

Електротехнічні та радіотехнічні вимірювання

Висновки

Запропонований цифровий синтезатор частоти прямого синтезу забезпечує більш високу стабільність частоти вихідних коливань у порівнянні з аналогами (від п'яти до десяти разів, в залежності від типу кварцового резонатора) за рахунок компенсації термо- та вібродинамічних складових нестабільності опорного багаточастотного кварцового генератора з поточною ідентифікацією теплових та вібраційних дестабілізуючих впливів.

Література

1. Підченко С. К. Теорія і реалізаційні основи інваріантних багаточастотних п'єзореzonансних пристроїв та систем / С. К. Підченко. – Хмельницький, ХНУ, 2014. – 400 с.
2. Stofanik V. An improvement in the temperature-compensated DDS / V. Stofanik, I. Balaz, M. Minarik // Proc. of the 2001 IEEE/EIA International Frequency Control Symposium. – P. 662–664.
3. Стариков О. Прямой цифровой синтез частоты и его применение // Инженерная практика. 2002. – № 3. – С. 56–64.
4. CMOS, 125 MHz Complete DDS Synthesizer AD9850. Data Sheet Analog Devices Inc. Norwood, MA. USA.
5. Колпаков Ф. Ф. Теорія і реалізаційні основи інваріантних п'єзореzonансних коливальних систем / Ф. Ф. Колпаков, С. К. Підченко. – Харків: Нац. аерокосм. ун-т «Харьк. авіац. ін-т», 2011. – 327 с.
6. Методика оценка корреляционной связи между двумя выборками, представляющими собой результаты измерения в одноименных и разноименных шкалах / В.Л. Бурковская, С.Г. Макарова, В.П. Осипов, Н. В. Осипов, Л.Г. Комарова. – Киев., 1984. – 16 с. – Деп. в УкрНИИТИ 2.03.1985, № 619Ук-85.

Reference

1. Pidchenko S. K. Teoriya i realizatsiyni osnovi invariantnih bagatochastotnih p'ezorezonansnih pristroyiv ta sistem / S. K. Pidchenko. – Hmelnytskyi, HNU, 2014. – 400 p.
2. Stofanik V. An improvement in the temperature-compensated DDS / V. Stofanik, I. Balaz, M. Minarik // Proc. of the 2001 IEEE/EIA International Frequency Control Symposium. – Pp. 662–664.
3. Starikov O. Pryamoy tsifrovoy sintez chastoty i ego primeneniye // Inzhenernaya praktika. 2002. – № 3. – Pp. 56–64.
4. CMOS, 125 MHz Complete DDS Synthesizer AD9850. Data Sheet Analog Devices Inc. Norwood, MA. USA.
5. Kolpakov F. F. Teoriya i realizatsiyni osnovi invariantnih p'ezorezonansnih kolivallynih sistem / F. F. Kolpakov, S. K. Pidchenko. – Harkiv: Nats. aerokosm. un-t «Hark. avlats. In-t», 2011. – 327 p.
6. Metodika otsenka korrelyatsionnoy svyazi mezhdvu dvumya vyiborkami, predstavlyayuschimi soboy rezultaty izmereniya v odnoimennyih i raznoimennyih shkalah / V.L. Burkovskaya, S.G. Makarova, V.P. Osipov, N. V. Osipov, L.G. Komarova. – Kiev., 1984. – 16 p. – Dep. v UkrNIINTI 2.03.1985, № 619Uk-85.

Рецензія/Peer review : 16.1.2015 р. Надрукована/Printed :24.1.2015 р.
Стаття рецензована редакційною колегією

УДК 681.325

Г.Г. БОРТНИК, О.В. СТАЛЬЧЕНКО, К.О. БОЯРСЬКИЙ
Вінницький національний технічний університет, Україна

МЕТОД АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ З ДОДАТКОВИМ ШУМОПОДІБНИМ СИГНАЛОМ

У роботі представлено метод розширення динамічного діапазону аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) високочастотних сигналів на базі додаткового шумоподібного вхідного сигналу АЦП. Доведено, що даний метод характеризується високою ефективністю при високих значеннях нелінійності характеристики перетворення АЦП.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, високочастотні сигнали, динамічний діапазон.

