

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

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

вважалися виключно аналоговими, тобто спостерігається наближення ЦОС до лінійного тракту (хвилеводів, антен, коаксіальних кабелів). Разом з тим, в царині обробки високочастотних сигналів перехід до цифрової методології оброблення є складною проблемою, оскільки сучасні радіотехнічні системи та пристрої функціонують в діапазоні надвисоких частот, використовуючи складні види широкопasmової модуляції. При цьому висуваються особливі вимоги до продуктивності засобів оброблення сигналів. Тому методи та засоби цифрової обробки сигналів на рівні вторинного оброблення в радіотехнічних телекомунікаційних системах та пристроях ефективно використовуються протягом останніх кількох десятиріч.

Аналогово-цифрові перетворювачі (АЦП) є ключовими елементами комп'ютерних та радіотехнічних систем. Але їх реалізація в діапазоні НВЧ хвиль супроводжується деякими проблемами, що спричиняються особливістю поширення даних хвиль у провідниках. Як відомо НВЧ хвилі [1] поширюються не лише у самому провіднику (кабелі чи смужковій лінії) але і у просторі навколо нього, що в кінцевому результаті зумовлює необхідність враховування геометричних розмірів смужкових ліній. Також через необхідність дискретизації сигналу в АЦП виникає проблема створення частоти вищої ніж частота вхідного сигналу, та обробка результатів дискретизації з такою частотою.

**Постановка задачі.** Метою даного дослідження є розробка фазового аналогово-цифрового перетворювача для діапазону НВЧ на базі смужкових ліній передачі для реалізувати безпосереднє оброблення сигналів безпосередньо на частоті-носії, що дозволить знизити втрати інформативності прийнятих сигналів.

**Основний матеріал.** Одним із шляхів підвищення граничної частоти перетворюваних сигналів є перенесення їх спектра у смугу надвисоких частот (НВЧ). У радіотехнічних системах такі перетворення можна здійснити за допомогою амплітудної, частотної чи фазової модуляції сигналу носійної частоти. Такі методи оброблення сигналів набули особливого значення після того, як з'явилися транзистори з граничними частотами  $10 \div 25$  ГГц.

У роботі пропонується швидкодіючий АЦП з обробленням сигналів на базі фазової модуляції [2]. Структура АЦП побудована на базі конвеєрної організації кодування.

При виконанні будь-яких схем для НВЧ діапазону необхідно враховувати геометричні розміри смужкових ліній. Хвилі НВЧ діапазону мають довжину хвилі  $l_0$  співрозмірну з довжиною друкованих провідників (від 1 до 10 см).

На рис. 1 зображено схема блоку компарації вхідного сигналу і опорного коливання.

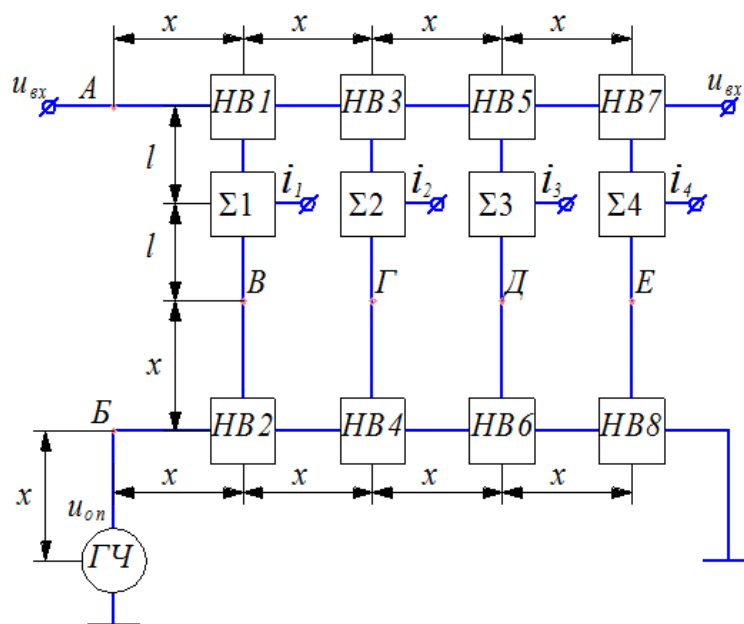


Рис. 1. Блок компарації вхідного сигналу і опорного коливання

Запропонована схема забезпечує вимірювання фази вхідного сигналу у точці А. Принцип роботи схеми ґрунтується на порівнянні фази вхідного сигналу  $u_{вх}$  у точках відгалуження з фазою опорного коливання  $u_{оп}$  у точках В, Г, Д, Е.

