

приняття рішень / Беллман Р., Заде Л. – М. : Мир, 1976. С. 172–215.

4. Ротштейн А.П. Нечеткий многокритериальный анализ вариантов с применением парных сравнений / А.П. Ротштейн, С.Д. Штовба // Известия Академии Наук. Теория и системы управления. 2001. – № 3. – С. 150–154.

5. Варіантний аналіз на базі нечітких парних порівнянь: методика та застосування на прикладі порівняння семіотичних систем / [Ротштейн О.П., Петух А.М., Петренко М. І., Войтко В. В.]. – Хмельницький, 1998. – № 2 – С. 118–125.

6. Saaty T.L. Measuring the fuzziness of sets // I. Cybernetics.–1974. – vol.4. – p.53–61.

7. Кофман А. Введение в теорию нечётких множеств / Кофман А. – М. : Радио и связь, 1982. – 432 с.

Надійшла 9.10.2011 р.

Рецензент: д.т.н., проф. С.І. Перевозніков

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.

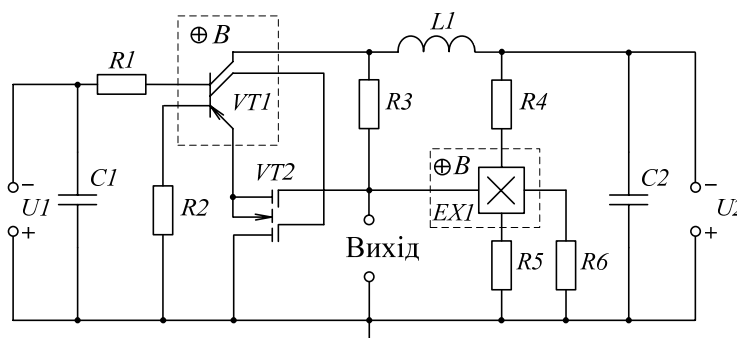


Рис. 1. Електрична схема перетворювача магнітного поля з частотним виходом

Перетворювач магнітного поля працює наступним чином. В початковий момент часу магнітна індукція не діє на біполярний двоколекторний магніточутливий транзистор $VT1$ та елемент Холла $EX1$. Підвищенням напруг джерел постійної напруги $U1$ і $U2$ досягається така їх величина, що на електродах перший колектор біполярного двоколекторного магнітотранзистора $VT1$ і стік двозатворного польового транзистора $VT2$ виникає від'ємний опір, який приводить до виникнення електричних коливальних контурів, який утворений паралельним включенням повного опору з ємністю 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 двоколекторний 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 $EX1$ в залежності від резисторів $R3$ і $R6$ викликає додаткову зміну напруги на транзисторі $VT1$, внаслідок чого змінюється ємнісна складова повного опору на електродах перший колектор біполярного двоколекторного 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 будуємо нелінійну еквівалентну схему перетворювача для змінного струму (рис. 2).

