

7. Островський Л. А. Основы общей теории электроизмерительных устройств. – Л.: Энергия, 1971
8. Ольсон Г. Динамические аналогии. – М.: Иностранная литература, 1947.
9. Гамбурцев Г. А. О существовании электромеханических аналогий // Докл. АН СССР. – 1948. – 60 (8). – С. 1335-1337.
10. Hahnle W., Wissen. Veroff. Siemens-Konzern, 1932. – v. 11. – p. 1.

Надійшла 11.3.2005 р.

УДК 681.38

В.С. ОСАДЧУК, О.В. ОСАДЧУК, В.В. МАРТИНЮК  
Вінницький національний технічний університет

## МАГНІТНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР

*В статті показано можливість прямого перетворення індукції магнітного поля в частоту на основі гібридної інтегральної схеми, що складається з двоколекторного магніточутливого транзистора, польового двозатворного транзистора і біполярного транзистора. Отримано аналітичні залежності функції перетворення і рівняння чутливості. Теоретичні та експериментальні дослідження показали, що чутливість перетворювача складає 0,8-2,1 кГц/мТ.*

### Вступ

Вимірювання параметрів магнітного поля, на основі яких побудована значна кількість сучасних пристроїв автоматики, діагностики, комп'ютерної техніки, є основою фундаментальних наукових досліджень. За допомогою магнітних вимірювань досліджується будова і склад речовин, вимірювання далекого і ближнього космосу, розробка ядерних джерел енергії, магнітогідродинамічних і криогенних генераторів, високошвидкісного наземного транспорту на магнітній подушці, повітряної і морської навігації, методів діагностики в техніці та медицині [1].

Більшість перетворювачів магнітного поля є аналоговими, у яких магнітне поле перетворюється в електричний сигнал у вигляді напруги чи струму. Використання частотних перетворювачів дозволяє одержати ряд переваг перед аналоговими, які полягають у значному підвищенні завадостійкості, що дозволяє збільшити точність вимірювань, а також у можливості одержання великих вихідних сигналів. Це створює передумови відмови від підсилювальних пристроїв і аналого-цифрових перетворювачів при наступній обробці сигналу, що підвищує економічність вимірювальної апаратури [2, 3]. Використання магніточутливого двоколекторного транзистора як у якості чутливого, так і в якості підсилювального елемента дозволило значно спростити електричну схему частотного сенсора магнітного поля. У зв'язку з цим дана робота присвячена дослідженню основних параметрів магнітного частотного сенсора.

### Експериментальні дослідження

Електрична схема магнітного частотного сенсора наведена на рис. 1. Вона являє собою гібридну інтегральну схему, що складається з двоколекторного магніточутливого транзистора, польового двозатворного транзистора і біполярного транзистора, що створюють автогенераторний пристрій, частота генерації якого залежить від індукції магнітного поля.

На електродах колектора біполярного транзистора VT3 і стоці польового двозатворного транзистора VT2 існує повний опір, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна – ємнісний характер. Підключення індуктивності L1 до стоку двозатворного польового транзистора VT2 і загальної шини через блокувальну ємність C1 створює коливальний контур, втрати енергії в якому компенсуються від'ємним опором. Резистори R9 і R10 забезпечують режим живлення по постійному струму досліджуваної схеми. Під час дії магнітного поля на двоколекторний магніточутливий транзистор VT1 відбувається зміна еквівалентної ємності коливального контуру, що викликає зміну резонансної частоти.

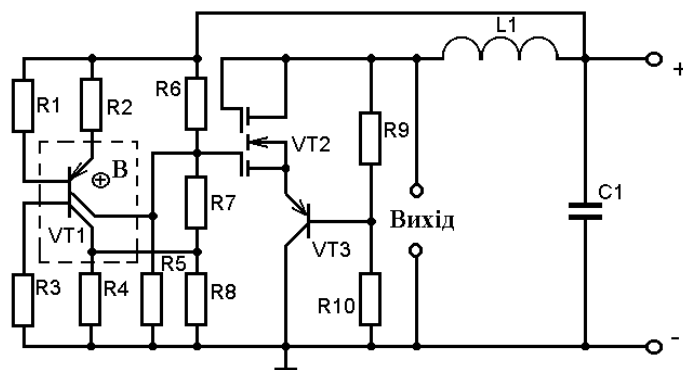


Рис. 1. Електрична схема магнітного частотного сенсора

Еквівалентна схема, магнітного частотного сенсора представлена на рис. 2. Вона є лінійною схемою, тому що автогенератор працює в області низьких частот у лінійному режимі роботи.

