

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Метод виділення обвідної складової складних майже періодичних
сигналів для безпекових систем

Виконав(ла): студент(ка) 6 курсу, групи РРм-61
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

(підпис)

Мотелюк М.П.

(прізвище та ініціали)

Керівник

(підпис)

Хвостівська Л.В.

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

(підпис)

Хвостівська Л.В.

(прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри

(підпис)

Дунець В.Л.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(підпис)

Дедів Л.Є.

(прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.
(підпис) (прізвище та ініціали)

« 06 » грудня 2022 р.

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня магістр
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва спеціальності)

студенту Мотелюк Михайло Петрович
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Метод виділення обвідної складової складних майже періодичних сигналів для безпечових систем

Керівник роботи Хвостівська Лілія Володимирівна, к.т.н.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «06» грудня 2022 року № 4/7-989

2. Термін подання студентом завершеної роботи грудня 2022 року

3. Вихідні дані до роботи Технічне завдання, метод виділення обвідної

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Аналітична частина

2. Основна частина

3. Науково-дослідна частина

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

1. Задача розроблення безпечових біометричних систем

2. Експериментальні результати

3. Висновки

АНОТАЦІЯ

Мотелюк Михайло Петрович. Метод виділення обвідної складової складних майже періодичних сигналів для безпекових систем. – Рукопис. Кваліфікаційна робота магістра, Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Тернопіль, 2022.

В кваліфікаційній роботі магістра розглянуто питання виділення обвідної складової складних майже періодичних сигналів для безпекових систем. Проаналізовано методи голосової біометрії та запропоновано метод виділення обвідної складової голосових сигналів, який ґрунтується на застосуванні перетворення Гільберта, при поданні таких сигналів у вигляді складних майже періодичних амплітудно модульованих коливань. Проведено моделювання алгоритму виділення обвідної складової окремих зареєстрованих звуків слів та фраз запропонованим методом в середовищі Matlab.

Ключові слова: мовний сигнал, обвідна складова, метод, перетворення Гільберта.

ANNOTATION

M.P. Motelyuk. A method for extracting the bypass component of complex almost periodic signals for security systems. - Manuscript. Master's qualification work in specialty 172 – telecommunications and radio engineering, TNTU, Ternopil, 2022.

The master's qualification thesis deals with the issue of extracting the bypass component of complex almost periodic signals for security systems. The methods of voice biometrics are analyzed and a method of isolating the contour component of voice signals is proposed, which is based on the application of the Hilbert transformation, when such signals are presented in the form of complex almost periodic amplitude-modulated oscillations. Simulation of the algorithm for extracting the contour component of individual registered sounds of words and phrases by the proposed method in the Matlab environment was carried out.

Key words: speech signal, envelope component, method, Hilbert transform.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА.....	11
1.1 Задача розроблення безпекових біометричних систем.....	11
1.2 Метод голосової біометрії.....	14
1.3 Висновки до розділу 1.....	18
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	20
2.1 Поняття аналітичного сигналу.....	20
2.2 Перетворення Гільберта.....	26
2.3 Властивості перетворення Гільберта.....	34
2.4 Обчислення перетворення Гільберта.....	38
2.5 Приклади застосування перетворення.....	40
2.6 Спектральні характеристики звукових сигналів.....	45
2.7 Висновки до розділу 2.....	56
РОЗДІЛ 3. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА.....	57
3.1 MatLAB, як засіб реалізації алгоритму виділення обвідної складової.....	57
3.2 Опис програм, що реалізують алгоритм.....	57
3.2.1 Програма виділення огинаючої складової типових сигналів.....	57
3.2.2 Програми виділення огинаючої одиночних звуків.....	63
3.2.3 Програма виділення огинаючої складних звуків.....	67
3.3 Аналіз експериментальних даних.....	70
3.3.1 Поодинокі звуки.....	70
3.3.2 Переходи між звуками.....	72
3.3.3 Словосполучення.....	74
3.4. Висновки до розділу 3.....	75

РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	76
4.1 Охорона праці.....	76
4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	78
4.3 Висновки до розділу 4.....	81
ВИСНОВКИ.....	82
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	84
ДОДАТКИ	

ВСТУП

Актуальність роботи. Актуальним сьогодні для різних задач побудови телекомунікаційних та радіотехнічних систем є завдання виділення обвідної складової сигналів, зокрема складних майже періодичних. Однією з таких задач є задача розроблення без пекових систем для контролю доступу до різних сервісів. При цьому таким складним майже періодичним сигналом може бути мовний сигнал, який застосовується в безпекових біометричних системах, а виділення обвідної складової такого сигналу є важливим етапом виділення біометричних ознак голосу для наступної ідентифікації чи автентифікації користувача.

Голос і мова людини несуть індивідуальну інформацію через унікальність фізіологічної будови її артикуляторного апарату та специфіки мови. Цей тип сигналівстає сьогодні є особливо поширеним при розробці безпекових біометричних систем, що реалізують процедури верифікації та ідентифікації диктора для різних сервісів. Особливість голосової біометрики полягає в тому, що вона допускає віддалену і приховану автентифікацію за допомогою простих і доступних сенсорів, що іноді неможливо або дорого для отримання іншої біометричної інформації. Зручність для користувача, простота, здатність легко інтегруватися з іншими методами - також важливі фактори, що визначають перспективність мовних технологій у біометричних системах як окремо, так і комплексно з іншими методами верифікації/ідентифікації особистості.

Додатки систем верифікації та ідентифікації можуть бути найрізноманітнішими — від систем локальної або віддаленої (телефоном) авторизації особистості, пов'язаної з наданням прав (використовуються при наданні допуску до охоронних об'єктів, або, наприклад, до інформації та фінансових операцій) до юридичних аспектів автентифікації особи у судовій

практиці. Надійність верифікації чи ідентифікації, а також вартість реалізації – важливі питання, вирішення яких залежить від конкретної програми та наявних альтернатив. Також, системи автоматичної верифікації диктора за мовним сигналом забезпечують надійність, яка є порівнянна з надійністю прийняття рішення людиною, добре знайомою із голосом диктора, а в деяких ситуаціях перевищують по точності рішення людини (особливо при верифікації телефоном).