G.G. BORTNYK, O.V. STALCHENKO, K.O. BOYRSKEY
Vinnitsa National Technical University, Ukraine

METHOD OF ANALOG-DIGITAL CONVERSION OF HIGH-FREQUENCY SIGNALS WITH ADDITIONAL NOISE SIGNAL

The method of analog-digital conversion of high-frequency signals, which unlike existing uses adding to the entrance signal of analog-digital converters (ADC) of additional noise as a multiharmonic noise signal is in-process offered.

Principles of correction of non-linearity of ADC are developed by an additional noise signal.

An additional noise signal is in a free frequency bar, close to maximum for this type ADC. Indemnification of noise signal is in future executed on the output of ADC and his filtration.

The offered method enables to reduce the level of non-linearity of description of transformation of ADC, which results in expansion of dynamic range of transformer.

It is well-proven that increase of amplitude of additional noise signal on the entrance of ADC to the values which exceed unit of the least significant bit will allow to execute the improvement of linearness of description of transformation of ADC.

Key words: analog-digital converter, high-frequency signals, dynamic range.

Вступ

Останнім часом широкого поширення набувають комп'ютеризовані системи з цифровим обробленням високочастотних сигналів. В таких системах перетворення вхідного високочастотного сигналу в цифрову форму здійснюється в аналого-цифровому тракті (АЦТ). Основним блоком АЦТ є аналого-цифровий перетворювач (АЦП), який виконує дискретизацію і квантування аналогових сигналів. Розвиток і розширення сфер використання систем з цифровим обробленням високочастотних сигналів неможливі без покращення засобів аналого-цифрового перетворення. Удосконалення таких засобів у свою чергу відбувається як шляхом збільшення смуги робочих частот, так і шляхом розширення динамічного діапазону. Особливий інтерес до швидкодіючих АЦП з широким динамічним діапазоном обумовлений тим, що в багатьох комп'ютеризованих системах все частіше використовуються схеми прямого перетворення сигналів без проміжного перетворення частоти, активно розвиваються і ширококуглові пристрої. У більшості цих пристроїв важливим є те, щоб АЦП мав широкий динамічний діапазон для одночасного реєстрування як сильних, так і за слабких сигналів [1].

Слід зазначити, що максимальний динамічний діапазон АЦП у значній мірі залежить від частотної смуги вхідних сигналів. Так, 16-розрядний АЦП з динамічним діапазоном до 98 дБ застосовується для перетворення низькочастотних сигналів, водночас для високочастотних сигналів такий динамічний діапазон є недосяжним [2]. Тому великий інтерес представляють АЦП, які при заданій високій частоті дискретизації забезпечують широкий динамічний діапазон.

Динамічний діапазон АЦП в основному визначається нелінійністю його характеристики перетворення (ХП). В апаратурі з цифровим обробленням сигналів широкого застосування набуло використання шумового сигналу як засобу покращення динамічного діапазону. Традиційно шумовий сигнал являє заваду з амплітудою, що не перевищує кроку квантування АЦП, яка додається до вхідного сигналу перетворювача. Метою такого додаткового шумового впливу є обмеження локальних нелінійностей ХП АЦП. Тобто, додавання додаткового шуму обмежує вплив на динамічний діапазон локальних нелінійностей ХП [3]. Основним недоліком такого методу є незначне покращення динамічного діапазону АЦП (до 3 дБ). Тому актуальною задачею є розробка методу розширення динамічного діапазону АЦП при збереженні потенційно високої швидкодії перетворювача.

Метою роботи є розширення динамічного діапазону АЦП високочастотних сигналів за рахунок додавання додаткового псевдошумового сигналу з подальшим компенсуванням його на виході перетворювача.

Для досягнення заданої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- здійснити обґрунтування додаткового псевдошумового сигналу;
- розробити принципи коригування нелінійності АЦП за допомогою додаткового псевдошумового сигналу;
- виконати аналіз ефективності запропонованого методу.

