

УДК 621.396

Підсилювально-вибірковий блок для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях

Бітов М.В., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.

Вступ

В теперішній час відбувається швидкий розвиток різноманітних типів активних та пасивних безпровідних вимірювальних перетворювачів (ВП) на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) для вимірювання сили та тиску, переміщення, швидкості та прискорення, крутного моменту, температури, вологості та складу навколишнього середовища. Використання ПАХ обумовлено можливістю створення хвильових процесів з малою довжиною хвилі при відносно невисоких частотах (десятки-сотні мегагерц) у порівнянні з електромагнітними та магнітостатичними хвилями, що забезпечує, при застосуванні частотного або фазового методів вимірювання, високу роздільну здатність і точність перетворення інформації в широкому динамічному діапазоні [1-6].

Аналіз літературних даних та постановка проблеми

Вимірювальні перетворювачі на ПАХ створюються з використанням первинних перетворювачів (ПП) на базі зміни:

- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки (ЛЗ) внаслідок деформації звукопроводу балочного або мембранного типу;
- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки при дії навколишнього середовища на поверхню звукопроводу (молекулярної ваги та концентрації газу, температури, вологості, електромагнітного випромінювання тощо);
- коефіцієнта відбиття ПАХ від зустрічно-штирових перетворювачів (ЗШП), що сполучені із зовнішніми чутливими елементами, на які діють температура, електромагнітне поле, вологість тощо;
- фазової швидкості ПАХ при переміщенні механічного зонда (мембрани) в електричному полі хвилі;
- акустичної довжини лінії затримки на ПАХ при переміщенні ПАХ-приймача над поверхнею п'єзоелектричного звукопроводу.

В основі більшості ВП на ПАХ лежить високостабільний ПАХ-

генератор, що складається з регульованої під впливом вимірювальних фізичних величин резонатора або лінії затримки на ПАХ, які вмикаються в ланцюг зворотного зв'язку підсилювача. Застосування частотного метода вимірювання дозволяє отримувати високу роздільну здатність і точність, але динамічний діапазон обмежується набіганням фази у пристрої на ПАХ не більше π [1–6].

Тому, у випадку необхідності вимірювання переміщень з високою роздільною здатністю в динамічному діапазоні до 100...200 мм необхідно застосовувати фазовий метод вимірювання. Для усунення багатозначності фазових вимірювань було запропоновано метод вимірювання з використанням фазових набігань кількох поверхневих акустичних хвиль на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу на різних частотах, на яких вимірюються інформаційні параметри, що визначають положення ПАХ-приймача [1, 7]. В таких перетворювачах виникає задача підсилення та частотного розділення складових вихідного сигналу ПАХ-приймача, який індуктується в ньому у вигляді суперпозиції 3-х синусоїдних електричних сигналів.

Мета та задачі дослідження

Метою досліджень є розробка 3-х частотного блоку підсилення та частотного розділення складових вихідного сигналу вимірювального перетворювача на ПАХ. Для досягнення поставленої мети необхідно було розробити структурну

та електричну схему вказаного блоку, обґрунтувати вибір пристрою для частотного розділення складових вихідного сигналу, провести експериментальні випробування.

Особливості проектування 3-х частотного підсилювально-вибіркового блоку ВП на ПАХ

На Рис. 1 представлена структурна схема 3-х частотного підсилювально-вибіркового блоку на базі 3-х смугових фільтрів на ПАХ.

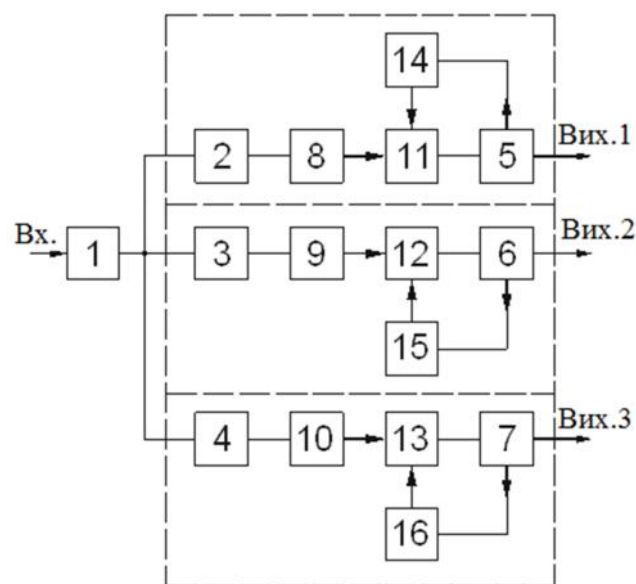


Рис. 1. Структурна схема 3-х частотного підсилювально-вибіркового блоку

Блок складається із підсилювача 3-х частотного сигналу 1 та трьох каналних підсилювачів, що містять підсилювачі 2...7, трьох ПАХ-фільтрів 8...10, атенюаторів 11...13 і детекторів 14...16, які виробляють сигнали для керування атенюаторами.

