

# Датчики на ПАВ большой дальности. Актуальные задачи и варианты их решения

Иван АНЦЕВ, к. т. н.  
Сергей БОГОСЛОВСКИЙ, д. т. н.  
bogoslavsky\_sv@radar-mms.com  
Геннадий САПОЖНИКОВ, д. т. н.

**В статье предложен новый подход к созданию ряда пассивных беспроводных датчиков большой дальности. Приводятся алгоритмы оптимизации.**

## Введение

Пассивные беспроводные датчики в последнее время все чаще применяются на практике. В свою очередь, внедрение и практическое использование новой технологии поверхностно-акустических волн (ПАВ) делает актуальными и новые исследования в этой области. На сегодня датчики и радиометки на ПАВ серийно выпускают такие фирмы, как Vectron (США), Senseot (Франция), RF SAW (США), Sensor Technology Ltd. (Великобритания), BaumerIdent (ФРГ), CTR (Австрия) и др.

За двадцать лет активного развития технологии пассивных беспроводных датчиков на ПАВ сформировалось несколько основных проблем, остающихся актуальными и сегодня. Во-первых, это увеличение дальности действия датчиков (на данный момент актуальное значение 100 м). Во-вторых, увеличение точности (уменьшение погрешности) измерения. Наилучший реализованный на практике результат 0,25% получен фирмой Sensor Technology (GB). В-третьих, создание антиколлизийной системы [1]. В статье рассмотрены подходы к решению первых двух задач. В качестве базовой топологии была выбрана линия задержки. Это решение продиктовано следующими причинами:

- В реальных условиях практического применения на прием переотраженных датчиком сигналов существенно влияют эхосигналы, отраженные от близлежащих стен и других сооружений. Это приводит к необходимости обеспечивать начальную задержку сигналов. Практическая работа авторов позволяет говорить о необходимости начальной задержки не менее 1–2 мкс. Данное обстоятельство фактически исключает из рассмотрения датчики на основе резонаторов.
- Ограничения, определяемые имеющимися материалами, не позволяют создавать высокочастотные (в диапазоне около 2,45 ГГц) датчики на основе резонаторных схем.

- Высокая чувствительность ко внешним воздействиям системы резонатор–антенна предопределяет использование не менее двух резонаторов. Это приводит к существенному уменьшению добротности, импульсной мощности отклика и, соответственно, к существенному снижению дальности.

Безотносительно к варианту реализации ПАВ-датчика можно выделить такие основные варианты совершенствования, как оптимизация топологии и запросных сигналов по выбранным критериям, а также применение оптимальных по выбранным критериям алгоритмов обработки.

В статье предлагается субоптимальная структура топологии, которую авторы назвали квазизеркальной. Для указанной топологии получены следующие строго оптимальные решения:

- оптимальные запросные сигналы;
- оптимальный алгоритм измерения.

Наиболее близкими к предлагаемому подходу являются подходы, изложенные в [2, 3].

## Субоптимальный выбор структуры топологии

Примем следующие предположения:

1. Импульсная переходная характеристика (ИХ) полностью характеризует динамические свойства устройства на ПАВ.
2. Внешнее воздействие (температура, деформация и т. д.) приводит к эквивалентному изменению скорости распространения ПАВ и изменению геометрических размеров топологических элементов.
3. Эти изменения приводят к взаимно-однозначному изменению ИХ.
4. Искажение ИХ, вызванное внешним воздействием, может быть адекватно смоделировано аддитивным учетом дополнительного фазового сдвига ПАВ.

Поскольку дополнительный фазовый сдвиг ПАВ вызван физическим внешним воздействием на звукопровод, то на матема-

тическую модель фазового сдвига должны быть наложены ограничения: максимальные дополнительные изменения фазы, вызванные, например, деформацией, не превышают 1% от текущего номинального (не искаженного деформацией) значения фазы ПАВ.

Рассмотрим модель чувствительного элемента на ЛЗ. В качестве ограничения на вид ИХ в номинальном (невозмущенном) режиме выберем класс ЛЧМ-сигналов. В качестве критерия чувствительности рассмотрим изменение амплитуды переотраженного сигнала датчика. При этом предполагается, что в номинальном режиме амплитуда будет максимальна (т. е. в номинальном режиме запросный сигнал согласован с ИХ датчика).

Импульсная переходная функция может быть представлена в виде:

$$y_1(t) = \cos(\omega_1 t + k_1 t^2), \quad (1)$$

где  $\omega_1$  — начальное значение круговой частоты;  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ;  $k_1$  — скорость изменения круговой частоты;  $k_1 = (\omega_2 - \omega_1)/T_m$ ;  $\omega_2 = 2\pi f_2$ ;  $(\omega_2 - \omega_1)$  — девиация круговой частоты;  $T_m$  — время, на котором ИХ отлична от нуля;  $f_1$ ,  $f_2$  — начальное и конечное значения частот модуляции.