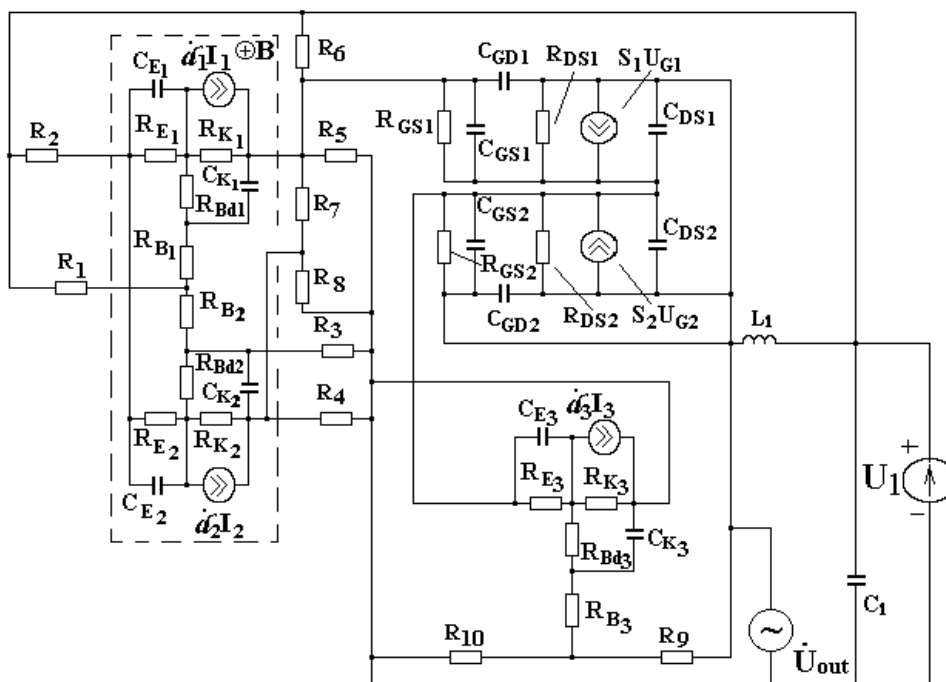


Рис. 2. Еквівалентна схема магнітного частотного сенсора

Розглянемо залежність елементів еквівалентної схеми магніточутливого двоклекторного транзистора від впливу магнітного поля. Виходячи з аналітичних залежностей параметрів еквівалентної схеми [4] визначається їхня залежність від магнітного поля. Омичний опір базової області залежить від дії магнітного поля в такий спосіб

$$R_B = R_{B0}(1 + c\mu_p^2 B^2), \quad (1)$$

де  $R_{B0}$  – опір базової області без дії магнітного поля,  $\mu_p$  – рухливість дірок,  $c$  – коефіцієнт, який залежить від механізму розсіювання дірок,  $B$  – магнітна індукція.

Залежність опору емітерного переходу від дії магнітного поля описується виразом

$$R_E = \frac{kT(1 + c\mu_p^2 B^2)}{qI_0 \cdot \exp(qU_{E0} / kT)}, \quad (2)$$

де  $k$  – постійна Больцмана,  $q$  – заряд електрона,  $I_0$  – зворотний струм емітерного p-n переходу,  $U_{E0}$  – постійна напруга на емітерному переході магніточутливого транзистора. Дифузійна ємність емітерного переходу залежить від дії магнітного поля відповідно до формули

$$C_E = \frac{qI_0 \tau_p \cdot \exp(qU_{E0} / kT)}{kT(1 + c\mu_p^2 B^2)}, \quad (3)$$

де  $\tau_p$  – час життя дірок. Ємність колекторного переходу описується формулою

$$C_K = S \left[ \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{2U_K \mu_p \rho_0 (1 + c\mu_p^2 B^2)} \right]^{1/2}, \quad (4)$$

де  $S$  – площа колекторного переходу,  $\rho_0$  – питомий опір базової області,  $U_K$  – зворотна напруга колекторного переходу магніточутливого транзистора,  $\varepsilon$ ,  $\varepsilon_0$  – діелектрична проникність напівпровідникового матеріалу базової області і вакууму, відповідно.