В якості активних елементів високочастотних підсилювачів 2...7 вибрана мікросхема типу М42177-2 – напівпровідниковий двокаскадний

підсилювач з буферним каскадом, що виконана у корпусі 401.14-4. Мікросхема забезпечує коефіцієнт підсилення по потужності не менше 10 дБ при напрузі живлення 6,0 В і струмі споживання не більше 60 мА. Робочий діапазон частот 0...500 МГц. Коефіцієнт шуму не більше 10 дБ. Вхідний і вихідний опір 50 Ом.

Схеми автоматичного регулювання підсилення (АРП) складаються із діодних детекторів високочастотних коливань 14...16, побудованих за схемами подвоєння напруги, диференційних підсилювачів, керованих атенюаторів на $p-i-n$ діодах 11...13. Використання в схемах АРП диференційних підсилювачів на операційних підсилювачах дозволило підвищити ефективність автоматичного регулювання підсилення, стабільність його роботи при зміні напруг живлення і температурного режиму.

Атенюатори побудовані на П-подібній схемі на трьох $p-i-n$ діодах типу КА517, що дозволило зберегти практично незмінними вхідний та вихідний імпеданси атенюаторів при достатньому діапазоні регулювання ослаблення сигналів.

Для частотного розділення складових сигналу первинних перетворювачів переміщень було запропоновано та розроблено смугові ПАХ-фільтри з центральними частотами f_i , де $i=1,2,3$.

Попередній аналіз різноманітних конструкцій ПАХ-фільтрів показав,

що для забезпечення заданого гарантованого ослаблення сигналів за смугою прозорості доцільно використовувати вагову обробку імпульсного відгуку як вхідного, так і вихідного ЗШП [8, 9]. Із врахуванням заданої смуги пропускання фільтрів (менше 0,7 МГц) при центральних частотах близько 70 МГц оптимальне співвідношення між довжиною вхідного та вихідного ЗШП становить 1,6...1,7.

Розрахунок частотної характеристики $H(f)$ вхідного ЗШП, що має більшу довжину, визначається згідно співвідношення :

$$H(f) = \frac{1}{2}(1+k) \frac{\sin(2\pi f \tau)}{\pi f} + \frac{1}{4}(1-k) \frac{\sin\left[2\pi\tau\left(f - \frac{1}{2\tau}\right)\right]}{\pi\left(f - \frac{1}{2\tau}\right)} + \frac{\sin\left[2\pi\tau\left(f + \frac{1}{2\tau}\right)\right]}{\pi\left(f + \frac{1}{2\tau}\right)},$$

де $k_{\text{вх}}$ – нормована величина п'єдесталу узагальненої функції Хеммінга; 2τ – тривалість імпульсного відгуку зустрічно-штирового перетворювача.

При $k_{\text{вх}} = 0,08$ отримано рівень бічних пелюсток АЧХ -42 дБ та довжину вхідного ЗШП $l_{\text{вх}} = 180\lambda_0$, де λ_0 – довжина ПАХ на частоті акустичного синхронізму, при відносній смузі пропускання $\Delta f/f_0 \approx 1,0\%$.

Частотна характеристика вихідного ЗШП розраховується виходячи із рівності відносних смуг пропускання і визначеного експериментально оптимального значення відношення довжин вхідного та вихідного ЗШП, яке дорівнює 1,65. Це дозволило визначити нормовану величину п'єдесталу узагальненої функції Хеммінга $k_{\text{вих}} = 0,5$ при довжині вихідного ЗШП $l_{\text{вих}} = 110\lambda_0$.

Розрахункове значення вибіркової фільтра, що складається із двох ЗШП, складає -62 дБ. Однак, враховуючи зниження вибіркової по причині наявності перевідбиття хвиль від електродів та дифракційними ефектами, реальна вибіковість фільтра погіршується на 12...15 дБ, що задовільняє вимоги технічного завдання і забезпечує деякий технологічний запас.

Для реалізації реального фільтра, крім виконаних теоретичних розрахунків, необхідно було вибрати матеріал та типи вхідного та вихідного ЗШП.

