

Радіовимірювальний перетворювач тиску з MEMS чутливим елементом

Осадчук О. В.

Проф. д.т.н., завідувач кафедри радіотехніки,
Вінницький національний технічний університет,
osadchuk69@mail.ru

Осадчук Я. О.

Аспірант кафедри радіотехніки,
Вінницький національний технічний університет,
yaruslav.osa@mail.ru

Radiomeasuring pressure transducers from MEMS sensing element

Osadchuk A.V.

Dr.T.S., Prof., Head of Radioengineering Department,
Vinnytsia National Technical University,
osadchuk69@mail.ru

Osadchuk I. A.

Postgraduate of Radioengineering Department,
Vinnytsia National Technical University,
yaruslav.osa@mail.ru

Анотація — У даній роботі представлені дослідження радіовимірювального перетворювача тиску на основі реактивних властивостей біполярних транзисторів з чутливим MEMS елементом. Отримано аналітичні залежності функції перетворення й рівняння чутливості. Теоретичні й експериментальні дослідження показали, що чутливість розробленого радіовимірювального перетворювача тиску становить 650 Гц/кПа.

Ключові слова: радіовимірювальний перетворювач тиску, від'ємний опір, частотний вихідний сигнал, MEMS сенсор

Abstract — This paper presents the research of radiomeasuring pressure transducer from reactive properties of bipolar transistors with MEMS sensing element. Analytical dependences of transformation function and sensitivity equation. Theoretical and experimental studies have shown that the sensitivity developed pressure transducers 650 Hz/kPa.

Keywords: radiomeasuring pressure transducer, negative resistance, frequency output signal, MEMS sensor.

I. ВСТУП

В останнє десятиліття MEMS сенсори знайшли широке застосування в авіаційній та автомобільній техніці. Це обумовлено тим, що MEMS сенсори мають вищу чутливість ніж традиційні сенсори, їх застосування дає можливість створення мініатюрних багатофункціональних приладів з розширеним діапазоном робочих температур, підвищеною надійністю та радіаційною стійкістю [1]. Застосування MEMS технологій істотно знижує витрати на виготовлення вимірювальних приладів і знижує експлуатаційні витрати, що в подальшому збільшує інтервал між періодичними повірками. Наразі ведуться

інтенсивні дослідження з вивчення властивостей аналогових MEMS перетворювачів тиску [2], хоча дослідження частотних перетворювачів тиску на основі реактивних властивостей біполярних транзисторів перебуває в початковій стадії.

Радіовимірювальні перетворювачі із частотним виходом мають ряд переваг перед амплітудними, які полягають у значному підвищенні завадостійкості, що дозволяє збільшити точність вимірювання, а також у можливості одержання більших вихідних сигналів. Це створює передумови відмови від підсилювальних пристроїв у наступній обробці сигналів. Використання частотного сигналу в якості інформативного дозволяє відмовитися від аналого-цифрових перетворювачів, що підвищує економічність вимірювальної апаратури [3]. Тому дана робота присвячена дослідженню функції перетворення й рівняння чутливості радіовимірювального перетворювача тиску на основі транзисторної структури з від'ємним опором і тензочутливим MEMS елементом.

II. ТЕОРЕТИЧНІ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Електрична схема радіовимірювального перетворювача наведена на рис.1. Вона являє собою гібридну інтегральну схему, що складається із трьох біполярних транзисторів, опорів R_5 - R_{10} , а також MEMS тензорезистивного мосту на мембрані (R_1 - R_4), що дозволяє створити автогенераторний пристрій. Коливальний контур пристрою реалізований на основі еквівалентної ємності повного опору на електродах колектор-колектор біполярних транзисторів VT1 і VT2 і активної індуктивності на основі транзистора VT3 з фазозсувним ланцюгом $R_{10}C_1$ [4]. Чутливим до тиску

елементом виступає MEMS сенсор фірми Melexis MLX90815. На тензочутливий міст MEMS сенсора (R_1 - R_4) діє тиск, що приводить до зміни еквівалентної ємності коливального контуру, що у свою чергу, викликає зміну резонансної частоти автогенератора. Втрати енергії в коливальному контурі компенсуються за рахунок від'ємного опору [5, 6].

