

Висновки. 1. В описаних вище способах підвищення точності досягається за допомогою:

– застосування методу заміщення опорів чутливих елементів всіх типів термоперетворювачів багатозначною еталонною мірою опору, що дає можливість точно виміряти значення опору чутливих елементів з усуненням подвійної похибки класу точності потенціометра. Крім цього, дає змогу визначити дійсне значення температури, встановленої в об'ємі;

– визначення границь абсолютної похибки градування чутливого елемента досліджуваного термоперетворювача, а також окремо визначення границі абсолютної похибки вихідного сигналу вторинного перетворювача (електронної частини).

2. Ці способи вимірювання дають змогу визначити номінальну статичну характеристику перетворення всіх типів перетворювачів, виконати їх повірку і метрологічну атестацію.

1. ДСТУ 2858-94. Термоперетворювачі опору. Загальні технічні вимоги і методи випробувань. 2. А.с. №1268809 (СССР) Устройство для поверки многозначной меры сопротивления / Н.Н. Андрусак, А.С. Андрусак, С.А. Андрусак, Г.С. Дуфанец и Б.М. Лысый // Бюл. изобрет., №3, 1988. 3 ГОСТ 8. 461-82. Термопреобразователи сопротивления. Методы и средства поверки. 4. Электричні вимірювання електричних та неелектричних величин / За ред. Е.С. Полищука. К., 1978.

УДК 621.307

МАГНІТНІ ЧАСТОТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НА ОСНОВІ ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ

© Володимир Осадчук, Олександр Осадчук, 2002

Вінницький державний технічний університет, кафедра “Мікроелектроніка, оргтехніка та зв’язок”,
Хмельницьке шосе, 95, 21021, Вінниця, Україна

Розглянуто математичну модель частотного магнітного перетворювача на основі структури польових транзисторів з від’ємним опором, один із транзисторів якої є магніточутливим. Модель складається з системи рівнянь, які описують поведінку нелінійної еквівалентної схеми приладу, що дає змогу отримати функцію перетворення і рівняння чутливості.

Рассмотрена математическая модель частотного магнитного преобразователя на основе структуры полевых транзисторов с отрицательным сопротивлением, один из транзисторов которой является магниточувствительным. Модель состоит из системы уравнений, которые описывают поведение нелинейной эквивалентной схемы прибора и позволяют получить функцию преобразования и уравнение чувствительности.

In paper the mathematical model of the frequency magnetic converter is considered on the basis of structure of field-effect transistors with negative resistance, one of which transistors is magnetic sensing. The model consists of combined equations, which feature behaviour of a nonlinear equivalent circuit of the device and allow to receive function of conversion and equation of sensitivity

Вступ

Використання досягнень сучасної мікроелектронної технології привело до значних успіхів у створенні різноманітних пристроїв контролю та управління [1, 2, 3]. Проте часто отримання високих метрологічних характеристик апаратури досягається за рахунок підвищення її складності, габаритів, маси і вартості. Для подальшого підвищення якості пристроїв необхідно використовувати нові фізичні явища і пошук

нових принципів реалізації приладів, які мають високу чутливість, малу розсіювану потужність, стабільність характеристик, підвищену швидкодію і надійність. Використання реактивних властивостей і від’ємного опору напівпровідникових приладів показало, що ці явища можна з успіхом застосувати для створення частотних магнітних перетворювачів [4 5]. Застосування як інформативного параметра частоти дає змогу відмовитись від аналого-цифрових перетворювачів при

подальшій обробці сигналу, що значно здешевлює апаратуру контролю і управління.

Робота стосується дослідження характеристик магнітного частотного перетворювача на основі польових транзисторів з від'ємним опором, що дає змогу створити генератор електричних коливань, частота генерації якого залежить від дії магнітного поля.

Математична модель

Польові транзистори використовуються як магніточутливі елементи, тому що опір каналу зростає при дії магнітного поля [6 – 8]. З іншого боку, польовий транзистор можна застосовувати як давач Холла, тому що холлівська різниця потенціалів залежить від індукції магнітного поля

$$U_H = IBR_H / d, \quad (1)$$

де I – струм каналу, R_H – стала Холла, B – магнітна індукція, d – товщина каналу.

