

РОЗДІЛ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.396.67:001.57

С'ЯНОВ О.М., д.т.н., професор
КОСУХІНА О.С., к.т.н., доцент
КОСУХІН О.В., студент

Дніпродзержинський державний технічний університет

ЧИСЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ РУПОРНОЇ АНТЕНИ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ МЕТОДУ СКІНЧЕННИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Вступ. Рівень розвитку техніки антен та НВЧ-пристроїв багато в чому визначають стан телекомунікаційних систем, радіолокації, навігації, антен зв'язку, радіоуправління, телеметрії, радіоастрономії тощо. На сьогоднішній час вони є однією з областей радіотехніки, що дуже швидко розвиваються. Сучасні досягнення в техніці антен і НВЧ-пристроїв базуються на останніх розробках електроніки, напівпровідникової техніки, технічної кібернетики, когерентної радіооптики тощо. Нові характеристики радіоелектронних систем у багатьох випадках досягаються завдяки органічному злиттю антени з передавальними, приймальними пристроями і системою просторово-часової обробки сигналів. Збільшення числа одночасно працюючих радіосистем призводить до насиченості навколишнього простору радіосигналами, що викликає необхідність електромагнітної сумісності (ЕМС) цих систем. Для вирішення цього питання створюються рупорні антенні системи, що здатні адаптуватися в навколишньому оточенні. Тому актуальним питанням є дослідження числових характеристик таких антен.

Постановка задачі. У даній роботі проводиться чисельне дослідження електромагнітних характеристик рупорної антени з діелектричною лінзою та без неї методом скінченних елементів.

Результати роботи. Для розрахунку та дослідження властивостей рупорної антени застосовано метод скінченних елементів, реалізований у системі електродинамічного моделювання AnsoftHFSS.

Сутність цього методу полягає в тому, що простір, в якому поширюються електромагнітні хвилі, розбивається на найпростіші об'ємні елементи, що мають форму тетраедрів. В ході розбиття форма окремих елементів структури спотворюється. Це відноситься, в першу чергу, до скривлених поверхонь. Тому вибір розмірів тетраедрів впливає не тільки на точність визначення поля, але і точність апроксимації вихідної структури новою структурою, складеної з тетраедрів. Розмір кожного тетраедра повинен бути досить малий для того, щоб поле в його межах можна було описати простою функцією або набором функцій з невідомими коефіцієнтами. Ці коефіцієнти знаходяться з рівнянь Максвелла і граничних умов. В результаті електродинамічна задача зводиться до системи лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР) щодо цих коефіцієнтів. Рішення СЛАР легко знаходиться чисельними методами.

Будемо вважати, що структура, яка аналізується, складається з двох металевих провідників: зовнішнього і внутрішнього (А і В). Простір між провідниками заповнений повітрям. Така структура може служити моделлю коаксіальної лінії з провідниками зі складним поперечним перерізом. Поле в поперечному перерізі коаксіальної лінії підпорядковується рівнянню Лапласа.

Задача визначення потенціалу ϕ в кожній точці простору може бути зведена до задачі мінімізації функціоналу $I(\phi)$:

$$I(\phi) = \iint_S \phi \left(\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} \right) dx dy = - \iint_S \left[\left(\frac{\partial \phi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \phi}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy, \quad (1)$$

де S – область, в якій шукається потенціал, тобто область, укладена між зовнішнім і внутрішнім провідниками.

Основним моментом методу скінченних елементів є подання невідомої функції $\phi(x, y)$ у вигляді розкладання по відомих базисних функціях з невідомими коефіцієнтами в межах кожної елементарної комірки. Цей розклад має наступний вигляд:

$$\phi(x, y) = \sum_{i=1}^N A_i f_i(x, y), \quad (2)$$

де A_i – невідомі коефіцієнти, $f_i(x, y)$ – базисні функції. Коефіцієнти A_i шукаються з умови мінімуму функціонала (1), застосованого до кожного елементарного трикутника розбиття. Сукупність цих умов, записаних для всіх елементарних комірок, дозволяє записати шукану СЛАР відносно невідомих коефіцієнтів A_i :

$$\phi(x, y) = \sum_{i=1}^M U_i f_i(x, y), \quad (3)$$

де U_i – значення потенціалів у характерних точках, M – кількість характерних точок.

