

МАРЧЕНКО С.В., к.ф.-м.н., доцент,
 ЯЦЕВИЧ В.О., зав.лаб.
 ЗАГРЕБАЄВ К.С., студент
 СОТНИК О.А., студент

Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське

ЧИСЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ УЗГОДЖУЮЧОЇ СТРУКТУРИ ДЛЯ НЕСКІНЧЕНОЇ ХВИЛЕВОДНОЇ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ МЕТОДОМ КІНЦЕВИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Вступ. Узгодження фазованих антенних решіток (ФАР) з простором випромінювання є важливим питанням при проектуванні таких типів антенних пристроїв. Існують різноманітні узгоджуючі структури (УС) надвисоких частот (НВЧ) для поліпшення узгодження ФАР, такі як магнітно-діелектричні вставки та шари [1], діафрагми [2], індуктивні штирі [3], імпедансні фланці [4] та т.п. На практиці ФАР містять тисячі елементів, і тому їх повний аналіз вимагає багато часу для розрахунку на комп'ютері, що ставить під питання можливість оптимізації та вибору найкращого рішення АР. Тому чисельний розрахунок та дослідження ФАР із запропонованою УС є актуальним питанням.

Постановка задачі. У даній роботі було виконано чисельне дослідження нескінченної плоскої ФАР із запропонованою узгоджуючою структурою у вигляді модифікованої УС [5] з додатковим шаром діелектрика (пінопласту) методом кінцевих елементів.

Результати роботи. Розглянемо плоску нескінченну ФАР з прямокутних хвилеводів з трикутною сіткою їх розташування (рис.1). Випромінювачі решітки збуджуються хвилями H_{10} з однаковими одиничними амплітудами при $z=0$ та лінійно змінними фазами. Стінки хвилеводів вважаються ідеально провідними, а середовище – однорідним та ізотропним. З огляду однаковості полів у всіх комірках нескінченної решітки, що відрізняються тільки фазами, визначимо поле в одній комірці, розташованій на початку системи координат.

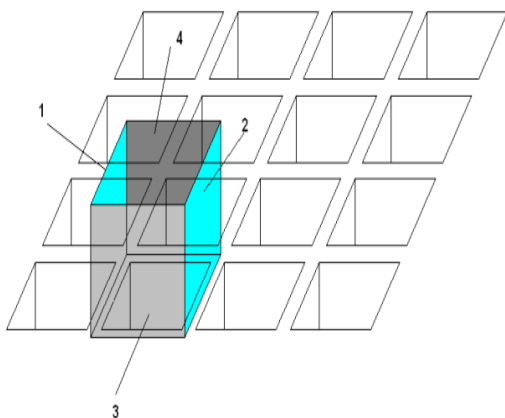


Рисунок 1 – Геометрія моделі нескінченної хвилеводної ФАР

Для аналізу моделі ФАР методом кінцевих елементів буде використовуватися пакет програм HFSS 14 [6]. Ця програма для отримання оптимальної триангуляції кінцевих елементів використовує ітераційний процес, в якому крок між елементами автоматично зменшується в критичних областях. Спочатку він генерує рішення, засноване на грубому початковому розбитті, потім робить частішими кроки між елементами, ґрунтуючись на відповідних умовах похибки, і генерує нове рішення. Коли різниця між знову підрахованими S-параметрами і знайденими на попередній ітерації сходиться із заданою точністю, ітераційний процес припиняється.

Нескінченна ФАР, що аналізується HFSS, апроксимується нескінченним числом випромінювачів, що розміщуються періодично, з геометрією, ідентичною реальній АР. На рис. 2 показано виділений період або «канал Флоке» нескінченної ФАР з прямокут-

ною сіткою. Період решітки, обмежений стінками 1-4 є деякий хвилеводом. Відмінність цього хвилеводу від металевого в тому, що на його стінках встановлено умови періодичності у вигляді періодичних границь, які в HFSS задаються у вигляді пари границь Master-Slave (ведуча-ведена) та визначають «канал Флоке». Для виконання умови випромінювання використовується метод ідеально узгодженого шару (perfectly matched layer (PML)), що забезпечує відсутність відбиття плоскої хвилі, яка падає на цей шар PML під довільним кутом.

