

С. В. БОГОСЛОВСКИЙ

## ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕМЕНТ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ С МАЛЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ ЧАСТОТЫ И ФАЗОВЫМ КОДИРОВАНИЕМ

Предложен метод построения бесконтактных пассивных датчиков на поверхностных акустических волнах на основе дисперсионных линий задержки и фазовой модуляции (метод согласованного фазового кодирования с малым изменением частоты). Предлагаемый подход обеспечивает высокую помехозащищенность, точность бесконтактных измерений при увеличенном радиусе действия.

*Ключевые слова:* датчики давления, пассивные, дисперсионные линии задержки.

**Введение.** Первые работы по исследованию возможности применения поверхностных (ПАВ) и объемных акустических волн (ОАВ) для реализации датчиков были начаты в 1958—1960 гг. Наиболее технологичными оказались устройства, изготовленные на пьезоэлектрических монокристаллах (кварца, ниобата лития, танталата лития, германата висмута, лангаситов и т.д.) [1—3].

В настоящей работе приводятся результаты исследования новой топологии бесконтактных датчиков, представленной в статье [4].

**Метод согласованного фазового кодирования с малым изменением частоты.** Как было показано в [4], эффективное уменьшение амплитуды сжатого сигнала обеспечивается при изменении фазы на соседних участках на  $180^\circ$ . Практически такое изменение фазы для всех участков может быть обеспечено только локальным изменением времени начальной задержки сигнала с одной из сторон встречно-штыревого преобразователя (ВШП).

В случае если скорость ПАВ будет изменяться непрерывно, то изменение фазы должно компенсироваться изменением частоты запросного сигнала.

Закон изменения частоты сигнала будем считать дискретным, при этом участки, соответствующие, например, отражающим структурам (ОС) по левую сторону от ВШП, имеют тренд в сторону уменьшения, а соответствующие, например, ОС по правую сторону от ВШП, — в сторону увеличения. Конкретный шаг дискретизации и закон изменения частоты на каждом из участков определяются распределением скоростей ПАВ по поверхности звукопровода. При этом следует отметить, что реальная девиация частоты будет сопоставима с величиной изменения скорости ПАВ, т.е. менее 1 %.

Предложенный метод позволяет использовать в датчиках Z-образные топологии, т.е. направление возбуждения ПАВ под ВШП может не совпадать с направлением отражения ПАВ на ОС, что позволяет обеспечить максимальную чувствительность (на ОС) при допустимом значении коэффициента электромеханической связи.

Оценим чувствительность предложенной топологии к внешним возмущениям. Рассмотрим упрощенный вариант топологии — с эквидистантными ОС. Такая топология соответствует импульсу с узкой полосой частот (например, прямоугольному радиоимпульсу большой длительности), т.е. передаваемый на датчик сигнал имеет постоянную амплитуду на достаточно большом интервале времени

$$S_1(t) = \begin{cases} \sin(\omega t), & t \in [0, T]; \\ 0, & t \notin [0, T]. \end{cases} \quad (1)$$

В случае согласованной фильтрации выходной сигнал

$$f(t) = \int_0^t S_1(\tau) S_2(t - \tau) d\tau. \quad (2)$$

Импульсная переходная функция согласованного фильтра может быть аппроксимирована выражением

$$S_2(t) = \begin{cases} \sin[\omega(T - t)], & t \in [0, T]; \\ 0, & t \notin [0, T]. \end{cases} \quad (3)$$

Будем считать, что в интервале ненулевых значений функций  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  укладывается целое число периодов, т.е.  $T = 2\pi n$ , где  $n$  — любое целое число. Тогда формулу (2) на интервале  $t \in [0, T]$  можно представить в виде

$$f(t) = \int_0^t \sin(\omega\tau) \sin[\omega(t - \tau)] d\tau. \quad (4)$$

Формула (4) соответствует свертке двух высокочастотных радиоимпульсов, имеющих огибающие линии в виде прямоугольников. При этом огибающая линия сигнала, полученного в результате операции свертки (4), имеет вид ромба с максимальным по модулю значением  $A$ .

