

Гребінчастий фільтр на ПАХ – резонаторі біжучої хвилі

Ігнатенко О. О., ORCID [0000-0002-4505-0279](https://orcid.org/0000-0002-4505-0279)

Грамарчук Ю. О., асистент, ORCID [0000-0002-6244-6222](https://orcid.org/0000-0002-6244-6222)

Писаренко Л. Д., д.т.н. професор, ORCID [0000-0002-7647-2755](https://orcid.org/0000-0002-7647-2755)

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського"

Київ, Україна

Анотація—В цій роботі запропоновано конструкцію та математичну модель гребінчастого фільтра на базі кільцевого резонатора поверхневих акустичних хвиль та двох хвилеводів на поверхнево – акустичних хвилях, що пов'язані з кільцевим резонатором у протилежних точках, що можуть бути використані при побудові стабілізованих ПАХ - генераторів. Завдяки використанню поверхневих акустичних хвиль діапазон частот цього типу фільтрів розширюється до діапазону високих частот і може досягати кількох гігагерц. Для реалізації фільтрів на поверхневих хвилях використовуються п'єзоелектрики, як кварцова плита. Однак кварц рідко використовується для виготовлення широкосмугових фільтрів. Титанат барію або ніобат літію зазвичай використовується. Відмінність роботи фільтрів SAW від кварцових або п'єзокерамічних фільтрів полягає в тому, що використовується не об'ємне коливання п'єзоелектрика, а хвиля, що поширюється по поверхні.

Ключові слова — поверхнево - акустична хвиля; зустрічно - штирковий перетворювач; п'єзоелектричний кільцевий резонатор; гребінчастий фільтр

I. ВСТУП

Фільтруючі пристрої - побудовані на дискретних або розподілених компонентах в залежності від частотного діапазону [1]-[2]. В діапазоні десятків мегагерц - одиниць гігагерц широко застосовуються фільтри на поверхнево - акустичних хвилях (ПАХ), що використовують резонансні властивості зустрічно - штиркових перетворювачів [3]-[4]. Однак, у вузькосмугових фільтрах на ПАХ виникають труднощі забезпечення рівномірності вершини амплітудно-частотної характеристики, що дозволяє визначати параметри регулювання [5]. В цій роботі запропонована конструкція та математична модель гребінчастого фільтра на базі кільцевого резонатора (КР) поверхневих акустичних хвиль з урахуванням інтегральних погонних втрат [6].

II. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ГРЕБІНЧАСТОГО ФІЛЬТРА НА ПАХ - РЕЗОНАТОРІ БІЖУЧОЇ ХВИЛІ

На Рис. 1 зображена топологічна модель гребінчастого фільтра, яка містить кільцевий ПАХ-резонатор та два ПАХ-хвилеводи, що пов'язані з кільцевим резонатором у протилежних точках [2]. Енергія, накопичена всередині резонатора, постійна і дорівнює сумі енергій електричного і магнітного полів [7]. Величина активної складової провідності випромінювання визначається матеріалом п'єзоелектрика (його коефіцієнтом електромеханічного зв'язку), кількістю електродів в перетворювачі і значенням його статичної ємності. Смугу пропускання характеризує частотна залежність випромінювання, що відповідає

важливій характеристиці перетворювачів - акустичній добротності. Смуга не характеризує повністю смугові властивості перетворювача, оскільки не враховує ємнісні складові вхідної провідності. Електричною добротністю характеризується резонансна частота індуктивних характеристик перетворювача [5]. Розглянемо зв'язок між резонатором та хвилеводами, що описується коефіцієнтами ділення, які характеризують розподілення енергії сигналу у спрямованому відгалужувачі, утвореному в місці зближення кільцевого резонатора і хвилеводів, або відношення потужності на виході робочих плечей, і підбираються так, щоб в певній мірі послабити вплив внесеного опору на значення добротності [8]-[9].

