ ретранслятора в режиме приема) и преобразование ПАВ в ЭМ волну, распространяющуюся от ретранслятора (ПАВ ретранслятор в режиме излучения).

#### 3.1. ПАВ ретранслятор в режиме приема

ПАВ ретранслятор в режиме приема можно представить в виде электрической схемы в соответствии с рис. 7.

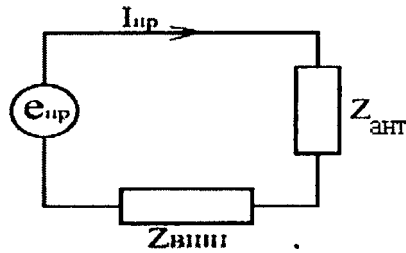


Рис. 7 – Электрическая схема ПАВ ретранслятора в режиме приема

$Z_{ант}$  и  $Z_{ВШП}$  представляют собой полное входное сопротивление антенны и полное сопротивление ВШП ПАВ ретранслятора, соответственно,  $e_{np}$  и  $I_{np}$  – ЭДС и ток, наводимые ЭМ волной в ПАВ ретрансляторе в режиме приема,

Амплитудное значение силы тока на входе антенны ПАВ ретранслятора при приеме плоской волны с направления  $\theta, \varphi$  определяется выражением [10]:

$$I_{np} = \frac{\lambda \cdot E_{np}}{\pi \cdot (Z_{ВШП} + Z_{ант})} \cdot \sqrt{\frac{R_{\Sigma ант} \cdot D_{ант}}{120}} \cdot F_{ант}(\theta, \varphi), \quad (8)$$

где  $\lambda$  – длина волны принимаемого антенной ЭМ излучения;

$E_{np}$  – напряженность электрического поля плоской волны, падающей на ПАВ ретранслятор, при его работе в режиме приема;

$R_{\Sigma ант}$  – сопротивление излучения антенны ПАВ ретранслятора;

$D_{ант}$  – коэффициент направленного действия (КНД) антенны ПАВ ретранслятора;

$F_{ант}(\theta, \varphi)$  – нормированная диаграмма направленности (ДН) антенны ПАВ ретранслятора;

Напряженность электрического поля волны, создаваемой излучающей антенной на расстоянии  $r$ , определяется выражением:

$$E = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{\rho \cdot P_{\Sigma} \cdot D}{2\pi}} \cdot F(\varphi, \theta), \quad (9)$$

где  $\rho$  – волновое (характеристическое) сопротивление свободного пространства (377 Ом);

$P_{\Sigma}$  – мощность, излучаемая антенной;

$D$  – КНД антенны;

$F(\theta, \varphi)$  – нормированная ДН антенны;

Полная мощность  $P$ , подводимая к антенне, представляет собой сумму мощности излучения  $P_{\Sigma}$  и мощности  $P_n$ , теряемой на тепло (нагревание элементов антенны).

Коэффициент полезного действия (КПД) антенны в этом случае будет

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_n + P_{\Sigma}} = \frac{R_{\Sigma}}{R_n + R_{\Sigma}} = \frac{R_{\Sigma}}{R_{вх}}, \quad (10)$$

где  $R_n$  и  $R_{\Sigma}$  – сопротивления потерь на нагревание и излучения ЭМ волны антенны, соответственно;

$R_{вх}$  – входное сопротивление антенны;

Коэффициент усиления (КУ) антенны представляет собой произведение КПД и КНД [10]

$$G = D \cdot \eta. \quad (11)$$

Для случая, когда ПАВ ретранслятор находится в направлении максимального излучения антенны ридера (нормированная ДН ридера равна «1»), ридер находится в направлении максимального излучения ПАВ ретранслятора (нормированная ДН ПАВ ретранслятора,  $F_{ант}(\theta, \varphi) = 1$ ), а также с учетом выражений (10) и (11) выражения (8) и (9) можно переписать в следующем виде:

$$I_{np} = \frac{\lambda \cdot E_{np}}{\pi \cdot (Z_{ВШП} + Z_{ант})} \cdot \sqrt{\frac{G_{ант} \cdot R_{ант}}{120}}, \quad (12)$$

$$E_{np} = \frac{1}{r_{ант}} \sqrt{\frac{\rho \cdot P_p \cdot G_p}{2\pi}}, \quad (13)$$

где  $G_{ант}$  – КУ антенны ПАВ ретранслятора;

