

Висновки. Отже, в роботі досліджено стійкість фармакокінетичної моделі введення наночастинок, яка є лінійною системою диференціальних рівнянь. Встановлено єдиний стан рівноваги, що відповідає повному виведенню наночастинок з організму. Отримано достатні умови стійкості рівноважних станів.

Література

1. Raymond S.H. Yang, Louis W. Chang, Chang Shi Yang and els. Pharmacokinetics and Physiologically-Based Pharmacokinetic Modeling of Nanoparticles / Journal of Nanoscience and Nanotechnology / NO.10, 2010, p. 8482– 8490.
2. Марценюк В.П., Андрущак І.Є. Фармакокінетична модель керування патологічним процесом // Вісник Київського університету. Серія : фізико-математичні науки. – 2009. – № 2. – С. 113– 118.
3. Gearhart, J.M., Jepson, G.W., Clewell, H.J., Andersen, M.E., and Conolly, R.B. Physiologically based pharmacokinetic and pharmacodynamic model for the inhibition of acetylcholinesterase by diisopropylfluorophosphate. Toxicol. Appl. 1990. Pharmacol. 106, 295– 310.
4. Reddy M.B., Yang R.S.H., Clewell H.J., III, and Andersen M.E. Physiologically Based Pharmacokinetics : Science and Applications, John Wiley and Sons, Hoboken, New Jersey (2005), p. 420.

Надійшла 23.11.2011 р.

Рецензент: д.мед.н Гудима А.Б.

УДК 621.382

Л.Б. ЛІЩИНСЬКА, М.В. БАРАБАН, О.О. ЛАЗАРЄВ, М.А. ФІЛІНЮК
Вінницький національний технічний університет

ІНДУКТИВНИЙ ГЕНЕРАТОРНИЙ ДАТЧИК НА ОСНОВІ КОМБІНОВАНОГО ДИНАМІЧНОГО НЕГАТРОНА

В статті на основі розробленої математичної моделі генераторного датчика, який використовує двохзатворний польовий транзистор, досліджено його чутливість та температурну стабільність в діапазоні частот та перетворюючого іммітансу.

In the article sensitivity and temperature stability at the frequency range and immittance converter of generator sensor based on the two gate field-effect transistor was investigated.

Ключові слова: генераторний датчик, двохзатворний польовий транзистор, чутливість.

Вступ

Індуктивні генераторні датчики використовуються в якості перетворювачів неелектричної величини в електричну. Вони знаходять застосування при створенні газових аналізаторів [1], датчиків освітлення [2], медичних датчиків [3] та ін. Їх найважливішим параметром є чутливість. Збільшення чутливості можна досягти за рахунок використання в них негатронів, що працюють в автогенераторному режимі [4]. Саме таким негатроном є двохзатворний польовий транзистор навантажений індуктивністю [5], однак при цьому можливо погіршення стабільності датчика. Виходячи з цього актуальною являються задача дослідження чутливості та температурної стабільності генераторного датчика на основі такого комбінованого динамічного негатрона.

Ціллю роботи є покращення метрологічних характеристик інтегрального індуктивного генераторного датчика шляхом дослідження його чутливості та температурної стабільності в діапазоні зміни величини індуктивності первинного вимірювального перетворювача (ПВП) з ціллю визначення умов отримання максимальної чутливості при задовільній температурній стабільності.

Розробка математичної моделі

Високочастотна схема комбінованого транзисторного негатрона представлена на рис. 1 [5].

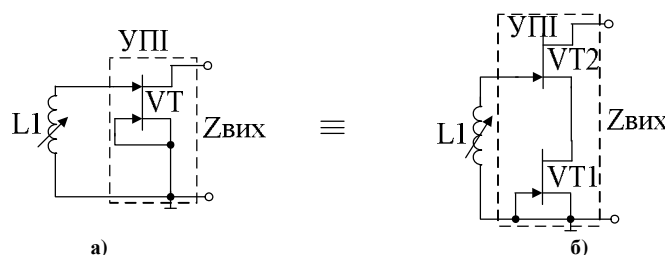


Рис. 1. Високочастотна схема комбінованого транзисторного негатрона на основі двохзатворного польового транзистора (а) та його еквівалентне представлення в вигляді 2-, однозатворних польових транзисторів (б)

