МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
Кафедра Радіотехніки та телекомунікації

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до лабораторних робіт з дисципліни
«Теорія і проектування радіотехнічних систем»
для студентів спеціальності
172 «Електронні комунікації та радіотехніка»
ОПП «Радіотехніка»
всіх форм навчання

Лабораторна робота
«Цифрові допплерівські фільтри з малим рівнем бокових пелюстків»

2024

Методичні вказівки до виконання лабораторної роботи «Цифрові допплерівські фільтри з малим рівнем бокових пелюстків» з дисципліни «Теорія і проектування радіотехнічних систем» для студентів спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» ОПП «Радіотехніка» всіх форм навчання / Укл.: В.М. Лаврентьєв, Д.М. Піза. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2024. – 27 с.

Укладач: В.М. Лаврентьєв, к.т.н., начальник відділення НДВ-1 КП «НВК «Іскра»,
Д.М. Піза, професор, д.т.н.

Рецензент: М.П. Чорнобородов, доцент, к.т.н.

Відповідальний за випуск: Є.І. Колеснікова, зав. лаб.

Затверджено:
на засіданні кафедри
радіотехніки та телекомунікацій
Протокол № 4 від 15.02.2024 р.;

Рекомендовано до видання НМК
факультету інформаційної безпеки та електронних комунікацій
Протокол № 5 від 15.02.2024 р.

ЦИФРОВІ ДОППЛЕРІВСЬКІ ФІЛЬТРИ З МАЛИМ РІВНЕМ БОКОВИХ ПЕЛЮСТКІВ

МЕТА РОБОТИ

Дослідження параметрів та характеристик цифрових допплерівських фільтрів. Вивчення методу зменшення бокових пелюстків фільтрів шляхом зважування відліків вхідного сигналу за допомогою різних функцій "вікна".

КОРОТКІ ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

При обробленні сигналів в сучасних радіолокаційних системах вирішується ряд задач, зокрема, задачі виявлення, розрізнення та розпізнавання сигналів віддзеркалених від різних об'єктів. При вирішенні таких задач знаходять застосування багатоканальні цифрові допплерівські фільтри [1-6]. За допомогою таких фільтрів може визначатися радіальна швидкість цілей. Крім того, допплерівська фільтрація надає можливість розрізняти цілі, які знаходяться в одному імпульсному об'ємі, але рухаються з різними радіальними швидкостями. Застосування багатоканальних допплерівських фільтрів дозволяє створити високоефективні системи селекції цілей, що рухаються. Такі системи селекції забезпечують виявлення радіолокаційних цілей на фоні потужних заважаючих сигналів, віддзеркалених від підстилаючої поверхні, гідрометеорів, штучно створених пасивних завад. Системи селекції, які збудовані на основі допплерівських фільтрів, забезпечують також ефективне ослаблення цілеподібних пасивних завад типу "ангели", які мають широкий та (або) багатомодовий допплерівський спектр. Ослаблення таких завад в системах селекції, заснованих на черезперіодний компенсації завад, як правило, є недостатнім для нормальної роботи сучасних РЛС з автоматизованою обробкою інформації.

Допплерівська фільтрація може також застосовуватись в бортових РЛС для підвищення розмежувальної здатності по

кутових координатах. Така необхідність виникає у зв'язку з тим, що з точки зору аеродинаміки (літальних апаратів), геометричні розміри антени бортової РЛС повинні мати невеликі розміри. Це призводить до низької розмежувальної здатності радара по кутових координатах. Підвищення розмежувальної здатності може бути забезпечено за рахунок використання допплерівської фільтрації. При цьому використовується ефект залежності допплерівської частоти віддзеркаленого від цілі сигналу від зміни кута опромінення земної поверхні відносно напряму руху носія РЛС. Як результат, - сигнали, що віддзеркалені від різних ділянок земної поверхні в межах зони, що перекривається діаграмою спрямованості антени, мають різну допплерівську частоту. Використання багатоканальної допплерівської фільтрації дозволяє розділити ці сигнали і таким чином, підвищити розмежувальну здатність РЛС по кутових координатах.

Допплерівська фільтрація сигналів зв'язана з їх розкладом по базису, що визначається простими періодичними функціями Sin та Cos [6]. Такий розклад можна виконати застосуванням класичного перетворення Фур'є

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \exp(-j\omega t)\, dt\,. \qquad (1)$$

Обмежений за спектром сигнал *f(t)* можна описати еквідистантною послідовністю відліків *f(nt)*. Ця послідовність визначає періодично продовжений спектр $F^{T}(\omega)$, як його розклад в ряд Фур'є

$$F^{T}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT) exp(-j\omega nT) \quad , \qquad (2)$$

де T – інтервал часу між відліками сигналу,
n – поточний номер відліку.

Для цифрової обробки сигналів в реальному масштабі часу послідовність даних повинна бути обмеженою в часі, тому суму

нескінченного ряду (2) можна апроксимувати кінцевою сумою

$$F(\omega_k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) exp(-j\omega_k nT) \quad , \qquad (3)$$

де $\omega_k = \frac{2\pi}{NT}$k – базисна частота вибраного дискретного базису, який складається з *к* ортогональних функцій (k = 0, 1, ..., N-1).

Вираз (3) являє собою дискретне перетворення Фур'є (ДПФ). ДПФ можна розглядати, як результат пропускання сигналу через набір узгоджених фільтрів, кожний з яких налагоджено на одну з гармонік комплексної синусоїдальної послідовності базисної множини. При цьому величина $\omega_к$ у виразі (3) визначає частоту, на яку налагоджено k-тий фільтр. Увесь набір узгоджених фільтрів, які реалізовано згідно виразу (3), являє гребінку, що складається з N вузько смугових фазових фільтрів. Такі фільтри рівномірно перекривають інтервал фаз від 0 до 2π. Прикладом набору фазових фільтрів при N = 8 показано на рис. 1.

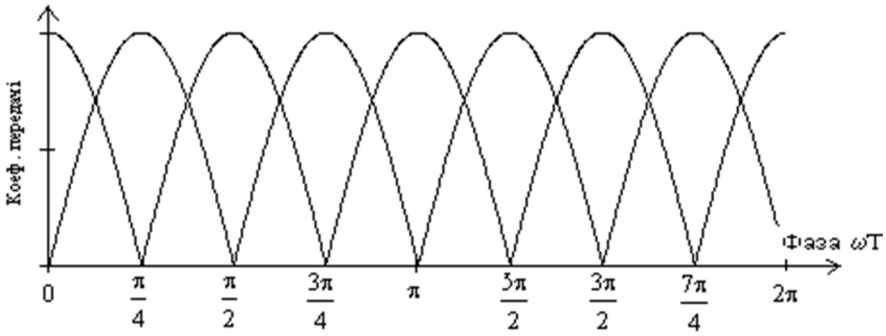

Рисунок 1 – Амплітудно-фазова характеристика фільтрів

Вибір обмеженого інтервалу огляду NT секунд призводить до того, що АЧХ N-допплерівських фільтрів повторюється на вісі допплерівських частот з періодом T секунд. АЧХ допплерівських фільтрів для випадку N=8 показано на рис. 2 [3]. Як видно із рис.2,

ширина смуги пропускання фільтрів за рівнем половинної потужності приблизно дорівнює 1/NT, а за рівнем перших нулів – 2/NT.

