

УДК 531.768

СЕНСОР НА ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЯХ ДЛЯ ДИСТАНЦІЙНОГО ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ

О. М. Кузьменко, М. Ф. Жовнір

Національний технічний університет України «КПІ»

просп. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна. E-mail: kuzmenko-oksana@i.ua

Представлено схему безпроводного пасивного сенсору на поверхневих акустичних хвилях для дистанційного вимірювання температури, побудованого на основі навантаженої на терморезистор лінії затримки на поверхневих акустичних хвилях. Приведені основні положення математичного моделювання конструктивних елементів запропонованої схеми – перетворювачів поверхневих акустичних хвиль та ділянки звукопроводу між ними. Наведено алгоритм побудови математичної моделі сенсору та визначення коефіцієнту відбиття від навантаженого на терморезистор вихідного зустрічно-штирьового перетворювача. У рамках матричного аналізу отримані залежності коефіцієнту відбиття від навантаженого на терморезистор вихідного зустрічно-штирьового перетворювача та амплітуди відбитого сигналу від значення опору терморезистора (при температурі в діапазоні від 0 до 250 °С). Показані основні прийняті для моделювання конструктивних параметрів лінії затримки. Зроблені висновки щодо перспективності застосування запропонованої схеми для вимірювання інших фізичних величин і діапазону вимірюваних температур. У результаті порівняння результатів моделювання та експерименту встановлено, що відносна похибка моделювання не перевищує 14 %.

Ключові слова: сенсор поверхневих акустичних хвиль, температура, терморезистор, математична модель, коефіцієнт відбиття.

ДАТЧИК НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ

О. Н. Кузьменко, Н. Ф. Жовнір

Національний технічний університет України «КПІ»

просп. Перемоги, 37, г. Київ, 03056, Україна. E-mail: kuzmenko-oksana@i.ua

Представлена схема беспроводного пасивного датчика на поверхностных акустических волнах для дистанционного измерения температуры, построенного на основе нагруженной на терморезистор линии задержки на поверхностных акустических волнах. Приведены основные положения математического моделирования конструктивных элементов предложенной схемы – преобразователей поверхностных акустических волн и области звукопровода между ними. Автором описан алгоритм построения математической модели сенсора и расчета коэффициента отражения от нагруженного на терморезистор выходного встречно-штиревого преобразователя. Представлены принятые для моделирования основные конструктивные параметры линии задержки. В рамках матричного анализа получены зависимости значений коэффициента отражения от нагруженного на терморезистор выходного встречно-штиревого преобразователя и амплитуды отраженного сигнала от значений сопротивления терморезистора (при соответствующем изменении температуры в диапазоне от 0 до 250 °С). Сделаны выводы о перспективности использования предложенной схемы и диапазона измеряемых температур. В результате сравнения результатов моделирования и эксперимента установлено, что относительная погрешность моделирования не превышает 14 %.

Ключевые слова: датчик поверхностных акустических волн, температура, терморезистор, математическая модель, коэффициент отражения.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. На сьогодні серед пристроїв на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) широке застосування знайшли пасивні безпроводні ПАХ сенсори [1–3]. Це пояснюється специфічністю можливих умов використання таких пристроїв, які унеможливають, по-перше, наявність дротового зв'язку між сенсором і пристроєм обробки інформації, та, по-друге, використання акумуляторів чи інших джерел живлення через агресивність робочого середовища (висока температура, радіоактивність тощо). Окрім зазначеного, пасивні безпроводні сенсори мають низьку собівартість порівняно із активними чи напівактивними пристроями, що також сприяє їхньому широкому застосуванню.

Безпроводні сенсори на ПАХ здатні розв'язувати широке коло задач завдяки їх функціональному різноманіттю. На сьогодні створена велика кількість пристроїв для вимірювання механічних величин (тиск, зусилля, деформація, кутова швидкість, лінійне прискорення), теплових пристроїв (сен-

сорів температури), сенсорів швидкості потоку, газоаналізаторів, приладів для вимірювання вологості, мікромас, ідентифікації об'єктів, приладів для експериментального дослідження фізичних та хімічних властивостей матеріалів [4, 5]. Саме тому аналіз існуючих пасивних безпроводних сенсорів на ПАХ із метою покращення їхніх характеристик та розробка нових пристроїв є актуальними задачами сьогодні.

