

## МНОГОМЕРНЫЕ СЕНСОРНЫЕ МИКРОСИСТЕМЫ

Колешко В.М., Карякин Ю.Д.

*Offered a new approach to designing and construction of a sensor system on base of polymeasure analysis of a physical and chemical influence of environment condition that constructed on a base neuronetworks structures on surface acoustic waves with internal self-organization mechanism.*

Микросенсоры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) основаны на изменении геометрических свойств среды, несущей ПАВ, из-за действия различных факторов – температуры, давления, влажности, вибрации, гравитационных, электрических, магнитных полей, химического состава вещества и окружающей среду газов [1].

Если в одной из точек звукопровода возбуждать акустическое колебание  $S(t)$ , то во всех направлениях среды будут распространяться волны деформации. [2] В общем случае волновая картина распространения этих волн имеет чрезвычайно сложную структуру и в полной мере не подлежит аналитическому расчету. Были созданы и обоснованы различные математические модели ПАВ сенсоров поддающиеся расчету, однако на практике эти модели оказывались близки к реальности только для самых простых случаев [3].



Рис.1. Интеллектуальная МЭМС на ПАВ

Из теоретических и практических исследований выяснилась главная особенность ПАВ микросенсоров – чрезвычайно высокая чувствительность к изменению геометрии звукопровода и внешней среды. С одной стороны это, несомненно, положительное качество, так как позволяет создать уникальные по своей чувствительности сенсоры и интеллектуальные микроэлектромеханические системы (МЭМС) (Рис.1). С другой стороны, является серьезным препятствием для практической реализации надежных и стабильных сенсорных систем, потому что очень трудно создать среду для ПАВ, чувствительную только к одному интересующему нас параметру и нечувствительную к огромному множеству остальных физико-химических воздействий. Поэтому главной заботой при проектировании микросенсоров является поиск ПАВ структур, имеющих избирательную чувствительность к заданному параметру и разработка оптимальных схем обработки акустических сигналов [4-6].

Траектории распространения акустических волн в сложной звукопроводящей среде не могут быть рассчитаны с достаточной для практики точностью, поэтому единственный реальный путь для создания избирательного высокочувствительного сенсора – много итерационный процесс, включающий теоретический расчет, изготовление экспериментальных образцов, экспериментальные исследования, уточняющий расчет и т.д. Отметим, что каждая стадия этого процесса предполагает использование дорогостоящих технических средств и

высококвалифицированного персонала. На стадиях изготовления экспериментальных образцов и экспериментальных исследований на результаты работы оказывают существенное влияние различные случайные дестабилизирующие факторы и ошибки измерения, что приводит к относительно медленной сходимости итерационного процесса, особенно при создании сенсоров особо высокой чувствительности. Все это обуславливает высокую стоимость сенсоров на ПАВ, хотя интуитивно понятно, что именно ПАВ сенсоры, базирующиеся на групповой микроэлектронной технологии, должны были бы стать самыми дешевыми и наиболее эффективными приборами для измерения любых физико-химических параметров среды.

### **Обобщенная модель многомерной сенсорной системы.**

Рассмотрим ПАВ структуру, с одной из сторон этой структуры будем возбуждать акустическое поле измерительным сигналом  $S(t)$  с центральной частотой  $f_0$  и полосой частот  $F$ , а с другой стороны ПАВ структуры разместим выходной пьезоэлектрический преобразователь для преобразования акустических сигналов в электрические. В общем случае представим акустическое колебание как случайный процесс с нулевым средним значением. ПАВ структуру выполним в виде многополоскового звукопровода, причем, длину каждой полоски выберем таким образом, что бы задержка распространения звуковых волн для всех звукопроводов отличалась друг от друга, по крайней мере, на величину  $3/F$ . На выходной преобразователь одновременно воздействует множество акустических волн, проходящих по различным путям ПАВ структуры. Выходной сигнал связан с возбуждающим колебанием через функцию свертки с импульсной характеристикой среды распространения ПАВ. Вследствие различной чувствительности каждого звукопровода к всевозможным физико-химическим воздействиям, импульсные характеристики каждого звукопровода будут существенно отличаться друг от друга. То есть сигнал на выходе  $i$ -го звукопровода будет иметь вид:

$$S_i(t, \Psi) = \int_{-\infty}^{\infty} h_i(\tau, \Psi) \bullet S(t - \tau) d\tau + n(t), \quad (1)$$

где  $h_i(\tau, \Psi)$  - импульсная характеристика среды ПАВ по  $i$ -му звукопроводу,  $0 < i < N+1$ ;

$\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_M\}$  -  $M$ -мерный вектор физико-химических воздействий внешней среды;

$n(t)$  – независимый шумовой процесс.

