

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕМЕНТ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ С ЗЕРКАЛЬНОЙ ТОПОЛОГИЕЙ

Предлагается новое топологическое решение для чувствительных элементов датчиков на поверхностных акустических волнах. При синтезе запросных сигналов и топологии устройства используются два критерия – минимум потерь энергии при преобразовании сигнала и максимум чувствительности.

Введение

Основным источником информации для систем управления, и навигации являются датчики, измеряющие физические величины – ускорение, скорость, дальность, давление, температуру и др. В свою очередь, основным элементом датчика, определяющим его потребительские свойства, является чувствительный элемент. Принцип действия многих датчиков (например, акселерометров, микромеханических датчиков угловой скорости, датчиков давления) основан на измерении относительной деформации упругого элемента. В данной работе предлагается принципиально новый подход к созданию не только чувствительных элементов датчиков, но и всей системы дистанционного (беспроводного) измерения физических величин.

Одним из перспективных направлений при создании навигационных датчиков является использование пьезоэффекта и, в частности, поверхностных акустических волн (ПАВ). Наиболее значимые результаты получены при разработке акселерометров на ПАВ [1]. Ведутся работы по созданию полностью твердотельного датчика угловой скорости на ПАВ. Основным применением пассивных беспроводных датчиков являются объекты, находящиеся под значительными внешними воздействиями – высокими или низкими температурами, при высоком уровне радиации. Например, в США [2] ведутся работы по дистанционному измерению параметров (мониторингу) и управлению динамическими объектами в космосе.

Можно выделить два конкурирующих направления, развивающихся в области создания систем дистанционного мониторинга – системы, использующие полупроводниковые датчики, и системы на основе датчиков, реализующих принципы функциональной электроники. Основным недостатком пассивных беспроводных датчиков с использованием полупроводниковых элементов явля-

Анцев Иван Георгиевич. Исполнительный директор ОАО «НПП «Радар ммс» (С.-Петербург).

Богословский Сергей Владимирович. Доктор технических наук, профессор зам. директора НПК ММСН ОАО «НПП «Радар ммс». Действительный член Международной общественной организации «Академия навигации и управления движением».

Сапожников Геннадий Анатольевич. Доктор технических наук, профессор, зам. генерального директора – генерального конструктора ОАО «НПП «Радар ммс». Действительный член Международной общественной организации «Академия навигации и управления движением».

Статья по докладу на XIX Санкт-Петербургской международной конференции по интегрированным навигационным системам.

ется, как правило, необходимость накопления энергии и недостаточная стойкость к внешним воздействующим факторам, в частности, к радиации и температуре. Вследствие этого все большее внимание уделяется датчикам на основе динамических неоднородностей и особенно датчикам на ПАВ и объемных акустических волнах (ОАВ) [2, 3].

Новые возможности создания эффективных систем дистанционного мониторинга, в том числе динамических объектов, открываются в связи с увеличением дальности действия пассивных беспроводных датчиков на основе поверхностных акустических волн. Если полупроводниковые устройства имеют дальность действия не более 10 м, то их аналоги на ПАВ потенциально могут превосходить своих конкурентов на порядок по данному параметру.

К преимуществам ПАВ датчиков следует отнести:

1. Отсутствие проводов – ПАВ датчик может быть выполнен по планарной технологии в едином технологическом цикле на одной пьезоплате.

2. Большая дальность действия.

3. Отсутствие элементов питания (батареек).

4. Большой срок службы (более 25 лет).

5. Возможность работы в широком диапазоне температур. В зависимости от применяемых материалов диапазон рабочих температур может находиться практически в любой части интервала от минус 196 до 1000 °С (для лангаситов, лангитатов).

6. Высокая прочность к действию радиации (до 100 крад).

7. Высокая стойкость к воздействию акустических шумов (до 160 дБ).

В настоящее время несколько фирм в мире серийно выпускают датчики и радиометки на ПАВ – Vectron (США), Senseor (Франция), RF SAW (США), Sensor Technology Ltd. (Великобритания), BaumerIdent (ФРГ), CTR (Австрия) и др. Чувствительными элементами в большинстве устройств на ПАВ являются либо резонаторы (измеряется резонансная частота), либо линия задержки (измеряется время задержки или фазовый сдвиг). Однако промышленно выпускаемые аналоги имеют существенные ограничения по погрешности измерения (не менее 0,25%) и по дальности действия (не более 10 м).