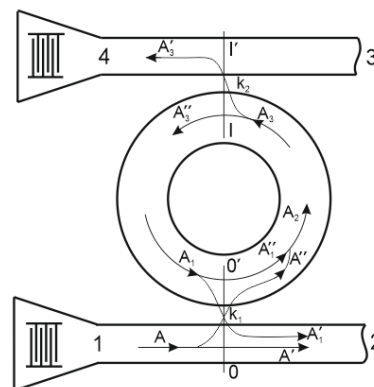


Рис. 1 Топологічна модель ПАХ-фільтра

Вхідним є плече 1, вихідним – плече 4, плечі 2 і 3 працюють на узгоджене навантаження. Коефіцієнти ділення в площинах $0-0'$ і $I-I'$ позначимо відповідно k_1 і k_2 . Вони залежать від відстані між КР і пов'язаними з ним хвилеводами. Кільцевий резонатор характеризується параметрами: α – погонні інтегральні втрати; L – ефективна довжина резонатора, причому $L = \pi(r + R)$, де r і R – відповідно внутрішній і зовнішній радіус кільцевого резонатора. Нехай через плече 1 до площини $0-0'$ надходить хвиля A з амплітудою, що дорівнює одиниці. Амплітуди всіх хвиль, що циркулюють у фільтрі, нормуються по відношенню до амплітуди хвилі A , початкову фазу хвилі A вважаємо рівною нулю.

Тоді вираз для хвилі A в площині $0-0'$ має вигляд $A = \sin \omega t$. При проходженні хвилею A площини $0-0'$ вона поділяється на хвилю A' , що поступає в напрямку плеча 2, і хвилю A'' , що відгалужується в резонатор. В площині $0-0'$ хвиля $A'' = k_1 \sin \omega t$ якщо вважати фазовий зсув при переході з хвилеводу в КР незначним. З іншого боку, до площини $0-0'$ в стаціонарному режимі по кільцевому резонатору надходить хвиля $A_1 = A_{m1} \sin(\omega t + \phi_1)$. Пройшовши площину $0-0'$, хвиля A_1 , розділяється на хвилі A_1' і A_1'' , що йдуть відповідно в напрямку плеча 2 і по кільцевому резонатору. Їх амплітуди визначаються з співвідношень:

$$(A_{m1})^2 = (A_{m1}')^2 + (A_{m1}'')^2, \quad (1)$$

$$A_{m1}' = k_1 A_{m1}, \quad (2)$$

$$A_{m1}'' = \sqrt{1 - k_1^2} A_{m1}, \quad (3)$$

Таким чином, по кільцевому резонатору вправо від $0-0'$ поширюється хвиля A_2 , що є сумою двох хвиль A_1' і A'' . У площині $0-0'$ вона описується виразом $A_{m2} \sin(\omega t + \phi_2)$, де A_{m2} і ϕ_2 визначаються з формул додавання двох гармонічних коливань:

$$A_{m2} = \sqrt{A_{m1}'^2 (1 - k_1^2) + k_1^2 + 2 A_{m1}'' (1 - k_1^2)^{1/2} k_1 \cos \phi_1}, \quad (4)$$

$$\operatorname{tg} \phi_2 = \frac{(A_{m1}' \sqrt{1 - k_1^2} \sin \phi_1)}{A_{m1}' \sqrt{1 - k_1^2} \cos \phi_1 + k_1}. \quad (5)$$

Вираз для хвилі $I-I'$ з урахуванням втрат у резонаторі та фазових набігань матиме вигляд: $A_3 = A_{m2} \exp\left(-\frac{\alpha L}{2}\right) \sin\left(\omega t + \phi_2 - \frac{\omega \beta L}{2V}\right)$, де $\beta = V/V_B$ – коефіцієнт уповільнення хвилі у резонаторі; V – швидкість ПАХ на підкладці; V_B – швидкість ПАХ у резонаторі; L – ефективна довжина кільцевого резонатора. У площині $I-I'$