Оценим изменение амплитуды сжатого сигнала (4) при внешнем воздействии, приводящем к изменению фазы сигнала на  $\pi/2$ .

В случае предлагаемой топологии по одну сторону от ВШП фаза сигнала будет увеличиваться (изменяться на  $+\pi/2$ ), а по другую сторону — уменьшаться (изменяться на  $-\pi/2$ ). Таким образом, разность фаз соседних участков импульсной переходной характеристики при внешнем воздействии составит  $\pi$ .

Пусть отражающие структуры распределены в  $N = 24$  группы (по 12 групп с каждой стороны от ВШП). Тогда увеличение амплитуды  $f(t)$  будет происходить до момента времени

$$T_p = T / N = T / 24.$$

Следующая группа ОС обеспечит сдвиг сигнала на  $\varphi = \pi$  на интервале

$$t \in (T_p, 2T_p]$$

и к моменту времени  $2T_p$  сигнал  $f(t)$  будет уменьшаться

$$\begin{aligned} f(2T_p) &= \int_0^{2T_p} S_1(\tau) S_2(2T_p - \tau) d\tau = \int_0^{2T_p} \sin(\omega\tau) \sin[\omega(2T_p - \tau)] d\tau = \int_0^{T_p} \sin(\omega\tau) \sin[\omega(2T_p - \tau)] d\tau + \\ &+ \int_{T_p}^{2T_p} \sin(\omega\tau) \sin[\omega(2T_p - \tau) + \varphi] d\tau. \end{aligned} \quad (5)$$

В рассматриваемом случае  $T$  пропорционально целому числу периодов. При достаточно большом количестве групп отражающих структур с приемлемой погрешностью можно считать, что  $T_p$  также содержит целое число периодов.

Для реальных ОС количество периодов, соответствующих одной группе ОС, будет не меньше пяти. Поэтому погрешность расчета целого числа периодов не будет превышать 20 %.

В случае равенства  $T_p$  целому числу периодов результат вычислений по формуле (5) полностью определяется значением  $f(2T_p)$  на интервале  $[0, 2\pi]$

$$\begin{aligned}
 f(2T_p) &= \int_0^{T_p} \sin(\omega\tau) \sin(-\omega\tau) d\tau + \int_{T_p}^{2T_p} \sin(\omega\tau) \sin(-\omega\tau + \varphi) d\tau = \\
 &= \int_0^{T_p} \sin(\omega\tau) [\sin(-\omega\tau) + \sin(-\omega\tau + \pi)] d\tau = 0.
 \end{aligned}$$

Если число используемых групп ОС равно  $N = 24$ , амплитуда сжатого сигнала при деформации, вызывающей сдвиг фазы на  $\pi/2$ , не превысит  $A/N = A/24$ . При наличии деформации предложенной структуры амплитуда сигнала относительно ее значения, соответствующего отсутствию деформации, составит не более  $-20$  дБ.

Для чувствительных элементов датчиков физических величин хорошую эффективность показала топология с дифференциальным дисперсионным преобразователем [5], которую иллюстрирует рис. 1. Здесь отражающие структуры сгруппированы в  $2N$  отражателей.

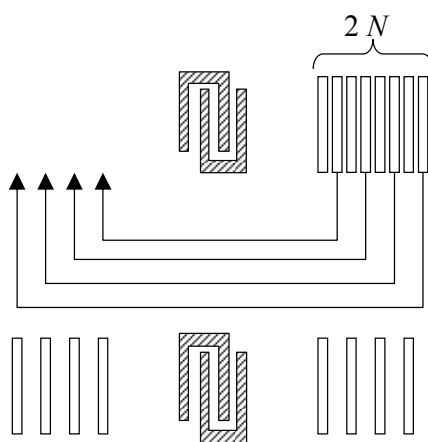


Рис. 1

Топология [4] в пределе позволяет изменить на  $\pi$  разность фаз смежных полупериодов.