Для виділення обвідної складової складних майже періодичних та періодичних сигналів добре зарекомендував себе метод опрацювання, який ґрунтується на застосуванні перетворення Гільберта. При цьому важливим є питання розроблення алгоритму такого опрацювання та способу його реалізації з допомогою сучасних засобів математичного моделювання.

В дослідженнях проводиться розроблення методу виділення обвідної складової мовних сигналів як окремого випадку складних майже періодичних сигналів для розробки безпекових біометричних систем.

Мета і завдання дослідження. Розроблення методу виділення обвідної складової складних майже періодичних сигналів для безпекових систем. Задачі:

- аналіз проблемної області;
- аналіз методів голосової біометрії;
- математичних методів виділення обвідної складової складних майже періодичних сигналів;
- розроблення методу виділення обвідної складової голосових сигналів та аналіз отриманих результатів.

Об'єкт дослідження: процес виділення обвідної складової складних майже періодичних сигналів.

Предмет дослідження: метод виділення обвідної складової складних майже періодичних сигналів для безпекових систем.

Наукова новизна. Розроблено метод виділення обвідної складової складних майже періодичних сигналів, що ґрунтується на застосуванні перетворення Гільберта.

Практичне значення отриманих результатів. Використання при проектуванні високоефективних безпекових біометричних систем.

Апробація результатів дослідження. Участь в XI Міжнародній науково-технічній конференції студентів та молодих учених «Актуальні задачі сучасних технологій» (м. Тернопіль, 2022 р.).

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1 Задача розроблення безпекових біометричних систем

Завдання розроблення безпекових систем, які контролювали б доступ користувачів до різних сервісів чи об'єктів, залишається постійно актуальним. Аналізуючи способи організації таких систем найбільш перспективними та надійними є системи, які функціонують на основі використання біометричних показників людини.

Біометрична безпека ідентифікує людей шляхом перевірки їх фізичних чи поведінкових характеристик. В даний час це найнадійніший і найточніший метод фізичної безпеки, який використовується для перевірки особистості. Біометрія в основному використовується в системах безпеки в місцях, схильних до крадіжок, що потребують стійкої фізичної безпеки. Такі системи зберігають характеристики, які залишаються незмінними протягом життя людини, наприклад, відбитки пальців та долонь, голос, патерни сітківки ока та розпізнавання облич.

Ці характеристики зберігаються у системі як «шаблони». Коли хтось намагається отримати доступ до системи, біометрична система безпеки сканує їх, оцінює характеристики та намагається зіставити їх із збереженими записами. Потім, якщо знайдено відповідність, людині надається доступ до об'єкта або пристрою.

Датчики зняття відбитків пальців є найчастіше використовуваним видом біометричних систем безпеки при фізичному доступі. Це пов'язано з їх нижчою вартістю. Однак для забезпечення максимальної точності розпізнавання на

об'єктах з високим ступенем захисту часто використовуються системи розпізнавання райдужної оболонки ока.

Біометрія заснована на автоматизованому розпізнаванні унікальних фізіологічних ідентифікаторів. Малюнок вен долоні, деталі відбитків пальців, форма та малюнок райдужної оболонки – все це унікальні біометричні ідентифікатори.

Хоча біометричні системи безпеки можуть поєднувати ідентифікацію та аутентифікацію, ці дві функції дуже відрізняються. При біометричній ідентифікації характеристики людини порівнюються з усією базою даних, тоді як при біометричній аутентифікації система перевіряє, чи людина є тим, за кого він себе видає, тому його атрибути порівнюються з одним конкретним профілем з бази даних.

Все більше і більше компаній визнають переваги, які можуть принести біометричні пристрої безпеки, не лише у захисті фізичних середовищ, а й комп'ютерів та комерційних активів. У корпоративних будівлях дуже важливо обмежити доступ сторонніх осіб до захищених мереж та систем. Крім того, відповідно до нормативних вимог необхідно забезпечити доступ виключно певних співробітників до конфіденційної інформації та суворе дотримання робочих процесів. Для захисту конфіденційних даних лише паролів недостатньо, оскільки колеги можуть ними ділитися. Натомість організації можуть використовувати біометрію для регулювання доступу до сервера або комп'ютера.

Компанії, що використовують біометричні системи безпеки, можуть отримати вигоду з найвищої точності та безпрецедентного захисту конфіденційної інформації. Сканування відбитків пальців, сітківки ока та малюнка райдужної оболонки при правильному захопленні дають унікальні набори даних. Коли співробітник або користувач зареєстрований у біометричній

системі безпеки, автоматична ідентифікація може виконуватися однаково, швидко та з мінімальною підготовкою.

Значимість біометричної безпеки у суспільстві постійно зростає. Фізичні характеристики унікальні і незмінні, зокрема в братів і сестер, і навіть близнюків. Біометрична ідентифікація людини може замінити (або принаймні доповнити) системи паролів для телефонів, комп'ютерів та зон обмеженого доступу.

Після того, як біометричні дані людини зібрані та зіставлені, система зберігає їх для використання при подальших спробах доступу. Зазвичай біометричні дані зашифровуються, а потім зберігаються або на самому пристрої або на віддаленому сервері.

Устаткування, відоме як біометричні сканери, фіксує фізіологічні характеристики для верифікації та автентифікації особистості. Скановані параметри порівнюються зі збереженою базою даних, і, залежно від того, чи знайдено збіг, доступ надається або обмежується.