хвиля A_3 ділиться на дві хвилі A_3' та A_3'' з амплітудами:

$$A_{m3}' = k_2 A_{m3} = k_2 A_{m2} \exp(-\alpha L/2) \quad (6)$$

де $A_{m3} = A_{m2} \exp(-\alpha L/2)$ – амплітуда хвилі A_{m2} з урахуванням втрат на половині довжини кільцевого резонатора;

$$A_3' = A_{m3} \sqrt{1 - k_1^2} = A_{m2} \sqrt{1 - k_2^2} \exp(-\alpha L/2), \quad (7)$$

Тоді співвідношення для хвилі A_3'' має вигляд:

$$A_3'' = A_{m2} \sqrt{1 - k_2^2} \exp(-\alpha L/2) \cdot \sin(\omega t + \phi_2 - \omega \beta L/2V). \quad (8)$$

Хвиля A_3'' продовжує поширюватися у напрямку до площини $0-0'$ з урахуванням втрат і фазових набігань описується виразом:

$$A_3'' \exp(-\alpha L/2) \sin(\omega t + \phi_2 - \omega \beta L/2V) = A_{m2} \cdot \sqrt{1 - k_2^2} \exp(-\alpha L) \sin(\omega t + \phi_2 - \omega \beta L/V). \quad (9)$$

У стаціонарному режимі хвиля A_3'' в площині $0-0'$ представляє собою хвилю

$$A_3'' = A_{m1} \sin(\omega t + j\phi_2) = A_{m2} \cdot \sqrt{1 - k_2^2} \exp(-\alpha L) \sin(\omega t + \phi_2 - \omega \beta L/V). \quad (10)$$

Прирівнюючи амплітуди і фази лівої і правої частин останньої рівності з урахуванням (3) та (4), при $k_1 = k_2 = k$ отримуємо систему рівнянь, з яких можна визначити A_{m1} та ϕ_1 :

$$\begin{cases} A_{m1} = \sqrt{A_{m1}'^2 (1 - k^2) + k^2 + 2 A_{m1}'' \sqrt{1 - k^2} k \cos \phi_1} \cdot \exp(-\alpha L) \sqrt{1 - k^2} \\ \phi_1 = \operatorname{arctg} \left(\frac{A_{m1}' \sqrt{1 - k^2} \sin \phi_1}{A_{m1}' \sqrt{1 - k^2} \cos \phi_1 + k} \right) - \frac{2\pi L f}{V} \end{cases} \quad (11)$$

Система рівнянь (11) розв'язується методом послідовних наближень. Розрахунки фільтра на основі кільцевого резонатора проводилися при ефективній довжині КР $L = 0,005$ м при різних значеннях коефіцієнтів ділення k і погонного згасання α . Перехідне затухання L_{14} між плечима 1 та 4 фільтра при різних значеннях втрат в резонаторі αL і фіксованому коефіцієнті ділення визначається за формулою:

$$L_{14} = 10 \log(k \cdot A_{m2} \cdot \exp(-\alpha L/2)). \quad (12)$$

Розрахунки фільтра на основі кільцевого резонатора проводилися при коефіцієнті уповільнення $\beta = 1,03$, ефективній довжині КР $L = 0,005$ м при різних значеннях коефіцієнтів ділення k і загасання α . Результати розрахунку перехідного затухання



L_{14} між плечима 1 і 4 фільтра при різних значеннях втрат в резонаторі αL і у випадку рівного розподілення потужностей, коефіцієнт ділення слід вважати $k = k_1 = k_2 = 0,5$ представлено на Рис. 2. Залежність L_{14} має вигляд періодичної функції частоти f з різко вираженими максимумами. Такі характеристики властиві гребінчастим фільтрам. Отриманий результат можна пояснити тим, що досліджувана конструкція подана в вигляді лінійного ланцюга з затримкою і зворотнім зв'язком [10]. Як видно, зі зменшенням втрат значно знижується загасання у смузі пропускання фільтра, в той час як у смузі загородження його рівень залишається практично незмінним і визначається в основному значенням k . Характеристики L_{14} фільтра при різних розподіленнях потужності через плечі, тобто для різних коефіцієнтів ділення k при фіксованих втратах $\alpha L = 0.3$ зображені на Рис. 3.