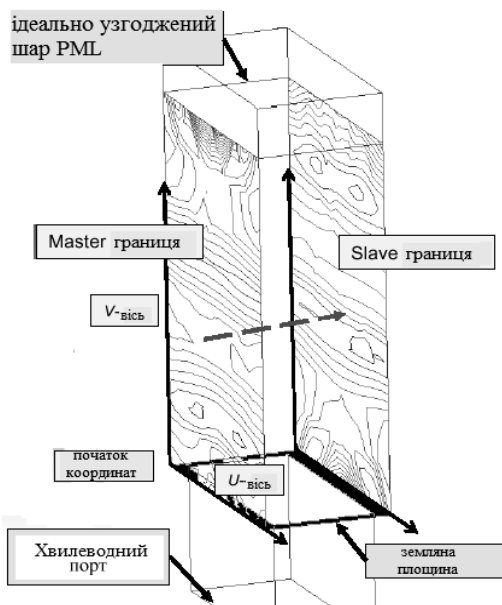


Рисунок 2 – Зображення елемента ФАР з періодичними граничними умовами

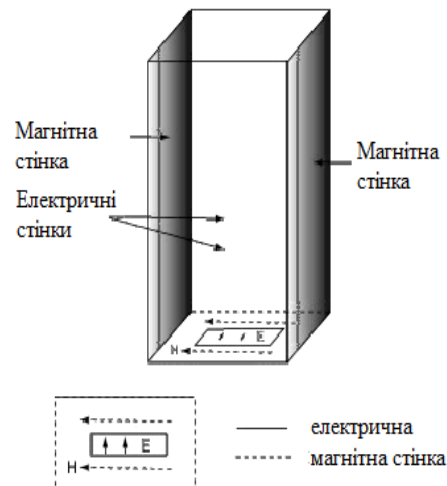


Рисунок 3 – Окремий випадок завдання періодичних граничних умов

Терміни master і slave визначають базову границю «каналу Флоке» (master), щодо якої задається фазовий зсув іншої границі (slave). У випадку аналізу ФАР з симетричним періодом «канал Флоке» за своїми електродинамічними властивостями еквівалентний так званому TEM хвилеводу, тобто хвилеводу, у якого дві протилежні стінки електричні, а дві магнітні (рис.3).

Для побудови ФАР з трикутною сіткою розташування випромінювачів для коректного опису одиночної комірки потрібно використовувати граничні умови Master та Slave наступним чином: відповідно до кута сітки та поперечних геометричних розмірів «каналу Флоке» та хвилеводу треба розрахувати зсув між комірками, які визначають співвідношення розбиття граничних умов Master та Slave вздовж координатних осей як зображено на рис.4.

На рис.4, а зображено просторове розбиття граничних умов для центральної комірки трикутної сітки, а на рис.4, б – розташування центральної комірки відносно сусідніх комірок з урахуванням «каналу Флоке» для ФАР з трикутною сіткою розташування випромінювачів. Елементарна комірка складається з хвилеводу (ідеальний провідник) та простору випромінювання, що представлено «каналом Флоке» з відповідними граничними умовами (рис.5, а, б), поглинаючим шаром PML та хвильовим навантаженням, опір якого дорівнює опору вільного простору.

Після побудови антенної решітки виконано перевірку моделі за наступними параметрами: коректність умов збудження, граничних умов та коректність побудови геометричних тіл.