Согласованный с (1) ЛЧМ-сигнал:

$$y_2(t) = \cos(\omega_2 t + k_1 t^2). \quad (2)$$

Сжатый выходной (переизлученный) сигнал датчика с точностью до коэффициента усиления сигнала (2):

$$S(t) = \int_0^t y_1(t-\tau) y_2(\tau) d\tau = \int_0^t \cos[\omega_1(t-\tau) + k_1(t-\tau)^2] \cos(\omega_2 \tau - k_1 \tau^2 + \Delta\varphi(\tau)) d\tau, \quad (3)$$

где  $\Delta\varphi$  — дополнительное изменение фазы, вызванное внешним воздействием.

На рис. 1 изображен сжатый сигнал (3) при  $\Delta\varphi(\tau) = k_3 \tau^d$ , где  $k_3 = Fim/T_m^d$ ,  $Fim$  — допустимое максимальное значение дополнительно изменения фазы (возмущающего сигнала)

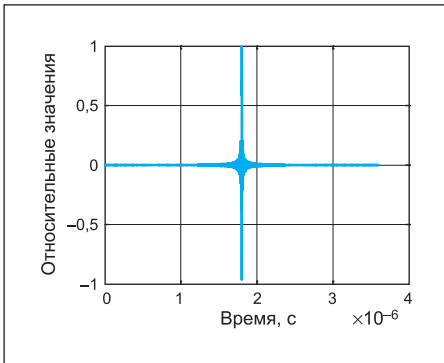


Рис. 1. Сжатый сигнал датчика при отсутствии деформации

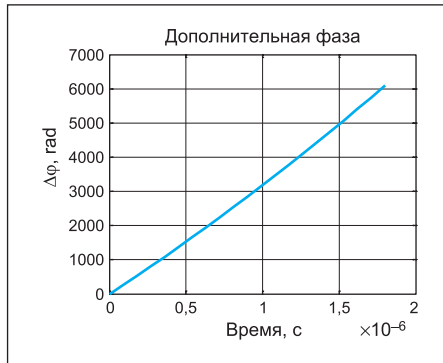


Рис. 3. Изменение дополнительной фазы по степенному закону

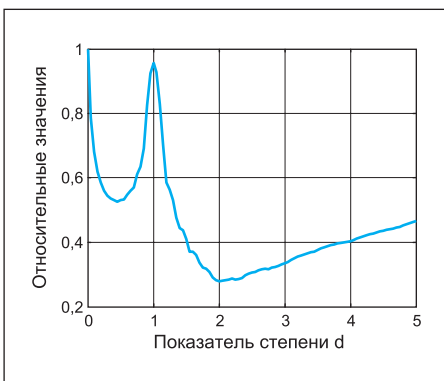


Рис. 2. Изменение амплитуды сжатого сигнала при изменении фазы возмущающего сигнала по степенному с показателем d закону

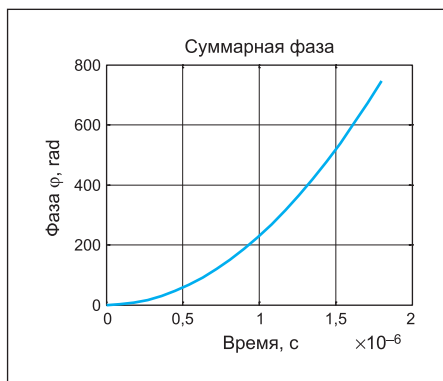


Рис. 4. Изменение суммарной фазы по степенному закону

за время существования сигнала (значение возмущающего сигнала принято на уровне 1% от изменения фазы основного сигнала);  $Fim = 0,01(\omega_2 T_m - k_1 T_m^2)$ ;  $T_m = 4 \times 10^3 / (f_1 + f_2) = 4,619 \times 10^{-6}$  с;  $f_1 = 400$  МГц;  $f_2 = 466$  МГц.

На рис. 2 при указанных выше параметрах показана зависимость отнесенной к невозмущенному значению (рис. 1) максимальной амплитуды сжатого сигнала от показателя степени  $d$  дополнительного изменения фазы  $\Delta\phi$  (возмущающего сигнала), вызванного внешним воздействием. Видно, что амплитуда сжатого сигнала под действием возмущения при значениях показателя степени, лежащих в ин-

тервале  $d \approx (1,7-2,3)$ , уменьшается в 2,5 раза (по сравнению с вариантом  $d = 0$  и рис. 1).