Матриця опору першого польового транзистора VT1 (рис. 1 б) рівна [6]:

$$[Z'] = \begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{22} \end{bmatrix} = \frac{2R_1}{\Omega_1 (x_1 \Omega_1^2 j - x_1 \Omega_1 + G_1 R_1 \Omega_1 + G_1 R_1 j + R_1 x_1 j S_{01} + R_1 x_1 \Omega_1 S_{01})} \times \begin{bmatrix} \frac{G_1 R_1 + x_1 \Omega_1 j}{\Omega_1} & x_1 j \\ \frac{R_1 S_{01} (\Omega_1 j - 1)}{\Omega_1} & \Omega_1 + 1 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Матриця опору другого польового транзистора VT2 (рис. 1 б) аналогічна (1):

$$[Z''] = \begin{bmatrix} Z''_{11} & Z''_{12} \\ Z''_{21} & Z''_{22} \end{bmatrix} = \frac{2R_2}{\Omega_2 (x_2 \Omega_2^2 j - x_2 \Omega_2 + G_2 R_2 \Omega_2 + G_2 R_2 j + R_2 x_2 j S_{02} + R_2 x_2 \Omega_2 S_{02})} \times \begin{bmatrix} \frac{G_2 R_2 + x_2 \Omega_2 j}{\Omega_2} & x_2 j \\ \frac{R_2 S_{02} (\Omega_2 j - 1)}{\Omega_2} & \Omega_2 + 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

де $\Omega_{1,2} = w / w_s$; $w_s = 1 / R_{1,2} \cdot C_{36}$;

$R_{1,2}$ – диференційний опір між затворами та витком транзистора;

$x_{1,2} = \frac{C_{36}}{C_{3c}}$; $C_{3в}$, C_{3c} – ємність затвор– витік та затвор– стік транзистора, відповідно;

$S_{1,2} = S_{0(1,2)} / (1 + j\Omega_{1,2})$ – низькочастотне значення крутизни.

Враховуючи схему заміщення двохзатворного польового транзистора однозатворними транзисторами (рис. 1 б), матриця опору двохзатворного польового транзистора визначатиметься:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z''_{11} & Z''_{12} \\ Z''_{21} & Z''_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Через параметри цієї матриці можна визначити вихідний опір схеми представленої на рис. 1а [5]:

$$Z_{вих} = Z_{22} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{11} + Z_H}, \quad (4)$$

де $Z_H = j \cdot w \cdot L_1$ – індуктивний опір котушки індуктивності L_1 , використаної в якості ПВП.

Використавши (1– 3) та (4), отримано аналітичні вирази дійсної $Re Z_{вих}$ та уявної $Im Z_{вих}$ складових вихідного опору схеми, представленої на рис. 1 при різних значеннях L_1 (враховуючи їх громіздкість, в роботі вони не наведені, проте використовуються при чисельному дослідженні).

Використовуючи параметри фізичної еквівалентної схеми польового транзистора [8], проведені розрахунки частотних залежностей вихідного опору комбінованого негатрона (рис. 2).

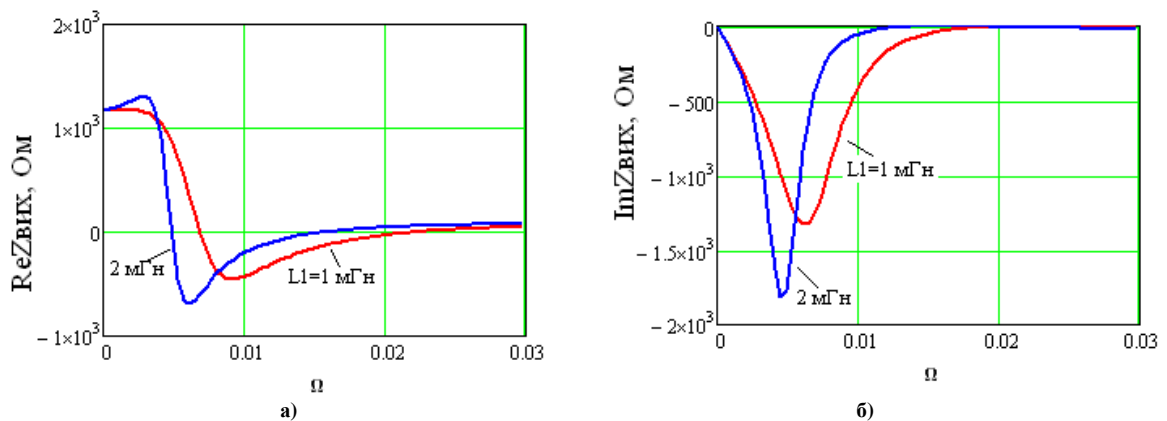


Рис. 2. Частотні залежності дійсної (а) та уявної (б) складових вихідного опору комбінованого негатрона залежно від величини перетвореної індуктивності L_1

