

(частоту) вихідних імпульсів як функцію від вхідних сигналів, а, по-друге, встановлювали залежність періоду (частоти) вихідних імпульсів від зовнішніх (експлуатаційних) параметрів біспін-приладу. Розроблена в цій статті математична модель нейроелемента на біспін-приладі, по-перше, дозволяє визначити не тільки частоту вихідних імпульсів як функцію від вхідних сигналів, а і допустимий діапазон оптичних потужностей вхідних сигналів, а, по-друге, встановлює залежність не від зовнішніх (експлуатаційних) параметрів біспін-приладу, а від внутрішніх (технологічних) параметрів біспін-структури (геометричні параметри шарів біспін-структури, концентрації домішок в напівпровідниках і т.п.). Це дуже важливо при інтегральній реалізації масиву штучних нейронів, де на етапі проектування та виготовлення необхідно знати потрібні технологічні параметри напівпровідникової структури для досягнення заданих параметрів штучних нейронів.

Література

1. Галушкин А.И. Нейрокомпьютеры : [учебное пособие для вузов] / [под. общей ред. А.И. Галушкина]. – М. : ИПРЖР, 2000. – 528 с.
2. Пат. 22956 Україна, МПК G 06 F 7/50. Модель нейрона / Колесницький О.К., Кожем'яко В.П., Нізельський М.Б., Василецький С.А. – №97041757 ; заявлено 15.04.97 ; опубл. 30.06.98., Бюл. № 3.
3. Кнаб О.Д. Биспин – новый тип полупроводниковых приборов / О.Д. Кнаб // Электронная промышленность. – 1989. – № 8. – С. 8–14.
4. Василецький С.А. Математичне та комп'ютерне моделювання оптоелектронного частотно-динамічного нейронного елемента / С.А. Василецький, О.К. Колесницький // Оптоелектронні інформаційно-енергетичні технології. – 2001. – № 2. – С. 96–101.
5. Самра Муавия Хассан Хамо. Нейросетевые методы и средства распознавания газов для медицинской диагностики и экологического мониторинга : дис. ... канд. техн. наук / Самра Муавия Хассан Хамо. – 2008. – 150 с.
6. О. К. Kolesnytskyj, I. V. Bokotsey, S. S. Yaremchuk Optoelectronic Implementation of Pulsed Neurons and Neural Networks Using Bispin-Devices // Optical Memory & Neural Networks (Information Optics), 2010, Vol.19, №2, pp.154-165.
7. Лысенко А.П. Полупроводниковые приборы на основе явлений токовой неустойчивости в р-п-переходах и омических контактах малого размера : автореф. дис. на здобуття наук. ступеня д-ра техн. наук : спец. 05.27.01 – «Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах» / А. П. Лысенко. – Москва, 2001. – 396 с.

Надійшла 27.9.2011 р.

УДК 681.586.72

В.С. ОСАДЧУК, О.В. ОСАДЧУК, О.П. СТОВБЧАТА
Вінницький національний технічний університет

ПЕРЕТВОРЮВАЧ МАГНІТНОГО ПОЛЯ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ

Показано можливість прямого перетворення величини магнітного поля у частоту за допомогою автогенераторного пристрою, який побудований на основі біполярного двоколекторного магнітотранзистора, двозатворного МДН-транзистора, елемента Холла та індуктивності. Отримано залежності активної та реактивної складових повного опору від магнітної індукції, функцію перетворення та чутливість. Теоретичні та експериментальні дослідження показали, що найбільша чутливість перетворювача знаходиться в діапазоні магнітної індукції 0,15...0,4 Тл і складає 2,2...2,48 МГц / Тл.

The possibility to convert the value of magnetic field direct in the frequency using active based on double-collector bipolar magnetotransistor, double-gate MIS transistor, Hall-element and inductance oscillator is shown. The dependences of the active and reactive components of impedance on magnetic induction, transfer function and sensitivity are obtained. The theoretical and experimental studies showed that the greatest sensitivity of the transducer is in the range of magnetic induction 0,15...0,4 T and reaches 2,2...2,48 MHz / T.

Ключові слова: магнітне поле, магнітотранзистор, елемент Холла, частотний вихід, повний опір, функція перетворення, чутливість.