Группа исследователей из University of Central Florida под руководством D. Malocha предложила вариант реализации корреляционно-экстремального подхода применительно к ПАВ-радиометкам и датчикам, который авторы назвали кодированием ортогональными частотами [orthogonal frequency coding (OFC)] [4]. Как и в случае с времяпозиционным кодированием, рабочая область датчика (радиометки) на пьезоплате разбита на отдельные слоты. Каждый слот содержит отражающую структуру, рассчитанную на одну из заранее определенных ортогональных частот в заданном частотном диапазоне. Импульсная характеристика датчика меняется под действием внешних факторов (например, температуры). Принятый от датчика сигнал, являющийся приближением к импульсной характеристике, сравнивается с эталонными сигналами, хранящимися в памяти считывателя. В качестве эталонных сигналов используются сигналы, полученные в результате градуировочной процедуры: при заданной величине внешнего воздействия измеряется отклик датчика на запросный сигнал. Решение о величине измеряемого параметра принимается по номеру эталонного сигнала, обеспечивающего максимальное значение взаимно корреляционной функции.

Конкурирующим направлением являются датчики на основе зеркальных топологий, запатентованные в России [5, 6].

Предварительное сравнение чувствительности датчиков с различными импульсными характеристиками

Поясним смысл предлагаемого подхода на простейших примерах. Рассмотрим модель чувствительного элемента в виде согласованного фильтра. В качестве простейшей широко применяемой модели запросного сигнала используем линейно-частотомодулированный (ЛЧМ) сигнал.

На рис. 1 показана полученная методом имитационного моделирования зависимость отнесенной к невозмущенному значению Sm_0 максимальной амплитуды Sm сжатого сигнала (результата свертки импульсной характеристики и запросного сигнала) как функцию от показателя степени d в модели изменения сдвига фазы импульсной характеристики под влиянием внешнего воздействия. Указанный фазовый сдвиг может быть в модели представлен в виде $\Delta\varphi(t) = k_3 t^d$ как добавка к номинальному (невозмущенного) значению фазы. Здесь t – текущее время, k_3 и d – константы.

Из рис. 1 видно, что амплитуда сжатого сигнала под действием возмущения при значениях показателя степени, лежащих в интервале $d \approx (1.7 \dots 2.3)$, уменьшается в 2.5 раз (по сравнению с вариантом $d = 0$).

Рассмотрим зависимость отнесенной к невозмущенному значению Sm_0 максимальной амплитуды Sm сжатого сигнала как функцию от показателя степени d при синусоидальном законе изменения сдвига фазы импульсной характеристики под влиянием внешнего воздействия:

$$\Delta\varphi(t) = F_{im} \cdot \sin(k_s t^d),$$

где F_{im} , k_s и d – константы.

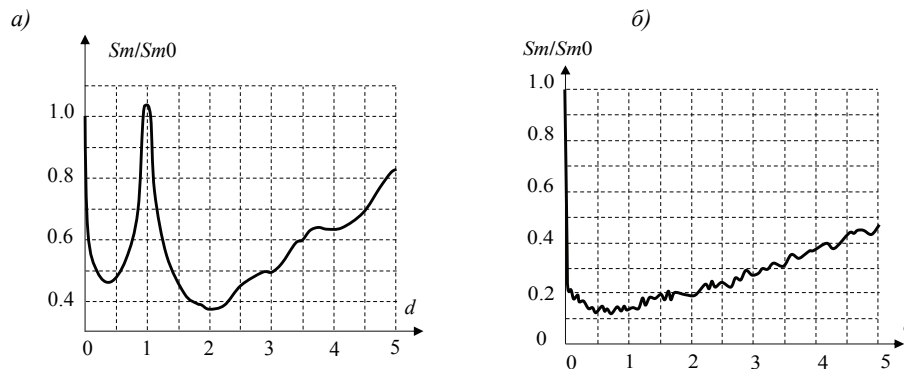


Рис. 1. Изменение амплитуды сжатого сигнала при изменении приращения фазы: а) по степенному закону с показателем d ; б) по синусоидальному закону

На рис. 1, б изменения амплитуды сжатого сигнала достигают практически 10 раз, в то время как для монотонного изменения фазового сдвига (рис 1, а) – амплитуда изменяется не более чем в 2,5 раза.