Мета роботи – створення сенсора на поверхневих акустичних хвилях для дистанційного вимірювання температури.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. У даній роботі проведено дослідження можливості використання безпроводних сенсорів на ПАХ для дистанційного вимірювання температури, побудованих за наведеною на рис. 1 схемою. Такі сенсори дозволяють вимірювати температуру у важкодоступних місцях і, на відміну від існуючих активних сенсорів, не потребують використання джерел живлення.

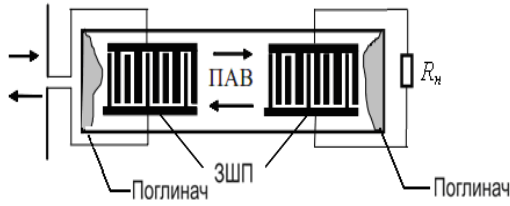


Рисунок 1 – Схема ПАХ сенсору для дистанційного вимірювання температури

Сенсор на ПАХ для дистанційного вимірювання температури (рис. 1) виконано у вигляді лінії затримки (ЛЗ) зі сформованими вхідним і вихідним зустрічно-штирьовими перетворювачами (ЗШП) на п'єзоелектричному звукопроводі. Вхідний ЗШП з'єднаний з антеною, а вихідний ЗШП – із навантаженням R_n , величина якого залежить від значення вимірюваної температури [2]. Для зменшення рівня помилкових сигналів і забезпечення режиму біжучої хвилі на торцях звукопроводу нанесено поглиначі.

Як навантаження R_n можуть бути використані терморезистори – резистори, значення опорів яких залежать від температури. На сьогодні найпоширенішими є платинові, мідні та напівпровідникові терморезистори. Перші два типи терморезисторів характеризуються лінійною залежністю опору від температури, високою відтворюваністю властивостей від зразка до зразка (номінального значення опору, температурних коефіцієнтів тощо), але низьким, порівняно із напівпровідниковими терморезисторами, температурним коефіцієнтом опору. Тому, напівпровідникові терморезистори є найбільш придатними для використання як навантаження на показаний на рис. 1 схемі, не зважаючи на нелінійність їх температурної залежності опору та значний розкид значень параметрів у межах однієї серії виробів. Окрім цього, додатковою перевагою напівпровідникових терморезисторів є їхні малі габарити. Температурна залежність опору напівпровідникового терморезистору (наприклад, НАТ 102В) описується залежністю:

$$R = R_{\infty} e^{B/T}, \quad (1)$$

де $B = 3100 \text{ K}^{-1}$; R_{∞} – опір терморезистора при високих температурах; T – поточна температура, К, та має вигляд:

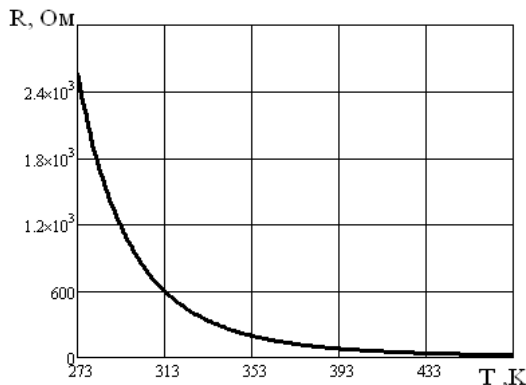


Рисунок 2 – Температурна залежність опору терморезистора

Відповідно до наведеної на рис. 2 залежності, зміна опору навантаження при зміні температури призводить до зміни коефіцієнту відбиття в ЛЗ і до зміни амплітуди відбитої хвилі. У [2] у результаті проведення експерименту встановлено, що амплітуда відбитої хвилі (A , дБ) від узгодженого навантаження вихідного ЗШП менша на 20 дБ за амплітуду хвилі, сформованої в результаті відбиття від ненавантаженого вихідного ЗШП.