Обґрунтування додаткового псевдошумового сигналу

У роботі пропонується до вхідного сигналу додавати шумовий сигнал, спектр частот якого знаходиться за межами частотного діапазону корисного сигналу. З метою підвищення ефективності коригування нелінійності АЦП необхідно як додатковий псевдовипадковий вплив, використовувати багатотональний сигнал. Визначимо закон розподілу такого випадкового сигналу. Задача знаходження закону розподілу випадкового процесу базується на використанні характеристичних функцій. Якщо відома характеристична функція $\theta_U(V)$ випадкового процесу U , то густину ймовірності $\omega(U)$ можна знайти за допомогою оберненого до $\theta_U(V)$ перетворення Фур'є [4]

$$\omega(U) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_U(V) \cdot e^{-iV \cdot U} \cdot dV. \quad (1)$$

Багатотональний сигнал можна представити як суму деякого числа m взаємно незалежних складових U_1, U_2, \dots, U_l . Характеристична функція таких випадкових величин дорівнює добутку характеристичних функцій доданків: $\theta(V) = \theta_{U_1}(V) \cdot \theta_{U_2}(V) \cdot \dots \cdot \theta_{U_l}(V)$. Для випадку багатотонального сигналу, коли всі складові мають однакові характеристичні функції, отримаємо $\theta_l(V) = [\theta_1(V)]^l$.

Користуючись виразом (1), знайдемо густину ймовірності суми кількох синусоїдальних сигналів з випадковими фазами. Причому, вважаємо, що амплітуди кожної зі складових однакові та дорівнюють $U_{mi} = \frac{U_m}{l}$. На базі відомого виразу для густини ймовірності гармонічного коливання [3] знаходимо характеристичну функцію

$$\theta_1(V) = \frac{1}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{e^{iV \cdot U}}{\sqrt{1 - U^2}} dU. \quad (2)$$

Якщо в (2) підставити $e^{iVU} = \cos(VU) + i \sin(VU)$ та врахувати, що $\frac{\sin(VU)}{\sqrt{1-U^2}}$ є непарною функцією, то скориставшись [4], можна отримати

$$\theta_1(V) = \frac{2}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{\cos(VU)}{\sqrt{1-U^2}} dU = J_0(V), \quad (3)$$

де $J_0(V)$ – функція Бесселя першого роду нульового порядку.

Для багатотонального сигналу, що містить l гармонічних коливань з однаковими амплітудами $\frac{U_m}{l}$ та випадковими взаємозалежними фазами, характеристична функція знаходиться як

$$\theta_l(V) = \left[J_0\left(\frac{V}{\sqrt{l}}\right) \right]^l. \quad (4)$$

Для знаходження густини ймовірності багатотонального сигналу необхідно відповідно до виразу (1) обчислити інтеграл $\omega_l(U) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_l(V) \cdot e^{-iVU} dV$. З урахуванням (3), (4) можна записати

$$\omega_l(U) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left[J_0\left(\frac{V}{\sqrt{l}}\right) \right]^l \cdot \cos(VU) \cdot dV. \quad (5)$$

Знаходження інтегралу (5) для $l \geq 2$ здійснюється з використанням функцій Лежандра другого роду $Q_l(U)$ [4]. На рис. 1 наведено розподіл густин ймовірностей багатотональних сигналів.