Из сравнения графиков рис. 1 видно, что знакопеременное изменение фазы приводит к более значительному изменению амплитуды сигнала на выходе согласованного фильтра. Следует отметить, что для результатов, представленных на рис. 1, абсолютная величина изменения сдвига фазы импульсной характеристики под влиянием внешнего воздействия не превышает 1% от номинального значения фазы.

Таким образом, из рассмотрения простейших примеров видно, что целесообразно рассмотреть топологические решения, обеспечивающие знакопеременное изменение приращения фазы при монотонном изменении внешнего воздействия.

Топология чувствительного элемента датчика

Эффективное уменьшение амплитуды сжатого сигнала [5] обеспечивается при изменении фазы на соседних участках на 180° . Физически такое изменение фазы для всех участков может быть обеспечено только локальным изменением времени начальной задержки сигнала с одной из сторон встречно-штыревого преобразователя (ВШП). При других законах изменения скорости поверхностной акустической волны (ПАВ) на звукопроводе также может быть обеспечено значительное изменение сигнала на выходе чувствительного элемента. В частности, могут быть использованы конструкции, в которых реализуются линейные зависимости скорости ПАВ от линейной декартовой координаты на пьезоплате вдоль направления распространения ПАВ (параллелограмм Роберваля) [7].

Предложенный подход позволяет использовать в чувствительных элементах Z-образные топологии, т.е. направление возбуждения ПАВ под ВШП может не совпадать с направлением отражения ПАВ на отражающих структурах (ОС). Такое решение позволяет обеспечить максимальную чувствительность (на ОС) в одном направлении при допустимом коэффициенте электромеханической связи (и возможно при незначительной чувствительности) в другом направлении.

Для чувствительных элементов датчиков физических величин хорошую эффективность показала топология с дифференциальным преобразователем, которую иллюстрирует зеркальная топология на рис. 2.

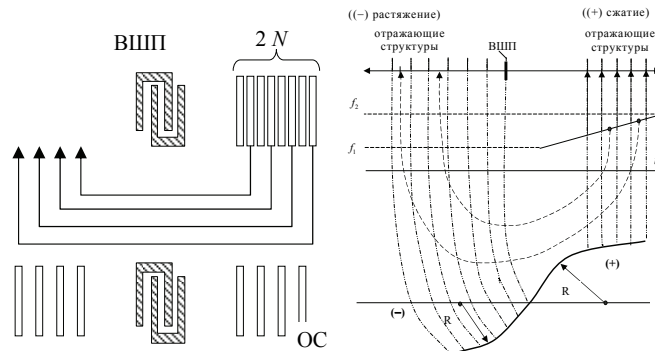


Рис. 2. Зеркальная топология чувствительного элемента на ПАВ

Здесь отражающие структуры (ОС) сгруппированы в $2N$ групп канавок и находятся справа и слева от ВШП. В правой части схематично показана взаимосвязь стандартной односторонней топологии линии задержки в простейшем случае использования линейно-частотомодулированных сигналов с полосой частот от f_1 до f_2 . В предложенной конструкции ПАВ генерируется ВШП и распространяется в две стороны от ВШП. Дойдя до ОС волна отражается и возвращается обратно к ВШП. Подробно принцип действия приведен в [6]. Особенностью данного решения является то, что участки импульсной характеристики всего устройства, формируемые справа и слева от ВШП не пересекаются. При этом часть импульсной характеристики, формируемая ОС, расположенны-

ми справа от ВШП, определяется положительным (сжатие) приращением скорости ПАВ относительно номинального (среднего) значения, в то время как часть импульсной характеристики, формируемая ОС, расположенными слева от ВШП, определяется отрицательным (растяжение) приращением скорости ПАВ.

Топология, предложенная в патенте [6], теоретически позволяет изменить на π радиан разность фаз смежных полупериодов или смежных групп канавок.