Будемо вважати, що число базисних функцій дорівнює M . Підставляючи вираз для потенціалу у вигляді суми базисних функцій у формулу (1), одержимо:

$$I_{ijk}(\phi) = - \iint_{S_{ijk}} \left[\left(\frac{\partial \bar{f}(x, y)}{\partial x} \bar{U}_{ijk} \right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{f}(x, y)}{\partial y} \bar{U}_{ijk} \right)^2 \right] dx dy, \quad (4)$$

де індекси i, j, k показують, що даний параметр відноситься до трикутника з вершинами i, j, k . У розгорнутій формі функціонал (4) приймає наступний вигляд:

$$I_{ijk}(\phi) = - \iint_{S_{ijk}} \left[\left(\sum_{n=1}^M \frac{\partial f_n(x, y)}{\partial x} U_{ijk,n} \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^M \frac{\partial f_n(x, y)}{\partial y} U_{ijk,n} \right)^2 \right] dx dy. \quad (5)$$

СЛАР для елементарного трикутника шукається з умови мінімуму функціонала по всіх аргументах $U_{ijk,n}$, це призводить до знаходження значень потенціалу у вузлових точках:

$$\sum_{n=1}^M \iint_{S_{ijk}} \left(\frac{\partial f_n(x, y)}{\partial x} \cdot \frac{\partial f_m(x, y)}{\partial x} + \frac{\partial f_n(x, y)}{\partial y} \cdot \frac{\partial f_m(x, y)}{\partial y} \right) dx dy \cdot U_{ijk,n} = 0. \quad (6)$$

Введемо позначення: $Z_{nm}^{ijk} = \iint_{S_{ijk}} \left(\frac{\partial f_n(x, y)}{\partial x} \cdot \frac{\partial f_m(x, y)}{\partial x} + \frac{\partial f_n(x, y)}{\partial y} \cdot \frac{\partial f_m(x, y)}{\partial y} \right) dx dy.$

Тоді СЛАР (6) запишеться в компактному вигляді:

$$Z^{ijk} \bar{U}_{ijk} = 0.$$

Аналогічні СЛАР можна записати для всіх елементів розбиття. Тоді, об'єднуючи їх в одну СЛАР, отримуємо:

$$Z\bar{U} = 0, \quad \bar{U} = \begin{bmatrix} U_1 \\ \dots \\ U_N \end{bmatrix}, \quad (7)$$

де N – загальне число вершин у розбитті. Матриця Z складається з елементів матриць Z_{nk} . Будемо вважати, що перші вершини лежать на поверхні металевих провідників. Виділимо U -вектори, що відповідають вершинам, які лежать на провідниках $\bar{U} = \begin{bmatrix} \bar{U}_0 \\ \bar{U}_i \end{bmatrix}$, де індекс 0 відповідає вершині на поверхні провідників, а індекс i – вершині, що лежить між провідниками.

Тоді СЛАР (7) набуває такого вигляду:

$$\begin{bmatrix} Z_{00} & Z_{i0} \\ Z_{0i} & Z_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_0 \\ \bar{U}_i \end{bmatrix} = 0. \quad (8)$$

При цьому, оскільки відомі значення потенціалу на провідниках, вважаємо, що вектор U_0 відомий, тобто:

$$U_{0,i} = 0, \quad 1 \leq i \leq N_1,$$

$$U_{0,i} = W, \quad N_1+1 \leq i \leq N_2.$$

В цьому випадку маємо:

$$\bar{U}_i = -Z_{ii}^{-1} Z_{0i} \bar{U}_0. \quad (9)$$

Щоб отримати оптимальну розрахункову клітинку, HFSS використовує ітераційний процес, в якому крок між комірками автоматично зменшується в критичних областях. Спочатку генерується рішення, засноване на грубому початковому розбитті. Потім крок між комірками робиться частішим, ґрунтуючись на відповідних критеріях похибки, і генерується нове рішення. Коли різниця між знову перерахованими S -параметрами і знайденими на попередній ітерації збігається з заданою точністю, ітераційний процес закінчується.

Зв'язок матриці S з матрицею імпедансів Z має вигляд:

$$Z = \sqrt{Z_0} (I + S) (I - S)^{-1} \sqrt{Z_0}, \quad (10)$$

де S – матриця розміром $n \cdot m$, I – одинична матриця розміром $n \cdot m$, Z_0 – діагональна матриця, що має на головній діагоналі характеристичний імпеданс (Z_0) портів.