На рис. 3 показано изменение во времени дополнительной фазы (возмущающего сигнала) по закону

$$\Delta\phi(\tau) = k_\phi \tau^d, \quad (4)$$

а на рис. 4 — изменение во времени суммарной фазы по закону (3), где  $k_\phi = Fim / T_m^d$ ,  $d = 2$ ;  $Fim = 0,01(\omega_2 T_m + k_1 T_m^2)$ ;  $T_m = 4 \times 10^3 / (f_1 + f_2) = 4,619 \times 10^{-6}$  с;  $k_1 = (\omega_2 - \omega_1) / T_m$ ;  $\omega_2 = 2\pi f_2$ ;  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ;  $f_1 = 400$  МГц;  $f_2 = 466$  МГц.

На рис. 5 показан вид сжатого сигнала при максимальном внешнем воздействии,

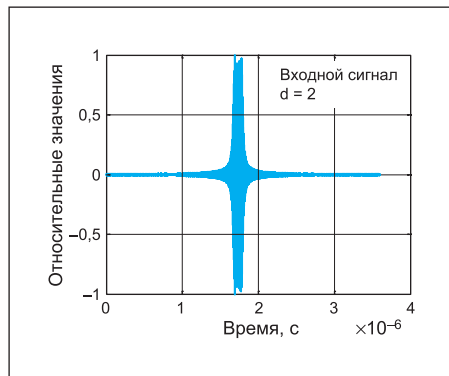


Рис. 5. Сжатый сигнал датчика при 1% максимальной величины возмущающей фазы

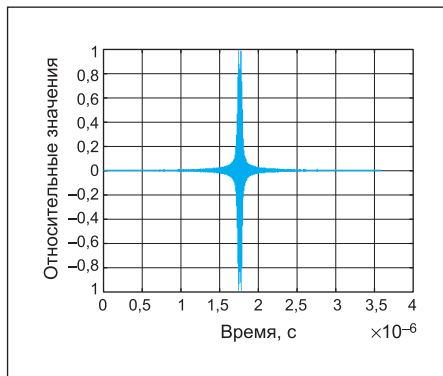


Рис. 6. Сжатый сигнал при 0,5% максимальной величины возмущающей фазы

а на рис. 6 при половине максимального внешнего воздействия и соответствующем изменении дополнительной фазы по степенному закону.

В качестве альтернативного варианта рассмотрим модель со знакопеременным изменением дополнительной набега фазы.

Рассмотрим изменение дополнительной фазы во времени, соответствующее синусоидальному закону

$$\Delta\phi(\tau) = Fim \times \sin(k_s \tau^d), \quad (5)$$

где  $Fim = 0,01(\omega_2 \tau + k_1 \tau^2)$ ;  $k_s = Fim_1 / T_m^d$ ,  $Fim_1$  — максимальная величина набега фазы при  $d = 2$ ;  $T_m = 1,8 \times 10^{-6}$  с;  $k_1 = (\omega_2 - \omega_1) / T_m$ ;  $\omega_2 = 2\pi f_2$ ;  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ;  $f_2 = 466$  МГц;  $f_1 = 400$  МГц.

На рис. 7 показана зависимость амплитуды сжатого сигнала от показателя степени  $d$ , используемого при формировании дополнительной набега фазы, вызванного гармонической моделью дополнительной фазы (5) при  $Fim_1 = 24\pi$  (двенадцать периодов).

Как следует из рис. 7, при значениях показателя степени  $d$ , находящихся в интервале  $d = (0,5-2,5)$ , амплитуда сжатого сигнала уменьшается примерно в восемь раз.

На рис. 8 при  $d = 1$  приведена зависимость амплитуды сжатого сигнала от количества периодов  $Np$ , на которые синусоидально изменяется фаза возмущающего сигнала.

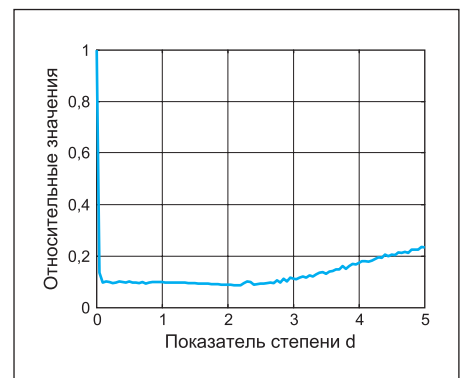
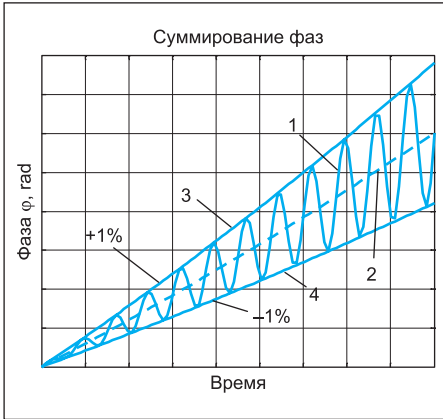