Залежність, коефіцієнта передачі струму в схемі з загальною базою в області низьких частот від дії магнітного поля можна представити у вигляді

$$\alpha = 1 - \frac{1}{2} \left[ \frac{W_0}{L_p (1 + c\mu_p^2 B^2 / 2)} \right]^2, \quad (5)$$

де  $L_p$  – дифузійна довжина дірок,  $W_0$  – товщина бази без впливу магнітного поля.

Таким чином, визначивши залежності елементів еквівалентної схеми від впливу магнітного поля, перейдемо до визначення функції перетворення і рівняння чутливості.

На підставі еквівалентної схеми відповідно до методу стійкості Ляпунова [5] визначена функція перетворення пристрою, що являє собою залежність частоти генерації від індукції магнітного поля. Аналітична залежність функції перетворення має вигляд

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 4L_1C_{GD}(C_B(B)R_B(B))^2}}{2LC_{GD}(R_B(B)C_B(B))^2}}, \quad (6)$$

де  $A_1 = LC_{GD} - (C_B(B)R_B(B))^2 - C_{GD}C_B(B)R_B^2(B)$ ,

$L_1$  – зовнішня індуктивність,  $C_B, R_B$  – еквівалентна ємність і опір базової області магніточутливого транзистора,  $C_{GD}$  – ємність затвор-стік польового транзистора.

Графічна залежність функції перетворення представлена на рис. 3. Чутливість магнітного частотного сенсора визначається на підставі виразу (6) і описується рівнянням

$$\begin{aligned} S_B^{F_0} = & -0.0198 \left( -2C_B(B)R_B^3(B)C_{GD} \left( \frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) \sqrt{A_1 + 2A_2} - 2C_B^2(B)R_B^3(B) \left( \frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) - 2C_B^3(B) \times \right. \\ & \times R_B^2(B) \left( \frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) - 3C_B(B)R_B^3(B)C_{GD} \left( \frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) - 2C_{GD}C_B^2(B)R_B^2(B) \left( \frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) + 8C_B^2(B)L \times \\ & \times R_B^3(B)C_{GD} \left( \frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) + 8LC_{GD}C_B^2(B)R_B^2(B) \left( \frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) + 4LC_{GD}R_B(B) \left( \frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) \sqrt{A_1^2 + 2A_2} + \\ & + 4R_B(B) \left( \frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) LC_{GD} + 4C_B(B)LC_{GD} \left( \frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) \sqrt{A_1^2 + 2A_2} + 4LC_{GD}C_B(B) \times \\ & \left. \times \left( \frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) \right) / \left( \left( 2\sqrt{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 2A_2}} / A_2 \right) \times LC_{GD}C_B^3(B)R_B^3(B)\sqrt{A_1^2 + 2A_2} \right), \quad (7) \end{aligned}$$

де  $A_2 = 2LC_{GD}(C_B(B)R_B(B))^2$ .

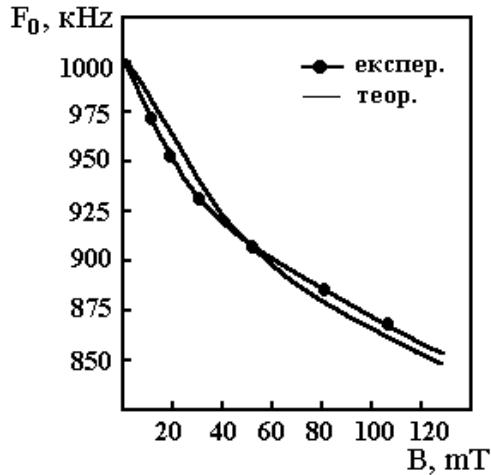


Рис. 3. Залежність частоти генерації від індукції магнітного поля

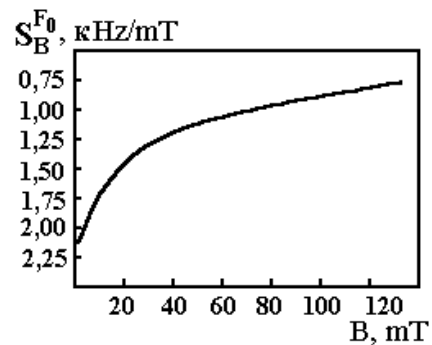


Рис. 4. Залежність чутливості від індукції магнітного поля

Графік залежності чутливості представлений на рис. 4. Як видно з графіка найбільша чутливість пристрою лежить у діапазоні від 0 до 50 мТ і складає 2,1-1,15 кГц/мТ.