Вступ. Останнім часом поряд з іншими інноваціями в галузі сенсорної техніки значною динамікою характеризується розробка вимірювачів магнітного поля і магніточутливих мікросистем, оскільки за допомогою методів та пристроїв магнітних вимірювань розв'язується велика кількість задач, основними з яких є визначення магнітних величин, оцінка характеристик магнітних матеріалів, дослідження магнітного поля Землі та інших планет, вивчення фізико-хімічних властивостей матеріалів (магнітний аналіз), дослідження магнітних властивостей атома та атомного ядра, виявлення дефектів у виробках (магнітна дефектоскопія) і так далі [1, 2].

На сьогодні існує велика кількість різноманітних методів дослідження магнітного поля, однак

амплітудні перетворювачі не забезпечують високу точність та чутливість вимірювань. Тому серед вимірювальних перетворювачів перспективними є перетворювачі з частотним виходом, що базуються на реактивних властивостях напівпровідникових структур з від'ємним опором. Використання таких приладів дає можливість підвищити точність вимірювань, швидкодію, чутливість, покращити завадостійкість, відмовитись від використання аналогово-цифрових перетворювачів та підсилювальної апаратури [3–5].

Тому дана робота присвячена дослідженню основних параметрів та характеристик перетворювача магнітного поля з частотним виходом: повного опору, функції перетворення та чутливості.

Теоретичні та експериментальні дослідження. Електрична схема перетворювача магнітного поля з частотним виходом [6] зображена на рис. 1.

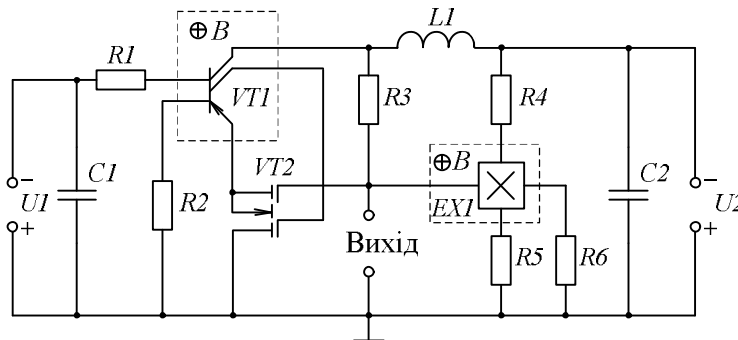


Рис. 1. Електрична схема перетворювача магнітного поля з частотним виходом

Перетворювач магнітного поля працює наступним чином. В початковий момент часу магнітна індукція не діє на біполярний двоклекторний магнітотчутливий транзистор $VT1$ та елемент Холла $EX1$. Підвищенням напруг джерел постійної напруги $U1$ і $U2$ досягається така їх величина, що на електродах перший колектор біполярного двоклекторного магнітотранзистора $VT1$ і стік двозатворного польового транзистора $VT2$ виникає від'ємний опір, який призводить до виникнення електричних коливань в контурі, який утворений паралельним включенням повного опору з ємнісною складовою на електродах перший колектор транзистора $VT1$ і стік двозатворного польового транзистора $VT2$ та повного опору з індуктивною складовою індуктивності $L1$.

За рахунок вибору постійної напруги живлення відбувається лінеаризація функції перетворення. Резистори $R1$ і $R2$ забезпечують стабільний режим живлення транзистора $VT1$ постійним струмом від джерела постійної напруги $U1$, а резистори $R4$ і $R5$ визначають режим живлення елемента Холла $EX1$ від джерела постійної напруги $U2$. Ємності $C1$ та $C2$ запобігають проходженню змінного струму через джерела постійної напруги $U1$ та $U2$ відповідно.

При наступній дії магнітної індукції на біполярний двоклекторний магнітотранзистор $VT1$ та елемент Холла $EX1$ змінюється напруга на транзисторі $VT1$, на першому і третьому електродах елемента Холла $EX1$ з'являється холлівська різниця потенціалів. Оскільки елемент Холла $EX1$ включений в колекторне коло транзистора $VT1$, то зміна напруги на елементі Холла $EX1$ залежно від резисторів $R3$ і $R6$ викликає додаткову зміну напруги на транзисторі $VT1$, внаслідок чого змінюється ємнісна складова повного опору на електродах перший колектор біполярного двоклекторного магнітотранзистора $VT1$ і стік двозатворного польового транзистора $VT2$, що викликає зміну резонансної частоти коливального контуру, яка є інформативним параметром для визначення магнітної індукції [6].