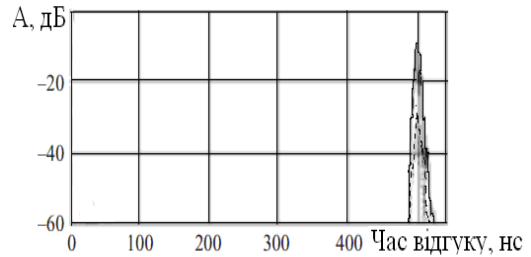


Рисунок 3 – Імпульсний відгук від ненавантаженого та навантаженого на узгоджене навантаження ЗШП

З метою подальшого дослідження перспективності застосування для дистанційного вимірювання температури схеми, представленої на рис. 1, необхідно:

1. Сформувати математичну модель ПАХ сенсору та побудувати на її основі еквівалентну схему
2. Отримати функціональну залежність коефіцієнту відбиття в ЛЗ від значень опору навантаження R_n , підключеного до вихідного ЗШП, та відповідних значень вимірюваної температури.

Оскільки ЗШП є основними елементами будь-якого пристрою на ПАХ, то особливо важливо мати адекватну фізичну модель перетворювача. Моделювання ЗШП, утвореного із N пар електродів, зручно реалізувати, використовуючи матрицю повних провідностей Y_{sec} для еквівалентної схеми секції із двох електродів [6–8]:

$$Y_{sec} = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{12} & y_{11} & -y_{12} \\ y_{13} & -y_{13} & y_{33} \end{vmatrix}, \quad (2)$$

де

$$y_{11} = -iG_0 \text{ctg}(\theta); \quad y_{12} = -iG_0 / \sin(\theta);$$

$$y_{13} = -iG_0 \text{tg}(\theta / 4);$$

$$y_{33} = -i(4G_0 \text{tg}(\theta / 4) + \omega C); \quad G_0 = 1 / z_0;$$

$$z_0 = 1 / (f_0 C k^2); \quad \theta = 2\pi f / f_0; \quad k = \sin(\pi d / 2h);$$

d – ширина електрода; h – крок розміщення електродів; C – ємність секції.

Тоді, перетворювач, утворений із N пар електродів, можна представити еквівалентною схемою, утвореною із еквівалентних схем N секцій, з'єднаних послідовно по акустичних входах і паралельно по електричних. Якщо ж визначити лише вхідну провідність по електричному входу, то еквівалентна схема ЗШП буде зведена до двополюсника (рис. 4), що містить послідовне з'єднання статичної

ємності C_s , активної і реактивної складових опорів випромінювання $R_a(f)$ і $X_a(f)$, які визначаються за допомогою співвідношень [7, 8]:

$$C_i = NC_s W, \quad (3)$$

де C_s – погонна ємність пари електродів (кварц ST -зрізу – $C_s = 0,55 \text{ нФ/см}$; ніобіт літію YZ -зрізу – $C_s = 4,6 \text{ нФ/см}$; танталат літію YZ -зрізу – $C_s = 5,7 \text{ нФ/см}$); W – апертура ЗШП.

$$R_a(f) = R(f_0) [\sin Y / Y]^2 \quad (4)$$

$$X_a(f) = R(f_0) \left[\frac{\sin(2Y) - 2Y}{2Y^2} \right], \quad (5)$$

де $R(f_0)$ – активна складова опору випромінювання при резонансі:

$$R(f_0) = \frac{1}{8k^2 f_0 C_i N}, \quad (6)$$

де $Y = N\pi\delta / 2$; N – кількість пар електродів; f_0 – центральна частота; $\delta = (f - f_0) / f_0$ – відносна смуга пропускання на рівні 3 дБ.