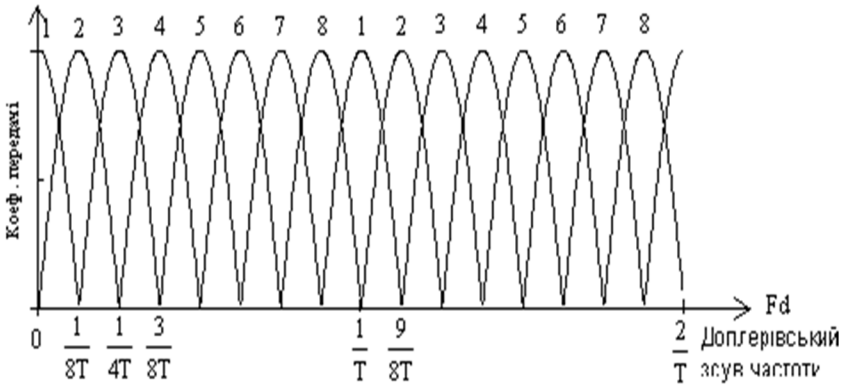

Рисунок 2 – АЧХ допплерівських фільтрів N = 8

Із виразу (3) витікає, що ширина смуги пропускання фільтра залежить від кількості відліків вхідного сигналу N та інтервалу дискретизації T. Інтервал дискретизації T є сенс вибирати таким, щоб максимальна допплерівська частота $F_{д\ max}$ сигналу, що обробляється, не перевищувала значення 1/T. При цьому частоту сигналу можна однозначно визначити по номеру фільтра, в якому з'явився сигнал. Якщо ж допплерівська частота сигналу перевищує величину 1/T, то виникає ефект невизначеності. Так, наприклад, у випадку, показаному на рис. 2, сигнал з частотою 9/8T має таку ж амплітуду у другому фільтрі, як і сигнал з частотою 1/8T.

Крім оцінки допплерівської частоти сигналу, який відзеркалено від цілі, в когерентному радарі може також вирішуватися задача розмежування сигналів за допплерівською частотою. Така задача є актуальною у випадку, коли, скажімо, дві цілі знаходяться в одному і тому ж імпульсному об'єму, тобто мають приблизно однакові просторові координати. Вирішення такої задачі може бути забезпечено застосуванням допплерівських фільтрів з вузькою смугою пропускання. Звуження смуги пропускання фільтрів,

реалізованих за методом дискретного перетворення Фур'є, можливе за рахунок збільшення числа відліків вхідного сигналу N, тобто за рахунок збільшення інтервалу огляду NT.

Вибір скінченого інтервалу часу NT секунд та ортогонального тригонометричного базису обумовлює явище, яке називають розмиванням спектральних складових. Полягає воно в тому, що з множини можливих частот тільки частоти, що співпадають з частотами базису, будуть мати проекцію на єдиний базисний вектор. Інші частоти будуть мати ненульові проекції на інші вектори базисної множини. Причину розмивання спектральних складових можна також пояснити тим, що сигнали з частотами, які відрізняються від базисних, неперіодичні на інтервалі огляду. Якщо період сигналу некратний довжині інтервалу NT огляду, то періодичне продовження сигналу буде мати розриви на кінцях інтервалу (див. рис. 3).

Рисунок 3 – Спостерігаємий сигнал

Такі розриви дають спектральні вклади на всіх базисних частотах, тобто виникає розмивання спектральних складових.

Розмивання спектральних складових призводить до того, що слабий корисний сигнал може бути пригнічено сильним заважаючим сигналом (завадою) навіть у тому випадку, коли

частота завади знаходиться далеко за межами смуги пропускання фільтра. Таким чином, розмивання спектральних складових можна трактувати як виникнення бокових пелюстків допплерівських фільтрів. Для зменшення бокових пелюстків фільтрів послідовність відліків сигналу помножують на вагову функцію ("вікно"). Можна виходити з того, що помноження вагового "вікна" на масив відліків зменшує величину розриву на межі періодичного продовження сигналу. Це забезпечується за рахунок узгодження на вказаних межах можливо більшої кількості похідних зважених даних. Простіше всього таке узгодження можна забезпечити, якщо зробити похідні рівними, або хоча б близькими до нуля. Таким чином, якщо поблизу меж інтервалу NT зважені данні плавно наближаються до нуля, то періодичне продовження сигналу є безперервним до похідних високих порядків.

Використання "вікон" впливає на основні характеристики фільтрів, зокрема, на когерентне підсилення фільтра, ширину смуги пропускання, рівень бокових пелюстків, втрати сигналу при проходженні через фільтр.

Для прямокутного вікна когерентне підсилення дорівнює числу відліків N у "вікні". Це пояснюється тим, що кожний із відліків складається в суму з вагою, що дорівнює одиниці. Підсилення фільтра, в якому застосовуються інші "вікна", менше, оскільки вагова функція поблизу кінців "вікна" наближається до нуля. В загальному випадку, чим менше рівень бокових пелюстків, що забезпечується ваговим "вікном", тим ширше смуга пропускання фільтра і більше втрати перетворення.

Для прямокутного "вікна" АЧХ фільтра описується функцією $\frac{\sin x}{x}$.

При цьому рівень першого бокового пелюстка відносно основного сягає приблизно мінус 13 дБ, а смуга пропускання є найвужчою по відношенню до інших "вікон".

Існує ряд класичних "вікон", наприклад, "вікна" виду Cos α, які забезпечують більш низький рівень бокових пелюстків фільтрів. Відомі також спеціально зконструйовані вікна у вигляді добутку, суми та згортки простих функцій або "вікон", а також у вигляді окремих складових відомих "вікон". Такі "вікна" створювалися для різних застосувань, починаючи від потреби мати "вікна", що

описуються простими функціями (зазвичай такі “вікна” створюють фільтри з не високими характеристиками), та кінчаючи “вікнами”, які створюють фільтри з оптимальними характеристиками згідно бажаного критерію оптимальності.