Використання біометрії дає дві переваги: підробити біометричні дані неможливо, а використовувати дуже зручно. Незважаючи на те, що такі системи недосконалі, вони мають величезний потенціал у майбутнє кібербезпеки.

При розробці біометричної системи основна мета – зашифрувати приватний криптографічний код за допомогою біометричних технологій – кожна з цих технологій має створювати обмежену кількість інформаційних векторів, які, у свою чергу, розглядатимуться як біометричні криптографічні ключі. Потім системи повинні обчислити хеш-функцію кожного ключа. Хеші можуть зберігатися на USB-токені, сервері, смарт-карті або іншому типі сховища. Однією з переваг цього процесу є те, що при такому способі зберігання саме сховище не міститиме жодних конфіденційних даних, оскільки характеристики біометричних атрибутів не зберігаються.

Кожна частина закритого ключа зашифрована всіма векторами біометричними, створеними на етапі шифрування біометричних атрибутів. Вся інформація (наприклад, хеш і зашифровані значення) зберігається в базі даних. Оскільки база даних не містить секретної інформації, доступ до неї не потрібно обмежувати. Біометричний ключ шифрування зберігається лише в енергозалежній оперативній пам'яті.

Перевірка особи виконується за допомогою хеш-значень. Коли людина намагається увійти в систему, вона заявляє про свою особистість, а потім представляє одну зі своїх характеристик біометричної аутентифікації. Якщо виконується проста перевірка, достатньо одного біометричного атрибуту, наприклад, сканування відбитка пальця. На цьому біометричному атрибуті набирається певний набір характеристик. Потім із цього набору створюється підмножина векторів. Це підмножина вважається біометричним криптографічним ключем. Нарешті, на основі цього вектора обчислюється хеш-функція, а результат обчислення порівнюється зі збереженими значеннями хеша.

1.2 Метод голосової біометрії

Розглянемо коротко основні методи ідентифікації. По відбитку пальця. Даний метод заснований на унікальності візерунків на пальцях кожної людини. Користувачам більше не потрібно набирати пароль, доступ забезпечує один дотик до пристрою сканування. Цей метод є найпоширенішим по відношенню до інших методів.

По райдужній оболонці ока. При скануванні ока виділяється малюнок райдужної оболонки, який згодом використовується для ідентифікації людини.

За формою особи. Цей метод заснований на розпізнаванні тривимірного образу людини, тобто система ідентифікує людину за розташуванням на її обличчі очей, брів, носа та відстані між ними.

За підписом. Ідентифікація здійснюється за динамічними характеристиками почерку людини.

За голосом. Система розпізнає людину за частотними та статичними характеристиками її голосу. В даний час технологія розпізнавання по голосу активно розвивається, їй пророкують велике майбутнє та широке застосування.

По геометрії руки. Людина ідентифікується за тривимірним образом кисті руки.

Розглянемо докладніше метод ідентифікації особи за голосом. Останнім часом збільшення числа «крадіжок особистості», терористичних атак, викликали величезний стрибок у розвитку голосової біометрії. Використання вдосконалених систем ідентифікації за голосом є найзручнішим для користувача способом аутентифікації, який забезпечує розпізнавання на вищому рівні та дозволяє знизити витрати за рахунок автоматизації процесу.

Сьогодні для того, щоб забезпечити надійний захист доступу до інформації, необхідно використовувати такі методи ідентифікації особистості, які б дозволили визначити «Чи справді він є тим, за кого себе видає?», спираючись на три фактори:

- те, що людина ЗНАЄ (пароль, PIN-код);
- те, що людина МАЄ (посвідчення особи, ключ);
- Якою людина є (фізіологічні характеристики).