Використання матриці Z дозволяє перейти від S параметрів, розрахованих для портів із заданими опорами, до S -матриці, але з іншими портами S_w :

$$Z_\Omega = \sqrt{Y_\Omega} (Z - Z_\Omega) (Z + Z_\Omega)^{-1} \sqrt{Z_\Omega}, \quad (11)$$

де Z – матриця імпедансів вхідної структури, Z_Ω – матриця імпедансів вихідної структури, Z_Ω і Y_Ω – діагональні матриці, що мають по діагоналі нові повні опори і повну провідність.

Для чисельного дослідження були обрані рупорні антени для діапазону 2.4 ГГц. Тривимірна діаграма спрямованості антени без діелектричного заповнювача для цього діапазону та її розрахункові параметри зображені на рис.1 та 2 відповідно. Електро-

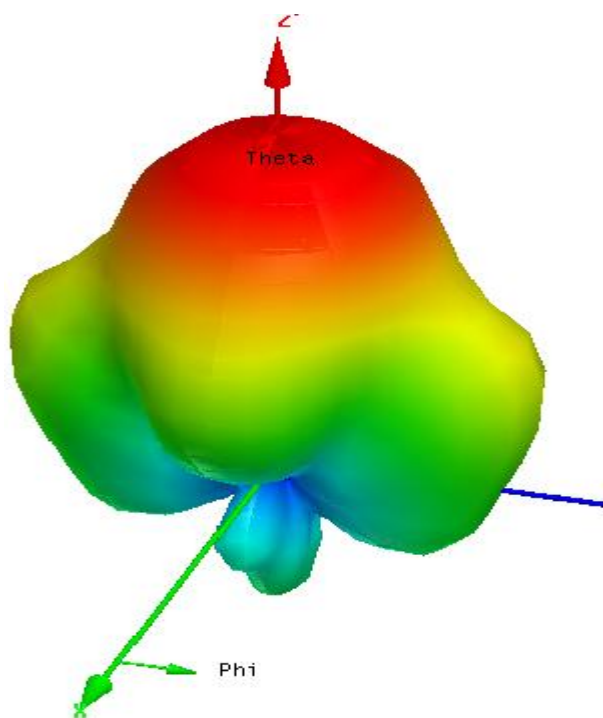


Рисунок 1 – Тривимірна діаграма спрямованості антени без заповнення діелектриком

магнітне поле, що розповсюджується по рупорній антені без діелектричного заповнювача та діаграма спрямованості рупорної антени, зображені на рис.3 та 4 відповідно. Чисельні розрахунки для рупорної антени, заповненої діелектриком, представлено на рис.5-6.

У результаті проведення досліджень у системі електродинамічного моделювання AnsoftHFSS створена рупорна антена з апертурною діелектричною лінзою.

Висновки. У даній роботі проведено чисельне моделювання та дослідження рупорної антени з діелектричною лінзою у системі електродинамічного моделювання AnsoftHFSS. Результати досліджень дали змогу визначити діаграму направленості антен різного діапазону. Аналізуючи чисельні результати,