В пристроях на ПАХ широко використовуються різні зрізи акустичних кристалів: ніобат літію, кварцу, танталат літію, германат вісмуту та інш. Враховуючи відносно вузьку смугу пропускання фільтра, доцільно в якості матеріалу звукопроводу вибрати кварц з термостабільним *ST*-зрізом. Це дозволяє істотно зменшувати, у порівнянні з іншими матеріалами, перевідбиття хвиль, обумовленими закороченням електричного поля електродами ЗШП, і забезпечить

необхідні імпедансні характеристики фільтра. Крім цього, фільтри на базі звукопроводу із термостабільного кварцу мають в 10...100 разів більшу температурну стабільність, що дозволяє відмовитись від термостабілізації вузькосмугових фільтрів без зміни їх частотних характеристик.

Питання вибору метода зважування імпульсної характеристики ЗШП є найбільш відповідальним етапом в конструюванні високовибіркового вузькосмугового фільтра. Найбільш поширені методи зважування за рахунок зміни степені перекриття електродів (аподизації) у вузькосмугових фільтрах на ПАХ малоефективні. По-перше, зміна степені перекриття електродів (від максимального до 0,08 від максимального) приводить до збільшення дифракційних спотворень, особливо помітними в електродних структурах з великим числом електродів. Це призводить до значного відхилення розрахункового і експериментального рівнів позасмугового заглушення одного ЗШП на 15...25 дБ (для вказаних вище зустрічно-штирових перетворювачів). По-друге, аподизацію електродів неможливо використати в обох ЗШП фільтра, виконаних без багатосмужкового відгалужувача, тому що в цьому випадку не відбувається перемноження частотних характеристик ЗШП і не забезпечується задане заглушення сигналів за смугою пропускання фільтра.

Все вище описане дозволяє стверджувати, що оптимальним конструктивним рішенням є зважування імпульсного відгуку без зміни степені перекриття електродів. Відомі методи зважування – вибіркоче видалення електродів, переверот фази, ємнісне або резистивне зважування [8–9]. Кожний із цих методів має істотні недоліки при використанні у фільтрі, що розробляється для даного вимірювального перетворювача. Так, вибіркоче видалення електродів та переверот фази не забезпечує необхідної точності реалізації імпульсного відгуку. Ємнісне і резистивне зважування менш технологічні і призводять до збільшення втрат у фільтрі.

У зв'язку з цим, в конструкції фільтра, що розроблявся, використано фазове зважування електродів, що дозволило в найбільшій степені приблизити розрахункові і експериментальні результати за рахунок мінімізації різного роду вторинних паразитних ефектів і забезпечити мінімальні додаткові втрати на вагове зважування у порівнянні з методами, що були розглянуті вище.

Найкращі результати для фільтрів з заданими параметрами було отримано при використанні двох ЗШП з фазовим зважуванням (схема з двома джерелами та трьома джерелами). Довжина цих ЗШП і мінімальний ваговий коефіцієнт відповідно дорівнюють:

- $l_{\text{вх}} = 180\lambda_0$ і $k_{\text{вх}} = 0,08$ для схеми з трьома джерелами;

- $l_{\text{вх}} = 110\lambda_0$ і $k_{\text{вх}} = 0,5$ для схеми з двома джерелами.

Апертура обох ЗШП вибрана однаковою і рівною $44\lambda_0$.

Відстань між центрами ЗШП складає $225\lambda_0$.

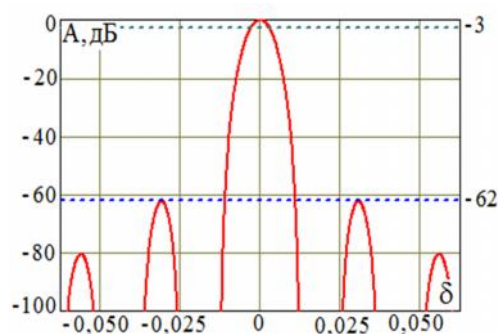
Вимірювання електричних характеристик смугових фільтрів здійснювалось в стандартному вимірювальному тракті з хвильовим опором 50 Ом за допомогою вимірювача АЧХ чотириполісників Х1-48. З метою зменшення внесених втрат зустрічно-штирові перетворювачі фільтра узгоджувались з вимірювальним трактом послідовними індуктивностями, які компенсували реактивні складові імпедансів ЗШП. Втрати, що вносились фільтром у вимірювальний тракт не перевищували 16,5 дБ, що дозволило відмовитись від узгодження активних складових імпедансів. Гарантоване згасання сигналів за межами смуги пропускання фільтрів склали не менше 45 дБ.

На рис.1 зображені теоретична і експериментальна АЧХ та зразок ПАХ-фільтра. Експериментально визначені параметри ПАХ-фільтра: смуги пропускання фільтрів 473...530 кГц; вносимі втрати 15,0...16,5 дБ; гарантоване ослаблення сигналів за смугами пропускання не менше 45 дБ.