Для визначення функції перетворення та чутливості необхідно отримати залежності активної та реактивної складових повного опору перетворювача від магнітної індукції. З цією метою будемо нелінійну еквівалентну схему перетворювача для змінного струму (рис. 2).

В еквівалентній схемі використані наступні позначення: R_7 та R_8 – опори першої та другої бази біполярного двоклекторного магнітотчутливого транзистора $VT1$ відповідно; R_9 – опір між першою та другою базами транзистора $VT1$; R_{10} та R_{13} – опори першого та другого колектора транзистора $VT1$; R_{11} та R_{12} – опори емітера транзистора $VT1$; R_{14} – опір витоку двозатворного МДН-транзистора $VT2$; R_{15} – опір підкладки транзистора $VT2$; R_{16} , R_{19} та R_{20} – опори витоку-стоку транзистора $VT2$; R_{17} – опір витік – перший затвор транзистора $VT2$; R_{18} та R_{23} – опори першого та другого затворів транзистора $VT2$ відповідно; R_{21} – опір стоку транзистора $VT2$; R_{22} – опір стік – другий затвор транзистора $VT2$; R_{24} – опір котушки індуктивності $L1$; R_{25} – опір елемента Холла у напрямку виникнення ЕРС Холла; C_3 і C_6 – ємності між зовнішнім виводом першої бази та першого колектора, другої бази та другого колектора транзистора $VT1$ відповідно; C_4 і C_8 – ємності переходів перша база – перший колектор та друга база – другий колектор транзистора $VT1$ відповідно; C_5 і C_7 – ємності переходів перша база – емітер та друга база – емітер транзистора $VT1$ відповідно; C_9 – ємність підкладки – витік двозатворного польового

транзистора $VT2$; C_{10} та C_{11} – ємності підкладка – стік двозатворного МДН-транзистора $VT2$; C_{13} та C_{12} – ємності перший затвор – стік та другий затвор – стік транзистора $VT2$ відповідно; C_{14} – ємність затвор – витік транзистора $VT2$; C_{15} – ємність між першим та другим затвором транзистора $VT2$.

Перетворюємо еквівалентну схему (рис. 2) у зручну для подальших розрахунків форму (рис. 3).

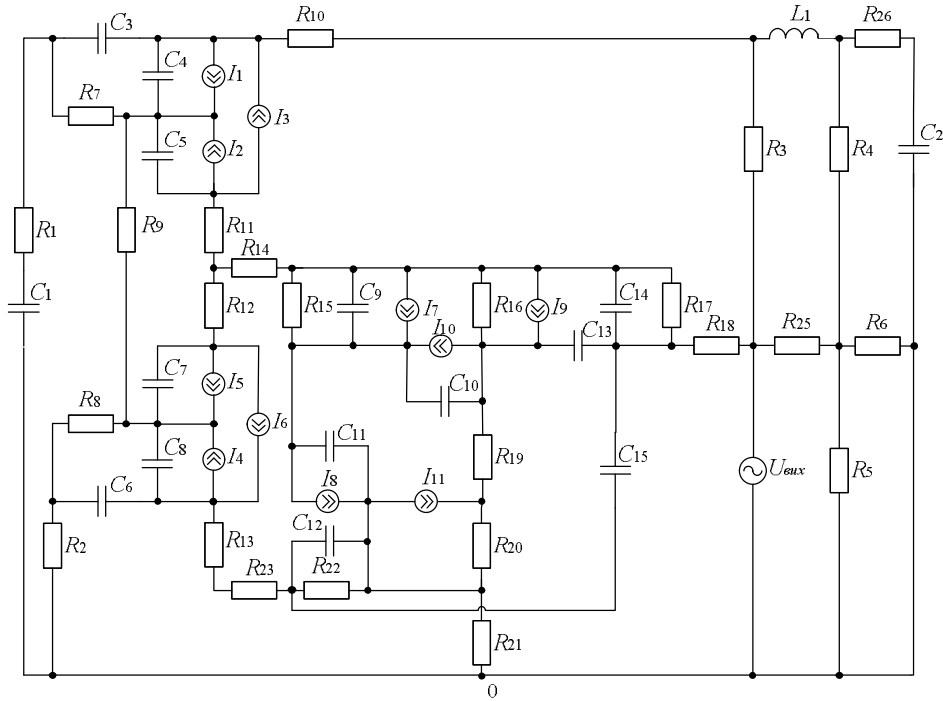


Рис. 2. Еквівалентна схема перетворювача магнітного поля з частотним виходом для змінного струму