$R_{ант}$  – входное сопротивление антенны ПАВ ретранслятора;

$r_{ант}$  – расстояние от ридера до ПАВ ретранслятора;

$P_p$  – полная мощность, подводимая к антенне ридера;

$G_p$  – КУ антенны ридера;

Максимальное значение силы тока в ПАВ ретрансляторе будет в случае, когда полное входное сопротивление антенны и сопротивление ВШП комплексно сопряжены, т.е.

$$\begin{cases} R_{ант} = R_{ВШП}, \\ X_{ант} = -X_{ВШП}, \end{cases} \quad (14)$$

где  $R_{ВШП}$  – активная составляющая полного сопротивления ВШП;

$X_{ант}$  и  $X_{ВШП}$  – реактивные составляющие полного входного сопротивления антенны и сопротивления ВШП, соответственно.

Выражение (12) для этого случая можно записать в следующем виде:

$$I_{np} = \frac{\lambda \cdot E_{np}}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{G_{ант}}{30 \cdot R_{ант}}}. \quad (15)$$

Падение напряжения на ВШП в соответствии с законом Ома для участка цепи определяется выражением:

$$U_{ВШП} = Z_{ВШП} \cdot I_{np}, \quad (16)$$

Электрический потенциал 2-х ПАВ волн распространяющихся в обе стороны от ВШП ПАВ ретранслятора при приложении к нему разности потенциалов  $U_{ВШП}$  в соответствии с методом функции Грина в электростатической аппроксимации определяется выражением:

$$\varphi_{np}(\omega) = j \cdot \Gamma_s \cdot U_{ВШП} \cdot \bar{\rho}_\epsilon(k_0) \cdot \exp\left(-\frac{1}{2} j \cdot k_0 \cdot L\right), \quad (17)$$

где  $\omega$  – циклическая частота;

$j$  – мнимая единица;

$\Gamma_s$  – константа, характеризующая материал пьезоэлектрического звукопровода ПАВ;

$\bar{\rho}_\epsilon(k_0)$  – Фурье преобразование от электростатической плотности зарядов на электродах ВШП при единичном приложенном напряжении;

$k_0$  – волновое число для свободной поверхности пьезоэлектрического звукопровода ПАВ;

$L$  – длина ВШП.

### 3.2. ПАВ ретранслятор в режиме излучения

Пусть на ВШП ПАВ ретранслятора с одной из сторон падает поверхностная акустическая волна с электрическим потенциалом  $\varphi_{из}(\omega)$ . Мощность, переносимая такой волной в соответствии с методом функции Грина в электростатическом приближении, определяется выражением [10]:

$$P_s = \frac{\omega \cdot W \cdot |\varphi_{из}|^2}{4\Gamma_s}, \quad (18)$$

где  $W$  – апертура ВШП ПАВ ретранслятора.

Коэффициент передачи по мощности, т.е. отношение мощности, выделяемой на антенне ПАВ ретранслятора, к мощности ПАВ, падающей на ВШП, в соответствии с методом функции Грина в электростатическом приближении определяется выражением:

$$C(\omega) = \frac{2G_{ВШП} G_{ант}}{|Y_{ВШП} + Y_{ант}|^2}, \quad (19)$$

где  $G_{ВШП}$  и  $G_{ант}$  – активные составляющие проводимости ВШП и антенны ПАВ ретранслятора, соответственно;

$Y_{ВШП}$  и  $Y_{ант}$  – полные проводимости ВШП и антенны ПАВ ретранслятора, соответственно.

Проанализировав выражения (19) можно сделать вывод, что коэффициент передачи по мощности  $C(\omega)$  принимает максимальное значение равное 0.5 в случае, когда ВШП ПАВ ретранслятора электрически согласован с антенной, т.е.  $Y_{ВШП}$  и  $Y_{ант}$  комплексно сопряжены.

Таким образом, мощность, выделяемую на антенне ПАВ ретранслятора, можно записать в следующем виде:

$$P_a = C(\omega) \cdot P_s = \frac{\omega \cdot W \cdot |\Phi_{из}|^2}{4\Gamma_s} \cdot \frac{2G_{ВШП} G_{ант}}{|Y_{ВШП} + Y_{ант}|^2}, \quad (20)$$

Мощность, излучаемая антенной в пространство, представляет собой произведение мощности, выделяемой на антенне, умноженной на КПД антенны ПАВ ретранслятора:

$$P_{из} = P_a \cdot \eta_a. \quad (21)$$

### 3.3. Проводимость ВШП ПАВ ретранслятора

В рамках метода функции Грина в квазистатическом приближении проводимость ВШП можно представить эквивалентной электрической схемой в соответствии с рис. 8.

