ЗАТВЕРДЖЕНО
Науково-методичною радою
Державного університету
«Житомирська політехніка»

протокол від 12 червня
2025 р. №4

МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ

для проведення лабораторних занять
з вибіркової навчальної дисципліни фахової підготовки
«Мережі супутникового зв'язку»
для здобувачів вищої освіти освітнього ступеня «бакалавр»

Рекомендовано на засіданні
кафедри комп'ютерних
технологій у медицині та
телекомунікаціях
26 серпня 2024 р., протокол №8

Розробник: к.т.н., доцент кафедри комп'ютерних технологій у медицині та телекомунікаціях ЦИПОРЕНКО Віталій

Житомир
2024

Зміст

Лабораторна робота №1. Дослідження фазованих антенних решіток…… 3

Лабораторна робота №2. Дослідження модулів супутникового НВЧ тюнера…….. 20

Лабораторна робота №3. Дослідження алгоритмів оброблення сигналів в цифровій антенній решітці..... 36

Лабораторна робота №4. Аналіз траєкторій польоту та робочих зон штучних супутників Землі з використанням програмного забезпечення NOVA ……..…….. 49

Лабораторна робота №5. Дослідження характеристик антен супутникових систем зв'язку……. 60

Лабораторна робота №6. Дослідження характеристик логоперіодичної антени……. 68

Література…….. 72

Лабораторна робота №1
Дослідження фазованих антенних решіток

1. Навчальні питання

1. Дослідження впливу частоти сигналу на ДН інваріантної антенної решітки (ІАР) та положення заданих нулів .

2. Дослідження впливу номерів елементів підрешітки які беруть участь у формуванні ДН ІАР на ДН ІАР.

3. Дослідження впливу амплітудного розподілу в елементах підрешітки на ДН ІАР.

4. Дослідження впливу ширини ДН елемента підрешітки на результуючу ДН ІАР.

5. Дослідження впливу положення заданих нулів на результуючу ДН ІАР.

2. Навчальна мета

1. Дослідити ІАР побудовані на основі змішаного синтезу.

2. Дослідити ІАР побудованих на основі поелементного синтезу.

3. Теоретичні відомості

Дослідження принципів побудови, методів синтезу та ефективності ІАР із використанням програмованих частотно інваріантних нулів довільної кількості для умов складної ЕМО і великої апріорної невизначеності відносно частоти завад.

Нехай необхідно здійснювати прийом корисних радіовипромінювань одночасно від K джерел інформації при наявності N джерел завад, причому $K < N$. Напрямки на джерела інформації апріорі невідомі і задаються ззовні в межах $(0-360)$ градусів. Напрямки на джерела завад відомі і не залежать від напрямків на джерела інформації. Корисні випромінювання та завади є широкосмуговими випромінюваннями із невідомою середньою частотою та шириною спектра з невідомими тривалостями та часом випромінювання.

Для цих умов ІАР повинна мати K незалежних головних пелюсток, напрямки яких можуть оперативно задаватись. Для забезпечення завадозахищеності в складній ЕМО ІАР повинна мати нулі в ДС в напрямках на N джерел завад незалежно від напрямків головних пелюсток та в широкій смузі можливих частот завад. Головні промені доцільно реалізувати на основі антенних решіток, що задамо послідовністю $f_1(\theta,\omega),...f_k(\theta,\omega),...f_K(\theta,\omega)$. Для формування N нулів при мінімумі середнього рівня бічних пелюсток доцільно використовувати елементи АР з круговою ДС, які задамо послідовністю $v_{K+1}(\theta,\omega),...v_{K+n}(\theta,\omega),...v_{K+N}(\theta,\omega)$. Для забезпечення частотної інваріантності після кожної АР та кожного елементу ІАР доцільно включити певні частотні фільтри відповідно $Z_k(\tau_0,\omega)$ та $Z_{K+n}(\tau_0,\omega)$ які підключені до спільного суматора. В результаті сумарна ДС синтезованої ІАР матиме вигляд суми:

$$F(\tau,\tau_0,\omega)=f_1(\tau,\omega)\cdot Z_1(\tau_0,\omega)+...+f_k(\tau,\omega)\cdot Z_k(\tau_0,\omega)+ \\ +v_{K+1}(\tau,\omega)\cdot Z_{K+1}(\tau_0,\omega)+...+v_{K+n}(\tau,\omega)\cdot Z_{K+n}(\tau_0,\omega)+...+v_{K+N}(\tau,\omega)\cdot Z_{K+N}(\tau_0,\omega), \quad (1)$$

де: τ – поточне значення узагальнених кутових координат θ;

τ_0 – узагальнені кутові координати напрямку на завади;

ω – колова частота;

Співвідношення (1) доцільно представити як розклад певного визначника за елементами першого рядка у відповідності до виразу (2):

$$F(\tau,\tau_0,\omega):=\begin{bmatrix} f_{11} & .... & f_{1k} & v_{1(K+1)} & .... & v_{1(K+N)} \\ \Phi_{21} & .... & \Phi_{2k} & \Phi_{2(K+1)} & .... & \Phi_{2(K+N)} \\ .... & .... & .... & .... & .... & .... \\ \Phi_{h1} & .... & \Phi_{hk} & \Phi_{h(K+1)} & .... & \Phi_{h(K+N)} \\ .... & .... & .... & .... & .... & .... \\ \Phi_{(K+N1)} & .... & \Phi_{(K+N)k} & \Phi_{(K+N)(K+1)} & .... & \Phi_{(K+N)(K+N)} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

В цьому випадку елементи в (2) Φ_{hK}, $\Phi_{h(K+n)}$ є базовими фільтрами (БФ), з яких складаються фільтри $Z_k(\tau_0,\omega)$ та $Z_{k+n}(\tau_0,\omega)$; $k=1,2,...(K+N)$ – номер стовбчика; $h=1,2,...(K+N)$ – номер рядка; $Z_k(\tau_0,\omega)$ та $Z_{K+n}(\tau_0,\omega)$ – ад'юнкти при розкладі визначника (2) за першим рядком. Значення ад'юнктів в (1) дорівнюють:

$$Z_{1k}(\tau_0,\omega) := \begin{bmatrix} \Phi_{21} & \cdots & \Phi_{2(K+1)} & \cdots & \Phi_{2(K+N)} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \Phi_{h1} & \cdots & \Phi_{h(K+1)} & \cdots & \Phi_{h(K+N)} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \Phi_{(K+N)1} & \cdots & \Phi_{(K+N)(K+1)} & \cdots & \Phi_{(K+N)(K+N)} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

Аналітично ДС антенних решіток $f_k(\theta,\omega)$, що формують головні промені, можна записати у вигляді наступної функції:

$$f_k(\tau,\tau_{mk},\omega)=\sum_{p=0}^{P} A_{pk}\cdot\exp(jp\omega(\tau-\tau_{mk})), \quad (4)$$

де A_{pk} – розподіл амплітуд по p-их елементах k-тої АР;

K – кількість ДС АР які входять до складу ІАР;

P – кількість елементів в АР;

$\tau=\frac{d}{c}\sin(\theta)$ – час затримки випромінювання між сусідніми елементами АР, яке залежить від відстані d між сусідніми елементами АР і кута падіння θ плоскої хвилі на АР;

c – швидкість світла;

$\tau_{mk}=\frac{d}{c}\sin(\theta_{mk})$ – запізнення сигналу між сусідніми елементами АР при приході хвилі з напрямку головного максимуму θ_{mk} ДН k-тої АР.

Для випадку рівномірного розподілу амплітуд по p-их елементах k-тої АР, коли $A_{pk}=1$ ДС антенних решіток $f_k(\theta,\omega)$, що формують головні промені, можна записати у вигляді наступної функції:

$$f_k(\tau,\tau_{mk},\omega)=\sum_{p=0}^{P}1\cdot\exp(jp\omega(\tau-\tau_{mk}))=\frac{\exp(jN\omega(\tau-\tau_{mk}))-1}{\exp(j\omega(\tau-\tau_{mk}))-1}=$$
$$=\frac{\exp(jN\omega(\tau-\tau_{mk})/2)}{\exp(j\omega(\tau-\tau_{mk})/2)}\cdot\left(\frac{\exp(jN\omega(\tau-\tau_{mk})/2)-\exp(-jN\omega(\tau-\tau_{mk})/2)}{\exp(j\omega(\tau-\tau_{mk})/2)-\exp(-j\omega(\tau-\tau_{mk})/2)}\right)=, \qquad (5)$$
$$=\exp(j(N-1)\omega(\tau-\tau_{mk})/2)\cdot\left(\frac{\sin(N(\omega(\tau-\tau_{mk}))/2)}{\sin((\omega(\tau-\tau_{mk}))/2)}\right)$$

Аналітично ДС елементів ІАР $v_{K+n}(\theta,\omega)$ можна записати у вигляді наступної функції:

$$v_{(K+n)}(\tau,\tau_{mn},\omega)=A_{(K+n)}\cdot\exp(jp_{(K+n)}\omega(\tau-\tau_{m(K+n)}))\,, \qquad (6)$$

де $A_{(K+n)}$ – ваговий коефіцієнт перед n-тим елементом в ІАР;

$p_{(K+n)}\in[1,P]$ – число рівне певному номеру елемента АР;

$\tau_{m(K+n)}=\frac{d}{c}\sin(\theta_{m(K+n)})$ – запізнення сигналу між сусідніми елементами АР при приході хвилі з напрямку головного максимуму θ_{mn} ДС n-того одиночного елементу ІАР.

Для мінімізації апаратурних витрат елементи ІАР доцільно реалізувати шляхом використання елементів АР, що формують головні промені.

Зафіксуємо змінну τ в формулах (5) та (6):

$$\tau=\tau_{0h}=\frac{d}{c}\sin(\theta_{0h})\,, \qquad (7)$$

де τ_{0h} – час затримки випромінювання між сусідніми елементами АР, який залежить від напрямку θ_{0h} на h-тий нуль в ДС ІАР.

Тоді ці функції будуть залежати тільки від частоти ω і набудуть змісту частотної характеристики фільтра.

Тоді БФ Φ_{hk}, які входять до складу визначника (2) мають наступний вигляд:

$$\Phi_{hk}(\tau_{0h},\tau_{mk)},\omega)=\sum_{p=0}^{P}A_{pk}\cdot\exp(jp_k\omega(\tau_{0h}-\tau_{mk}))\,. \qquad (8)$$

Для випадку рівномірного розподілу амплітуд, коли $A_{pk}=1$ БФ Φ_{hk}, які входять до складу визначника (2) матимуть наступний вигляд:

$$\Phi_{hk}(\tau_{0h},\tau_{mk)},\omega)=\exp(j(N-1)\omega(\tau_{0h}-\tau_{mk})/2)\cdot\left(\frac{\sin(N(\omega(\tau_{0h}-\tau_{mk}))/2)}{\sin((\omega(\tau_{0h}-\tau_{mk}))/2)}\right), \qquad (9)$$

Аналітично комплексні частотні характеристики БФ $\Phi_{h(K+n)}$, які входять до складу визначника (2) мають наступний вигляд:

$$\Phi_{h(K+n)}(\tau_{0h},\tau_{m(K+n)},\omega)=A_{(K+n)}\cdot\exp(jp_{(K+n)}\omega(\tau_{0h}-\tau_{m(K+n)}))\,. \qquad (10)$$

Аналіз визначника (2) показує, що при $\tau=\tau_{0h}$ визначник перетворюється в нуль в цій точці тому, що перший рядок буде дорівнювати h-тому при довільному значенні колової частоти ω. З (2) видно, що кількість нулів в ДС ІАР дорівнює на одиницю менше кількості рядків (K+N) у визначнику. Якщо $v_{K+n}(\tau,\omega)$ – елементарні випромінювачі з коловою ДС, то кількість головних променів в ІАР буде дорівнювати кількості K антенних решіток, що входять до складу ІАР. В крайньому випадку синтезована ІАР може мати один промінь $K=1$, та довільну кількість нулів в ДН. З формул (8) та (10) визначимо структурні схеми БФ Φ_{hk} та $\Phi_{h(K+n)}$. У відповідності до цих виразів доцільно реалізувати схеми паралельного та послідовного типу. Для прикладу на рис. 3.1,а та рис. 3.1,б показано схеми послідовного типу.

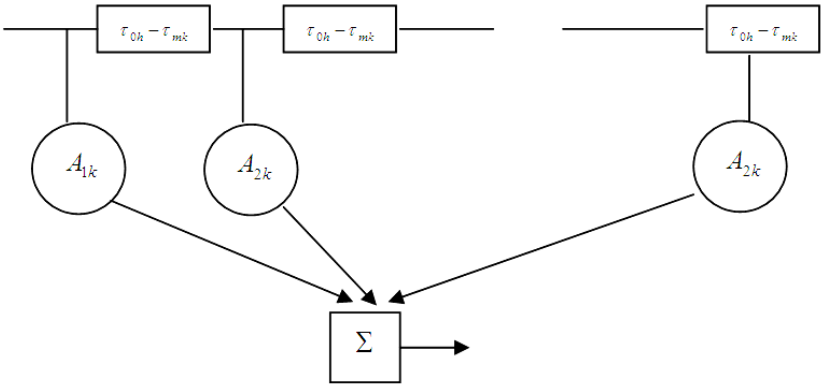


Рис. 3.1, а

Рис. 3.1, б

Визначимо вимоги до елементів АР.

Для забезпечення якісного прийому корисних випромінювань головні промені повинні мати великий коефіцієнт підсилення. Для цього ад'юнкти $Z_K(\tau_0,\omega)$ та $Z_{K+n}(\tau_0,\omega)$ при розкладі визначника (2) за першим рядком не повинні дорівнювати нулю. При $Z_k(\tau_0,\omega)=0$ один або усі промені ІАР стають рівні нулю. Вказана вимога забезпечується при реалізації елементів ІАР різними елементами АР, що є обмежуючим фактором кількості нулів.