### Висновки

Показано можливість прямого перетворення індукції магнітного поля в частоту на основі гібридної інтегральної схеми, що складається з двоколекторного магніточутливого транзистора, польового двозатворного транзистора і біполярного транзистора. Отримано аналітичні залежності функції перетворення і рівняння чутливості. Теоретичні та експериментальні дослідження показали, що чутливість перетворювача складає 0,8-2,1 кГц/мТ.

## Література

1. Мікроелектронні сенсори фізичних величин / За ред. З.Ю. Готри: В 3-х томах. – Т.2. – Львів: Ліга-Прес, 2003. – 595 с.
2. Новицкий П.В., Кноринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. – Л.: Энергия, 1970. – 424 с.
3. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. – Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2000. – 303 с.
4. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Радио и связь, 1990. – 264 с.
5. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники. – М.: Высшая школа, 1988. – 464 с.

Надійшла 5.3.2005 р.

УДК 621.317

С.Н. ПЕРЕГУДОВ, А.Ф. ЯНЕНКО  
НИЦ Квантовой медицины „Відгук”

## РАДИОМЕТРИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ ГЕНЕРАТОРА ЭТАЛОННОГО ШУМА

*Розроблено структурну схему радіометричної установки для автоматизованого вимірювання надзвичайно слабких шумових сигналів НВЧ-діапазону. Компенсація вимірювального сигналу виконується за допомогою еталонного генератора шуму з автоматичним регулюванням температури робочого елемента, що забезпечує підвищення точності вимірювання та розширює функціональні можливості установки.*

### Введение

Применение низкоинтенсивных генераторов шума миллиметрового диапазона длин волн (мм-диапазона) в практической медицине [1], а также исследование свойств собственного излучения биологических объектов [2] требуют усовершенствования контрольно-измерительной аппаратуры для обработки сигналов крайневисокой частоты (КВЧ) и метрологического обеспечения лечебной аппаратуры, применяемой в технологиях квантовой медицины. Современные высокочувствительные радиометрические установки позволяют решить задачу измерения малых мощностей сигналов мм-диапазона вплоть до  $10^{-13}$  Вт, однако имеют расчетную погрешность измерений до 40 % [2]. Вместе с тем, требование к аппаратуре, применяемой в квантовой медицине и медико-биологических исследованиях, значительно жестче: погрешность не должна превышать 10-15 %, что можно достичь за счет применения генератора эталонного шума, описанного в [3].

Недостатком указанного генератора, содержащего источник теплового шума, является фиксированное значение выходной мощности ( $4,5 \cdot 10^{-21}$  Вт / Гц). Возможность регулировки выходной мощности с помощью СВЧ-аттенюатора при таких малых уровнях сигналов – во-первых, не обеспечивает необходимую точность подавления из-за изменения параметров согласования (при разных выходных уровнях аттенюатора), а во-вторых, отсутствует возможность установления выходного сигнала больше чем уровень генератора шума (ГШ). В тоже время расширение пределов регулировки позволило бы не только расширить метрологические возможности радиометра [2], но и автоматизировать сам процесс измерений, что является задачей настоящего исследования.

### Основная часть

Принцип автоматического измерения мощности низкоинтенсивных сигналов мм-диапазона при помощи радиометрической установки и генератора эталонного шума был изложен в [3, 4]. Измерение уровня мощности входного сигнала производилось путем его сравнения с уровнем мощности генератора эталонного шума, регулируемого при помощи электрически управляемого аттенюатора, ток которого регулировался при помощи компьютера в зависимости от сигналов ошибки, поступающего на входной АЦП.

Применение электрически управляемого аттенюатора в качестве регулятора опорного уровня мощности КВЧ-сигнала и суммирующего устройства в виде волноводного тройника требует дополнительных развязывающих вентилях. При этом возрастает сложность входного волноводного тракта радиометрической системы, что, в свою очередь, увеличивает погрешность, как измерения входного сигнала, так и регулировки опорного.

Источники погрешности подобной схемы подробно проанализированы в [3]. Основными из них являются: погрешность, обусловленная рассогласованием элементов входного волноводного тракта, возрастающая по мере увеличения их количества, и погрешность, связанная с собственными трудно контролируруемыми шумами аттенюатора. Для устранения указанных источников погрешностей была изменена схема блока КВЧ и применен усовершенствованный по сравнению с [3] генератор эталонного шума, в котором в качестве нагревательного элемента использован термоэлектрический микроохладитель. (ТЭМО-7). Одна из