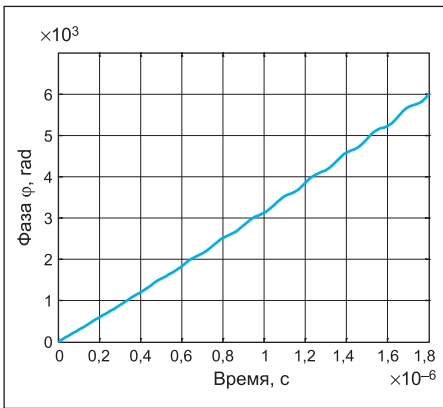
Рис. 7. Влияние показателя степени при формировании фазы возмущающего сигнала по синусоидальному закону



Рис. 8. Изменение амплитуды сжатого сигнала в зависимости от количества периодов



**Рис. 9.** Схема суммирования фаз:  
 1 — верхняя граница (соответствует растяжению);  
 2 — номинальное значение (соответствует ЛЧМ);  
 3 — схема изменения фазы под действием синусоидального возмущения;  
 4 — нижняя граница (соответствует сжатию)



**Рис. 10.** Изменение суммарной фазы при 12-периодном изменении фазы возмущающего сигнала

Видно, что при количестве периодов изменения фазы возмущающего сигнала, превышающем 20 периодов, амплитуда сжатого сигнала остается на уровне 0,1 от номинального значения.

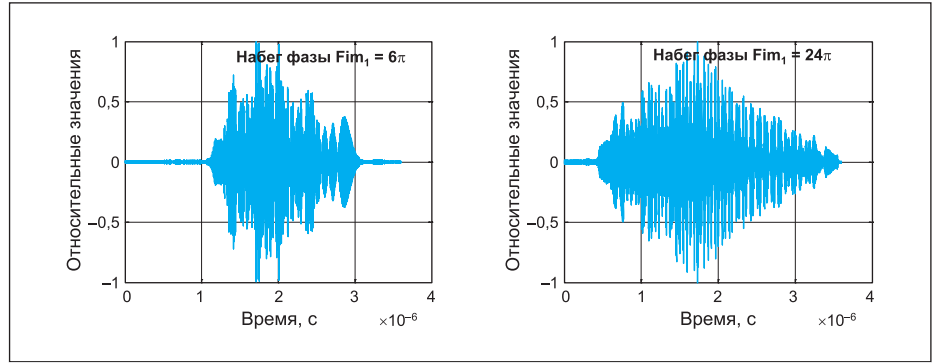
Все графики нормированы к максимальному значению амплитуды невозмущенного сжатого сигнала.

На рис. 9 показана схема формирования значений фазы при формировании фазы возмущающего сигнала по синусоидальному закону.

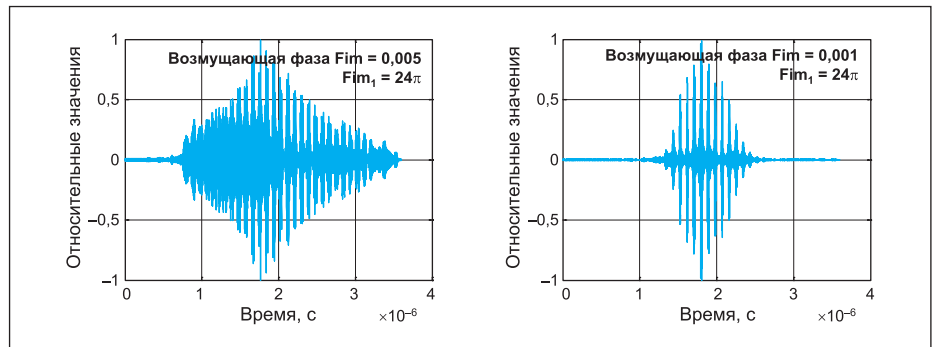
На рис. 10 приведен график изменения суммарной фазы при  $Fim_1 = 12 \times 2\pi = 75,3982$  (12 периодов) аргумента синусоидального возмущающего сигнала при  $d = 1$ .

На рис. 11 показано изменение формы сжатого сигнала при различных значениях набега фазы  $\Delta\phi$  (возмущающего сигнала), вызванного гармоническим внешним воздействием ( $d = 1$ ).

При снижении уровня дополнительного изменения фазы  $\Delta\phi$  до 0,1% форма сигнала изменяется, но его уровень все-таки не превосходит 1/3 уровня невозмущенного сигнала (рис. 12).



