

## МІКРОЕЛЕКТРОННІ АВТОГЕНЕРАТОРНІ СЕНСОРИ ТЕМПЕРАТУРИ

Запропоновано мікроелектронні автогенераторні сенсори температури на основі транзисторних структур з диференційним від'ємним опором з первинними параметричними термочутливими елементами на базі біполярних і польових транзисторів, причому первинні параметричні термочутливі елементи є активними компонентами схем параметричних автогенераторних сенсорів температури, що значно спрощує конструкцію пристроїв. На підставі розгляду фізичних процесів у первинних параметричних термочутливих компонентах і автогенераторах сенсорів температури, розроблено математичні моделі автогенераторних сенсорів температури, на основі яких отримано аналітичні вирази для визначення параметричних залежностей функцій чутливості та функцій перетворення. Показано, що основний внесок у функції перетворення і чутливості вносить зміна температури навколишнього середовища, що викликає зміну еквівалентної ємності і диференційного від'ємного опору параметричних автогенераторних сенсорів температури, що відповідно, змінює вихідну частоту пристрою. Чутливість сенсора з термочутливим біполярним транзистором складає від 11,25 кГц/°C до 21,5 кГц/°C, а сенсора з термочутливим польовим транзистором складає від 2,77 кГц/°C до 4,25 кГц/°C в діапазоні зміни температури навколишнього середовища від 0 °C до 100 °C. Отримані параметричні залежності функцій чутливості та перетворення показують можливість значно простіше розраховувати основні характеристики параметричних автогенераторних сенсорів, а також наочно демонструють вплив кожного компонента параметричних перетворювачів та елементів параметричних автогенераторних сенсорів на вихідну частоту пристроїв у порівнянні з розрахунками функцій чутливості та перетворення з нелінійних еквівалентних схем пристроїв на основі розв'язку рівнянь Кірхгофа.

Ключові слова: сенсор температури, диференційний від'ємний опір, автогенератор, частота, термочутливі транзистори.

OSADCHUK Yaroslav

Vinnytsia National Technical University

## MICROELECTRONIC AUTOGENERATOR TEMPERATURE SENSORS

Microelectronic autogenerator temperature sensors based on transistor structures with differential negative resistance with primary parametric thermosensitive elements based on bipolar and field-effect transistors are proposed, moreover, primary parametric thermosensitive elements are active components of the circuits of parametric autogenerator temperature sensors, which greatly simplifies the design of the device. Based on the consideration of physical processes in primary parametric temperature-sensitive components and autogenerators of temperature sensors, mathematical models of autogenerator temperature sensors were developed, on the basis of which analytical expressions were obtained to determine the parametric dependences of sensitivity functions and transformation functions. It is shown that the main contribution to the conversion and sensitivity functions is made by a change in the ambient temperature, which causes a change in the equivalent capacitance and negative differential resistance of parametric autogenerator temperature sensors, which, accordingly, changes the output frequency of the device. The sensitivity of the sensor with a thermally sensitive bipolar transistor is from 11.25 kHz/°C to 21.5 kHz/°C, and the sensor with a thermally sensitive field-effect transistor is from 2.77 kHz/°C to 4.25 kHz/°C in the range of ambient temperature change 0 °C up to 100 °C. The obtained parametric dependences of the sensitivity and conversion functions show the possibility of easier calculation of the main characteristics of parametric autogenerator sensors, and also clearly demonstrate the influence of each component of parametric transducers and elements of parametric self-oscillating sensors on the output frequency of devices in comparison with the calculations of sensitivity and conversion functions from nonlinear equivalent circuits basis for solving the Kirchhoff equations.

Keywords: temperature sensor, differential negative resistance, autogenerator, frequency, thermosensitive transistors.

### Постановка проблеми у загальному вигляді

#### та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями

Вимірювання температури потрібно у всіх сферах діяльності людини, оскільки величина температури в технологічних процесах визначає якість виготовлення продукції. Це стосується таких галузей виробництва, як авіаційна та космічна техніка, хімічна промисловість, металургія, енергетика, сільське господарство, медицина, дослідження довкілля, що потребує створення приладів вимірювання температури з високими метрологічними характеристиками [1–6].

На теперішній час для вимірювання температури використовуються сенсори, які виконані у вигляді мікроелектронних напівпровідникових схем, термістори, інфрачервоні сенсори, термопари, термометри опору. Для вимірювання температури в діапазоні від -55°C до +170°C використовуються сенсори на основі мікроелектронної технології. Вони знайшли широке застосування в інформаційно-вимірювальних системах, комп'ютерній техніці, телекомунікаційних та радіотехнічних засобах, в інверторах і блоках живлення та ін. [7, 8].

У випадках застосування в інформаційних системах амплітудних сенсорів, якими є сенсори температури, побудова комутаторів, які не вносять значних помилок у результати вимірювань, є найскладнішою проблемою. Паразитні ЕРС, перехідні опори і взаємний вплив каналів у таких комутаторах

приводять до появи великих помилок, радикальної боротьби з якими не знайдено до теперішнього часу [9, 10].

Усунути наведені вище недоліки можливо при використанні сенсорів з частотно-модульованим вихідним сигналом, що дозволяє будувати комутатори за найпростішими схемами, не вносячи при цьому ніяких помилок у результати вимірювань [11, 12].

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Одним з перспективних науково-технічних напрямків у створенні параметричних сенсорів температури є дослідження в галузі сенсорної техніки на основі реактивних властивостей мікроелектронних транзисторних структур з частотним вихідним сигналом. Мікроелектронні автогенераторні сенсори температури з частотним вихідним сигналом поєднують простоту і універсальність, які мають аналогові засоби вимірювання, з точністю та завадостійкістю, якими характеризуються вимірювальні пристрої з кодовим виходом. Використання принципу перетворення «температура-частота» на основі мікроелектронних параметричних автогенераторних сенсорів температури суттєво знижує вартість інформаційно-вимірювальних приладів та систем, а також дозволяє значно зменшити масу та габарити сенсорів температури, підвищити чутливість та точність перетворень інформативного сигналу [13–19].

### Постановка завдання

Метою роботи є розробка та дослідження автогенераторних сенсорів температури на основі напівпровідникових транзисторних структур, в яких термочутливі біполярний і польовий транзистори виступають як первинні перетворювачі температури, так і активні елементи автогенераторних параметричних сенсорів, в яких втрати енергії в коливальних системах компенсуються енергією диференційного від'ємного опору. Для дослідження поставленої мети у роботі потрібно розв'язати такі задачі:

- 1) Провести аналіз існуючих наукових джерел та обґрунтувати використання напівпровідникових транзисторних структур з диференційним від'ємним опором для побудови автогенераторних параметричних сенсорів температури з частотним виходом.
- 2) Розробити математичні моделі автогенераторних параметричних сенсорів температури, в яких враховано залежність параметрів температурно-чутливих елементів від дії температури та їх вплив на вихідну частоту автогенераторного сенсора.
- 3) Отримати аналітичні вирази параметричної залежності вихідної частоти і чутливості автогенераторного параметричного сенсора від зміни температури навколишнього середовища.
- 4) Зробити висновки з проведених досліджень.

