

магніторушійну силу на пару полюсів F_{II} , яка потрібна для проведення змінного магнітного потоку $\Phi_{m\sim} = 0,1\Phi_0$

Обмотка збудження при живленні від випрямляча створює на другій гармоніці МРС

$$F_{3B\sim} = I_{\sim} \cdot w = \frac{U_{\sim}}{X_L} \cdot w \quad (11)$$

де $X_L = \frac{w^2}{|R_{\mu II}|}$, $|R_{\mu II}|$ – повний магнітний опір замкненого кола, U_{\sim} – дієве значення напруги другої гармоніки.

При визначенні магнітного опору ділянок кола $R_{\mu i}$ (крім суцільного ярма) враховується насичення відповідної ділянки кола без врахування ефекту витискання

За підсумками порівняння F_{II} та $F_{3B\sim}$ змінюється величина $\Phi_{m\sim}$ і розрахунки повторюються до наближення F_{II} до $F_{3B\sim}$. Після цього можна перейти до визначення втрат потужності в сталі згідно [4]. Питомі втрати потужності в ярмі індуктора визначаються формулою:

$$P_{\text{шт}} = a_p \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{2\gamma}} \cdot \frac{H_{m\sim}}{2}, \quad (12)$$

а втрати в ярмі довжиною l та перетином $a \times b$ становлять

$$P = 2(a + b) \cdot l \cdot P_{\text{шт}} \quad (13)$$

Втрати потужності в шихтованих ділянках кола від потоку $\Phi_{m\sim}$ визначаються за методикою [3].

Висновки

Таким чином, наведена методика дозволяє врахувати втрати потужності в суцільному ярмі індуктора двигуна постійного струму при його живленні від однофазного двопівперіодного випрямляча.

Література

1. Костенко М.П. Электрические машины. В 2-х ч. Ч.1. Изд.3-е, перераб. Учебник [для студентов высш. техн. учебных заведений.] / М.П.Костенко, Л.М. Пиотровский. – Л.: Энергия, 1972. – 544 с.
2. Вольдек А.И. Электрические машины. Учебник [для студентов высш. техн. учебных заведений.] Изд.2-е, перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
3. Виноградов Н.В. Проектирование электрических машин. / Виноградов Н.В., Горяинов Ф.А., Сергеев П.С. – М.: Энергия, 1969. – 632 с.
4. Туровский Я. Электромагнитные расчеты элементов электрических машин: [Пер. с польского.] – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 200 с.
5. Руденко В.С. Основы промышленной электроники. / Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. – К.: Вища шк., 1985. – 400 с.
6. Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники. Т2. Учебник [для студентов высш. техн. учебных заведений.] / Л.Р.Нейман, К.С.Демирчян. – Л.: Энергия, 1967. – 408 с.

Надійшла до редакції
14.9.2011 р.

УДК 681.586.72

В.С. ОСАДЧУК, О.В. ОСАДЧУК, О.П. СТОВБЧАТА

Вінницький національний технічний університет

ВОЛЬТ-АМПЕРНА ХАРАКТЕРИСТИКА ПЕРЕТВОРЮВАЧА МАГНІТНОГО ПОЛЯ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ

Отримано аналітичний вираз вольт-амперної характеристики перетворювача магнітного поля з частотним виходом на основі біполярного двоколекторного магнітотранзистора та елемента Холла. Показано наявність ділянки від'ємного диференційного опору на вольт-амперній характеристиці, що дозволяє компенсувати втрати енергії в коливальному контурі та є базою для вибору робочої точки (режиму роботи) і розрахунків параметрів перетворювача.

The analytical expression of voltage-current characteristic of the magnetic field converter with the frequency output based on double-collector bipolar magnetotransistor and Hall-element is obtained. The presence of areas with negative differential resistance in current-voltage characteristic is shown, that can compensate for the loss of energy in the oscillatory circuit and is the basis for the choice of working point (mode) and calculating of the parameters of the converter.

Ключові слова: перетворювач, магнітне поле, частотний вихід, магнітотранзистор, елемент Холла, вольт-амперна характеристика, робоча точка.