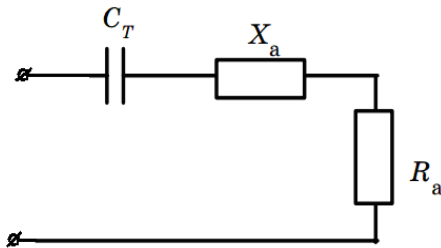


Рисунок 4 – Послідовна електрична еквівалентна схема двофазного ЗШП

Для узгодження перетворювачів із зовнішніми ланцюгами використовується послідовна електрична індуктивність L (рис. 5), підібрана з урахуванням компенсації статичної ємності перетворювача, і визначається відповідно до

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_s N W}. \quad (7)$$

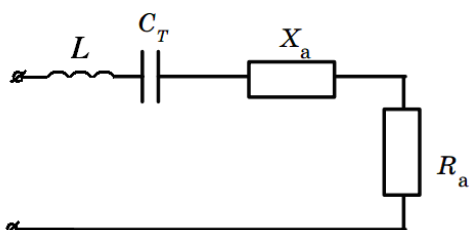


Рисунок 5 – Схема компенсації реактивного опору перетворювача

Математичну модель області звукопроводу між вхідним і вихідним ЗШП сформовано в термінах матриці передачі відповідно до

$$T = \begin{vmatrix} 1/e^{-jk_0 L_s - \alpha L_s / V_0} & 0 \\ 0 & e^{-jk_0 L_s - \alpha L_s / V_0} \end{vmatrix}, \quad (8)$$

де T – матриця передачі; α – коефіцієнт поглинання матеріалу звукопроводу, дБ/мкс [7]; k_0 , V_0 – хвильове число та швидкість ПАХ на вільній поверхні звукопроводу відповідно; L_s – довжина ділянки звукопроводу між ЗШП.

Зважаючи на формування математичної моделі області звукопроводу між ЗШП у термінах матриці передачі (8), виникає необхідність використання апарату матричного аналізу для подальшого визначення коефіцієнтів відбиття від навантаженого на R_n вихідного ЗШП. Тоді, алгоритм визначення коефіцієнту відбиття від навантаження та відповідно вимірюваної температури має вигляд:

- сформувати схему сенсору, утворену послідовним з'єднанням вхідного ЗШП, ділянки звукопроводу та навантаженого на R_n вихідного ЗШП;

- отримати матрицю передачі ділянки звукопроводу між перетворювачами [9];

- визначити нормовану матрицю передачі (як нормувальні величини використати опір, утворений паралельним з'єднанням активної складової опору випромінювання на центральній частоті $R(f_0)$ і внутрішнім опором антени, з одного боку, та опір, утворений паралельним з'єднанням $R(f_0)$ та опору навантаження вихідного ЗШП R_n , з іншого боку);

- визначити матрицю розсіювання на основі отриманої нормованої матриці передачі з подальшим визначенням коефіцієнту відбиття від вихідного ЗШП, навантаженого на R_n [9].

Окрім визначення коефіцієнту відбиття за допомогою приведеного вище алгоритму, необхідно визначити і амплітуду сигналу, відбитого від навантаженого на R_n вихідного ЗШП. Для цього приведемо необхідну для наступних розрахунків еквівалентну схему сенсору:

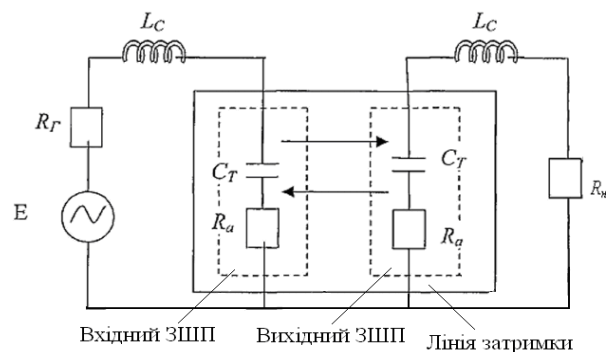


Рисунок 6 – Еквівалентна схема сенсору із підключеними антеною (представленою джерелом напруги E із внутрішнім опором R_T) до вхідного ЗШП та опором навантаження R_n до вихідного ЗШП