Для практично важливого в радіотехніці випадку виявлення слабих сигналів на фоні потужних та близьких за частотою завад “вікно” повинне забезпечувати вузький головний пелюсток та достатньо низький рівень (-40 дБ та й нижче) бокових пелюстків фільтра. Такому критерію певним чином відповідають сконструйовані “вікна” Кайзера-Беселя, Дольфа- Чебишева, Блекмана-Херріса та інші.

Розглянемо більш детально декілька прикладів “вікон”.

Для прямокутного “вікна” характерним є те, що на всьому інтервалі існування величина його постійна і дорівнює одиниці. Таке “вікно” можна розглядати як виділяючу функцію, що діє на вхідну послідовність відліків сигналу для створення з неї кінцевої послідовності. “Вікно” для ДПФ у цьому випадку описується виразом

$$H(n)=1,\ \ n=0,1,2,\ldots,\ N-1.$$

Спектральне перетворення прямокутного “вікна” являє собою ядро Дирихле з рівнем перших бокових пелюстків приблизно на 13 дБ нижче від максимума головного пелюстка (див. рис. 4).

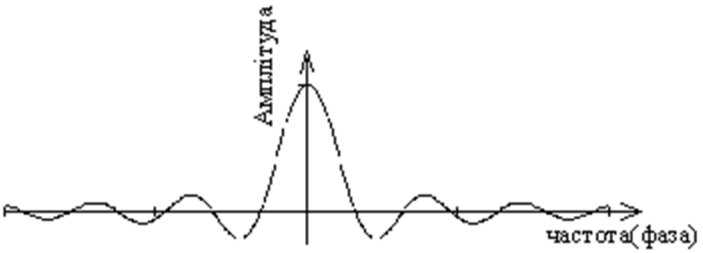

Рисунок 4 – Ядро Дирихле

Швидкість спадання бокових пелюстків складає 6 дБ/октаву. Прямокутне “вікно” і логарифм амплітуди його перетворення наведені на рис. 5.

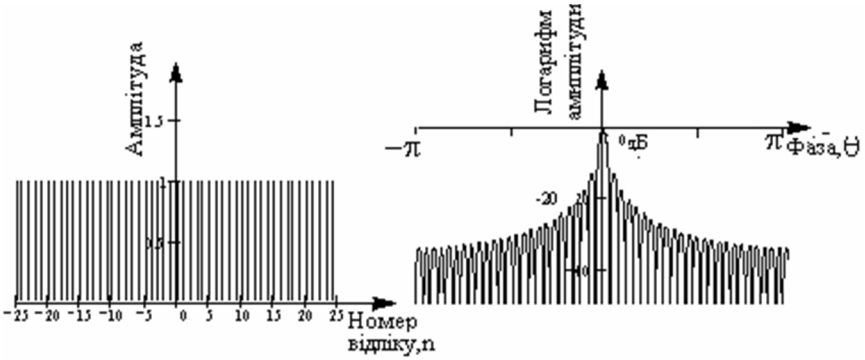

Рисунок 5 – Прямокутне “вікно”

Трикутне “вікно” для дискретного перетворення Фур’є можна записати як

$$H(n) = \begin{cases} \dfrac{n}{N/2}, & n = 0,1,2,\dots,\dfrac{N}{2}, \\ H(N-n), & n = N/2, N/2+1, \dots, N-1. \end{cases}$$

Трикутне “вікно” і логарифм амплітуди його перетворення Фур’є показано на рис. 6.

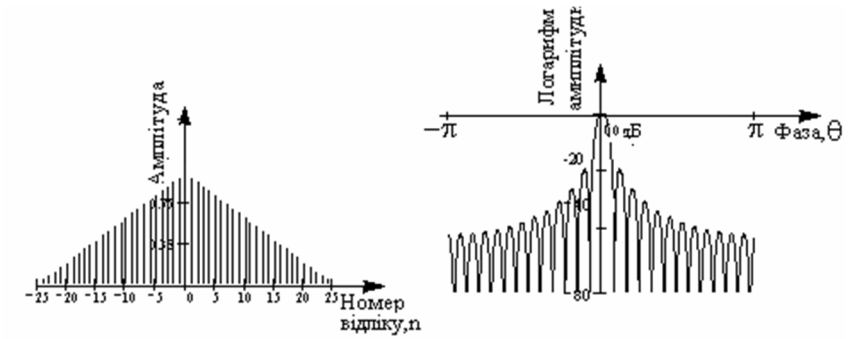

Рисунок 6 – Трикутне “вікно”

Ширина головного пелюстка такого “вікна” вдвічі більша ніж у

прямокутного “вікна”. Рівень бокових пелюстків спадає з швидкістю 12 дБ/октаву, оскільки розривна не сама функція, а лише її перша похідна.

“Вікна” виду Cos α являють собою сімейство “вікон”, параметри яких визначаються величиною α. Величину параметра α, як правило, вибирають як ціле число в інтервалі від одиниці до чотирьох. “Вікна” для дискретного перетворення Фур’є визначаються виразом

$$W(n) = \sin\alpha^{\alpha}\left(\frac{n}{N}\pi\right), \quad n = 0,1,\dots,N-1.$$

“Вікна” виду Cos α для α = 1...4 і логарифм амплітуди їх перетворення показано на рис. 7 ...10 відповідно.

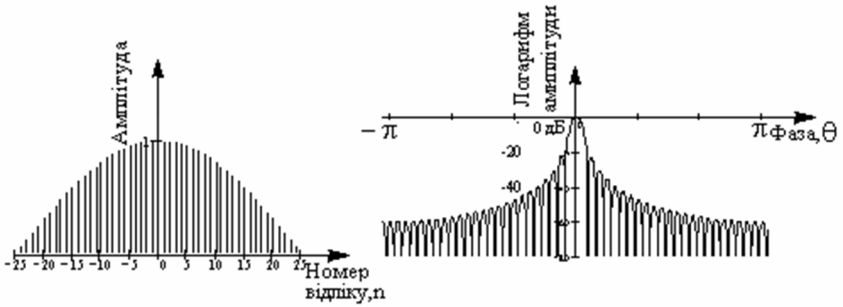

Рисунок 7 – “Вікна” виду cos(α)