Вступ

На сьогоднішній день використання засобів магнітних вимірювань має важливе значення не лише у наукових дослідженнях та випробуваннях, а й у багатьох галузях промисловості, оскільки на основі параметрів магнітного поля можна отримати інформацію про властивості матеріалів, якість магнітних деталей і елементів, процеси в установках атомної і ядерної фізики, виявити наявність корисних копалин, розробити методи діагностики в техніці та медицині [1].

Практично всі сучасні сенсори магнітного поля є аналоговими пристроями, недоліками яких є низький рівень вихідного сигналу (десяті долі – одиниці мілівольт), низька завадостійкість (і відповідно, низька точність), необхідність використання аналогово-цифрових перетворювачів та підсилювальної апаратури. Для усунення цих недоліків запропоновано перетворювач магнітного поля з частотним виходом на основі біполярного двоколекторного магнітотранзистора та елемента Холла. Сенсори з частотним виходом характеризуються високим рівнем вихідного сигналу (одиниці вольт), високою завадостійкістю, вони не потребують аналогово-цифрових перетворювачів та підсилювачів [2-4].

Розрахунок вольт-амперної характеристики перетворювача з частотним виходом необхідний для визначення умов виникнення від'ємного диференційного опору на виході перетворювача, тобто для правильного вибору робочої точки. Тому дана робота присвячена дослідженню вольт-амперної характеристики.

Теоретичні та експериментальні дослідження

Електрична схема перетворювача магнітного поля з частотним виходом на основі біполярного двоколекторного магнітотранзистора та елемента Холла [5] зображена на рис. 1.

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 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 $L1$.

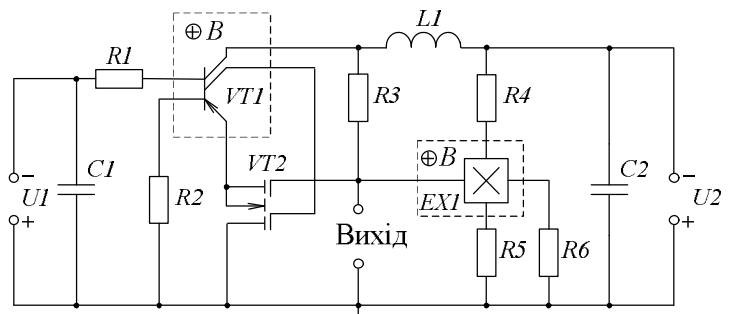


Рис. 1. Електрична схема перетворювача магнітного поля з частотним виходом [5]

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 $EX1$ 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 двоколекторного магнітотранзистора $VT1$ і стік двозатворного польового транзистора $VT2$, що викликає зміну резонансної частоти коливального контуру, яка є інформативним параметром для визначення магнітної індукції.

При розробці пристрою, основою якого є автогенератор електричних коливань, важливим є визначення спадаючої ділянки ВАХ (ділянки з від'ємним опором) для правильного вибору робочої точки на ній, тобто вибору оптимального режиму роботи та коефіцієнта корисної дії [3]. ВАХ розраховується на основі еквівалентної схеми пристрою для постійного струму (рис. 2).

В еквівалентній схемі використані наступні позначення: R_7 та R_8 – опори першої та другої бази біполярного двоколекторного магніточутливого 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 VT_2 ; R_{22} – опір стік – другий затвор транзистора VT_2 ; ; R_{24} – опір котушки індуктивності LI ; R_{25} – опір елемента Холла у напрямку виникнення ЕРС Холла.