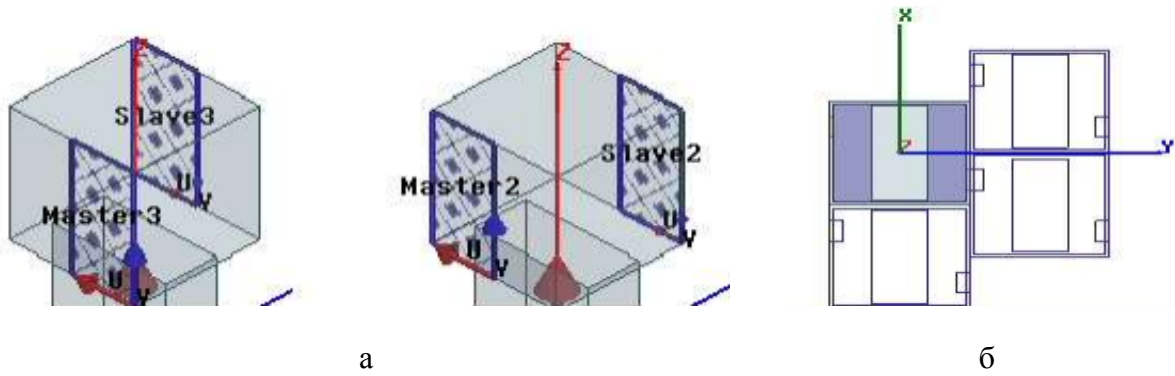
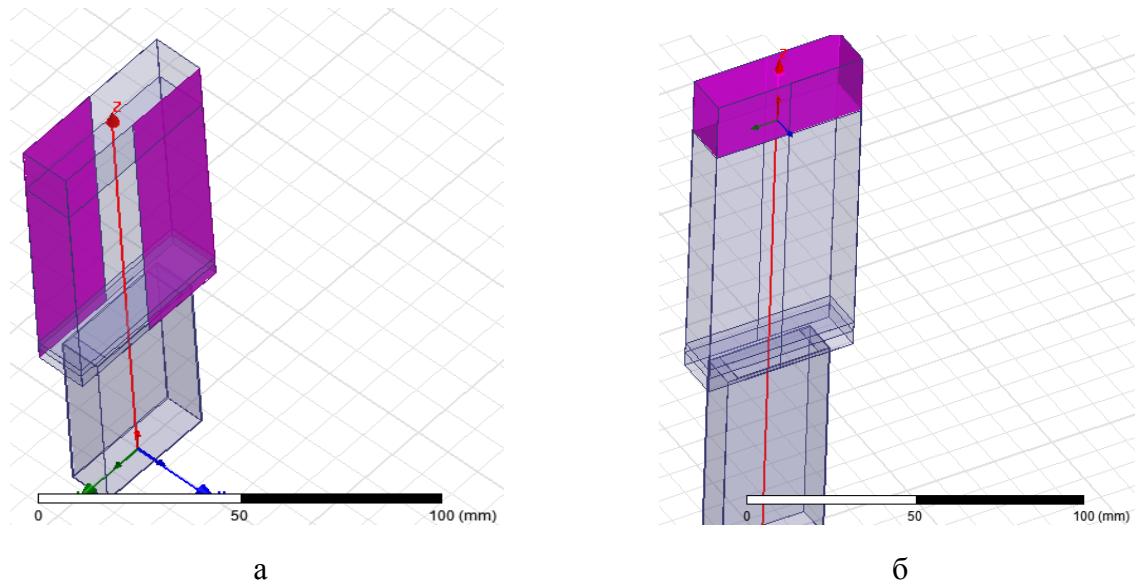


Рисунок 4 – Розбиття граничних умов для визначення «каналу Флоке» центральної комірки ФАР з трикутною сіткою



а – відповідних граничних умов «каналу Флоке», б – PML (perfect matched layer) шар

Рисунок 5 – Візуалізація моделі в HFSS

Після закінчення процесу обчислення моделі в першу чергу було проаналізовано збіжність чисельного розрахунку: на рис.6 зображено табличне представлення процесу збіжності, на рис.7 – графічне.

Pass Number	Total Tetrahedra	Max Mag Delta S
1	1996	N/A
2	2427	0.0074275
3	2791	0.0072621
4	3004	0.0020798
5	3504	0.0021109
6	4223	0.0003076