Напрявлені відгалужувачі НВ1, НВ3, НВ5 та НВ7 забезпечують відділення сигналу у точках лінії з кроком  $x$  (м) (при цьому враховується і довжина лінії у самому відгалужувачі). Так як крок вимірювання фази при 2-х розрядах АЦП складає  $90^\circ$ , то відстань  $x$  обирається виходячи з формули [3]:

$$x = n l_{ef} + \frac{l_{ef}}{4}, \quad (1)$$

де  $n$  – ціле число,  $n = 1, 2, 3, \dots$ ;

$I_{ef\phi}$  – ефективна довжина хвилі [1, 3], визначається за формулою:

$$I_{ef\phi} = \frac{I_0}{\sqrt{\epsilon_{ef\phi}}},$$

де  $\epsilon_{ef\phi}$  – ефективна діелектрична проникність смужкової лінії (залежить від матеріалу підкладки і параметрів лінії [1]);

$I_0$  – довжина хвилі у вакуумі, визначається за формулою [1, 3]:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f},$$

де  $c$  – швидкість світла в вакуумі;  
 $f$  – частота сигналу.

Якщо відстань  $x$  визначається за формулою (1), а фаза сигналу  $u_{ex}$  в точці  $A$  рівна  $j_0$ , то у вторинній лінії відгалужувачів  $HB1$ ,  $HB3$ ,  $HB5$  та  $HB7$  значення фаз буде відповідно рівне:

$$j_{HB1} = j_0 + (n \cdot 180^\circ + 90^\circ) = j_0 + 90^\circ;$$

$$j_{HB3} = j_0 + (n \cdot 180^\circ + 180^\circ) = j_0 + 180^\circ;$$

$$j_{HB5} = j_0 + (n \cdot 180^\circ + 270^\circ) = j_0 + 270^\circ;$$

$$j_{HB7} = j_0 + (n \cdot 180^\circ + 360^\circ) = j_0 + 360^\circ.$$

Генератор опорної частоти  $\Gamma\mathcal{C}$  забезпечує утворення коливання  $u_{on}$  з амплітудою співрозмірною до амплітуди вхідного сигналу  $u_{ex}$  та початковою фазою  $j_0^{on}$  рівною 0. Таким чином, якщо відстань  $x$  визначається за формулою (1), то фаза опорного коливання у точках  $B$ ,  $B$ ,  $\Gamma$ ,  $D$ ,  $E$  буде:

$$j_B^{on} = j_0^{on} + (n \cdot 180^\circ + 90^\circ) = 90^\circ;$$

$$j_B^{on} = j_0^{on} + (n \cdot 180^\circ + 270^\circ) = 270^\circ;$$

$$j_\Gamma^{on} = j_0^{on} + (n \cdot 180^\circ + 450^\circ) = 90^\circ;$$

$$j_D^{on} = j_0^{on} + (n \cdot 180^\circ + 630^\circ) = 270^\circ;$$

$$j_E^{on} = j_0^{on} + (n \cdot 180^\circ + 810^\circ) = 90^\circ.$$

Суматори  $\Sigma 1$ ,  $\Sigma 2$ ,  $\Sigma 3$ ,  $\Sigma 4$  забезпечують додавання сигналів з виходів  $HB1$ ,  $HB3$ ,  $HB5$  та  $HB7$  і точок  $B$ ,  $\Gamma$ ,  $D$ ,  $E$  відповідно. На рис. 2а наведено процес створення сигналів на виходах  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ ,  $i_4$  при значенні  $j_0 = 0$ .