З графіків слідує, що в діапазоні частот, де $Re Z_{вих} < 0$, реактивна складова вихідного опору $Im Z_{вих}$ є від'ємною з еквівалентною ємністю:

$$C_{вих} = \frac{1}{2\pi f \text{Im}(Z_{вих})}. \quad (5)$$

При підключенні до виходу схеми резонуючої індуктивності L_2 (рис. 3.) одержуємо схему індуктивного генераторного датчика, частота генерації якого дорівнює:

$$f_{ген} = \frac{\text{Im} Z_{вих}}{2\pi L_2}. \quad (6)$$

З використанням (6) знаходимо: функцію перетворення

$$F = \frac{f_{ген}}{L_1} = \frac{\text{Im}Z_{вих}}{2\rho L_1 L_2}; \quad (7)$$

чутливість датчика

$$S_L = \frac{\partial f_{ген}}{\partial L_1}. \quad (8)$$

Система рівнянь (6– 8) представляє математичну модель генераторного датчика на основі комбінованого динамічного негатрона, в якості якого використовується двохзатворний польовий транзистор включений за схемою з спільним витоком. Дана математична модель включає в себе параметри фізичної еквівалентної схеми польового транзистора та параметри ПВП.

Дослідження генераторного датчика

Генераторний датчик побудований на двохзатворному польовому транзисторі типу BF998, який працює в режимі інвертора іммітансу, перетворюючи індуктивний опір котушки індуктивності L_1 в ємнісний опір з від’ємною активною складовою кола витік– стік VT_1 . Ємнісний опір $\text{Im}Z_{вих}$ резонує з котушкою індуктивності L_2 (рис. 3), забезпечуючи баланс фаз в схемі. Наявність від’ємного активного опору призводить до генерації схеми (рис. 4).

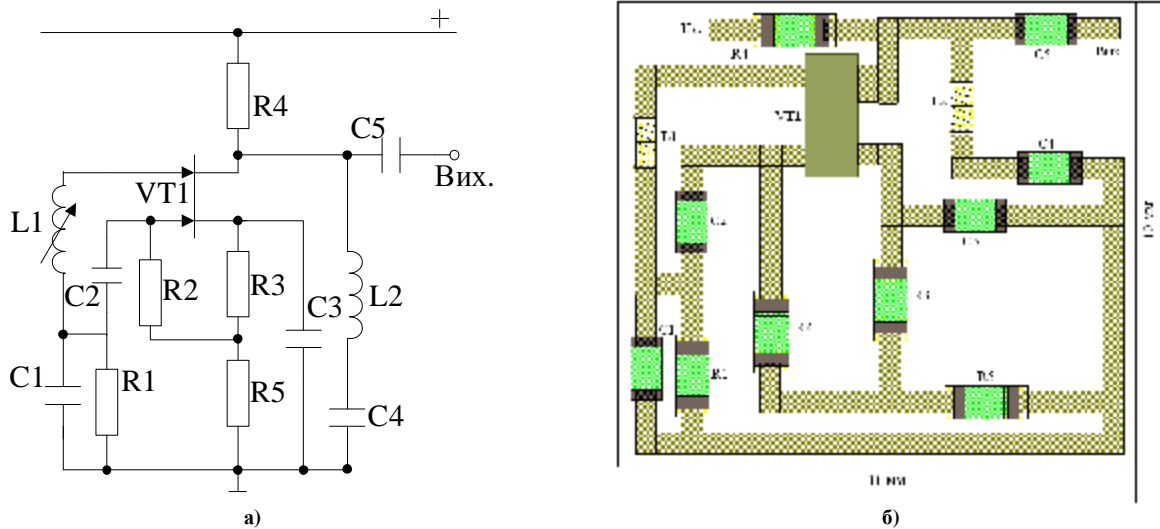


Рис. 3. Електрична принципова схема генераторного датчика (а) та топологія його підкладки (б)

Датчик реалізовано у вигляді гібридної мікросхеми. Підкладка керамічна RO3010 фірми “Rogers Corporation”. В основі елементної бази використані високочастотні керамічні конденсатори GQM SMD 0603 фірми “Murata”, товстоплівкові резистори ERJ3G SMD 0603 фірми “Panasonic” та високочастотна монолітна котушка індуктивності LQG SMD 0603 фірми “Murat”. Котушка індуктивності L_1 використовується як ПВП, конструкції якого визначаються відповідно області застосування та встановлюється на підкладку або поблизу її (після скрайбування L_1).