Аналіз (1) показує, що U_H зростає при зменшенні товщини каналу d . Проте на цьому шляху існують обмеження, які пов'язані з тим, що при малих значеннях d зростає розсіювання носіїв заряду на поверхні, що знижує рухливість. Ці обмеження можна зменшити при використанні польового ефекту для зменшення товщини каналу. При розташуванні польового транзистора в поперечному магнітному полі в його каналі виникає холлівське електричне поле. Польовий магнітотранзистор відрізняється від звичайного тим, що в його каналі розміщені додаткові бокові омичні контакти для зняття напруги Холла. Під час роботи в режимі збіднення каналу його товщина має мінімальні розміри поблизу стоку. Згідно з (1) напруга Холла має максимальне значення у тому місці, де d набуває мінімальні значення. Цей факт говорить про те,

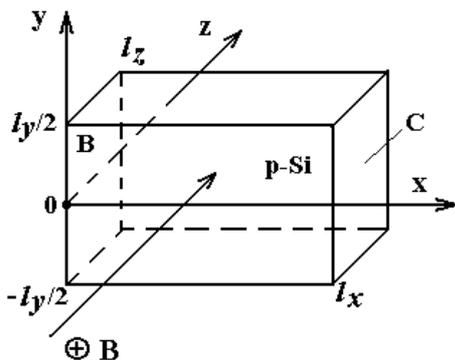


Рис. 1. Схематичне зображення каналу польового магнітотранзистора

що холлівські контакти необхідно розташовувати біля стоку. При зростанні напруги на затворі зменшується d , що приводить до зростання U_H . Одночасно із зменшенням d канал віддаляється від поверхні, що зменшує її вплив на розсіювання носіїв заряду. Ці міркування стосуються також магніточутливих польових транзисторів з керуючим р-п- переходом.

Для визначення абсолютної чутливості частотного магніточутливого перетворювача на основі польових транзисторів необхідно отримати аналітичну залежність розподілу поперечної різниці потенціалів $U(x)$ уздовж каналу при різних значеннях параметрів анізотропії.

Канал польового магнітотранзистора визначається координатами (рис. 1.)

$$0 \leq x \leq l_x, \quad -l_y/2 \leq y \leq l_y/2, \quad 0 \leq z \leq l_z.$$

При розрахунках розподілу потенціалу у каналі вводяться такі припущення:

1) параметр анізотропії зв'язаний з магнітним полем залежністю

$$\gamma(x) = \mu B_0 (d_0 + d_1 x / l_x) / 2 = \gamma_0 (d_0 + d_1 x / l_x),$$

де μ – рухливість носіїв заряду у каналі, B_0 – магнітна індукція при значенні координати $x=0$, $|d_0|, |d_1| \leq 1$, вважається, що $\max |\gamma(x)| \ll 1$.

Компоненти тензора провідності мають вигляд:

$$\sigma_{xx} = \sigma_{yy} \equiv \sigma(x), \quad \sigma_{xy} = \sigma_{yx} = \sigma(x)\gamma_x.$$

2) товщина каналу магнітотранзистора значно менша від довжини і ширини ($l_x, l_y \gg l_z$), тоді його провідність описується виразом [9 – 11]

$$\sigma(x) = \frac{\mu_p C_0}{l_z} \left[(U_0 - U_G)^2 - 2(U_0 - U_G - \frac{U_{DS}}{2}) \frac{U_{DS} x}{l_x} \right]^{1/2}, \quad (2)$$

де C_0 – ємність на одиницю площі підзатворного діелектрика, U_{DS} – різниця потенціалів між витоком і стоком, U_0 – напруга відсічки, U_G – напруга на затворі, $U_{DS} < (U_0 - U_G)$, $(U_{DS}, U_0, U_G > 0)$ і канал магнітотранзистора відкритий.

З урахуванням цих зауважень розподіл потенціалу у каналі в першому наближенні за значенням параметра анізотропії описується рівнянням [10, 11]

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} + \frac{\partial [\ln(\sigma(x))]}{\partial x} = 0 \quad (3)$$

з такими граничними умовами

$$y = \pm l_y / 2, \quad \gamma(x) \frac{\partial U}{\partial x} + \frac{\partial U}{\partial y} = 0, \quad (4)$$

$$x = 0, \quad l_x, \quad U(0, y) = 0, \quad U(l_x, y) = U_{DS}. \quad (5)$$

Рівняння (3) можна подати у вигляді канонічного рівняння еліптичного типу [12]

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} = -F \left(x, \frac{\partial U}{\partial x} \right), \quad (6)$$