Источником энергии является зондирующий сигнал  $x$ , который воспринимается измерительным преобразователем с заданной импульсной переходной функцией, преобразующим зондирующий сигнал  $x$  передатчика в выходной сигнал отклика  $x_1(t)$  чувствительного элемента.

Возможны два варианта постановки задачи оптимизации:

- 1) определить зондирующий сигнал  $x(t)$ , обеспечивающий наибольшую энергию выходного сигнала  $x_1(t)$ ;
- 2) найти значения  $\varphi$ , обеспечивающие наибольшую чувствительность параметров выходного сигнала  $x_1$  к изменению фазового сдвига  $\varphi$ .

Известно [1], что наибольшая импульсная мощность выходного сигнала получается при импульсной переходной функции, согласованной с зондирующим сигналом.

Далее рассмотрим возможность оптимизации чувствительности выходного сигнала за счет варьирования значения фазового сдвига.

**Аппроксимация результатов численного эксперимента.** На рис. 2 приведены графики нормированных к максимальной величине зависимостей амплитуды выходного сигнала  $x_1(t)$ , полученных в результате численного интегрирования, и ее аппроксимации функцией

$A = |(1 - z) \cos(\varphi/2)| + z$  на интервалах  $\varphi \in [-\pi, \pi]$  (а) и  $\varphi \in [-3\pi, +3\pi]$  (б), где  $z = \min_{\varphi} A \approx \frac{1}{2N}$ ;  $2N$  — число групп отражателей в ОС (см. рис. 1).

Для определения координаты максимальной чувствительности вычислим вторую производную от зависимости амплитуды от фазы, приравняем ее к нулю и решим полученное уравнение относительно угла фазового сдвига:

$$\frac{d}{d\varphi} C(\varphi) = \frac{d^2}{d\varphi^2} A(\varphi) = \frac{d^2}{d\varphi^2} [(1-z) \cos \frac{\varphi}{2} + z] = -\frac{1-z}{4} \cos \frac{\varphi}{2} = 0,$$

где  $C(\varphi)$  — чувствительность амплитуды  $A(\varphi)$  сигнала  $x$  к изменению фазового сдвига  $\varphi$  на смежных полупериодах;  $C(\varphi) = \frac{dA(\varphi)}{d\varphi}$ .

Корень этого уравнения  $\varphi = \pm \pi$ .

Следовательно, наибольшего значения чувствительность достигает на краях интервала  $[-\pi, \pi]$   $C_{\max}(\pm\pi) = \mp 1/2$  относительных единиц на радиан.

Изменение фазы сигнала на  $\pi$  эквивалентно изменению скорости ПАВ на 0,05 % при задержке примерно 1 мкс на частоте 1 ГГц (915 МГц). Применение высокочувствительных срезов позволит в несколько раз увеличить чувствительность.