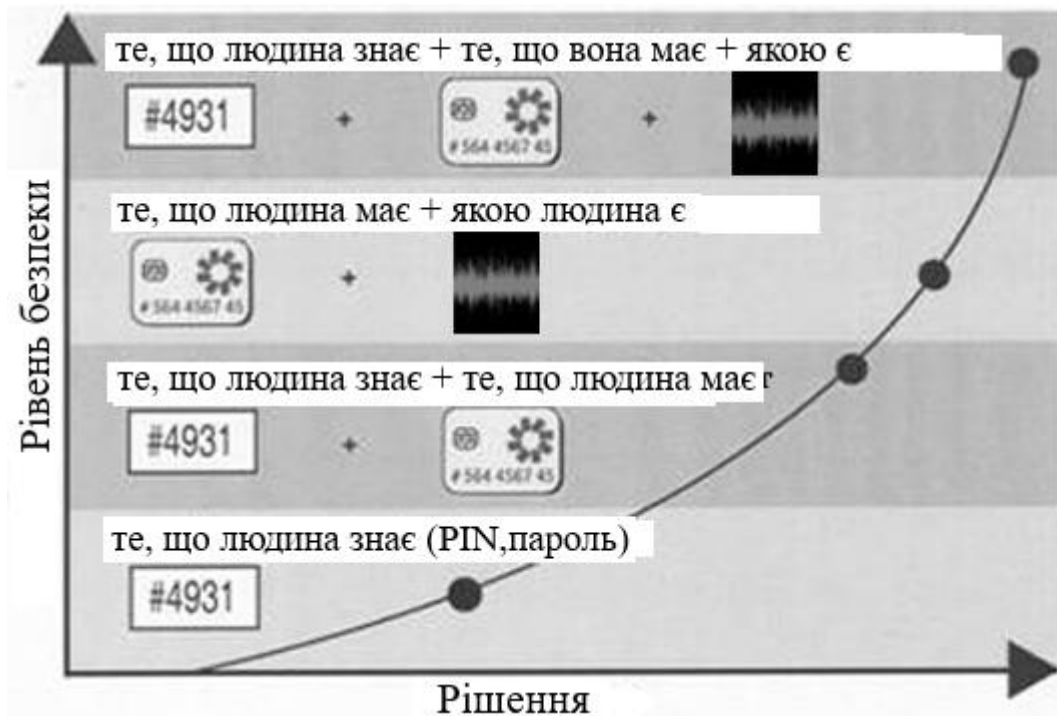


Рис. 1.1. Методи ідентифікації особистості

Голос є єдиною біометричною характеристикою людини, яка відповідає трьом переліченим вище умовам. З усіх існуючих варіантів ідентифікація особи за голосом є найменш нав'язливою, найбільш доступною для людини, а також може здійснюватися віддалено, наприклад, по телефону. Більше того, голосова біометрія – це єдина технологія, яка, крім мікрофона, не потребує додаткового спеціального обладнання. З усіх біометричних характеристик лише голос можна передати за допомогою будь-якої мережі зв'язку: по стаціонарному або мобільному телефону, по провідній та бездротовій віртуальній приватній мережі, по IP-мережах, радіомережі.

Завдяки високому рівню точності розпізнавання разом із простотою використання, метод ідентифікації голосом стає вибором номер один під час розробки як одномодальних, так і багатомодальних додатків.

Голосову біометрію, що включає технології ідентифікації та верифікації особистості, не слід плутати з технологіями розпізнавання мови. Застосовуючи

технології розпізнавання мови, можна розпізнати, що людина говорить, але не ким вона є. Отже, використання технологій розпізнавання мови обмежено у сфері забезпечення безпеки. Навпаки, технології ідентифікації та верифікації особи за голосом знаходять своє застосування тоді, коли необхідно підтвердити, чи людина є тим, ким вона представляється.

Результат біометричного виміру голосу повністю залежить від:

- вхідних даних;
- математичних алгоритмів;
- обчислювальної потужності.

Під вхідними даними мається на увазі біометричний зразок або голосовий відбиток, що зберігається в базі даних. Якість біометричного зразка багато в чому залежить від типу пристрою введення (наприклад, професійний мікрофон або мобільний телефон) та навколишнього середовища (шумна вулиця або тихе приміщення). Існують технології, які автоматично визначають якість голосового відбитка, потім очищають його від шуму, щоб отримати якісніший зразок.

Алгоритми в біометричних системах використовуються для того, щоб порівняти отриманий голосовий відбиток із зразком у базі даних. Чим досконаліший алгоритм, тим точніший результат порівняння.

Під обчислювальною потужністю розуміють швидкість та якість обробки біометричних ознак користувача.

Враховуючи простоту використання, можливість ідентифікувати користувача віддалено та високу точність розпізнавання, голосова біометрія найчастіше знаходить своє застосування в компаніях, які здійснюють свою діяльність через мережі зв'язку та зацікавлені у захисті ідентифікаційної інформації своїх клієнтів. Так, голосова біометрія ефективно використовується у сферах, де необхідне посвідчення особи людини.

З доступних сьогодні видів біометричних технологій голосова біометрія є найбільш вигідною та зручною для користувача, тому незабаром рішення з використанням голосової біометрії застосовуватимуться повсюдно.

При цьому існують різноманітні методи опрацювання голосових сигналів, що дають можливість виділяти велику кількість інформативних ознак для використання при наступній ідентифікації. Так, поширеним є алгоритм декомпозиції голосового сигналу на дві складові – несуче коливання та обвідну складову, при поданні таких сигналів у вигляді складних майже періодичних амплітудно модульованих сигналів. В цьому випадку аналізуються окремо параметри обвідної складової голосового сигналу та несучого коливання, і якщо методи опрацювання останнього є добре розроблені, то від ефективності алгоритмів виділення обвідної складової голосових сигналів в значній степені залежатиме ефективність функціонування безпекової системи. Це і визначає актуальність вирішуваної в роботі задачі. Для цього власне потрібно провести аналіз відомих методів виділення обвідної складової майже періодичних сигналів, зокрема методу, що ґрунтується на використанні перетворення Гільберта.

1.3 Висновки до розділу 1

В розділі проаналізовано суть біометричної безпеки та принцип функціонування безпекових біометричних систем. Проаналізовано основні характеристики поширених біометричних технологій та встановлено, що особливо перспективними є технології голосової біометрії, зокрема в плані захищеності та ефективності.

Проаналізовано суть методу голосової біометрії та можливості застосування її для проектування високоефективних безпекових систем. Встановлено, що результат ідентифікації чи верифікації особи за цим методом

визначається трьома факторами, такими як якість вхідних даних, обчислювальні потужності та обчислювальні алгоритми. Останні є найбільш гнучкими в плані удосконалення. Так, поширеним є алгоритм декомпозиції голосового сигналу на дві складові – несуче коливання та обвідну складову, при поданні таких сигналів у вигляді складних майже періодичних амплітудно модульованих сигналів. В цьому випадку аналізуються окремо параметри обвідної складової голосового сигналу та несучого коливання, і якщо методи опрацювання останнього є добре розроблені, то від ефективності алгоритмів виділення обвідної складової голосових сигналів в значній степені залежатиме ефективність функціонування безпекової системи. Це і визначає актуальність вирішуваної в роботі задачі. Для цього власне потрібно провести аналіз відомих методів виділення обвідної складової майже періодичних сигналів, зокрема методу, що ґрунтується на використанні перетворення Гільберта.

РОЗДІЛ 2

ОСНОВНА ЧАСТИНА

2.1 Поняття аналітичного сигналу

Аналітичний сигнал – це спосіб комплексного представлення сигналу, який застосовується під час аналізу даних. Він дозволяє ввести в аналіз поняття огинаючої складової та миттєвої частоти сигналу.

