

О.І. ПОЛІКАРОВСЬКИХ, В.В. МІШАН

Хмельницький національний університет

П.О. ВИШНЕВЕЦЬКИЙ

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С.Попова

ПРЯМИЙ ЦИФРОВИЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТИ ДЛЯ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ ІЗ ЧАСТОТНИМ СКАНУВАННЯМ

Розглянуто фазовану антенну решітку із частотним скануванням сигналом що формується за допомогою прямого цифрового синтезатора частоти. Для побудови ФАР застосовано принцип частотного сканування, у якості опорного генератора використано прямий цифровий синтезатор частоти для забезпечення необхідних параметрів швидкості сканування ФАР. Промодельовано роботу ФАР та синтезатора, що підтвердило високі якісні характеристики пропонованої системи.

Ключові слова: обчислювальний синтезатор частоти, ФАР, частотне сканування

O.POLIKAROVSKYKH, V.V.MISHAN

Khmelnytsky National University

P.O. VISNEVECKIY

Odessa national academy named after O.Popov

DIRECT DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZER FOR PHASED ARRAY WITH FREQUENCY SCANNING

We consider phased antenna array with frequency scanning signal formed by direct digital frequency synthesizer. To construct the phased antenna array principle applied frequency scan as reference oscillator used direct digital frequency synthesizer to provide the necessary speed scanning parameters phased antenna array. Phased antenna array and digital frequency synthesizer was simulate which confirmed the high quality features of the synthesized signals

This paper analyzes the principles of construction phased antenna arrays with frequency scanning, are operating principles and basic mathematical models. Necessary parameters of generators for such systems were proposed. The structural elements of the array scanning frequency, leading to a limitation of their tactical and technical characteristics were researched. A new approach to building the generator of phased array, as the reference in the proposed use synthesizer based on the phase accumulator adders based on Galois with CORDIC converter harmonic signal was proposed. The noise characteristics of digital computers synthesizers were investigated, which showed high performance characteristics of the proposed phased array with frequency scanning.

Keywords: direct frequency synthesizer, DDS, frequency scanning, phased array

Вступ

Антенні пристрої, що забезпечують випромінювання й прийом радіохвиль, – невід'ємна частина будь-якої радіолокаційної системи (РЛС) [1]. Вимоги до технічних характеристик антен впливають із призначення радіосистеми, умов розміщення, режиму роботи, припустимих витрат і т.д. Найважливішою вимогою, пропонованою до антен сучасних радіосистем, є *спрямованість дії* [2].

Використання антен для визначення напрямку на джерело випромінювання ставить завдання оперативного керування формою характеристики спрямованості й, зокрема, завдання *сканування*, тобто переміщення променя антени в просторі. Сканування може здійснюватися механічним, електромеханічним і чисто електричним способами. Сканування дозволяє здійснювати огляд простору, супровід об'єктів, що рухаються, і визначення їхніх кутових координат. Заміна слабо спрямованих або неспрямованих антен у зв'язку дозволяє не тільки одержати енергетичний виграв у радіосистемі за рахунок збільшення ККД антени, але й забезпечити їхню електромагнітну сумісність. При цьому можуть бути поліпшені перешкодозахищеність, скритність й інші характеристики радіосистеми. У діапазоні надвисоких частот (НВЧ) антени можуть створювати гостроспрямоване випромінювання із променем шириною до часток градуса й підсилювати сигнал у десятки й сотні тисяч разів.

Електричне сканування в переважній більшості випадків реалізується в багатоелементних антенних системах, так званих антенних решітках (АР). Принципи керування положенням променя АР при зміні закону фазування випромінювачів були відомі ще в 20–30-х роках двадцятого століття. Однак на практиці скануючі АР з електричним керуванням почали реалізовуватися в 50–60 роки. Вирішальне значення зіграло поява ЕОМ, без яких було б неможливо забезпечити погоджену роботу багатьох десятків, сотень і навіть тисяч елементів скануючої АР. Важливою передумовою реалізації АР з'явилися також успіхи в розробці швидкодіючих напівпровідникових керуючих пристроїв.

Формулювання цілей статті

В роботі необхідно розглянути структурні елементи фазованої антенної решітки із частотним скануванням.