В (1) предполагается, что форма возбуждающего измерительного сигнала  $S(t)$  точно известна. Неизвестны импульсные характеристики  $h_i(\tau, \Psi)$  и  $M$ -мерный вектор  $\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_M\}$ . Полезная информация о векторе  $\Psi$  содержится в неизвестной импульсной характеристике ПАВ среды. Из уравнения (1) невозможно непосредственно найти  $h_i(\tau, \Psi)$  и, тем более,  $\Psi$ .

### **Методика измерения импульсной характеристики ПАВ.**

Наиболее простой способ измерения  $h_i(\tau, \Psi)$  - использовать измерительный сигнал  $S(t)$  в виде короткого радиоимпульса. В этом случае выходной сигнал ПАВ полностью совпадает с импульсной реакцией ПАВ. Точность результатов измерений всецело зависит от отношения энергии полезного сигнала к дисперсии шума. Энергия полезного сигнала пропорциональна мощности и длительности полезного сигнала. С другой стороны, чем больше длительность импульса, тем меньше точность измерения его задержки.

Для решения проблемы увеличения длительности сигнала без уменьшения точности измерения его задержки применяются широкополосные шумовые сигналы с автокорреляционной функцией в виде короткого импульса. В этом случае импульсная характеристика вычисляется как результат свертки принимаемого сигнала с измерительным сигналом  $S(t)$ :

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \Psi) \bullet S(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \{h(\tau, \Psi) \bullet S(t - \tau) + n(t)\} \bullet S(t - \tau) d\tau =$$

$$= h(\tau, \Psi) + n'(t). \quad (2)$$

Однако свертка двух высокочастотных широкополосных сигналов является трудоемкой вычислительной задачей. Для уменьшения количества необходимых операций широко используется алгоритм Быстрого Преобразования Фурье (БПФ). И все же, при полосе сигналов в несколько мегагерц, практическая реализация устройства для свертки сигналов является слишком дорогостоящей задачей даже при использовании БПФ. Гораздо более эффективен для свертки шумоподобных сигналов разработанный алгоритм БПК, который обеспечивает выигрыш более чем в 20 раз по сравнению с БПФ.

### Алгоритм БПК.

Представим поступающий на вход коррелятора сигнал в виде последовательности  $n$ -отсчетов вещественных чисел (аналогично комплексных чисел), т.е. в виде  $n$ -вектора-столбца  $S$ . Пусть в коде имеется  $m$  различных слов, каждое из которых представлено в виде последовательности  $n$  целых чисел из поля  $-1, 1$ . Пусть  $r_i$ - коэффициент корреляции между  $i$ -ым кодовым словом и принятым сигналом  $S$ . Представив множество коэффициентов корреляции между сигналом  $S$  и всеми словами кода в виде вектора-столбца  $R$ , можно записать  $R = A * S$ , где  $A$  - прямоугольная  $m * n$  матрица  $\pm 1$  чисел, в строках которой перечислены все кодовые слова. Очевидно, что непосредственное вычисление  $R$  для произвольной  $m * n$ -матрицы потребует  $m * n$  операций умножения и  $m * (n - 1)$  операций сложения, а для двоичной матрицы  $A$  потребуются  $m * (n - 1)$  операций сложения пар чисел. В работе [7] показано, что любую двоичную матрицу  $A$  можно умножить на вектор значительно быстрее, если ее предварительно  $C$ -факторизовать ( $C$ -разложение на множители, содержащие в каждой строке не более двух ненулевых элементов равных  $\pm 1$ ), причем перестановкой столбцов матрицу  $A$  всегда можно привести к такому виду, чтобы  $C$ -множители содержали минимальное число строк, что позволяет получить значительное уменьшение необходимого числа операций. То есть, кодовую матрицу  $A$  можно представить в виде

$$A(m, n) = C(m, m_{0,0}) * C_1 * \prod_{i=2}^k \text{diag}\{C_{i0}, C_{i1}, \dots, C_{iq-1}\} * \prod_{i=2}^k P_i, \quad (3)$$

где  $q = 2^{i-1} - 1$ ;

$P_i$  - перестановочные матрицы, минимизирующие количество строк в матрицах  $C_{ij}$ .