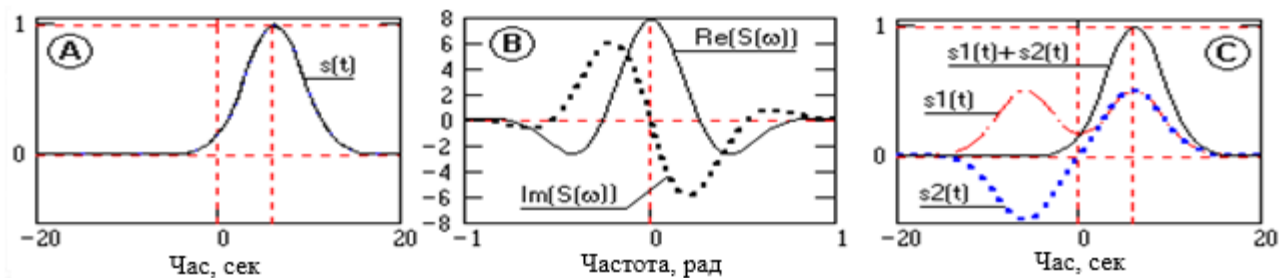


Рис. 2.1. Сигнал та його спектральна щільність

Довільний динамічний сигнал $s(t)$, заданий на довільній ділянці часової осі, у загальному випадку, має комплексну двосторонню (відносно нуля частоти спектральну щільність $S(\omega)$). $S(\omega)$ сигналу $s(t)$ розкладається на парну та непарну складові. Приклад сигналу (A), його комплексного спектру (B) та відновлення парної та непарної частини сигналу (C) з реальної та уявної частини спектра наведено на рис.2.1.

Зворотнє ПФ може бути виконано окремо для позитивних і негативних частот спектра:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^0 S(\omega) \cdot \exp(j\omega t) d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cdot \exp(j\omega t) d\omega \quad (2.1)$$

Через комплексну симетричність повну інформацію про сигнал $s(t)$ містить як ліва, так і права частина спектру $S(\omega)$. Аналітичним сигналом, що відображає сигнал $s(t)$, називають другий інтеграл виразу (2.1), нормований, тобто зворотне перетворення Фур'є спектра сигналу $s(t)$ за позитивними частотами:

$$z(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cdot \exp(j\omega t) d\omega \quad (2.2)$$

Дуальність властивостей перетворення Фур'є визначає, що аналітичний сигнал $z_s(t)$, отриманий з односторонньої спектральної функції, завжди є комплексним і може бути представлений у вигляді:

$$z_s(t) = \text{Re } z(t) + j \cdot \text{Im } z(t).$$

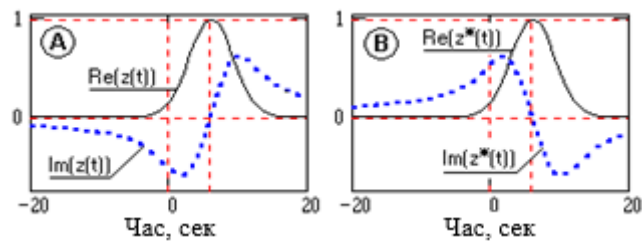


Рис. 2.2. Сигнали $z(t)$ та $z^*(t)$

Аналогічне перетворення першого інтеграла виразу (2.1) дає сигнал $z_s^*(t)$, комплексно пов'язаний із сигналом $z(t)$:

$$z_s^*(t) = \text{Re } z(t) - j \cdot \text{Im } z(t),$$

що видно на рис. 2.2 (для сигналів за спектром, наведеним на рис. 2.1).

При додаванні функцій $z_s(t)$ і $z_s^*(t)$ ми маємо отримати:

$$s(t) = [z_s(t) + z_s^*(t)]/2 = \text{Re } z(t).$$

Отже, реальна частина аналітичного сигналу $z_s(t)$ дорівнює самому сигналу $s(t)$. Уявна частина сигналу $z_s(t)$ є аналітично сполученою з $s(t)$ через перетворення Гільберта і називається квадратурним доповненням сигналу $s(t)$.

Якщо прийняти

$$\begin{aligned} \text{Im}(z(t)) &= \tilde{s}(t) = \text{TH}[s(t)] = s(t) * \text{hb}(t), \\ \text{hb}(t) &= 1/(\pi t), \end{aligned} \quad (2.3)$$

де індексом позначений сигнал не комплексно, а аналітично пов'язаний з $s(t)$, $\text{hb}(t)$ – оператор Гільберта, то вираз для аналітичного сигналу запишеться так:

$$z_s(t) = s(t) + j \cdot \tilde{s}(t). \quad (2.4)$$

Це означає, що квадратурне доповнення сигналу $s(t)$ є згортокою сигналу $s(t)$ з оператором $1/(\pi t)$ і може бути виконане лінійною системою з постійними параметрами.

$$\tilde{s}(t) = (1/\pi t) \int_{-\infty}^{\infty} s(t') dt' / (t-t'),$$

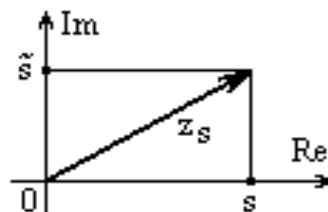


Рис. 2.3. Комплексна площина

Це означає, що квадратурне доповнення сигналу $s(t)$ є згорткою сигналу $s(t)$ з оператором $1/(\pi t)$ і може бути виконане лінійною системою з постійними параметрами. Аналітичний сигнал залежить від дійсного аргументу, є однозначним і диференційованим. На комплексній площині він відображається вектором, модуль і фазовий кут якого змінюються від аргументу, а проекція сигналу на дійсну вісь для будь-якого значення аргументу дорівнює значенню вихідного сигналу $s(t)$.