Розглянемо для прикладу варіант побудови ІАР, яка реалізує два широкосмугові нулі та має один основний промінь. Така схема повинна реалізовувати визначник 3-го порядку з двома нулями в довільних заданих напрямках τ_{02} та τ_{03}:

$$F(\tau,\tau_{02},\tau_{03},\tau_{m1},\tau_{m2},\tau_{m3},\omega):=\begin{bmatrix} f_{11}(\tau-\tau_{m1}) & d_{12}(\tau-\tau_{m2}) & d_{13}(\tau-\tau_{m3}) \\ \Phi_{21}(\tau_{02}-\tau_{m1}) & \Phi_{22}(\tau_{02}-\tau_{m2}) & \Phi_{23}(\tau_{02}-\tau_{m3}) \\ \Phi_{31}(\tau_{03}-\tau_{m1}) & \Phi_{32}(\tau_{03}-\tau_{m2}) & \Phi_{33}(\tau_{03}-\tau_{m3}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

При розкладі визначника (2) за елементами першого рядка визначник $Z_1(\tau_0,\omega)$ буде дорівнювати:

$$\begin{aligned} Z_1 &= \begin{bmatrix} \Phi_{22} & \Phi_{23} \\ \Phi_{32} & \Phi_{33} \end{bmatrix} = \Phi_{22}\cdot\Phi_{33} - \Phi_{32}\cdot\Phi_{23} = \\ &= [A_2\cdot\exp(jp_2\omega(\tau_{02}-\tau_{m2})\cdot A_3\cdot\exp(jp_3\omega(\tau_{03}-\tau_{m3}) - . \\ &- A_2\cdot\exp(jp_2\omega(\tau_{03}-\tau_{m2})\cdot A_3\cdot\exp(jp_3\omega(\tau_{02}-\tau_{m3})] \end{aligned} \quad (12)$$

Покладемо $A_2 = A_3 = 1$, $p_2 = p_3$. Тоді вираз (10) матиме вигляд:

$$\begin{aligned} Z_1 &= [\exp(jp\omega[(\tau_{02}+\tau_{03})-(\tau_{m2}+\tau_{m3})]- \\ &- \exp(jp\omega[(\tau_{03}+\tau_{02})-(\tau_{m2}+\tau_{m3})]] = 0 \end{aligned} . \quad (13)$$

Аналіз рівняння (13) показує, що при рівності номерів елементів $v_{(K+n)}$ тобто при $p_2 = p_3$ ад'юнкт $Z_1(\tau_0,\omega)$ стає рівним нулю, що веде до втрати променя ІАР. Звідси випливає наступна умова роботи ІАР: всі елементи $v_{(K+n)}$ ІАР повинні стояти на різних позиціях.

4. Опис лабораторної моделі

Програмна модель буде в подальшому використовуватись для проведення лабораторних робіт по дослідженню ІАР при змішаному синтезі, тому вона повинна мати зручний інтерфейс користувача, простоту введення та виведення результатів які повинні відображатися в графічній формі. Так як ДН ІАР представляється у вигляді визначника виду (2.7) то робота програми буде зводитись до обчислення цього визначника. Також для порівняльного аналізу із іншими типами синтезів програма повинна обчислювати ДН ІАР

також при поелементному та променевому синтезі. Результати обчислень будуть представлені в прямокутній Декартовій системі координат в лінійному та логарифмічному масштабі. Прямокутна система координат у порівнянні із полярною при інженерних розрахунках є більш зручною, особливо при високих напрямлених властивостях антени так як масштаб кутів по осі абсцис може бути заданий в широких межах. ДН антен із високими захисними властивостями, а саме такою є ІАР, через малий рівень бічних і задніх пелюсток тяжко зобразити в лінійному масштабі, тому ДН тому ДН також буде представлена і в логарифмічному масштабі. Також в такому масштабі буде добре видно глибину "нуля". Загальний алгоритм роботи програмної моделі представлений на рис. 4.1.

Обчислення ДН ІАР буде проводитись при формуванні одного та двох нулів. В першому випадку буде обчислюватися визначник другого порядку, а у другому випадку – визначник третього порядку.

Для моделювання обраний інтегрований багатофункціональний програмний пакет MathCAD, абревіатура розшифровується як **Math**ematical **C**omputer **A**ided **D**esign, що переводиться як математичне автоматизоване проектування, що і говорить про призначення пакету. Алгоритм задач в пакеті MathCAD описується в загальноприйнятих математичних термінах і позначеннях. Поряд із цим пакет має розвинуті засоби роботи із текстовою, графічною та ілюстративною інформацією являючи в сукупності розвинений інтегрований засіб із елементами штучного інтелекту для автоматизації вирішення задач обчислювального характеру.

Рис. 4.1 Загальний алгоритм роботи програмної моделі

На рис. 4.2 приведений фрагмент програмної моделі ІАР при змішаному синтезі. Як видно із рисунка всі вирази записані у вигляді стандартних математичних конструкцій послідовність розміщення яких відповідає послідовності обчислення.

Спочатку в моделі вводяться початкові дані: відстань між елементами решітки – d; кількість елементів – N ; довжина хвилі – λ; напрям головного максимуму підрешітки – $\theta 1$; напрямки формування нулів – $\theta 01$ і $\theta 02$; номера елементів підрешітки що беруть участь у формуванні ДН ІАР – j та k. Кутові напрямки формування головного променя та нулів поділені на 57,3, це зроблено для того щоб значення величин вводилися в градусах, що більш зручніше ніж в радіанах, аналогічне зроблено і в подальших обчислювальних функціях. Коефіцієнти амплітудного розподілу задаються у відповідності із

формулою (1.13), що дозволяє проводити дослідження при рівномірному, косинусоїдальному амплітудному розподілах та розподілі косинус на п'єдесталі. В моделі також передбачено, що підрешітка може складатися як із не напрямлених елементів так із напрямлених. В якості напрямлених елементів використовуються симетричні вібратори або рупори в площині Е.

ДН симетричного вібратора зображається виразом

$$Fe(\theta) := \frac{\cos(k \cdot l \cdot \sin(\theta)) - \cos(k \cdot l)}{\cos(\theta)},$$

.

де l – довжина плеча вібратора; $k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число.

ДН рупора в площині Е визначається виразом

$$Fe(\theta) := \frac{\sin(0.5 \cdot k \cdot l \cdot \sin(\theta))}{0.5 \cdot k \cdot l \cdot \sin(\theta)} \cdot \frac{1 + \cos(\theta)}{2},$$

де l – розмір розкриву рупора в площині Е.

Зміна типу елемента решітки відбувається шляхом включення та виключення відповідної конструкції відповідного виразу із обчислень (на рис 4.2 виключений вираз помічений зверху чорним квадратом. Визначники в програмній моделі обчислюються за відомими математичними правилами.

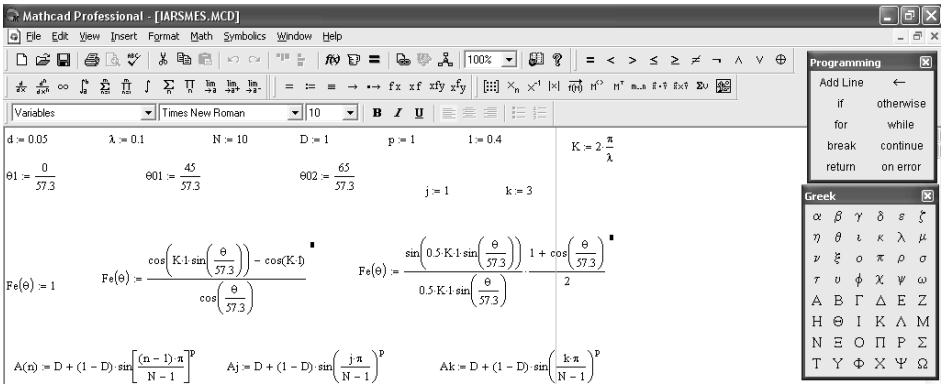


Рис. 4.2. Фрагмент програмної моделі для дослідження ІАР при змішаному синтезі

Для ІАР із формуванням одного нуля обчислюється визначник другого порядку, а для ІАР із формуванням двох нулів обчислюється визначник третього порядку. Визначник другого порядку обчислюється за відомим правилом, як різниця добутків елементів головної та побічної діагоналей. Визначник третього порядку обчислюється за правилом трикутників, при цьому перші три доданки є добутками елементів, що стоять на головній діагоналі і у вершинах двох трикутників у яких одна сторона паралельна головній діагоналі визначника. Аналогічно утворюються доданки із знаком мінус де за основу береться побічна діагональ.

На рис. 4.3 зображений фрагмент тої ж моделі де виводяться результати обчислень. Як видно із рис. 4.3 програма будує ДН ІАР із формуванням одного та двох нулів в прямокутній системі координат в лінійному та логарифмічному

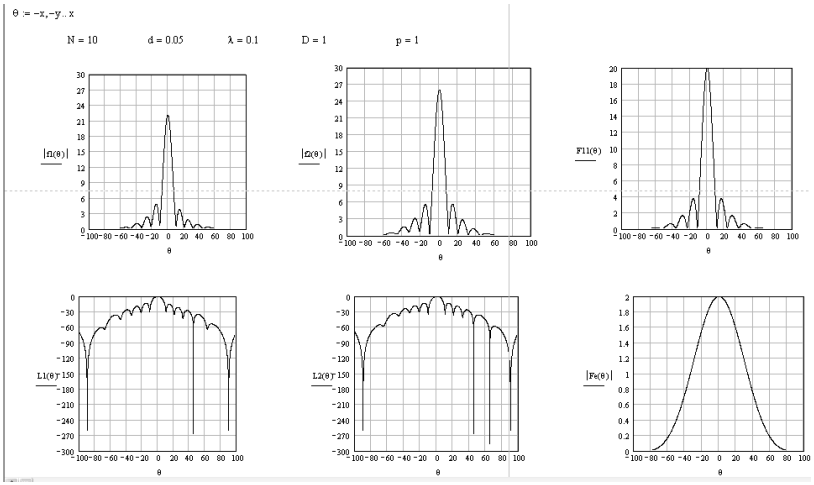


Рис. 4.3. Фрагмент програмної моделі для дослідження ІАР при змішаному синтезі (область побудови графіків)

масштабах. Також будуються ДН підрешітки та елемента решітки, що є дуже зручним при дослідженні ІАР .

Аналогічно побудовані програмні моделі для дослідження ІАР при променевому та при по елементному синтезах у відповідності із методикою синтезу, що описана в другому розділі.

5. Порядок виконання лабораторної роботи

5.1. Запустити програму для моделювання змішаного синтезу (iarsmes.mcd) та дослідити властивості ІАР при змішаному синтезі (при запуску програми в ній вже будуть встановлені початкові дані – довжина хвилі, кількість елементів решітки, відстань між ними та напрямок формування головного променя, напрямки формування нулів в ІАР, амплітудний розподіл між елементами решітки буде встановлений рівномірний, тип елемента решітки – ненапрямлений).

5.1.1. Натиснувши клавішу <F9> отримати графіки ДН, при заданих початкових даних, ІАР при формуванні одного та двох нулів, ДН підрешітки та ДН елемента в лінійному та логарифмічному масштабах. В ДН ІАР, особливо в логарифмічному масштабі, повинні

спостерігатися чіткі нулі глибиною порядку 200 дБ, положення яких повинно відповідати заданим напрямкам формування нулів (змінні θ01 і θ02 в програмі). Програма в режим ручного обчислення, тому при кожній зміні початкових величин необхідно натискати <F9>. Також необхідно пам'ятати, що обчислення графіків закінчується на останньому, що знаходиться в даний момент на екрані, а для обчислення інших необхідно зробити прокрутку вниз і натиснути <F9>.

5.1.2 Дослідити вплив частоти сигналу на ДН ІАР та положення заданих нулів. Для цього необхідно отримати ДН ІАР при довжині хвилі (змінна λ) збільшеної та зменшеної в три рази відносно встановленої величини.

5.1.3 Дослідити як впливає кількість елементів підрешітки на результуючу ДН ІАР. Для цього необхідно змінювати значення змінної N в програмі на 5 елементів менше та на 10 більше відносно встановленого значення та отримати ДН ІАР при цих значеннях.

5.1.4 Дослідити вплив напрямку головного максимуму підрешітки на результуючу ДН ІАР. Для цього отримайте ДН ІАР при значеннях змінної θ1 відповідно – 30 та 15 градусів.

5.1.5 Дослідити вплив номерів елементів підрешітки які беруть участь у формуванні ДН ІАР на ДН ІАР. Для цього встановіть кількість елементів підрешітки N=10 та при j=1, k= 3 та j=3, k=7 отримайте ДН ІАР.

5.1.6 Дослідити вплив амплітудного розподілу в елементах підрешітки на ДН ІАР. Для цього отримайте ДН ІАР при значеннях змінних D=0, p=3 (косинусоїдальний амплітудний розподіл) та при D=0,5, p=3 (розподіл косинус на п'єдесталі). При цьому встановити N=10, j=1, k= 3.

5.1.7 Дослідити вплив ширини ДН елемента підрешітки на результуючу ДН ІАР. Для цього встановіть N=4, j=1, k=3, λ=0,1, D=1, p=1, (рівномірний амплітудний розподіл), l=0.05 (d > l) та виключіть вираз Fe=1 із обчислення (клацніть лівою кнопкою мишки по цій

області та в отриманому меню виберіть пункт “Disable Equation”) та аналогічно включіть в обчислення наступний за ним вираз вибравши пункт в меню “Enable Equation”. Цей вираз є ДН симетричного вібратора. Та отримайте ДН ІАР. Далі аналогічно виключіть цей вираз із обчислення та включіть наступний, який є ДН рупора в площині Е, встановіть l=0.3. Отримайте ДН ІАР.

5.1.8 Дослідити вплив положення заданих нулів на результуючу ДН ІАР. Для цього включіть в обчислення вираз Fe=1, а інші виключіть, встановіть N=10. Отримайте ДН ІАР при значеннях величин θ01=15°, θ02=40° та величин θ01=θ1, θ02=40° .

5.1.9 По результатам отриманих досліджень зробити висновки, як впливає та чи інша величина на результуючу ДН ІАР , і чим відрізняються ДН ІАР при формуванні одного та двох нулів.

5.2. Запустити програму для моделювання поелементного синтезу (iarpoel.mcd) та дослідити властивості ІАР при поелементному синтезі.

5.2.1 При заданих параметрах отримати ДН ІАР при формуванні одного нуля (в цьому випадку решітка містить два елементи) та при формуванні двох нулів (решітка містить три елементи) та ДН елемента в лінійному та логарифмічному масштабах.

5.2.2. Дослідити вплив частоти сигналу на ДН ІАР та положення заданих нулів у відповідності із методикою в п. 1.2.

5.2.3. Дослідити вплив амплітудного розподілу в елементах решітки на ДН ІАР у відповідності із методикою п. 1.6.

5.2.4. Дослідити вплив ширини ДН елемента підрешітки на результуючу ДН ІАР у відповідності із методикою п .1.7.

5.2.5 Дослідити вплив положення заданих нулів на результуючу ДН ІАР. Напрямки положення нулів задаються такі ж як і в п.1.8.

5.2.6 По результатам отриманих досліджень зробити висновки, як впливає та чи інша величина на результуючу ДН ІАР при поелементному синтезі, і чим відрізняються ДН ІАР при формуванні одного та двох нулів.

5.3. Запустити програму для моделювання променевого синтезу (iarluch.mcd) та дослідити властивості ІАР при променевому синтезі при формуванні одного (ІАР містить дві підрешітки) та двох (ІАР містить три підрешітки) нулів в ДН.

5.3.1 Отримати графіки ДН, при заданих початкових даних, ІАР при формуванні одного та двох нулів, ДН підрешітки в лінійному та логарифмічному масштабах.

5.3.2. Дослідити вплив частоти сигналу на ДН ІАР та положення заданих нулів у відповідності із методикою в п. 1.2.

5.3.3 Дослідити як впливає кількість елементів підрешітки на результуючу ДН ІАР. Дослідження проводити для кожної підрешітки змінюючи одночасно значення змінних N1, N2, N3 в програмі на 5 елементів менше та на 10 більше відносно встановленого значення та отримати ДН ІАР при цих значеннях. Також отримати ДН ІАР при різних значеннях N1, N2 і N3.