**Рис. 11.** Зависимость формы сжатого сигнала от набега фазы возмущающего сигнала



**Рис. 12.** Сжатый сигнал при 0,5% и 0,1% амплитуды возмущающей фазы

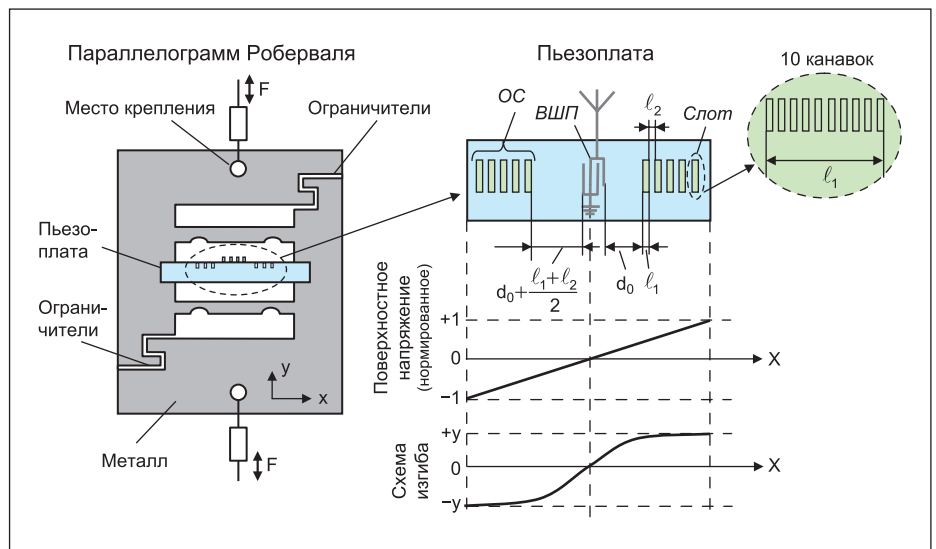
На рис. 7 изменения амплитуды сжатого сигнала достигают практически 10 раз. Из сравнения графиков на рис. 2 и 7 видно, что знакопеременное изменение фазы приводит к более значительному изменению амплитуды сигнала на выходе согласованного фильтра.

Следует отметить, что абсолютная величина изменения приращения 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.

Однако изменение фазы должно являться монотонно возрастающей функцией времени и естественной координаты (пройденного ПАВ расстояния) в направлении распространения поверхностной волны. Чтобы реализовать знакопеременное изменение дополнительного набега фазы, авторами была предложена квазизеркальная топология для линейного распределения скорости ПАВ



**Рис. 13.** Структура и топология датчика на ПАВ

вдоль пьезоплаты [5]. Линейное изменение скорости ПАВ может быть реализовано в известном механическом устройстве — параллелограмме Роберваля [6]. Структура датчика и топология представлены на рис. 13.

Фактически топология (рис. 13) реализует фазовое кодирование при физическом изменении свойств звукопровода (скорости ПАВ). При реализации справа и слева от ВШП относительных деформаций, противоположных по знаку (деформаций сжатия и растяжения), изменения скорости ПАВ также будут иметь противоположные знаки. Таким образом, предлагаемая топология обеспечивает знакопеременное изменение приращения фазы на смежных группах каналов справа и слева от ВШП при монотонном изменении скорости ПАВ вдоль топологии.

### Оптимизация запросных сигналов

Рассмотрим задачу оптимизации запросных сигналов по двум критериям — максимальной чувствительности и максимальной дальности.

Критерий максимальной чувствительности эквивалентен критерию максимальной различимости различений откликов  $y_m(t)$  и  $y_k(t)$  двух фильтров с импульсными характеристиками  $h_m(t)$  и  $h_k(t)$ , соответствующих значениям внешнего воздействия, например деформации с индексом  $m$  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  $\delta_{mk}^2$ , а наибольшее влияние на вероятность ошибки оказывают величины  $\delta_{m,m\pm 1}^2$ .

Оптимальный запросный сигнал строится как собственная функция, соответствующая максимальному собственному значению интегрального оператора, заданного ядром:

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

Критерий максимальной дальности эквивалентен максимальной энергетической эффективности датчика. То есть наилучшим