Спектральна щільність аналітичного сигналу, якщо він сформований безпосередньо у часовій області, визначається звичайним перетворенням Фур'є:

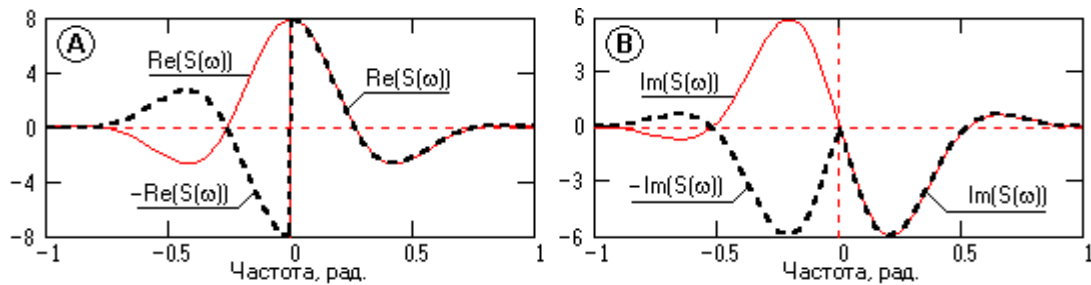
$$Z_s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} z_s(t) \exp(-j\omega t) dt.$$

Ця функція, з урахуванням виразу (2.2), повинна бути відмінна від нуля тільки в області позитивних частот, де її значення повинні дорівнювати подвоєним значенням спектральної щільності сигналу $s(t)$:

$$Z_s(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < 0, \\ 2 \cdot S(\omega), & \omega > 0. \end{cases} \quad (2.5)$$

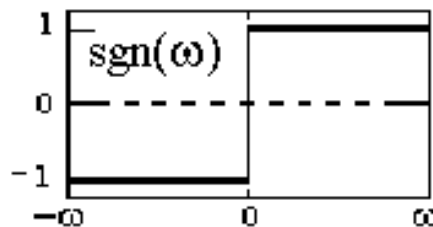
З іншого боку, при безпосередньому перетворенні формули (2.4) аналітичного сигналу $z_s(t)$, отримуємо:

$$Z_s(\omega) = S(\omega) + j \tilde{S}(\omega). \quad (2.6)$$

Рис. 2.4. Сигнали $z(t)$ та $z^*(t)$

Даний вираз дійсний для всієї осі частот (від $-\infty$ до $+\infty$) і має дорівнювати виразу (2.5). А це означає, що ліва частина спектра (негативні частоти) сигналу (2.6) має бути перетворена на нуль. Це може бути виконано в такий спосіб.

Якщо ліві частини спектра сигналу S помножити на -1 , обнулити реальну частину на частоті i і залишити без зміни праві частини спектра, то будуть які отримані функції, показані пунктиром на рис.2.4), які дають нулі в лівій частині спектра при складанні вихідної функції S і збільшують у 2 рази праві частини спектра. Така операція може бути виконана множенням спектра на сигнатурну функцію sgn :

Рис. 2.5. Сигнатурна функція sgn

$$\text{sgn}() = \begin{cases} -1, & \omega < 0, \\ 0, & \omega = 0, \\ 1, & \omega > 0. \end{cases} \quad (2.7)$$

Однак при цьому реальна частина нової функції $\text{sgn}() S ()$, стає непарною, а уявна частина парною, що не відповідає статусу спектральних функцій. Для

відновлення статусу отриманий результат необхідно додатково помножити на $-j$. Застосовуючи для лівої та правої частини частотних аргументів індексування відповідно ω_l та ω_r , можна записати вирази для спектрів:

$$S(\omega) = \operatorname{Re} S(\omega_l) + j \cdot \operatorname{Im}(\omega_l) + \operatorname{Re} S(\omega_r) + j \cdot \operatorname{Im}(\omega_r),$$

$$\tilde{S}(\omega) = j \cdot \operatorname{Re} S(\omega_l) - \operatorname{Im}(\omega_l) - j \cdot \operatorname{Re} S(\omega_r) + \operatorname{Im}(\omega_r).$$

При множенні квадратурної функції $\tilde{S}(\omega)$ на j (для виразу (2.6)):

$$j \cdot \tilde{S}(\omega) = -\operatorname{Re} S(\omega_l) - j \cdot \operatorname{Im}(\omega_l) + \operatorname{Re} S(\omega_r) + j \cdot \operatorname{Im}(\omega_r).$$

Звідси неважко бачити результат:

$$Z_s(\omega) = S(\omega) + j \tilde{S}(\omega) = 2 \cdot \operatorname{Re} S(\omega_r) + j \cdot 2 \cdot \operatorname{Im}(\omega_r) = 2 \cdot S(\omega_r),$$

що повністю відповідає виразу (2.5). У короткій формі:

$$\tilde{S}(\omega) = \begin{cases} jS(\omega), & \omega < 0, \\ 0, & \omega = 0, \\ -jS(\omega), & \omega > 0. \end{cases}, \quad \tilde{S}(\omega) = -j \cdot \operatorname{sgn}(\omega) \cdot S(\omega), \quad (2.8)$$

Таким чином, спектральна щільність $\tilde{S}(\omega)$ аналітично сполученого сигналу $\tilde{s}(t)$ утворюється із спектру $S(\omega)$ вихідного сигналу $s(t)$ множенням на функцію $-j \cdot \operatorname{sgn}(\omega)$. Це забезпечує під час підсумовування $S(\omega) + j \tilde{S}(\omega)$ подвоєння амплітуд частотних складових в області позитивних частот та його взаємну компенсацію в області негативних частот.

2.2 Перетворення Гільберта

З виразу (2.8) у спектральній області безпосередньо впливає відповідний зв'язок функцій $s(t)$ і $\tilde{s}(t)$ у часовій області:

$$\tilde{s}(t) = s(t) * hb(t), \quad (2.9)$$

де $hb(t) = \text{TF}[-j \cdot \text{sgn}(\cdot)]$ – зворотне перетворення Фур'є функції $-j \cdot \text{sgn}(\cdot)$:

$$hb(t) = 1/(t). \quad (2.10)$$

З виразу (2.8) неважко отримати зворотний зв'язок спектральних щільностей $S(\omega)$ і $\tilde{S}(\omega)$:

$$S(\omega) = j \cdot \text{sgn}(\omega) \cdot \tilde{S}(\omega),$$

з якої випливає:

$$s(t) = -\tilde{s}(t) * hb(t). \quad (2.11)$$

Вирази (2.9 та 2.11) відомі в математиці під назвами прямого та зворотного перетворень Гільберта.