5.3.4 Дослідити вплив напрямку головного максимуму кожної підрешітки на результуючу ДН ІАР. Для цього отримайте ДН ІАР при різних значеннях θ1, θ2, θ3.

5.3.5. Дослідити вплив амплітудного розподілу в елементах підрешітки на ДН ІАР. Для цього отримайте ДН ІАР при значеннях змінних D=0, p=3 (косинусоїдальний амплітудний розподіл) та при D=0,5, p=3 (розподіл косинус на п'єдесталі). При цьому встановити N1= N2= N3=10.

5.3.6 Дослідити вплив положення заданих нулів на результуючу ДН ІАР. Для цього встановіть рівномірний амплітудний розподіл (D=1, p=1) і отримайте ДН ІАР при різних значеннях θ01, θ02, θ03 та при суміщенні одного із максимумів підрешітки із нулем (коли θ01= θ1 або θ02= θ2 або θ03= θ3).

6. Обробка результатів

По результатам отриманих досліджень зробити висновки, як впливає та чи інша величина на результуючу ДН ІАР при

променевому синтезі, і чим відрізняються ДН ІАР при формуванні одного та двох нулів.

4. Порівняти отримані результати при різних типах синтезів та зробити відповідні висновки, як впливає та чи інша величина на результуючу ДН ІАР , і чим відрізняються ДН ІАР при формуванні одного та двох нулів. Визначити переваги та недоліки кожного типу синтезу.

Вказані досліди провести для ІАР побудованих на основі змішаного та поелементного синтезу.

Студентом можуть бути виконані всі пункти, якщо дозволяє час відведений на проведення лабораторної роботи, або вибірково за вибором викладача.

7. Зміст звіту. Звіт повинен містити:

1. Структурні схеми фільтрів, що досліджувалися у лабораторній роботі.

2. Осцилограми відповідно до п. 2, 4-9.

3. Розраховані значення відношення сигнал/шум відповідно до п. 3-5, 7-8.

4. Висновки.

8. Контрольні тестові питання

1. Пояснити принципи побудови ІАР на основі променевого поелементного та змішаного синтезу.
2. Як впливає положення максимуму ДН у просторі на ширину променя.
3. В чому полягає інваріантність досліджуваних антенних решіток?
4. Як впливає амплітудний розподіл в елементах підрешітки на ДН ІАР?
5. Як впливає кількість елементів підрешітки на результуючу ДН ІАР?
6. Чим визначається та обмежується кількість нулів та максимумів ДН ІАР?

7. Як впливає частота сигналу на ДН та положення нулів?
8. Чим визначається глибина нулів в ДН ІАР?

Література

1. Коваленко М. В. Синтез інваріантних антенних решіток // Вісник ЖІТІ, 1999 – №9 / Технічні науки. – с. 178 – 184.
2. Воротніков В. В., Зелінський О.В., Коваленко М. В., Коваленко О. М., Колос Ю. О., Чухов В. В. Поелементний і змішаний синтез інваріантних антенних решіток. // Вісник ЖІТІ, 1999 – №11 / Технічні науки. – с. 133 – 138.
3. Бабак В.П., Наритник Т.Н., Куц Ю.В., Казимиренко В.Я. Обробка сигналів у радіоканалах цифрових систем передавання інформації: Навч. Посібник / За заг. ряд. чл.-кор. НАН України В.П. Бабака. – К.: Книжкове видавництво НАУ, 2005. – 476 с.

Лабораторна робота №2
Дослідження модулів супутникового НВЧ тюнера

1. Навчальні питання

1. Дослідити амплітудно-частотні характеристики мікросмужкових НВЧ перетворювачів частоти та фільтрів.

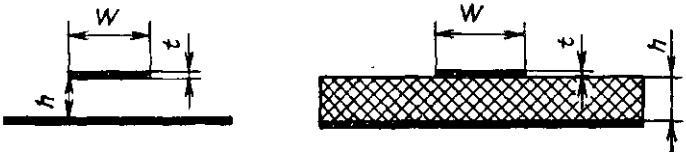
2. Дослідити часові характеристики мікросмужкових перетворювачів частоти та фільтрів.

2. Навчальна мета

1. Експериментальне дослідження частотних мікросмужкових характеристик НВЧ перетворювачів частоти та фільтрів.

3. Теоретичні відомості

Смужковою лінією передачі називають таку лінію, в якій провідник стрічкового, круглого або квадратного перетинів розташований на деякій відстані від металевої площини (основи) або поміщений між двома металевими основами. Простір між провідником і основами може бути заповнений повітрям або діелектриком. Лінії з діелектричним заповненням, що виконуються друкарським способом, називаються друкарськими смужковими лініями. Розрізняють два основні типів смужкових ліній: (рис. 3.1) і симетричні (рис. 3.2)



а) б)

Рис. 3.1. Несиметричні смужкові лінії:
а – з повітряним заповненням; б – з діелектричним заповненням

Несиметрична друкована смужкова лінія є пластиною діелектрика, на одній стороні якої нанесені провідники (провідні смужки) схеми, а на іншій – металізоване покриття, що створює

площину, що проводить (заземлену). Така лінія являється простою в налаштуванні, виготовленні і експлуатації.

Недоліками несиметричної смужкової лінії є відсутність екранування і підвищені втрати (у порівнянні з симетричною лінією). Проте якщо діелектрична проникність підкладки лінії висока, то електричне поле концентрується в області між провідником і заземленою пластиною, а тому втрати на випромінювання невеликі.

Ця обставина дозволяє успішно використовувати несиметричні лінії в інтегральних НВЧ схемах (їх називають мікросмужковими лініями передачі). Скорочення габаритів в мікросмужкових інтегральних НВЧ схемах забезпечується за рахунок вибору діелектрика з високою відносною діелектричною проникністю (ε – порядку 10).

а) б)

Рис. 3.2. Симетричні смужкові лінії: а – з повітряним заповненням, б – з діелектричним заповненням

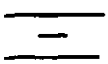
У симетричній друкарській смужковій лінії (рис. 3.2,б) центральний провідник поміщений між двома діелектричними пластинами з металізованими зовнішніми поверхнями. Такі лінії володіють хорошим екрануванням, проте вони складні у виготовленні і налаштуванні, вимагають дотримання механічної симетрії для забезпечення малих втрат на випромінювання. Центральний провідник симетричної смужкової лінії в зібраному вигляді абсолютно недоступний для регулювання, що створює певні незручності при налаштуванні схем.

Високодобротні смужкові лінії (таблиця. 3.1) застосовуються у тому випадку, коли необхідно, щоб добротність ненавантаженої

передавальної лінії була досить високою (порядку 2000). Високодобротна лінія передачі має об'єм, більший, ніж симетрична друкарська смужкова лінія, але менший, ніж коаксіальна лінія або хвилевід. Така лінія забезпечує хороше екранування і менш чутлива до технологічних змін діелектричної сталої і товщини підкладки. Вибір типу смужкової лінії повинен проводитися з врахуванням виконання ряду вимог: малі втрати, можливість серійного виробництва, простоти налаштування, малий об'єм і вага, стабільність параметрів, низька вартість.

У таблиці. 3.1 приводяться характеристики основних типів смужкових ліній, наголошуються їх основні переваги і недоліки.

Таблиця 3.1

Тип смужкової лінії	Переріз лінії	Переваги	Недоліки
Несиметрична смужкова лінія з повітряним заповненням		Невелика вага	Відсутність екранування, великі втрати, потрібне кріплення
Несиметрична друкарська смужкова лінія (з малим $\varepsilon \approx 2 \div 3$ підкладки)		Малі габарити, мала вага, низька вартість, не потрібне кріплення	Великі втрати в несиметричної лінії, відсутність екранування
Мікросмужкова лінія (з високим $\varepsilon \approx 10$)			
Симетрична смужкова лінія з повітряним заповненням		Малі втрати, мала вага	Великі габарити, потрібне кріплення

Симетрична смужкова лінія високої граничної потужності		Велика гранична потужність, Мвт	Великі габарити, висока вартість, потрібне кріплення
Симетрична друкована смужкова лінія		Малі габарити, не потрібне кріплення	Порівняно великі втрати, велика вага
Високодобротна смужкова лінія		Малі втрати	Потрібне кріплення, порівняно великі габарити

Мікросмужкові лінії передачі застосовуються в гібридних і монолітних інтегральних схемах (ІС) НВЧ діапазону. У гібридних ІС різні дискретні компоненти (транзистори, діоди і т. д.) поміщені у невеликому корпусі (або модулі) мікросмужкової конструкції. В монолітних ІС всі елементи схеми реалізуються усередині загальної напівпровідникової пластини і частково на її поверхні. Гібридні схеми в порівнянні з монолітними володіють: кращими електричними характеристиками, широкою смугою пропускання, малими шумами, високою добротністю і стабільністю. Монолітні схеми мають нижчу вартість, менші габарити і більшою мірою пристосовані для автоматизованого виробництва.

Робоча смуга частот. Довжини хвиль.

Теоретичних обмежень для вживання смужкових ліній в області низьких частот не існує. У деяких пристроях смужкові лінії служать для передачі постійного струму (наприклад, в детекторних секціях). Практично, оскільки розміри смужкових резонансних елементів на дуже низьких частотах стають значними, рекомендується застосовувати смужкові лінії, на частотах вище 100 Мгц.

На високих частотах вживання смужкових систем обмежене вимогами високих допусків на виготовлення, а також наявністю втрат в лінії передачі. На хвилях коротше за 1 см габаритно-вагові переваги смужкових ліній в порівнянні з хвилеводами практично відсутні, тому в короткохвильовій частині міліметрового діапазону хвиль в основному використовують хвилеводні лінії передачі.

Діапазон частот мікросмужкових ліній значно ширше, ніж у стандартних прямокутних хвилеводів і становить 100-30000 МГц. При проектуванні інтегральних схем слід враховувати, що робоча частота мікросмужкової схеми повинна бути нижче критичної частоти f_c (частоти зрізу) поперечної електричної поверхневої хвилі найнижчого порядку, що визначається за формулою:

$$f_c = \frac{75}{h(\varepsilon - 1)^{1/2}} \quad [ГГц], \tag{3.1}$$

де h – товщина підкладки, мм.

Так, наприклад, для мікросмужкової лінії з керамічною підкладкою ($\varepsilon \approx 10$) завтовшки h = 0,5 мм критична частота f_c 50 ГГц.

На високих частотах f >14 ГГц (міліметровий діапазон хвиль) перевага віддається ІС у монолітному виконанні, що має менші габарити і вартість в порівнянні з гібридним ІС. У більш довгохвильовому діапазоні використовуються гібридні схеми.

Довжина хвилі в симетричній смужковій лінії, що працює з коливаннями типу ТЕМ, рівна:

$$\Lambda_{TEM} = \lambda / \sqrt{\varepsilon}, \tag{3.2}$$

де λ – довжина хвилі у вільному просторі;

ε – відносна діелектрична проникність матеріалу підкладки.

Довжина хвилі в несиметричній смужковій лінії визначається таким чином [2.2]:

$$\Lambda \approx \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}} K = \Lambda_{TEM} K = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{эфф}'}}, \qquad (3.3)$$

де $K = \dfrac{\Lambda}{\Lambda_{TEM}}$ – коефіцієнт подовження хвилі;

$\varepsilon_{эфф}' = \varepsilon' / K^2$ – ефективна діелектрична проникність.

При $W/h \geq 0{,}6$ маємо:

$$K = \left[\frac{\varepsilon}{1 + 0{,}63(\varepsilon - 1)(W/h)^{0{,}1255}} \right]^{1/2}, \qquad (3.3, а)$$

а при $W/h \leq 0{,}6$

$$K = \left[\frac{\varepsilon}{1 + 0{,}6(\varepsilon - 1)(W/h)^{0{,}0297}} \right]^{1/2}, \qquad (3.3, б)$$

Величина $K = 1{,}1 \div 1{,}3$ залежить від відношення W/h до ε і може бути визначена за графіком рис. 3.3, а.

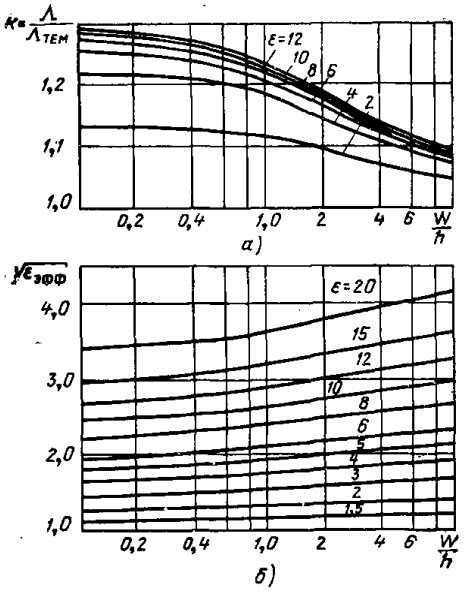


Рис. 3.3. Графік залежності коефіцієнта подовження хвилі (а) і ефективної діелектричної проникності (б) несиметричної друкарської полоскової лінії від W/h для різних ε .

Ефективна діелектрична проникність обчислюється за формулою:

$$\varepsilon_{эфф} = 1 + q(\varepsilon - 1) = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2}\left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2}, \qquad (3.4)$$

де $q = 0{,}55 \div 0{,}85$ – коефіцієнт заповнення діелектрика, що залежить від W/h , відносної діелектричної проникності ε і геометричних контурів кордону між повітряним і діелектричним середовищем (рис. 3.3, б).

Надалі довжину хвилі в будь-якому типові смужкової лінії позначатимемо через Λ .

Гранична потужність. Потужність, при якій виникає високочастотний пробій смужкової лінії, називається граничною або розрядною потужністю. При роботі на високому рівні потужності смужкові системи не можуть конкурувати з хвилеводами. Найменшу граничну потужність мають несиметричні смужкові лінії, в яких із збільшенням передаваної потужності відбувається перегрів вузького провідника лінії і збільшення втрат потужності**.**

Для передачі дуже великих потужностей (мегаватний піковий рівень) використовується симетрична лінія високої граничної потужності (див. табл. 3.1). Ефект корони в такій лінії усувається за рахунок потовщення смужки (до 3 мм) і її закруглення на краях.

У мікросмужкових лініях передачі гібридних інтегральних схем гранична потужність при роботі в режимі безперервних коливань складає декілька десятків ватів, а при роботі в імпульсному режимі – одиниці кіловат. Ще нижчий рівень граничної потужності (одиниці ватів в безперервному режимі) мають напівпровідникові монолітні інтегральні схеми. Одним із способів підвищення рівня граничної потужності, що пропускається, є використання як підкладки в мікросмужковій лінії матеріалів з великою теплопровідністю (типа нітриду бору, окислу берилію).

Інший спосіб полягає в тому, що прилади з великою тепловіддачею вмонтовуються на окремих керамічних пластинах, наприклад з берилієвої кераміки (з коефіцієнтом теплопровідності $k = 0{,}4\,\frac{кал}{см \cdot с \cdot {}^{\circ}C}$, які включаються в мікросмужкову ІС з підкладкою з високоглиноземистої кераміки $\left(k = 0{,}05\,\frac{кал}{см \cdot с \cdot {}^{\circ}C}\right)$.