розв'язок якого з граничними умовами (4), (5) виконують за допомогою методу інтегральних перетворень Фур'є. Для цього обидві частини рівняння (6) переводяться у простір відображень Фур'є, що відповідає добутку правої і лівої частини рівняння (6) на ядро перетворення і потім виконують інтегрування від 0 до l_x і від 0 до $\pm l_y / 2$. Отже, розподіл потенціалу у каналі магнітотранзистора описується рівнянням [8, 10, 11]

$$U(x, y) = U_0 - U_G + X(x, y) - \left[(U_0 - U_G)^2 - 2 \left(U_0 - U_G - \frac{U_{DS}}{2} \right) \frac{U_{DS} x}{l_x} \right]^{1/2}, \quad (7)$$

де

$$X(x, y) = \frac{2\gamma_0}{\pi} \left(U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2(U - U_G)} \right) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\Phi(d, U_0, U_G, U_{DS}) * \text{sh} \left(\frac{\pi n y}{l_x} \right) \sin \left(\frac{\pi n x}{l_x} \right)}{n \text{ch}(\pi n l_y / 2 l_x)} \quad (8)$$

$$\Phi(d, U_0, U_G, U_{DS}) = \int_0^1 \frac{(d_0 + d_1 z) \sin(\pi n z)}{\left[1 - (2(U_0 - U_G) - U_{DS}) U_{DS} z / (U_0 - U_G)^2 \right]^{1/2}} dz, \quad (9)$$

де $\gamma_0 = 0.06$, $|d_0|, |d_1| \leq 1$.

На рис.2 подано розподіл поперечної різниці потенціалів уздовж каналу при різних значеннях параметра анізотропії від координати x

$$\Delta U(x) = X_1(x, l_y / 2) - X_2(x, -l_y / 2). \quad (10)$$

Як видно з графіка, максимального значення поперечна різниця потенціалів досягає при $x / l_x = 0,5$, що дає можливість оптимізувати розташування електродів стоку. Залежність поперечної різниці потенціалів від геометричних розмірів каналу подано на рис.3. Залежність поперечної різниці потенціалів від співвідношення l_y / l_x монотонно зростає і досягає насичення при $l_y / l_x \geq 2$.

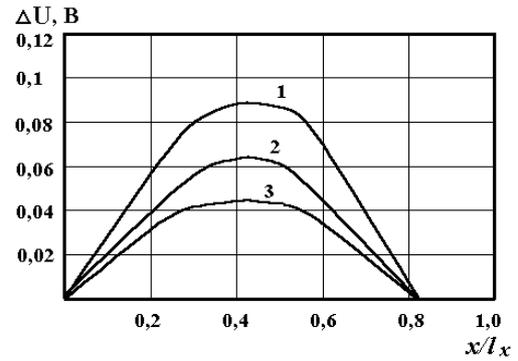


Рис. 2. Розподіл поперечної різниці потенціалів уздовж каналу магнітотранзистора. $U_{DS} = 5 \text{ В}$, $U_G = 1 \text{ В}$, $U_0 = 0.75 \text{ В}$ при різних формах залежності параметра анізотропії $\gamma(x) = \gamma_0 (d_0 + d_1 x / l_x)$: 1 – $d_0 = 1$, $d_1 = 0$; 2 – $d_0 = 0$, $d_1 = 1$; 3 – $d_0 = d_1 = 0,5$

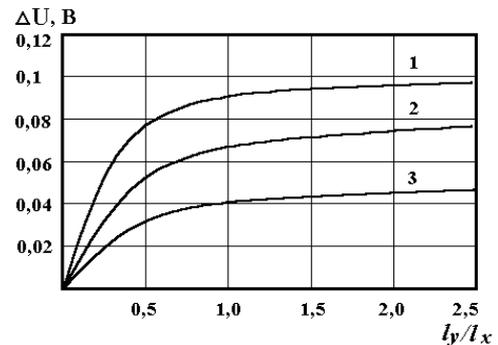


Рис. 3. Залежність поперечної різниці потенціалів від геометричних розмірів каналу. 1 – $d_0 = 1$, $d_1 = 0$; 2 – $d_0 = 0$, $d_1 = 1$; 3 – $d_0 = d_1 = 0,5$