У роботі необхідно досягнути наступних цілей:

- дослідити структурні елементи фазованої антенної решітки із частотним скануванням, що приводять до обмеження їх тактико-технічних характеристик;
- запропонувати новий підхід до побудови опорного генератора системи ФАР;
- дослідити шумові характеристики цифрових обчислювальних синтезаторів.

Основна частина

Під фазованою антенною решіткою (ФАР) розуміється електронно керована АР, у якій фазовий зсув кожного елемента (або рядка й/або стовпця елементів) управляється комп'ютерною командою. Система збудження й випромінюючих елементів подібні тим, які застосовуються у фіксованих АР, за винятком того, що елементи повинні бути розташовані ближче, щоб подавити побічні головні максимуми.

У табл. 1. наведена класифікація ФАР, що враховує функціональні можливості сучасних антен.

Таблиця 1

Класифікація фазованих антенних решіток

Сканування кутових координат	Тільки кут місця (механічне за азимутом)
	Азимут і кут місця
Спосіб сканування	Фазове сканування
	Частотне сканування
	Комутаційне сканування
Спосіб живлення випромінювачів	Обмежений тип (розподільник у вигляді закритого тракту)
	Просторовий (оптичний)
Місце розташування підсилювача	На вході схеми живлення
	У рядку або стовпці
	У підрешітці (групі випромінюючих елементів)
	В окремому елементі
Функція підсилювача	Тільки прийом
	Передача й прийом

Коли антена це АР з електронним скануванням, фази високочастотного збудження окремих випромінювачів регулюються незалежно за допомогою швидкодіючих керуючих пристроїв по командах ЕОМ. При цьому за рахунок зміни різниці фаз між струмами двох будь-яких сусідніх елементів АР промінь переміщається в просторі.

Частотне керування променем є одним зі способів електричного керування й засновано на зміні електричної відстані між випромінювачами, що збуджується біжучою хвилею, при зміні частоти генератора.

Для сканування плоскої АР за кутом θ у площині, що містить вісь Ox , потрібно, щоб фазовий зсув збудження $\Delta\varphi$ пари сусідніх випромінювачів компенсував просторову різницю фаз.

Простий спосіб керування напрямком променя полягає в тому, щоб використати хвилевидно-щілинні решітки й регулювати фазовий зсув $\Delta\varphi$ шляхом зміни частоти РЛС f . Випромінюючими елементами в таких АР є щілини, які прорізають у стінці хвилеводу (головному тракту) із кроком $d < \lambda$ уздовж його поздовжньої осі (рис. 1), де λ – довжина хвилі генератора. Потужність до випромінювачів надходить невеликими дозами із точок хвилеводу живлення. Відстань між сусідніми випромінювачами по живильному хвилеводу дорівнює s . З одного кінця головного тракту ця АР збуджується від генератора, а до іншого кінця приєднується навантаження узгодження для забезпечення роботи АР у режимі біжучої хвилі

Кут відхилення головного максимуму ДН від нормалі до лінії розташування випромінювачів θ_s визначається зі співвідношення [4]

$$\sin \theta_s = \gamma \frac{s}{d} + \left(\frac{\Phi}{2\pi} - n \right) \frac{\lambda}{d}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (1)$$

де $\gamma = c/c_g$ – коефіцієнт сповільнення фазової швидкості c_g в каналній системі, що збуджує випромінювачі, відносно швидкості світла c у вільному просторі; Φ – фіксований зсув за фазою між сусідніми випромінювачами, обумовлений включенням додаткових фазообертачів.