Фактически топология рис. 2 реализует фазовое кодирование при физическом изменении свойств звукопровода (скорости ПАВ), например, под действием деформации или температуры. При реализации справа и слева от ВШП относительных деформаций, противоположных по знаку (деформаций сжатия и растяжения), изменения скорости ПАВ также будут иметь противоположные знаки. Данный вид деформации обеспечивается конструкцией параллелограмма Роберваля [7]. На рис. 2 относительные деформации характеризуются радиусом кривизны R . Таким образом, предлагаемая топология обеспечивает знакопеременное изменение приращения фазы на смежных группах канавок справа и слева от ВШП при монотонном изменении скорости ПАВ в зависимости от линейной декартовой координаты на пьезоплате. Координата определяется на оси перпендикулярной штырям ВШП, имеющей начало в центре симметрии ВШП с положительным направлением, например, вправо от ВШП на рис. 2.

Такой подход может быть назван методом согласованного физического фазового кодирования.

Источником энергии является зондирующий сигнал $S_2(t)$, который поступает на вход чувствительного элемента датчика (ВШП) с детерминированной импульсной переходной функцией, преобразующего зондирующий сигнал $S_2(t)$ передатчика в выходной сигнал отклика $S_1(t)$ чувствительного элемента. Здесь предполагается, что импульсная переходная функция согласована хотя бы с одним из зондирующих сигналов $S_2(t)$. Количество зондирующих сигналов определяется в первую очередь требованиями к погрешности датчика.

Структура измерительной системы приведена на рис. 3.

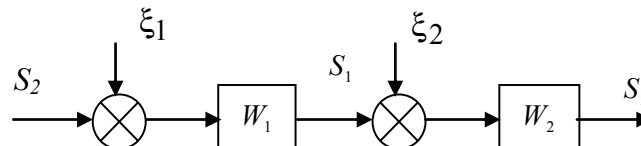


Рис. 3. Структура системы измерения с использованием датчика на ПАВ

На вход пассивного датчика на ПАВ с передаточной функцией W_1 подается зондирующий сигнал, например, в виде радиоимпульса – постоянного по амплитуде (имеющего прямоугольную огибающую) радиосигнала $S_2(t)$ фиксированной частоты и аддитивный шум ξ_1 .

В силу предположения о согласованности входного сигнала с импульсной характеристикой, соответствующей передаточной функции W_1 , на выходе датчика формируется сигнал $S_1(t)$, имеющий ромбовидную огибающую. Этот сигнал переизлучается датчиком на ПАВ и вместе с аддитивным шумом ξ_2 поступает на вход считывателя с передаточной функцией W_2 . В результате фильтра-

ции, например, оптимальной по критерию максимума отношения сигнал/шум, организованной в считывателе, ромбовидный сигнал $S_1(t)$ приобретает параболическую форму $S_3(t)$. По величине сигнала $S_3(t)$ на выходе приемника принимается решение, например, об обнаружении сигнала датчика.

В результате двойной согласованной фильтрации формируется сигнал

$$S_3(t) = \int_0^t S_1(\tau) S_1^*(t - \tau) d\tau, \quad S_1(t) = \int_0^t S_2(\tau) S_2^*(t - \tau) d\tau.$$

Такая свертка $S_1(t)$ должна иметь вдвое большее основание, чем длительность импульса $S_2(t)$, где S_i^* – сопряженная по отношению к S_i функция.

Таким образом, в отличие от фильтрации в традиционных локационных системах предлагается разрабатывать такую топологию и конструкцию датчика – преобразователя сигналов на поверхностных акустических волнах, которая бы имела целью в первую очередь не уменьшение амплитуды сигнала вне главного пика (боковые лепестки), а увеличение амплитуды переизлученного сигнала во все моменты времени или увеличения энергии переизлученного сигнала.

Исходя из анализа требований потребителей пассивных беспроводных датчиков можно выделить два наиболее важных критерия, предъявляемых к такого рода датчикам, – дальность действия и приведенная погрешность датчика.

Возможны две постановки задачи оптимизации:

1) найти зондирующий сигнал и соответствующую ему топологию чувствительного элемента, обеспечивающие наибольшую энергию выходного сигнала датчика $S_1(t)$;

2) найти вид деформации, зондирующий сигнал и соответствующую ему топологию чувствительного элемента, обеспечивающие совместно наибольшую чувствительность параметров выходного сигнала $S_3(t)$ к изменению деформации (приращения фазы $\Delta\phi(t)$).