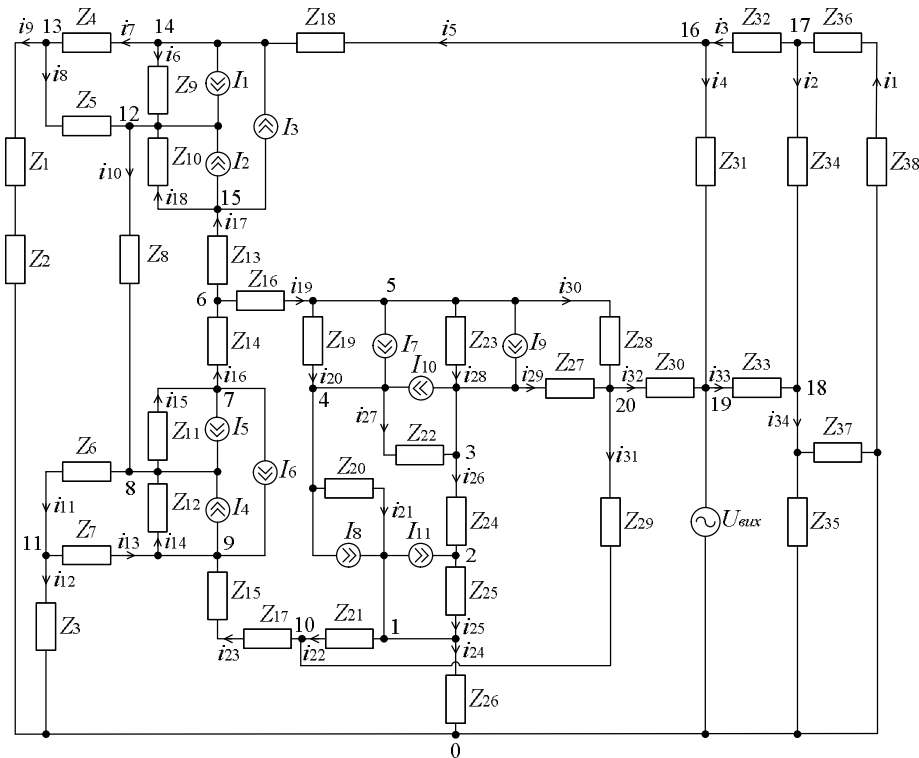


Рис. 3. Перетворена еквівалентна схема перетворювача магнітного поля з частотним виходом для змінного струму

У еквівалентній схемі (рис. 3) прийнято наступні позначення:

$$Z_1 = R_1, Z_2 = -\frac{j}{\omega C_1}, Z_3 = R_2, Z_4 = -\frac{j}{\omega C_3}, Z_5 = R_7, Z_6 = R_8, Z_7 = -\frac{j}{\omega C_6}, Z_8 = R_9, Z_9 = -\frac{j}{\omega C_4},$$

$$Z_{10} = -\frac{j}{\omega C_5}, Z_{11} = -\frac{j}{\omega C_7}, Z_{12} = -\frac{j}{\omega C_8}, Z_{13} = R_{11}, Z_{14} = R_{12}, Z_{15} = R_{13}, Z_{16} = R_{14}, Z_{17} = R_{23},$$

$$\begin{aligned}
Z_{18} &= R_{10}, \quad Z_{19} = \frac{R_{15}}{1 + w^2 R_{15}^2 C_9^2} - j \frac{R_{15}^2 w C_9}{1 + w^2 R_{15}^2 C_9^2}, \quad Z_{20} = -\frac{j}{w C_{11}}, \\
Z_{21} &= \frac{R_{22}}{1 + w^2 R_{22}^2 C_{12}^2} - j \frac{R_{22}^2 w C_{12}}{1 + w^2 R_{22}^2 C_{12}^2}, \quad Z_{22} = -\frac{j}{w C_{10}}, \quad Z_{23} = R_{16}, \quad Z_{24} = R_{19}, \quad Z_{25} = R_{20}, \quad Z_{26} = R_{21}, \\
Z_{27} &= -\frac{j}{w C_{13}}, \quad Z_{28} = \frac{R_{17}}{1 + w^2 R_{17}^2 C_{14}^2} - j \frac{R_{17}^2 w C_{14}}{1 + w^2 R_{17}^2 C_{14}^2}, \quad Z_{29} = -\frac{j}{w C_{15}}, \quad Z_{30} = R_{18}, \quad Z_{31} = R_3, \\
Z_{32} &= j w L_1, \quad Z_{33} = R_{25}, \quad Z_{34} = R_4, \quad Z_{35} = R_5, \quad Z_{36} = R_{26}, \quad Z_{37} = R_6, \quad Z_{38} = -\frac{j}{w C_2}.
\end{aligned}$$