### Математичні моделі сенсорів температури

Автогенераторний сенсор температури з частотним виходом будується на основі напівпровідникової транзисторної структури з диференційним від'ємним опором, в якій термочутливим елементом є біполярний транзистор VT1, одночасно транзистор VT1 виступає як і активний елемент схеми автогенератора. На рис. 1 надано схему сенсора температури.

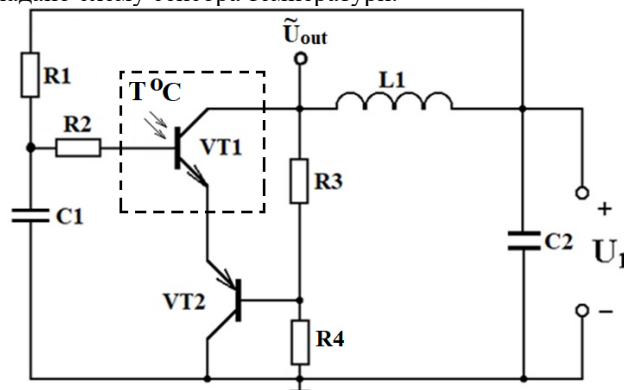


Рис. 1. Електрична схема авто генераторного сенсора температури

Коливальний контур автогенераторного параметричного сенсора утворений ємнісною складовою повного опору на електродах колектор-колектор біполярних транзисторів VT1 і VT2 та пасивної індуктивності L1. Електричне коло R2C1 створює додатковий зворотний позитивний зв'язок, що збільшує диференційний від'ємний опір. Енергія диференційного від'ємного опору компенсує втрати енергії в коливальному контурі автогенераторного параметричного сенсора температури. При зміні температури, яка діє на термочутливий біполярний транзистор VT1 відбувається зміна ємнісної складової повного опору на виводах колектор-колектор біполярних транзисторів VT1 і VT2 та диференційного від'ємного опору, що змінює вихідну частоту автогенераторного параметричного сенсора температури. Резистори R1-R4 і джерело постійної напруги U1 забезпечують вибір робочої точки на спадній ділянці вольт-амперної

характеристики автогенераторного параметричного сенсора температури. Конденсатор С2 запобігає протіканню змінного струму через блок живлення.

Перейдемо до розрахунку залежності параметрів термочутливого біполярного транзистора VT1 від температури. Транзистор VT1 включено за схемою із загальним емітером, тому струм бази  $I_B$  дорівнює [20].

$$I_B = (1 - h_{21B})I_E - I_{CB0} \quad (1)$$

де  $h_{21B}$  – коефіцієнт передачі струму за схемою із загальною базою,  $I_E$  – прямий струм р-п переходу емітер – база,  $I_{CB0}$  – зворотний струм колекторного р-п переходу. Слід зауважити, що  $I_{CB0} \ll I_E$ , тому його впливом можна знехтувати, з другого боку, товщина бази  $W_p$  транзистора VT1 значно менша дифузійної довжини електронів  $L_n$ . З врахуванням цих зауважень, а також, що  $D_n = \mu_n \frac{kT}{q}$ ,  $n_i^2 = n_p p_p$ ,

$h_{21B} = \frac{1}{2} \left( \frac{W_p}{L_n} \right)^2$  струм бази приймає вигляд

$$I_B = \frac{\mu_n k_B T S n_i^2}{2W_p p_p} e^{\frac{qU}{k_B T}} \quad (2)$$

де  $\mu_n$  – рухливість електронів,  $k_B$  – стала Больцмана,  $T$  – температура,  $S$  – площа перерізу бази,  $n_i$  – власна концентрація електронів у напівпровіднику,  $p_p$  – концентрація дірок у напівпровіднику бази,  $q$  – заряд електрона,  $U$  – прикладена пряма напруга до р – переходу база-емітер транзистора VT1.

Величина  $n_i$  у загальному вигляді описується формулою [20].

$$n_i^2 = AT^3 e^{-\frac{E_g}{k_B T}} \quad (3)$$

де  $A$  – стала величина, яка залежить від добутку квантових станів електронів у зоні провідності напівпровідникового матеріалу і дірок у валентній зоні,  $E_g$  – ширина забороненої зони напівпровідникового матеріалу. При підстановці виразу (3) у формулу (2) отримуємо вираз

$$I_B = \left[ \frac{AS\mu_n k_B T^4}{2W_p p_p} \right] e^{-\frac{E_g - qU}{k_B T}} \quad (4)$$

Виходячи з формули (4), опір базової області  $R_B$  транзистора VT1 від температури описується формулою

$$R_B(T) = \frac{2U_B W_p p_p}{AS\mu_n k_B T^4 e^{-\frac{E_g - qU}{k_B T}}} \quad (5)$$

де  $U_B$  – напруга на базовій області біполярного транзистора VT1. Зміна опору базової області транзистора VT1 при дії температури у загальному вигляді приймає вигляд

$$\Delta R_B(T) = \frac{\partial R_B}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial R_B}{\partial \mu_n} \Delta \mu_n(T) + \frac{\partial R_B}{\partial f_{\text{exp}}} \Delta f_{\text{exp}}(T) \quad (6)$$

Провівши диференціювання у виразі (6), отримуємо формулу

$$\begin{aligned} \Delta R_B(T) = & -8T^{-5} \frac{U_B W_p p_p}{AS\mu_n(T)k_B} e^{\frac{E_g - qU}{k_B T}} \Delta T - \frac{2U_B W_p p_p}{AS\mu_n^2(T)k_B T^4} e^{\frac{E_g - qU}{k_B T}} \Delta \mu_n(T) - \\ & - \frac{2U_B W_p p_p}{AS\mu_n k_B T^6} e^{\frac{E_g - qU}{k_B T}} \left( \frac{E_g - qU}{k_B} \right) \Delta T. \end{aligned} \quad (7)$$

Визначивши залежність зміни складових опору бази термочутливого біполярного транзистора VT1 від температури, перейдемо до визначення аналітичного виразу параметричної залежності вихідної частоти автогенераторного сенсора температури. При розв'язанні даної задачі необхідно дослідити перетворення енергії теплового поля в енергію змінного електричного поля на виході автогенераторного сенсора температури. На основі вище сказаного, визначимо коефіцієнт корисної дії автогенераторного сенсора температури. На першому етапі роботи автогенераторного сенсора температури енергія теплового поля перетворюється в енергію постійного електричного поля, яка є вхідною величиною для автогенераторного сенсора температури. В подальшому, енергія електричного поля термочутливого біполярного транзистора перетворюється в енергію змінного електричного поля, яка зв'язана з еквівалентною ємністю  $C_{ekv}$  коливального контуру автогенераторного сенсора температури. На підставі цього, коефіцієнт корисної дії автогенераторного сенсора визначається формулою

$$\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} \quad (8)$$

де

$$P_{\text{вх}} = \left[ \frac{AS\mu_n k_B T^4 U_B}{2W_p p_p} \right] e^{-\frac{E_g - qU}{k_B T}} \quad (9)$$

а величина  $P_{\text{вих}}$  дорівнює

$$P_{\text{вих}} = \frac{C_{\text{екв}} U^2}{2t} \quad (10)$$

де  $t$  – період коливань вихідного сигналу автогенераторного сенсора температури без дії температури.