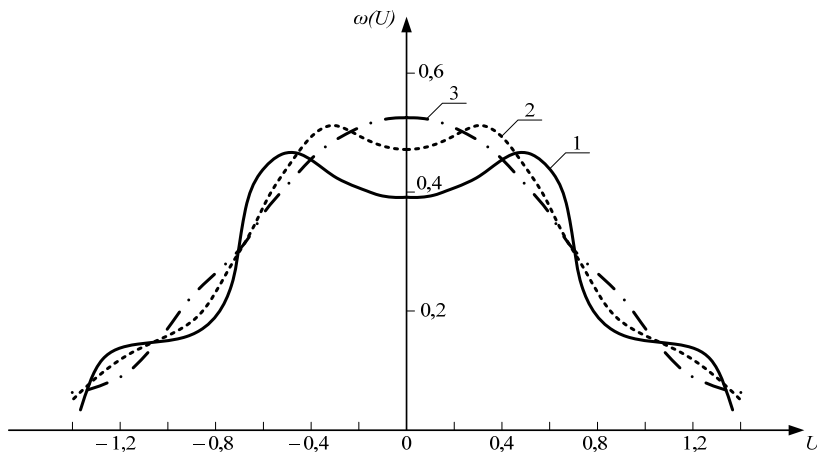


Рис.1. Густина ймовірностей двотонального (1), тритонального (2) та чотиритонального сигналу (3)

Таким чином, густина ймовірності чотиритонального сигналу відображає криву подібну до гауссового процесу, незважаючи на те, що окремі синусоїди характеризуються зовсім іншою густиною ймовірності. Цей сигнал є оптимальним типом додаткового шумоподібного сигналу АЦП, який, з одного боку, дає змогу легко формувати необхідну частотну смугу, а з іншого – просто реалізується при використанні широкої номенклатури стандартних генераторів синусоїдальних сигналів з нормованими характеристиками.

Принципи коригування нелінійності АЦП за допомогою додаткового псевдошумового сигналу

У робочому частотному діапазоні АЦП поблизу частоти Найквіста, яка дорівнює $0,5f_s$, існує смуга частот, що називається захисним частотним інтервалом. Наявність на частотній осі захисного інтервалу обумовлена неможливістю реалізації аналогових фільтрів з ідеальними амплітудно-частотними характеристиками прямокутної форми. Ця вільна від вхідного сигналу частотна смуга може використовуватись для додаткового шумового сигналу. Ширина цієї частотної смуги

$$\Delta f = 0,5f_s - f_m, \quad (6)$$

де f_m – максимальна частота у спектрі вхідного сигналу.

Для уникнення ефекту накладання спектрів смуга частот додаткового шумового сигналу повинна бути на 10% вузьчою від вільної смуги частот, тобто

$$\Delta f_{dn} = 0,9(0,5f_s - f_m). \quad (7)$$

Знайдемо максимально допустиме значення напруги додаткового шумового сигналу. Амплітуда цього сигналу повинна бути такою, щоб не виконати перевантаження розрядної сітки АЦП. Тобто, сумарне значення корисного сигналу та шумоподібного не повинне перевищувати максимального розмаху вхідного сигналу АЦП U_{fs} . Якщо позначити через U_s рівень вихідного сигналу АЦП, що відповідає максимальному сигналу без обмеження при увімкненому додатковому сигналі, а через U_m – рівень вихідного сигналу АЦП, що відповідає повній шкалі перетворення, то амплітуда додаткового шумоподібного сигналу дорівнює

$$U_{dn} = 0,5U_{fs} \left(1 - \frac{U_s}{U_m} \right). \quad (8)$$

Підвищення амплітуди додаткового шумового сигналу на вході АЦП до значень, що перевищують одиницю молодшого розряду (ОМР), тобто $U_{dn} > q$, дозволить виконати усереднення нелінійності характеристики перетворення АЦП.

Структура коригування нелінійності АЦП за допомогою шумоподібного сигналу наведена на рис. 2. На перший вхід аналогового суматора АС подається вхідний височастотний сигнал U_{in} . Додатковий сигнал з виходу формувача багатотонального шумового сигналу ФБШС в цифровій формі подається на вхід цифроаналогового перетворювача ЦАП, з виходу якого в аналоговому вигляді цей сигнал U_{dn} підсумовується в аналоговому суматорі з вхідним сигналом U_{in} перед подаванням його на вхід АЦП. Одночасно у цифровому вигляді цей же додатковий сигнал Q_{dn} з виходу ФБШС віднімається від вихідного сигналу АЦП Q_r за допомогою цифрового віднімача ЦВ.