Використовуючи метод вузлових потенціалів, запишемо систему рівнянь Кірхгофа для еквівалентної схеми (рис. 3). В якості базового вузла для розрахунку оберемо вузол 0. Тоді система рівнянь матиме вигляд

$$\left\{ \begin{aligned}
I_8 - I_{11} &= j_1 (y_{21} + y_{22} + y_{24} + y_{25}) - j_2 y_{25} - j_4 y_{21} - j_{10} y_{22}; \\
I_{11} &= -j_1 y_{25} + j_2 (y_{25} + y_{26}) - j_3 y_{26}; \\
I_9 - I_{10} &= -j_2 y_{26} + j_3 (y_{26} + y_{27} + y_{28} + y_{29}) - j_4 y_{27} - j_5 y_{28} - j_{20} y_{29}; \\
I_7 - I_8 + I_{10} &= -j_1 y_{21} - j_3 y_{27} + j_4 (y_{20} + y_{21} + y_{27}) - j_5 y_{20}; \\
-I_7 - I_9 &= -j_3 y_{28} - j_4 y_{20} + j_5 (y_{19} + y_{20} + y_{28} + y_{30}) - j_6 y_{19} - j_{19} y_{30}; \\
0 &= -j_5 y_{19} + j_6 (y_{16} + y_{17} + y_{19}) - j_7 y_{16} - j_{15} y_{17}; \\
-I_5 - I_6 &= -j_6 y_{16} + j_7 (y_{15} + y_{16}) - j_8 y_{15}; \\
I_4 + I_5 &= -j_7 y_{15} + j_8 (y_{10} + y_{11} + y_{14} + y_{15}) - j_9 y_{14} - j_{11} y_{11} - j_{12} y_{10}; \\
I_6 - I_4 &= -j_8 y_{14} + j_9 (y_{13} + y_{14} + y_{23}) - j_{10} y_{23} - j_{11} y_{13}; \\
0 &= -j_1 y_{22} - j_9 y_{23} + j_{10} (y_{22} + y_{23} + y_{31}) - j_{19} y_{31}; \\
0 &= -j_8 y_{11} - j_9 y_{13} + j_{11} (y_{11} + y_{12} + y_{13}); \\
I_1 + I_2 &= -j_8 y_{10} + j_{12} (y_6 + y_8 + y_{10} + y_{18}) - j_{13} y_8 - j_{14} y_6 - j_{15} y_{18}; \\
0 &= -j_{12} y_8 + j_{13} (y_7 + y_8 + y_9) - j_{14} y_{17}; \\
I_3 - I_1 &= -j_{12} y_6 - j_{13} y_7 + j_{14} (y_5 + y_6 + y_7) - j_{16} y_5; \\
-I_2 - I_3 &= -j_6 y_{17} - j_{12} y_{18} + j_{15} (y_{17} + y_{18}); \\
U_{вих} y_4 &= -j_{14} y_5 + j_{16} (y_3 + y_4 + y_5) - j_{17} y_3; \\
0 &= -j_{16} y_3 + j_{17} (y_1 + y_2 + y_3) - j_{18} y_2; \\
U_{вих} y_{33} &= -j_{17} y_2 + j_{18} (y_2 + y_{33} + y_{34}); \\
-U_{вих} (y_4 + y_{32} + y_{33}) &= -j_{16} y_4 - j_{18} y_{33} - j_{20} y_{32}; \\
U_{вих} y_{32} &= -j_3 y_{29} - j_5 y_{30} - j_{10} y_{31} + j_{20} (y_{29} + y_{30} + y_{31} + y_{32}).
\end{aligned} \right. \quad (1)$$