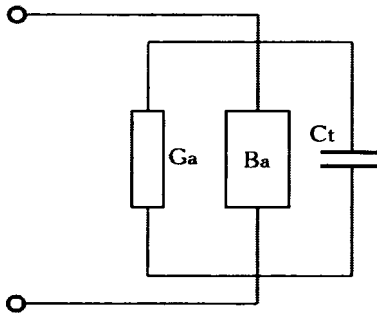


Рис. 8 – Эквивалентная электрическая схема ВШП

Полная проводимость ВШП в рамках метода функции Грина в электростатическом приближении будет определяться выражением:

$$Y_t(\omega) = G_a(\omega) + jB_a(\omega) + j\omega C_t, \quad (22)$$

где  $G_a(\omega)$  – действительная часть вклада проводимости преобразователя, обусловленная акустической поверхностной плотностью зарядов;

$B_a(\omega)$  – мнимая часть вклада проводимости преобразователя, обусловленная акустической поверхностной плотностью зарядов;

$C_t$  – статическая емкость преобразователя;

Для неаподизованного ВШП величины, входящие в выражение (22), могут быть представлены в виде:

$$\begin{aligned} C_t &= W \sum_n \hat{P}_n \int \rho_e(x) dx, \\ G_a(\omega) &= \omega W \Gamma_s |\bar{\rho}_e(k_0)|^2, \\ B_a(\omega) &= -G_a(\omega) * \frac{1}{\pi\omega} = -\int_{-\infty}^{\infty} G_a(\omega - \omega') \cdot \frac{1}{\pi\omega} d\omega', \end{aligned} \quad (23)$$

где  $\rho_e(x)$  – электростатическая плотность зарядов на электродах при единичном приложенном напряжении;

$P_n$  – равен «1» для электродов, подключенных к одной шине ВШП, и «0» для электродов, подключенных к другой шине ВШП;

$\bar{\rho}_e(k_0)$  – Фурье преобразование от электростатической плотности зарядов на электродах при единичном приложенном напряжении.



Зависимость комплексной проводимости неаподизованного ВШП от частоты представлена на рис. 9.

Зависимость активной и реактивной составляющих проводимости различных ВШП от их центральных частот (частота с максимальным значением  $G_a$ ) представлена на рис. 10. Эта зависимость позволяет примерно оценить проводимость ВШП для рабочей частоты ПАВ ретранслятора.

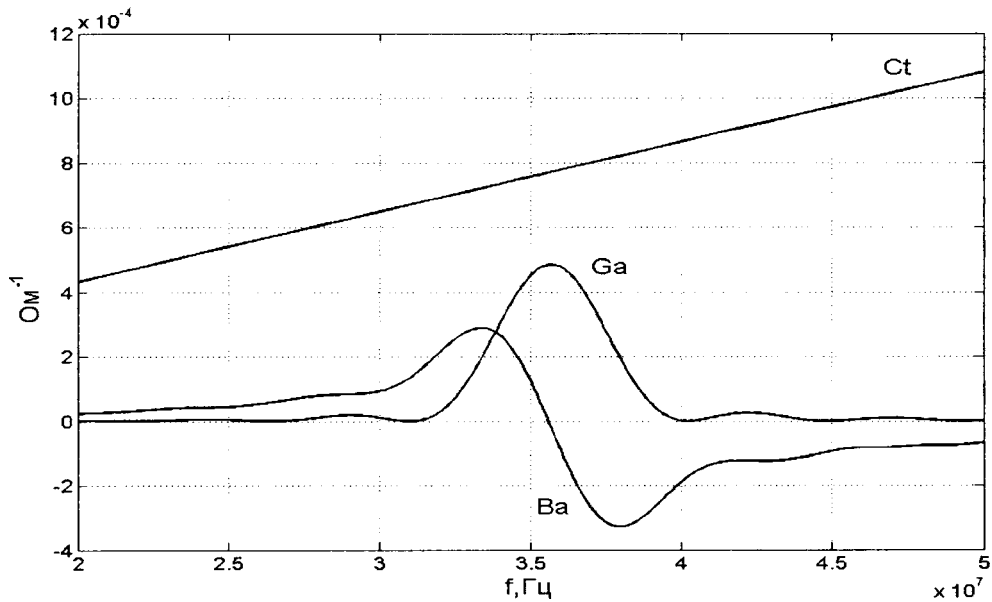


Рис. 9 – Комплексная проводимость неаподизованного 16 электродного ВШП (параметры ВШП: ширина электродов  $a = 29.31$  мкм; период  $d = 54.63$  мкм; апертура  $W = 844.9$  мкм)