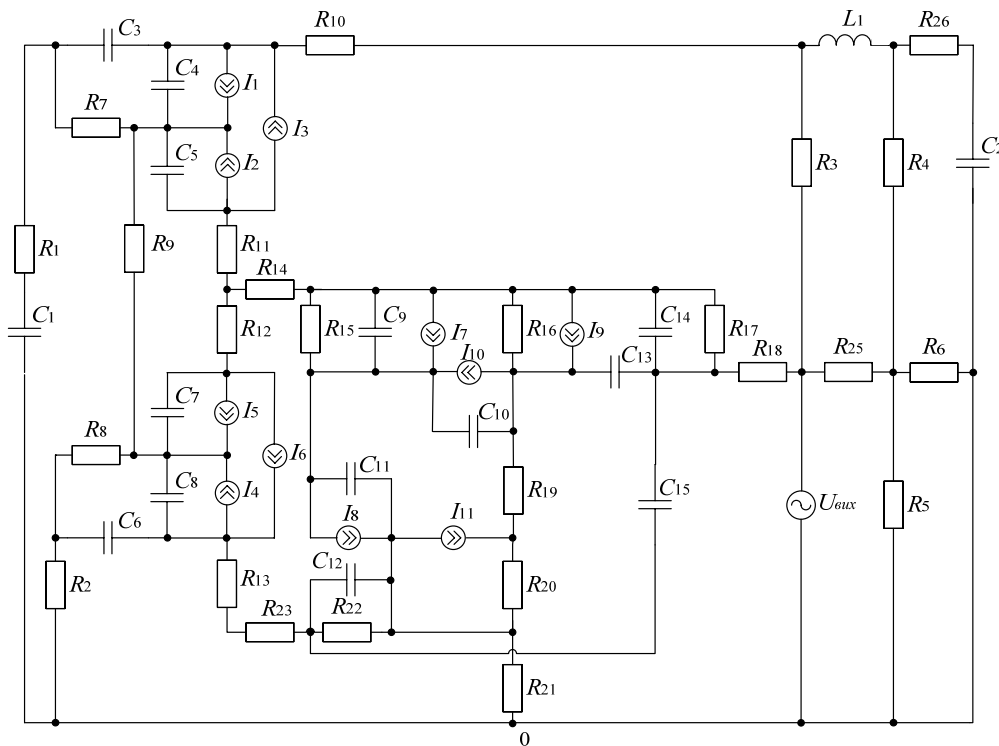


Рис. 2. Еквівалентна схема перетворювача магнітного поля з частотним виходом для змінного струму

В еквівалентній схемі використані наступні позначення: $R7$ та $R8$ – опори першої та другої бази біполярного двоколекторного магніточутливого транзистора $VT1$ відповідно; $R9$ – опір між першою та другою базами транзистора $VT1$; $R10$ та $R13$ – опори першого та другого колектора транзистора $VT1$; $R11$ та $R12$ – опори емітера транзистора $VT1$; $R14$ – опір витoku двозатворного МДН-транзистора $VT2$; $R15$ – опір підкладки транзистора $VT2$; $R16$, $R19$ та $R20$ – опори витoku-стоку транзистора $VT2$; $R17$ – опір витік – перший затвор транзистора $VT2$; $R18$ та $R23$ – опори першого та другого затворів транзистора $VT2$ відповідно; $R21$ – опір стоку транзистора $VT2$; $R22$ – опір стік – другий затвор транзистора $VT2$; $R24$ – опір котушки індуктивності $L1$; $R25$ – опір елемента Холла у напрямку виникнення ЕРС Холла; $C3$ і $C6$ – 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 підкладка – 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).

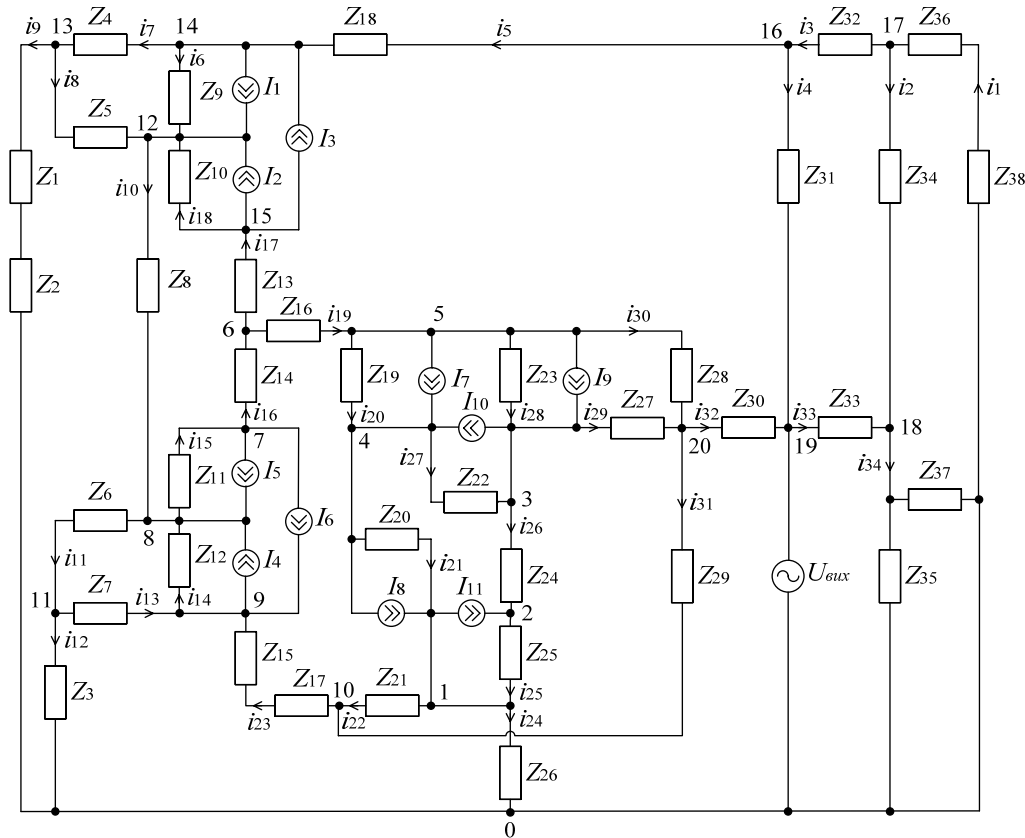


Рис. 3. Перетворена еквівалентна схема перетворювача магнітного поля з частотним виходом для змінного струму