Однако алгоритм факторизации матрицы не учитывает структурных свойств кода, поэтому не может быть достаточно эффективным. Ниже описан конструктивный алгоритм факторизации произвольных кодовых матриц линейных двоичных кодов.

### Декодирование линейных двоичных кодов.

Пусть  $A(n, k, d)$  и  $G[n, k, d]$  —  $\pm 1$ - кодовая и соответствующая ей  $0, 1$ - порождающая матрицы двоичного линейного кода длины  $n$ , содержащего  $m = 2^k$  слов с минимальным кодовым расстоянием  $d$ . Линейными операциями над строками, перестановкой столбцов и разбивкой по горизонтали на две подматрицы преобразуем матрицу  $G$  таким образом, чтобы первые  $k_{1,0}$  строк правой подматрицы оказались равными нулю. Эта операция всегда возможна, так как любой линейный код с минимальным расстоянием  $d$  содержит подкод с таким же расстоянием, часть строк порождающей матрицы которого перестановкой столбцов может быть приведена к требуемому виду, т.е. порождающая матрица исходного кода будет иметь вид:

$$G[n, k, d] = B_1 * \begin{bmatrix} X_{1,0}[n_{1,0}, k_{1,0}, d] & O\{k_{1,0}, n_{1,1}\} \\ Q\{k - k_{1,0}, n_{1,0}\} & Q\{k - k_{1,0}, n_{1,1}\} \end{bmatrix} * P, \quad (5)$$

где  $B_1$  - 0,1 невырожденная матрица размерности  $k*k$ ;

-  $Q$  - 0,1 матрицы;

-  $P$  - перестановочная матрица;

-  $X_{i,j}[a,b,d]$  - 0,1 порождающая  $b*a$  матрица линейного  $[a,b,d]$  кода.

Проведя аналогичные преобразования с нижними строками матрицы, получим:

$$G[n,k,d] = B_1 * \begin{bmatrix} X_{1,0}[n_{1,0}, k_{1,0}, d] & \mathbf{0}\{k_{1,0}, n_{1,1}\} \\ Q\{k - k_{1,0} - k_{1,1}, n_{1,0}\} & Q\{k - k_{1,0} - k_{1,1}, n_{1,1}\} \\ \mathbf{0}\{k_{1,1}, n_{1,0}\} & X_{1,1}[n_{1,1}, k_{1,1}, d] \end{bmatrix} * P. \quad (6)$$

Выражение (6) дает возможность представить процедуру корреляционного анализа сигналов в пространстве кода размерности  $n$  через корреляционный анализ в пространстве подкодов меньшей размерности  $n_{1,0}$  и  $n_{1,1}$ . Вычислительная сложность этой процедуры равна:

$$W = 2^k + W_{1,0} + W_{1,1}, \quad (7)$$

или для кода, содержащего инверсии своих слов:

$$W = 2^{k-1} + W_{1,0} + W_{1,1}, \quad (8)$$

где  $W_{i,j}$ - вычислительная сложность корреляционного анализа подкодов  $n_{i,j}$ .

Обозначим порождающие матрицы подкодов, образованных из половинок порождающей матрицы (6)

$$G_{1,0}[n_{1,0}, k - k_{1,1}, d_{1,0}] = \begin{bmatrix} X_{1,0}[n_{1,0}, k_{1,0}, d] \\ Q_{1,0} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Каждый такой код имеет длину  $n_{1,0}$  и количество слов  $m_{1,0} = \exp_2[k - k_{1,1}]$  и может быть представлен через подкоды меньшей размерности по аналогии с выражением (9) и является обобщенным представлением алгоритма БПК для произвольных линейных кодов.

### Нижняя граница сложности корреляционного анализа линейных кодов.

Отношение числа необходимых для корреляционного анализа операций к размерности кода или к количеству слов в коде называют коэффициентом сложности корреляционного анализа. Из (8) получим:

$$s = (2^{k-1} + W_{1,0} + W_{1,1})/m = 0,5 + 2^{-k} * (W_{1,0} + W_{1,1}). \quad (10)$$

Разлагая матрицы (9) на подматрицы по аналогии с (6), получим:

$$s = 0,5 + 2^{-k} * \left( \sum_{i=1}^l \sum_{j=0}^{2^i-1} \exp_2(k_{i,j} - 1) \right), \quad (11)$$

где  $\exp_2(k_{i,j})$ - количество слов в соответствующем подкоде.