Загасання і добротність. Загальне загасання смужкової лінії рівне:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_i, \qquad (3.5)$$

де α_c – загасання, визначуване втратами в провіднику;

α_d – загасання, обумовлене втратами в діелектрику;

α_i – загасання унаслідок випромінювання.

У техніці НВЧ важливим параметром є загасання на одиницю довжини хвилі (дБ/Λ), оскільки при розрахунку фільтрів і направлених відгалужувачів необхідна довжина відрізків лінії передачі є функцією робочої частоти.

Несиметрична смужкова і мікросмужкова лінії.

В несиметричній смужковій лінії загасання в провідниках дорівнює:

$$\alpha_c \approx \frac{8{,}7R_s}{\rho W}\left[\frac{дБ}{ед.\quad длины}\right], \tag{3.6}$$

де R_s – опір поверхневого шару на НВЧ в $Ом/м^2$;

ρ – хвилевий опір смужкової лінії.

Затухання в діелектрику становить:

$$\alpha_c \approx 27{,}3\frac{\sqrt{\varepsilon}\ tg\ \delta}{\lambda}\left[\frac{дБ}{од.\quad довжини}\right], \tag{3.7}$$

а загасання унаслідок випромінювання:

$$\alpha_i = \frac{P_i}{P_0} = \frac{320}{\rho}\left(\frac{\pi h}{\lambda^2}\right)\left[\frac{дБ}{од.\quad довжини}\right], \tag{3.8}$$

де Ро – потужність сигналу, що пропускається через лінію;

Рі – випромінювана потужність.

Для мікросмужкових ліній, що мають підкладку з високою відносною діелектричною проникністю, загасанням унаслідок випромінювання α_i зазвичай нехтують, при цьому $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$, де затухання в діелектрику:

$$\alpha_c \approx 27{,}3\frac{q\varepsilon}{\varepsilon_{ефф}} \cdot \frac{tg\ \delta}{\Lambda}\left[\frac{дБ}{од.\quad довжини}\right], \tag{3.9}$$

або

$$\alpha_c \approx \frac{\pi q\varepsilon}{\varepsilon_{ефф}} \cdot \frac{tg\ \delta}{\Lambda}\left[\frac{Нп}{од.\quad довжини}\right]. \tag{3.10}$$

У мікросмужкових лініях, виконаних на діелектрику з малим загасанням (типу кераміки), основне джерело втрат обумовлене кінцевою провідністю металу. Струм в провідниках лінії концентрується в шарі, товщина якого рівна приблизно товщині скін-шару δ_c (на глибині скін-шару щільність струму на 1 Нп, тобто в 2,7 рази менше, ніж щільність струму на поверхні провідника). В більшості випадків досить, щоб товщина провідника і заземленої пластини складали 3-5 скін-шарів. У таблиці. 3.2 приведені значення товщини скін-шару плівок різних металів, поділені на квадратний корінь з частоти $\frac{\delta_c}{\sqrt{f(ГГц)}}$, а також значення об'ємних провідностей σ. У мікросмужкових лініях передачі загасання, обумовлене втратами в провіднику (омічні втрати), визначається в децибелах таким чином: при $\frac{W}{h} \le \frac{1}{2\pi}$

$$\frac{a_c \rho_0 h}{R_S} = \frac{8{,}68}{2\pi}\left[1-\left(\frac{W_{еф}}{4h}\right)^2\right]\cdot\left[1+\frac{h}{W_{еф}}+\frac{h}{\pi W_{еф}}\left(\ln\frac{4\pi W}{t}+\frac{t}{W}\right)\right]; \tag{3.11}$$

при $\frac{1}{2\pi} < \frac{W}{h} \le 2$

$$\frac{a_c \rho_0 h}{R_S} = \frac{8{,}68}{2\pi}\left[1-\left(\frac{W_{еф}}{4h}\right)^2\right]\cdot\left[1+\frac{h}{W_{еф}}+\frac{h}{\pi W_{еф}}\left(\ln\frac{2h}{t}+\frac{t}{h}\right)\right]. \quad (3.12)$$

Таблиця 3.2

Метал	Ag	Cu	Au	Al	W	Mo	P1	Cr	Ta
Об'ємна провідність $\sigma,(Ом\cdot м)^{-1}\cdot 10^{-7}$	6,17	5,8	4,1	3,72	1,78	1,76	0,94	0,77	0,64
Нормована товщина скін-шару $\sigma_c/\sqrt{f[ГГц]}$, мкм	2,03	2,09	2,49	2,61	3,76	3,8	5,2	5,75	6,26

На рис. 3.4 приведені залежності втрат мікросмужкової лінії від відношення $\frac{W}{h}$. У монолітних ІС загасання в напівпровідниковій підкладці істотне:

$$a_d = \frac{188}{\sqrt{\varepsilon\cdot\rho_i}}\cdot\frac{1}{1+1{,}735\,\varepsilon^{-0{,}0724\left(W/h\right)^{-0{,}836}}}\ \left[\frac{Нп}{м}\right], \quad (3.13)$$

звідки витікає, що чим менше питомий опір підкладки ρ_i (в Ом · см), тим більше затухання.

На рис. 3.5 показана залежність затухання (визначуваного, в основному, затуханням напівпровідникової підкладки) на одиницю довжини хвилі в мікросмужковій лінії від частоти для трьох значень

питомого опору кремнію при товщині кремнієвої підкладки h = 250 мкм.

При розрахунку затухання і добротності часто користуються поняттям повного загасання лінії αl для резонансного чвертьхвильового відрізка лінії:

$$\alpha l = \frac{\pi}{4Q} = \frac{0{,}785}{Q} \ [Hn] \tag{3.14}$$

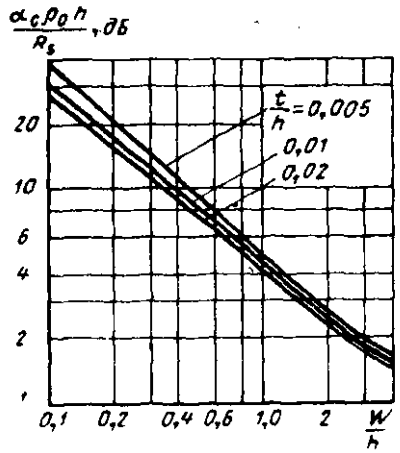


Рис. 3.4. Графік залежності втрат мікросмужкової лінії від $\frac{W}{h}$

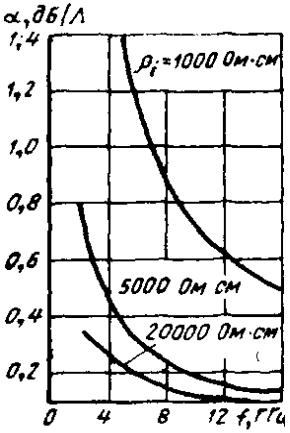


Рис. 3.5. Частотна характеристика затухання на одиницю довжини хвилі в мікросмужковій лінії з кремнієвою підкладкою різного питомого опору

Добротність чвертьхвильового резонатора на мікросмужковій лінії дорівнює:

$$Q = \frac{Q_d \cdot Q_c}{Q_d + Q_c}, \tag{3.15}$$

де $Q_c = \frac{1}{6} \cdot \frac{\Lambda_{TEM}}{\Lambda} W \rho \sqrt{f[ГГц]}$ – добротність мікросмужкової лінії, що визначається втратами в провідниках;

$Q_d = \frac{\varepsilon_{еф}}{q\varepsilon} \cdot \frac{1}{tg\delta}$ – добротність мікросмужкової лінії, що визначається втратами в діелектрику. Добротність мікросмужкової лінії, що визначається втратами в напівпровідниковій підкладці, $Q_d \approx \omega \rho_i \varepsilon.$

Мікросмужкова лінія не дозволяє реалізувати схеми з високою добротністю; величина добротності такої лінії завтовшки 0,25–1,0 мм залежно від матеріалу підкладки, властивостей провідника і робочої частоти змінюється в межах від 20 до 400.

4. Опис лабораторної установки

В лабораторній роботі використовуються моделі НВЧ перетворювачів частоти (Balanced_Diode_Mixer.emp; Diode_Mixer.emp; FET_MultIplier.emp; RatRace.emp); НВЧ фільтрів (3D_Comb_Filter.emp; 5Ghz_Interdigital_Filter.emp; 8GHz_LPF.emp; 18Ghz_LPF.emp;). Дані моделі створені у середовищі моделювання Microwave Office.

5. Порядок виконання роботи

1. Запустити середовище Microwave Office, відкрити папку з моделями фільтрів: File/Open project/диск с/папка MWO/Examples/Mixers відкрити модель **Balanced_Diode_Mixer.emp**.

1.1. Зняти наступні характеристики для початкових умов: Conversion loss (дБ/мВт), Current output (time graph), АЧХ ФНЧ (IF (на проміжній частоті) Low pass filter), Spectrum analyzer, Isolation RF to LO (перехідне послаблення при перетворенні з високої на низьку

частоту, дБ/мВт), LO to RF (перехідне послаблення при перетворенні з низької на високу частоту, дБ/мВт), визначити призначення фільтру.

1.2 Зняти залежність характеристик фільтру в залежності від параметрів матеріалу провідника (Schematics\EM Structures\Condactor materials+натиснути правою клавішею миші і вибрати Create New Material).

а) Perfect conductor – стоїть по замовчанню.

а) Material name – 01; Compute properties from physical parameters; condactor thickness: (5; 100 mil); material conductivity: (50; 1000).

2. Відкрити модель **Diode_Mixer.emp**, повторити досліди п. 1.

3. Відкрити модель **FET_MultIplier.emp**, повторити досліди п. 1.

4. Відкрити модель **RatRace.emp**, повторити досліди п. 1.

4.1. Зняти залежність характеристик фільтру в залежності від типу матеріалу для нижнього та верхнього шарів – 8 залежностей (Schematics\EM Structures\Enclosure\Boundaries).

4.2. Зняти залежність характеристик фільтру в залежності від кількості та товщини шарів провідника. (Schematics \ EM Structures \ Rat Race \ Enclosure \ Dielectric layers). Змінити почергово початкову товщину шарів Layer 1 та Layer 2, на значення, отримані помноживши початкове значення на коефіцієнти (0,2; 0,6; 1,25; 2, 5). Додати один шар матеріалу Add Above, Add Below. Убрати верхній шар.

5. Запустити середовище Microwave Office 2001, відкрити папку з моделями фільтрів: File/Open project/диск с/ папка MWO 2001/Examples/Filters відкрити модель 5Ghz_Interdigital_Filter.emp.

5.1 Зняти АЧХ (Stopband, Passband, Return loss), визначити напрямки протікання струму в режимі 2D, 3D View, Animate play, визначити призначення фільтру.

5.2 Зняти залежність характеристик фільтру в залежності від типу матеріалу для нижнього та верхнього шарів – 8 залежностей (Schematics\EM Simulations\Enclosure\Boundaries).

Зняти АЧХ (Stopband, Passband, Return loss), визначити напрямки протікання струму в режимі 2D, 3D View, Animate play, визначити призначення фільтру.

5.3 Зняти залежність характеристик фільтру в залежності від кількості та товщини шарів провідника. (Schematics\EM Simulations\Enclosure\Dielectric layers). Змінити товщину шарів (1/5, 2/5, 3/5, 4/5, 6/5, 7/5, 8/5, 9/5, 2) від поточних значень. Додати шар матеріалу Add Above, Add Below. Убрати верхній шар.

Зняти АЧХ (Stopband, Passband, Return loss), визначити напрямки протікання струму в режимі 2D, 3D View, Animate play, визначити призначення фільтру.

6. Відкрити модель 3D_Comb_Filter.emp. Виконати досліди п.1 для Schematics\EM Sight_Iris, _No Iris\Enclosure. Зняти АЧХ, годограф імпедансу, визначити призначення фільтру.

7. Відкрити модель 18Ghz_LPF.emp. Виконати досліди п.1 для Schematics\EM LPF2 \Enclosure.

8. Відкрити модель 8GHz_LPF.emp. Виконати досліди п.1 для Schematics\LPF EMSight\Enclosure.

Зняти АЧХ (Stopband, Passband, Group dalay, …), визначити напрямки протікання струму в режимі 2D, 3D View, Animate play, визначити призначення фільтру.

6. Обробка результатів

1. За отриманими характеристиками НВЧ перетворювачів частоти визначити їх призначення та основні параметри.

2. За результатами досліджень і розрахунків зробити висновки.

3. Результати досліджень і розрахунків оформити у вигляді звіту, який підлягає індивідуальному захисту.

7. Зміст звіту. Звіт повинен містити:

1. Схеми досліджуваних пристроїв та результати досліджень.
2. Результати розрахунків та відповідні графіки.
3. Зробити висновки: про об’єм виконаної роботи, чи досягнена мета роботи, чи практичні результати співпали з теоретичними.

8. Контрольні тестові питання

1. Що називають смужковою лінією передачі?
2. Які є типии смужкових ліній?
3. В якому діапазоні хвиль використовують мікросмужкомі лінії?
4. Як залежить критична частота поперечної електричної поверхневої хвилі найнижчого порядку від товщини підкладки?
5. Що таке ТЕМ хвиля?
6. Як визначається довжина хвилі в симетричній смужковій лінії, що працює з коливаннями типу ТЕМ?
7. Як співвідноситься довжина хвилі в симетричній та не симетричній смужковій лінії?
8. Що таке гранична потужність смужкової лінії?
9. Які складові загального загасання смужкової лінії?
10. Що таке скін-шар провідника?

Література

1. Радіотехніка: Енцеклопедичний навчальний довідник: навчальний посіб. / За ред. Ю.Л. Мазора, Є.А. Мачуського, В.І. Правди – К.: Вища шк., 1999. – 838 с.: іл.
2. Ципоренко В.В. Методи і засоби обробки НВЧ сигналів у радіотехнічних системах: Навчальний посібник. – Житомир: Державний університет «Житомирська політехніка», 2021. 141 с. ISBN 978-966-683-570-6

Лабораторна робота №3
Дослідження алгоритмів оброблення сигналів в цифровій антенній решітці

1. Навчальні питання

1. Дослідити основні властивості ДПФ дійсних та комплексних радіосигналів.

2. Дослідити основні властивості ШПФ дійсних та комплексних радіосигналів.

2. Навчальна мета

1. Експериментальне дослідження основних властивостей дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) та швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), що використовуються при цифрової обробці радіосигналів.