Провідності віток у системі (1) визначаються за формулами:

$$\begin{aligned}
y_1 &= \frac{1}{Z_{36} + Z_{38}}, \quad y_2 = \frac{1}{Z_{34}}, \quad y_3 = \frac{1}{Z_{32}}, \quad y_4 = \frac{1}{Z_{31}}, \quad y_5 = \frac{1}{Z_{18}}, \quad y_6 = \frac{1}{Z_9}, \quad y_7 = \frac{1}{Z_4}, \quad y_8 = \frac{1}{Z_5}, \\
y_9 &= \frac{1}{Z_1 + Z_2}, \quad y_{10} = \frac{1}{Z_8}, \quad y_{11} = \frac{1}{Z_6}, \quad y_{12} = \frac{1}{Z_3}, \quad y_{13} = \frac{1}{Z_7}, \quad y_{14} = \frac{1}{Z_{12}}, \quad y_{15} = \frac{1}{Z_{11}}, \quad y_{16} = \frac{1}{Z_{14}}, \\
y_{17} &= \frac{1}{Z_{13}}, \quad y_{18} = \frac{1}{Z_{10}}, \quad y_{19} = \frac{1}{Z_{16}}, \quad y_{20} = \frac{1}{Z_{19}}, \quad y_{21} = \frac{1}{Z_{20}}, \quad y_{22} = \frac{1}{Z_{21}}, \quad y_{23} = \frac{1}{Z_{15} + Z_{17}}, \quad y_{24} = \frac{1}{Z_{26}}, \\
y_{25} &= \frac{1}{Z_{25}}, \quad y_{26} = \frac{1}{Z_{24}}, \quad y_{27} = \frac{1}{Z_{22}}, \quad y_{28} = \frac{1}{Z_{23}}, \quad y_{29} = \frac{1}{Z_{27}}, \quad y_{30} = \frac{1}{Z_{28}}, \quad y_{31} = \frac{1}{Z_{29}}, \quad y_{32} = \frac{1}{Z_{30}}, \\
y_{33} &= \frac{1}{Z_{33}}, \quad y_{34} = \frac{Z_{35} + Z_{37}}{Z_{35} \cdot Z_{37}}.
\end{aligned}$$

Шляхом розрахунку системи рівнянь (1) у системі Matlab 6.5 отримані залежності активної (рис. 4, а) та реактивної (рис. 4, б) складових повного опору від індукції магнітного поля. При розрахунку використано параметри типових електронних компонентів [7].

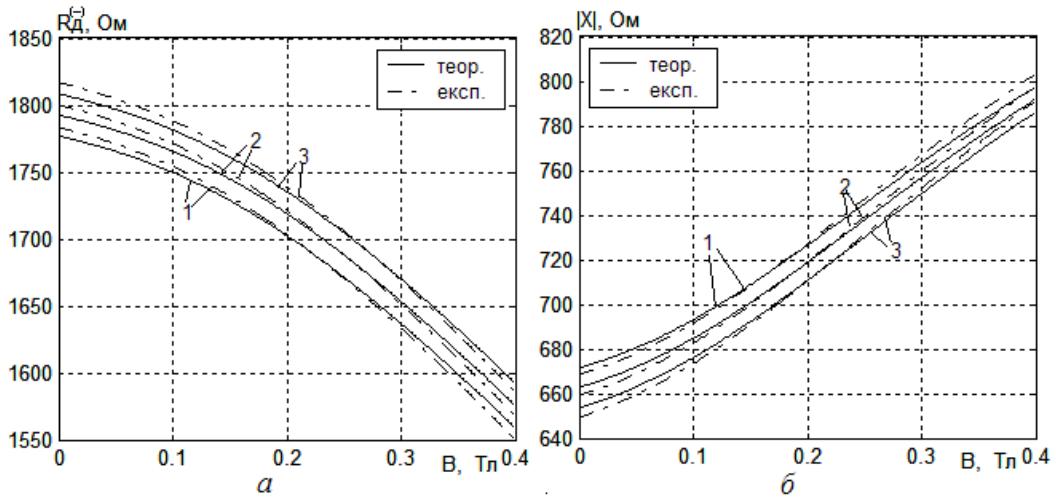


Рис. 4. Залежності активної (а) та реактивної (б) складових повного опору перетворювача від індукції магнітного поля при напрузі живлення $U_2 = 2,7$ В і при різних значеннях керуючої напруги: 1 – $U_1 = 1$ В; 2 – $U_1 = 2$ В; 3 – $U_1 = 3$ В