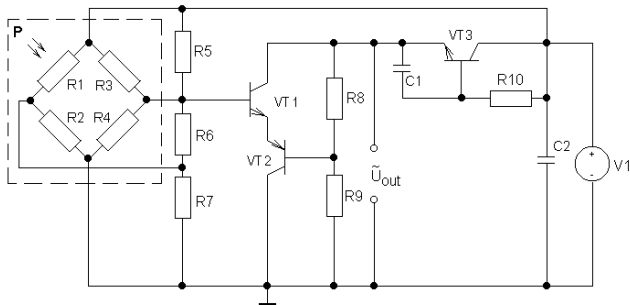


Рис. 1. Електрична схема радіовимірювального перетворювача тиску

Розглянемо фізичний механізм роботи активного індуктивного елемента на основі біполярного транзистора VT3 і фазозсувний ланцюжком $R_{10}C_1$, що дозволяє регулювати величину індуктивності й добротності елемента. Виникнення індуктивних властивостей у біполярних структурах пов'язане з кінцевою швидкістю руху носіїв заряду в базовій області. Сигнал, прикладений до емітера, не може з'явитися на колекторному переході поки носії заряду проходять базу, у результаті чого виникає затримка в часі, що одержала назву часу прольоту. Таким чином, струм колектора відстає в часі від напруги на емітері, що викликало цей струм, що відповідає індуктивній реакції на електродах емітер-колектор біполярного транзистора. Величина індуктивності й добротності визначається на основі нелінійної моделі індуктивного транзистора, основаної на моделі Еберса-Молла, що отримана із загальної математичної моделі транзистора. Вихідними даними для даної моделі є система основних рівнянь, які описують поведінку носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі, а також математичні співвідношення, які характеризують поведінку p-n переходів. Індуктивність теоретичної моделі залежить від електрофізичних параметрів напівпровідникового матеріалу бази, режиму живлення транзистора за постійною і змінною напругами, а також від геометричних розмірів транзистора, що дозволяє керувати її величиною як електричним, так і технологічним шляхами.

Розглянемо принцип роботи і деякі конструктивні особливості тензочутливого мосту. Чутливий елемент мікросенсора являє собою мембрану, сформовану в пластині з монокристалічного кремнію методом плазмового травлення. На поверхні чутливого елемента, у місцях найбільших механічних напруг, методом введення бору в кремній n-типу провідності сформовані тензочутливі резистори, які становлять вимірювальну схему. Чутливий елемент характеризується часовою стабільністю і відсутністю гістерезису. Конфігурація мембрани залежить від конфігурації вікна травлення й має квадратну форму. Тензорезистори розміщені на краях мембрани і спрямовані уздовж кристалографічних напрямків

<110> таким чином, що при деформації мембрани у двох з них виникають позитивне збільшення напруги ($+\Delta U_1$) внаслідок поздовжнього тензоефекту, а у двох інші - ($-\Delta U_2$) внаслідок поперечного тензоефекту, причому $|\Delta U_1| = |\Delta U_2|$. Розкид по номіналах тензорезисторів приводить до початкового розбалансу мосту, а також до погіршення температурних характеристик мікросенсора. Тому для балансування нуля мосту застосовують два методи підгону номіналів тензорезисторів: включають у плечі мосту додатковий опір на кристалі або включають додатковий опір поза границями кристала. Важливим етапом проектування подібних сенсорів є вибір і розрахунок компонентів електричної схеми. Відомо, що в напівпровідникових тензорезисторах залежність питомого опору і коефіцієнта тензочутливості від температури більш сильна, ніж в інших тензорезисторах (фольгових, дровових). Відомо з [7], що з підвищенням рівня легування зменшується вплив температури на тензочутливість напівпровідника. Однак зі збільшенням концентрації легованих домішок зменшується як коефіцієнт тензочутливості Π , так і номінал резистора. При кімнатній температурі $\Pi = 160$ для концентрації $N = 10^{17}$ (см^{-3}) і $\Pi = 75$ при $N = 10^{20}$ (см^{-3}). Другим параметром, що залежить від температури, є опір тензорезистора. Як відомо з [8], залежність температурного коефіцієнта опору (ТКС) з підвищенням рівня легування від температури менш виражена і при $N = 10^{20} \text{ см}^{-3}$ ТКС кремнію рівний $0,96 \cdot 10^{-3}$, тобто кожному градусу зміни температури відповідає $0,96 \cdot 10^{-3} \cdot 100\% = 0,1\%$ зміни опору плеча мосту. Звідси випливає, що підвищення рівня легування ($N = 10^{20} \text{ см}^{-3}$) є одним з оптимальних шляхів одержання сенсора із широким температурним діапазоном.