Предлагаемый подход применительно к чувствительным элементам, основанным на принципах функциональной электроники и использующих различные динамические неоднородности, впервые позволяет поставить задачу оптимизации конструкции датчика, топологии чувствительного элемента и формы (вида модуляции) запросного сигнала в многокритериальной постановке. К возможным вариантам использования можно отнести не только традиционные поверхностные акустические волны, но и практически не используемые для создания датчиков физических величин, магнитостатические волны.

Оптимизация по энергетической эффективности в идеализированном случае

Известно [7], что наибольшая импульсная мощность выходного сигнала получается при импульсной переходной функции, согласованной с зондирующим сигналом.

Основная идея предлагаемого метода заключается в применении согласованных фильтров не только в считывателе, но и в датчике. Разница в структуре сигналов на входе датчика и приемника наиболее явно проявляется в длительности сигналов. Сигнал $S_1(t)$ на входе приемника будет иметь длительность по крайней мере в 2 раза большую, чем зондирующий сигнал $S_2(t)$ на входе датчика с передаточной функцией W_1 . Кроме этого, такой подход позволяет сохранить

энергию переизлучаемого сигнала, что позволит повысить дальность действия всей измерительной системы.

Можно показать, что огибающая свертки отрезков синусоиды (ромб) будет мажорировать свертку ЛЧМ-сигналов при одинаковой длительности [7].

Задачу максимизации энергии, излученной датчиком и принятой приемным устройством считывателя, можно переформулировать и так: найти имеющую заданную энергию входную функцию (сигнал), которая обеспечивала бы получение максимальной энергии на выходе согласованного (с данной функцией) фильтра. Для иллюстрации возможного подхода к решению задачи в такой постановке рассмотрим идеализированную модель сигнала $S_2(t)$, имеющего мажоранту преобразования Фурье и ограниченный по частоте спектр.

Пусть две различные реализации $S_{21}(t)$, $S_{22}(t)$ запросного сигнала $S_2(t)$ имеют одинаковую энергию при разной полосе частот. Рассмотрим энергии реализаций $S_{11}(t)$ и $S_{12}(t)$ ответного сигнала датчика $S_1(t)$ на выходах соответствующих согласованных фильтров (чувствительного элемента) при изменении полосы частот, например в $N=10$ раз:

$$N=10; \Delta\omega_2 = N\Delta\omega_1; a_2^2 = \frac{a_1^2}{N} = \frac{a_1^2}{10}; E_{S_{11}} \leq \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{01}}^{\omega_{01}} |\Phi_{S_{21}}|^4 d\omega = \Delta\omega_1 \frac{a_1^4}{2\pi};$$

$$E_{S_{12}} \leq \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{02}}^{\omega_{02}} |\Phi_{S_{22}}|^4 d\omega = \Delta\omega_2 \frac{a_2^4}{2\pi} = 10\Delta\omega_1 \frac{a_2^4}{2\pi} = \frac{1}{10} \Delta\omega_1 \frac{a_1^4}{2\pi} = \frac{1}{10} E_{S_{11}} = \frac{1}{N} E_{S_{11}},$$

где $E_{S_{11}}, E_{S_{12}}$ – энергии реализаций S_{11} и S_{12} соответственно; $\Delta\omega_1 = \omega_{11} - \omega_{01}$; ω_{11}, ω_{01} – нижняя и верхняя границы полосы частот реализации сигнала S_{21} ; $\Delta\omega_2 = \omega_{12} - \omega_{02}$; ω_{12}, ω_{02} – нижняя и верхняя границы полосы частот реализации сигнала S_{22} ; a_1, a_2 – мажоранты спектров $\Phi_{S_{21}}, \Phi_{S_{22}}$ реализаций S_{21} и S_{22} соответственно.

Из сравнения полученных выражений для энергий выходных сигналов, соответствующих входным сигналам с различными полосами частот, следует, что для максимизации энергии выходного сигнала в идеализированном случае необходимо использовать входные сигналы с возможно более узкой полосой частот и соответственно устройства с импульсными характеристиками с более узкой полосой частот.

Таким образом, в классе ЛЧМ-сигналов более энергетически эффективными будут сигналы с меньшей девиацией частоты.

Оптимизация запросных сигналов по чувствительности.