3. Теоретичні відомості

Нагадаємо загальні відомості про трансформацію Фур'є неперервного в часі сигналу. Із теорії систем відомо, що за допомогою трансформації Фур'є обмеженої в часі функції $f(t)$ можна визначити спектр $F(j\omega)$ і навпаки через обернену трансформацію Фур'є можна з спектральної функції $F(j\omega)$ визначити функцію залежності від часу $f(t)$

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t) e^{-j\omega t} dt \tag{3.1}$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \tag{3.2}$$

$$f(t) = 3e^{-t/T} \sin 2\pi ft \tag{3.3}$$

Спектральна функція $F(j\omega)$ є комплексною з дійсною та уявною частинами, інакше кажучи, з модулем та фазою. Часто обчислюється лише модуль $F(j\omega)$ залежно від ω або f та зображується як амплітудний спектр. Якщо, наприклад, функція залежності від часу є характеристикою напруги у вольтах, то розмірність спектральної функції $F(j\omega)$ при інтегруванні за часом (секунди) буде $B*C = B/(1/C) = B/Гц$. Для прикладу на рис. 3.1 зображено залежність $f(t)$ для струму в резонансному контурі від стадії збудження до згасаючого коливання (в амперах)

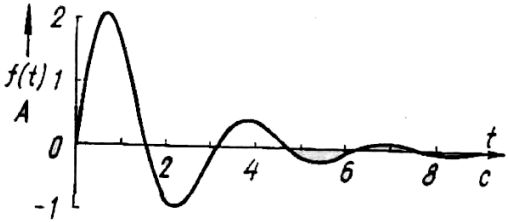


Рис. 3.1. Досліджувана функція $f(t) = 3e^{-t/T}\sin 2\pi ft$ зі сталою згасання $T = 2c$ та частотою $f = 1/\pi c^{-1}$

Відповідний амплітудний спектр $|F(j\omega)|$ обчислений із (3.1) (в амперах на герц), з максимумом при $\omega = 2c^{-1}$ зображений на рис.3.4, а.

$$F(j\omega) = \frac{6}{\sqrt{\omega^4 - 7{,}5\omega^2 + (17/4)^2}} \qquad (3.4)$$

Дискретна трансформація Фур'є дискретизованого, обмеженого в часі сигналу.

Перейдемо до обчислення дискретної трансформації $F_d = (j\omega)$ на базі послідовності вибірок спочатку обмеженого в часі сигналу. За основу візьмемо згасаючу функцію $f(t)$ (див. рис.3.1). Вона була

виміряна в точках часу $t_n = nT_a$, причому індекс n пробігає від 0 до $N-1$. Через T_a позначимо період дискретизації (рис.3.2).

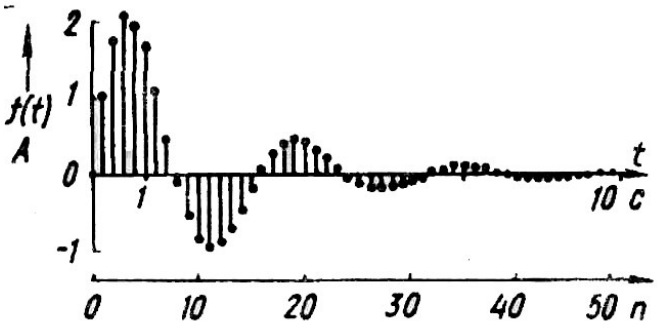


Рис.3.2. Дискретизовані функції з Періодом дискретизації $T_a = 0.2c$ кількістю вибірок $N = 50$ сумарним часом вимірювання $NT_a = 10c$

У цьому випадку загальний час спостереження (об'єм вибірок) становитиме N - кратне від періоду дискретизації

$$T = NT_a \tag{3.5}$$

Добуті вибіркові значення функції $f(t)$ відомі тільки для дискретних точок часу nT_a , тобто з неперервної змінної t виникла дискретна nT_a. Постає завдання: із дискретних значень амплітуди $f(nT_a)$ визначити відповідну спектральну функцію. Це обчислення називають дискретною трансформацією Фур'є $F_d(j\omega)$ (ДТФ) (на відміну від трансформації Фур'є неперервного сигналу). Для отримання алгоритму обчислення дискретної трансформації Фур'є необхідно замінити у (3.1) t на nT_a:

$$\begin{aligned} &f(t) \text{ через } f(nT_a) \\ &e^{-j\omega t} \text{ через } e^{-j\omega nT_a} \end{aligned} \tag{3.6}$$

для обчислення з дискретними величинами.

Апроксимуємо інтеграл у (3.1) відповідно до (7.33) як суму прямокутників з висотою $f(nT_a)$ та шириною T_a

$$\int f(t)dt \approx T_a \sum f(nT_a) \tag{3.7}$$

Множення на величину інтервалу дискретизації не входить в означення ДТФ. Враховуючи кругову функцію, дістанемо алгоритм

$$\begin{aligned} F_d(j\omega) &= \sum_{n=0}^{N-1} f(nT_a) e^{-j\omega nT_a} = \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} f(nT_a)\cos\omega T_a - j\sum_{n=0}^{N-1}(nT_a)\sin\omega nT_a \end{aligned} \tag{3.8}$$

Вираз (3.8) не є завершеною формою запису ДТФ, але його все ж можна порівняти з рівнянням (3.1) трансформації Фур'є для неперервних сигналів. Обидва види трансформації мають такі спільні властивості:

а) якщо залежна від часу функція парна, тобто $f_{n=} + f_{-n}$ то спектральна функція також парна та дійсна;

б) якщо залежна від часу функція непарна, тобто $f_{n=} - f_{-n}$ то спектральна функція непарна та уявна;

в) $F(j\omega)$ та $F(-j\omega)$ (або відповідно $F_d(j\omega)$ та $F_d(-j\omega)$ комплексно-спряжені.

Крім того, ДТФ має ще особливості, які будуть розглянуті далі:

г) періодична відносно аргументу ω з періодом $2\pi/T_a$ та періодична відносно

аргументу f з періодом $1/T_a = f_a$;

д) дорівнює за значенням трансформації Фур'є лише після перемноження з інтервалом дискретизації T_a;

є) обчислюється лише для дискретних значень ω_k.

Експоненціальна функція, що описана виразом (3.8), має період 2%: Відповідно до цього:

$$F_d(j\omega) = F_d\left(j\left[\omega + 2\frac{\pi}{T_a} \right] \right). \quad (3.9)$$

Т обто

спектр повторюється періодично, відповідно $\omega = z2\pi/T_a$ чи відповідно з $f = zf_a$, де f – довільне ціле число, $f = 1,2$ .... У той час, як періодична залежна від часу функція (ряд Фур'є) має дискретний спектр, спектр дискретної функції, одержаної вимірюванням вибірок, періодичний. З періодичності ДТФ можна встановити вимоги щодо частоти вибірок (дискретизації) f_a.

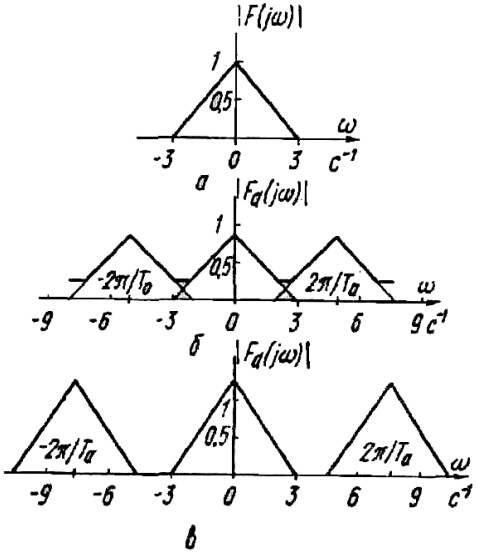


Рис. 3.3. Залежність між звичайною та дискретною трансформаціями Фур'є обмеженого по частоті сигналу: а-звичайна трансформація Фур'є; б-обвідна ДТФ з $T_a = 1,25c$; в-обвідна ДТФ з $T_a = 0,8c$

Спектри ДТФ, які повторюються, не повинні перекриватися, щоб не зашкодити один одному (рис.3.3). Це має місце у разі, коли найбільша частота сигналу $f_{\max}$ не перевищує половини частоти дискретизації f_a:

$$f_{\max} < \frac{1}{2} f_a,\ \omega_{\max} < \frac{1}{2}\frac{2\pi}{T_a} \tag{3.10}$$

Ця вимога має назву теореми про вибірки (дискретизації), тобто частота дискретизації повинна бути більшою, ніж подвійне значення максимальної частоти.

Розглянемо пункт д). Якщо, наприклад, $f(t)$ описує графік напруги, то звичайна трансформація Фур'є згідно з (3.1) внаслідок інтегрування по часу вимірюється у вольтах на герц. У рівнянні (3.8) ДТФ інтеграл замінено сумою, а множення на час відсутнє. Тому амплітуда ДТФ має розмірність виміряного значення. Отже, ДТФ (3.7) необхідно домножувати на інтервал дискретизації T_a для того, щоб вона відповідала за значенням звичайній трансформації Фур'є (3.1)

$$F(j\omega) = T_a \cdot F_d(j\omega) \tag{3.11}$$

У пункті е) неперервним аргументом є колова частота ω, яка може набувати будь-якого значення. Звідси випливає, що $F_d(j\omega)$ можна обчислювати для будь-якого значення, проте це не відповідає дійсності, оскільки в правій частині рівняння (3.8) маємо лише обмежене число дискретних даних $f(nT_a)$; тому амплітуди можна обчислити лише для обмеженого числа дискретних частот.

Кожна спектральна лінія складається з однієї дійсної та однієї уявної частини. Отже, із N наявних вибірок можна визначити амплітуди та фази для N/2 дискретних частот, які знаходяться в інтервалі від $f = 0$ до $f = f_a/2$. Відповідні спектральні лінії

повторюються в інтервалі від $f_a/2$ до f_a. В області між $f=0$ та $f=f_a$ можна побудувати N ліній для частот

$$\omega_k = \frac{2\pi}{NT_a}k \tag{3.12, а}$$

$$f_k = \frac{1}{NT_a}k \tag{3.12, б}$$

Де $k = 0,1,...,N-1$. Якщо в рівнянні (3.8) замінити ω на ω_k, то дістанемо звичайну форму запису ДТФ

$$F_d(j\omega_k) = F_d\left(\frac{2\pi}{NT_a}k\right) = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT_a)e^{-j\omega_k nT_a}$$
$$F_d(j\omega k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT_a)e^{-j2\pi kn/N} \tag{3.13}$$

Де $k = 0,1,...,N-1$.

Дискретні значення частоти розташовані на відстані $\Delta\omega$, або відповідно Δf одне від одного:

$$\Delta\omega = \omega_{k+1} - \omega_k = \frac{2\pi}{NT_a}(k+1-k) = \frac{2\pi}{NT_a}$$
$$\Delta f = f_{k+1} - f_k = \frac{1}{NT_a} \tag{3.14}$$

Звідси виходить, що селективність, тобто спектральне розв'язання вимірювання, обернено пропорційне часу спостереження NT_a. На практиці максимальна частота сигналу визначається граничною частотою антиелізінгового фільтра. Амплітудна характеристика цього фільтра за граничною частотою спадає до нуля не перпендикулярно, а з деяким нахилом. Тому частота дискретизації та гранична частота повинні різнитися більш, ніж вдвоє. Частоту

дискретизації вибирають в 5...20 разів більшою, ніж гранична частота сигналу.

Якщо умова теореми щодо вибірки виконується, то спектральна функція внаслідок перекривання не деформується. Ця теорема свідчить про відмінність окремих спектральних ліній. Для такого «спектрального розділення» мірилом служить не частота дискретизації f_a, а сумарний час спостереження NT_a

Приклад 3.1. З функції згідно з рис.3.1 протягом 10 с зроблено вибірки через проміжок часу в 0,2 с: період дискретизації $T_a = 0{,}2c$; частота дискретизації $f_a = 5Гц$; сумарний час спостереження $\mathrm{NT_a} = 10$ с; кількість вибірок $N = 50$.

Спектральна функція, що обчислюється згідно з (3.10), періодична з $\omega = 2\pi/T_a = 2\pi/0{,}2 = 10\pi c^{-1}$. Амплітуди можна обчислити для всіх $N = 50$ дискретних частот ω_k. Згідно з (3.14) вони знаходяться одна від одної на відстані $2\pi/NT_a = 0{,}2\pi c^{-1}$. Послідовність вибірок складається з таких значень:

n	nT_a, c	$f(nT_a)$
0	0	0
1	0.2	1.0576
2	0.4	1.7620
3	0.6	2.0714
… 47	… 9.4	… 0.0014

48	9.6	0.0085
49	9.8	0.0152

Перемноженням ДТФ Фур'є з Т із (3.13) отримаємо:

$$T_a \cdot F_d(j\omega T_k) = T_a \sum_{n=0}^{N-1} f(nT_a) e^{-\omega k n T_a}$$

Модуль $T_a \left| F_d(j\omega T_k) \right|$:

$$T \sqrt{\left[\sum_{n=0}^{N-1} f(nT_a) \sin \omega_k n T_a \right]^2 + \left[\sum_{n=0}^{N-1} f(nT_a) \sin \omega_k n T_a \right]^2} \qquad (3.15)$$

Для $\omega_k = \pi c^{-1}$ останнє рівняння має такі числові значення:

$$0{,}2 \left| F_d(j\omega_k = j\pi \right| = 0{,}2 \{ [0 \cos \pi 0 + 1{,}0571 \cos \pi 0{,}2 +$$
$$+ 1{,}762 \cos \pi 0{,}4 + \ldots + 0{,}0085 \cos \pi 9{,}6 + 0{,}0152 \cos \pi 9{,}8]^2 +$$
$$+ [0 \sin 0 + 1{,}0571 \sin \pi 0{,}2 + \ldots + 0{,}0085 \sin \pi 9{,}6 + 0{,}0152 \sin \pi 9{,}8]^2 \}^{1/2} = 0{,}9476$$

Отже, можна визначити амплітуди й для всіх інших значень частоти. Амплітудний спектр, обчислений згідно з (3.15), зображено на рис. 3.4, б. Взагалі із N значень амплітуди незалежними є тільки $N/2$. Спектри, які повторюються, перекриваються. Очевидно, що частота вибірок занадто низька.

Приклад 3.2. У другому досліді частоту дискретизації було збільшено тільки в два рази: період дискретизації $T_a = 0{,}1c$; частота дискретизації $f_a = 10 Гц$; сумарний час спостереження $NT_a = 10c$; кількість вибірок $N = 100$.

Спектральна функція має колову частоту $\omega = 2\pi / T_a = 2\pi / 0{,}1 = 20\pi c^{-1}$. Всього можна обчислити амплітуди для

$N = 100$ дискретних частот ω_k, які знову знаходяться на відстані $2n / NT_a = 0{,}6c^{-1}$ одна від одної. Амплітудний спектр, який при цьому отримаємо, зображено на рис. 3.4, в. Очевидно, що частота дискретизації достатньо висока, тому перекриття зникають.

4. Опис лабораторної установки

Для досліджень ДПФ та ШПФ, що використовуються при цифровій обробці радіосигналів використовується п'ятий розділ програми Numeri.