Для розрахунку відносної зміни опору тензорезисторів і чутливості мікросенсора розглянемо напружений стан мембрани. Механічні напруги мембрани квадратної форми розраховуються за формулами [8]:

$$\tau_r = \frac{3 P \cdot r^2}{4 h^2}, \quad \tau_t = \nu \frac{3 P \cdot r^2}{4 h^2}, \quad (3)$$

де τ_r – радіальні напруги, Па; τ_t – тангенціальні напруги, Па; ν – коефіцієнт Пуассона; r – радіус мембрани (половина сторони мембрани), мм; h – товщина мембрани, мкм.

Розрахувавши τ_r і τ_t , виходячи із заданого діапазону вимірювання мікросенсора, переходимо до розрахунку відносної зміни опору [8]

$$\frac{\Delta R}{R} = S_{np} \tau_{np} + S_m \tau_m, \quad (4)$$

де S_{np}, S_m – поздовжня і поперечна чутливості тензорезисторів відповідно, мВ/(В·Па); τ_{np}, τ_m – механічні напруги в тензорезисторах у поздовжньому і поперечному напрямках, Па.

Відносна зміна опору тензорезистора біля краю мембрани визначається [8]:

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r = S_{np}\tau_r + S_{nm}\tau_r = S\tau_r(1-\nu), \quad (5)$$

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_i = S_{np}\tau_i + S_{nm}\tau_r = S\tau_r(\nu-1). \quad (6)$$

Для мосту із чотирма активними плечима для тензорезисторів з однаковими початковими опороми відносна зміна електричної напруги буде дорівнювати [8]:

$$\frac{\Delta U}{U} = 4 \frac{\Delta R}{R}, \quad (7)$$

де $R, \Delta R$ – електричний опір і його зміна відповідно, Ом; $U, \Delta U$ – електрична напруга і його зміна відповідно, В.

На підставі еквівалентної схеми відповідно до методу стійкості Ляпунова визначена функція перетворення пристрою, що являє собою залежність частоти генерації від тиску. Аналітична залежність функції перетворення має вигляд

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{B_1 + \sqrt{B_1 + 4LC_{BK}(C_B(P)R_B(P))^2}}{2LC_{BK}(R_B(P)C_B(P))^2}}, \quad (8)$$

де $B_1 = LC_{BK} - (C_B(P)R_B(P))^2 - C_{BK}C_B(P)R_B^2(P)$, L – еквівалентна індуктивність активного елемента, C_B, R_B – еквівалентна ємність і опір імпедансу на електродах колектор-колектор транзисторів VT1 і VT2, C_{BK} – ємність база-колектор транзистора VT1.

Графічна залежність функції перетворення представлена на рис.2. Чутливість перетворювача тиску із частотним виходом визначається на підставі виразу (8) і описується рівнянням

$$\begin{aligned} S_p^{F_0} = & -0.0198 \left(-2C_B(P)R_B^3(P)C_{BK} \left(\frac{\partial C_B(P)}{\partial P} \right) \sqrt{B_1 + 2B_2} - \right. \\ & -2C_B^2(P)R_B^3(P) \left(\frac{\partial C_B(P)}{\partial P} \right) - 2C_B^3(P)R_B^2(P) \left(\frac{\partial R_B(P)}{\partial P} \right) - C_{BK} \times \\ & \times 3C_B(P)R_B^3(P) \left(\frac{\partial C_B(P)}{\partial P} \right) - 2C_{BK}C_B^2(P)R_B^2(P) \left(\frac{\partial R_B(P)}{\partial P} \right) + \\ & + 8C_B^2(P)R_B^3(P)LC_{BK} \left(\frac{\partial C_B(P)}{\partial P} \right) + 8LC_{BK}C_B^2(P)R_B^2(P) \times \\ & \times \left(\frac{\partial R_B(P)}{\partial P} \right) + 4LC_{BK}R_B(P) \left(\frac{\partial C_B(P)}{\partial P} \right) \sqrt{B_1 + 2B_2} + 4R_B(P) \times \\ & \times \left(\frac{\partial C_B(P)}{\partial P} \right) LC_{BK} + 4C_B(P)LC_{BK} \left(\frac{\partial R_B(P)}{\partial P} \right) \sqrt{B_1 + 2B_2} + \\ & + 4LC_{BK}C_B(P) \left(\frac{\partial R_B(P)}{\partial P} \right) \left. \right) / \left(\left(2\sqrt{B_1 + \sqrt{B_1 + 2B_2}} / B_2 \right) \times \right. \\ & \left. \times LC_{BK}C_B^3(P)R_B^3(P)\sqrt{B_1 + 2B_2} \right), \quad (10) \end{aligned}$$