Відповідно до наведеної вище схеми, падіння напруги на опорі випромінювання вхідного ЗШП визначає амплітуду ПАХ, що поширюється в лінії затримки, і визначається відповідно до

$$U_{Ra} = E \cdot R_a / (R_r + R_a + 1/i\omega C_T + i\omega L_C) \quad (9)$$

Через подвоєний час затримки джерелом сигналу є вхідний ЗШП, що генерує сигнал напругою:

$$U_{2t_zamp} = U_{Ra} \cdot k \cdot \Gamma_{R_n} \cdot e^{-i2\omega t_zamp} \quad (10)$$

де $k=1/2$ – коефіцієнт, що враховує втрати, пов'язані із поширенням поверхневої акустичної хвилі в обидва напрямки від перетворювача (відповідає затуханню 6 дБ). Тоді, напруга, що виділяється на опорі випромінювання антени R_r через подвоєний час затримки, дорівнює:

$$U_{R_r} = U_{2t_zamp} \cdot R_r / (R_r + R_a + 1/i\omega C_T + i\omega L_C) \quad (11)$$

та визначає амплітуду інформаційного сигналу в місці розміщення сенсору. Відношення U_{R_r} до напруги джерела E , що задає амплітуду зонduючого сигналу в початковий момент часу, є нормованою амплітудою інформаційного сигналу і дорівнює:

$$\begin{aligned} A_{норм} &= U_{R_r} / E = \\ &= U_{2t_zamp} \cdot R_r / (R_r + R_a + 1/i\omega C_T + i\omega L_C) \cdot E = \\ &= U_{Ra} \cdot k \cdot \Gamma_{R_n} \cdot e^{-i2t_zamp} / (R_r + R_a + 1/i\omega C_T + i\omega L_C) \cdot E \\ &= \frac{E \cdot R_a}{(R_r + R_a + 1/i\omega C_T + i\omega L_C)} \cdot k \cdot \Gamma_{R_n} \cdot e^{-i2t_zamp} \cdot \\ &= \frac{R_r}{(R_r + R_a + 1/i\omega C_T + i\omega L_C) \cdot R_r} \cdot E = \\ &= \frac{R_a \cdot R_r \cdot k \cdot |\Gamma_{R_n}|}{(R_r + R_a + 1/i\omega C_T + i\omega L_C)^2} \end{aligned}$$

З урахуванням того, що опір антени R_r дорівнює, як правило, 50 Ом, а значення індуктивності L вибирається з умови компенсації статичної ємності C_t , вираз для визначення нормованої амплітуди $A_{норм}$ набуває вигляду:

$$A_{норм} = \frac{R_a \cdot 50 \cdot k \cdot |\Gamma_{R_n}|}{(50 + R_a)^2} \quad (12)$$

У рамках даної роботи для моделювання процесу дистанційного вимірювання температури за допомогою ПАХ сенсору (рис. 1) були прийняті такі конструктивні параметри:

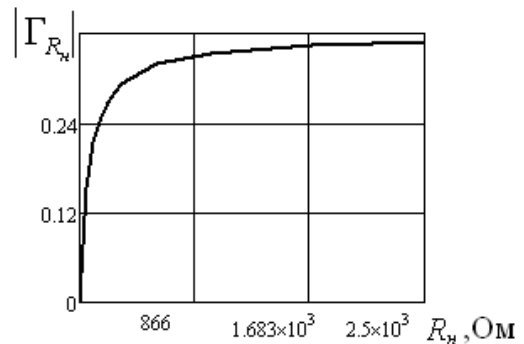
- число пар електродів $N = 4$;
- апертура електродів $W = 100\lambda = 1,2$ мм;
- фазова швидкість ПАХ $V_0 = 3992$ м/с (як звукопровід використано YX/128 зріз ніобату літія);
- довжина хвилі $\lambda = 1,2 \cdot 10^{-5}$ м ($f_0 = 332$ МГц);
- відстань між електродами $- 3 \cdot 10^{-6}$ м;
- ширина електродів $- 3 \cdot 10^{-6}$ м;

- відстань між ЗШП $L = 0,03$ м;
- коефіцієнт електромеханічного зв'язку $- 2,72\%$.