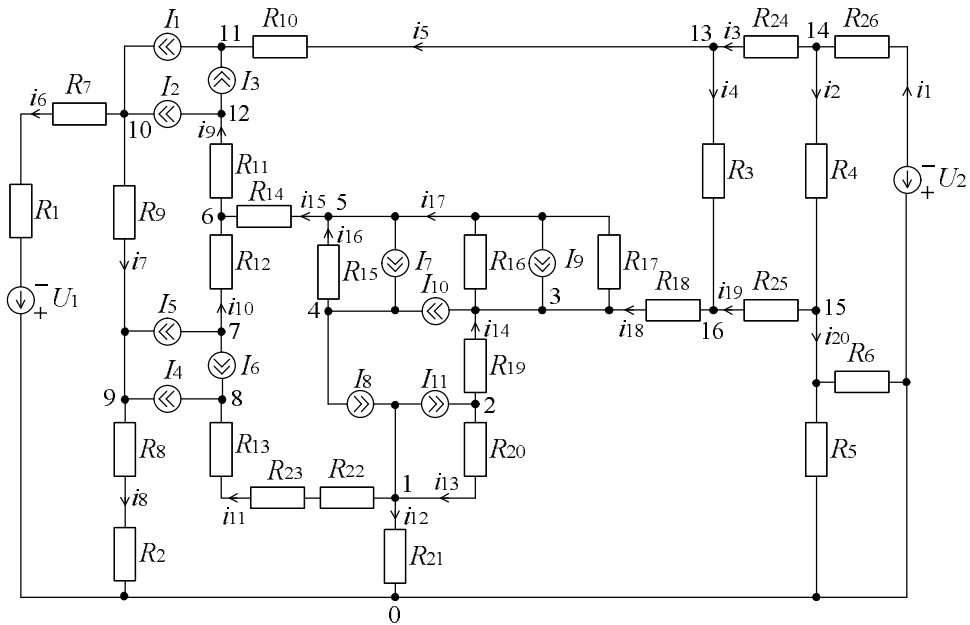


Рис. 2. Еквівалентна схема перетворювача магнітного поля з частотним виходом для постійного струму

Для розрахунку ВАХ скористаємось методом вузлових потенціалів, який є найбільш оптимальним для розрахунку електричних схем.

Позначимо провідності гілок еквівалентної схеми:

$$y_1 = \frac{1}{R_{26}}, y_2 = \frac{1}{R_4}, y_3 = \frac{1}{R_{24}}, y_4 = \frac{1}{R_3}, y_5 = \frac{1}{R_{10}}, y_6 = \frac{1}{R_1 + R_7}, y_7 = \frac{1}{R_9},$$

$$y_8 = \frac{1}{R_2 + R_8}, y_9 = \frac{1}{R_{11}}, y_{10} = \frac{1}{R_{12}}, y_{11} = \frac{1}{R_{13} + R_{22} + R_{23}}, y_{12} = \frac{1}{R_{21}}, y_{13} = \frac{1}{R_{20}},$$

$$y_{14} = \frac{1}{R_{19}}, y_{15} = \frac{1}{R_{14}}, y_{16} = \frac{1}{R_{15}}, y_{17} = \frac{R_{16} + R_{17}}{R_{16} \cdot R_{17}}, y_{18} = \frac{1}{R_{18}}, y_{19} = \frac{1}{R_{25}}, y_{20} = \frac{R_5 + R_6}{R_5 \cdot R_6}.$$