З врахуванням формул (9) і (10), коефіцієнт корисної дії автогенераторного сенсора температури має вигляд

$$\eta = \frac{C_{\text{екв}} U^2 W_p p_p e^{-\frac{E_g - qU}{k_B T}}}{AS\mu_n k_B T^4 U_B} \quad (11)$$

З формули (11) визначається еквівалентна ємність  $C_{\text{екв}}$  автогенераторного сенсора температури, яка описується виразом

$$C_{\text{екв}} = \frac{\eta AS\mu_n k_B T^4 U_B}{U^2 W_p p_p e^{-\frac{E_g - qU}{k_B T}}} \quad (12)$$

Еквівалентну ємність  $C_{\text{екв}}$  автогенераторного сенсора температури, можна визначити з формули резонансної частоти автогенератора, яка має вигляд [21]

$$F_0 = \frac{1}{2\pi R_g C_{\text{екв}}} \sqrt{\frac{R_g^2 C_{\text{екв}}}{L} - 1} \quad (13)$$

де  $R_g$  – диференційний від’ємний опір коливального контуру,  $L$  – індуктивність контуру. З виразу (13) отримуюмо квадратне рівняння, на основі якого визначаємо еквівалентну ємність  $C_{\text{екв}}$

$$(4\pi^2 F_0^2 R_g^2 L) C_{\text{екв}}^2 - R_g^2 C_{\text{екв}} + L = 0 \quad (14)$$

Введемо наступні позначення

$$b_1 = 4\pi^2 F_0^2 R_g^2 L \quad (15)$$

$$b_2 = R_g^2 \quad (16)$$

$$b_3 = L \quad (17)$$

$$b_4 = C_{\text{екв}} = \frac{\eta AS\mu_n k_B T^4 U_B}{U^2 W_p p_p e^{-\frac{E_g - qU}{k_B T}}} \quad (18)$$

Еквівалентна ємність  $C_{\text{екв}}$  з розв’язку рівняння (14) дорівнює

$$C_{\text{екв}} = \frac{b_2 \pm \sqrt{b_2^2 - 4b_1 b_3}}{2b_1} \quad (19)$$

Прирівнявши вираз (19) до виразу (12), отримуюмо рівняння для визначення  $F_0$ , яке має вигляд

$$b_1 = \frac{b_2}{b_4} - \frac{b_3}{b_4^2} \quad (20)$$

Підставивши значення виразів (15)–(18) у формулу (20), отримуюмо рівняння

$$4\pi F_0^2 R_g^2 L = \frac{R_g^2 U^2 W_p p_p e^{-\frac{E_g - qU}{k_B T}}}{\eta AS\mu_n k_B T^4 U_B} - \frac{LU^4 W_p^2 p_p^2 e^{-\frac{2(E_g - qU)}{k_B T}}}{\eta^2 A^2 S^2 \mu_n^2 t^2 k_B^2 T^8 U_B^2 R_g^2} \quad (21)$$

З рівняння (21) визначаємо параметричну залежність резонансної частоти автогенераторного сенсора температури від параметрів первинного перетворювача температури і параметрів автогенератора

$$F_0 = \frac{1}{2} \left[ \frac{U^2 W_p p_p e^{-\frac{E_g - qU}{k_B T}}}{\eta AS\mu_n k_B T^4 U_B L} - \frac{U^4 W_p^2 p_p^2 e^{-\frac{2(E_g - qU)}{k_B T}}}{\eta^2 A^2 S^2 \mu_n^2 t^2 k_B^2 T^8 U_B^2 R_g^2} \right]^{1/2} \quad (22)$$

Отримана формула (22), яка описує параметричну залежність резонансної частоти автогенераторного сенсора температури, дозволяє простим шляхом розраховувати функцію перетворення параметричного сенсора температури, ніж складним шляхом з нелінійної еквівалентної схеми параметричного автогенераторного сенсора на основі розв'язку рівнянь Кірхгофа.

На рис. 2 надано графічну залежність розрахункової та експериментальної кривих функції перетворення автогенераторного сенсора температури

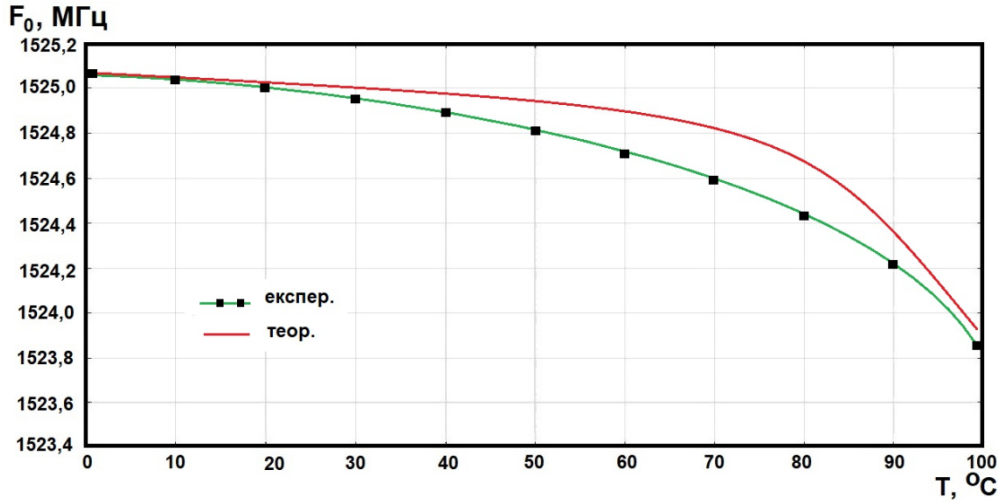


Рис. 2. Залежність функції перетворення авто генераторного параметричного сенсора від температури

Чутливість частоти автогенераторного сенсора температури визначається, як похідна функції (22) за параметром температури. Експериментальні дослідження показують, що вихідна змінна напруга  $U_{\sim}$  автогенераторного сенсора температури також залежить від температури, тому цей факт необхідно врахувати при визначенні чутливості автогенераторного сенсора температури. Тому, з врахуванням цього зауваження, функція (22) приймає вигляд

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \left[ U_{\sim}^2(T) T^{-4} \mu_n^{-1}(T) e^{\frac{E_g - qU}{k_B T}} b_5 - U_{\sim}^4(T) T^{-8} \mu_n^{-2}(T) e^{\frac{2(E_g - qU)}{k_B T}} b_6 \right]^{1/2} \quad (23)$$