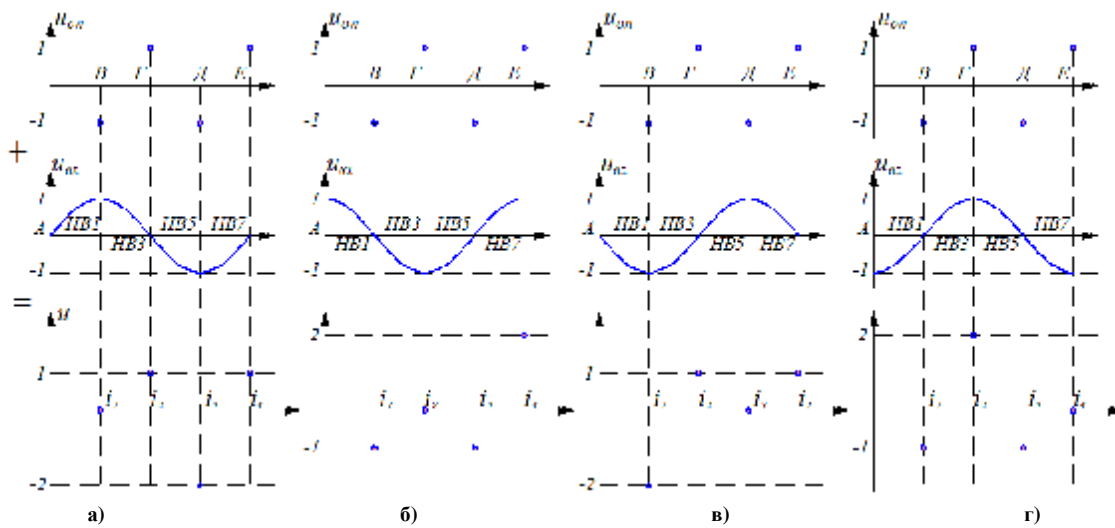


Рис. 2. Залежність значення амплітуди сигналу на виходах суматорів  $\Sigma 1$ ,  $\Sigma 2$ ,  $\Sigma 3$ ,  $\Sigma 4$  від значення початкової фази  $j_0$  сигналу  $u_{ex}$

Як видно з рис. 2а, амплітуда сигналу на виході  $i_1$  має від'ємне значення. Аналогічна ситуація спостерігається на інших виходах суматорів на рис. 2б, 2в, які відповідають значенням фази  $j_0$  рівним відповідно  $180^\circ$ ,  $270^\circ$  та  $360^\circ$ . Для того щоб працювати з однополярною напругою необхідно пропустити

сигнал з виходів  $i_1, i_2, i_3, i_4$  через випрямляючі НВЧ діоди та порогові пристрої, які встановлюють два можливі логічні значення – «0» або «1» (рис. 3).

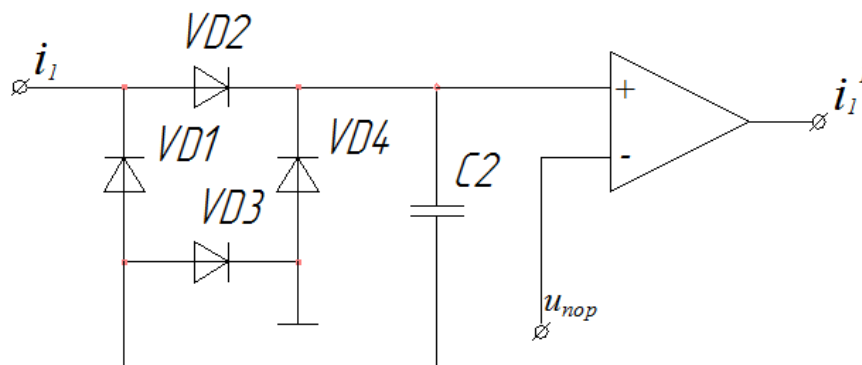


Рис. 3. Випрямлення та обробка сигналу на виході суматора

Як відомо напруга на виході мостової схеми в точці  $K$  співвідноситься з амплітудою  $u_i$  сигналу  $i$  як:

$$u_K = \frac{u_i}{\sqrt{2}}.$$

На рис. 4 подано залежність випрямленої напруги від початкової фази  $j_0$  сигналу  $u_{ex}$  отримана в результаті моделювання у програмі MATLAB 6.5