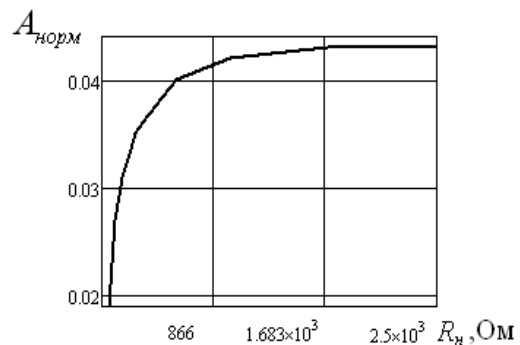
На основі прийнятих вихідних даних розраховані характеристичні параметри ЗШП:

1. Активна складова опору випромінювання на центральній частоті $R(f_0) = 55,8$ Ом.
2. Статистична ємність перетворювача $C_t = 2,208 \cdot 10^{-12}$ Ф.
3. Індуктивність, що компенсує ємність на центральній частоті, $L = 1,037 \cdot 10^{-7}$ Гн.

У результаті моделювання сенсору, побудованого за наведеною на рис. 1 схемою, отримані залежності модуля коефіцієнту відбиття $|\Gamma_{R_n}|$ і нормованої амплітуди $A_{норм}$ від опору навантаження R_n (рис. 7, а, б відповідно).



а



б

Рисунок 7 – Результати моделювання сенсору залежно від опору навантаження R_n вихідного ЗШП: а) модуль коефіцієнту відбиття $|\Gamma_{R_n}|$; б) нормована амплітуда відбитої хвилі $A_{норм}$

ВИСНОВКИ. Використовуючи отримані результати моделювання сенсору на ПАХ для дистанційного вимірювання температури можна зробити такі висновки:

1. Модуль коефіцієнту відбиття сенсору та амплітуда відбитої хвилі збільшуються у 14 разів (23 дБ) при зміні опору навантаження у зазначених вище межах.
2. Діапазон вимірюваних температур визначається характеристиками терморезистора та звукопроводу, що використовуються. У рамках даного дослідження значення вимірюваної температури знаходяться у межах від 0 до 250 °С.

3. Відносна похибка результатів моделювання дорівнює 14 % (порівняно з експериментальними результатами, приведеними у [2]).

Отже, отримані результати моделювання доводять перспективність застосування запропонованої схеми для дистанційного вимірювання температури та створюють основи для її подальшого дослідження з метою покращення існуючих характеристик і побудови на базі представленої схеми ПАХ сенсорів для вимірювання інших фізичних величин (наприклад, тиску, вологості, освітлюваності)

ЛІТЕРАТУРА

1. Pohl A. A review of wireless SAW sensors // *IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. – 2000. – Vol. 47, № 2. – PP. 317–332.
2. Катаев В.Ф., Багдасарян А.С., Карапетян Г.Я., Днепровский В.Г. Датчики на поверхностных акустических волнах для дистанционного контроля температуры // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. – 2008. – № 5. – С. 31–32.
3. Tourette, S., Collin, G., Le Thuc, P., Luxey, C., Staraj, R. (2009), «Small meandered PIFA associated with SAW passive sensor for monitoring Inner Temperature of a car exhaust headers», *Proc. of the IEEE*

International Workshop “Antenna Technology, iWAT”, 2–4 March, Santa Monica.

4. Черненко Д.В., Жовнір М.Ф. Акустоелектронні перетворювачі // *Тези доповідей на наук.-практ. конф. «Перспективні напрямки сучасної електроніки»*. – Київ: НГУУ «КПІ», 2009. – С. 22–24.