5. Підготовка до виконання роботи

1. Опрацювати необхідний теоретичний матеріал в рекомендованому переліку літератури.
2. Опрацювати методичні вказівки до проведення лабораторної роботи, уяснити мету роботи та принцип її виконання.
3. Вивчити технічні описи приладів, що входять до складу лабораторного робочого місця, а також спеціалізованого пакету прикладних програм ПЕОМ.
4. Виконати необхідні попередні розрахунки.
5. Відповісти на питання само тестування, готовності до виконання роботи.
6. Для кожного пункту третього розділу проробити та запропонувати свій варіант методики досліджень в загальному вигляді із обґрунтуванням використання конкретної моделюючої програми із пакету прикладних програм. Варіант методики досліджень узгодити із викладачем.
7. Вибрати тип і структуру моделюючих сигналів та розрахувати конкретні їх параметри і діапазони їх можливих значень. Підготувати програму модель із урахуванням проведених розрахунків та узгодити її з викладачем.
8. Проаналізувати і запропонувати можливість розширення і поглиблення досліджень стосовно особливостей процедури ДПФ при

обробці радіосигналів. Запропонувати варіанти додаткових досліджень в доповнення програми розділу 3.

6. Порядок виконання роботи

3.1. Дослідити основні властивості ДПФ дійсних радіосигналів для парної та непарної кількості відліків N_S реалізації $S(t_k)$. Дослідити ефекти комплексно-спряженої відповідності відліків та їх симетричність в межах смуги аналізу. Дослідження провести для різних форм сигналів та типів «вікон».

3.2. Дослідити основні властивості ДПФ дійсних радіосигналів, реалізація яких симетрична відносно початку і середини реалізації.

3.3. Дослідити основні властивості ДПФ дійсних сигналів в залежності від кількості відліків реалізації N_S, що обробляються.

3.4. Дослідити основні властивості ДПФ комплексних радіосигналів.

3.5. Дослідити лінійність ДПФ дійсних та комплексних радіосигналів.

3.6. Дослідити вплив на ДПФ радіосигналу його затримки у часі $S_H(t_k) = S(t_k \pm n_3)$

3.7. Дослідити властивості ДПФ добутку радіосигналів $S(t_k) = S_1(t_k) \cdot S_2(t_k)$ (дійсних, комплексних). В якості одного з варіантів другого сигналу $S_2(t_k)$ вибрати сигнали $S_1(t_k) = \sin(\omega t_k)$; $S_1(t_k) = \cos(\omega t_k)$; $S_1(t_k) = e^{\pm j\omega t_k}$.

3.8. Дослідити властивості ДПФ радіосигналів зі зворотнім порядком часових відліків у реалізації $S_H(t_k) = S(t_{Ns} - k)$.

3.9. Дослідити властивості ДПФ сигналів при додаванні до сигнальної реалізації відліків N_S нульових відліків N_0.

3.10. Дослідити властивості ДПФ сигналів, що формуються шляхом вводу у масив сигнальних відліків N_S нульових відліків між кожними сумісними сигнальними відліками.

3.11. Дослідити властивості швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) для умов пунктів 3.1 – 3.3.

3.12. Дослідити властивості зворотного ДПФ (ЗДПФ) сигналів після їх зсуву в частотній області визначення $Y(f_k) = X(f_k \pm \Delta f)$, а також при операції інверсії спектра при $y(k) = (-1)^k x(k)$.

7. Обробка результатів досліджень.

4.1. По кожному пункту досліджень розділу 3 виконати якісний аналіз отриманих результатів і виявити основні залежності та властивості ДПФ, ШПФ, зворотного ДПФ. Обробку виконати шляхом аналізу часових та спектральних діаграм радіосигналу.

4.2. По кожному пункту досліджень зняти кількісні характеристики параметрів ДПФ, ШПФ, ЗДПФ в залежності від трансформації вихідного масиву відліків та побудувати відповідні графіки, гістограми, тощо.

4.3. Виконати порівняльний аналіз отриманих результатів досліджень і виявити основні залежності результатів ДПФ, ШПФ, ЗДПФ від їх параметрів та попередніх перетворень.

4.4. По кожному пункту виконати теоретичний розрахунки і порівняти їх результати із отриманими експериментальними результатами.

4.5. По результатам виконаних досліджень та розрахунків зробити обґрунтовані аналіз і висновки.

4.6. Результатів досліджень оформити у вигляді звіту, що підлягає індивідуальному захисту.

8. Зміст звіту. Звіт повинен містити:

1. Аналітичне представлення ДПФ, ШПФ.
2. Результати досліджень та розрахунків і відповідні графіки.

3. Зробити висновки: про об'єм виконаної роботи, чи досягнена мета роботи, чи практичні результати співпали з теоретичними.

9. Контрольні тестові питання

1. Дати визначення ДПФ, ШПФ, ЗДПФ.
2. Дати порівняльний аналіз властивостей ДПФ і ШПФ.
3. Які основні властивості ДПФ?
4. Який вплив на ДПФ радіосигналу має попереднє перемноження на вагову функцію «вікна»?
5. Як впливають на ДПФ радіосигналу додавання до масиву сигнальних відліків N_S нульових відліків N_0?
6. Як впливає на ДПФ радіосигналу довжина його реалізації у часовій області визначення?
7. Навести основні варіанти використання ДПФ, ШПФ, ЗДПФ в радіотехнічних системах.
8. Які основні властивості ДПФ дійсних радіосигналів?
9. Які основні властивості ДПФ комплексних радіосигналів?
10. Як впливає на ДПФ зсув радіосигналу у часі?

Лабораторна робота №4
Аналіз траєкторій польоту та робочих зон штучних супутників Землі з використанням програмного забезпечення NOVA

1. Навчальні питання

1. Дослідити траєкторії польоту і робочі зони штучних супутників Землі.

2. Дослідити параметри та основні властивості штучних супутників Землі.

2. Навчальна мета

1. Ознайомитись з траєкторіями польоту і робочими зонами різних штучних супутників Землі, навчитись визначати тривалість сеансів зв'язку між наземними спостерігачами і штучними супутниками Землі.

3. Теоретичні відомості

Рух штучних супутників Землі (ШСЗ) здійснюється по еліптичних орбітах з ексцентриситетом, що наближається до 0. В залежності від висоти над поверхнею Землі орбіти поділяються на дуже низькі (< 1 тис. км), низькі (1-10 тис. км.), середні (10-25 тис. км.) і високі (> 25 тис. км). Наряду з висотою орбіти важливою її характеристикою, що визначає експлуатаційно-технічні показники для користувачів, є геостаціонарність. Орбіта називається геостаціонарною, якщо вона є одночасно високою, екваторіальною (співпадає з площиною екватору) та добовою чи синхронною (період обертання супутника по орбіті дорівнює періоду обертаня Землі). У решті випадків орбіта та супутник, що по ній рухається, називаються періодичними або асинхронними. На сьогоднішній день існує багато супутників та супутникових систем, що працюють на різних орбітах, мають різне призначення та експлуатаційні характеристики. Наприклад нібільш відомі геостаціонарні системи Inmarsat, Emsat і Turaya ефективно використовуються для надання телекомунікаційних послуг рухомим споживачам у центральних

районах Земної кулі, системи на середньорбітальних періодичних супутниках (GPS, ГЛОНАСС і в перспективі ГАЛІЛЕО) в основному використовуються для надання навігаціних послуг у глобальних маштабах, а системи на низькоорбітальних періодичних супутниках (накшталт Iridium, Globalstar і Orbcomm) забезпечують глобальний звязок, включаючі полярні райони Земної кулі.

Висота орбіт та періодичність руху по ним супутників визначають розмір робочих зон і доступність супутникових систем (детальний опис див. у [1,2]), що є важливими показниками для споживачів телекомунікаційних та навігаційних послуг. Отже важливою задачею для користувача будь-якої супутникової системи є визначення робочих зон ШСЗ і тривалості сеансів звязку між наземними пунктами спостереження і ШСЗ. Для вирішення цієї задачі доцільно скористатися сучасним комп'ютерними імітаторами польоту ШСЗ, які використовують реальні ефемериди (координати та параметри руху) існуючих космічних апаратів, розразраховані станціями спостереження. Прикладом такого емітатора є програма NOVA for Windows, розроблена компанією Northern Lights Software Associates (NLSA). Дана програма є безкоштовною демо-версією і тому може бути встановлена студентом самостійно з дистрибутивного файлу (надається викладачем). Порядок встановлення та виконання роботи студентом наведено нижче.

4. Порядок виконання роботи

4.1. Для установки програми на компьютер запустити виконавчий файл. Прийняти умови ліцензійної угоди і натиснути Next. У графі введення серійного номеру першу частину заповнити латинськими літерами XXX, другу частину залишити порожньою. Під час установки програми ігнорувати усі повідомлення про неможливість установки файлів, натискаючи Next. Після закінчення установки програми обов'язково перезавантажити комп'ютер.

4.2. Завантажити програму NOVA, два рази клікнувши по ярлику на робочому столі Windows. У вікнах, що з'являтимуться, натиснути спочатку OK, а потім Continue.

4.3. За номером у списку групи обрати два ШСЗ (табл.1).

Таблиця 1

Варіанти завдання до лабораторної роботи №1

№ варіанту	Назва (номер) супутників
1	A-1 (ASTERIX), EKRAN 1
2	ADEOS, INMARSAT 2-F1
3	QUAKESAT, KOREASAT 5
4	KOMPASS, FEDSAT
5	KYOKKO 1 DEB, FALCONSAT 3
6	EGYPTSAT 1, NAVSTAR 10
7	GENESIS 2, NADEZHDA 3
8	BRAZILSAT B2, NATO 2A
9	OKEAN 1, TELSTAR 1
10	OLYMPUS 1, KITSAT 3
11	DNEPR 1 DEB, TRANSIT 5B 3
12	DYNAMICS EXPLORER 1, MOLNIA 1-29
13	TOPSAT, LANDGEOS 2
14	RADUGA 10, INMARSAT 2-F1
15	METEOR 1-11, EUTELSAT 1-F1
16	EXPLORER 22, EQUATOR S
17	OKEAN 1, GALAXY 1
18	IKONOS 2, EKRAN 20
19	IRIDIUM 10, EUTELSAT W3
20	INTERCOSMOS 25, ORBCOMM 7
21	ITALSAT 1, EXPRESS 4A
22	GENESIS 2, NATO 3D
23	NAVSTAR 15, ORBCOMM FM 15
24	ITALSAT 2, MERIDIAN 1

25	EUTELSAT W5, OKEAN O
26	ENVISAT, INMARSAT 4-F2
27	GLOBALSTAR M025, FALCONSAT 3
28	VIKING, ARABSAT 2A
29	XTAR-EUR, COSMOS 2177
30	ELEKTRON 1, ORBCOMM FM 10
31	EUTELSAT 1-F5, FOTON M-2 DEB
32	COSMOS 2205, INMARSAT 3-F5
33	INTELSAT 4A-F1, MICRO LABSAT
34	IRIDIUM 80, GALAXY 1R
35	NATO 2A, OKEAN 4
36	GEOSAT, INMARSAT 2-F4
37	ABRIXAS, ANATOLIA 1
38	AGILE, COSMOS 1687
39	COBE, E-BIRD
40	YOGAN 1, OLYMPUS 1

4.4. У правому стовпчику вікна View Creation Wizard (закладка Satellites) позначити курсором Default Sat, а потім його видалити з колонки, натиснувши на Delete. У центральному стовпчику Database знайти назви потрібних супутників і по черзі перетягнути їх у правий стовпчик (рис. 1.1). Для швидкого пошуку потрібних супутників можна відфільтрувати групи супутників за ознакою їх належності до конкретних систем, використавши закладку ліворуч з краю вікна.

4.5. Пропустити закладку Observers і зразу перейти на закладку Display вікна View Creation Wizard. Обрати розмір карти Large і тип View from Space (рис.1.2).

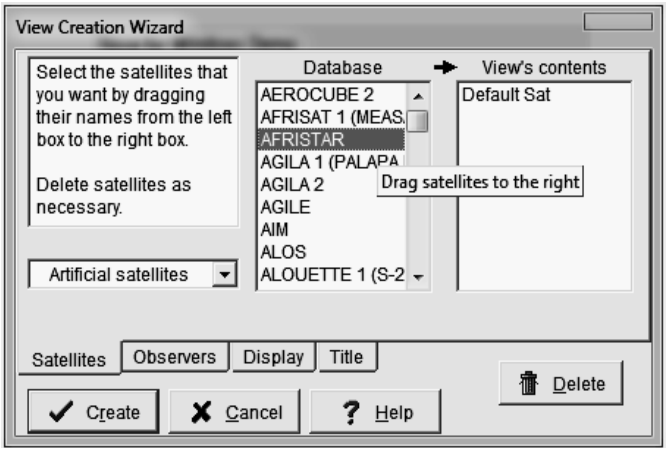


Рис.1. Вікно View Creation Wizard із закладками

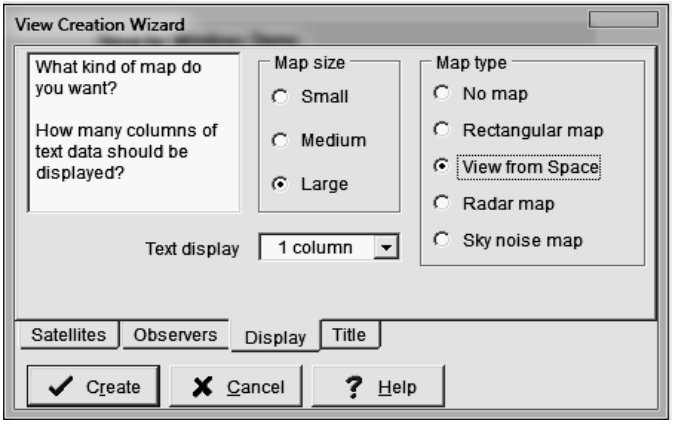


Рис. 2. Налаштування вигляду карти

4.6. У закладці Title ввести англійськими літерами своє прізвище і натиснути Create.

4.7. Для налаштування найбільш повного графічного відображення ШСЗ, включаючи показ орбіт супутників та їх проекцій на Землю, потрібно клікнути правою кнопкою миші на електонній карті Землі і обрати у меню, що зявиться, пункт Configure View, закладку Map та відмітити галочками усі опції як

показано на рис. 3. Після вибору усіх опцій карта матиме вигляд як на рис. 4.

4.8. Провести аналіз траекторій руху та зон видимості кожного ШСЗ (згідно варіанту завдання). Для цього на панелі прокрутки (праворуч від карти) натиснути значок STOP і потім за допомогою клавіш у прискореному режимі декілька разів прокрутити кожний ШСЗ навколо Землі. Подивитись над якими країним проходить зона видимості кожного ШСЗ.