Рисунок 6 – Таблиця збіжності чисельного розрахунку

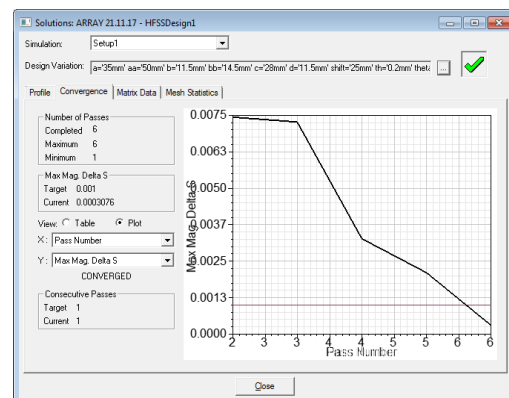
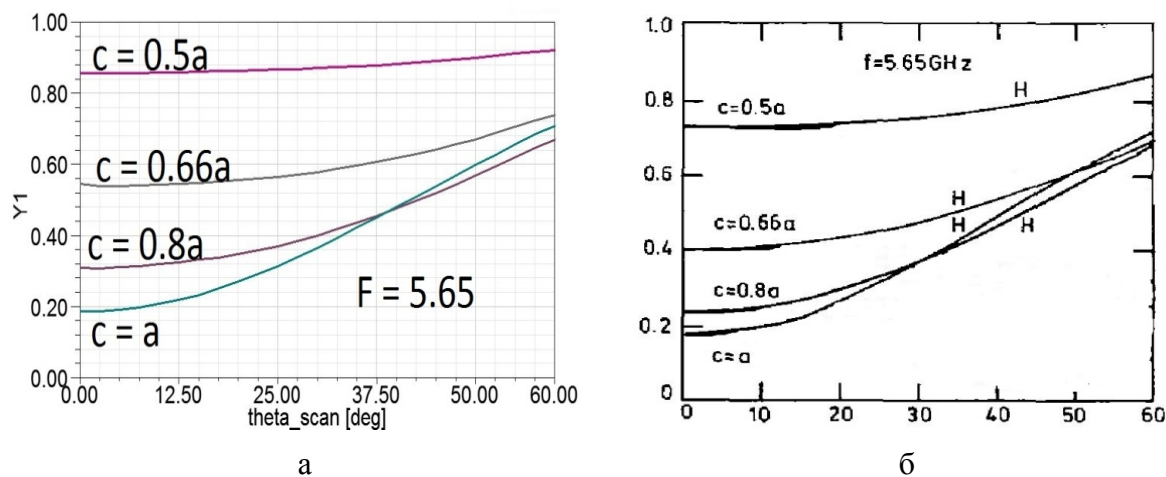


Рисунок 7 – Графік збіжності чисельного розрахунку

Добре видно, що для забезпечення умови збіжності обрано значення прирощення чисельного результату від ітерації до ітерації не більше 0.001. На шостій ітерації розрахунок зупинено оскільки величина прирощення менша від зазначеної величини та дорівнює 0.000367.

Аналіз отриманих чисельних результатів. Для перевірки коректності запропонованої методики виконано розв'язок відомої задачі [5]. Отримані результати моделювання в HFSS представлено на рис.8, а, а відомі – на рис.8, б.



а – без діафрагми ($c=a$); б – з діафрагмою ($c=0.5a, 0.66a, 0.8a$)

Рисунок 8 – Залежність модуля коефіцієнта відбиття від кута сканування на частоті 5.65 ГГц

Видно, що отримані результати розрахунку мають гарне співпадіння характеру залежності модуля коефіцієнта відбиття з відомими результатами [5], що підтверджує коректність побудови моделі розглянутої ФАР.

У роботі [5] у якості узгоджувачого елемента в конструкції ФАР застосовується діелектричний шар, розташований на деякій відстані над апертурою антени та індуктивна діафрагма. Графічні результати чисельного моделювання в HFSS отримані в процесі математичного моделювання представлено на рис.9, а відомі результати – на рис.10. На цих рис.9-10 зображено графіки залежності модуля коефіцієнта відбиття для трьох значень діелектричних проникностей: а – поліімід ($\epsilon=3.5$), б – поліетилен ($\epsilon=2.3$) та в – діелектрик з проникністю, що дорівнює 9. Сканування проводиться в діапазоні кутів від 0 до 60 градусів та на частотах: ($f_0=5.65$ ГГц, $f_1=5.4$ ГГц, $f_2=5.9$ ГГц).