Отримавши на основі залежності реактивної складової повного опору від магнітної індукції залежність еквівалентної ємності та врахувавши від’ємний динамічний опір у вибраній робочій точці, можна визначити залежність резонансної частоти коливального контуру перетворювача магнітного поля з частотним виходом від магнітної індукції, яка розраховується за формулою [5]:

$$F_0 = \frac{1}{2pR_0^{(-)}(B)C_{екв}(B)} \sqrt{\frac{R_0^{(-)2}(B)C_{екв}(B)}{L} - 1}, \quad (2)$$

де $R_0^{(-)}$ – динамічний опір перетворювача магнітного поля з частотним виходом у вибрані робочій точці;

$C_{екв}$ – еквівалентна ємність коливального контуру перетворювача;

L – індуктивність.

На рис. 5, а зображено теоретичні, отримані шляхом розрахунку у системі Matlab 6.5, та експериментальні залежності частоти генерації перетворювача магнітного поля з частотним виходом від магнітної індукції, тобто його функція перетворення.

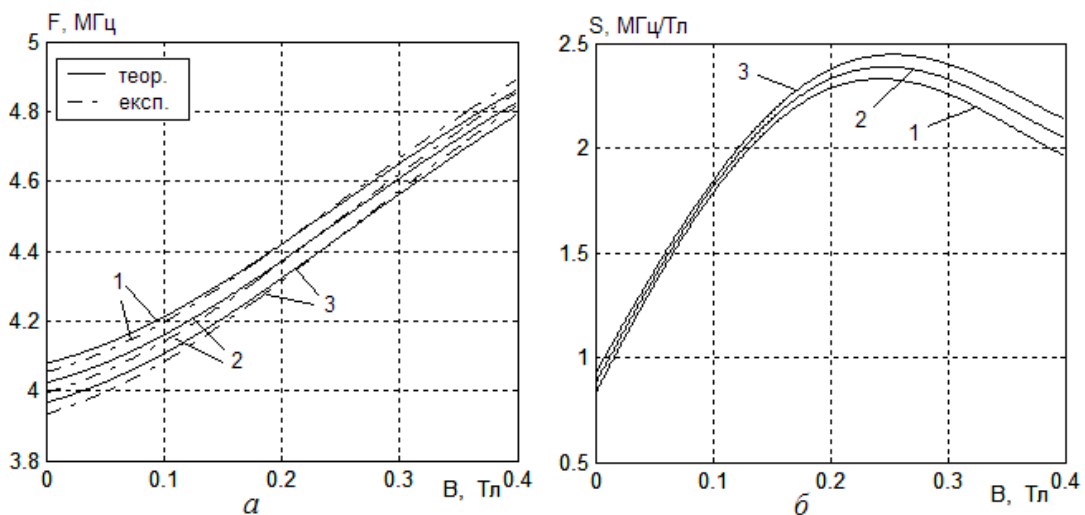


Рис. 5. Залежність резонансної частоти (а) та чутливості (б) перетворювача від індукції магнітного поля при напрузі живлення $U_2 = 2,7$ В і при різних значеннях керуючої напруги: 1 – $U_1 = 1$ В; 2 – $U_1 = 2$ В; 3 – $U_1 = 3$ В

Чутливість сенсора – один з важливих критеріїв, що визначають межі його застосування для тих чи інших потреб вимірювань. Чутливість характеризує зміну вихідної величини перетворювача при зміні параметрів, для визначення яких призначений сенсор. Абсолютна чутливість розраховується як похідна від функції перетворення за магнітною індукцією:

$$S_{B}^{F_0} = \frac{\partial F_0}{\partial B} = - \frac{1}{2pR_{\partial}^{(-)}(B)C_{екв}(B)} \left[\sqrt{\frac{R_{\partial}^{(-)2}(B)C_{екв}(B)}{L} - 1} \frac{\partial R_{\partial}^{(-)}(B)}{\partial B} + \frac{1}{C} \sqrt{\frac{R_{\partial}^{(-)2}(B)C_{екв}(B)}{L} - 1} \times \right. \\ \left. \times \frac{\partial C_{екв}(B)}{\partial B} - \left(2L \sqrt{\frac{R_{\partial}^{(-)2}(B)C_{екв}(B)}{L} - 1} \right)^{-1} \left(2R_{\partial}^{(-)}(B)C_{екв}(B) \frac{\partial R_{\partial}^{(-)}(B)}{\partial B} + R_{\partial}^{(-)2}(B) \frac{\partial C_{екв}(B)}{\partial B} \right) \right] \quad (3)$$