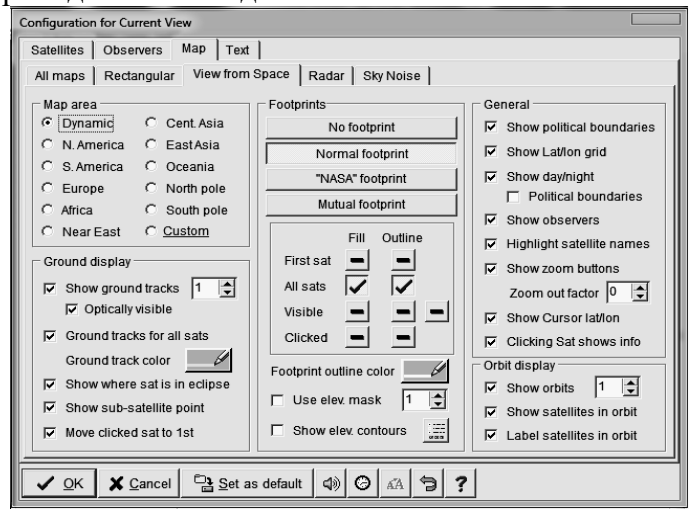


Рис. 3. Вибір опцій відображення карти

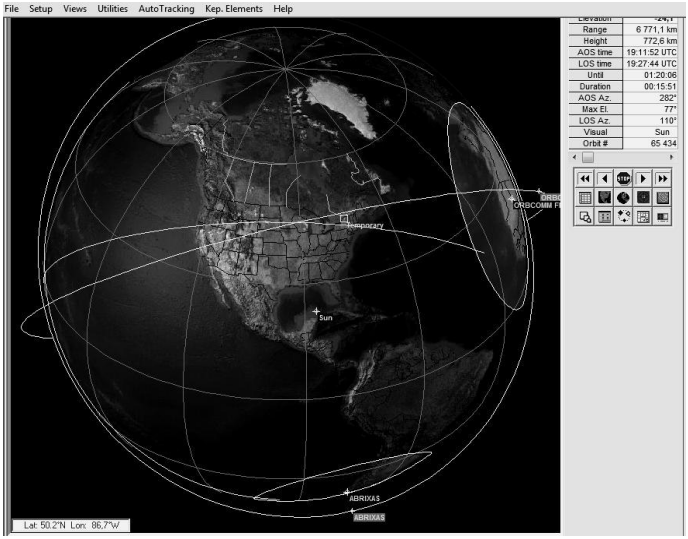


Рис. 4. Вигляд карти після вибору усіх опцій

Для зручності перегляду руху ШСЗ можна обертати Земну кулю на карті, клікаючи лівою кнопкою миші на потрібній території, або взагалі перейти до плоскої розгорнутої карти, викликавши правою кнопкою миші меню та обравши в ньому Map Style та Rectangular map. Налаштування опцій відображення виконати аналогічно п. 4.7 (рис. 3).

4.9. Переглянувши рух зон видимості обох ШСЗ, обрати на шляху їх проходження дві країни (міста) та встановити на їх території по пункту спостереження – Observers. Для цього потрібно правою кнопкою миші викликати меню Configure View та у закладці Observers удалити пункт Default (рис. 5).

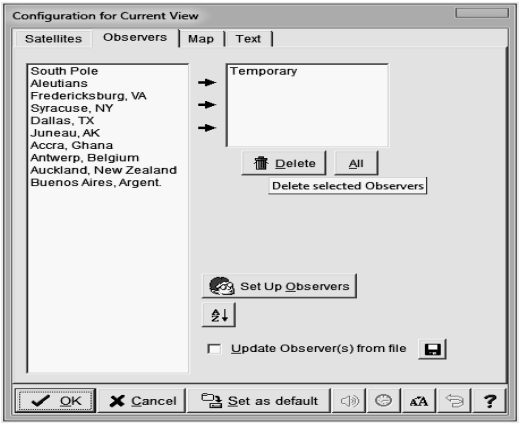


Рис. 5. Встановлення пунктів спостереження

Потім, натиснувши у вікні кнопку Set Up Observers, відкрити базу міст та знайти в ній два потрібних міста (рис. 6).

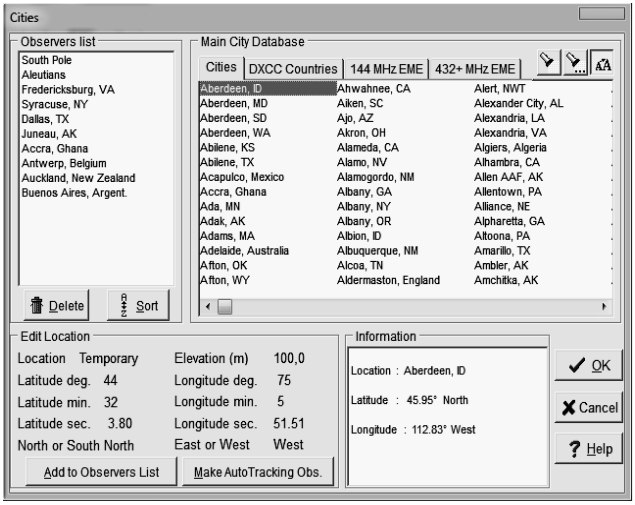


Рис. 6. База даних міст та список пунктів спостереження

Далі за допомогою миші перетягнути обидва міста з таблиці Main City Database у список Observers list. Якщо не вдається знайти

потрібне місто, то його можна вручну внести до списку пунктів спостереження. Для цього потрібно визначити на карті координати даного міста (навести курсор у потрібне місто карти) і використовуючи меню Edit Location назвати пункт, встановити його широту (Latitude), довготу (Longitude) і висоту (Elevation), а потім зберегти у списку міст, натиснувши Add to Observers List.

Повернувшись до вікна встановлення пінктів спостереження (рис.5) перетягнути мишею з лівого стовпчика у правий потрібні пункти спостереження та натиснути Ok. Тепер обрані пункти спостереження мають з'явитися на карті у вигляді прямокутників з назвами відповідних міст.

4.10. Провести аналіз тривалості сеансів зв'язку між кожним ШСЗ і пунктом спостереження, записати параметри ШСЗ у моменти входження у зону радіовидимості пункту спостереження і у моменти виходу з неї. Зверніть увагу, що обидва моменти входу і виходу спостерігача із зони видимості супутника та параметри ШСЗ графічно відображаються у верхньому правому куті вікна програми (два стовпчики «параметр-значення» на рис.4). Виділення обох стовпчиків зеленим кольором свідчить про перебування спостерігача у зоні видимості супутника, а відповідно перший і останній моменти кольорового забарвлення цих стовпчиків є моментами входу і виходу спостерігача з робочої зони супутника. На момент входу спостерігача в робочу зону супутника параметр Until має значення 00:00:00, а на момент виходу практично дорівнює значенню Duration, яке характеризує тривалість сеансу зв'язку між супутником і спостерігачем.

4.11. Виписати з бази даних детальну характеристику по кожному ШСЗ, який вказаний у варіанті завдання. Для цього потрібно зайти у контекстне меню у верхній частині вікна програми (рис.4) Setup-Satellites, викликати вікно бази даних супутників (рис.7.) і знайти за алфавітом потрібні ШСЗ. З лівої частини вікна виписати у зошит основні кеплерові елементи супутників, їх періоди

обертання (Period) і тривалість перебування на орбіті Землі (Satellite age), які можна побачити натиснувши кнопку Derived.

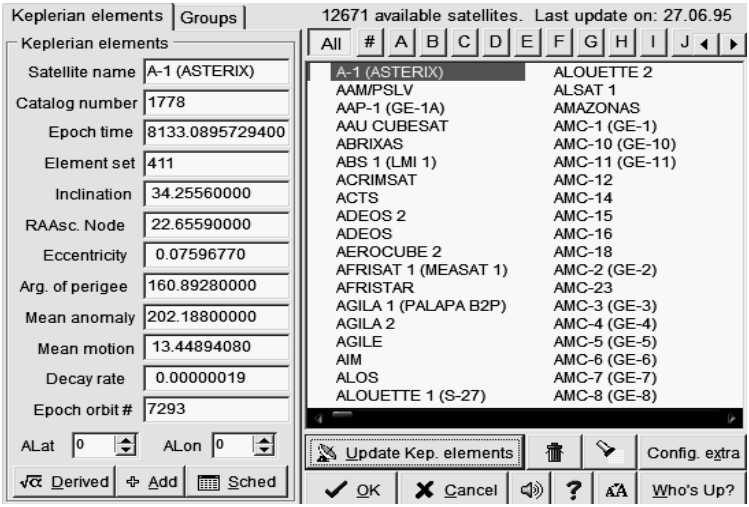


Рис. 7. База даних міст та список пунктів спостереження.

У висновках визначити приналежність обраних супутників до класу високо орбітальних геостаціонарних або низькоорбітальних періодичних апаратів. Навести характеристику відповідного класу ШСЗ із зазначенням їх переваг та недоліків.

Зміст звіту:

1. Тема і мета лабораторної роботи;
2. Результати аналізу руху і тривалості сеансів зв’язку між спостерігачами і ШСЗ відповідно обраного варіанту завдання;
3. Детальна характеристика обраних ШСЗ ;
4. Висновки.

Контрольні запитання

1. Поясніть, використовуючи лабораторні плакати, які параметри визначають просторово часове положення ШСЗ.
2. Наведіть класифікацію ШСЗ за висотою орбіт.
3. Поясніть що є зоною видимості ШСЗ та спостерігача.
4. Якими основними властивостями володіють супутники на геостаціонарних орбітах?
5. Якими основними властивостями володіють супутники на низьких орбітах?

Лабораторна робота №5
Дослідження характеристик антен супутникових систем зв'язку

1. Навчальні питання

1. Дослідити основні характеристики дзеркальної антени в програмі MANAGAL.

2. Розрахувати основні параметри дзеркальної антени.

2. Навчальна мета

1. Ознайомитись з характеристиками дзеркальної антени, навчитись аналізувати характеристики антен та проводити розрахунки.

3. Теоретичні відомості

Дзеркальні антени:

1. Рупорно-параболічні
2. Осесиметрічні
– Однодзеркальні
– Двохдзеркальні (за схемою Касегрена або Грегорі)
3. Перисуноккопні
4. Офсетні

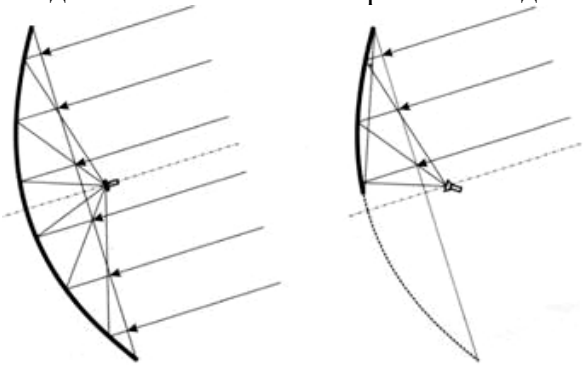
Легко забезпечують високу спрямованість, широкосмугові, мають порівняно просту конструкцію. При високих частотах вимоги до точності виготовлення дуже жорсткі (відхилення порядку). Кругова поляризація забезпечується конструкцією опромінювача або введенням додаткових елементів, що ускладнить і збільшить масу конструкції. Проаналізувавши таблицю можна сказати, що найбільш підходящий для СІС тип антени – однодзеркальну параболічну, тмоу розглянемо її більш детально. Відомо,що дзеркальні параболічні антени існують прямофокусні (Prime Focus) та офсетні (Offset).

Прямофокусні антени мають ще одну назву – осесиметричні. Дзеркало прямофокусної антени – параболоїд обертання, антена кругла, її геометрична вісь збігається з електричною віссю. Зазвичай,

на цій же осі і розміщується конвертер, який, як правило, кріпиться до країв рефлектора за допомогою трьох або чотири стійок.

Офсетна антена є вирізкою з параболоїда. Як правило, вирізка утворюється перетином параболоїда і циліндра, осі яких паралельні. Таким чином, дзеркало офсетної антени має форму еліпса, а напрям електричної осі антени відрізняється від напряму геометричної осі дзеркала на деякий кут. Як правило, електрична вісь на 20...30 градусів вище за геометричну вісь.

Геометрію прямофокусної і офсетної антен наведено на рисунок. 5.1. Обидві антени мають і переваги і недоліки.



(1) (2)

Рисунок. 5.1 – Геометрія прямофокусної (1) і офсетної антен (2)

Наприклад, якщо розглядати прямо фокусну антену, то в ній ефективніше використовується площа дзеркала. Офсетна антена має таку ж ефективну площу, як прямофокусна антена але з діаметром, рівним розміру офсетної антени по меншій осі. Тобто, задля того,щоб отримати ефективну площу офсетної антени, треба помножити її фізичну площу на косинус кута між електричною і геометричною осями. В типових антен фізична площа використовується на 86-90%. З іншого боку, в прямофокусній антені частина поверхні затуляється конвертером і елементами його

кріплення, а в офсетної антени – ні. Тому антени малого діаметру, до 1,5 метра, в яких конвертер може затулити частину площі більше 10%, роблять, як правило, офсетними, а антени великих розмірів частіше бувають прямофокусними.

Оскільки для забезпечення заданого коефіцієнта підсилення діаметр антени буде більше за 1,5 м, а також конвертер не буде закривати більше 10% площі антени, то оберемо тип однодзеркальної параболічної антени – прямофокусну.

Властивості та застосування прямофокусної однодзеркальної параболічної антени

Параболічні антени останнім часом все більш широко застосовуються в космічних і радіорелейних лініях зв'язку. У 1888 році відомий німецький фізик Г. Герц в своїх дослідах в НВЧ оптиці вперше застосував як фокусуючий присуноктрій параболічний циліндр.

Дзеркальні параболічні антени є найбільш поширеним типом направлених антен в сантиметровому, дециметровому і частково метровому діапазонах хвиль.

Широке використання дзеркальних антен пояснюється простотою і легкістю конструкції, можливістю формування найрізноманітніших діаграм спрямованості, високим ККД, малою шумовою температурою, великим коефіцієнтом перекриття по частоті. Деякі типи дзеркальних антен можуть забезпечувати досить швидке гойдання променя в значному секторі кутів. Дзеркальні антени є також найбільш поширеним типом антен в космічному зв'язку і радіоастрономії, і саме за допомогою дзеркальних антен в даний час реалізовані гігантські антенні системи з ефективною поверхнею розкриву, вимірюваною тисячами квадратних метрів.

Основними елементами параболічної антени є металевий відбивач (дзеркало), що має форму однієї з параболічних поверхонь,

опромінювач з елементами кріплення, розміщений у фокусі такої поверхні, і живлячий фідер F (рисунок. 5.2).

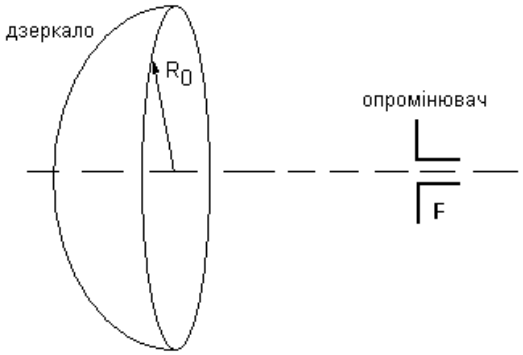


Рисунок. 5.2

Параболоїд обертання збуджується слабонаправленим опромінювачем (наприклад, рупором), розміщеним у фокусі, і перетворює сферичний фронт хвилі в плоский. Опромінювач антени виконується так, щоб майже вся випромінювана ним енергія прямувала у бік відбивача. Досягнувши відбивача, електромагнітні хвилі збуджують на його поверхні високочастотні струми, які створюють свої електромагнітні поля. параболічних антенах використовуються оптичні властивості радіохвиль. Геометричні властивості параболи такі, що промені, що направляються з фокусу і відбиті від параболи, стають паралельними осі параболи (рисунок. 5.3), так що довжина шляху від фокусу до параболи і потім до лінії розкриву, що проходить через краї параболи, однакова для будь-якого кута. Таким чином, в розкриві параболічної антени утворюється синфазна поверхня і випромінювання антени виявляється гостронаправленим.