де

$$b_5 = \frac{W_p P_p}{\eta A S t k_B U_B L}, \quad (24)$$

$$b_6 = \frac{W_p^2 P_p^2}{\eta^2 A^2 S^2 t^2 k_B^2 U_B^2 R_g^2}, \quad (25)$$

Виходячи з виразу (23), функція чутливості автогенераторного сенсора температури описується формулою

$$S_{F_0} = \frac{1}{4\pi} \left[ U_{\sim}^2(T) T^{-4} \mu_n^{-1}(T) e^{\frac{E_g - qU}{k_B T}} b_5 - U_{\sim}^4(T) T^{-8} \mu_n^{-2}(T) e^{\frac{2(E_g - qU)}{k_B T}} b_6 \right]^{1/2} \times$$

$$\times \left[ \left( 2U_{\sim}(T) \frac{dU_{\sim}(T)}{dT} T^{-4} - 4T^{-5} U_{\sim}^2(T) \right) \mu_n^{-1}(T) e^{\frac{E_g - qU}{k_B T}} + \left( -\mu_n^{-2}(T) \frac{d\mu_n(T)}{dT} e^{\frac{E_g - qU}{k_B T}} - \right. \right. \quad (26)$$

$$\left. \left. - e^{\frac{E_g - qU}{k_B T}} \frac{E_g - qU}{k_B} \mu_n^{-1}(T) U_{\sim}^2(T) T^{-4} \right) \right] b_5 - \left[ \left( U_{\sim}^3(T) \frac{dU_{\sim}(T)}{dT} T^{-8} - 8U_{\sim}^4(T) T^{-9} \mu_n^{-2}(T) e^{\frac{2(E_g - qU)}{k_B T}} \right) + \right.$$

$$\left. + \left( -2\mu_n^{-3}(T) \frac{d\mu_n(T)}{dT} e^{\frac{2(E_g - qU)}{k_B T}} - e^{\frac{2(E_g - qU)}{k_B T}} \frac{2(E_g - qU)}{k_B} T^{-2} \mu_n^{-2}(T) U_{\sim}^4(T) T^{-8} \right) \right] b_6.$$

Графік розрахункової та експериментальної кривих функції чутливості автогенераторного сенсора температури від температури представлено на рис. 3. Як видно з графіка (див. рис. 3), чутливість автогенераторного сенсора температури з термочутливим біполярним транзистором складає від 11,25 кГц/°C до 21,5 кГц/°C в діапазоні вимірюваної температури від 0 °C до 100 °C.

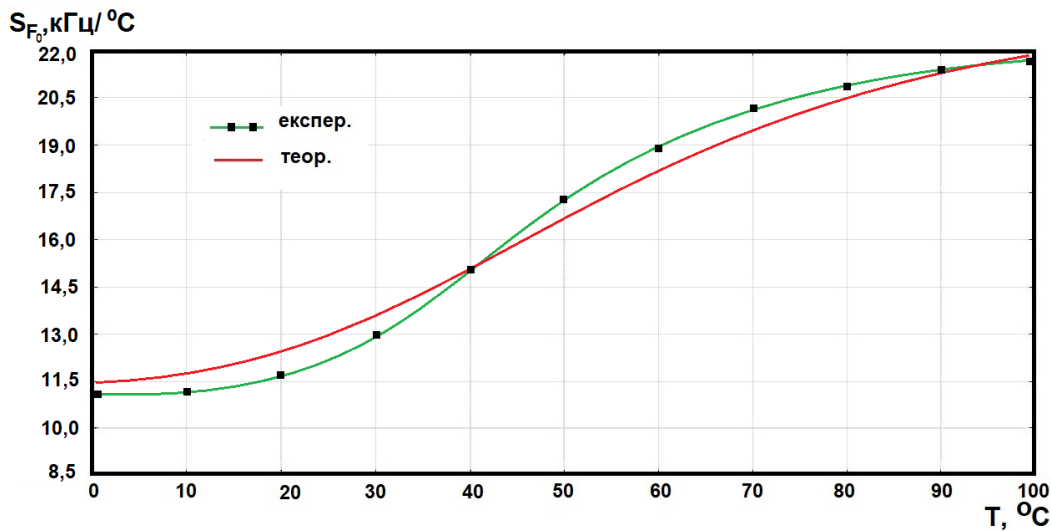


Рис. 3. Залежність функції чутливості автогенераторного сенсора температури від температури

Перейдемо до викладу досліджень характеристик мікроелектронного параметричного автогенераторного сенсора температури, в якому первинним температурно-чутливим елементом є польовий транзистор з індукованим каналом, причому транзистор також є активним елементом автогенератора, що значно спрощує конструкцію сенсорів температури. Електрична схема автогенераторного сенсора температури надана на рис. 4.

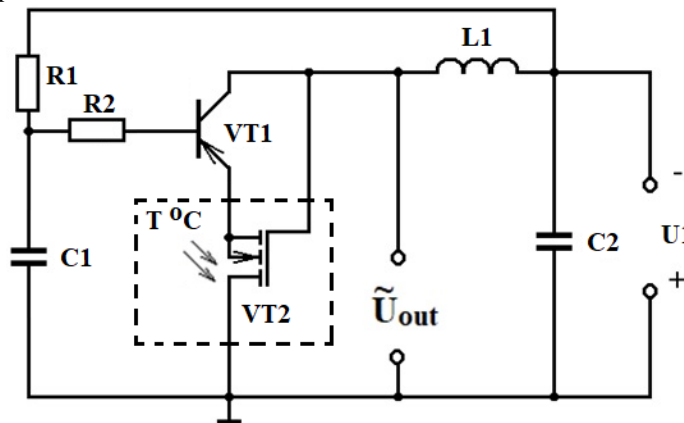


Рис. 4. Електрична схема автогенераторного сенсора температури

Дана схема являє собою інтегральну гібридну схему, що складається з біполярного транзистора VT1 і термочутливого польового транзистора з індукованим каналом VT2. На електродах колектор-стік транзисторів VT1 і VT2 існує повний опір, активна складова цього опору має від'ємне значення, а реактивна складова носить ємнісний характер. Підключення пасивної індуктивності L1 до колектора біполярного транзистора VT1 створює коливальний контур автогенераторного сенсора температури, втрати енергії в якому компенсуються енергією диференційного від'ємного опору. За допомогою джерела постійної напруги U1 та резисторів R1-R2 встановлюється робоча точка автогенераторного сенсора температури на спадній ділянці вольт-амперної характеристики.

Коло з резистора R2 та конденсатора C1 створює додатний зворотній зв'язок виходу автогенераторного сенсора температури з входом, що збільшує диференційний від'ємний опір у коливальній системі пристрою. Конденсатор C2 запобігає проходженню змінного струму через джерело напруги U1. При дії температури на польовий транзистор VT2 відбувається зміна ємнісної складової повного опору транзисторної структури та диференційного від'ємного опору на виході автогенераторного сенсора температури, що викликає зміну вихідної частоти вимірювального пристрою.