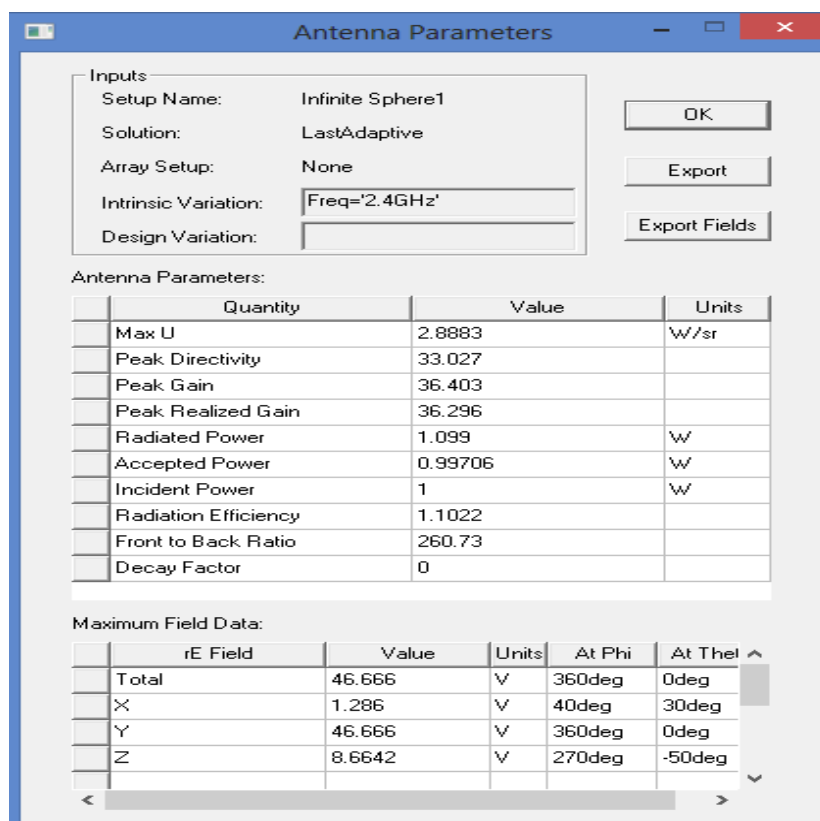


Рисунок 2 – Параметри рупорної антени без заповнення діелектриком

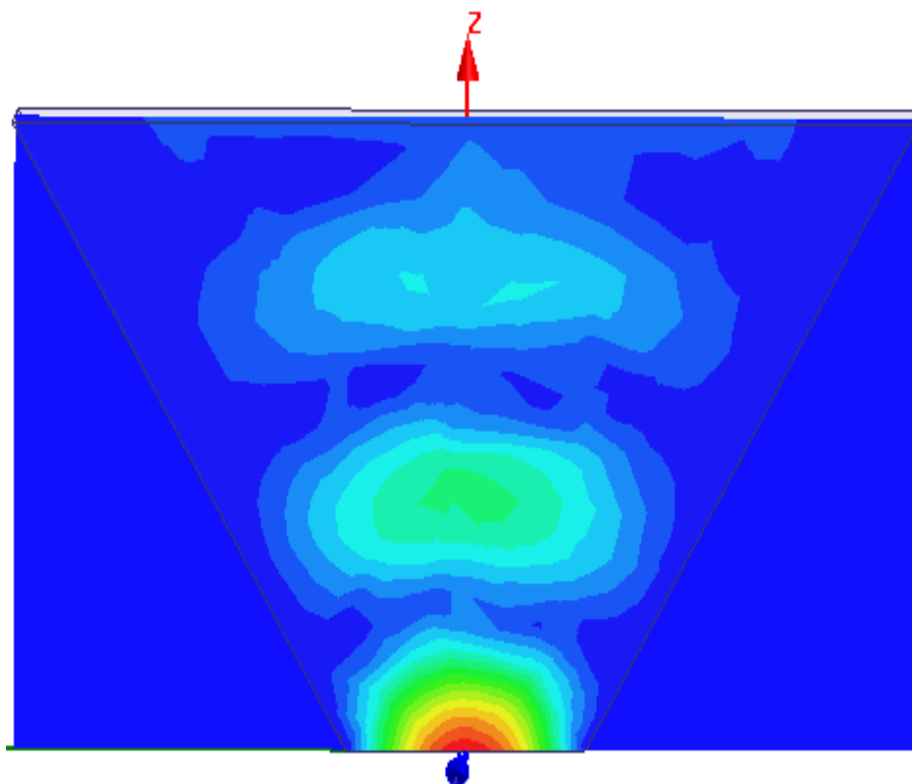


Рисунок 3 – Електромагнітне поле, що розповсюджується по рупорній антені в площині без діелектричного заповнювача