Будем считать, что внешнее воздействие задано дискретным набором величин и каждому значению присвоен целочисленный индекс. Рассмотрим для простоты задачу различения откликов $y_m(t)$ и $y_k(t)$ двух фильтров с импульсными характеристиками $h_m(t)$ и $h_k(t)$, соответствующими значениям внешнего воздействия, например, деформации, с индексами m и k соответственно.

Степень различия этих откликов адекватно оценивается величиной $\delta_{mk}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (y_m(t) - y_k(t))^2 dt$, представляющей собой квадрат евклидова расстояния между откликами.

При этом погрешность измерения будет определяться возможностью различить пару *ближайших* фильтров, то есть пару фильтров с индексами m и $m+1$. Для каждой пары *ближайших* фильтров можно построить свой оптимальный запросный сигнал. Запросные сигналы последовательно подаются на вход фильтра. На приемной стороне выполняется *оптимальный* прием с накоплением и формируется решение об индексе фильтра (значении внешнего параметра). Вероятность ошибки существенно зависит от δ_{mk}^2 , а наибольшее влияние на вероятность ошибки оказывают величины $\delta_{mm\pm1}^2$. Оптимальный запросный сигнал строится как собственная функция, соответствующая максимальному собственному значению интегрального оператора, заданного ядром

$$K_{mk}(\tau, \tau_1) = \int_{-\infty}^{\infty} (h_m(t - \tau) - h_k(t - \tau))(h_m(t - \tau_1) - h_k(t - \tau_1)) dt.$$

Экспериментальное исследование

Экспериментальные исследования были выполнены на макете акселерометра (рис. 4, а), где пробная масса подвешивается в нижней части конструкции.

В качестве основной конструкции датчика была выбрана широко применяемая схема параллелограмма Роберваля, модифицированная для компенсации температурных коэффициентов используемых материалов (ниобат лития и сталь 40Х13) [8].

Расчетные параметры чувствительного элемента на ПАВ: центральная частота – 433 МГц; длительность импульсной характеристики датчика – 1,8 мкс; количество групп канавок – 80; количество канавок в группе – 10; начальная задержка – 3,6 мкс; материал подложки пьезоплаты – 128° срез ниобата лития.

Образец в оснастке представлен на рис. 4. При деформации образца (растяжении) путем приложения усилий к местам крепления (круглые отверстия) механическое напряжение на рабочей поверхности, закрепленной в параллелограмме Роберваля пьезоплаты, изменяется линейно по длине пьезоплаты. Максимальная деформация составила 500 мкм. На рис. 4, б показано соответствующее изменение скорости ПАВ от минимального значения V_H до максимального значения V_K при изменении линейной координаты X от X_H (левая точка присоединения пьезоплаты к параллелограмму Роберваля) до X_K (правая точка присоединения пьезоплаты к параллелограмму Роберваля). Значение скорости ПАВ в области ВШП (в середине пьезоплаты) V_0 при такой деформации практически не изменяется.

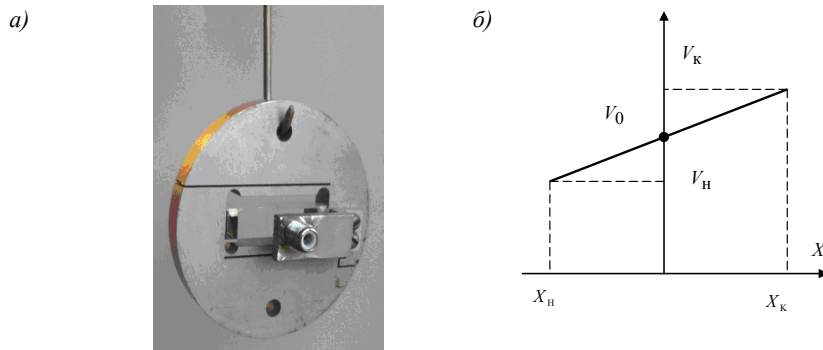


Рис. 4. Макет чувствительного элемента на ПАВ

В силу того что устройство является одновходовым, в качестве амплитудно-частотной зависимости устройства использовался параметр S_{11} . Измерения проводились на измерительном комплексе National Instruments при 16 градациях внешнего воздействия (линейного растяжения-сжатия датчика).

Для устранения эффекта Гиббса перед расчетом обратного преобразования Фурье для определения импульсных характеристик было использовано окно Яковлева с параметром $n = 4$. На основе проведенных измерений были рассчитаны 16 импульсных характеристик $h_m(t)$ (рис. 5).