Перейдемо до визначення залежності опору каналу польового транзистора VT2 від дії температури. Величина струму стоку в режимі насичення має вигляд [20]

$$I_C = \frac{Z \mu_n C_0}{2L_{кан}} (U_3 - U_{пор})^2, \quad (27)$$

де  $Z$  – ширина каналу,  $L$  – довжина каналу,  $C_0$  – величина ємності підзатворного діелектрика на одиницю площі,  $\mu_n$  – рухливість електронів у каналі,  $U_{пор}$  – порогова напруга каналу польового транзистора,  $U_3$  – напруга на затворі польового транзистора відносно витоків. Опір каналу в залежності від температури визначається виразом

$$R_{кан}(T) = \frac{2U_{CB}L_{кан}}{Z\mu_n(T)C_0(U_3 - U_{пор}(T))^2}, \quad (28)$$

де  $U_{CB}$  – напруга на електродах стік-витік польового термочутливого транзистора. Зміна опору каналу при дії температури описується формулою

$$\Delta R_{кан}(T) = \frac{dR_{кан}}{d\mu_n(T)} \Delta\mu_n(T) + \frac{dR_{кан}}{dU_{пор}(T)} \Delta U_{пор}(T). \quad (29)$$

Виконавши диференціювання у формулі (29), отримуємо вираз

$$\Delta R_{кан}(T) = -\frac{2U_{CB}L_{кан}}{ZC_0(U_3 - U_{пор}(T))^2} \mu_n^{-2}(T) \Delta\mu_n(T) - \frac{4U_{CB}L_{кан}}{Z\mu_n(T)C_0(U_3 - U_{пор}(T))^3} \Delta U_{пор}(T). \quad (30)$$

Отримавши аналітичний вираз зміни опору каналу термочутливого польового транзистора від дії температури, можна перейти до визначення аналітичного виразу параметричної залежності вихідної частоти автогенераторного сенсора температури від зміни температури. Дана залежність визначається аналогічним чином як і для автогенераторного сенсора температури з термочутливим біполярним транзистором, що була розглянута вище.

Виходячи з формули (10), (28) і (29), коефіцієнт корисної дії автогенераторного сенсора температури дорівнює

$$\eta = \frac{C_{екв}U_{CB}^2L_{кан}}{U_{CB}tZ\mu_nC_0(U_3 - U_{пор})^2} \quad (31)$$

З формули (31) визначається величина еквівалентної ємності автогенераторного сенсора температури  $C_{екв}$ , яка має вигляд

$$C_{екв} = \frac{\eta U_{CB}tZ\mu_nC_0(U_3 - U_{пор})^2}{U_{CB}^2L_{кан}}, \quad (32)$$

З другого боку, еквівалентна ємність  $C_{екв}$  коливального контуру автогенераторного сенсора температури зв'язана з резонансною частотою вимірювального пристрою виразом (13). Підставивши у формулу (13) вираз (32), отримуємо аналітичний вираз для параметричної залежності вихідної резонансної частоти автогенераторного сенсора температури від параметрів первинного термочутливого польового транзистора і параметрів самого автогенератора. Ця залежність описується рівнянням

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{U_{CB}^2L_{кан}}{\eta U_{CB}tZ\mu_nC_0(U_3 - U_{пор})^2L} - \frac{U_{CB}^2L_{кан}^2}{\eta^2 U_{CB}^2t^2Z^2\mu_n^2C_0^2(U_3 - U_{пор})^2R_g^2} \right]^{1/2}. \quad (33)$$

Формула (33) є функцією перетворення автогенераторного сенсора температури. На рис. 5 подано розрахункову і експериментальну залежності функції перетворення автогенераторного сенсора температури від дії температури.

Функція чутливості автогенераторного сенсора температури визначається на основі виразу (33), при цьому вважається, що вихідна змінна напруга автогенераторного сенсора температури також залежить від температури. Таким чином, функцію перетворення (33) залежності її складових від температури можна представити у вигляді

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \left[ \left( U_{CB}^2(T)\mu_n^{-1}(T)(U_3 - U_{пор}(T))^{-2} \right) b_7 - \left( U_{CB}^4(T)\mu_n^{-2}(T)(U_3 - U_{пор}(T))^{-4} \right) b_8 \right]^{1/2}. \quad (34)$$

де

$$b_7 = \frac{L_{кан}}{\eta t Z C_0 U_{CB} L}, \quad (35)$$

$$b_8 = \frac{L_{кан}^2}{\eta^2 U_{CB}^2 t^2 Z^2 C_0^2 R_g^2}. \quad (36)$$

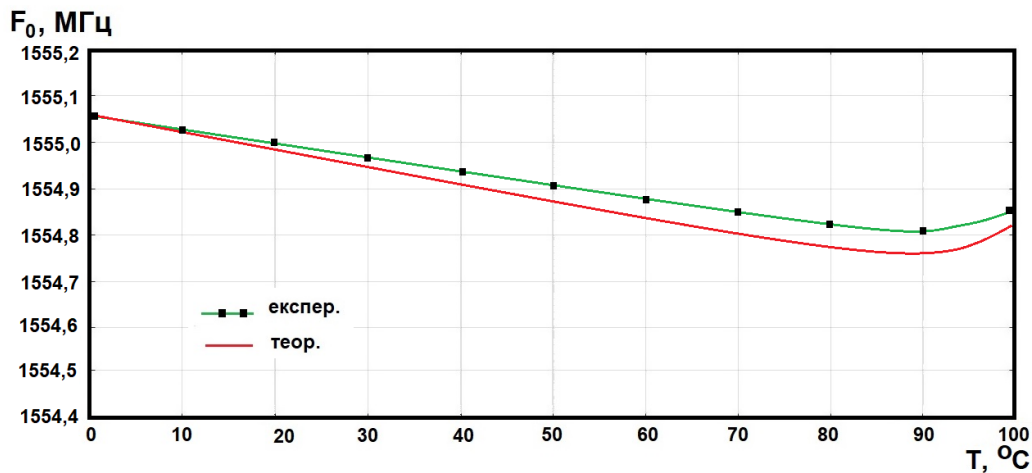


Рис. 5. Залежність функції перетворення автогенераторного сенсора температури від температури

Виконавши диференціювання функції (34) за параметром температури, отримаємо функцію чутливості автогенераторного сенсора температури, яка описується рівнянням

$$S_{F_0} = \frac{1}{4\pi} \left[ (U_-^2(T) \mu_n^{-1}(T) (U_3 - U_{nop}(T))^{-2}) b_7 - (U_-^4(T) \mu_n^{-2}(T) (U_3 - U_{nop}(T))^{-4}) b_8 \right]^{1/2} \times$$

$$\times \left[ \left( 2U_-(T) \frac{dU_-(T)}{dT} \mu_n^{-1}(T) (U_3 - U_{nop}(T))^{-2} - \left( \mu_n^{-2}(T) \frac{d\mu_n(T)}{dT} (U_3 - U_{nop}(T))^{-2} + \right. \right. \right. \quad (37)$$

$$\left. \left. \left. + 2(U_3 - U_{nop}(T))^{-2} \frac{dU_{nop}(T)}{dT} \mu_n^{-1}(T) \right) U_-^2(T) \right] b_7 - \left[ 4U_-^3(T) \frac{dU_-(T)}{dT} \mu_n^{-1}(T) (U_3 - U_{nop}(T))^{-2} - \right.$$

$$\left. \left. - \left( 2\mu_n^{-3}(T) \frac{d\mu_n(T)}{dT} (U_3 - U_{nop}(T))^{-4} + 4(U_3 - U_{nop}(T))^{-5} \frac{dU_{nop}(T)}{dT} \mu_n^{-2}(T) \right) U_-^4(T) \right] b_8 \right].$$

На рис. 6 надано розрахункову і експериментальну залежності функції чутливості автогенераторного сенсора температури від дії температури.