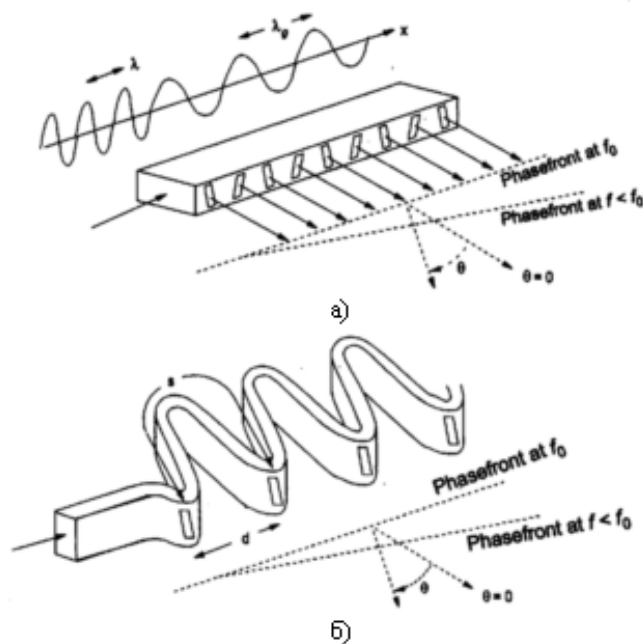


Рис. 1. Антенні решітки із частотним скануванням, що використовують: а) прямий хвилевід, б) серпантинний хвилевід

Критична довжина хвилі прямокутного хвилеводу дорівнює $\lambda_c = 2a$, де a – ширина хвилеводу (більша сторона його перетину). Критичної довжина λ_c називається тому, що у хвилеводі можуть поширюватися тільки хвилі з довжиною коротше, ніж λ_c . При безперервній зміні $\lambda \rightarrow \lambda_c$ фазова швидкість c_g збільшується відповідно до співвідношення

$$\frac{c}{c_g} = \frac{\lambda}{\lambda_g} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}, \quad (2)$$

де λ_g – довжина хвилі у хвилеводі (Guide – хвилевід).

Частотно-залежний фазовий зсув пари сусідніх випромінювачів визначається електричним запізненням хвилі в головному тракті на довжині s :

$$\Delta\varphi = -\frac{2\pi s}{\lambda_g}, \quad (3)$$

де знак мінус має на увазі затримку фази у хвилеводі.

Для прямого хвилеводу відстань між елементами $d = s$. Альтернативні щілини вносять додатковий фазовий зсув π (за рахунок підбору положення щілин або кута нахилу щілини щодо стінки хвилеводу), так, щоб фазовий зсув між сусідніми елементами був дорівнює

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda_g} - \pi. \quad (4)$$

Ширина хвилеводу вибирається такою, щоб при номінальній частоті РЛС f_0 довжина хвилі у хвилеводі рівнялася λ_{g0} . При частотах, відмінних від f_0 , кут відхилення променя від нормалі до осі АР визначається за формулою [1]

$$\theta_s(\lambda) = \arcsin\left(\frac{\lambda}{\lambda_g} - \frac{\lambda}{\lambda_{g0}}\right). \quad (5)$$

При зміні частоти генератора f внаслідок залежності λ/λ_g й λ від f кут $\theta_{\text{пл}}$ змінюється, і промінь АР рухається в просторі. Звичайно довжину хвилі у хвилеводі вибирають рівною приблизно 140% від номінальної довжини λ_{g0} [1]. При цьому зміна частоти на один відсоток, буде викликати зсув променя на 0,014 радіан або 0,8°. Для забезпечення діапазону сканування, рівного 45°, потрібно 5 % діапазон переналаштування смуги.

Щоб сканувати в більш широкому секторі, застосовується змієподібний (серпантинний) хвилевід живлення (рис.1,б). У цьому випадку відстань між сусідніми елементами по хвилеводові живлення $s = n\lambda_{g0} \gg d$, де n – ціле число для ідентичних щілин, або ціле число $+1/2$ для щілин, змінно-фазно пов'язаних з полем хвилеводу (зсунутих за фазою) [6]. Крок АР d вибирається по (6), виходячи з бажаного кута сканування з урахуванням умови відсутності побічних головних пелюстків.

При використанні прямокутної сітки дифракційні максимуми вищих порядків відсутні, якщо відстань між сусідніми елементами задовольняє наступним умовам:

$$d_x \leq \frac{\lambda}{1 + |\sin \theta_{xm}|}; \quad d_y \leq \frac{\lambda}{1 + |\sin \theta_{ym}|}, \quad (6)$$

де θ_{xm}, θ_{ym} – максимальні кути відхилення променя в площинах xOz й yOz . Наприклад, якщо $\theta_m = 60^\circ$, то для подавлення бічних максимумів потрібно $d \leq \lambda/1,866 = 0,54\lambda$. Розміщення елементів у трикутній сітці допомагає подавити бічні пелюстки без збільшення числа елементів в АР, що близько величині $4A/\lambda^2$, що відповідає крокові АР, рівному $\lambda/2$ по обох координатах.