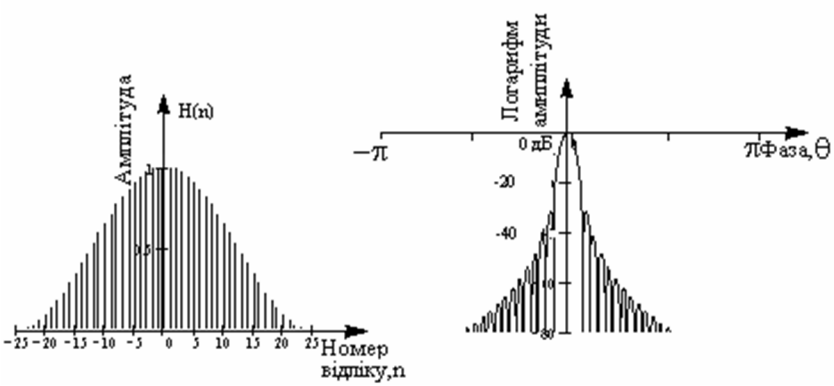

Рисунок 8 – “Вікна” виду α=2

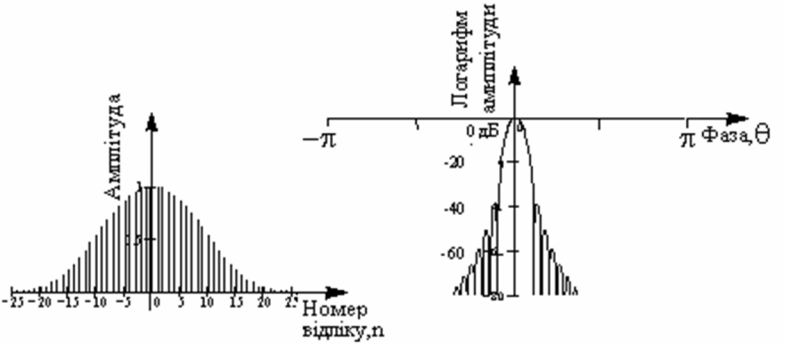

Рисунок 9 – “Вікна” виду α=3

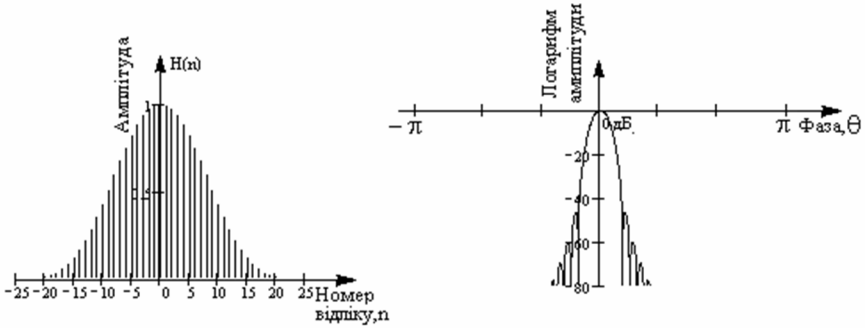

Рисунок 10 – “Вікна” виду α=4

Із наведених на рис. 7...10 “вікон” частіше використовують “вікно” з параметром α = 2 (“вікно” Хеннінга)

$$W(n) = sin^2\left(\frac{n}{N}\pi\right) = 0{,}5\left[1 - \cos\left(\frac{2n}{N}\pi\right)\right], \quad n = 0{,}1, \dots, N-1.$$

Безперервне не тільки саме це вікно, але і його перша похідна. Оскільки розрив має тільки друга похідна, то амплітуда бокових спадає, але зі швидкістю 18 дБ/октаву. “Вікно” Хеннінга можна апроксимувати сумою трьох ядер Дирихле – центрального і пари зміщених ядер (див. рис. 11).

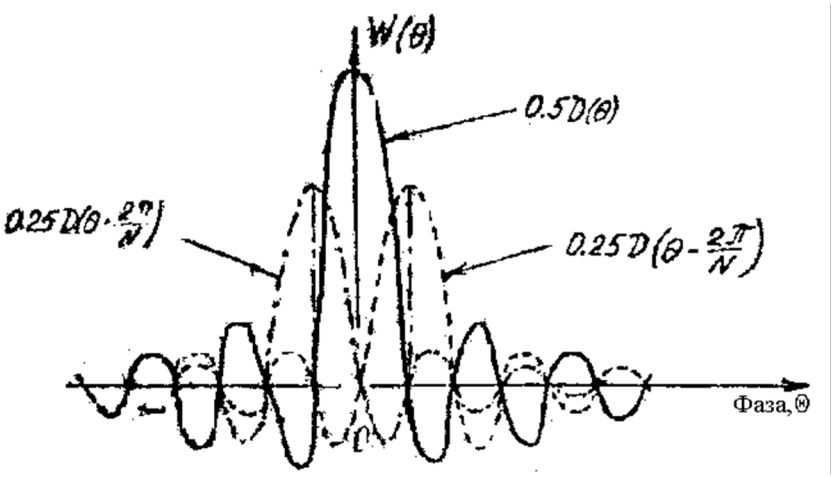

Рисунок 11 – “Вікно” Хеннінга

Максимум головних пелюстків зміщених ядер співпадають з першими нулями центрального ядра та мають амплітуду, що дорівнює половині центрального пелюстка. Крім того, бокові пелюстки зміщених ядер вдвічі менше бокових пелюстків центрального ядра і знаходяться у протифазі з ними. Тому при додаванні трьох ядер виникає взаємне пригнічення бокових пелюстків. Ідеальне ослаблення першого бокового пелюстка забезпечується при α = 25/46 (α = 0,5434782608). Якщо величину α вибирають рівною 0,54, то забезпечується хоча і неповне, але досить суттєве пригнічення перших бокових пелюстків. При вказаній величині параметра α “вікно” називають “вікном” Хеммінга. Воно описується виразом

$$W(n) = 0{,}54 - 0{,}46\,cos\left(\frac{2n}{N}\pi\right), \quad n = 0{,}1, \dots, N-1.$$

“Вікно” Хеммінга і логарифм амплітуди його перетворення Фур’є наведено на рис. 12.

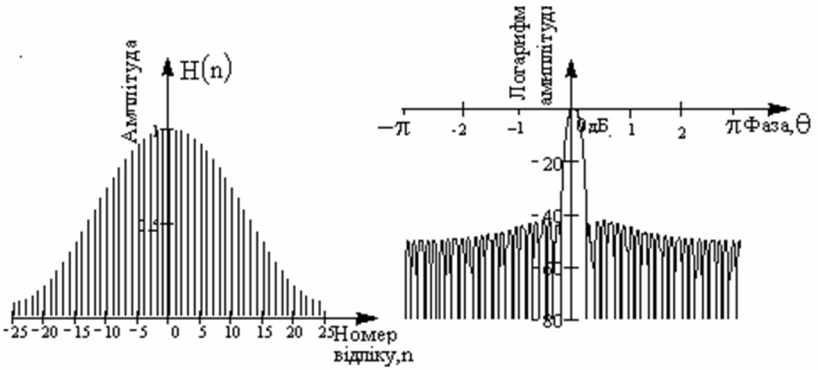

Рисунок 12 – “Вікно” Хеммінга

Аналіз рис.12 показує, що на місці першого бокового пелюстка Фур’є перетворення виникає глибокий провал. Внаслідок невеликого розриву на межі “вікна” рівень бокових пелюстків спадає всього зі швидкістю 6 дБ/октаву. Зате завдяки більш сильному пригніченню бокових пелюстків їх початковий рівень значно нижчий, ніж у раніше описаних “вікон” і дорівнює мінус 42 дБ. “Вікна” Хеммінга і Хеннінга це приклади “вікон”, утворених додаванням трьох ядер Дирихле.