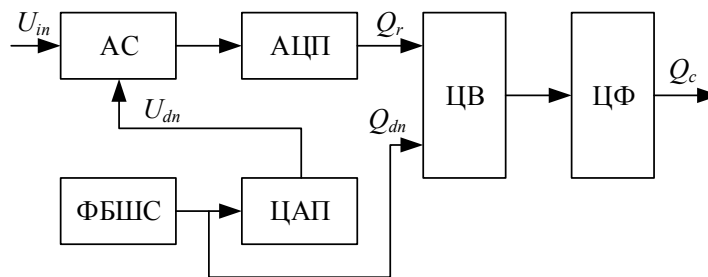


Рис.2. Структура процесу коригування нелінійності АЦП на базі додаткового шумового сигналу

З метою зниження паразитних компонентів шумового сигналу на виході АЦП за допомогою цифрового фільтра ЦФ виконується подавлення усіх частотних складових у смузі Δf_{dn} .

Аналіз ефективності методу аналого-цифрового перетворення з додатковим шумом

Проаналізуємо ефективність запропонованого методу додавання додаткового шумового сигналу з подальшою його компенсацією на виході АЦП. Динамічний діапазон n -розрядного АЦП, що обмежується лише нелінійністю його ХП, дорівнює [3]:

$$D = 20 \lg \frac{2^{n+1}}{3\delta}, \quad (9)$$

де δ – значення нелінійності ХП.

Запишемо цей вираз з урахуванням потужності шумів квантування, характеристики вхідного сигналу через пік-фактор та режиму дискретизації АЦП

$$D = 6n - 20 \lg k + 4,8 - 20 \lg \left(1 + \frac{3\delta}{q} \right) + 10 \lg \frac{f_s}{2f_{in}}. \quad (10)$$

Уведемо у вираз (10) додатковий шумовий сигнал

$$D = 20 \lg \frac{U_{in} - U_{dn}}{U_{fs}} + 6n - 20 \lg k + 4,8 - 20 \lg \left(1 + E \left(\frac{3\delta}{q} \right) \right) + 10 \lg \frac{f_s}{2f_{in}}, \quad (11)$$

де $E \left(\frac{3\delta}{q} \right)$ – операція усереднення нелінійності ХП АЦП з кроком квантування q .

Ступінь послаблення нелінійності залежить від значення вхідного додаткового шумового сигналу. На рис. 3 наведена залежність динамічного діапазону від значення нелінійності характеристики перетворення 16-розрядного АЦП для різних рівнів додаткового шумового сигналу.

Нижня крива відповідає відсутності на вході АЦП додаткового шумового сигналу. Для середньої

кривій амплітуда додаткового шуму дорівнює кроку квантування АЦП. Для верхньої кривої амплітуду шумоподібного сигналу обрано згідно виразу (8). Таке співвідношення між корисним вхідним та додатковим шумоподібним сигналом дає ефект розширення динамічного діапазону особливо в зоні великих нелінійностей АЦП. Наприклад, при $\delta = 10$ ОМР динамічний діапазон АЦП зберігає досить високе значення на рівні 81 дБ.

Водночас два інших випадки співвідношення вхідного та додаткового сигналів демонструють зниження динамічного діапазону на 13 дБ, тобто до значення 68 дБ. Додатковий шумовий сигнал низького рівня є ефективним засобом покращення динамічного діапазону АЦП лише при незначних рівнях нелінійностей, що не перевищують одиниці молодшого розряду.