Рівняння частотного сканування (5) тепер набуває вигляду [1]

$$\theta_s = \arcsin\left[\left(\frac{s}{d}\right)\left(\frac{\lambda}{\lambda_g} - \frac{\lambda}{\lambda_{g0}}\right)\right]. \quad (7)$$

Використовуючи хвилевід попереднього прикладу, але зі змієподібною петлею, щоб забезпечити $s = 10d$, чутливість [6] біля нормалі до лінії розташування випромінювачів стає 0,13 радіана або 7,4° на 1% зміни частоти, що досить, щоб забезпечити необхідне охоплення сканування.

Коли щілинні хвилеводи використовуються для керування за кутом піднесення для декількох рядів решіток, приєднаних до серпантину, промінь фактично сканує по двох координатах. У цьому випадку промінь переміщається по поверхні конуса, вершина якого вирівняна із щілинними хвилеводами, і половинний кут, що рівний $\arctg(s/d)$, а не в площині (як було б для $s/\lambda \rightarrow \infty$). АР може бути нахилена під кутом, що забезпечує майже вертикальне сканування в діапазоні від обрію до найбільшого кута піднесення.

При цьому ні з якими серйозними проблемами не зіштовхуються доти, поки максимальний кут піднесення не перевищить приблизно 20° . Корекція азимута при скануванні з більшими кутами піднесення може бути розрахована в комп'ютері даних РЛС.

Для забезпечення керуваності променю та швидкості сканування за кутами місцевості та кутом піднесення пропонуємо використати у якості опорного генератора – синтезатор частоти прямого цифрового синтезу (DDS синтезатор), який може бути використаний у якості гетеродину РЛС, див рис. 2.

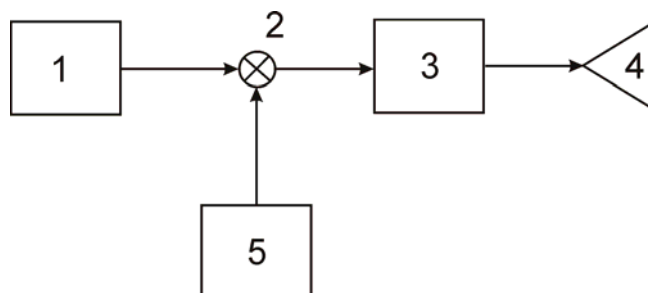


Рис. 2. Структурна схема системи синтезу для ФАР із частотним скануванням (1 – генератор НВЧ, 2 – гетеродин, 3 – щілинна структура, 4 – випромінювач, 5 – синтезатора прямого цифрового синтезу).

Для швидкісного керування променем необхідно забезпечити відсутність затримки переходу із частоти на частоту, що виключає використання ФАПЧ систем. Для забезпечення необхідної швидкості налаштування пропонується використати синтезатор, що базується на фазовому акумуляторі на основі суматорів Галуа із CORDIC перетворювачем гармонійного сигналу[11].

У синтезаторі використано наступні нововведення:

- використано фазовий акумулятор для забезпечення високої розрізняльної здатності за частотою на основі суматора Галуа;
- фазовий кут поділяється на три складових;
- використано конвеєрну CORDIC архітектуру для оптимізації системної швидкості;
- використано апроксимацію рядами Тейлора другого порядку для забезпечення точності синтезу.

На рисунку 3 представлено блок діаграму пропонованого методу. Акумулятовану фазу поділимо на дві частини: φ_0 та $\varphi - \varphi_0$. Для першої частини фази φ_0 конвеєрний алгоритм CORDIC використовується для обчислення синусоїдальної та косинусоїдальної функцій від φ_0 . А друга частина кута $\varphi - \varphi_0$ використовується для обчислення ряду Тейлора. Відповідно до рівняння 2 для апроксимації використовується 3 перемножувачі і два суматори.