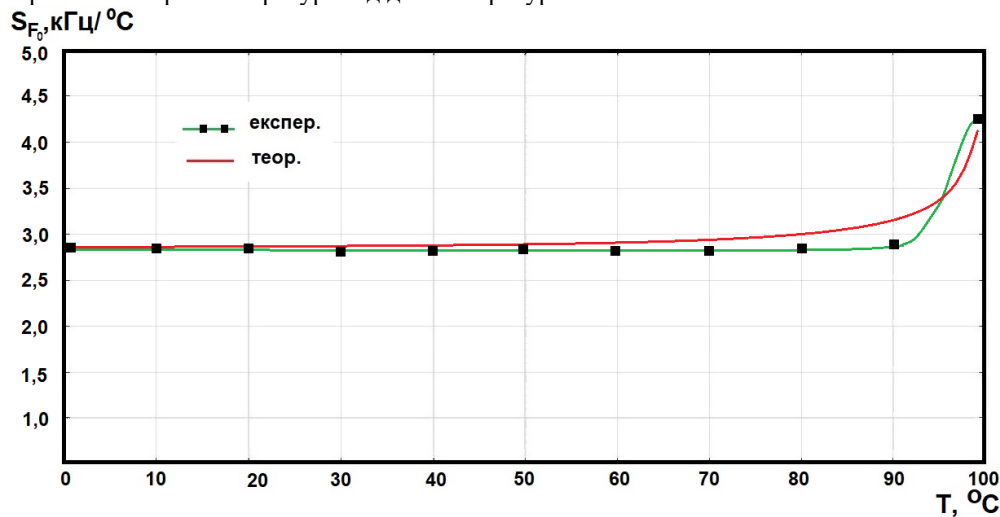


Рис. 6. Залежність функції чутливості автогенераторного сенсора від зміни температури

Як видно з графіка (рис. 6), чутливість автогенераторного сенсора температури з термочутливим польовим транзистором складає від 2,77 кГц/°С до 4,25 кГц/°С в діапазоні вимірюваної температури від 0 °С до 100 °С.

Частотний діапазон сенсорів температури з частотним вихідним сигналом вибраний від 1500 МГц до 1600 МГц. Її діапазон частот застосовується для обладнання, що працює в частотному діапазоні від 1,0 ГГц до 2,0 ГГц (наземні термінали, системи Inmarsat, бездротова аудіо та відеоапаратура) [22–24].

Експериментальні дослідження проведено за допомогою аналізатора радіочастотного спектру Arinst SSA TG-LC. На рис. 7 представлено радіочастотний спектр автогенераторного сенсора температури з частотним вихідним сигналом який базується на основі двох біполярних транзисторів, частота передачі складає 1525,0 МГц.



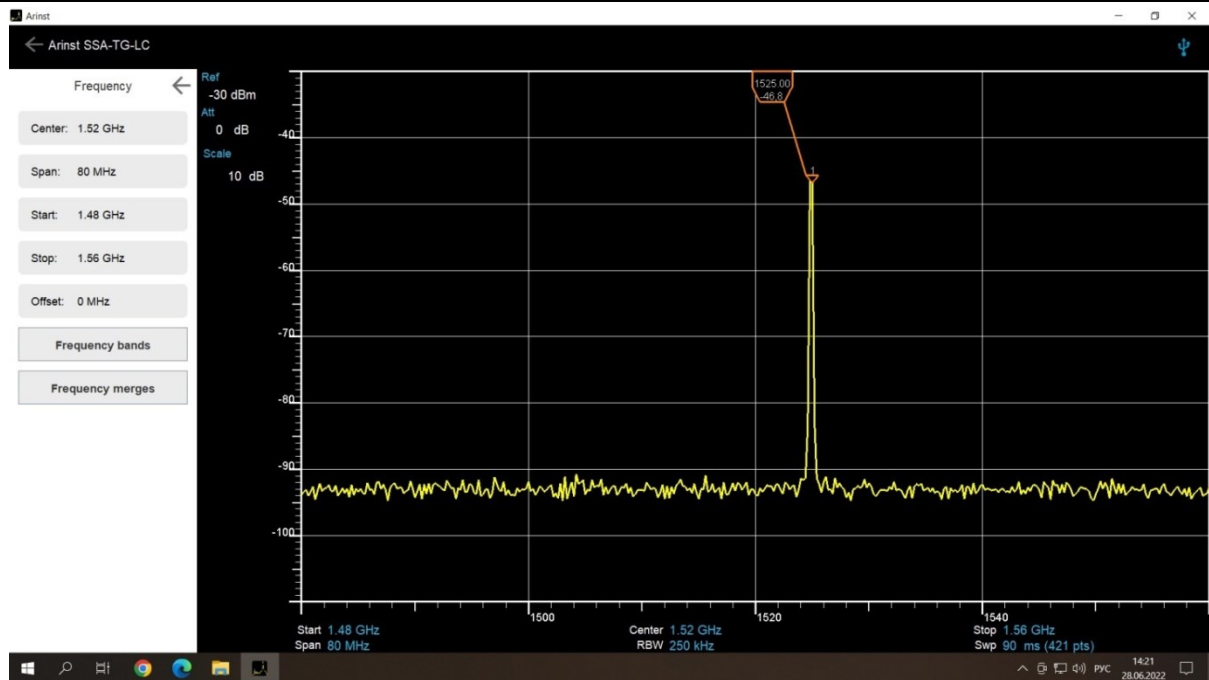


Рис. 7. Спектр автогенераторного сенсора температури з частотним вихідним сигналом на основі двох біполярних транзисторів

На рис. 8 представлено радіочастотний спектр автогенераторного сенсора температури з частотним вихідним сигналом який базується на основі біполярного та польового транзисторів, частота передачі складає 1555,0 МГц.