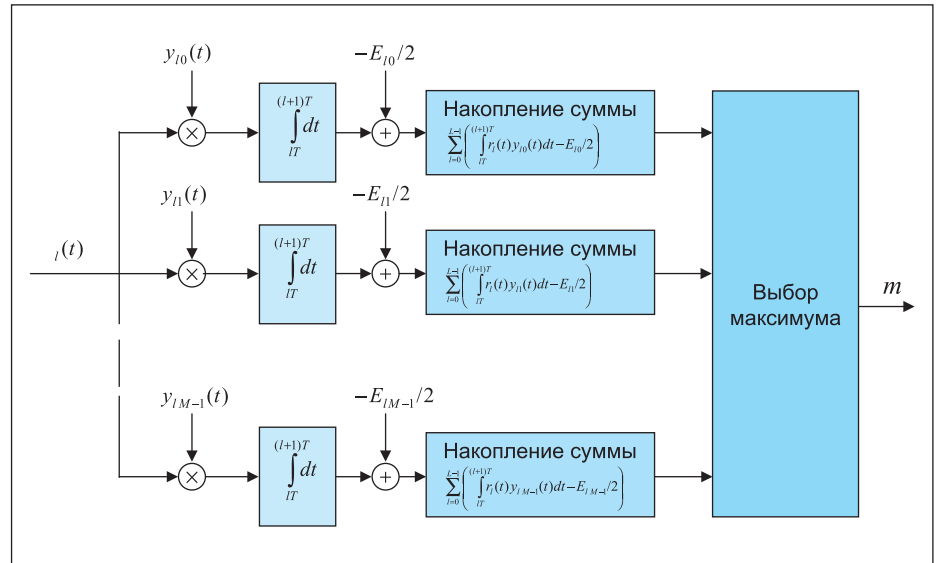


Рис. 14. Схема оптимальной обработки сигнала на приемной стороне

является датчик, переизлучивший максимальное количество энергии. В этом случае оптимальный запросный сигнал строится как собственная функция, соответствующая максимальному собственному значению интегрального оператора, заданного ядром:

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

### Оптимальный алгоритм измерения

В рамках рассматриваемой в статье задачи предполагается, что параметр  $\theta$  может принимать значения из конечного упорядоченного множества, то есть что  $\theta \in \{\theta_0, \theta_1, \dots, \theta_{M-1}\}$ , где  $M$  — число различных значений параметра. Отсюда следует, что импульсная характеристика фильтра принимает значение из конечного множества  $\{h_0(t), h_1(t), \dots, h_{M-1}(t)\}$ , где  $h_m(t) = h(t; \theta_m)$ ,  $m = 0, 1, \dots, M-1$ . Таким образом, можно считать, что задача сводится к проверке конечного числа альтернатив, то есть определению индекса фильтра по принятым последовательно во времени сигналам  $r_l(t) = y_l(t; \theta_m) + n(t)$ , где отклик фильтра  $y_l(t; \theta_m)$ , обозначаемый далее как  $y_{lm}(t)$ , определяется очевидным выражением:

$$y_l(t; \theta_m) = y_{lm}(t) = (x_l \times h_m)(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x_l(\tau)h_m(t-\tau) d\tau. \quad (6)$$

Считая, что шум представляет собой белый гауссовский процесс, можно сформулировать оптимальное решающее правило. Это правило хорошо известно как оптимальная классификация дискретных сигналов [4]. Оно обеспечивает минимальную вероятность ошибки определения индекса  $m$ , определяющего значение параметра  $\theta_m$ , по принятым на приемной стороне откликам

$r_0(t), \dots, r_{L-1}(t)$ . Решение принимается по минимуму расстояния между последовательно принятыми сигналами  $r_0(t), \dots, r_{L-1}(t)$  и последовательностями откликов  $y_{0m}(t), \dots, y_{L-1m}(t)$ ,  $m = 0, 1, \dots, M-1$ . Если предположить, что параметр  $m$  распределен равномерно на множестве  $\{0, 1, \dots, M-1\}$ , то оптимальное решающее правило может быть записано как:

$$m = \arg \max_{0 \leq m < M} \sum_{l=0}^{L-1} \left( \int_{IT}^{(l+1)T} r_l(t)y_{lm}(t) dt - E_{lm}/2 \right), \quad (7)$$

где  $m$  — решение, формируемое на приемной стороне,  $T$  — длительность отклика,  $E_{lm}$  — квадрат нормы отклика  $y_{lm}(t)$ , то есть:

$$E_{lm} = \|y_{lm}(t)\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} y_{lm}(t)^2 dt.$$

Из выражения (7) следует, что оптимальное решающее правило может быть реализовано с помощью вычислительной структуры, представленной на рис. 14.

Задачу в целом можно сформулировать как задачу определения вида запросных сигналов  $x_0(t), x_1(t), \dots, x_{L-1}(t)$ , обеспечивающих удовлетворительное качество оценивания индекса  $m$ , связанного со значением параметра  $\theta_m$ .

### Экспериментальное исследование

В качестве основной конструкции датчика была выбрана широко применяемая схема параллелограмма Роберваля, модифицированная для компенсации температурных коэффициентов используемых материалов (ниобат лития и сталь 40X13).

Расчетные параметры чувствительного элемента на ПАВ:

- центральная частота — 433 МГц;
- длительность импульсной характеристики датчика — 1,8 мкс;