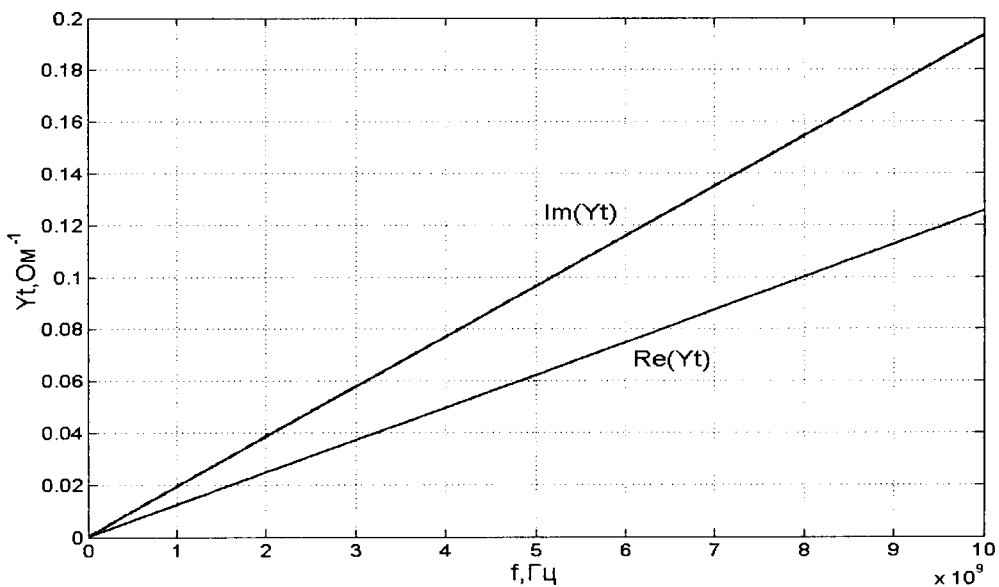


Рис. 10 – Зависимость действительной и мнимой части комплексной проводимости неаподизованного ВШП от его центральной частоты (апертура ВШП  $W = 844.9$  мкм)

#### 4. БЕСПРОВОДНАЯ ПАВ СЕНСОРНАЯ МИКРОСИСТЕМА

Рассмотрим беспроводную пассивную ПАВ сенсорную микросистему с рабочей частотой 2.4 ГГц и конструкцией ПАВ ретранслятора - «отражательная линия задержки» (см. рис. 1).

В качестве материала подложки возьмем  $128^{\circ}\text{LiNbO}_3$ , имеющий относительную диэлектрическую проницаемость  $\epsilon = 57.1$  и скорость ПАВ на свободной и металлизированной поверхностях  $V_0 = 3890$  м/с и  $V_m = 3875$  м/с, соответственно. Константа  $\Gamma_s$  для такого звукопровода равна  $5.56 \cdot 10^7$ .

На лицевой стороне подложки будет располагаться микрополосковая (patch) антенна и неаподизованный ВШП, один конец которого будет соединен с антенной в точке питания, а другой со сплошной металлизированной поверхностью на обратной стороне подложки («земля»).

Возьмем ВШП, содержащий четыре электрода. Коэффициенты усиления антенны ридера и ПАВ ретранслятора  $G_p$  и  $G_{ant}$ , соответственно, примем равными 8 дБи, т.е. примерно 6.3 раза. Входное сопротивление антенн ПАВ ретранслятора и ридера примем равным 50 Ом. Допустим также, что ридер излучает ЭМ импульс мощностью  $P_p = 10$  Вт.

Для определения параметров функционирования описанной выше системы была разработана программа «RFID SAW Sensor» в программном пакете Matlab 6.0. Результаты представлены в таблице 1. Зависимость коэффициента ослабления по мощности, представляющего собой отношение мощности, принятой ридером от ПАВ ретранслятора, к мощности опрашивающего сигнала, излученного ридером, представлена на рис. 11.