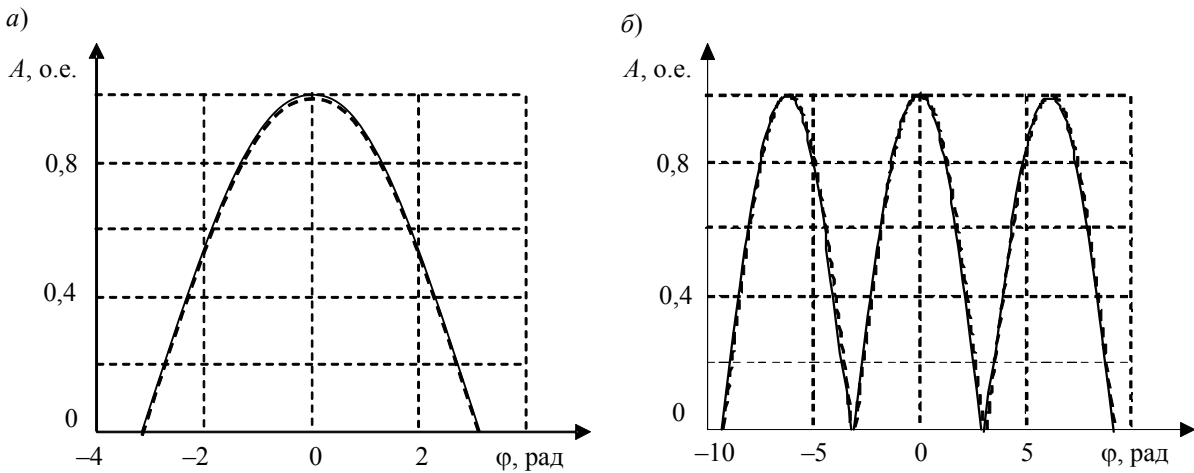


Рис. 2

**Особенности проведения измерений с использованием бесконтактных пассивных датчиков.** Существенные различия измерений с использованием бесконтактных пассивных и активных датчиков обусловлены наличием у пассивных датчиков дополнительных точек входа помех.

Рассмотрим классический вариант поступления помех в активный датчик (рис. 3, а), примером которого могут служить схемы измерений в радиолокации.

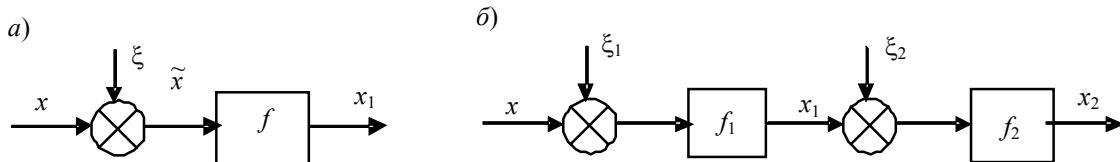


Рис. 3

Как следует из рис. 3, а, входной сигнал  $\tilde{x}$  аддитивно связан с измеряемым сигналом  $x$  и помехой  $\xi$ :  $\tilde{x} = x + \xi$ . Другими словами, на результаты измерений влияет только величина помехи в момент измерения или в момент поступления сигнала на вход приемника радиолокационной станции.

При использовании пассивных бесконтактных датчиков схема поступления помех изменится (рис. 3, б). На рис. 3:  $f_1$  — преобразование сигнала пассивным датчиком на поверх-

ностных акустических волнах;  $f_2$  — преобразование сигнала приемником (считывателем);  $\xi_1$  и  $\xi_2$  — помехи.

Однако для вариантов конструкции, где вносимые потери малы (малая дальность и малые потери ПАВ устройств), при использовании бесконтактных пассивных датчиков, например на поверхностных акустических волнах, необходимо разрабатывать специальные методы обработки сигналов с целью минимизации погрешностей измерений, пример — метод двойной согласованной фильтрации (*double filter*).

Основная идея предлагаемого метода заключается в обеспечении фильтрации помех не только считывателем, но и датчиком, которые последовательно (сначала датчик, а потом — приемник) реализуют оптимальную фильтрацию сигнала на входе (для датчика — это один тип сигнала, а для приемника — другой). Сигнал на входе приемника будет иметь длительность в два раза больше, чем у сигнала на входе датчика. Так же как и при фильтрации считывателем, фильтрация датчиком позволяет повысить соотношение сигнал/шум. Кроме этого, фильтрация датчиком позволяет увеличить не только импульсную мощность переизлучаемого сигнала, но и его энергию, и соответственно получить дополнительный эффект — повысить чувствительность и дальность действия всей измерительной системы.

Алгоритм двойной согласованной фильтрации может быть реализован следующим преобразованием сигналов. На вход датчика подается зондирующий сигнал считывателя, например, в виде постоянного по амплитуде (имеющего прямоугольную огибающую) радиосигнала  $S_1$  фиксированной частоты (рис. 4, а).