На рис. 5, б зображено залежності чутливості перетворювача магнітного поля від магнітної індукції. Як бачимо, оптимальною є керуюча напруга $U_1 = 3$ В, оскільки при цьому її значенні чутливість найбільша. Максимальна чутливість розробленого перетворювача магнітного поля з частотним виходом при напрузі живлення $U_2 = 2,7$ В та напрузі керування $U_1 = 3$ В знаходиться в діапазоні магнітної індукції 0,15...0,4 Тл і складає 2,2...2,48 МГц/Тл.

Висновок. Розроблено перетворювач магнітного поля з частотним виходом, що являє собою автогенераторний пристрій, побудований на основі біполярного двоколекторного магнітотранзистора, двозатворного МДН-транзистора, елемента Холла та індуктивності, проведено дослідження параметрів перетворювача. Отримано залежності активної та реактивної складових повного опору від магнітної індукції, функцію перетворення та чутливість. Теоретичні та експериментальні дослідження показали, що найбільша чутливість перетворювача знаходиться в діапазоні магнітної індукції 0,15...0,4 Тл і складає 2,2...2,48 МГц/Тл.

Література

1. Мікроелектронні сенсори фізичних величин : науково-навчальне видання в 3-х т. / [Вуйцік В., Готра З.Ю., Григор'єв В.В. та ін.]; за ред. З.Ю. Готри. – Львів : Ліга-Прес, 2003. – Т. 2. – 2003. – 595 с.
2. Клаассен К.Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике / Клаассен Б.; [пер. с англ.]. – М. : Постмаркет, 2000. – 352 с.
3. Новицький П.В. Цифровые приборы с частотными датчиками / Новицький П.В., Кноринг В.Г., Гутников В.С. – Л. : Энергия, 1970. – 424 с.
4. Осадчук В.С. Напівпровідникові перетворювачі інформації : [навчальний посібник] / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук – Вінниця : ВНТУ, 2004. – 208 с.
5. Осадчук В.С. Сенсори тиску і магнітного поля : [монографія] / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 207 с.
6. Пат. 59007 Україна, МПК H01L29/82, H01L 43/00, G01R 33/06. Мікроелектронний пристрій для виміру магнітної індукції / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Стовбчата О.П. ; заявник і патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – №u201015634 ; заявл. 24.12.2010 ; опубл. 26.04.2011, Бюл №8.
7. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ : в 4 выпусках / Разевиг В.Д. – М. : Радио и связь, 1992. – Вып. 2. – 72 с.

Надійшла 8.9.2011 р.

УДК 621.376.6

А.А. ОВЧАРУК, П.О. ГАВРАСІЄНКО, В.В. КИЧАК

Вінницький національний технічний університет

ФАЗОВИЙ АНАЛОГОВО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ НВЧ ДІАПАЗОНУ

У статті запропоновано фазовий аналогово-цифровий перетворювач для надвисокочастотного діапазону хвиль, який створюється на основі смужкових ліній. Проведено аналіз залежності цифрового коду на виході даного перетворювача від початкової фази вхідного сигналу.

In this paper phase analog-digital converter for microwave wavelength range, which is based on strip lines is considered. The analysis of digital code depending on the output of the transducer from the initial phase of the input signal is conducted.

Ключові слова: аналогово-цифровий перетворювач, смужкові лінії, фаза сигналу.

Вступ. Протягом останніх років спостерігається загальна тенденція розвитку радіотехніки та зв'язку, спрямована на перехід від аналогової до цифрової обробки сигналів. Стрімкий розвиток мікроелектронної цифрової і аналогово-цифрової елементної бази та поява нових компонентів змінюють структуру радіотехнічного тракту, а саме ті частини радіотехнічних пристроїв і систем, які традиційно реалізовувались на базі аналогових методів обробки, будуються на базі цифрової обробки сигналів. Таким чином, відбувається проникнення цифрової методології обробки сигналів у радіотехнічні вузли, які раніше