Прийемо вузол 0 за базовий, тоді система рівнянь Кірхгофа матиме вигляд

$$\left\{ \begin{aligned} I_8 - I_{11} &= j_1(y_{11} + y_{12} + y_{13}) - j_2 y_{13} - j_8 y_{11}; \\ I_{11} &= -j_1 y_{13} + j_2(y_{13} + y_{14}) - j_3 y_{14}; \\ I_9 - I_{10} &= -j_2 y_{14} + j_3(y_{14} + y_{17} + y_{18}) - j_5 y_{17} - j_{16} y_{18}; \\ I_7 - I_8 + I_{10} &= j_4 y_{16} - j_5 y_{16}; \\ -I_7 - I_9 &= -j_3 y_{17} - j_4 y_{16} + j_5(y_{15} + y_{16} + y_{17}) - j_6 y_{15}; \\ 0 &= -j_5 y_{15} + j_6(y_9 + y_{10} + y_{15}) - j_7 y_{10} - j_{12} y_9; \\ -I_5 - I_6 &= -j_6 y_{10} + j_7 y_{10}; \\ I_6 - I_4 &= -j_1 y_{11} + j_8 y_{11}; \\ I_4 + I_5 &= j_9(y_7 + y_8) - j_{10} y_7; \\ I_1 + I_2 - U_1 y_6 &= -j_9 y_7 + j_{10}(y_6 + y_7); \\ I_3 - I_1 &= j_{11} y_5 - j_{13} y_5; \\ -I_2 - I_3 &= -j_6 y_9 + j_{12} y_9; \\ 0 &= -j_{11} y_5 + j_{13}(y_3 + y_4 + y_5) - j_{14} y_3 - j_{16} y_4; \\ -U_2 y_1 &= -j_{13} y_3 + j_{14}(y_1 + y_2 + y_3) - j_{15} y_2; \\ 0 &= -j_{14} y_2 + j_{15}(y_2 + y_{19} + y_{20}) - j_{16} y_{19}; \\ 0 &= -j_3 y_{18} - j_{13} y_4 - j_{15} y_{19} + j_{16}(y_4 + y_{18} + y_{19}). \end{aligned} \right. \quad (1)$$

Введемо для спрощення системи наступні позначення:

$$A_1 = I_8 - I_{11}, \quad A_2 = I_{11}, \quad A_3 = I_9 - I_{10}, \quad A_4 = I_7 - I_8 + I_{10}, \quad A_5 = -I_7 - I_9, \quad A_6 = -I_5 - I_6, \\ A_7 = I_6 - I_4, \quad A_8 = I_4 + I_5, \quad A_9 = I_1 + I_2 - U_1 y_6, \quad A_{10} = I_3 - I_1, \quad A_{11} = -I_2 - I_3, \quad A_{12} = -U_2 y_1.$$

Тоді система рівнянь (1) набуде вигляду:

$$\begin{cases} A_1 = j_1(y_{11} + y_{12} + y_{13}) - j_2 y_{13} - j_8 y_{11}; \\ A_2 = -j_1 y_{13} + j_2(y_{13} + y_{14}) - j_3 y_{14}; \\ A_3 = -j_2 y_{14} + j_3(y_{14} + y_{17} + y_{18}) - j_5 y_{17} - j_{16} y_{18}; \\ A_4 = j_4 y_{16} - j_5 y_{16}; \\ A_5 = -j_3 y_{17} - j_4 y_{16} + j_5(y_{15} + y_{16} + y_{17}) - j_6 y_{15}; \\ 0 = -j_5 y_{15} + j_6(y_9 + y_{10} + y_{15}) - j_7 y_{10} - j_{12} y_9; \\ A_6 = -j_6 y_{10} + j_7 y_{10}; \\ A_7 = -j_1 y_{11} + j_8 y_{11}; \\ A_8 = j_9(y_7 + y_8) - j_{10} y_7; \\ A_9 = -j_9 y_7 + j_{10}(y_6 + y_7); \\ A_{10} = j_{11} y_5 - j_{13} y_5; \\ A_{11} = -j_6 y_9 + j_{12} y_9; \\ 0 = -j_{11} y_5 + j_{13}(y_3 + y_4 + y_5) - j_{14} y_3 - j_{16} y_4; \\ A_{12} = -j_{13} y_3 + j_{14}(y_1 + y_2 + y_3) - j_{15} y_2; \\ 0 = -j_{14} y_2 + j_{15}(y_2 + y_{19} + y_{20}) - j_{16} y_{19}; \\ 0 = -j_3 y_{18} - j_{13} y_4 - j_{15} y_{19} + j_{16}(y_4 + y_{18} + y_{19}). \end{cases} \quad (2)$$

Визначимо із четвертого, сьомого, восьмого, одинадцятого та дванадцятого рівнянь системи рівнянь