В соответствии с алгоритмом двойной согласованной фильтрации на выходе датчика формируется сигнал, имеющий ромбовидную огибающую (рис. 4, б) [5]. Этот сигнал поступает на вход считывателя с помехой  $\xi_2$ .

В результате фильтрации, организованной в считывателе, ромбовидный сигнал деформируется так, что стороны ромба приобретают параболическую форму (рис. 4, в).

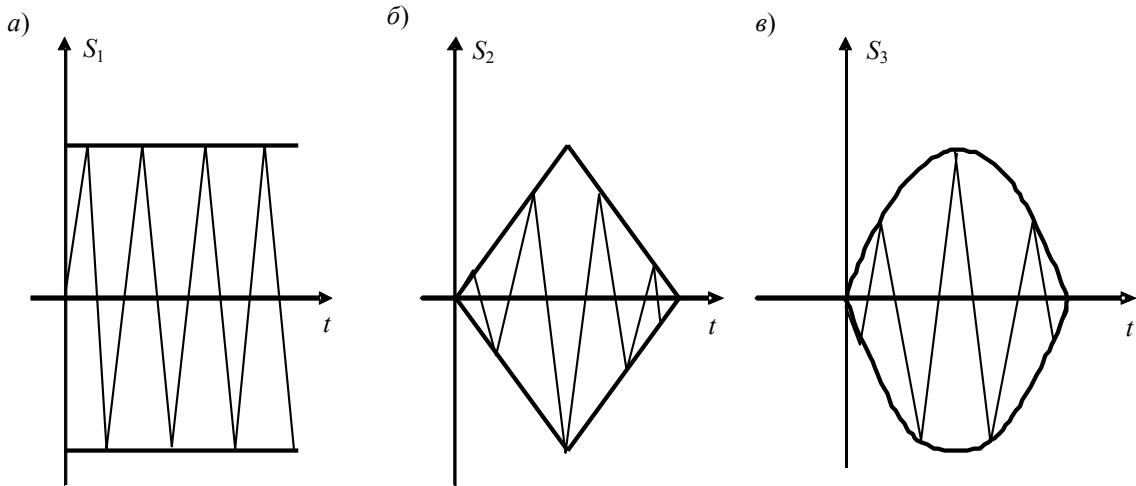


Рис. 4

В результате двойной согласованной фильтрации формируется сигнал

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

где  $S_2^*$  — сопряженная по отношению к  $S_2$  функция.

Таким образом, предлагается в отличие от фильтрации в традиционных локационных системах 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.

Можно показать, что огибающая свертки сигналов с нулевой девиацией (ромб, рис. 4, б) будет мажорировать свертку линейно-частотно-модулированных сигналов  $(\sin(x)/x)$ .

Задачу максимизации энергии можно представить по-другому: найти вид и энергию сигнала, обеспечивающего получение максимальной энергии на выходе согласованного (с данной функцией) фильтра. Для иллюстрации возможного подхода к решению этой задачи рассмотрим идеализированную модель сигнала  $S$ , имеющего мажоранту преобразования Фурье

$$\begin{aligned}\Phi_S &= a \text{ при } \omega \in [\omega_0, \omega_1]; \\ \Phi_S &= 0 \text{ при } \omega \in \{(-\infty, \omega_0), (\omega_1, \infty)\},\end{aligned}$$

где  $a$  — вещественное число.

Энергия входного сигнала, преобразование Фурье которого имеет мажоранту  $\Phi_S$ , определяется следующим соотношением:

$$E_S = \int_{-\infty}^{\infty} |S|^2 dt \leq \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_1} |\Phi_S(\omega)|^2 d\omega,$$

где  $|\Phi_S(\omega)|^2 = \Phi_S \Phi_S^*$ ;  $\Phi_S^*$  — комплексно-сопряженная функция к функции  $\Phi_S(\omega)$ .