Очевидно, что при  $n \rightarrow \infty$ ,  $k/n > 0$  и для любых линейных кодов, содержащих инверсии своих слов,  $s \rightarrow 0,5$ .

Для корреляционного декодирования необходимо из  $m/2$  вычисленных корреляционных коэффициентов выбрать один максимальный, для чего потребуется еще  $m/2-1$  операций. То есть, при больших  $n$  для любых кодов с ненулевой скоростью передачи, содержащих инверсии своих слов, существует конструктивный алгоритм корреляционного декодирования, коэффициент сложности которого стремится к единице.

### Свертка шумоподобных сигналов на основе последовательностей максимальной длины.

Используем шумоподобный сигнал в виде периодически повторяющейся последовательности максимальной длины. Тогда все возможные циклические сдвиги такого сигнала образуют матрицу-циркулянт размерности  $n*n$ . В этом случае свертка с таким сигналом эквивалентна умножению принятого вектора-сигнала на матрицу-циркулянт.

Пусть  $H'(k)$ —порождающая матрица кода максимальной длины  $n=2^k-1$ , а  $G'(1, k)$  — порождающая матрица кода Рида-Маллера 1-го порядка без первого столбца. Каждая из матриц содержит среди столбцов все возможные двоичные числа кроме нуля ровно по одному разу, причем в матрице  $G'(1, k)$  числа в столбцах расположены в порядке возрастания номеров. Следовательно, можно записать:

$$H'(k)=G'(l, k)*P, \quad (12)$$

где  $P$  — перестановочная матрица размерности  $(2^k-1)*(2^k-1)$ .

Определим вид матрицы  $P$ . Представим матрицы  $G'(1, k)$  и  $H'(k)$  в виде

$$G'(1, k) == [G_1, G_2, \dots, G_n],$$

$$H'(k)=[H_1, H_2, \dots, H_n].$$

Аналогично матрица  $P$  может быть представлена  $P=[P_1, P_2, \dots, P_n]$ .

В столбце  $P_i$ , единственная единица должна быть в  $j$ -ой строке, если  $H_i = j$ , т. е.  $P_i=2^{H_i-i}$ .

Пусть необходимо произвести корреляционный анализ (свертку) сигнала  $S$ , т.е.

$Y=R(k)*S$ , где  $R(k)$  — код, порождаемый матрицей  $H'(k)$ , в которой нули заменяют на единицы, а единицы - на минус единицы. То есть

$$Y=R(1, k)*P*S.$$

Рассмотрим конкретный пример свертки последовательности максимальной длины  $n=7$

$$\text{с порождающей матрицей } H(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = [1 \ 2 \ 4 \ 5 \ 7 \ 3 \ 6]. \quad (13)$$

В этом случае перестановочная матрица будет иметь следующий вид

$$P = [2^1 \ 2^2 \ 2^4 \ 2^5 \ 2^7 \ 2^3 \ 2^6] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Для вычисления свертки потребуется всего 22 операции сложения вещественных чисел. Реализация свертки через алгоритм БПФ потребует 128 операций сложения и 14 операций умножения комплексных чисел.

### Вычисление вектора состояния внешней среды.

После вычисления свертки, получим оценку вектора импульсной характеристики ПАВ, то есть:

$$Z = \Lambda(\Psi); \quad (15)$$

где  $\Lambda$  - некоторый в общем случае нелинейный оператор;

$Z=\{z_1, z_2, z_3, \dots, z_n\}$  – вектор значений, полученных после обработки сигналов  $S_i$ ;  
 $n \geq N$ .

Необходимый нам вектор  $\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_M\}$  физико-химического состояния внешней среды легко получить из соотношения:

$$\Psi = \Lambda^{-1}(Z). \quad (16)$$

К сожалению, оператор  $\Lambda$  нам неизвестен, поэтому невозможно использовать стандартные методы решения обратных задач для определения  $\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_M\}$ .