(2) потенціали j_4, j_7, j_8, j_{11} та j_{12} відповідно:

$$j_4 = j_5 + A_4 / y_{16}; \quad (3)$$

$$j_7 = j_6 + A_6 / y_{10}; \quad (4)$$

$$j_8 = j_1 + A_7 / y_{11}; \quad (5)$$

$$j_{11} = j_{13} + A_{10} / y_5; \quad (6)$$

$$j_{12} = j_6 + A_{11} / y_9. \quad (7)$$

Підставимо (5) у перше рівняння системи (2) та отримаємо вираз для потенціалу j_1 :

$$j_1 = j_2 y_{13} / (y_{12} + y_{13}) + (A_1 + A_7) / (y_{12} + y_{13}). \quad (8)$$

Підставивши (8) у друге рівняння системи (2), виведемо j_2 :

$$j_2 = j_3 \frac{y_{14}}{B_1} + \frac{A_2}{B_1} + \frac{(A_1 + A_7) y_{13}}{B_1 (y_{12} + y_{13})}, \quad (9)$$

де $B_1 = y_{13} + y_{14} - y_{13}^2 / (y_{12} + y_{13})$.

Знайдемо із шостого рівняння системи (2) потенціал j_6 , використовуючи вирази (4) і (7):

$$j_6 = j_5 + (A_6 + A_{11}) / y_{15}. \quad (10)$$

Врахувавши (3) і (10), визначаємо j_5 із п'ятого рівняння системи рівнянь (2):

$$j_5 = j_3 + (A_4 + A_5 + A_6 + A_{11}) / y_{17}. \quad (11)$$

Підставимо (9) та (11) у третє рівняння системи (2) та отримаємо вираз для потенціалу j_3 :

$$j_3 = j_{16} \frac{y_{18}}{B_2} + \frac{A_3 + A_4 + A_5 + A_6 + A_{11}}{B_2} + \frac{(A_1 + A_7) y_{13} y_{14}}{B_1 B_2 (y_{12} + y_{13})}, \quad (12)$$

де $B_2 = y_{14} + y_{18} - y_{14}^2 / B_1$.

Скориставшись (6), із тринадцятого рівняння виведемо j_{13} :

$$j_{13} = j_{14} y_3 / (y_3 + y_4) + j_{16} y_4 / (y_3 + y_4) + A_{10} / (y_3 + y_4). \quad (13)$$

Із п'ятнадцятого рівняння системи рівнянь (2) виведемо j_{15} :

$$j_{15} = j_{14} y_2 / (y_2 + y_{19} + y_{20}) + j_{16} y_{19} / (y_2 + y_{19} + y_{20}). \quad (14)$$

Підставивши (13) і (14) у чотирнадцяте рівняння системи (2), знайдемо вираз для потенціалу j_{14} :

$$j_{14} = j_{16} \frac{C_1}{B_3} + \frac{A_{12}}{B_3} + \frac{A_{10} y_3}{B_3 (y_3 + y_4)}, \quad (15)$$

де $C_1 = y_3 y_4 / (y_3 + y_4) + y_2 y_{19} / (y_2 + y_{19} + y_{20})$;

$$B_3 = y_1 + y_2 + y_3 - y_3^2 / (y_3 + y_4) - y_2^2 / (y_2 + y_{19} + y_{20}).$$

Із врахуванням (15) вираз (13) переписується:

$$j_{13} = j_{16} \left(\frac{C_1 y_3}{B_3 (y_3 + y_4)} + \frac{y_4}{y_3 + y_4} \right) + \frac{A_{10}}{y_3 + y_4} + \frac{A_{12} y_3}{B_3 (y_3 + y_4)} + \frac{A_{10} y_3^2}{B_3 (y_3 + y_4)^2}, \quad (16)$$

а вираз (14) набуде вигляду

$$j_{15} = j_{16} \left(\frac{C_1 y_2}{B_3 (y_2 + y_{19} + y_{20})} + \frac{y_{19}}{y_2 + y_{19} + y_{20}} \right) + \frac{A_{12} y_2}{B_3 (y_2 + y_{19} + y_{20})} + \frac{A_{10} y_2 y_3}{B_3 (y_3 + y_4) (y_2 + y_{19} + y_{20})}. \quad (17)$$