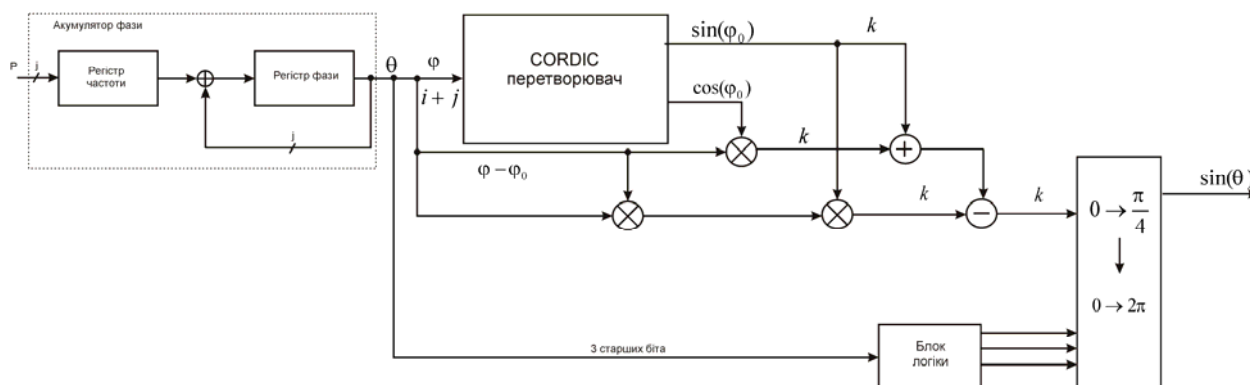


Рис.3. Структурна схема перетворення кутів у алгоритмі CORDIC

Розглянемо результати моделювання пропонованої архітектури синтезатора. Для моделювання використано розмірність кута фази у 20 біт ($i=10$ біт та $j=10$ біт). Отже вихідне розрізнення CORDIC синтезатора складає 20 біт. Результати моделювання спектру вихідного сигналу синтезатора наведені на рис.8. Глибина подавлення бічних складових синтезованого гармонійного сигналу складає 112 дБ. Ця величина залежить від точності перетворювача CORDIC, так для слова в 16 біт і 24 біти подавлення складе відповідно 82 дБ та 148 дБ. Також слід відмітити, що крива методичної похибки має синусоїдальний характер.

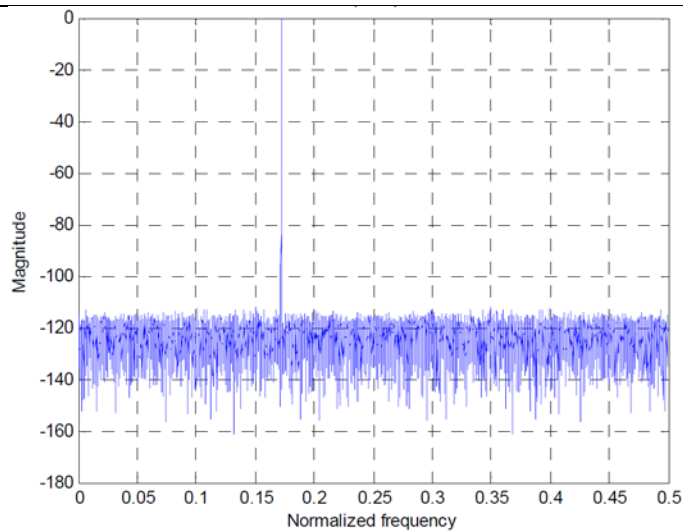


Рис.4. Вихідний спектр синтезованого сигналу

Моделювання проведено у середовищі Xilinx Vivado 2013 із застосуванням мови VHDL. Моделювання проведено для пристрою VIRTEX 5 XC5VFX200T тактова частота якого складає 50 МГц.

Попередній аналіз показав, що запропонований синтезатор здатен працювати до максимальної тактової частоти у 500 МГц. Така величина є цілком достатньою для технічної системи, що розглядається. Синтезатор здатен забезпечити усі режими роботи ФАР із частотним скануванням.