ВИСНОВКИ

Зі зменшенням k збільшується перепад між значеннями загасання в смугах пропускання і загородження, що свідчить про зростання добротності кільцевого резонатора. Однак уся характеристика переміщується в область більших значень загасання, що необхідно враховувати при проектуванні фільтрів.

Можливість застосування фільтра для зсуву фази в частотних дискримінаторах систем автоналаштування частоти показано на Рис. 4. На ньому з точністю до постійної складової $2\pi l$ представлено фазочастотні характеристики для одної із резонансних частот для різних значень k і αL .

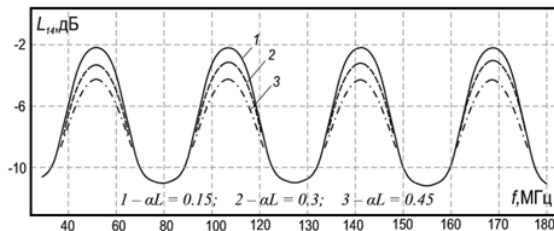


Рис. 2 Графіки залежності перехідного затухання від частоти при різних значеннях втрат

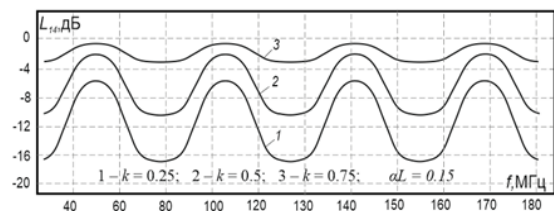


Рис. 3 Графіки залежності перехідного затухання від частоти при різних коефіцієнтах ділення

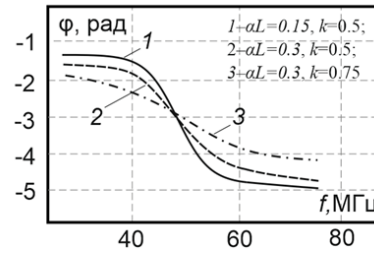


Рис. 4 Фазочастотні характеристики гребінчастого фільтра на ПАХ резонаторі біжучої хвилі

В області резонансної частоти характеристики мають максимальну крутизну. Зниження втрат у фільтрі і зменшення k , що ведуть до збільшення добротності кільцевого резонатора, викликають її подальше підвищення. Описану конструкцію фільтра допустимо застосовувати також у схемах побудови стабілізованих ПАХ – генераторів шляхом вибору необхідних значень k і α .

В результаті чисельних розрахунків отримано ряд графіків, які можуть бути використані при проектуванні вибіркового фільтрів на основі кільцевих ПАХ – резонаторів.

Переваги ПАХ – пристроїв обумовлено їх малою вагою і габаритами, температурною стабільністю, придатністю мікроелектронної технології для її виготовлення. Оскільки центральна частота і форма частотної характеристики визначаються топологією, вони не вимагають складних налаштувань в апаратурі і мають довготривалий час безперебійного функціонування.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] G. C. Temes and S. K. Mitra, *Sovremennaya teoriya filtrov i ih proektirovaniye* [Modern filter. Theory and design]. Moscow: Izdatel'stvo «Mir», 1977.
- [2] M. Y. Ilchenko and V. F. Vzyatyshev, *Dielektricheskiye rezonatory* [Dielectric resonators]. Moscow: Radio i svyaz, 1989.
- [3] V. S. Orlov, *Filtry na poverkhnostnykh akusticheskikh volnakh* [Surface acoustic wave filters]. Moscow: Radio i svyaz, 1984.
- [4] T. Pleshka and M. Zhovnir, “Piezoelektrychni khvylevody dlya vymiryval'nykh peretvoryuvachiv na poverkhnivykh akustychnykh khvilyakh [Piezoelectric waveguides for measuring instruments transducers on surface acoustic waves],” 2016, pp. 101–106.
- [5] D. Morgan, *Ustroystva obrabotki signalov na poverkhnostnykh akusticheskikh volnakh* [Devices for processing signals on surface acoustic waves]. Moscow: Radio i svyaz, 1990.
- [6] P. T. and Zhovnir M., “Mathematical model of piezoelectric film waveguide surface acoustic waves,” 2016, pp. 83–84.
- [7] Y. N. Novikov, *Elektrotehnika i elektronika. Teoriya tsepey i signalov, metody analiza* [Electrical and Electronics. Theory of circuits and signals, analysis methods]. Saint Petersburg, 2005, ISBN: 5-94723-515-3.
- [8] I. V. Lebedev, *Tekhnika i pribory SVCH* [Microwave equipment and devices]. Moscow: Vysshaya shkola, 1970.
- [9] A. A. Dvornikov, V. I. Ogurtsov, and G. M. Utkin, *Stabilnyye generatory s fil'trami na poverkhnostno akusticheskikh volnakh* [Stable generators with filters on surface acoustic waves]. Moscow: Radio i svyaz, 1983.
- [10] O. A. Koval, *Metody syntezy ta analizu vymiryanykh syhnaliv* [Methods of synthesis and analysis of measured signals]. Kharkiv, 2018.