Підставимо (12), (16) та (17) у шістнадцяте рівняння системи та визначимо потенціал j_{16} :

$$j_{16} = \frac{A_{10} y_4}{B_4 (y_3 + y_4)} + \frac{(A_3 + A_4 + A_5 + A_6 + A_{11}) y_{18}}{B_2 B_4} + \frac{(A_1 + A_7) y_{13} y_{14} y_{18}}{B_1 B_2 B_4 (y_{12} + y_{13})} + \frac{A_{12} C_1}{B_3 B_4} + \frac{A_{10} C_1 y_3}{B_3 B_4 (y_3 + y_4)}, \quad (18)$$

де $B_4 = y_4 + y_{18} + y_{19} - y_{18}^2 / B_2 - C_1^2 / B_3 - y_4^2 / (y_3 + y_4) - y_{19}^2 / (y_2 + y_{19} + y_{20})$.

Струм у вихідному колі еквівалентної схеми (рис. 2) визначається як

$$i_{\text{вих}} = j_{16} y_{19} y_{20} / (y_{19} + y_{20}). \quad (19)$$

Підставивши у (19) вираз для потенціалу j_{16} (18), матимемо аналітичний вираз вольт-амперної характеристики перетворювача магнітного поля з частотним виходом:

$$i_{\text{вих}} = \frac{A_{10} y_4 y_{19} y_{20}}{B_4 (y_3 + y_4) (y_{19} + y_{20})} + \frac{(A_3 + A_4 + A_5 + A_6 + A_{11}) y_{18} y_{19} y_{20}}{B_2 B_4 (y_{19} + y_{20})} + \frac{(A_1 + A_7) y_{13} y_{14} y_{18} y_{19} y_{20}}{B_1 B_2 B_4 (y_{12} + y_{13}) (y_{19} + y_{20})} + \frac{A_{12} C_1 y_{19} y_{20}}{B_3 B_4 (y_{19} + y_{20})} + \frac{A_{10} C_1 y_3 y_{19} y_{20}}{B_3 B_4 (y_3 + y_4) (y_{19} + y_{20})}. \quad (20)$$

Вольт-амперна характеристика, розрахована на основі виразу (20) з використанням пакету прикладних програм Matlab 6.5, наведена на рис. 3. При розрахунку використано параметри типових електронних компонентів [6].

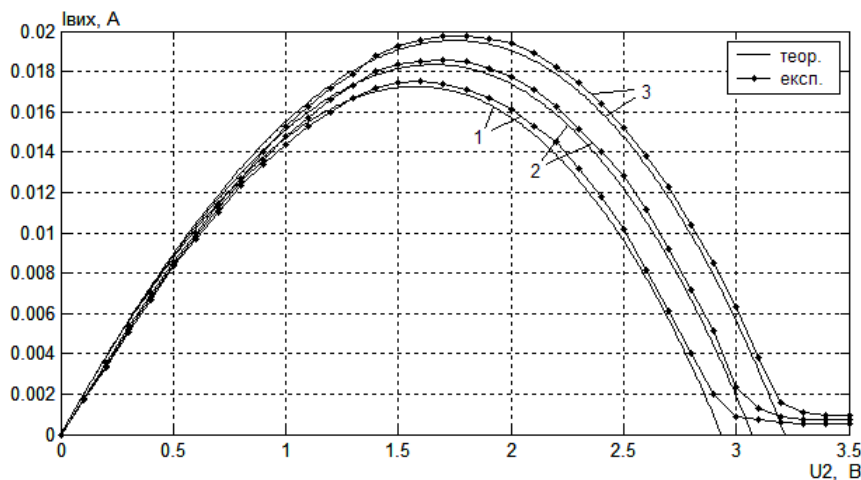


Рис. 3. ВАХ перетворювача магнітного поля з частотним виходом при різних значеннях керуючої напруги:

$$1 - U_1 = 1 \text{ В}; 2 - U_1 = 2 \text{ В}; 3 - U_1 = 3 \text{ В}$$

Як бачимо із графіків на рис. 3, при збільшенні керуючої напруги зростає ділянка від'ємного опору: при керуючій напрузі $U_1 = 1 \text{ В}$ від'ємний опір існує при напрузі $U_2 = 1,65 \dots 2,8 \text{ В}$, а при керуючій

напрузі $U_1 = 3 \text{ В}$ ділянка від'ємного опору наявна при напрузі $U_2 = 1,75...3,25 \text{ В}$. Тому найбільш оптимальною є керуюча напруга $U_1 = 3 \text{ В}$.