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

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

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

$$Z_{18} = R_{10}, \quad Z_{19} = \frac{R_{15}}{1 + \omega^2 R_{15}^2 C_9^2} - j \frac{R_{15}^2 \omega C_9}{1 + \omega^2 R_{15}^2 C_9^2}, \quad Z_{20} = -\frac{j}{\omega C_{11}},$$

$$Z_{21} = \frac{R_{22}}{1 + \omega^2 R_{22}^2 C_{12}^2} - j \frac{R_{22}^2 \omega C_{12}}{1 + \omega^2 R_{22}^2 C_{12}^2}, \quad Z_{22} = -\frac{j}{\omega C_{10}}, \quad Z_{23} = R_{16}, \quad Z_{24} = R_{19}, \quad Z_{25} = R_{20}, \quad Z_{26} = R_{21},$$

$$Z_{27} = -\frac{j}{\omega C_{13}}, \quad Z_{28} = \frac{R_{17}}{1 + \omega^2 R_{17}^2 C_{14}^2} - j \frac{R_{17}^2 \omega C_{14}}{1 + \omega^2 R_{17}^2 C_{14}^2}, \quad Z_{29} = -\frac{j}{\omega C_{15}}, \quad Z_{30} = R_{18}, \quad Z_{31} = R_3,$$

$$Z_{32} = j \omega L_1, \quad Z_{33} = R_{25}, \quad Z_{34} = R_4, \quad Z_{35} = R_5, \quad Z_{36} = R_{26}, \quad Z_{37} = R_6, \quad Z_{38} = -\frac{j}{\omega C_2}.$$

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

$$\begin{cases}
I_8 - I_{11} = \phi_1 (y_{21} + y_{22} + y_{24} + y_{25}) - \phi_2 y_{25} - \phi_4 y_{21} - \phi_{10} y_{22}; \\
I_{11} = -\phi_1 y_{25} + \phi_2 (y_{25} + y_{26}) - \phi_3 y_{26}; \\
I_9 - I_{10} = -\phi_2 y_{26} + \phi_3 (y_{26} + y_{27} + y_{28} + y_{29}) - \phi_4 y_{27} - \phi_5 y_{28} - \phi_{20} y_{29}; \\
I_7 - I_8 + I_{10} = -\phi_1 y_{21} - \phi_3 y_{27} + \phi_4 (y_{20} + y_{21} + y_{27}) - \phi_5 y_{20}; \\
-I_7 - I_9 = -\phi_3 y_{28} - \phi_4 y_{20} + \phi_5 (y_{19} + y_{20} + y_{28} + y_{30}) - \phi_6 y_{19} - \phi_{19} y_{30}; \\
0 = -\phi_5 y_{19} + \phi_6 (y_{16} + y_{17} + y_{19}) - \phi_7 y_{16} - \phi_{15} y_{17}; \\
-I_5 - I_6 = -\phi_6 y_{16} + \phi_7 (y_{15} + y_{16}) - \phi_8 y_{15}; \\
I_4 + I_5 = -\phi_7 y_{15} + \phi_8 (y_{10} + y_{11} + y_{14} + y_{15}) - \phi_9 y_{14} - \phi_{11} y_{11} - \phi_{12} y_{10}; \\
I_6 - I_4 = -\phi_8 y_{14} + \phi_9 (y_{13} + y_{14} + y_{23}) - \phi_{10} y_{23} - \phi_{11} y_{13}; \\
0 = -\phi_1 y_{22} - \phi_9 y_{23} + \phi_{10} (y_{22} + y_{23} + y_{31}) - \phi_{19} y_{31}; \\
0 = -\phi_8 y_{11} - \phi_9 y_{13} + \phi_{11} (y_{11} + y_{12} + y_{13}); \\
I_1 + I_2 = -\phi_8 y_{10} + \phi_{12} (y_6 + y_8 + y_{10} + y_{18}) - \phi_{13} y_8 - \phi_{14} y_6 - \phi_{15} y_{18}; \\
0 = -\phi_{12} y_8 + \phi_{13} (y_7 + y_8 + y_9) - \phi_{14} y_{17}; \\
I_3 - I_1 = -\phi_{12} y_6 - \phi_{13} y_7 + \phi_{14} (y_5 + y_6 + y_7) - \phi_{16} y_5; \\
-I_2 - I_3 = -\phi_6 y_{17} - \phi_{12} y_{18} + \phi_{15} (y_{17} + y_{18}); \\
U_{\text{вух}} y_4 = -\phi_{14} y_5 + \phi_{16} (y_3 + y_4 + y_5) - \phi_{17} y_3; \\
0 = -\phi_{16} y_3 + \phi_{17} (y_1 + y_2 + y_3) - \phi_{18} y_2; \\
U_{\text{вух}} y_{33} = -\phi_{17} y_2 + \phi_{18} (y_2 + y_{33} + y_{34}); \\
-U_{\text{вух}} (y_4 + y_{32} + y_{33}) = -\phi_{16} y_4 - \phi_{18} y_{33} - \phi_{20} y_{32}; \\
U_{\text{вух}} y_{32} = -\phi_3 y_{29} - \phi_5 y_{30} - \phi_{10} y_{31} + \phi_{20} (y_{29} + y_{30} + y_{31} + y_{32}).
\end{cases} \quad (1)$$