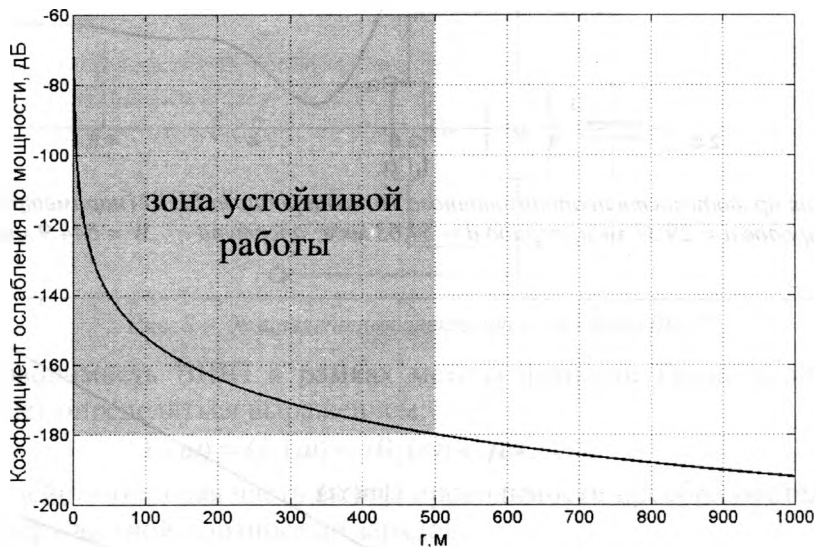


Рис. 11 – Зависимость коэффициента ослабления по мощности от расстояния считывания

Максимальную дальность считывания системы можно приблизительно оценить зная шумовую ЭДС в антенне ридера, принимающего РЧ отклик от ПАВ ретранслятора.

Шумовая ЭДС, возникающая в антенне, определяется выражением [10]:

$$\left| \bar{e}_\omega \right|^2 = \frac{2}{\pi} (R_\Sigma \cdot k \cdot T_A^0 + R_{n.a.} \cdot k \cdot T_0), \quad (24)$$

где  $\bar{e}_\omega$  – шумовая ЭДС антенны;

$R_\Sigma$  – сопротивление излучения антенны;

$k$  – постоянная Больцмана;

$T_A^0$  – шумовая температура антенны;

$R_{n.a.}$  – сопротивление потерь антенны;

$T_0$  – температура материала антенны.

Таблица 1 – Основные параметры функционирования 2.4 ГГц беспроводной пассивной ПАВ сенсорной микросистемы

Материал подложки ПАВ ретранслятора	128 <sup>0</sup> LiNbO <sub>3</sub>	
Рабочая частота ПАВ ретранслятора, $f$	2.4 ГГц	
Мощность, излучаемая ридером, $P_p$	10 Вт	
Коэффициенты усиления антенны ПАВ ретранслятора, $G_{ант}$	6.3 (8 дБи)	
Коэффициенты усиления антенны ридера, $G_p$	6.3 (8 дБи)	
Входное сопротивление антенны ПАВ ретранслятора, $R_{ант}$	50 Ом	
Входное сопротивление антенны ридера, $R_p$	50 Ом	
Расстояние между ридером и ПАВ ретранслятором, $r_{ант}$	10 м	500 м
Ширина электрода ВШП, $a$	0.433 мкм	
Период ВШП, $d$	0.808 мкм	
Апертура ВШП, $W$	844.9 мкм	
Проводимость 4-х электродного ВШП, $Y_{ВШП}$	0.0017 - 0.0127 Ом <sup>-1</sup>	
Модуль Фурье преобразования от электростатической плотности зарядов на электродах ВШП при единичном приложенном напряжении, $\bar{\rho}_e(k_0)$	5.7596·10 <sup>-10</sup> Кл/м	
Напряженность электрической составляющей ЭМ волны на расстоянии $r_{ант} = 10$ м, $E_{нр}$	6.1482 В/м	0.1230 В/м
Сила тока в цепи ПАВ ретранслятора, возбуждаемая ридером, $I_{нр}$	0.0025 - 0.0032 А	4.97·10 <sup>-5</sup> - 6.37·10 <sup>-5</sup> А
Напряжение, возбуждаемое на ВШП ридером, $U_{ВШП}$	0.2721 + 0.1592	0.0054 + 0.0032 В
Электрический потенциал ПАВ, возбуждаемый ридером, $\varphi_{нр}$	0.0871 + 0.0510	0.0017 + 0.0010 В
Мощность, излучаемая антенной ПАВ ретранслятора ридеру, $P_{из}$	1.5702 мкВт	6.281·10 <sup>-10</sup> Вт
Сила тока, наводимая ПАВ ретранслятором в ридере, $I_p$	1.5706 мкА	6.2823·10 <sup>-10</sup> А
Мощность, выделяемая ПАВ ретранслятором в нагрузку ридера, $P_{возв}$	6.1668·10 <sup>-11</sup> Вт	9.8669·10 <sup>-18</sup> Вт
Коэффициент ослабления по мощности, $K_p$	-112 дБ	-180 дБ