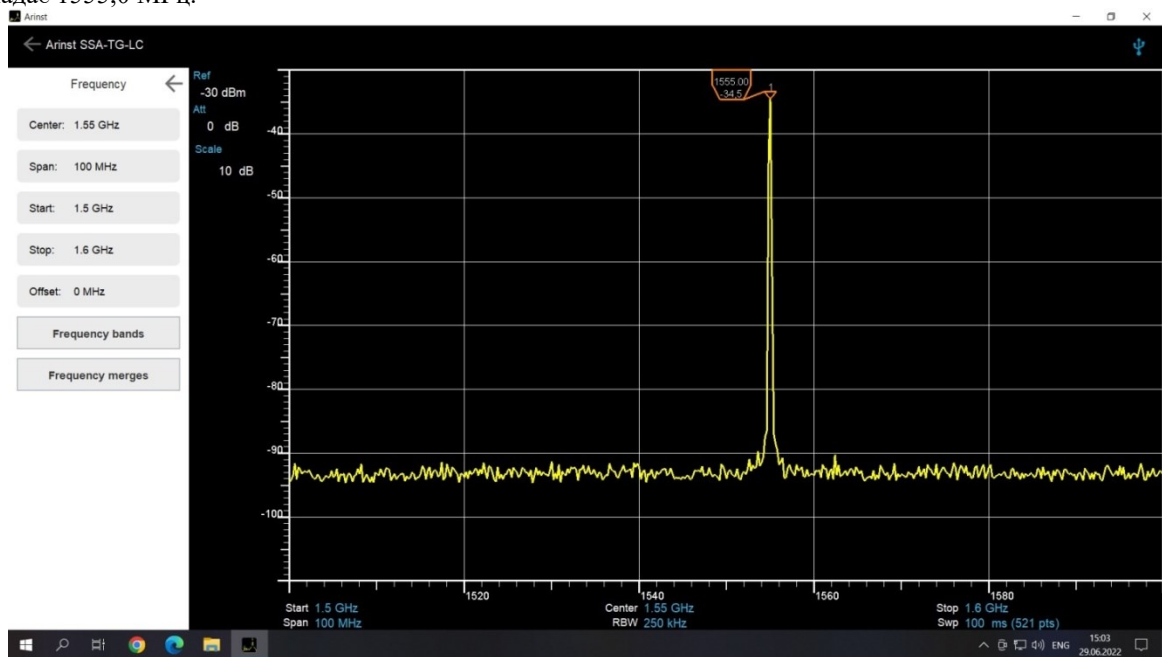


Рис. 8. Спектр автогенераторного сенсора температури з частотним вихідним сигналом на основі біполярного та польового транзисторів

### Висновки з даного дослідження і перспективи подальших розвідок у даному напрямі

1. Запропоновано мікроелектронні автогенераторні сенсори температури на основі транзисторних структур з диференційним від'ємним опором з термочутливими елементами на базі біполярних і польових транзисторів, причому термочутливі елементи пристроїв є активними елементами схем самих автогенераторів, що значно спрощує конструкцію інформаційно-вимірювальних пристроїв та систем.

2. На основі розгляду фізичних процесів, які протікають у термочутливих елементах і автогенераторних параметричних сенсорах, розроблено математичні моделі сенсорів температури, за допомогою яких отримано параметричні залежності функцій чутливості і перетворення. Доведено, що основний внесок у зміну функцій перетворення і чутливості вносить зміна температури. Це викликає зміну еквівалентної ємності автогенераторних параметричних сенсорів температури і диференційного від'ємного опору вимірювальних пристроїв, що у свою чергу, змінює вихідну частоту автогенераторних параметричних сенсорів температури. Чутливість автогенераторного сенсора з термочутливим біполярним транзистором

складає від 11,25 кГц/°C до 21,5 кГц/°C, а автогенераторного сенсора з термочутливим польовим транзистором складає від 2,77 кГц/°C до 4,25 кГц/°C в діапазоні вимірюваної температури від 0 °C до 100 °C.

3. Отримані аналітичні вирази, які описують параметричні залежності функцій чутливості та перетворення, які дозволяють значно простіше розраховувати основні параметри сенсорів температури і показують вплив кожного параметра перетворювачів і автогенераторів на вихідну частоту сенсорів температури у порівнянні з розрахунками функцій перетворення з нелінійних еквівалентних схем пристроїв. У параметричних сенсорах температури з частотним виходом не потрібно застосовувати аналого-цифрові перетворювачі та операційні підсилювачі при подальшій обробці інформативних сигналів, що значно зменшує ціну інформаційно-вимірювальних приладів та систем, а також дозволяють передачу інформації на велику відстань при роботі автогенераторних сенсорів температури у НВЧ діапазоні.

### Література

1. Sabrie Soloman. *Sensors. Handbook*. New York: McGraw-Hill Companies. 2010. 1352 p.
2. Kim J.H., Jo B.W., Jo J.H., Kim D.K. Development of an IoT-Based Construction Worker Physiological Data Monitoring Platform at High Temperatures. *Sensors*. 2020; 20(19):5682.
3. Ghafoori Y., Vidmar A., Riha J., Kryżanowski A. A Review of Measurement Calibration and Interpretation for Seepage Monitoring by Optical Fiber Distributed Temperature Sensors. *Sensors*. 2020; 20(19):5696.
4. Jebelli H., Choi B., Lee S. Application of Wearable Biosensors to Construction Sites. II: Assessing Workers' Physical Demand. *J. Constr. Eng. Manag.* 2019, 145, 04019080.
5. Sergey Y. Yurish. *Sensors and Applications in Measuring and Automation Control Systems*, (Book Series: Advances in Sensors: Reviews, Vol. 4. IFSA Publishing, S.L. (Barcelona, Spain). 2016. 507 p.
6. Ettahri O., Oukaira A., Ali M., Hassan A., Nabavi M., Savaria Y., Lakhssassi A. A Real-Time Thermal Monitoring System Intended for Embedded Sensors Interfaces. *Sensors*. 2020; 20(19):5657.
7. Rao S., Pangallo G., Della Corte F.G. Integrated Amorphous Silicon p-i-n Temperature Sensor for CMOS Photonics. *Sensors*. 2016; 16(1):67.
8. Lee Y.H.D., Thompson M.O., Lipson M. Deposited low temperature silicon GHz modulator. *Opt. Express*. 2013, 21. P. 26688–26692.
9. Oukaira A., Taheri S., Nour M., Lakhssassi A. Simulation and validation of thermal stability for complex system design high power dissipation. *IEEE Int. Conf. Smart Energy Grid Eng.* 2017. P. 229–233.
10. Eder C., Valente V., Donaldson N., Demosthenous A. A CMOS Smart Temperature and Humidity Sensor with Combined Readout. *Sensors*. 2014; 14(9). P. 17192-17211.
11. Shafique K., Khawaja B.A., Sabir F., Qazi S., Mustaqim M. Internet of things (IoT) for next-generation smart systems: A review of current challenges, future trends and prospects for emerging 5G-IoT Scenarios. *IEEE Access* 2020, 8. P. 23022–23040.
12. Safi A., Ahmad Z., Jehangiri A.I., Latip R., Zaman S.K.u., Khan M.A., Ghoniem R.M. A Fault Tolerant Surveillance System for Fire Detection and Prevention Using LoRaWAN in Smart Buildings. *Sensors* 2022, 22, 8411.
13. Осадчук В. С. Радіовимірювальні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором для неруйнівного теплового контролю / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, С. В. Барабан. – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 212 с.
14. Осадчук В.С. Реактивные свойства транзисторов и транзисторных схем / В.С. Осадчук, А.В. Осадчук. – Винница : «Универсум-Винница», 1999. – 275 с.
15. Osadchuk O.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.O., Semenov A.O., Martyniuk V.V., Prytula M.O. Investigation of a radio-frequency temperature transducer with a thermosensitive resistive element based on a complex compound of heterometallic  $\beta$ -diketonate. *ICEMS-BIOMED-2022 IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering* 1254 (2022) 012027.
16. Осадчук В. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Н. С. Кравчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 162 с.
17. Осадчук О.В. Дослідження сенсора температури з частотним виходом на основі квантової гетероструктури з диференційним від'ємним опором / О.В. Осадчук, В.С. Осадчук, Я.О. Осадчук // Вісник Хмельницького національного університету. – 2021. – № 2 (295). – С. 156–164.
18. Osadchuk A.V., Osadchuk I.O., Semenov A.O. The Mathematical Model of Radio-measuring Frequency Transducer of Optical Radiation Based on MOS Transistor Structures with Negative Differential Resistance. *Journal of Nano- and Electronic Physics. Scientific journal*. Vol. 13 No 4, 04001(6 pp) (2021).
19. Осадчук Я.О. Дослідження автогенераторних параметричних сенсорів температури / Я.О.Осадчук, О.В. Осадчук, В.С. Осадчук // Вісник Хмельницького національного університету. – 2022. – № 1 (305). – С. 172–180.
20. Борисов О.В. Основи твердотільної електроніки / О.В. Борисов. – Київ : Освіта України. 2011. – 460 с.
21. Osadchuk I.O., Osadchuk O.V., Osadchuk V.S., Semenov A.O., Koval K.O. Microwave Oscillator on Transistor Structures with Dielectric Resonators. *Proceedings of the 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 21–25 September 2020. Volume 3 on 2020 IEEE 10th International Kharkiv

Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW). P. 902-906.