Теоретично можна конструювати “вікна” додаванням любої кількості ядер. Але вузький головний пелюсток можна забезпечити тільки при невеликій кількості ядер.

Прикладом “вікон”, у яких нулі перетворення попадають на частоти максимумів перших бокових пелюстків, є вікна Блекмана-Херріса. Для ДПФ ці вікна задаються виразом:

$$W(n) = a_0 + a_1 \cos\left(\frac{2\pi}{N} n\right) + a_2 \cos\left(\frac{2\pi}{N} 2n\right) - a_3 \cos\left(\frac{2\pi}{N} 3n\right)$$

Для тричленного “вікна” Блекмана-Херріса мінімальний рівень бокових пелюстків складає мінус 67 дБ, а його коефіцієнти дорівнюють: $a_0 = 0{,}42323$; $a_1 = 0{,}49755$; $a_2 = 0{,}07922$; $a_3 = 0$. Тричленне “вікно” Блекмана-Херріса і логарифм амплітуди його перетворення Фур’є показано на рис. 13.

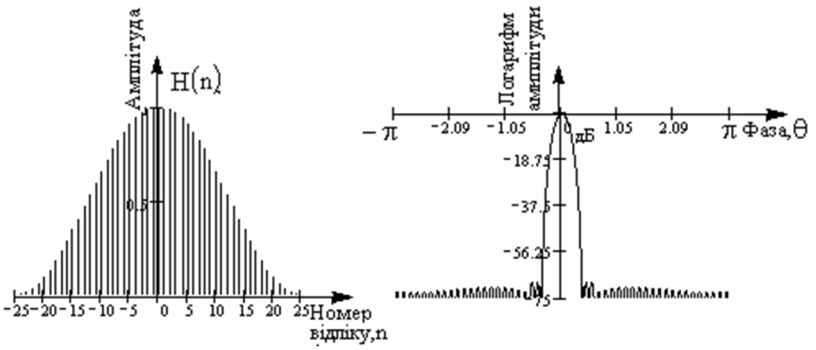

Рисунок 13 – 3-х членне “вікно” Блекмана-Херріса

Чотиричленне “вікно” Блекмана-Херріса з мінімальним рівнем бокових пелюстків і логарифм амплітуди його перетворення Фур’є наведено на рис. 14.

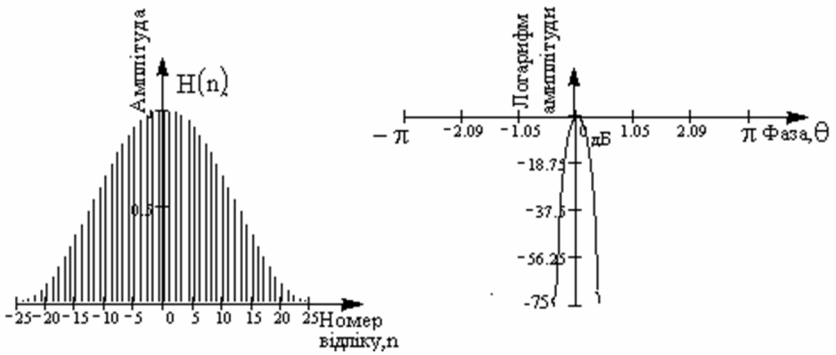

Рисунок 14 – Чотиричленне “вікно” Блекмана-Херріса

Змінюючи коефіцієнти a_i , можна отримати сімейство “вікон” Блекмана-Херріса, у якого за рахунок деякого підвищення рівня бокових пелюстків суттєво зменшено ширину головного пелюстка. Таким чином, “вікна” Блекмана-Херріса є більш-менш універсальними, що дозволяє забезпечити, як виявлення корисних сигналів на фоні потужних віддзеркалень від земної поверхні, так і розрізнення сигналів з близькими допплерівськими частотами.

Із наведених прикладів можна зробити висновок, що суттєве зниження бокових пелюстків фільтрів можливе при достатньо точній реалізації вагової функції (див., наприклад, рис.12...14). Звідси випливає, що при малій кількості відліків потенційній можливості "вікон" не можуть бути реалізованими. В роботі [7] це підтверджено результатами математичного моделювання, які можуть бути використані при проектуванні систем селекції цілей, що рухаються.

Розглянемо деякі питання практичної реалізації допплерівських фільтрів. У зв'язку з тим, що сучасні РЛС повинні забезпечити високі точності вимірювання допплерівської частоти (радіальної складової швидкості), а також необхідність розрізнення сигналів близьких за частотою, то це потребує застосувати допплерівські фільтри з вузькими смугами пропускання. В свою чергу, як це вже пояснювалося, звуження смуги пропускання може бути забезпечено за рахунок вибору достатньо великого значення кількості відліків N.

У пристроях первинного оброблення інформації сучасних РЛС використовується від 8 до 128 допплерівських фільтрів. Реалізація в реальному масштабі часу великої кількості допплерівських фільтрів згідно виразу (3) потребує великої кількості обчислень і, як наслідок, великого обсягу обладнання. У зв'язку з цим з початку 70-х років попереднього століття інтенсивно розроблялися алгоритми швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [8]. Одним з перших запропонували алгоритм ШПФ Кулі і Тьюкі у 1985 році. Відомі також більш ефективні алгоритми, наприклад, алгоритми Винограда, Гуда-Томіса, Герцеля та інші.

Алгоритми швидкого перетворення Фур'є дозволяють суттєво зменшити загальний обсяг обчислень. При цьому обчислення виконуються у такій послідовності, що певні операції використовуються при обчисленні вихідного сигналу не одного фільтра, а декількох фільтрів. На рис. 15 наведено приклад структурної схеми для обчислення чотирифільтрового пристрою ШПФ. Цей пристрій виконує всього вісім перемножень та додавань у порівнянні з шістнадцятьма операціями, які необхідно виконати при прямій реалізації формули (3). В загальному випадку

для обчислень N фільтрового пристрою ШПФ замість N^2 необхідно виконувати всього $N \log_2 N$ комплексних операцій.