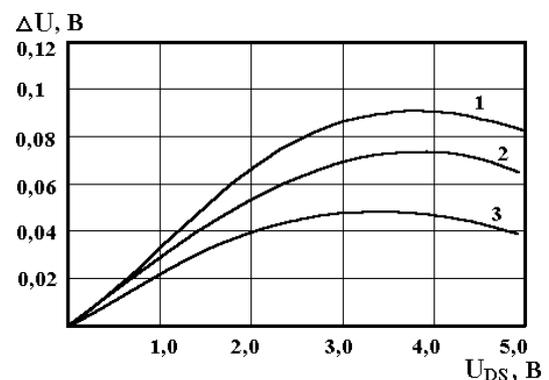


Рис.4. Залежність поперечної різниці потенціалів від напруги U_{DS} (стік-випіт). 1 – $d_0 = 1$, $d_1 = 0$; 2 – $d_0 = 0$, $d_1 = 1$; 3 – $d_0 = d_1 = 0,5$

На рис.4 подані розрахункові залежності ΔU від напруги U_{DS} . Із збільшенням напруги U_{DS} поперечна

різниця потенціалів лінійно зростає і досягає максимуму при $U_{DS} = (U_0 - U_G) / 2$. Оптимальні розміри каналу становлять $I_y / I_x \geq 2$, а оптимальне значення напруги між витком і стоком становить 3,8 В.

Схема магніточутливого перетворювача складається з двох комплементарних транзисторів з управляючим р-п-переходом, один з яких є магніточутливим елементом (рис. 5) [13].

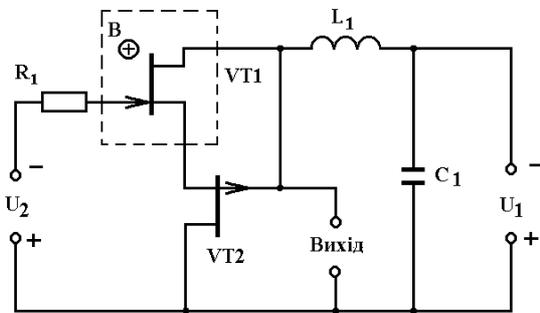


Рис. 5. Схема магніточутливого частотного перетворювача

Перейдемо до розрахунків функції перетворення і рівняння чутливості частотного магнітного перетворювача (рис. 5), які визначаються на основі системи рівнянь Кірхгофа, що описує нелінійну еквівалентну схему (рис. 6). Для зручності розрахунків перетворимо її на компактнішу (рис. 7). Згідно з напрямками контурних струмів система рівнянь Кірхгофа має вигляд

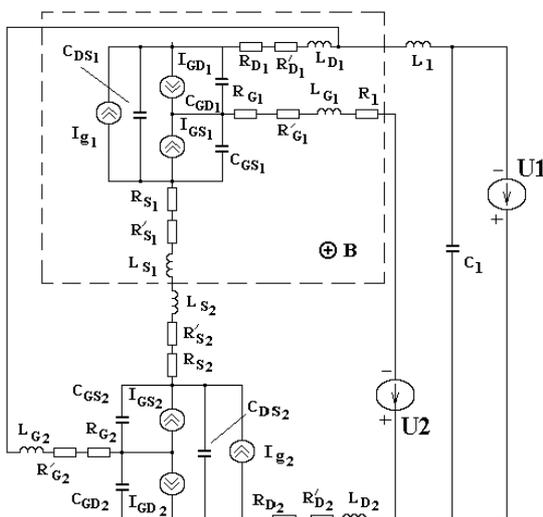


Рис. 6. Еквівалентна схема магнітного перетворювача на основі двох транзисторів з управляючим р-п-переходом