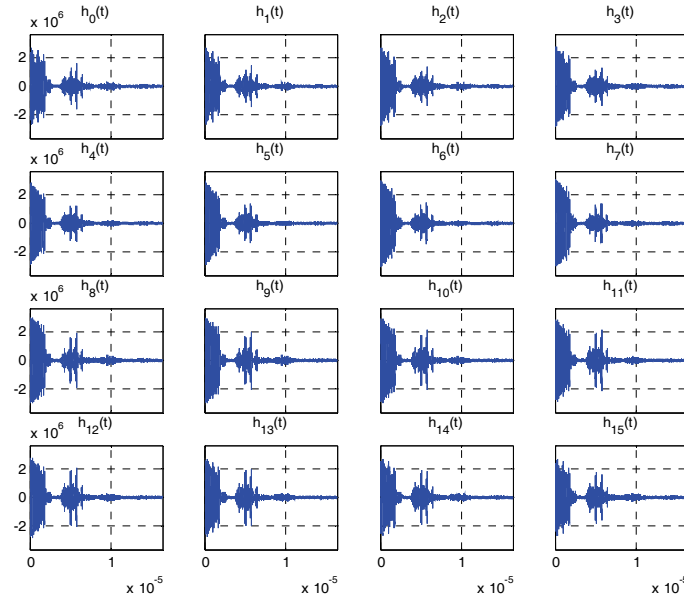


Рис. 5. Импульсные переходные характеристики чувствительного элемента

В соответствии с приведенной выше методикой были рассчитаны оптимальные по чувствительности запросные сигналы. На рис. 6 примеры 16 спектров X_i ($i=0\dots 15$) запросных сигналов в диапазоне частот от 422 до 436 МГц.

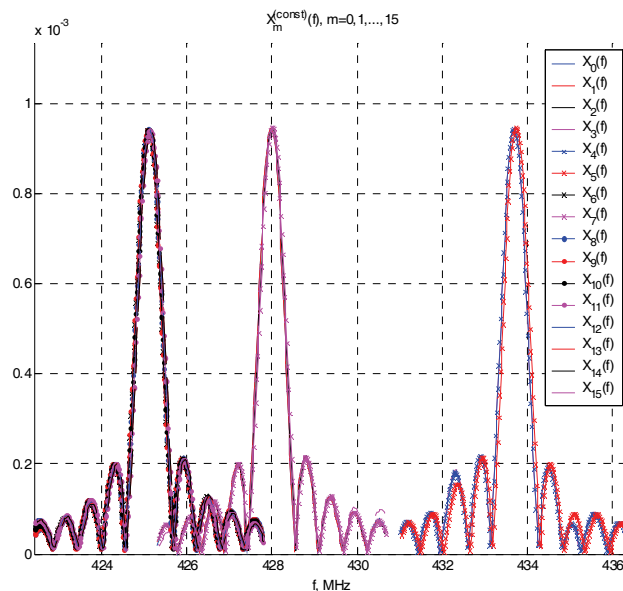


Рис. 6. Амплитудные спектры запросных сигналов с $T_x=1,8$ мкс

Обработка информации на приемной стороне базируется на теореме Котельникова. Если аналоговый сигнал $x(t)$ имеет отличный от нуля спектр в диапазонах частот $\Delta\omega_i = [-\omega_{n+1}, -\omega_n] \cup [\omega_n, \omega_{n+1}]$, $i = \overline{1, n}$, то он может быть однозначно восстановлен по своим дискретным отсчетам, взятым с частотой

$$f_d = 2 \sum_{i=1}^n (\omega_{i+1} - \omega_i).$$

В данном случае спектр запросных сигналов имеет 3 ярко выраженных максимума, каждый из которых имеет ширину не более 1 МГц. Таким образом, частота оцифровки может не превышать 6 МГц.

Примеры ответных сигналов с датчика на один запросный сигнал при различных значениях деформаций приведены на рис. 7.