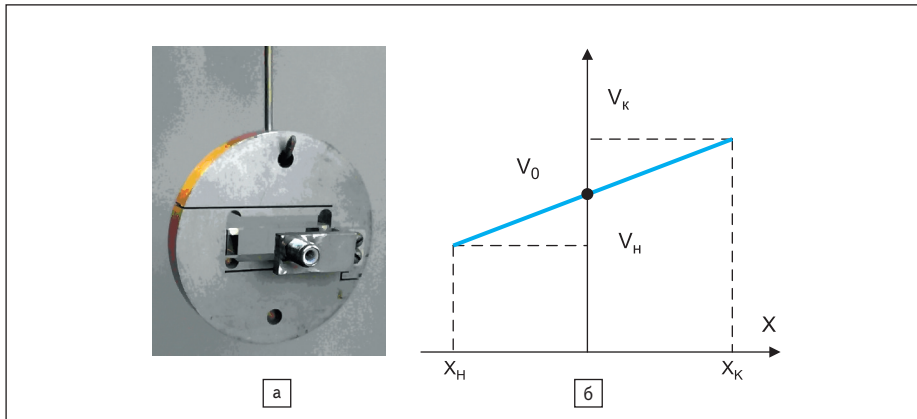


Рис. 15. Макет чувствительного элемента на ПАВ

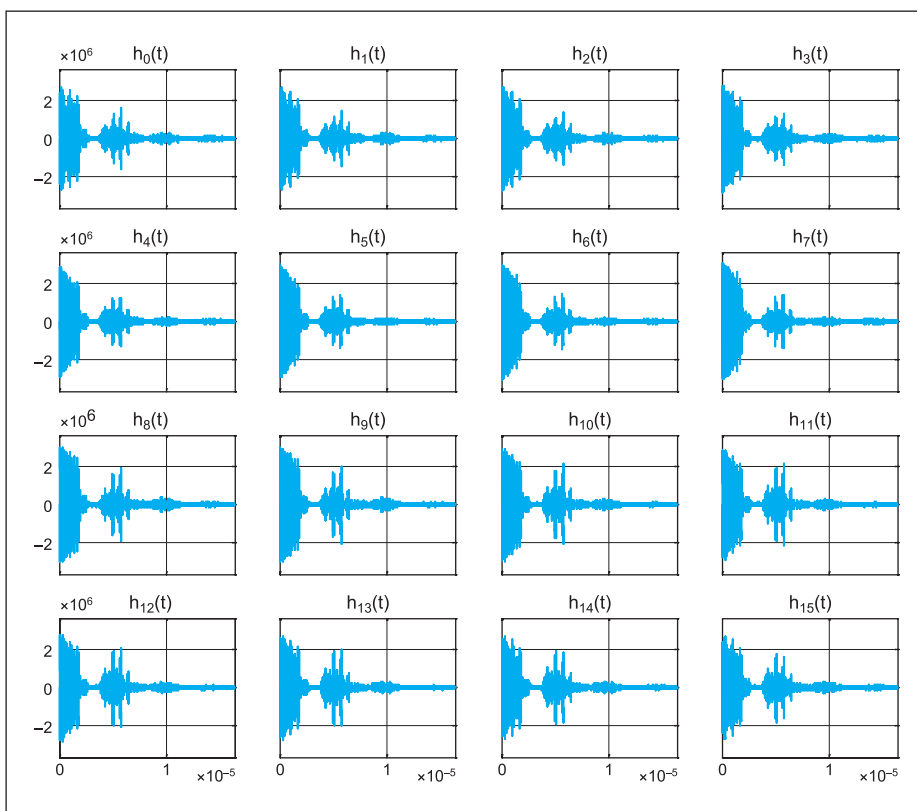


Рис. 16. Импульсные переходные характеристики чувствительного элемента

- 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. 15. Диаметр датчика в целом 50 мм. 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. 15б 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.

В силу того что устройство является одноходовым, в качестве амплитудно-частотной зависимости устройства использовался параметр S11. 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. 16).

В соответствии с приведенной выше методикой были рассчитаны оптимальные по чувствительности запросные сигналы. На рис. 17 приведены примеры 16 амплитудных спектров  $X_i (i = 0 \dots 15)$  запросных сигналов в диапазоне частот 422–436 МГц.

Обработка информации на приемной стороне базируется на теореме Котельникова. Если аналоговый сигнал  $x(t)$  имеет отличный от нуля спектр в диапазонах частот  $\Delta\omega_i = [-\omega_{n+1}, -\omega_n] \cup [\omega_n, \omega_{n+1}]$ ,  $i = 1, n$ , 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 три 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. 18. Вносимое затухание датчика не превысило 10 дБ.

На рис. 18а показана реакция устройства при отсутствии деформации (деформация параллелограмма Роберваля равна нулю), а на рис. 18б — реакция устройства при максимальной деформации 500 мкм.

Амплитуда сигнала изменилась более чем в восемь раз. Качественно отклики соответствуют расчетным значениям. Наличие отражений внутри групп канавок 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, то есть, 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 квазирезервными топологиями.