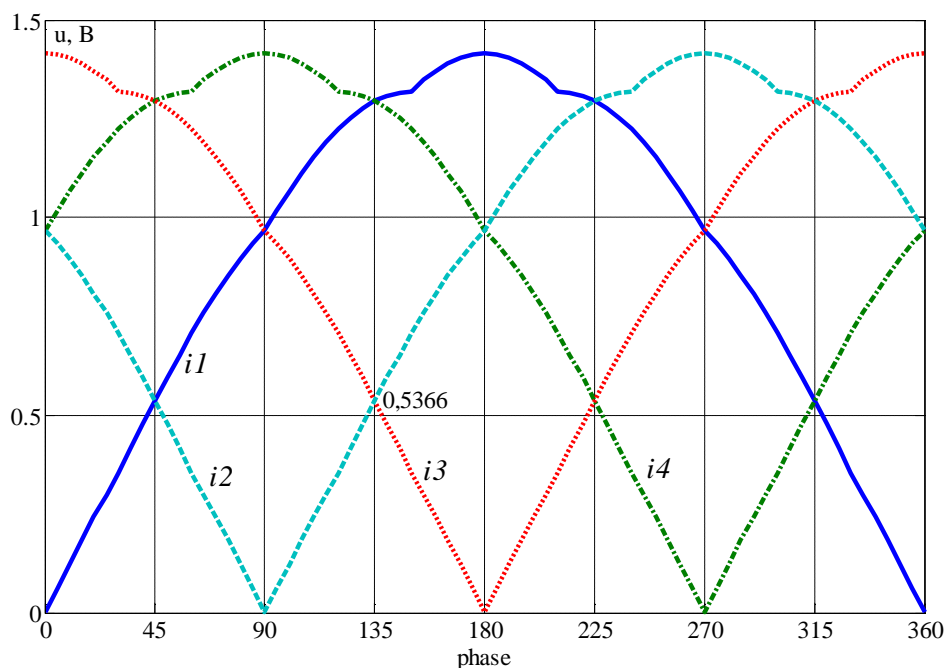


Рис. 4. Залежність випрямленої напруги з виходів  $i_1, i_2, i_3, i_4$  від  $j_0$

Як видно з рис. 4 значення порогової напруги необхідно встановити рівним:

$$u_{nop} = 0,5366 \cdot E_m, \quad (2)$$

де  $E_m$  – амплітуда сигналів  $u_{ex}$  і  $u_{on}$ .

При використанні формули (2) для  $u_{on}$  можна побудувати таблицю логічних станів виходів компаратора  $i_1^1, i_2^1, i_3^1, i_4^1$  (табл. 1).

Логічні стани АЦП

$j_0, ^\circ$	$i_1^1$	$i_2^1$	$i_3^1$	$i_4^1$	$a$	$b$
316 – 45	0	1	1	1	0	0
46 – 135	1	0	1	1	0	1
136 – 225	1	1	0	1	1	0
226 – 315	1	1	1	0	1	1

Формування вихідного двійкового коду  $a$ ,  $b$  (табл. 1) здійснюється за допомогою логічної схеми зображеної на рис. 5.

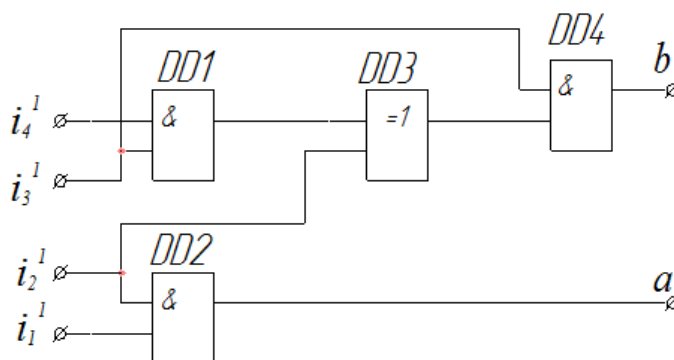


Рис. 5. Логічна схема формування вихідного коду

Так як НВЧ сигнал модулюється сигналом з значно меншою частотою, то протягом періоду модулюючого сигналу  $T$  на одному із виходів  $i_1^1$ ,  $i_2^1$ ,  $i_3^1$ ,  $i_4^1$  буде зберігатися мінімальне, в порівнянні з іншими виходами, значення напруги, а це значить, що логічні елементи  $DD1 - DD4$  зображені на рис. 5 повинні бути розраховані на роботу не в НВЧ діапазоні, а в значно нижчому, що збільшує час рестрації фази сигналу в точці  $A$  (рис. 1).

**Висновки.** В результаті виконаної роботи показано можливість реалізації двохранового фазового АЦП конвеєрного типу для НВЧ діапазону на основі смужкових та мікросмужкових ліній. Базуючись на схемі, запропонованій на рис. 1, можна легко збільшити кількість розрядів АЦП, підвищивши точність квантування.

Первинне цифрове оброблення сигналів безпосередньо на частоті-носії з використанням фазового представлення інформації знижує втрати інформативності прийнятих сигналів та принципово змінює підхід до розроблення радіотехнічних та телекомунікаційних засобів. Також це дозволяє обробляти прийняті сигнали у режимі реального часу, а це, в свою чергу, створює умови для підвищення ефективності реалізації адаптивних алгоритмів оброблення сигналів у радіотехнічних телекомунікаційних системах.

### Література

1. Проектирование полосковых устройств СВЧ / Ульяновский государственный технический университет, 2001. – 129 с.
2. Сколинский В.Г. Частотные и фазовые модуляторы и манипуляторы / В.Г. Сколинский, В.Г. Шейнкман. – М.: Радио и связь. – 1983. – 192с.
3. Карлинер М.М. Электродинамика СВЧ / М.М. Карлинер. – Новосибирск: Новосибирск, 1999. – 267 с.

Надійшла 22.9.2011 р.