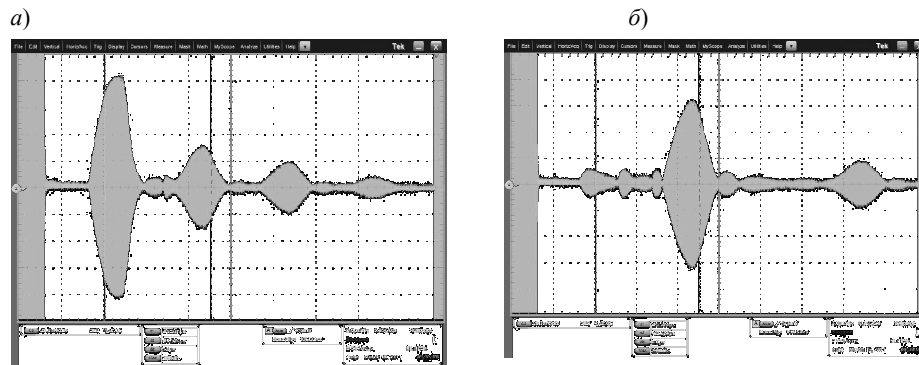


Рис. 7. Осциллограммы сигналов датчика

На рис. 7, *а* показана реакция устройства при отсутствии деформации (деформация параллелограмма Роберваля равна нулю), а на рис. 7, *б* – реакция устройства при максимальной деформации 500 мкм.

Амплитуда сигнала изменилась более чем в 8 раз. Качественно отклики соответствуют расчетным значениям. Наличие переотражений внутри групп каналов вызывает уменьшение длительности первого отражения, однако увеличивает энергетическую эффективность всей структуры в целом. Кроме того, учет информации о втором отражении позволил увеличить отношение сигнал/шум при решении задачи классификации откликов, т.е. фактически, если при начальном приближении длительность импульсной характеристики оценивалась в 1,8 мкс, по результатам расчетов и экспериментов оказалось целесообразным принять длительность импульсной характеристики 7,2 мкс. Полученный динамический диапазон (более 15 дБ) позволяет надеяться на улучшение характеристик в усовершенствованной конструкции чувствительного элемента датчика.

Заключение

Предложенный подход является основой для создания целого класса новых чувствительных элементов, которые могут быть названы чувствительными элементами с зеркальными топологиями. Предложенная конструкция является частным случаем использования общего физического эффекта декомпрессии динамических неоднородностей на зеркальных топологиях. К динамическим неоднородностям, представляющим практический интерес, прежде всего, следует

относительно поверхностные, объемные акустические волны, а также магнитостатические волны. Основными результатами являются:

- 1) разработка топологии имеющей максимальную энергетическую эффективность датчика,
- 2) разработка методики построения запросных сигналов, обеспечивающих максимальную чувствительность датчика.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лукьянов, Д.П. Разработка и оптимизация схемы построения микроакселерометра на поверхностных акустических волнах Ч. 2 / Д.П.Лукьянов [и др.] // Гироскопия и навигация. - 2007.-№3.-С.62-76.
2. Reindl, L. "Theory and application of passive SAW radio transponders as sensors / L.Reindl [etc.]. IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control 45, pp. 1281–1292 (1998).
3. Gallagher, D. Ultra-wideband communication system prototype using orthogonal frequency coded SAW correlators / D.Gallagher, N. Kozlovski, D. Malocha // IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control. 2013 Mar; 60(3):630-6. doi: 10.1109/TUFFC.2013.2605.
4. Gallagher, D. Orthogonal frequency coded filters for use in ultra-wideband communication systems / D. Gallagher [etc.]. // IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control 55, pp. 696–703 (2008).
5. Анцев И.Г. Оптимизация топологии беспроводных чувствительных элементов на поверхностных акустических волнах // Информационно-измерительные и управляющие системы.- 2012.- № 9.- С. 11-17.
6. Анцев И.Г. Чувствительный элемент для измерения механических напряжений / И.Г.Анцев [и др.] // Патент № RU2457450. Оpubл. 27.07.2012.
7. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Теория и применение / Ч.Кук, М.Бернфельд.- М.: Сов. радио, 1971.- 568 с.
8. Синицин Е.В. Датчик усилий для тензометрических весов / Е.В.Синицин [и др.] // Патент RU2114405. Оpubл. 02.07.1997.

Abstract. New topology of SAW sensors is considered in this paper. Two criteria are proposed to use for the topology and signal synthesis - a minimum of energy loss during conversion and the maximum sensor sensitivity.

Key words: sensors, surface acoustic waves