5. Пьезоэлектрические преобразователи: справочное пособие / В.М. Шарапов, И.Г. Минаев, Ю.Ю. Бондаренко / Под. ред. В.М. Шарапова. – Черкассы: ЧГТУ, 2004. – 435 с.

6. Rukhlenko A.S. SAW Filter Analysis in the Quasi-Static Approximation: Theory and Algorithms // *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.* – 2000. – 61 p.

7. Балышева О.Л. Материалы для акустоэлектронных устройств: учебное пособие. – СПб.: ГУАП, 2005. – 50 с.

8. Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов: справ. пособие / В.В. Дмитриев, В.Б. Акпамбетов, Е.Г. Бронникова и др.; под ред. Б.Ф. Высоцкого, В.В. Дмитриева. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.

9. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л.Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Связь, 1971. – 388 с.

SENSOR ON SURFACE ACOUSTIC WAVES FOR REMOTE TEMPERATURE MEASUREMENT

O. Kuzmenko, M. Zhovnir

National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute”

vul. Peremogy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine. E-mail: kuzmenko-oksana@i.ua

The authors have presented the schema of wireless passive sensor based on surface acoustic waves (SAW) for remote temperature measurement, which is designing using the delay line (DL) on SAW loaded with a resistor (sensitive to change of temperature). The main foundations of the mathematical modulation of the constructive elements are presented for the proposed schema, such as SAW transducers and soundconductor between them. The authors have described the algorithm of the mathematical model construction and reflective coefficient calculation. Also, the main constructive schema parameters using in modeling process are presented. Via matrix analysis it were obtained the reflective coefficient from the output transducers loaded with thermistor and the reflective signal amplitude. Conclusions concerning the further prospects of the proposed schema as for measurements of other physical parameters, the range of temperature measuring and error modeling are given.

Key words: surface acoustic waves sensor, temperature, mathematical model, reflective coefficient, thermistor.

REFERENCES

1. Pohl, A. A. (2000), «Review of wireless SAW sensors», *IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol.47, no. 2, pp. 317–332.
2. Kataev, V.F. (2008), Bahdasarian A.S., Karapetian H.Ya., Dneprovskii V.H. «Sensors on surface acoustic waves for remote control of temperature», *Technology and construction of radio electronic devices*, no.5, pp. 31–32
3. Tourette, S., Collin, G., Le Thuc, P., Luxey, C., Staraj, R. (2009), «Small meandered PIFA associated with SAW passive sensor for monitoring Inner Temperature of a car exhaust headers», *Proc. of the IEEE International Workshop «Antenna Technology, iWAT», 2–4 March, Santa Monica*.
4. Chernenko D.V., Zhovnir M.F. (2009), «Acoustic transducers», *Thesis of reports of scientific conference «Perspective directions of modern electronics»*, Kiev, NTUU «KPI», pp. 22–24.
5. Sharapov, V.M., Minaev, I.H., Bondarenko Yu.Yu. (2004), *Piezoelricheskiy preobrazovateli* [Piezoelectric transducers], Cherkasy, Ukraine.

6. Rukhlenko, A. S. (2000), «SAW Filter Analysis in the Quasi-Static Approximation: Theory and Algorithms», *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr.*, 61 p.

7. Balysheva, O.L. (2005), *Materialy dlia akustoelektronnykh ustroystv* [Materials for acoustoelectronic devices], Tutorial, HUAP, SPb, Russia.

8. Dmitriev, V.V., Akpambetov, V.B., Bronnikova, E.H. (1985), *Integralnye piezoelricheskie ustroystva filtratsii i obrabotki signalov* [Integrated piezoelectronic devices for signals filtration and processing], Ed. by Vysotskyi, B.F., Dmitriev V.V., Radio i sviaz, Moscow, Russia. (Design of radio electronic devices on integrated circuits).

9. Feldstein, A.L., Yavich L.R. (1971), *Sintez chetyrekhpolsnikov i vosmipolsnikov na SVCH* [Synthesis of microwave quadrupole and octopole], Svjaz', Moscow, Russia.

Стаття надійшла 08.05.2013.