### **Вычисление вектора физико-химического состояния среды при помощи эволюционных методов самоорганизации.**

Обобщенная модель многомерной сенсорной ПАВ системы, рассмотренная в предыдущем разделе, дает возможность свести задачу измерения вектора состояния среды  $\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_M\}$  к задаче вычисления этого вектора через измеренные значения представленные в виде  $n$ -мерного вектора  $Z$ . В общем случае решения операторного уравнения (15), связывающего между собой известные и неизвестные вектора, не существует.

Рассмотрим один из компонентов  $\psi_i$ , подлежащего вычислению вектора  $\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_M\}$ . Пусть на реальный ПАВ сенсор воздействует не более  $N-1$  физико-химических составляющих. Тогда для каждого из всевозможных значений вектора  $Z$  определено одно и только одно значение компоненты  $\psi_i$ . То есть это конкретное значение компоненты  $\psi_{i,j}$  для фиксированного значения вектора  $Z_j$  есть точка в  $k$ -мерном пространстве ( $k \leq N$ ). Множество точек (значений компоненты  $\psi_i$ ) для всевозможных значений вектора  $Z = \{z_1, z_2, z_3, \dots, z_n\}$  образуют гиперповерхность в  $k$ -мерном пространстве. Теперь мы можем записать соотношение (17), которое справедливо для операторов  $\Lambda^{-1}$  любого вида и сложности:

$$\psi_i = \sum_{l=1}^k \lambda_{i,l} \cdot F_l(Z), \quad (17)$$

где  $F_l$  - некоторая функция из произвольного семейства ортогональных функций.

Понятно, что выражение (17) справедливо для всех компонентов вектора

$$\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_M\}.$$

Таким образом, задача измерения физико-химических характеристик среды, воздействующей на ПАВ сенсор, решается так:

#### **1. Подготовительный этап:**

1.1. ПАВ сенсор с произвольным и возможно случайным расположением приемных электродов и случайной чувствительностью к различным внешним факторам помещается в сертификационную измерительную камеру, оснащенную эталонными измерительными приборами и средствами для создания в измерительной камере заданных физико-химических условий.

1.2. В сертификационной измерительной камере создаются различные физико-химические условия для перебора множества возможных значений параметров. Производятся множественные эталонные измерения исходных физико-химических параметров и соответствующих им значений вектора  $Z$ .

1.3. Выбирается некоторое семейство ортогональных функций  $\Phi$ .

1.4. Вычисляем значения коэффициентов  $\lambda_{i,l}$ , минимизирующих ошибку представления компонентов вектора  $\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_M\}$  в выражении (17).

1.5. Запоминаем выбранное семейство ортогональных функций  $\Phi$  и вычисленные в п.1.4 значения коэффициентов  $\lambda_{i,l}$ .

#### **2. Рабочий этап:**

2.1. Измеряется значение вектора  $Z$ .

2.2. Вычисляются значения вектора  $\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_M\}$  по формуле (17).

При практической реализации вышеописанного алгоритма возникают следующие вопросы:

1. Сколько должно быть приемных электродов в ПАВ сенсоре и что значит их случайное расположение и случайная чувствительность к внешним факторам ?
2. Какой диапазон физико-химических внешних факторов должен быть предусмотрен в измерительной камере ?
3. Какое количество эталонных измерений необходимо?
4. С какой точностью необходимо измерять значения внешних физико-химических факторов и значения вектора  $Z$  ?.
5. Как выбирается семейство ортогональных функций  $\Phi$  ?
6. Как вычислить коэффициенты  $\lambda_{i,1}$  ?

Начнем с ответа на самый сложный шестой вопрос.

Преобразуем выражение (17) к эквивалентному матричному виду:

$$y_i = X_i \cdot \lambda_i, \quad (18)$$

где  $y_i$  –  $p$ -мерный вектор измеренных значений  $i$ -го внешнего параметра,

$X_i$  –  $p \cdot k$  матрица в строках которой представлены преобразованные через выбранные ортогональные функции значения вектора  $Z$ ,

$\lambda_i$  – искомый вектор коэффициентов преобразования.

Задача нахождения такого вектора коэффициентов преобразования  $\lambda_i$ , который минимизирует среднюю ошибку между заданным и полученным вектором  $y_i$  сводится к задаче решения системы нормальных уравнений.

$$X' \cdot y_i = X' \cdot X \cdot \lambda_i. \quad (19)$$

Эта система может быть выведена с использованием ортогонализации Грама-Шмидта или путем приравнивания нулю частных производных суммы квадратов ошибки.