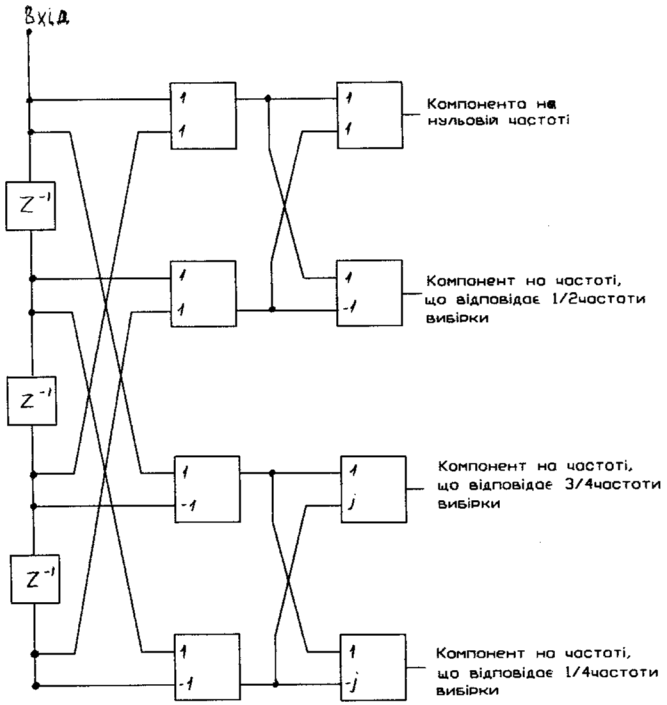

Рисунок 15 – Структурна схема для обчислення чотирифільтрового пристрою ШПФ

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Застосування допплерівської фільтрації в радіотехнічних системах.
2. Безперервне і дискретне перетворення Фур'є.
3. Кінцеве перетворення Фур'є. Вплив кінцевої тривалості оброблюваних сигналів на точність оцінок їхніх параметрів.
4. Представлення дискретного перетворення Фур'є у виді набору погоджених фільтрів.
5. Причини виникнення бічних пелюстків фільтрів, реалізованих методом ДПФ.
6. Методи придушення бічних пелюстків цифрових допплерівських фільтрів.
7. Вплив вагової функції "вікна" на головні характеристики фільтрів, реалізованих на основі ДПФ.
8. Залежність між рівнем бічних пелюстків і іншими характеристиками фільтра.
9. Поняття швидкого перетворення Фур'є.

ОПИС ЛАБОРАТОРНОЇ УСТАНОВКИ

Лабораторна установка містить у собі пульт ШПФ і осцилограф, призначений для візуального спостереження амплітудно-фазових характеристик і виміру параметрів цифрових допплерівських фільтрів.

Структурна схема пульта ШПФ приведена на рис16**.** Пульт містить у собі формувач вхідних впливів, пристрій ШПФ, схему візуального контролю, органи керування пультом і блок живлення.

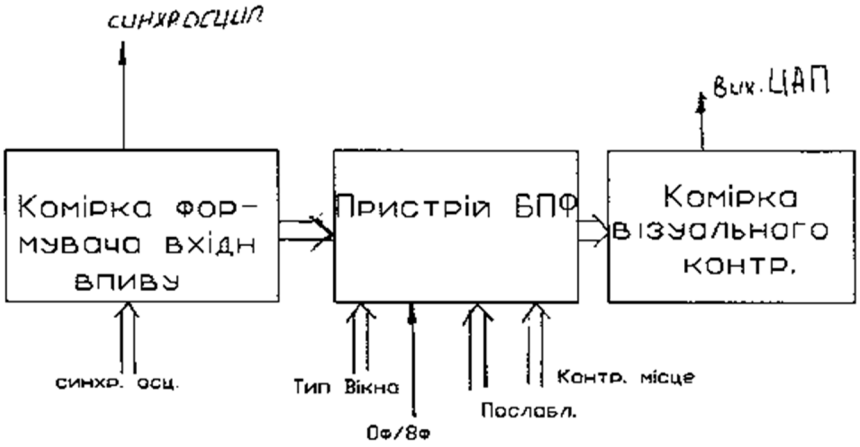

Рисунок 16 – Структурна схема пульта ШПФ

На рис.17 приведена функціональна схема пульта ШПФ. Формувач вхідних впливів складається з задаючого генератора, пристрою формування вхідних впливів і синхронізації.

Задаючий генератор генерує імпульси з частотою 8 МГц. Пристрій формування вхідних впливів має набір лічильників, пристрій керування і постійно запам'ятовуючий пристрій. Він формує вхідну послідовність 12-ти розрядних кодів, структура якої показана на рис.18. Послідовність складається з 256-ти дискрет, кожний з який включає "пачку" з 16-ти відліків 1-ї квадратури і 16-ти відліків 2-ї квадратури комплексного вхідного сигналу. Модуль вхідного сигналу постійний, а фаза змінюється від відліку до відліку на величину 360/256*N, де N – номер дискрета.

Така структура систем дозволяє переглянути амплітудно-фазову характеристику досліджуваного фільтра в 256-ти крапках, рівномірно розташованих по осі фаз.