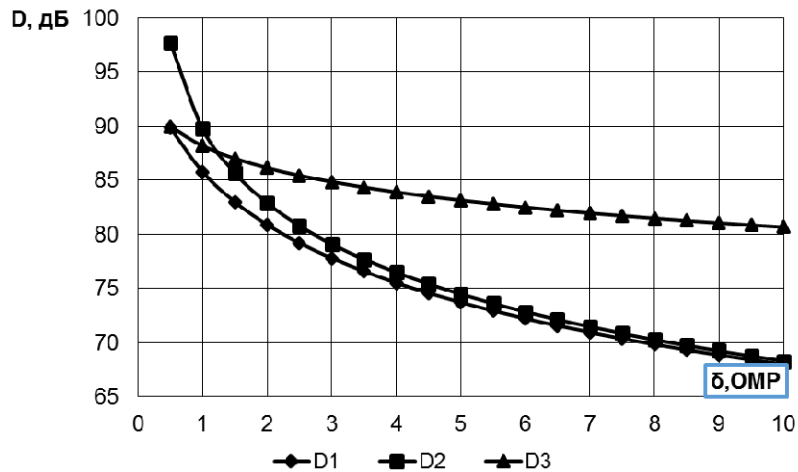


Рис. 3. Залежність динамічного діапазону від нелінійності 16-розрядного АЦП для різних рівнів напруги додаткового шумового сигналу

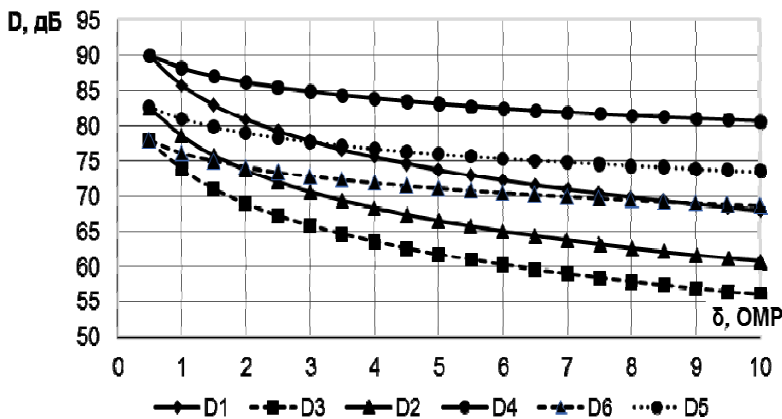


Рис. 4. Залежність динамічного діапазону від нелінійності 16-розрядного АЦП для різних типів вхідних сигналів

динамічного діапазону на 6÷14 дБ залежно від рівня нелінійності ХП (від 2 до 10 ОМР). Слід зазначити, що при перетворенні вхідних сигналів з рівнем $U_{in} = 0,25U_{fs}$ динамічний діапазон менший на 12 дБ від потенційно можливого. Тому на практиці потрібно дотримуватись режиму повного охоплення шкали квантування вхідним високочастотним сигналом АЦП.

Висновки

У роботі запропоновано метод аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів, який на відміну від існуючих, використовує додавання до вхідного сигналу АЦП додаткового шуму у вигляді багатотонального псевдошумового сигналу.

Додатковий шумоподібний сигнал знаходиться у вільній частотній смузі, наближеній до граничної для даного типу АЦП. У подальшому виконується подавлення шумового сигналу на виході АЦП як за амплітудою, так і в частотній області.

Запропонований метод дає змогу знизити рівень нелінійності ХП АЦП, що призводить до розширення динамічного діапазону перетворювача.

Література

1. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. / Э. Айфичер, Б. Джервис. – М. : Вильямс, 2004. – 992 с. – ISBN 5-8459-0710-1.
2. Скляр Б. Цифровая связь / Б. Скляр. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с. – ISBN 5-8459-0386-6.
3. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование : пер. с англ. / Уолт Кестер. – М. : Техносфера, 2007. – 1016 с. – ISBN 978-5-94836-146-8.
4. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2013. – 128 с. – ISBN 978-966-641-537-3.

1. Ayficher E.S. Cifrovay obrabotka signalov / E.S. Ayficher, B.W. Jervis. – М.: Williams, 2008. – 992 p.
2. Sklar B. Cifrovay svyz / B. Sklar. – М.: Williams, 2003. – 1004 p.
3. Kester W. Analogo-cifrovoe preobrazovsnie / Walt Kester. – М.: Technosphere, 2007. – 1016 p.
4. Bortnyk G.G. Metodu ta zasobu analogo-cifrovogo peretvorenny vusokochastotnyh signaliv / G.G. Bortnyk, S.G. Bortnyk, V.M. Kuchak. – Vinnytsya: VNTY, 2013. – 128 p.

Рецензія/Peer review : 19.1.2015 р.