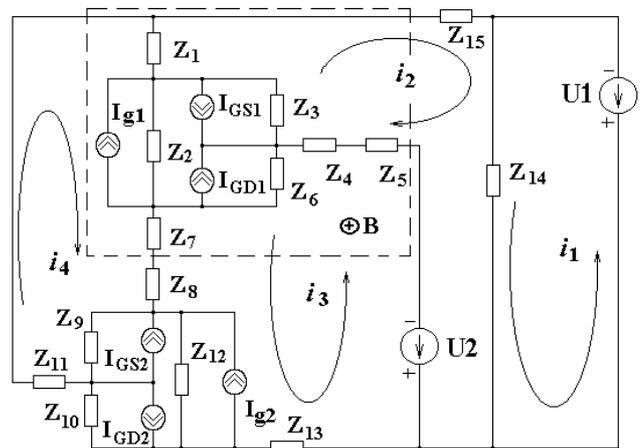


Рис. 7. Перетворена еквівалентна схема

$$\begin{cases}
 U_1 = Z_{14}i_1 + Z_{14}i_2, \\
 U_2 = (Z_{14} + Z_5 + Z_4 + Z_3 + Z_1)i_2 + Z_{14}i_1 + Z_3(-i_6 + I_{GD1} - I_{GS1} - I_{g1}) - Z_1i_4 + (Z_5 + Z_4)i_3, \\
 U_2 = (Z_5 + Z_4 + Z_6 + Z_7 + Z_8 + Z_{12} + Z_{13})i_3 + Z_6(i_6 + I_{GS1} - I_{GD1} + I_{g1}) + (Z_7 + Z_8)i_4 - Z_{12}i_5 + Z_{12}(I_{GS2} - I_{GD2} + I_{g2}) + (Z_5 + Z_4)i_2, \\
 0 = (Z_1 + Z_2 + Z_7 + Z_8 + Z_9 + Z_{11})i_4 - Z_1i_6 + Z_2(-i_6 + I_{GS1} - I_{GD1} + I_{g1}) + (Z_7 + Z_8)i_3 + Z_9(i_5 + I_{GS2} - I_{GD2} + I_{g2}), \\
 0 = (Z_9 + Z_{10} + Z_{12})i_5 + Z_9(i_4 + I_{GS2} - I_{GD2} + I_{g2}) + Z_{10}(-I_{GD2} + I_{GS2} + I_{g2}) + Z_{12}(-i_3 - I_{GS2} + I_{GD2} - I_{g2}), \\
 0 = (Z_3 + Z_6 + Z_2)i_6 + Z_3(-i_2 - I_{GD1} + I_{GS1} + I_{g1}) + Z_6(i_3 + I_{GS1} - I_{GD1} + I_{g1}) + Z_2(-i_4 - I_{GS1} + I_{GD1} - I_{g1}).
 \end{cases} \quad (11)$$

де $Z_1 = (R_{D1} + R'_{D1}) + j\omega L_{D1}$, $Z_2 = 1 / j\omega C_{DS1}$,
 $Z_3 = 1 / j\omega C_{GS1}$, $Z_4 = (R_{G1} + R'_{G1}) + j\omega L_{G1}$,
 $Z_5 = R_1$, $Z_6 = 1 / j\omega C_{GD1}$, $Z_7 = (R_{S1} + R'_{S1}) + j\omega L_{S1}$,
 $Z_8 = (R_{S2} + R'_{S2}) + j\omega L_{S2}$, $Z_9 = 1 / j\omega C_{GS2}$,
 $Z_{10} = 1 / j\omega C_{GD2}$, $Z_{11} = (R_{G2} + R'_{G2}) + j\omega L_{G2}$, $Z_{12} = 1 / j\omega C_{DS2}$,
 $Z_{13} = (R_{D2} + R'_{D2}) + j\omega L_{D2}$, $Z_{14} = 1 / j\omega C_1$, $Z_{15} = j\omega L_1$.

Значення параметрів елементів еквівалентної схеми (рис.6) для теоретичних розрахунків отримано з робіт [14,15]. Розв'язання системи рівнянь (11) використано числовим методом на персональному комп'ютері.

Функція перетворення визначається на основі системи рівнянь (11) і має вигляд

$$F_0 = \frac{\sqrt{C_{GD1}(B)C_{GS2}(B) + C_{DS1}(B)C_{GS2}(B) + C_{DS1}(B)C_{GD1}(B)}}{L_1 C_{DS1}(B) C_{GD1}(B) C_{GS2}(B)} \cdot 2\pi \quad (12)$$

Рівняння чутливості отримано на основі (12)

$$S_B = \frac{1}{4} \left(\left(\frac{\partial C_{GD1}(B)}{\partial B} \right) C_{GS2}(B) + C_{GD1}(B) \left(\frac{\partial C_{GS2}(B)}{\partial B} \right) + C_{GS2}(B) \left(\frac{\partial C_{DS1}(B)}{\partial B} \right) + C_{DS1}(B) \left(\frac{\partial C_{GS2}(B)}{\partial B} \right) + \left(\frac{\partial C_{DS1}(B)}{\partial B} \right) C_{GD1}(B) + C_{DS1}(B) \left(\frac{\partial C_{GD1}(B)}{\partial B} \right) \right) / A_2 - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{DS1}(B)}{\partial B} \right) - A_1 \left(\frac{\partial C_{GD1}(B)}{\partial B} \right)}{L_1 C_{DS1}^2(B) C_{GD1}(B) C_{GS2}(B) - L_1 C_{GD1}^2(B) C_{DS1}(B) C_{GS2}(B)} - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{GS2}(B)}{\partial B} \right)}{L_1 C_{GS2}^2(B) C_{GD1}(B) C_{DS1}(B)} \right) / \left(\pi \sqrt{\frac{A_1}{A_2}} \right) \quad (13)$$