Пряме перетворення Гільберта довільної дійсної функції $x(t)$, $-\infty < t < \infty$, результат якого будемо відображати знаком тильди над індексом вихідної функції, задається згорткою $x(t)$ з функцією $hb(t) = 1/(t)$:

$$\tilde{x}(t) = H[x(t)] = x(t) * (1/t), \quad (2.12)$$

$$\tilde{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(u)}{(t-u)} du. \quad (2.13)$$

Функція $1/(t-u)$ називається ядром перетворення Гільберта

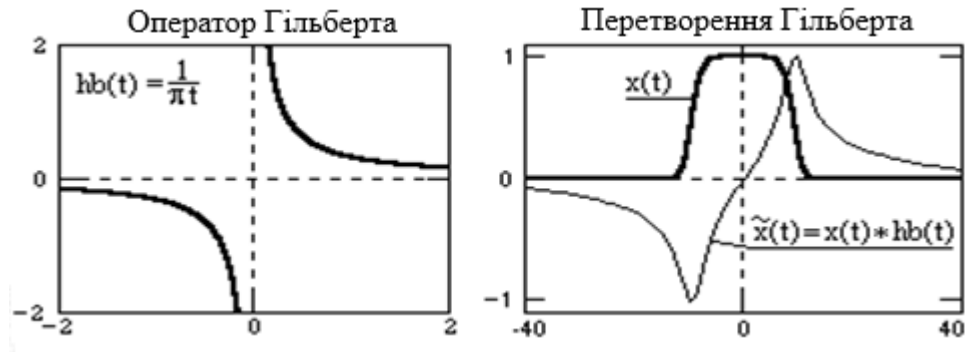


Рис. 2.6. Оператор та перетворення Гільберта

Інтеграл перетворення має особливу точку при $a = t-u \Rightarrow 0$ і при обчисленні використовується його головне значення по Коші:

$$\lim_{a \rightarrow 0} \left[\int_{-\infty}^{t-a} \dots + \int_{t+a}^{\infty} \dots \right].$$

Оператор Гільберта визначений за аргументом від $-\infty$ до ∞ і має полюс у точці $t=0$ з розривом значень від $-\infty$ до ∞ . Основну ділянку форми оператора Гільберта та приклад перетворення сигналу наведено на рис. 2.6.

Виконаємо перетворення Фур'є функції (2.11). У загальній формі:

$$\tilde{X}(f) = \text{TF}[\tilde{x}(t)] = X(f) \cdot Hb(f) \quad (2.14)$$

$$\tilde{X}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{x}(t) \exp(-j2ft) dt. \quad (2.15)$$

Зауважимо, що добуток $X(f) \cdot H_b(f)$ не є перетворенням Гільберта спектральної функції $X(f)$. Це не більше ніж перетворення Фур'є згортки функцій: $x(t) * h_b(t) \Leftrightarrow X(f) \cdot H_b(f)$, яке дозволяє обчислити результат перетворення Гільберта у часовій області через частотну область:

$$\tilde{x}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{X}(f) \cdot \exp(j2\pi ft) df = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \cdot H_b(f) \cdot \exp(j2\pi ft) df$$

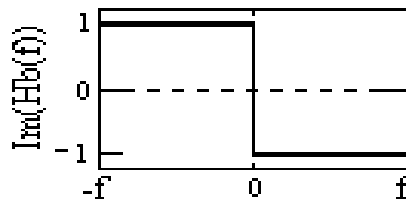


Рис. 2.7. Ступінчаста функція

Функція $h_b(t)=1/t$ є непарною, а спектр цієї функції, представлений тільки уявною частиною, є (з урахуванням знака уявної частини) зворотною сигнатурною функцією (рис.2.7):

$$H_b(f) = \text{TF}[1/t] = -j \cdot \text{sgn}(f) = \begin{cases} -j, & f > 0 \\ 0, & f = 0 \\ j, & f < 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

Відповідно, формули (2.14) задають перетворення сигналу $x(t)$ системою, частотна передатна характеристика якої відображається функцією $-j \cdot \text{sgn}(f)$. Фур'є-образ функції $\tilde{x}(t)$:

$$\tilde{X}(f) = -j \text{sgn}(f) \cdot X(f). \quad (2.17)$$

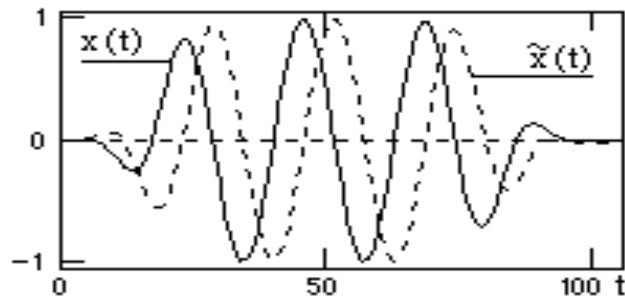


Рис. 2.8. Перетворення радіоімпульсного сигналу $x(t)$

На рис. 2.8 наведено перетворення радіоімпульсного сигналу $x(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$ з несучою частотою сигнал (t) у часовій області безпосередньо через операцію згортки по (2.14). Сигнал $x(t)$ є одностороннім каузальним. Спектр сигналу містить реальну та уявну складові, тобто. можна подати $X(\omega) = \text{Re}(X(\omega)) + j \cdot \text{Im}(X(\omega))$. Ці складові сигналу $x(t)$ на рис.2.8 показані неперервними кривими на рис. 2.9 та 2.10.