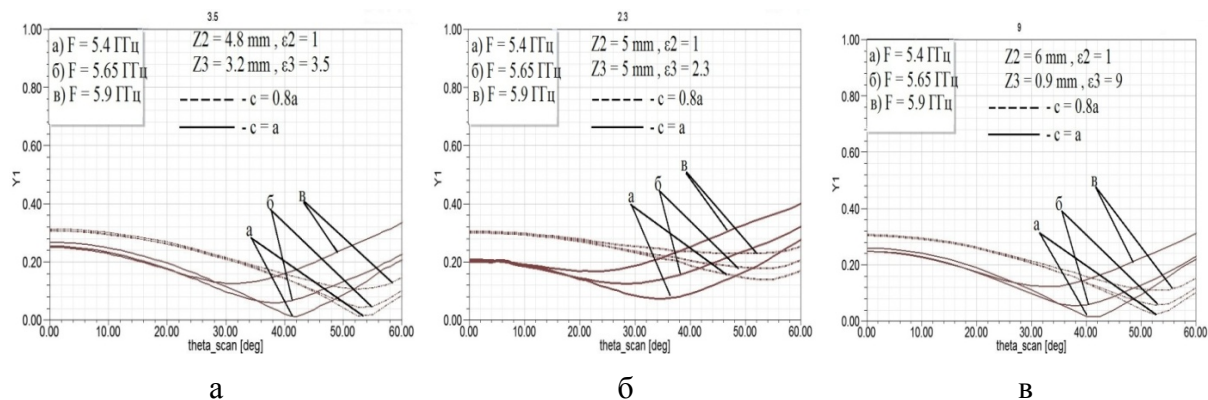


Рисунок 9 – Розраховані в HFSS залежності модуля коефіцієнта відбиття від кута сканування з діелектричними шарами

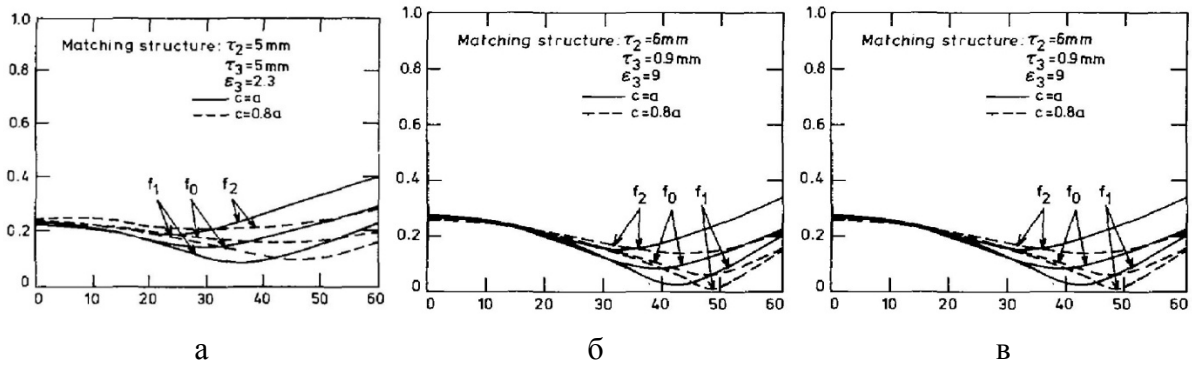


Рисунок 10 – Відомі залежності модуля коефіцієнта відбиття від кута сканування з діелектричними шарами

У вище розглянутому варіанті побудови УС є недолік: це шар повітря між апертурою та діелектричним шаром, який може призвести до згинання діелектричного шару, що, в свою чергу, може призвести до неоднорідності значення діелектричної проникності вздовж УС. Для усунення цього недоліку запропоновано використання додаткового шару, який не дозволить прогинатися верхньому діелектричному шару. В якості такого діелектрику обрано пінопласт, який, по-перше, має малу щільність, що істотно не змінює масу УС, по-друге, він дешевий та добре піддається обробці, а його відносна діелектрична проникність близька до повітря ($\epsilon=1.1$).

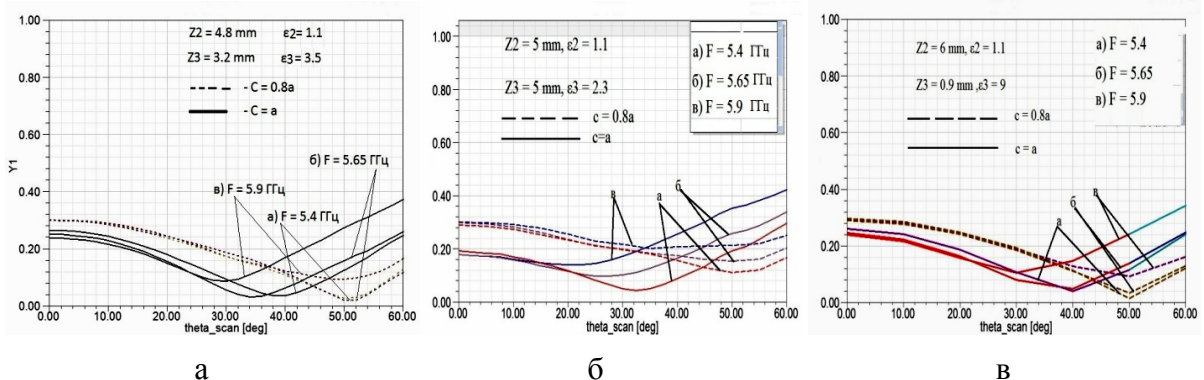


Рисунок 11 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття від кута сканування для запропонованої УС з діелектричним шаром та шаром пінопласту