де

$$A_1 = C_{GD1}(B)C_{GS2}(B) + C_{DS1}(B)C_{GS2}(B) + C_{DS1}(B)C_{GD1}(B)$$

$$A_2 = L_1 C_{DS1}(B)C_{GD1}(B)C_{GS2}(B).$$

На рис. 8 подані теоретична і експериментальна залежності частоти генерації від зміни магнітної індукції. Як видно з графіка, частота генерації зменшується із зростанням магнітної індукції, що викликано зростанням еквівалентної ємності коливального контуру. Зростання напруги живлення на 2 В збільшує частоту генерації майже на 35 кГц. Теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від напруги живлення наведені на рис. 9. Як видно з графіка, при збільшенні напруги керування на 2 В частота генерації зростає на 50 кГц, причому при напругах живлення більш ніж 4 В вплив магнітного поля на частоту генерації збільшується. Така залежність частоти генерації від напруги живлення пояснюється зменшенням еквівалентної ємності структури зі зростанням напруги живлення.

На рис. 10 наведена розрахована згідно з (13) чутливість магнітного перетворювача на основі двох польових транзисторів з управляючим р-п-переходом. Із графіка видно, що чутливість перетворювача становить 4 кГц/мТ на частоті 1420 кГц, з напругою живлення 6 В.

На рис. 11 подано теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від зміни температури довкілля. Найоптимальнішою напругою живлення є величина 6 В, при якій існує найменша зміна частоти генерації в діапазоні від 20°C до 80°C.

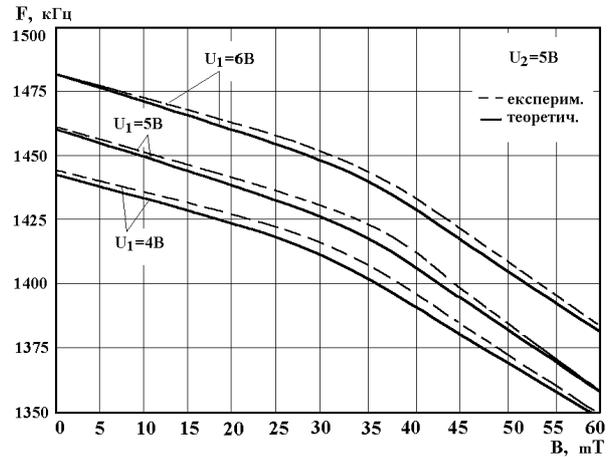


Рис. 8. Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від зміни величини магнітної індукції