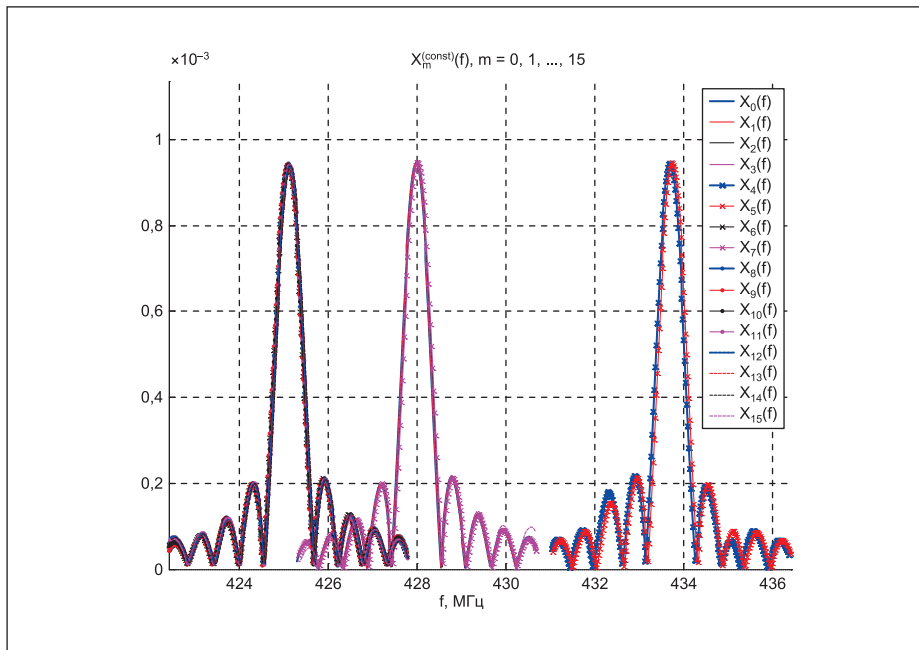


Рис. 17. Амплитудные спектры запросных сигналов с  $T_x = 1,8$  мкс

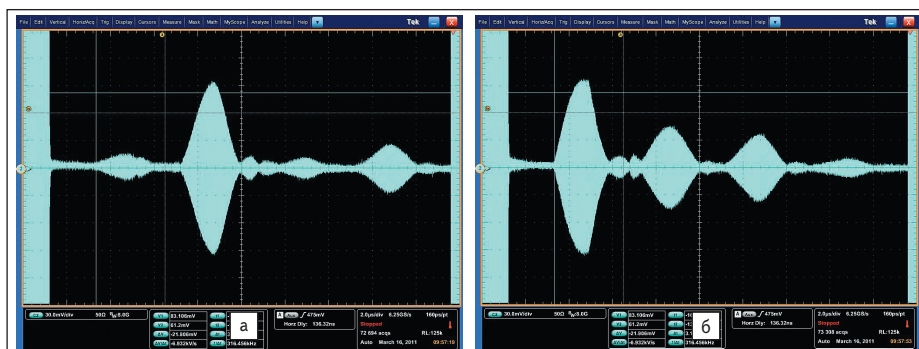


Рис. 18. Осциллограммы сигналов датчика

Предложенная конструкция является частным случаем использования общего физического эффекта декомпрессии динамических неоднородностей на квазизеркальных топологиях.

К динамическим неоднородностям, представляющим практический интерес, следует, прежде всего, отнести поверхностные, объемные акустические волны, а также магнито-статические волны.

Проведенный эксперимент в центре Санкт-Петербурга (Россия, население более 5 млн человек), в 1 км от телевизионной вышки, позволил получить дальность 50 м при отношении сигнал/шум 10 дБ, импульсной мощности считывателя 5 мВт и коэффициенте усиления антенны 8 дБ.

Предлагаемые подходы к синтезу оптимальных запросных сигналов и алгоритмов обработки могут быть применены к широкому классу устройств функциональной электроники, которые могут быть использованы при построении систем мониторинга на основе пассивных беспроводных датчиков.

**Литература**

1. Hartmann C. S., Hartmann P., Brown P., Bellamy J., Claiborne L. T., Bonner W. Anti-Collision Methods for Global SAW RFID for Systems. Proc. IEEE Ultrason. Symp. 2004.
2. Kozlovski N., Malocha D., Weeks A. A 915 MHz SAW Sensor Correlator System // IEEE SENSORS JOURNAL. Vol. 11. № 12. 2011.
3. Pohl A. A Low-Cost High-Definition Wireless Sensor System Utilizing Intersymbol Interference. IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. Vol. 45. № 5. 1998.
4. Proakis J. G., Salehi M. Digital communications. Mc. Grow-Hill. 2007.
5. Pat. № 2435148 Detecting element for measuring mechanical stress//Antsev G. V., Bogoslovsky S. V., Sapozhnikov G. A. Priority 31.05.2010.
6. Walker E. A Study of the Traités des Indivisibles of Gilles Personne de Roberval. New York: Teachers College, Columbia University. 1932.
7. Pat. № 2494358 Sensitive element for temperature measurement // Antsev G. V., Antsev I. G., Bogoslovsky S. V., Sapozhnikov G. A. Priority 06.04.2012.