22. Jayantkumar Dorave, Ritesh Sadiwala. Uplink and Downlink Variation in Drone Technology for Cloud, Edge, Fog and Smart Dust Integrated IoT Architecture: Demonstrated Over WSNs. *Journal of Physics: Conference Series*, 2021. 2089 (2021) 012023.

23. Leonhard Korowajczuk. LTE, WIMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis. John Wiley & Sons Ltd, United Kingdom, 2011. 784 p.

24. Maria-Gabriella di Benedetto, Pol Serra i Lidón. Analysis of the NB-IoT technology towards massive Machine Type Communication. University Sapienza di Roma, 2018. 69 p.

### References

1. Sabrie Soloman. *Sensors. Handbook*. New York: McGraw-Hill Companies. 2010. 1352 p.
2. Kim J.H., Jo B.W., Jo J.H., Kim D.K. Development of an IoT-Based Construction Worker Physiological Data Monitoring Platform at High Temperatures. *Sensors*. 2020; 20(19):5682.
3. Ghafoori Y., Vidmar A., Řiha J., Kryžanowski A. A Review of Measurement Calibration and Interpretation for Seepage Monitoring by Optical Fiber Distributed Temperature Sensors. *Sensors*. 2020; 20(19):5696.
4. Jebelli H., Choi B., Lee S. Application of Wearable Biosensors to Construction Sites. II: Assessing Workers' Physical Demand. *J. Constr. Eng. Manag.* 2019, 145, 04019080.
5. Sergej Y. Yurish. *Sensors and Applications in Measuring and Automation Control Systems*, (Book Series: Advances in Sensors: Reviews, Vol. 4. IFSA Publishing, S.L. (Barcelona, Spain). 2016. 507 p.
6. Ettahri O., Oukaira A., Ali M., Hassan A., Nabavi M., Savaria Y., Lakhssassi A. A Real-Time Thermal Monitoring System Intended for Embedded Sensors Interfaces. *Sensors*. 2020; 20(19):5657.
7. Rao S., Pangallo G., Della Corte F.G. Integrated Amorphous Silicon p-i-n Temperature Sensor for CMOS Photonics. *Sensors*. 2016; 16(1):67.
8. Lee Y.H.D., Thompson M.O., Lipson M. Deposited low temperature silicon GHz modulator. *Opt. Express*. 2013, 21. P. 26688–26692.
9. Oukaira A., Taheri S., Nour M., Lakhssassi A. Simulation and validation of thermal stability for complex system design high power dissipation. *IEEE Int. Conf. Smart Energy Grid Eng.* 2017. P. 229–233.
10. Eder C., Valente V., Donaldson N., Demosthenous A. A CMOS Smart Temperature and Humidity Sensor with Combined Readout. *Sensors*. 2014; 14(9). P. 17192–17211.
11. Shafique K., Khawaja B.A., Sabir F., Qazi S., Mustaqim M. Internet of things (IoT) for next-generation smart systems: A review of current challenges, future trends and prospects for emerging 5G-IoT Scenarios. *IEEE Access* 2020, 8. P. 23022–23040.
12. Safi A., Ahmad Z., Jehangiri A.I., Latip R., Zaman S.K.u., Khan M.A., Ghoniem R.M. A Fault Tolerant Surveillance System for Fire Detection and Prevention Using LoRaWAN in Smart Buildings. *Sensors* 2022, 22, 8411.
13. Osadchuk V.S., Osadchuk O.V., Baraban S.V. Radio measuring transducers based on transistor structures with negative resistance for non-destructive thermal control. *Vinnitsia: VNTU*, 2015. 212 p.
14. Osadchuk V.S., Osadchuk A.V. Reactive properties of transistors and transistor circuits. *Vinnitsa: "Universum-Vinnitsa"*, 1999. 275 p.
15. Osadchuk O.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.O., Semenov A.O., Martyniuk V.V., Prytula M.O. Investigation of a radio-frequency temperature transducer with a thermosensitive resistive element based on a complex compound of heterometallic  $\beta$ -diketonate. *ICEMS-BIOMED-2022 IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering* 1254 (2022) 012027.
16. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Kravchuk N. S. Mikroelektronni sensory temperatury z chastotnym vykhodom. *Vinnitsia: UNIVERSUM-Vinnitsia*, 2006. 162 s.
17. Osadchuk O.V., Osadchuk V.S., Osadchuk Ya.O. Research of a temperature sensor with a frequency output based on a quantum heterostructure with a differential negative resistance. *Herald of the Khmelnytskyi National University*, No. 2, 2021 (295). P.156-164.
18. Osadchuk A.V., Osadchuk I.O., Semenov A.O. The Mathematical Model of Radio-measuring Frequency Transducer of Optical Radiation Based on MOS Transistor Structures with Negative Differential Resistance. *Journal of Nano- and Electronic Physics. Scientific journal*. Vol. 13 No 4, 04001(6 pp) (2021).
19. Osadchuk I.O., Osadchuk O.V., Osadchuk V.S. Research of self-generating parametric temperature sensors. *Herald of Khmelnytskyi National University*, No. 1, 2022 (305). P. 172-180.
20. Borysov O.V. *Fundamentals of solid-state electronics*. Kyiv. Education of Ukraine. 2011. 460 p.
21. Osadchuk I.O., Osadchuk O.V., Osadchuk V.S., Semenov A.O., Koval K.O. Microwave Oscillator on Transistor Structures with Dielectric Resonators. *Proceedings of the 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 21–25 September 2020. Volume 3 on 2020 IEEE 10th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW). P. 902-906.
22. Jayantkumar Dorave, Ritesh Sadiwala. Uplink and Downlink Variation in Drone Technology for Cloud, Edge, Fog and Smart Dust Integrated IoT Architecture: Demonstrated Over WSNs. *Journal of Physics: Conference Series*, 2021. 2089 (2021) 012023.
23. Leonhard Korowajczuk. LTE, WIMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis. John Wiley & Sons Ltd, United Kingdom, 2011. 784 p.
24. Maria-Gabriella di Benedetto, Pol Serra i Lidón. Analysis of the NB-IoT technology towards massive Machine Type Communication. University Sapienza di Roma, 2018. 69 p.