Висновки

В роботі проведено аналіз принципів побудови фазованих антенних решіток із частотним скануванням, наведено принципи роботи та їх базові математичні моделі. Знайдено необхідні параметри генераторів для таких системи. Проведено дослідження структурних елементів антенної решітки із частотним скануванням, що приводять до обмеження їх тактико-технічних характеристик; запропоновано новий підхід до побудови опорного генератора системи ФАР; У якості опорного синтезатора запропоновано використати синтезатор, що базується на фазовому акумуляторі на основі суматорів Галуа із CORDIC перетворювачем гармонійного сигналу. Досліджено шумові характеристики цифрових обчислювальних синтезаторів, що показало високі тактико-технічні характеристики запропонованої системи фазованої антенної решітки із частотним скануванням.

Література

1. Barton D.K. Radar System Analysis and Modeling. – Norwood, MA: Artech House, 2004.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ : [учеб. для радиотехн. спец. вузов] / Сазонов Д.М. – М. : Высш. шк., 1988. – 432 с.
3. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток : [учеб. пособие для вузов] / [В.С. Филиппов, Л.И. Понамарев, А.Ю. Гринев и др.] ; под ред. Д.И. Воскресенского. – [2-е изд., доп. и перераб.]. – М. : Радио и связь, 1994. – 592 с.
4. Хансен Р.С. Сканирующие антенные системы СВЧ / Под ред. Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина ; [Пер. с англ.]. – М. : Сов. радио, 1966. Т. 1. – 536 с. ; 1966. – Т. 2. – 496 с. ; 1971. – Т. 3. – 464 с.
5. Антенны и устройства СВЧ (проектирование ФАР) / Под ред. Д.И. Воскресенского. – М. : Радио и связь, 1981. – 432 с.
6. Ruvik A. E., Weinberg, L. Digital Multiple Beamforming Techniques for Radar // IEEE Eascon 78 Record. P. 152–163.
7. Barton D. K., Ward H. R. Handbook of Radar Measurement. – Dedham, MA: Artech House, 1984.
8. Макаренко В. Компоненты для построения беспроводных устройств связи. Часть 7. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. – 2010. – № 1. – С. 34–46.
9. Vankka J. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications / Vankka J. // Helsinki University of Technology. – 2000. – С. 192.
10. Полікарівських О.І. Метод корекції положення імпульсу у дворівневих цифрових обчислювальних синтезаторах частоти / О.І. Полікарівських, І.А. Мостовіюк // Вісник Хмельницького національного університету. – м. Хмельницький, 2013. – Т. 2. – С. 171–175.
11. Полікарівських О.І. Реалізація прямого цифрового синтезатора частоти із фазовим ядром на основі суматора у базисі Галуа / О.І. Полікарівських // Інформаційні технології. – 2013. – Т. 4. – С. 142–146.

References

1. Barton D.K. Radar System Analysis and Modeling. – Norwood, MA: Artech House, 2004.

2. Sazonov D.M. Antenny i ustrojstva SVCh: Ucheb. dlja radiotehn. spec. vuzov. – M.: Vyssh. shk., 1988. – 432 s.
3. Antenny i ustrojstva SVCh. Proektirovanie fazirovannyh antennyh reshetok: Ucheb. posobie dlja vuzov / V.S. Filippov, L.I. Ponamarev, A.Ju. Grinev i dr.; Pod red. D.I. Voskresenskogo. – 2-e izd., dop. i pererab. – M.: Radio i svjaz', 1994. – 592 s.: il.
4. Hansen R.S. Skanirujushhie antennoye sistemy SVCh: Per. s angl. / Pod red. G.T. Markova i A.F. Chaplina. – M.: Sov. radio, 1966. t. 1. – 536 s.; 1966. t. 2. – 496 s.; 1971. t. 3. – 464 s.
5. Antenny i ustrojstva SVCh (proektirovanie FAR) / Pod red. D.I. Voskresenskogo. – M.: Radio i svjaz', 1981. – 432 s.: il.
6. Ruvin A. E., Weinberg, L. Digital Multiple Beamforming Techniques for Radar // IEEE Eascon 78 Record. P. 152-163.
7. Barton D. K., Ward H. R. Handbook of Radar Measurement. – Dedham, MA: Artech House, 1984.
8. Makarenko V. Komponenty dlja postroenija besprovodnyh ustrojstv svjati. Chast' 7. Sintezatory chastoty prjamoogo cifrovogo sinteza//Elektronnye komponenty i sistemy.-2010.-№1.-S.34-46
9. Vankka J. Direct Digital Synthesizers:Theory, Design and Applications/ Vankka J. // Helsinki University of Technology. – 2000. – S. 192.
10. Polikarovs'kih O.I Metod korekcii polozenhija impulsu u dvorivnevih cifrovih obchisljuval'nih sintezatorah chastoti/ Polikarovs'kih O.I., Mostovjuk I.A./ Visnik Hmel'nic'kogo nacional'nogo universitetu. - m. Hmel'nic'kij, 2013.- Tom.2. - S.171 -175
11. Polikarovs'kih O.I Realizacija prjamoogo cifrovogo sintezatora chastoti iz fazovim jadrom na osnovi sumatora u bazisi Galua /Polikarovs'kih O.I. //Informacijni tehnologii.-2013.Tom.4.-S.142-146