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].

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]:

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

де $R_{\text{д}}^{(-)}$ – динамічний опір перетворювача магнітного поля з частотним виходом у вибрані робочій точці;
 $C_{\text{екв}}$ – еквівалентна ємність коливального контуру перетворювача;
 L – індуктивність.

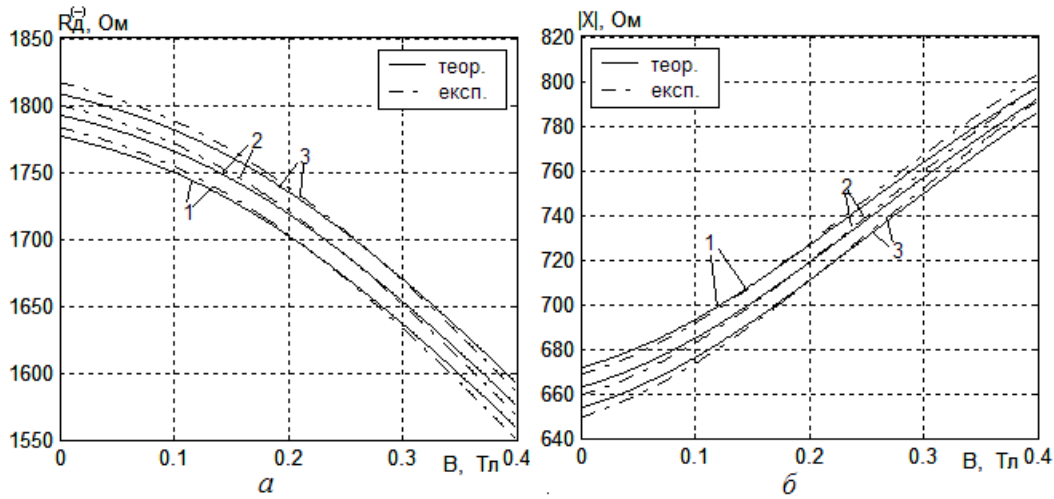


Рис. 4. Залежності активної (а) та реактивної (б) складових повного опору перетворювача від індукції магнітного поля при напрузі живлення $U_2 = 2,7 \text{ В}$ і при різних значеннях керуючої напруги: 1 – $U_1 = 1 \text{ В}$; 2 – $U_1 = 2 \text{ В}$; 3 – $U_1 = 3 \text{ В}$

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.