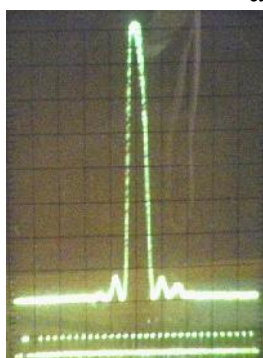
На Рис. 3 зображена конструкція макету 3-х частотного блоку підсилення та частотного розділення складових вихідного сигналу

первинних перетворювачів
переміщень на ПАХ.

блоку вихідного сигналу
ПП на ПАХ



а)



б)



в)

Рис. 2. Теоретична (а) і експериментальна АЧХ (б) та зразок (в) ПАХ-фільтра

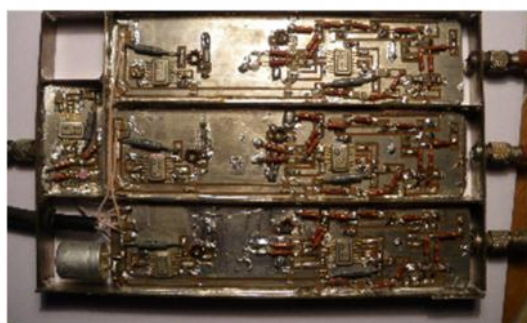


Рис. 3. Макет 3-х частотного підсилювально-вибіркового

Конструктивно макет блоку виконаний у корпусі із латуні марки ЛС69, в якому розміщуються друковані плати із фольгованого стеклотекстоліта марки СФ2-35Г-1,5. Для ввімкнення до зовнішніх ланцюгів застосовані високочастотні роз'єми типу СР50-113Ф, а для підключення живлення - роз'єми типу РГ2Н-1-5. Підсилювач сумарного сигналу та каналні підсилювачі між собою екрановані конструктивними стінками корпуса.

Розроблений підсилювально-вибірковий блок забезпечує: рівні вихідних сигналів на кожній частоті 95...105 мВ; при зміні вхідного сигналу в діапазоні 0,3...1,0 мВ забезпечувалась глибина автоматичного регулювання підсилення не гірше -20 дБ; напруга живлення +6,3 В, струм споживання 0,30...0,35 А.

Висновки

Використання смугових ПАХ-фільтрів з фазовим зважуванням электродів зустрічно-штирових перетворювачів дозволило розробити 3-х частотний блок підсилення та частотного розділення складових вихідного сигналу первинного перетворювача на поверхневих акустичних хвилях.

Параметри експериментальних зразків ПАХ-фільтра та 3-х частотного блоку відрізняються не більше 15 %, що підтверджує доцільність використання результатів досліджень

при розробці та впровадженні дослідницької партії вимірювального ВП переміщень та його складових блоків.

Література

1. Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, М. Г. Черняк, Д. В. Черненко, Л. М. Шеремет // *Electronics and Communications*. – 2011. – № 1(60). – С. 153 – 157.
2. Лепіх Я. І., Гордієнко Ю. О., Дзядевич С. В., Дружинін А. О. та ін. Створення мікроелектронних датчиків нового покоління для інтелектуальних систем // Монограф. за редакцією Я.І. Лепіха. – Одеса.-Астропринт. – 2010. – 296 с.
3. Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, М. В. Бітов, Л. Д. Писаренко // *Electronics and Communications*. – 2016. – Т.21, № 4(93). – С. 49 – 57.
4. Zhovnir M. F. Radio SAW-Sensors for Physical Parameters Measurement / M. F. Zhovnir, O. M. Kuzmenko, S. I. Pokutnyi // *Journal of Applied Chemistry*. – 2015. – № 3 (1). – P. 7 – 13.
5. Chernenko D. Wireless Passive Sensor Using Frequency Coded SAW Structures / D. Chernenko, M. Zhovnir, O. Oliinyk, B. Tsyganok // 35th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2012. – P.424 – 428.
6. Bogdan O. ZnO Nanostructures as Sensing Element of Acoustic Wave Sensor / O. Bogdan, A. Orlov, O. Petrishev, V. Ulianova // *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. – 2012. – № 6/12. – С. 16–22.
7. Жовнір М. Ф. Математична модель первинного перетворювача лінійних переміщень з рухомим приймачем поверхневих акустичних хвиль / М. Ф. Жовнір // Вісник НТУ «ХП». Серія «Механіко-технологічні системи та комплекси». – 2016. – №7(1179). – С. 48-57.
8. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах / Д. Морган. – М.: Радио и связь, 1990. – 416 с.
9. Орлов В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах / В. С. Орлов, В. С. Бондаренко. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.