Для коэффициента сигнал-шум в антенне ридера, равном 100, максимальное расстояние взаимодействия ридера и ПАВ ретранслятора составит  $r_{max} \approx 500$  м (см. рис. 11).

## 5. ВЫВОДЫ

1. Для моделирования и расчета параметров сенсорных микросхем на ПАВ и функционирования ПАВ сенсорной метки (ПАВ-ретранслятора) с помощью метода функции Грина разработана программа “RFID SAW Sensor” в программном пакете Matlab 6.0.

2. Для беспроводных пассивных ПАВ сенсорных идентификационных меток были проведены исследования параметров функционирования 2,4 ГГц ПАВ ретранслятора. Напряжение, возбуждаемое на ВШП ПАВ ретрансляторе ридера, излучающим 10 Вт, на расстоянии 10 м составило примерно 0,3 В по модулю. Электрический потенциал ПАВ в ретрансляторе составил 0,1 В. Сила тока в ридере, наводимая откликом ПАВ ретранслятора, составила при-

мерно 1, 58 мкА. Коэффициент ослабления по мощности составил минус 112 дБ. Максимальное расстояние взаимодействия с ридером составило 500 м.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Колешко В.М., Карякин Ю.Д. Микросистема дистанционного обнаружения опасных веществ // Доклады 4-я Международная конференция “Обработка информации и управление в чрезвычайных и экстремальных ситуациях”. – Мн.: 2004, с.35-39
2. The Association of the Automatic Identification and Data Capture Industry. «Draft Paper on the Characteristics of RFID-Systems»/ AIM Inc. Frequency Forum White Paper, July 2000.
3. Колешко В.М., Карякин Ю.Д., Чашинский А.С. “Электронный нос” для дистанционного обнаружения взрывчатых веществ // Доклады БГУИР «Электроника, материалы, технологии, информатика». – Мн.: № 5, 2004, с. 44-45
4. Колешко В.М., Карякин Ю.Д. Мультипроцессорная микросистема дистанционного обнаружения взрывчатых и наркотических веществ. Сб. «Теоретическая и прикладная механика», вып. 18. – Мн.:, 2005, с.79-84
5. В. Калинин, А.Курушин. Планарные антенны сотовых телефонов/Chip News, #7, 2001.
6. Wolf-Eckhart Bulst, Gerhard Fischerauer, and Leonhard Reindl. «State of the Art in Wireless Sensing with Surface Acoustic Waves»/ IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 48, № 2, April 2001.
7. Колешко В.М., Баркалин В.В., Полюнкова Е.В. Управление акустическим полем в микроэлектромеханических сенсорных системах // Машиностроение: Сб. научных трудов, вып. 16. – Мн.: УП Технопринт, 2000, с.66-72
8. Колешко В.М., Мешков Ю.В. Микроэлектронные преобразователи на поверхностных акустических волнах. – М.: Электроника, 1985, 185 с.
9. W. Buff, F. Plath, O. Schmeckebier, M. Rusko, T. Vandahl, H. Luck, and F. Moller, “Remote sensor system using passive SAW sensors,” in Proc. 1994 IEEE Ultrasonics Symp., pp. 585–588.
10. Юрцев О.А. Элементы общей теории антенн. Ч.1: Методическое пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студентов специальности «Радиотехника». В 3-х частях. – Мн.: БГУИР, 1997. – 77с.
11. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах.-М.: Радио и связь., 1990.-416с.