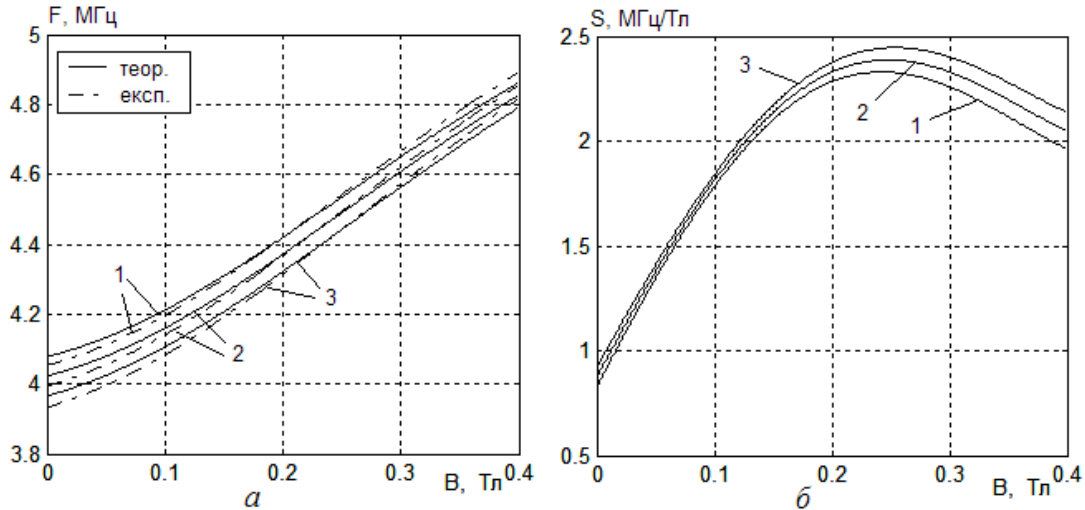


Рис. 5. Залежність резонансної частоти (а) та чутливості (б) перетворювача від індукції магнітного поля при напрузі живлення $U_2 = 2,7 \text{ В}$ і при різних значеннях керуючої напруги: 1 – $U_1 = 1 \text{ В}$; 2 – $U_1 = 2 \text{ В}$; 3 – $U_1 = 3 \text{ В}$

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:

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

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

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 / Клаас Б. Клаассен; [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 12.11.2011 р.

Рецензент: к.т.н., доцент Т.Б. Мартинюк

УДК 621.315

І.Р. ПАЗДРІЙ, О.О. ГОРБЕНКО

Тернопільський національний економічний університет

БАГАТОКАНАЛЬНИЙ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИЙ МОДУЛЯТОР НА БАЗІ ПРОГРАМОВАНОЇ КОРИСТУВАЧЕМ ВЕНТИЛЬНОЇ МАТРИЦІ

Запропонована модель багатоканального широтно-імпульсного модулятора сигналів зі змінним коефіцієнтом заповнення на базі програмованої користувачем вентиляльної матриці для одночасного роздільного керування яскравістю світла заданого кольору окремих RGB світлодіодів та у багатьох потрібних RGB схемах.

Build model multichannel PWM signals with variable fill factor on the basis of user-programmable gate array for simultaneous separate brightness control set light color RGB LEDs, or simultaneously in many ternary RGB schemes.

Ключові слова: модулятор, світлодіод, широтно-імпульсна модуляція, яскравість, освітлення.

Вступ

Обмеженість традиційних енергетичних ресурсів висуває на перший план проблему енергозбереження. Найбільш актуальним є зменшення витрат на освітлення, яке складає біля 30% від всіх енергетичних витрат. Основною причиною великих енергозатрат на освітлення є низький ККД сучасних лампових джерел світла, який складає декілька відсотків (наприклад, у ламп розжарювання та галогенних ламп до 70% енергії йде на нагрівання). У зв'язку з цим, особлива увага приділяється створенню світлотехнічного обладнання на основі світловипромінюючих діодів.

Сучасний розвиток технологій виготовлення світлодіодів та швидкий прогрес відповідних світлодіодних технологій дозволяють прогнозувати ще більш широке використання світлодіодів та світлових приладів на їх основі в різних галузях світлотехніки. Світлодіоди мають ряд переваг перед іншими джерелами світла – це високий ККД, значний термін служби, світлова віддача до 80–100 лм/Вт, високий індекс кольоропередачі, можливість одержувати модульоване випромінювання зміною параметрів живлення. За останнє десятиліття розроблені світлодіодні джерела світла, ККД яких досягає 80%. Надзвичайно важливим є те, наскільки ефективно відбувається перетворення електроенергії у світло. Впровадження високих технологій отримання квантоворозмірних гетероструктур в Україні дозволить знизити витрати вугілля, на якому працюють теплові електростанції. Крім того, зменшиться викид в атмосферу вуглекислого газу, що покращить екологічний баланс. Завдяки прогресу, досягнутому в розробках та виробництві твердотільних оптоелектронних напівпровідникових приладів, стає можливим витіснити з ринку освітлювальних приладів неекономічні освітлювальні лампи розжарювання.