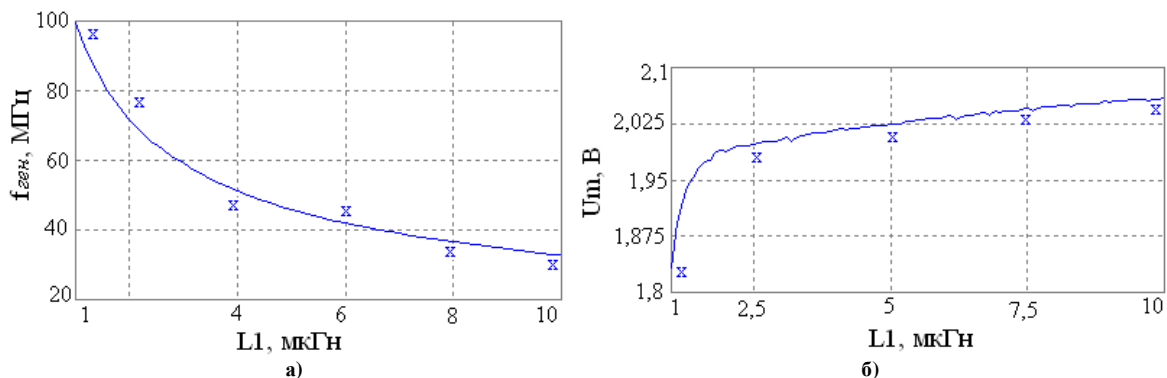


Рис. 4. Залежність частоти (а) та амплітуди генерації (б) від величини індуктивності ПВП (x – експериментальні значення)

Дослідженні залежності чутливості, функції перетворення генераторного датчика від зміни значення індуктивності ПВП (рис. 5) та температурні залежності (рис. 6).

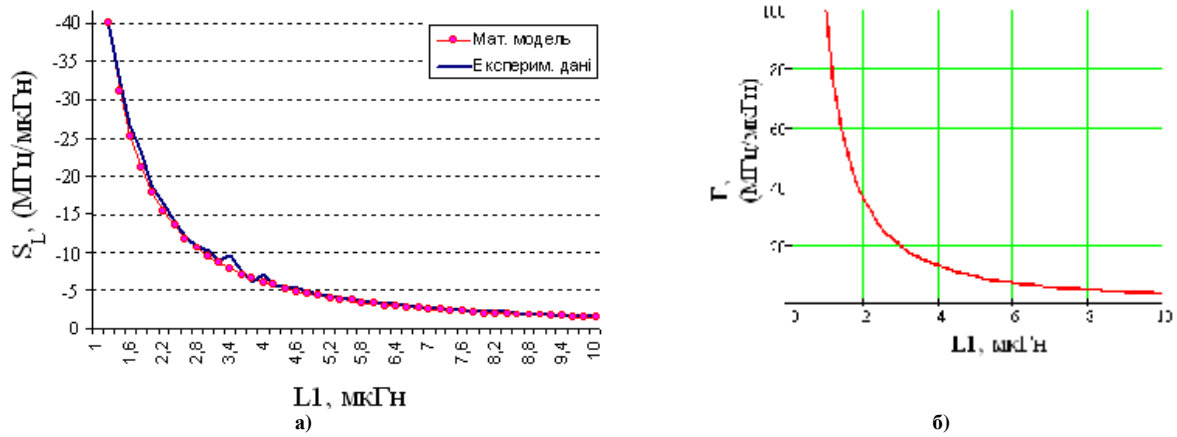


Рис. 5. Залежність Чутливості (А) Та Функції Перетворення (Б) Генераторного Датчика Від Величини Індуктивності ПВІ

Чутливість генераторного датчика збільшується зі зменшенням L_1 та при $L_1=1$ мкГн та частоті генерації $f_{ген}=99,768$ МГц складає 40,19 МГц/мкГн. Мінімальна чутливість складає 0,03 МГц/мкГн при $L_1=10$ мкГн та частоті генерації $f_{ген}=3,842$ МГц. Максимальне значення коефіцієнта перетворення датчика з врахуванням обмеженого діапазону генерації складає майже 100 МГц/мкГн при $L_1=1$ мкГн.