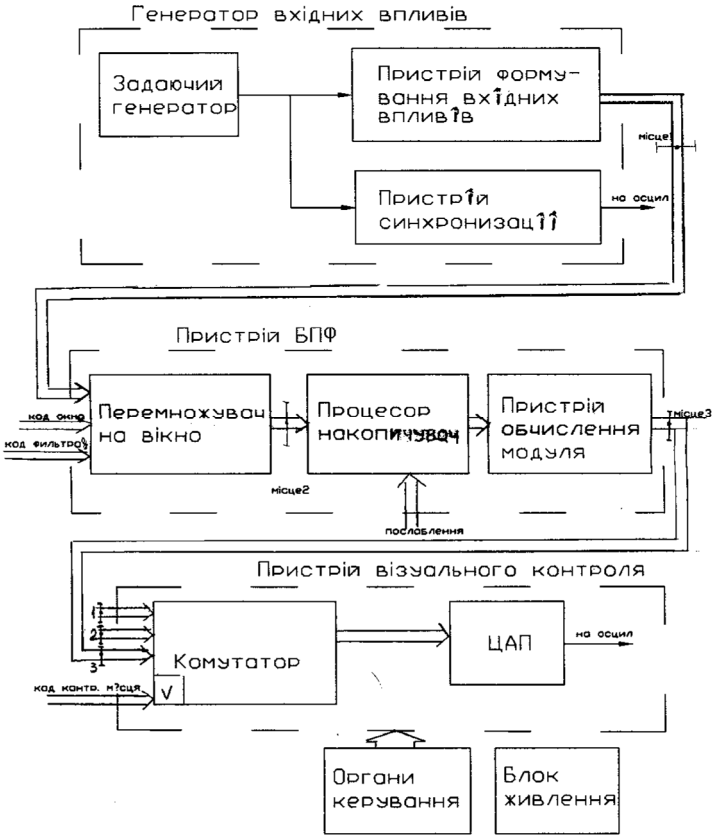

Рисунок 17 – функціональна схема пульта ШПФ

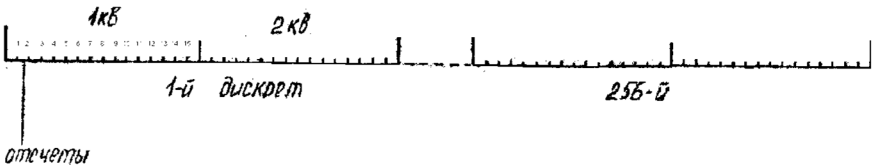

Рисунок 18 – Вхідна послідовність 12-ти розрядних кодів

Пристрій синхронізації призначено для формування імпульсів синхронізації – для роботи пульта й імпульсів синхронізації осцилографа.

З виходу генератора вхідних впливів інформація надходить на пристрій ШПФ. Пристрій ШПФ включає перемножувач на "вікно", процесор-накопичувач і пристрій обчислення модуля. Відповідно до коду "вікна", що надходить з перемикача "ТИП ОКНА", виконується помноження коду кожного вхідного відліку на код коефіцієнта "вікна". Отримані коди добутків накопичуються протягом 16-ти відліків у процесорі накопичення. У кожному дискреті формується 1-а і 2- а квадратури накопиченого сигналу. Величина накопиченого сигналу, що надходить на пристрій обчислення модуля, залежить від коду ОСЛАБЛЕНИЕ сигналу з перемикача "ОСЛАБЛЕНИЕ". У положенні "1" послаблення сигналу не має, у положенні "2" сигнал послабляється на 12 дБ, у положенні "3" на 30 дБ, у положенні "4" - на 48 дБ. У пристрої обчислення модуля виконується обчислення модуля:

$$M = \sqrt{(a^2 + b^2)} \quad , \tag{4}$$

де a – накопичене значення 1-ї квадратури дискрета;
b – накопичене значення 2-ї квадратури дискрета.

Інформація зі входу пристрою ШПФ (точка1), після множення на "вікно" (точка2) і результат накопичення (точка3) надходять на візуальний контроль, де в залежності від коду з перемикача "КОНТРОЛЬНАЯ ТОЧКА" – можна переглянути інформацію в кожній із трьох контрольних точок, для чого цифрова інформація перетворюється в аналоговий вид і надходить на осцилограф.

Для зручності візуального контролю використовується перемикач “СИНХР ОСЦИЛ" пульта. При встановленні його в положення '1".."8", можна більш детально переглянути цікаві місця амплітудно-фазової характеристики досліджуваного фільтра.

ПІДГОТОВКА ДО РОБОТИ

Зберіть робоче місце відповідно до рис.19. Вхід осцилографа з'єднайте з гніздом "ВИХ. ЦАП" пульта. Вхід синхронізації осцилографа з'єднайте з гніздом "СИНХР ОСЦ" пульта. Перемикач "ВРЕМЯ/ДЕЛ" встановити в положення 5мкс. Перемикач "ВОЛЬТ/ДЕЛ" установити в положення 2. Перемикач "КОНТРОЛЬНАЯ ТОЧКА" і "ОСЛАБЛЕНИЕ" установити в положення "2". Тумблер "ВКЛ ОТКЛ" пульта установити в положення "ВКЛ". Переконайтеся у світінні світлодіода "220В 400Гц".

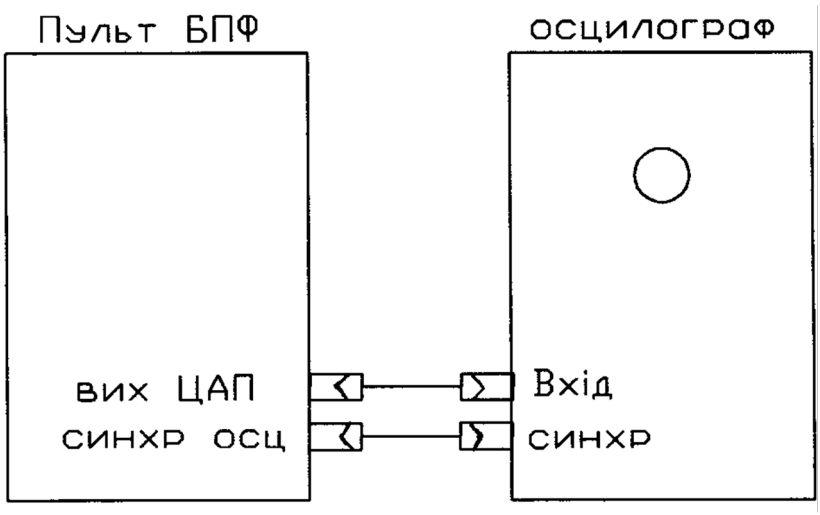

Рисунок 19 – Робоче місце

ПРАВИЛА БЕЗПЕКИ

Використаний у лабораторній установці пульт підключено до мережі 220В 400Гц. Корпус пульта повинен бути надійно заземлений. Забороняється торкатися і від'єднувати розніми на задній стінці пульта. При необхідності, потрібно звернутися до викладача.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Перемикач "НОМЕР ФИЛЬТРА" встановити в зазначене викладачем положення.

1. Встановити перемикачі "ТИП ОКНА" і "СИНХР ОСЦ" у положення "1". При цьому для розрахунку фільтра використовується прямокутне "вікно". Перемикачі "ОСЛАБЛЕНИЕ" і "КОНТРОЛЬНАЯ ТОЧКА" встановити в положення "2". Спостерігайте на екрані і замалюйте осцилограму перших 16-ти вибірок вхідного сигналу.