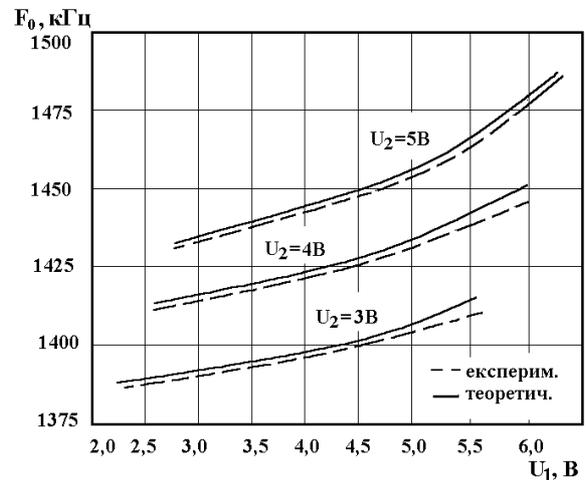


Рис. 9. Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від напруги живлення

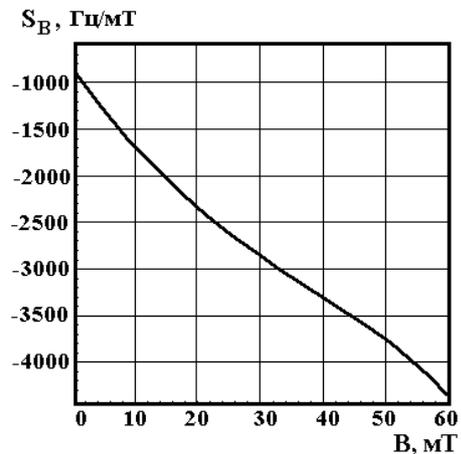


Рис. 10. Залежність чутливості від магнітної індукції

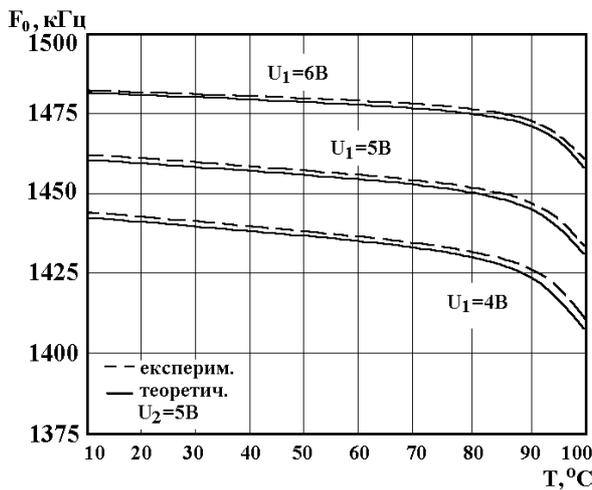


Рис. 11. Залежність частоти генерації від температури

Висновки

1. Розроблена математична модель частотного перетворювача на основі структури польових транзисторів з від'ємним опором, один із транзисторів якої є магніточутливим елементом. Модель складається з системи рівнянь, які описують поведінку нелінійної еквівалентної схеми приладу, що дає змогу отримати функцію перетворення і рівняння чутливості.

2. Визначено вплив магнітного поля на канал польового транзистора, що дає змогу оптимізувати геометричні розміри магніточутливого елемента. Показано, що чутливість магнітного перетворювача становить 0,5-3,5 кГц/мТ. Математична модель описує поведінку перетворювачів з похибкою $\pm 5\%$.

1. Луцик Я., Буняк Л., Стадник Б. Застосування ультразвукових сенсорів. – Львів, 1998. 2. Глуценко К.А.,

Дудыкевич В.Б., Котыло О.В. Реализация функции измерения частоты в микропроцессорных системах // Микропроцессорные средства и системы. – 1988, – №4. – С.73-75. 3. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. – Вінниця: 1999. 4. Осадчук О.В. Дослідження магнітного перетворювача на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором // Вимірвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, 1998, №4. С.76-80. 5. Осадчук В.С., Осадчук А.В. Исследование частотного магнитного преобразователя на основе транзисторной структуры с отрицательным сопротивлением // Elektronika ir Elektrotechnika, 1999. №3(21). P.12-16. 6. Викулина Л.Ф., Глауберман М.А. Физика сенсоров температуры и магнитного поля. – Одесса: 2000. 7. Викулин И.М., Викулина Л.Ф., Стафеев В.И. Магниточувствительные транзисторы // Физика и техника полупроводников, т.35, №1, 2001. – С.3-10. 8. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. – М., 1990. 9. Росадо Л. Физическая электроника и микроэлектроника. – М., 1991. 10. Бабичев Г.Г., Козловский С.И., Романов В.А., Шаран Н.Н. Оптимизация параметров чувствительного элемента кремниевого преобразователя давления на основе двухстоковых МДП тензотранзисторов // Журнал технической физики, т.71, №2, 2001. – С.125-128. 11. Бабичев Г.Г., Козловский С.И., Романов В.А., Шаран Н.Н. Кремниевые двухстоковые полевые тензотранзисторы // Журнал технической физики, т.70, №10, 2000, С.45-49. 12. Смирнов М.М. Дифференциальные уравнения в частных производных второго порядка. – М.: 1964. 13. Осадчук В.С., Осадчук Е.В., Осадчук А.В. Полупроводниковый датчик магнитного поля. Патент Российской Федерации, №2092933, кл. Н01L 29/82. Бюл.28, 1997. 14. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 2. Модели компонент аналоговых устройств. – М., 1992. 15. Готра З.Ю. Технология микроэлектронных устройств. – М., 1991.