UDC 534.24

Comb Filter Saw-Resonator Traveling Wave

O. O. Ihnatenko, ORCID [0000-0002-4505-0279](https://orcid.org/0000-0002-4505-0279)Yu. O. Hramarchuk, Assist., ORCID [0000-0002-6244-6222](https://orcid.org/0000-0002-6244-6222)L. D. Pysarenko, Dr.Sc.(Eng.) Prof., ORCID [0000-0002-7647-2755](https://orcid.org/0000-0002-7647-2755)National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"
Kyiv, Ukraine

Abstract—Owing to the use of surface acoustic waves, the frequency range of this type of filter is expanded to the high frequency range and can reach several gigahertz. To implement filters on surface waves, piezoelectrics like a quartz plate are used. However, quartz is rarely used for the manufacture of broadband filters. Barium titanate or lithium niobate is commonly used. The difference in the operation of SAW filters from quartz or piezoceramic filters is that not a volumetric oscillation of the piezoelectric is used, but a wave propagating over the surface. In order to prevent body waves that could distort the frequency response, special constructive measures are taken. Most of the advantages of SAW devices are directly related to their physical structure: low weight and dimensions; linear (or defined by requirements) phase; shape factor approaching unity (very high squareness); exceptional out-of-band suppression; temperature stability. Since the center frequency and the shape of the frequency response are determined by the topology, they do not require complex settings in the equipment and cannot be upset during operation. Manufacturing technology compatible with semiconductor manufacturing allows them to be produced in large volumes with high reproducibility. Filtering devices on distributed components are considered. Since narrow band filters are constructed on surface - acoustic waves, there are difficulties in providing the vertex of the amplitude - frequency characteristic uniformity. When designing and creating new high-frequency electronics components, there is a need to reduce filter losses and harmonization. Offered the design and mathematical model of a comb filter based on a ring resonator of surface - acoustic waves and two waveguides on surface - acoustic waves, which are connected to a ring resonator at opposite points taking into account integral losses. This model helps to consider and calculate the propagation of waves inside the annular resonator in the light of losses. A topological scheme is described, which is described by the distribution of the energy of the signal and the coefficients of division. The division coefficients are represented as mathematical relations. The solutions of the amplitude and phase expressions by the method of successive approximations are presented. Reducing the loss in the filter and reducing the effect of the partition coefficient lead to an increase in the figure of merit of the ring resonator, which allows to take this into account when designing, since the characteristic moves to the range of higher damping values. We get a result that significantly reduces the bandwidth attenuation of the filter due to the loss reduction. The result obtained is described in the form of a linear circuit with feedback. The obtained characteristics are inherent in the comb filters, and the result is explained by the fact that the investigated structure is presented in the form of a linear circuit with delay and feedback. Also, it can be concluded that the advantages of the SAW are light weight and dimensions, temperature stability and relative ease of design and manufacture.

Keywords — surface acoustic wave; interdigital transducer; piezoelectric ring; comb filter