Перемикач "КОНТРОЛЬНАЯ ТОЧКА" встановити в положення "3", а перемикач "ОСЛАБЛЕНИЕ" у положення "1". Перемикач "ВРЕМЯ/ДЕЛ" осцилографа встановити в положення "1мс". Спостерігайте на екрані осцилографа і замалюйте характеристику фільтра з прямокутним "вікном". Зважте на те, що рівень головного пелюстка визначає величину когерентного підсилення, яке залежить від виду "вікна". В експерименті когерентне підсилення має бути виміряне відносно прямокутного, яке приймається як еталон. Визначте максимальний рівень головного пелюстка фільтра ($U_{гп}$). Вимірте ширину головного пелюстка за рівнем 0.5 і за рівнем перших нулів. Визначте максимальний рівень бічних пелюстків для цього, перемикач "ОСЛАБЛЕНИЕ" встановити в положення, при якому максимальний бічний пелюсток фільтра мав би достатню для виміру амплітуду й у тож час не входив в обмеження. Вимірте рівень бічного пелюстка $U_{бп}$. Розрахуйте максимальний відносний рівень бічних пелюстків по формулі:

$$Д = -20 \log \frac{U_{гп}}{U_{бп}} + \Delta, \qquad (5)$$

де Δ – добавка, обумовлена положенням перемикача "ОСЛАБЛЕНИЕ", яка складає:
для положення "1' – 0 дБ,
для положення "2" – мінус 12 дБ,
для положення "3" – мінус 30 дБ,
для положення "4" – мінус 48 дБ.

2. Установити перемикач, "ТИП ОКНА" у положення 2. При цьому для розрахунку фільтра використовується сконструйоване вікно. Перемикач "ВРЕМЯ/ДЕЛ" осцилографа встановіть в положення "5мкс". Перемикачі "КОНТРОЛЬНАЯ ТОЧКА" і "ОСЛАБЛЕНИЕ" встановіть в положення "2". Спостерігайте на екрані осцилографа і замалюйте осцилограму перших 16-ти вибірок вхідного сигналу, помножених на функцію “вікна”.

Перемикач "КОНТРОЛЬНАЯ ТОЧКА" установити, в положення "3", а перемикач "ОСЛАБЛЕНИЕ" установити в положення "1". Перемикач "ВРЕМЯ/ДЕЛ" осцилографа встановіть в положення "1мс", а перемикач "U/дел" – у положення "1". Визначте, максимальний рівень головного пелюстка фільтра і максимальний рівень бічних пелюстків. Спостерігайте на екрані осцилографа, і замалюйте характеристику фільтра, використовуючи при цьому перемикач "ОСЛАБЛЕНИЕ". Розрахуйте максимальний відносний рівень бічних пелюстків по формулі (4).

Вимірте ширину головного пелюстка фільтра за рівнем 0.5 і за рівнем перших нулів.

3. Установити перемикач "ТИП ОКНА" у положення "3". При цьому для розрахунку фільтра використовується тричленне "вікно" Блекмана-Херріса. Перемикач "ВРЕМЯ/ДЕЛ" осцилографа установіть в положення "5мкс". Перемикачі "КОНТРОЛЬНАЯ ТОЧКА" і "ОСЛАБЛЕНИЕ" установіть в положення "2".

Спостерігайте на екрані осцилографа і замалюйте осцилограму перших 16-ти вибірок вхідного сигналу, помножених на функцію "вікна".

Перемикач "ОСЛАБЛЕНИЕ" установіть в положення "1". "КОНТРОЛЬНАЯ ТОЧКА" установіть в положення "3".

Перемикач "ВРЕМЯ/ДЕЛ" осцилографа установіть в положення "1мс". Визначте максимальний рівень головного пелюстка фільтра і максимальний рівень бічних пелюстків. Спостерігайте на екрані осцилографа і замалюйте характеристику фільтра.

Розрахуйте відносний рівень першого бічного пелюстка по формулі(4). Вимірте ширину головного пелюстка фільтра за рівнем 0.5 і за рівнем перших нулів.

4. Установити перемикач "ТИП ОКНА" у положення "4". При цьому для розрахунку фільтра використовується чотиричленне вікно Блекмана-Херріса. Перемикач "ВРЕМЯ/ДЕЛ" осцилографа установіть в положення "5мкс". Перемикачі "КОНТРОЛЬНАЯ ТОЧКА" і "ОСЛАБЛЕНИЕ" установіть в положення "2".

Спостерігайте на екрані осцилографа і замалюйте осцилограму перших 16-ти вибірок вхідного сигналу, помножених на функцію "вікна".

Перемикач "ОСЛАБЛЕНИЕ" установіть в положення "1". Перемикач "КОНТРОЛЬНАЯ ТОЧКА" установіть в положення "3". Перемикач "ВРЕМЯ/ДЕЛ" осцилографа установіть в положення "1мс". Визначте максимальний рівень головного пелюстка фільтра і максимальний рівень бічних пелюстків. Спостерігайте на екрані осцилографа і замалюйте характеристику фільтра. Розрахуйте максимальний рівень бічних пелюстків по формулі (4). Вимірте ширину головного пелюстка фільтра за рівнем 0.5 і за рівнем перших нулів.

Зведіть дані в таблицю. Зробіть висновки про залежність максимального рівня головного пелюстка фільтра (когерентного підсилення), ширини головного пелюстка, відносного рівня бічних пелюстків від виду функції "вікна". Оформіть звіт.

ЗМІСТ ЗВІТУ

Звіт повинний містити:

1. Осцилограми вхідних впливів , помножених на функцію "вікна", і характеристики фільтрів по п.п. 1...4.
2. Таблицю результатів вимірів максимального рівня головного пелюстка (когерентного підсилення), ширини головного пелюстка на рівні 0.5 і на рівні перших нулів, максимального рівня бічних пелюстків для кожного з чотирьох типів вікон.
3. Висновки про вплив параметрів вікна на головні характеристики фільтра.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Піза Д.М. Теорія і проектування радіолокаційних систем: навчальний посібник [Текст] / Д.М. Піза, Б.М. Бондарев. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2015. – 82 с.

2. Васюта К.С. Основи побудови радіолокаційних засобів розвідки повітряного простору: конспект лекцій / К.С. Васюта, О.В. Тесленко, В.М. Купрій, О.А. Малишев. – Х.: ХУПС, 2013. – 212 с.: іл.

3. Яновський Ф.Й. Метеонавігаційні радіолокаційні системи повітряних суден / Ф.Й. Яновський. – К.: НАУ, 2003. – 307 с.

4. Яновський Ф.Й. Радіолокаційні системи повітряних суден: підруч. / Ф.Й. Яновський. – К.: НАУ, 2012. – 688 с.

5. Пиза Д.М. Проектирование радиолокационных систем [Электронный ресурс]: монография / Д.М. Пиза, Д.С. Семенов, Т.И. Бугрова; под. общ. ред. Д.М. Пизы. Электронные данные. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2017. http://eir.zp.edu.ua/handle/123456789/2216?mode=full

6. Сумик М.М. Космічні радіотехнічні комплекси / М.М. Сумик – Львівська політехніка, 2004. – 183 с.