де $B_2 = 2LC_{BK}(C_B(P)R_B(P))^2$.

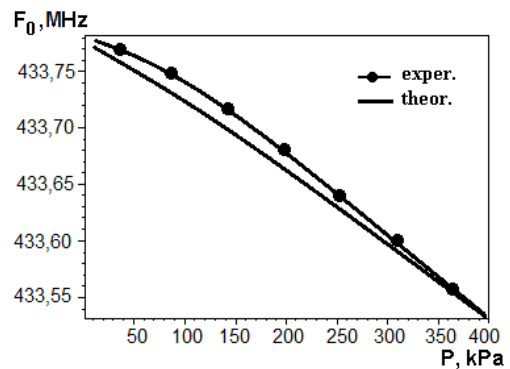


Рис.2. Залежності функції перетворення

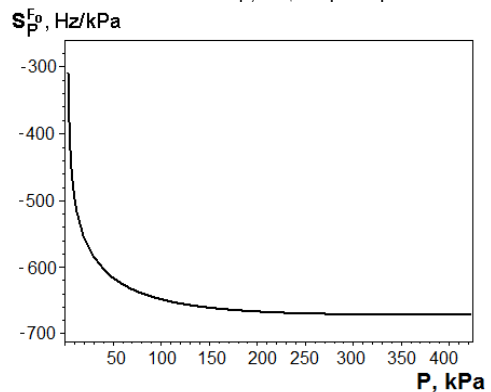


Рис.3. Залежність чутливості від тиску

Графік залежності чутливості радіовимірювального перетворювача тиску представлений на рис.3. Як видно із графіка, найбільша чутливість пристрою лежить у діапазоні від 100 до 400 кПа й становить 650 Гц/кПа.

ВИСНОВКИ

Показано можливість перетворення тиску в частоту на основі автогенераторного пристрою, який складається із трьох біполярних транзисторів, а також MEMS чутливого елемента. Отримано аналітичні залежності функції перетворення і рівняння чутливості. Теоретичні і експериментальні дослідження показали, що чутливість розробленого радіовимірювального перетворювача тиску із частотним виходом становить 650 Гц/кПа.

ЛІТЕРАТУРА REFERENCES

- [1] Мікроелектронні сенсори фізичних величин. За редакцією З.Ю.Готри. В 3 томах. - Львів: Ліга-Прес, 2003. Т.2. - 595 с.
- [2] Барінов І.Н.Высокотемпературные датчики абсолютного давления на структуре «полукремний-диэлектрик» с улучшенными метрологическими характеристиками / И.Н. Барінов, А.В. Федулов, В.С. Волков // Датчики и системы. - 2012. - № 10. - с. 2 - 6.
- [3] Новицкий П.В., Кноринг В.Г., Гутников В.С. Цифрові прилади із частотними датчиками. -Л.: Енергія, 1970. - 424 с.
- [4] Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. -Вінниця: «Універсум-Вінниця», 1999. - 275с.
- [5] Осадчук В.С., Осадчук О.В. Сенсори тиску й магнітного поля. -Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2005. - 207с.
- [6] Патент на корисну модель №83356 України, МПК G01R 31/315. Вимірювач тиску з активним індуктивним елементом / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Заявка № u201300303; Заяв. 09.01.2013; Пр. 18.04.13. Опубл.10.09.13 Бюл.17.
- [7] Ваганов В.И. Интегральные тензопреобразователи. -М.: Энергоатомиздат, 1983. -136 с.
- [8] Егизарян Э. Л. Проективання мікродатчиків тиску // Мікроелектроніка. -№6, 1981. -320-332.