Результати чисельного дослідження застосування пінопласту в УС проводилися в широкому діапазоні значень товщини діелектричних шарів. Значного покращення узгодження ФАР, тобто зниження модуля коефіцієнта відбиття, отримати не вдалося. Тому було вирішено зупинитися на відомих геометричних розмірах узгоджуючої структури ФАР. Отримані результати розрахунків (рис. 11) дозволяють зробити висновок про те, що модель УС, яка досліджується, дозволяє покращити механічні властивості ФАР при збереженні експлуатаційних параметрів: модуль коефіцієнта відбиття, робочий частотний діапазон та діапазон кутів сканування.

Висновки. Вперше чисельно досліджено нескінченну ФАР з трикутною сіткою розташування прямокутних хвилеводів з узгоджувачами у вигляді діелектричних шарів, розташованих над апертурою АР за допомогою пакету програм HFSS 14. Отримані результати моделювання нескінченної ФАР узгоджуючої структури для трьох типів діелектриків та відповідних геометричних розмірів шарів мають співпадіння характеру залежності модуля коефіцієнта відбиття, що підтверджує коректність побудови тривимірної моделі розглянутої ФАР.

Запропоновано у якості елемента узгоджуючої структури ФАР застосовувати шар пінопласту, розташованого між апертурою антени та шаром діелектрика. Дослідження застосування такого варіанту УС дозволило покращити механічні властивості ФАР при збереженні основних експлуатаційних параметрів.

ЛІТЕРАТУРА

1. Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир, 1974. 455с.
2. Мануилов Б.Ю., Шабловский В.М. Возбуждение решетки плоских волноводов, покрытой слоем диэлектрика конечной длины. *Изв. вузов. Радиоэлектроника*, 1985. № 2. С.96-98.
3. Бодров В.В., Войнов С.А. Применение вертикальных проводящих штырей и диэлектрических вставок для согласования волноводных ФАР. *Изв. вузов. Радиофизика*, 1986. №7. С.825-832.
4. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д.И.Воскресенского. М.: Радио и связь, 1994. 592с.
5. Van Schaik H.J. The performance of an iris-loaded planar phased-array antenna of rectangular waveguides with an external dielectric sheet. *IEEE Trans. Antennas Propag.* May 1978. Vol. 26, No. 3. P.413-419.
6. User's guide High Frequency Structure Simulator / Ansoft Corporation. 801p.

Надійшла до редколегії 01.04.2019.

УДК 681.2:006.91.004.15

DOI 10.31319/2519-2884.34.2019.17

ІГНАТКІН В.У., д.т.н., професор
ЛИТВИНЕНКО В. А., к.т.н., доцент

Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське

АВТОМАТИЗОВАНИЙ РОЗРАХУНОК НАДІЙНОСТІ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЙ ПРОГРАМУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

Вступ. Для ефективної роботи спеціалістів метрологічної служби підприємства, на якому експлуатується або впроваджується автоматизована система управління метрологічним обслуговуванням засобів вимірювальної техніки (АСУ МО ЗВТ), найбільш важливими вимогами до програмних засобів реалізації методів оцінки і аналізу надійності засобів вимірювальної техніки (ЗВТ) є: основою обчислювальних алгоритмів повинні бути науково обґрунтовані методи розрахунку надійності; забезпечення необхідної точності і достовірності отриманих результатів розрахунку; програми повинні бути уніфікованими і мати зручний інтерфейс користувача; створення і динамічне коригування бази даних ЗВТ підприємства; зручний графічний інтерфейс для візуалізації результатів розрахунку; відкритий програмний код алгоритмів аналізу надійності для доповнення і внесення змін спеціалістами метрологічних служб [1].

Постановка задачі. Метою роботи є розробка методу і програмних засобів автоматизованої оцінки показників надійності ЗВТ на основі технології програмування інформаційних мереж.

Результати роботи. Програмні засоби, які реалізують роботу модуля «Оцінка і аналіз експлуатаційної надійності ЗВТ», виконано в операційній системі Windows 7 і