Висновок

Отримано аналітичний вираз вольт-амперної характеристики перетворювача магнітного поля з частотним виходом на основі біполярного двоколекторного магнітотранзистора та елемента Холла. Показано наявність ділянки від'ємного диференційного опору на вольт-амперній характеристиці, яка при значенні керуючої напруги $U_1 = 3 \text{ В}$ існує при напрузі живлення $U_2 = 1,75...3,25 \text{ В}$. Вибір робочої точки перетворювача на цій ділянці забезпечує компенсацію втрат енергії в коливальному контурі, що є необхідною умовою автогенерації.

Література

1. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: Науково-навчальне видання в 3-х томах / Вуйцик В., Готра З.Ю., Григор'єв В.В., Каліта В., Мельник О.М., Потенці Є.; за ред. З.Ю. Готри. – Львів: Ліга-Прес, 2003. – Т.2. – 595 с.
2. Новицький П.В. Цифровые приборы с частотными датчиками / Новицький П.В., Кноринг В.Г., Гутников В.С. – Л.: Энергия, 1970. – 424 с.
3. Осадчук В.С. Напівпровідникові перетворювачі інформації: Навчальний посібник / Осадчук В.С., Осадчук О.В. – Вінниця: ВНТУ, 2004. – 208 с.
4. Осадчук В.С. Сенсори тиску і магнітного поля: Монографія / Осадчук В.С., Осадчук О.В. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 207 с.
5. 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.
6. 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: Модели компонентов аналоговых устройств. – 72 с.

Надійшла до редакції
16.10.2011 р.

УДК 621.3.082

В.Ю. КУЧЕРУК, В.М. СЕВАСТ'ЯНОВ, В.С. МАНЬКОВСЬКА

Вінницький національний технічний університет

ПРО ОСНОВНІ ПРИНЦИПИ СТВОРЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ З ВИКОРИСТАННЯМ ГЕНЕРАТОРІВ ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ

В статті розглянуто принципи створення вимірювальних пристроїв з використанням генераторів хаотичних коливань. Проведенні макетні випробування схеми генератора Чуа.

In the article the principles of measuring devices using generators chaotic oscillations. Conducting test generator circuit Chua.

Ключові слова: генератор хаотичних коливань, детермінований хаос, чутливість, атрактор.

Вступ

У вимірювальній техніці досить часто виникає питання підвищення чутливості засобів вимірювань до малої зміни вимірювального параметра. Зовсім недослідженою областю є застосування властивостей хаотичних систем у вимірювальній техніці. Використання генератора хаотичних коливань для отримання вимірювальної інформації дозволяє суттєво підвищити чутливість засобів вимірювань, так як в нелінійних хаотичних системах найбільш сильна залежність процесу від параметрів системи виникає саме в режимі хаотичних коливань. Тому дана тема є актуальною.

Теоретичні аспекти використання теорії детермінованого хаосу в вимірюваннях наведено в [1]. Показано, що використання динамічних хаотичних систем дозволяє створювати пристрої з унікальними властивостями детермінованого хаосу.

Однією з головних властивостей хаотичної системи є структурна стійкість атракторів - малі зміни параметра системи міняють структуру атрактора безперервно, причому чутливість хаотичного процесу до параметра здійснюючої його системи надзвичайно висока. Швидкість зміни хаотичного процесу при малій зміні параметра системи оцінюється як експоненціальна [2].

Ця властивість дозволяє значно збільшити чутливість методу вимірювання при використанні в якості вимірювальних схем нелінійних генераторів хаотичних коливань.

Друга фундаментальна властивість хаотичних систем – висока чутливість до варіацій початкових умов – дозволяє прогнозувати сталі значення параметра нелінійних хаотичних систем на початковій ділянці