Выражение (19) называют системой нормальных уравнений регрессии  $y$  на  $X$ .

Для численного решения системы уравнений (19) могут быть использованы различные хорошо исследованные алгоритмы регрессионного анализа.

Ответ на остальные вопросы удивительно прост – чем большее пространство признаков будет использовано, тем лучшие будут получены результаты. Следовательно, количество приемных электродов должно быть максимально велико, расположены они должны быть равномерно по всем направлениям, диапазон физико-химических параметров должен соответствовать рабочему диапазону ПАВ сенсора, количество эталонных измерений должно быть как можно больше, точность измерений должна быть не ниже заданной для ПАВ сенсора точности в рабочем режиме, семейство ортогональных функций должно выбираться из требований минимальной сложности реализации.

Но проблема состоит в том, что для случая ПАВ сенсоров размерность пространства признаков должна быть очень большой, и стандартные алгоритмы регрессионного анализа становятся неработоспособными. Поэтому целесообразно использовать так называемые эволюционные алгоритмы самоорганизации, обеспечивающие решение регрессионной задачи даже для очень большого количества переменных.

Сущность эволюционных алгоритмов регрессионного анализа состоит в следующем:

- Все наблюдения разбиваются на две части – обучающую размерности  $p_1$  и проверочную выборки.
- Все переменные случайным образом комбинируются парами.
- Для каждой пары вычисляются коэффициенты регрессии на основе обучающей выборки.
- Из всевозможных пар выбирается  $p_1$  наилучших, имеющих минимальную ошибку на проверочной выборке.

- Процедура выбора случайных пар переменных повторяется до тех пор, пока ошибка регрессии не станет минимальной.

Легко показать, что дисперсия ошибки вычисления многомерного вектора оценки физико-химических параметров внешней среды убывает пропорционально величине  $N$  равной количеству используемых независимых различных путей распространения акустических сигналов в ПАВ сенсоре. Однако сложность вычислений при этом также возрастает, причем в общем случае сложность вычислений растет пропорционально степени  $N$ , что накладывает серьезные ограничения в возможности практического использования этих методов. В связи с этим особенно актуальной становится задача разработки быстрых цифровых алгоритмов оценки параметров физико-химических величин в многомерных сенсорных системах.

### Результаты моделирования

Генератор псевдослучайной последовательности максимальной длины модулирует по фазе синусоидальный сигнал частоты 400 МГц. Модулированный сигнал поступает на вход сенсора, выполненного в виде линии задержки с пятиканальным распространением ПАВ (Рис.2).

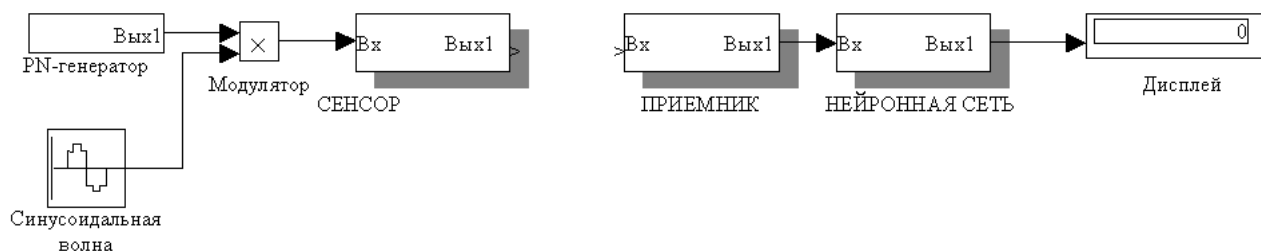


Рис.2. Структурная схема экспериментальной установки.

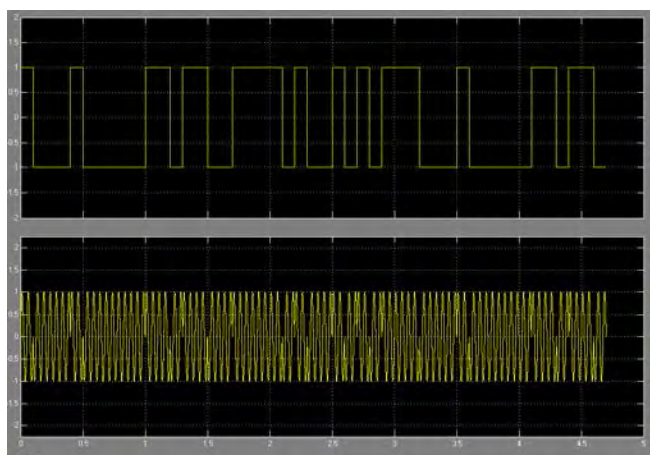


Рис.3. Структура псевдослучайного сигнала.