Надрукована/Printed :24.1.2015 р.

Стаття рецензована редакційною колегією

УДК 621.382.323

О.В. ОСАДЧУК, М.О. ПРИТУЛА, К.О.КОВАЛЬ, Я.О. ОСАДЧУК

Вінницький національний технічний університет

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ МАГНІТНОГО ПОЛЯ З ДАТЧИКОМ ХОЛЛА ТА ЧАСТОТНИМ ВИХІДНИМ СИГНАЛОМ

У статті розроблено радіовимірювальний перетворювач магнітного поля з датчиком Холла та частотним вихідним сигналом. Принцип роботи розробленого радіовимірювального перетворювача магнітного поля базується на основі автогенератора на транзисторній структурі з від'ємним опором. Також проведено експериментальні дослідження залежності частоти вихідного коливання розробленого радіовимірювального перетворювача від напруженості магнітного поля.

Ключові слова: радіовимірювальний перетворювач, датчик Холла, напруженість магнітного поля.

O.V. OSADCHYK, M.O. PRYTULA, K.O. KOVAL, Y.O. OSADCHYK

Vinnytsya national technical university

THE RADIOMEASURING CONVERTER OF THE MAGNETIC FIELD WITH HALL SENSOR AND FREQUENCY OUTPUT SIGNAL

The radiomeasuring converter of the magnetic field with Hall sensor and frequency output signal was developed. The principle of the developed radiomeasuring converter of the magnetic field is based on the oscillator on the transistor structure with negative resistance. Also the experimental research output oscillation frequency depends developed transducers on the magnetic field is conducted.

Keywords: radiomeasuring converter, hall sensor, the magnetic field.

Вступ

Вимірювання параметрів магнітних полів знаходить безліч застосувань як у фундаментальних, так і в прикладних дослідженнях різних наук. Існує багато методів, приладів та систем для вимірювання параметрів магнітних полів. Але останнім часом все більше застосування знаходять напівпровідникові гальваномагнітні радіовимірювальні прилади. Значний інтерес до гальваномагнітних явищ і на їх основі приладів та систем, пояснюється рядом особливостей і переваг, основні з яких: пропорційність вихідного сигналу векторному добутку електричного і магнітного полів, що діють на прилад, відсутність електричного зв'язку між вхідними і вихідними колами цих приладів, малі габарити, споживана потужність, висока надійність та інші. Ці особливості роблять їх перспективними для широкого наукового та промислового використання і дозволили сконструювати серію простих, зручних, надійних вимірювальних приладів і функціональних пристроїв найрізноманітнішого призначення [1].

Інтенсивний розвиток технологій напівпровідників сприяє пошуку та розробці нових високочутливих датчиків магнітного поля, здатних визначати напрям і вимірювати величину магнітного поля. Вони широко використовуються в медицині, в автомобілебудуванні, в дефектоскопії, в геології при дослідженні нових родовищ, при створенні систем позиціонування і навігаційних систем і в інших сферах. Використання існуючих датчиків магнітного поля у складі сучасних інтегральних пристроїв в даний час пов'язана з низкою проблем, серед яких головними є низька чутливість датчика до магнітного поля і відсутність загальної технології виготовлення функціональної інтегральної схеми і датчика. Водночас вдосконалюються алгоритми та схеми перетворення інформативних сигналів датчиків магнітного поля в вимірювальну величину. Це сприяє підвищенню чутливості та розширенню діапазона вимірювань пристрою або системи [2].

Таким чином, розробка та експериментальне дослідження таких перетворювачів з підвищеною чутливістю постійного магнітного поля є актуальною задачею.

Метою розробки радіовимірювального перетворювача магнітного поля з частотним виходом є створення електричної схеми та її експериментальне дослідження на основі теоретичних засад роботи датчика Холла.

В даній статті запропонований та експериментально досліджений вимірювальний пристрій постійного магнітного поля на основі частотного перетворювача з датчиком Холла.

Математичний аналіз датчика Холла

Фізичний механізм ефекту Холла полягає в тому, що при дії магнітного поля на напівпровідник, по