Рецензія/Peer review : 20.3.2014 р.

Надрукована/Printed :9.4.2014 р.

Рецензент: Троцишин І.В., д.т.н., проф.

УДК 621.317

В.С. ПЕТРУШАК, М.О. КРАВЧУК

Хмельницький національний університет

АНАЛІЗ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МИТТЄВИХ ЗНАЧЕНЬ НАПРУГИ ПЕРІОДИЧНОГО СИГНАЛУ В ЦИФРОВИЙ КОД

Розглянуто схему N-розрядного паралельного АЦП. Проаналізовано характеристики сучасних паралельних АЦП. Вказано на переваги та недоліки використання паралельних АЦП. Представлена залежність кількості вибірок за період змінного сигналу від його частоти. Представлена залежність відносного значення динамічної похибки від зміни частоти вхідного сигналу паралельних АЦП. Виведено аналітичний вираз для визначення абсолютного значення динамічної похибки паралельних АЦП.

Ключові слова: амплітуда, паралельний АЦП, порозрядний АЦП, динамічна похибка.

V.S. PETRUSHAK, M.O. KRAVCHUK

Khmelnitsky national university

ANALYSIS OF CONVERTERS THE INSTANTANEOUS VALUES OF VOLTAGE PERIODIC SIGNAL INTO DIGITAL CODE

Schematics N-bit parallel ADC considered. Analyzed the characteristics of modern parallel ADC. Specified on the advantages and disadvantages of using parallel ADC. The dependence of the number of samples per period of the AC signal from its frequency. The dependence of the relative value of dynamic error of changing the frequency of the input signal parallel ADC. Analytical expression for determining the absolute value of the dynamic error of ADC parallel.

Keywords: amplitude, parallel ADC, pipelined ADC, dynamic error.

Вступ

В наш складний час, коли Україна прагне бути повноправною європейською країною, прагне інтеграції у міжнародне співтовариство неабиякої важливості набуває проблема забезпечення споживачів якісними і недорогими засобами вимірювання, конкурентоспроможними серед світових вимірювачів.

Засоби вимірювання різноманітних параметрів та технічних характеристик радіотехнічних засобів завжди займали провідні позиції в науці та техніці. Без точного визначення відповідних значень неможлива побудова сучасних якісних систем радіозв'язку, радіолокації, навігаційних наземних та супутникових систем.

Україна має значні досягнення в галузі метрології та радіовимірювань. Так в практиці електрорадіовимірювань вимірювання напруги є поширеною операцією. При цьому визначається різниця потенціалів чи падіння напруги на ділянці електричного кола (на її елементі). Метою вимірювання постійної напруги є визначення її значення і знака полярності. При вимірюванні змінної напруги може бути визначений будь-який її параметр (амплітудне, середнє, середньоквадратичне, середньовипрямлене значення чи розмах сигналу).

Зусилля видатних науковців спрямовані на покращення метрологічних та технічних показників існуючих засобів вимірювання, зокрема на розробку нових методів корекції характеристики перетворення вимірювального каналу, що є їх головною складовою [3].

Відповідно вдосконалення відомих методів для створення нових перетворювачів високочастотних періодичних сигналів в код є перспективною задачею на сьогоднішньому етапі розвитку вимірювальної техніки.

Постановка завдання

Амплітуда є важливим інформативним параметром для багатьох задач метрології. В ультразвуковій