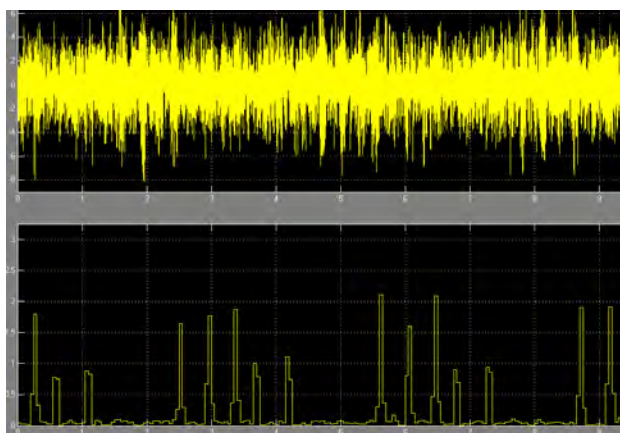


Рис.4. Осциллограммы сигналов на входе приемника и выходе цифрового коррелятора.

С выхода ПАВ структуры сигналы через радиоканал поступают на вход приемника, где производится их фильтрация, усиление, свертка с эталонным сигналом при помощи алгоритма БПК (Рис.3, Рис. 4).

Если используется псевдослучайная последовательность длины  $n$ , то отношение мощности сигнала к шуму на выходе цифрового коррелятора увеличивается в  $n$  раз. В этом случае дальность передачи информации по радиоканалу между ПАВ и приемником увеличивается в квадратный корень из  $n$  раз. Затем, измеренные значения оценок параметров импульсной характеристики ПАВ поступают на блок распознавания образов, построенный на основе нейронных сетевых структур со встроенным механизмом самоорганизации [9].



Использование псевдослучайной последовательности большой длины позволяет практически реализовать систему скрытного дистанционного контроля физико-химических параметров среды. Система передает информацию по радиоканалу с уровнем полезного сигнала в десятки-сотни раз меньшим уровня шумов, что препятствует обнаружению, перехвату, модификации или подмене скрытно передаваемой телеметрической информации. Практическое использование таких систем не позволяет потенциальному противнику даже обнаружить факт работы системы измерения параметров.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Колешко В.М., Мешков Ю.В. Микроэлектронные преобразователи информации на поверхностных акустических волнах. М. ЦНИИ "Электроника" – 1985. №9. –116 с.
2. Колешко В.М., Баркалин В.В., Польшкова Е.В. Сенсорные микросистемы на поверхностных акустических волнах. // Теоретическая и прикладная механика, Мн. вып.17, 2004, 48 с.
3. Колешко В.М., Мешков Ю.В., Баркалин В.В. Математическое и машинное моделирование в микроэлектронике. Вильнюс. ИФП, 1987, 70 с.
4. Колешко В.М., Мешков Ю.В., Баркалин В.В. Преобразователь механических величин. Авторское свидетельство СССР № 16341111 (05.12.1988)
5. Колешко В.М., Мешков Ю.В., Баркалин В.В. Устройство на поверхностных акустических волнах. Авторское свидетельство СССР № 1436831 (06.06.1986)
6. Koleshko V.M., Meshkov Yu.V., Barkalin V.V., Strain effect in single-crystal silicon-based Multilayer surface acoustic wave structures.// Thin Solid Films, 190 (1990), p. 359-372.
7. Карякин Ю.Д. Обобщенный алгоритм факторизации двоичных матриц. Управление защитой информации. Т.3, №1, 1999, Мн., с.83-88
8. Карякин Ю.Д. Быстрое корреляционное декодирование кодов Рида-Маллера.// Проблемы передачи информации, 1987. Т.23. №2, с.40-49.
9. Колешко В.М., Польшкова Е.В., Примако А.А, Нейросетевая технология микросистем.//Technologiczne Systemy Informacyjne w Inzynierii. Lublin, Poland, 2001. p. 305 - 311.