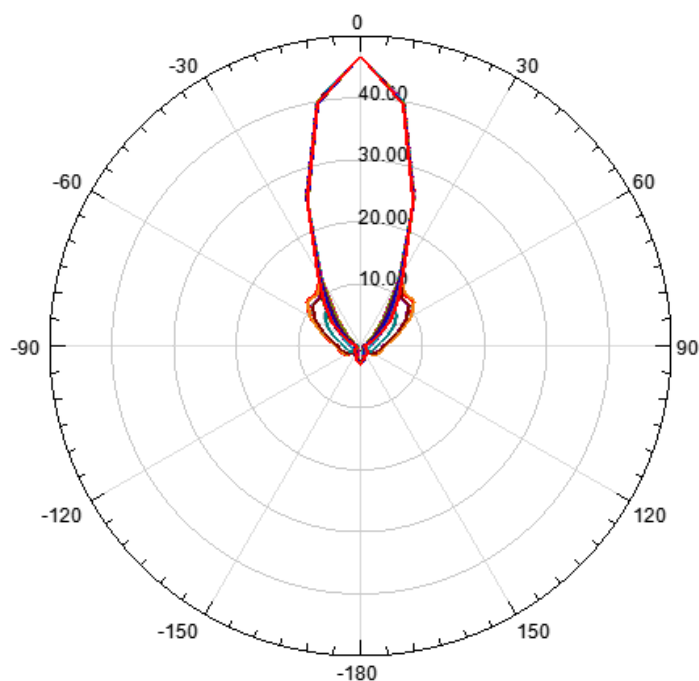


Рисунок 4 – Діаграма спрямованості рупорної антени без діелектричного заповнювача

було зроблено висновок про те, що у антени з діелектричним живленням кращі електродинамічні параметри, такі як максимальна інтенсивність поля, що випромінюється в напрямку максимального випромінювання, максимальне підсилення, випромінювана потужність, відношення випромінювання центрального пелюстка до бокових.

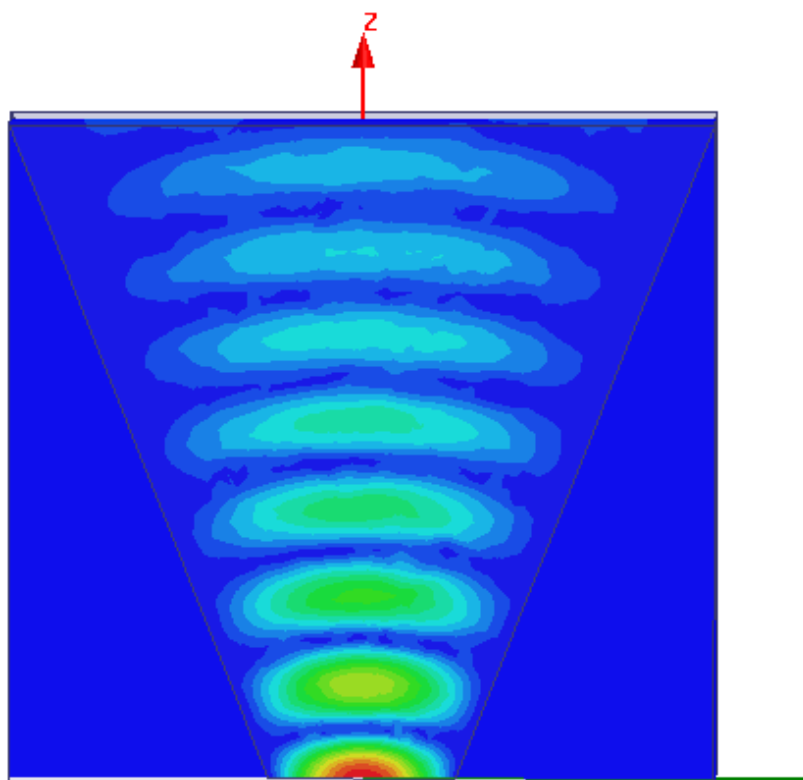


Рисунок 5 – Електромагнітне поле, що розповсюджується по рупорній антені в площині з діелектричним заповненням