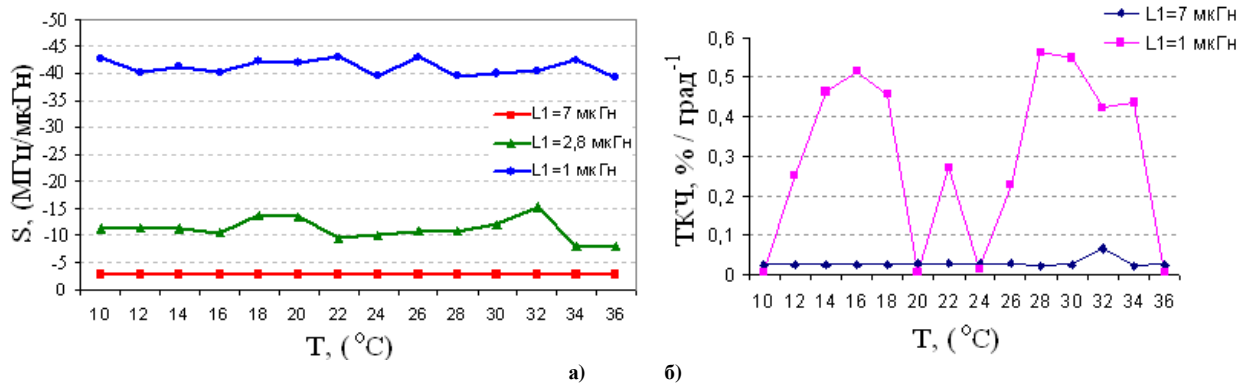


Рис. 6. Температурна залежність чутливості (а) та температурного коефіцієнта частоти (б) генераторного датчика при різних значеннях індуктивності ПВІ

Дослідження залежності чутливості та температурного коефіцієнта частоти датчика показали (рис. б), що чим вища чутливість тим нижча температурна стабільність, яка в діапазоні температур від $+10^{\circ}\text{C}$ до $+36^{\circ}\text{C}$ складає порядку 0,01–0,5 %/град $^{-1}$ та понижується зі зменшенням величини L_1 .

Висновки

1. Використання комбінованого динамічного негатрона на основі узагальненого перетворювача іммітансу на двозатворному польовому транзисторі забезпечує реалізацію інтегрального індуктивного генераторного датчика на підкладці розміром 10x11 мм, який в діапазоні частот 0,005Ω забезпечує перетворення зміни індуктивності ПВІ в діапазоні (1–10) мкГн з чутливістю (1–40)МГц/мкГн при температурній нестабільності частоти генерації (0,01–0,5) %/град $^{-1}$.

2. З метою підвищення чутливості досліджуваного датчика, необхідно знизити величину перетвореної індуктивності, мінімальне значення якої обмежено умовами генерації схеми. Однак при цьому необхідно враховувати погіршення температурної стабільності частоти генерації та зростання нелінійності функції перетворення.

Література

- Газовые анализаторы с частотным выходом / [Касимов Ф.Д., Бабаев Н.А., Негоденко О.Н., Рагимов С.Н.]. – Тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции “Приборы с отрицательным сопротивлением и интегральные преобразователи на их основе”. – Баку. – 1991. – С. 52.
- Осадчук В.С. Датчики освещенности на основе полупроводниковых структуры с отрицательным сопротивлением / В.С. Осадчук, А.В. Осадчук // Тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции “Приборы с отрицательным сопротивлением и интегральные преобразователи на их основе”. – Баку. – 1991. – С. 90.
- Филиук Н.А. Разработка измерителя внутричерепного давления на основе транзисторного преобразователя импеданса / Н.А. Филиук, С.Г. Лютворт, Н.И. Шанчук // Труды Всесоюзной научно-технической конференции “Вопросы улучшения технических параметров универсальных электроизмерительных приборов”. – Житомир. – 1979. – С. 304–306.

4. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором / Осадчук О.В. – Вінниця : Універсам-Вінниця, 2000. – 303 с.
5. Філінюк М.А. Інформаційні пристрої на основі потенційно-нестійких багатоелектродних напівпровідникових структур Шоттки : [монографія] / Філінюк М.А., Куземко О.М., Ліщинська Л.Б. – Вінниця : ВНТУ, 2009. – 274 с.
6. G.D. Vendelin. Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques / G.D. Vendelin, A.M. Pavio, U.L. Rohde // Wiley Interscience. – 2005. – pp. 1057
7. Буков В.Н. Вложение систем. Аналитический подход к анализу и синтезу матричных систем / Буков В.Н. – Калуга : Изд-во научной литературы Н.Ф. Бочкаревой, 2006. – 720 с.
8. Микросхемы. Транзисторы. Тиристоры. Диоды+SMD. Наука и техника. – СПб., 2008. – С. 432.

Надійшла 22.11.2011 р.
Рецензент: д.т.н. Білинський Й.Й.

УДК 621.382: 681.586.776

О.В. ОСАДЧУК, С.В. БАРАБАН, А.О. СЕМЕНОВ
Вінницький національний технічний університет

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АВТОГЕНЕРАТОРНОГО ЗАСОБУ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ФАЗОВИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ ТВЕРДИХ МАТЕРІАЛІВ

Представлено теоретичні та експериментальні дослідження автогенераторного засобу для визначення фазових перетворень на основі піроструктури і транзисторної структури з від'ємним опором (ТСВО), показана можливість побудови приладів диференційно-термічного аналізу (ДТА) на основі перетворювачів данного класу, запропоновано використовувати метод змінного стану для дослідження схем АВП на основі ТСВО.

The theoretical and experimental studies of the autogenerator converter for phase transition definition based on ferroelectric structure and transistor structure with negative resistance (TSNR) are presented, the possibility of constructing devices of DTA with such measuring transducers is shown, method of variable condition for research oscillators schemes based on TSNR is suggested to use.

Ключові слова: диференційно-термічний аналіз (ДТА), автогенераторний вимірювальний перетворювач (АВП) для визначення фазових перетворень, частотний перетворювач температури, транзисторна структура з від'ємним опором (ТСВО), метод змінних стану, функція перетворення.

Вступ

При визначенні складу твердих матеріалів термоаналітичними методами першочергове значення займає вимірювання температури фазових перетворень і побудова термограм, якість яких постійно підвищується з розвитком технічних засобів реєстрації температури [1]. У багатьох випадках необхідно здійснювати вимірювання температури фазових перетворень тугоплавких металів, аморфних напівпровідників, об'єктів, які знаходяться у агресивному середовищі. Для цього доцільно використовувати безконтактні методи теплової реєстрації температури фазових перетворень, зокрема вимірювання та реєстрацію температури за випромінюванням.

На основі проведеного авторами аналізу пірометричних засобів для визначення фазових перетворень [2] встановлено, що існуючі засоби мають ряд недоліків. До основних з них можна віднести низьку точність визначення, низьку чутливість визначення, інерційність і високу собівартість пристроїв. Забезпечення високої точності визначення фазових перетворень залишається актуальною задачею диференційно-термічного аналізу.

Таким чином, в результаті проведеного критеріального аналізу інформативної ефективності пірометричних засобів визначення фазових переходів для підвищення точності, чутливості, розширення діапазону вимірювань, підвищення швидкодії, зниження собівартості пристроїв є доцільним вибрати для подальших досліджень спосіб диференційно-термічного аналізу на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором.

Постановка завдання

Метою статті є розробка математичної моделі автогенераторного засобу для визначення фазових перетворень твердих матеріалів в часовій області, на основі якої отримати зміну напруг і струмів в часі, залежність частоти генерації та чутливості пристрою від температури фазових перетворень твердих матеріалів.

Об'єктом дослідження статті є процес перетворення температури фазового переходу твердого матеріалу у частотний сигнал в чутливих напівпровідникових структурах.

Предметом дослідження статті є динамічні характеристики автогенераторного засобу для визначення фазових перетворень твердих матеріалів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором.

Засіб для визначення фазових перетворень твердих матеріалів

Найпростішим варіантом для визначення фазових перетворень речовин є прилади вимірювання диференційної температури з подальшою її реєстрацією в часі. При розробці приладів для визначення