Рисунок. 5.3

У декартовій системі координат параболоїд обертання визначається рівнянням (початок координат збігається з вершиною параболоїда) $x^2 + y^2 = 4fz$.

Діаметр розкриву параболоїда D_3 і його фокусна відстань f зв'язані між собою співвідношенням:

$$D_3 = 4\mathrm{f} \cdot tg(\theta_{макс}/2), \tag{5.1}$$

де $2\theta_{макс}$ – кут розкриву параболоїда.

Вибір конфігурації та розрахунок антени

Вибір типа дзеркала, опромінювача і тракту, що каналізує енергію до опромінювача.

По-перше як вищесказано, оскільки для забезпечення заданого коефіцієнта підсилення діаметр антени буде більший за 1,5 м, а також конвертер не буде закривати більше 10% площі антени, то оберемо тип однодзеркальної параболічної антени – прямофокусну.

По-друге, якщо робоча частота антени $f_p = 2{,}2 ГГц$ (довжина хвилі $\lambda = c / f = 136{,}36 мм$). Отже, як тракт фідера краще використовувати прямокутній хвилевід з переходом на коаксіальний, оскільки круглі хвилеводи не використовуються через їх поляризаційну нестійкість.

По-третє, необхідно отримати таку діаграму спрямованості (ДС), в якої ширина головної пелюстки по рівню половинної потужності рівна в Е- та Н-площинах і яка характеризується високим ступенем спрямованості, тобто голчату ДС. Тому, в якості дзеркала слід вибрати параболоїд обертання, який легше виготовити ніж параболічний циліндр. При цьому опромінювач антени повинен мати ДС у вигляді тіла обертання і можливість з'єднання з хвилеводним трактом.

Найкращим в даному випадку буде хвилеводно-рупорний опромінювач, завдяки простоті конструкції, відносній легкості здобуття потрібної форми ДС і хорошій діапазонності. Найлегше забезпечити однакову ДС в обох площинах при опромінювачі у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу, з розміщеним на його кінці конічним рупором. Але в цьому випадку буде необхідний плавний або ступінчастий перехід від прямокутного хвилеводу до круглого, який виконується в безпосередній близькості від рупора. Для збереження симетрії розподілу поля в розкриві застосуємо в конструкції підтримуючу штангу, вона є копією тракту фідера і симетрична йому відносно осі параболоїда, при цьому збільшиться міцність кріплення опромінювача.

Іншим варіантом отримання ДС опромінювача, однакової в обох площинах є застосування пірамідального рупора з ретельно підібраними розмірами сторін прямокутного розкриву. В даному випадку жодного переходу не буде потрібно. Але підбір таких розмірів є дуже важким завданням.

Також необхідно забезпечити малий рівень бічних пелюсток $q = -20 дБ$. Дану вимогу реалізовуватимемо за допомогою вибору певного радіусу розкриву дзеркала антени, який отримаємо в ході розрахунку.

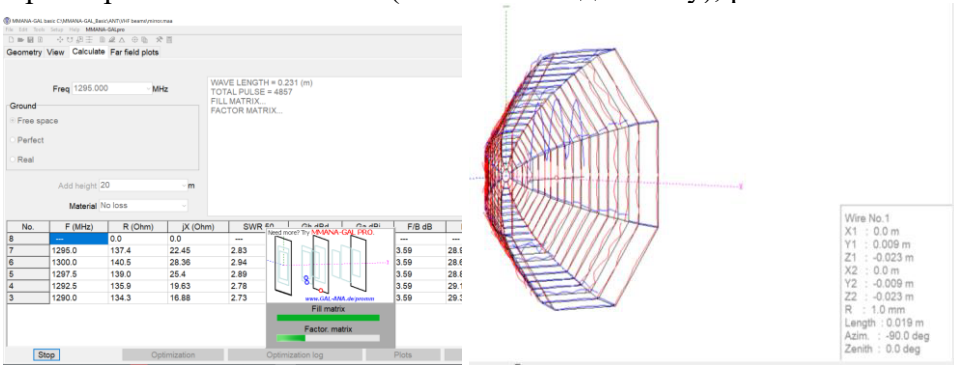
4. Порядок виконання роботи

4.1. В програмі MMANA-GAL BASIC відкрити модель дзеркальної антени: File – open - VHF beams - mirror.maa провести моделювання та зберегтии основні характеристики антени для початкових умов.

4.2. Дослідити залежності характеристик антени від

- частоти сигналу (початкова, максимальна і середнє значення з діапазону);
- типу землі, що враховується;
- типу матеріалу антени;
- висоти підвісу антени.

Для запуску натиснути Start. Для моделювання додаткових параметрів – Plots – Detailed (або інший вид аналізу), рис 5.4.



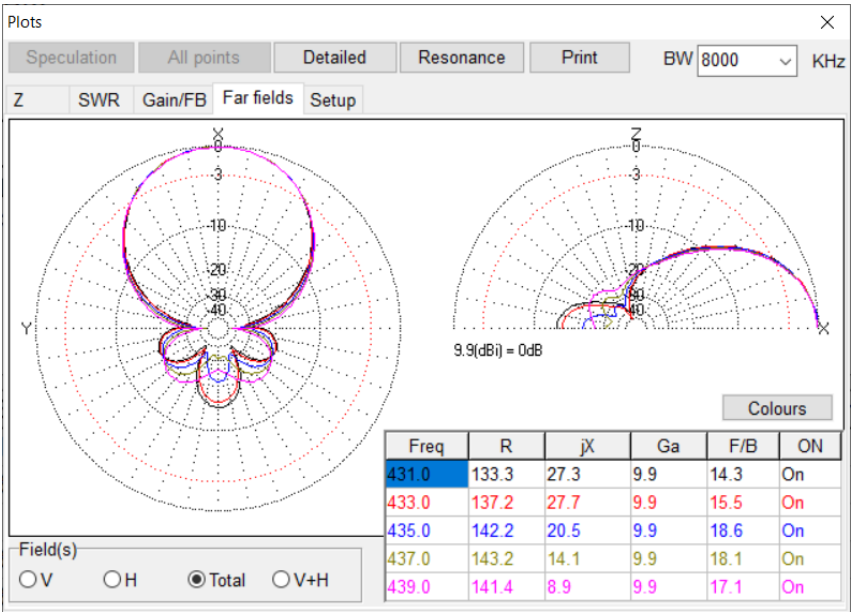


Рис. 5.4

5. Обробка результатів досліджень.

Виконати аналіз отриманих графіків та проаналізувати залежність параметрів антени (комплексного опору Z = R+jX, паразитного коефіцієнта стоячої хвилі КСХ (SWR), коефіцієнта підсилення Ga (Gain), дБ) від частоти сигналу; типу землі, що враховується; типу матеріалу антени; висоти підвісу антени.

Зміст звіту

1. Тема і мета лабораторної роботи;
2. Результати аналізу отриманих графіків;
4. Висновки.

Лабораторна робота №6
Дослідження характеристик логоперіодичної антени

1. Навчальні питання

1. Дослідити основні характеристики логоперіодичної антени в програмі MANAGAL.

2. Розрахувати основні параметри дзеркальної антени.

2. Навчальна мета

1. Ознайомитись з характеристиками логоперіодичної антени, навчитись аналізувати характеристики антен та проводити розрахунки.

3. Теоретичні відомості

Логоперіодична антена (ЛНА) являє собою спеціалізований тип високочастотних приймачів. На відміну від неспрямованих хвильових уловлювачів, логоперіодична антена приймає тільки в одному напрямку, а на відміну від стандартних приймачів телесигналу спрямованого типу, часто видимих на дахах, ця антена вловлює широкий діапазон частот. Ця модифікація хвильових приймачів найчастіше застосовується для спеціалізованих приладів, зокрема її облюбували радіоаматори, які бажають приймати широкий спектр частот, однак це не виключає її застосування в якості УВЧ і УКХ телеантен. Також цей тип антен знаходився в центрі досліджень з експериментальної передачі і прийому електроенергії, рис. 1.

Джерело: https://poradum.com.ua/remont/48760-logoperiodichna-antena-dlya-cifrovogo-tb.html

Рис. 1

Їх досяжна пропускна здатність теоретично нескінченний, а фактична ширина смуги пропускання залежить від габаритів найбільшого вібратора (відповідає за нижня частотна межа) і мініатюрності крайнього, найменшого (відповідає за верхню межу частоти).

Джерело: https://poradum.com.ua/remont/48760-logoperiodichna-antena-dlya-cifrovogo-tb.html

Приклад антени. Логоперіодична антена ENERGY T2 — Має коефіцієнт посилення — 7-9 dBi. 21-69 кан., 22 ел., Ку 7-9 дбі, КСВ 1,3-2,(F connector)

Продаж від виробника — лідера по виробництву всіх видів ефірних антен, антен для інтернету і мобільного зв'язку в Україні.

Антени виробляються р. в Харкові підприємством "Енергія", яке займається виробництвом антен вже більше 15 років.

Антени виготовлені згідно з вимогами ТУ У 26.3-1862903894-001:2014

З'єднання кабелю — F коннектор. Детальніше: https://antenna-market.com/ua/p230566301-logoperiodicheskaya-antenna-energy.html

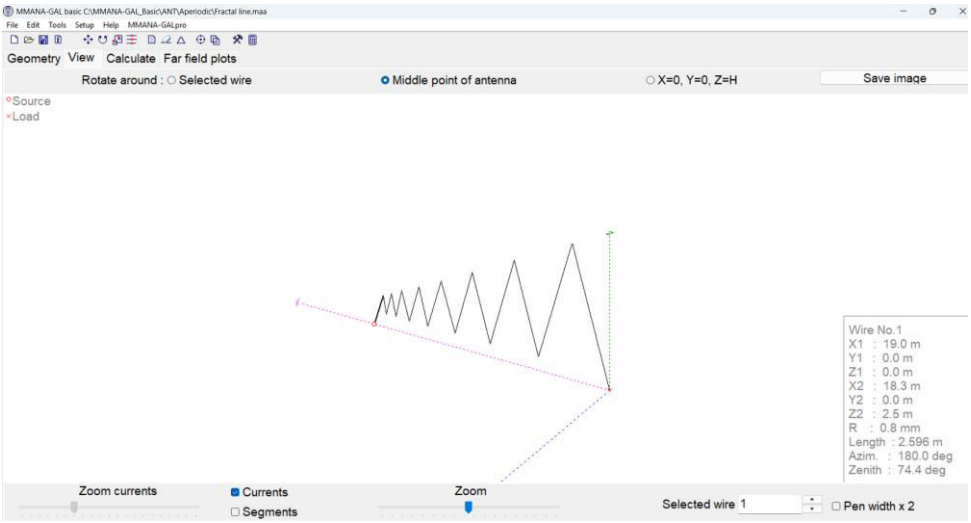
4. Порядок виконання роботи

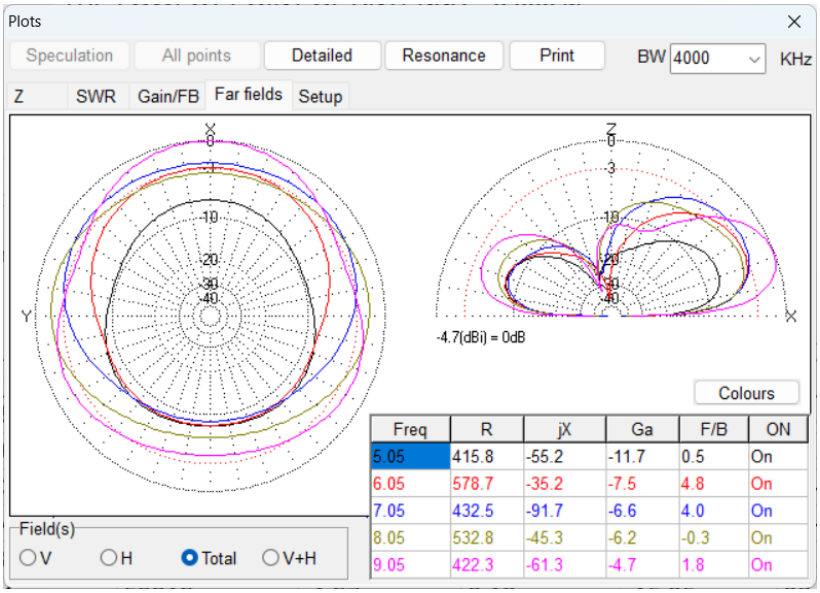
4.1. В програмі MMANA-GAL BASIC відкрити модель дзеркальної антени: File – open – Ant - Aperiodic - Fractal line.maa провести моделювання та зберегтии основні характеристики антени для початкових умов.

4.2. Дослідити залежності характеристик антени від

- частоти сигналу (початкова, максимальна і середнє значення з діапазону);
- типу землі, що враховується;
- типу матеріалу антени;
- висоти підвісу антени.

Для запуску натиснути Start. Для моделювання додаткових параметрів – Plots – Detailed (або інший вид аналізу), рис 2.





Freq	R	jX	Ga	F/B	ON
5.05	415.8	-55.2	-11.7	0.5	On
6.05	578.7	-35.2	-7.5	4.8	On
7.05	432.5	-91.7	-6.6	4.0	On
8.05	532.8	-45.3	-6.2	-0.3	On
9.05	422.3	-61.3	-4.7	1.8	On

Рис. 2

5. Обробка результатів досліджень.

Виконати аналіз отриманих графіків та проаналізувати залежність параметрів **логоперіодичної** антени (комплексного опору Z = R+jX, паразитного коефіцієнта стоячої хвилі КСХ (SWR), коефіцієнта підсилення Ga (Gain), дБ) від частоти сигналу; типу землі, що враховується; типу матеріалу антени; висоти підвісу антени.

Зміст звіту

1. Тема і мета лабораторної роботи;
2. Результати аналізу отриманих графіків;
4. Висновки.

Література

1. Ніколаєнко Б.А., Пелешок Є.В. Сучасні супутникові системи зв'язку: навч. посібник. К.: ІСЗЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. 146 с.
2. Срібна І.М., Є.І. Махонін, Власенко Г.М., Кирпач Л.А. Супутникові системи зв'язку і навігації. Навчальний посібник. – К.: ДУТ, 2019. –123 с.
3. Основи та методи цифрової обробки сигналів: від теорії до практики: навч. посібник / Ушенко Ю.О., М.С. Гавриляк, М.В. Талах, В.В. Дворжак. – Чернівці : Чернівецький нац. ун-т ім. Ю. Федьковича. – 2021. – 308 с.
4. Ципоренко В.В. Методи і засоби обробки НВЧ сигналів у радіотехнічних системах: Навчальний посібник. – Житомир: Державний університет «Житомирська політехніка», 2021. 141 с.
5. Alessio S.M. Digital Signal Processing and Spectral Analysis for Scientists, 1-st Edition - Switzerland: Springer Cham, 2016. – 924p.