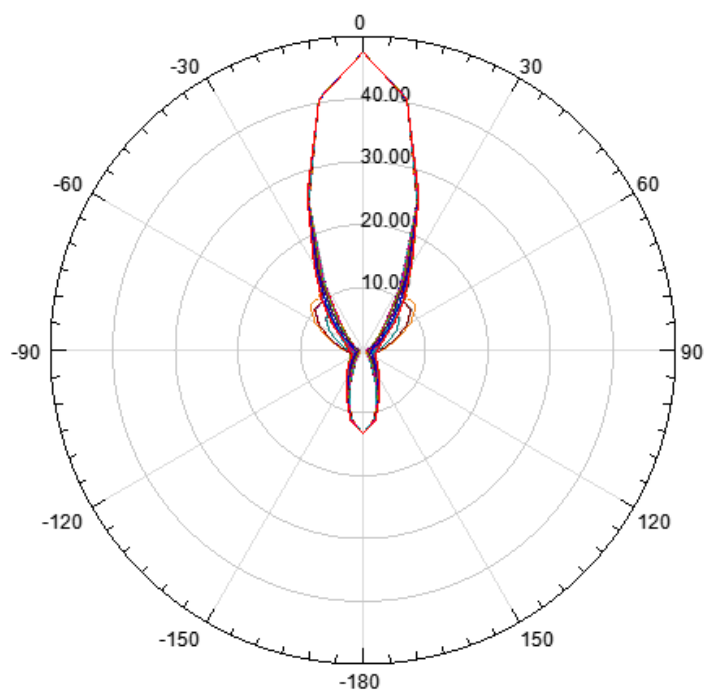


Рисунок 6 – Діаграма спрямованості рупорної антени з діелектричним заповненням

ЛІТЕРАТУРА

1. Устройства СВЧ и антенны / Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пномарев Л.И.; под ред. Д.И.Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2006. – 376с.

2. Хмель В.Ф. Антенны и устройства СВЧ / В.Ф.Хмель, А.Ф.Чаплин, И.И.Шумлянский. – К.: Высшая школа, 1990. – 232с.
3. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ / Сазонов Д.М. – М.: Высшая школа, 1988. – 427с.
4. Галлагер Р. Метод конечных элементов. Основы / Галлагер Р.; пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 428с.
5. Банков С.Е. Анализ и оптимизация СВЧ структур с помощью HFSS / С.Е.Банков, А.А.Курушин, В.Д.Разевиг. – М.: Солон-Пресс, 2004. – 283с.
6. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / под ред. В.В.Никольского. – М.: Радио и Связь, 1982. – 272с.
7. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ структур / К.Гупта, Р.Гардж, Р.Чадха. – М.: Радио и Связь, 1987. – 432с.
8. Гвоздев В.И. Объемные интегральные схемы СВЧ / Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. – М.: Наука, 1987. – 108с.

Надійшла до редколегії 16.03.2016.

УДК 621.373.52

ДЕРНОВИЙ В.А., студент
ГНАТЮК М.О., інженер
С'ЯНОВ О.М., д.т.н, професор

Дніпродзержинський державний технічний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИСТРОЇВ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗУ

Вступ. Загальною тенденцією сучасної радіотехніки є перехід від простих до складних видів сигналів з кутовою модуляцією і змінюваними за законом заданої кодової послідовності параметрами. При цьому вимоги до точності і стабільності параметрів формованих сигналів постійно підвищуються. Традиційні аналогові методи формування складних сигналів в ряді випадків не задовольняють збільшеним вимогам, що і визначило інтерес до цифрових пристроїв формування, званих надалі цифровими синтезаторами частоти.

Їх інтенсивний розвиток пов'язано з появою процесорів для обробки складних сигналів, вдосконаленням великих інтегральних схем і запам'ятовуючих пристроїв, швидкодіючих цифро-аналогових перетворювачів. Цифрові методи формування забезпечують когерентність, високу довготривалу стабільність і повторюваність параметрів сигналів, а також добру відтворюваність характеристик при серійному виготовленні. Крім того, вони дозволяють не тільки змінювати параметри формованих сигналів (девіацію частоти і тривалість), але і вводити в сигнал необхідні передспотворення. У зв'язку з цим доцільність застосування цифрових методів формування складних сигналів в сучасних радіотехнічних системах не викликає сумнівів.

На даний час для формування гармонійних коливань широко використовуються синтезатори прямого цифрового синтезу з дискретним відліком частоти. З їх допомогою можливе формування різних складних сигналів. Однак, недостатня вивченість спотворень частотно-часової структури, що виникають при перемиканні частот з одного боку, і відсутність єдиного підходу до аналізу характеристик всього різноманіття зазначеного класу синтезаторів з іншого боку, стримує їх широке застосування.

Постановка задачі. Сучасний DDS-синтезатор містить: 1) опорний генератор; 2) дільник частоти; 3) акумулятор фази; 4) постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП), що містить перекодовочну таблицю (Look Up Table); 5) цифрово-аналоговий перетворювач (ЦАП); 6) фільтр нижніх частот (ФНЧ) (anti-aliasing filter) [1].