Окончательно получаем  $E_S \leq \frac{a^2}{2\pi} \Delta\omega$ , где  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$ .

Рассмотрим другой сигнал  $S_1$ , имеющий такую же энергию, но в  $N$  раз более широкую полосу ( $\Delta\omega_1 = N\Delta\omega$ ). В частном случае, когда  $N = 10$ ,  $\Delta\omega_1 = 10\Delta\omega$

$$E_{S_1} = E_S \leq 10 \frac{a_1^2}{2\pi} \Delta\omega; \quad a_1 = \frac{a}{\sqrt{10}}.$$

В общем случае

$$E_{S_1} = E_S \leq \frac{a_1^2}{2\pi} \Delta\omega_1 = N \frac{a_1^2}{2\pi} \Delta\omega; \quad a_1 = \frac{a}{\sqrt{N}}.$$

Рассмотрим теперь энергию сигналов  $X$  и  $X_1$  на выходах соответствующих согласованных фильтров, т.е. фильтров, имеющих, по меньшей мере, мажоранты передаточных функций, равные мажорантам преобразований Фурье входных сигналов. Соответствующие преобразования Фурье выходных сигналов

$$\begin{aligned}E_X &\leq \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_1} |\Phi_S|^4 d\omega = \Delta\omega \frac{a^4}{2\pi}; \\ E_{X_1} &\leq \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_1} |\Phi_{S_1}|^4 d\omega = \Delta\omega_1 \frac{a_1^4}{2\pi} = 10\Delta\omega \frac{a_1^4}{2\pi} = \frac{1}{10} \Delta\omega \frac{a^4}{2\pi} = \frac{1}{10} E_X = \frac{1}{N} E_X.\end{aligned}$$

Сравнив полученные выражения для энергий выходных сигналов, соответствующих входным сигналам с различными полосами частот, увидим, что для максимизации энергии выходного сигнала необходимо использовать входные сигналы с возможно более узкой полосой частот, близкой к частоте, на которой амплитудно-частотная характеристика фильтра достигает максимального значения.

Таким образом, наиболее энергетически эффективными будут сигналы с малой девиацией частоты.

**Выводы.** Основная область применения акустоэлектронных датчиков на основе линий задержки — бесконтактные (дистанционные) пассивные датчики. Это определяется, с одной стороны, высокими частотами (сотни и тысячи мегагерц), что облегчает решение проблемы приема и передачи радиосигналов, а с другой — высокой стоимостью аппаратуры обработки сигналов датчика. Однако в случае пассивных дистанционных датчиков оба свойства не снижают экономической эффективности, так как приемопередатчики необходимы для любых дистанционных приложений, а сложность обработки компенсируется невысокой стоимостью процессоров.

Проведенные исследования позволяют сделать вывод, что 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 отнести ПАВ, ОАВ и магнитостатические волны.

Практическая реализация зеркальных топологий в общем случае зависит от вида конкретного физического явления. Так, для ПАВ зеркальные топологии могут быть реализованы в виде, представленном на рис. 1.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах. М.: Радио и связь, 1990. 416 с.
2. Гуляев Ю. В., Мансфельд Г. Д. Резонаторы и фильтры сверхвысоких частот на объемных акустических волнах: современное состояние и тенденции развития // Радиотехника. 2003. № 8. С. 42—54.
3. Reindl L. Wireless passive SAW identification marks and sensors // 2nd Intern. Symp. Acoustic wave devices for future mobile communication systems. Chiba University, 2004.
4. Богословский С. В. Бесконтактные пассивные датчики на основе фазового кодирования с малым изменением частоты // Мир авионики. 2010. № 2—3. С. 34—37.
5. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Теория и применение. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.

#### *Сведения об авторе*

**Сергей Владимирович Богословский** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации;  
E-mail: svb@aanet.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.