При виконанні перетворення (2.16) реальна та уявна частини спектру $X(\omega)$ множиться на $-j\omega \text{sgn}(\omega)$. Функція $\text{Re}(X(\omega))$ (2.15) множиться на 1 при $\omega < 0$, на 0 при $\omega = 0$ і на -1 при $\omega > 0$, і тим самим перетворюється на непарну уявну частину $\text{Im}(\tilde{X}(\omega))$ спектру $\tilde{X}(\omega)$ функції $\tilde{x}(t)$, показану пунктиром.

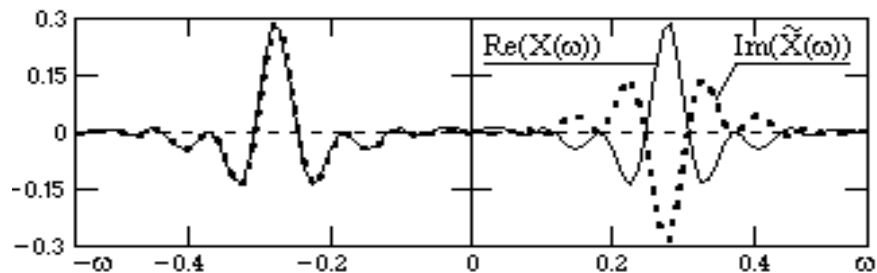


Рис. 2.9. Перетворення $\text{Re}(X) \Rightarrow \text{Im}(\tilde{X})$

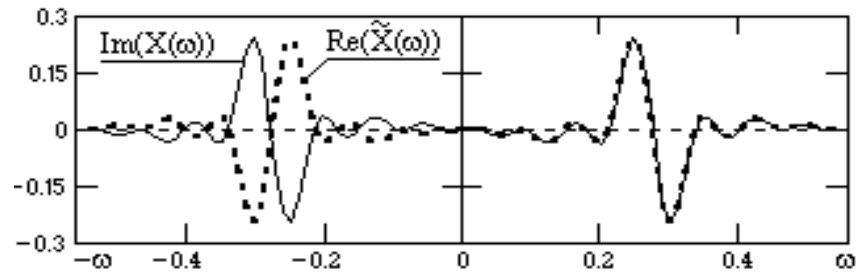


Рис. 2.10. Перетворення $\text{Im}(X) \Rightarrow \text{Re}(\tilde{X})$

Аналогічно на функцію $-j\omega \text{sgn}(\omega)$ множиться і уявна функція $j\omega \text{Im}(X(\omega))$, при цьому сигнатурна функція інвертується ($-j \cdot j = 1$), що змінює знак лівої частини функції $\text{Im}(X(\omega))$ – області негативних частот, і перетворює її на реальну парну частину $\text{Re}(\tilde{X}(\omega))$ спектру $\tilde{X}(\omega)$ (рис.2.10).

Частотну характеристику $H_b(f)$ (2.17) можна записати й у такому вигляді:

$$H_b(f) = |H_b(f)| \cdot \exp(j\phi_h(f)), \text{ где } |H_b(f)| = 1$$

$$H_b(f) = -j \cdot \text{sgn}(f) = \begin{cases} \exp(j(-\pi/2)), & f > 0 \\ 0, & f = 0 \\ \exp(j(\pi/2)), & f < 0 \end{cases}, \quad (2.18)$$

Якщо спектр функції $x(t)$ також подати у формі

$$X(f) = |X(f)| \cdot \exp(j\phi_x(f)),$$

то вираз (2.16) перетворюється на наступну форму:

$$\tilde{X}(f) = |X(f)| \cdot \exp(j\phi_x(f)) \cdot \exp(j\phi_h(f)) = |X(f)| \cdot \exp[j(\phi_x(f) + \phi_h(f))], \quad (2.19)$$

тобто амплітудний спектр сигналу $\tilde{x}(t)$ – як результат перетворення Гільберта сигналу $x(t)$, не змінюється і залишається рівним спектру

амплітудного сигналу $x(t)$. Фазовий спектр сигналу $\tilde{x}(t)$ зсувається на -90° при $f > 0$ і на 90° при $f < 0$ щодо фазового спектра сигналу $x(t)$. Але такий фазовий зсув означає не що інше, як перетворення косинусних гармонік на синусні, а синусних на косинусні. Останнє не важко перевірити на одиничній гармоніці.

Якщо $x(t) = \cos(2f_0 t)$, маємо наступне перетворення Гільберта через частотну область:

$$\tilde{x}(t) = \mathcal{H}[x(t)] \Leftrightarrow \text{TF}[\mathcal{H}[x(t)]] = -j \operatorname{sgn}(f) \cdot [\delta(f+f_0) + \delta(f-f_0)]/2. \quad (2.20)$$

$$\tilde{X}(f) = -j \cdot [-\delta(f+f_0) + \delta(f-f_0)]/2 = j \cdot [\delta(f+f_0) - \delta(f-f_0)]/2. \quad (2.21)$$

Але останнє рівняння – спектр синусоїди. При зворотному перетворенні Фур'є:

$$\tilde{x}(t) = \text{TF}^{-1}[\tilde{X}(f)] = \sin(2f_0 t). \quad (2.22)$$

При $x(t) = \sin(2pf_0 t)$ аналогічна операція дає $\tilde{x}(t) = -\cos(2f_0 t)$. Знак мінус демонструє відставання (запізнювання) вихідного сигналу перетворення, як операції згортки від вхідного сигналу. Для гармонійних сигналів будь-якої частоти з будь-якою початковою фазою це запізнення становить чверть періоду коливань. На рис.2.8 цей зсув на чверть періоду для одиничної гармонійної складової (що несе частоти радіоімпульсу) видно досить наочно. Таким чином, перетворення Гільберта, по суті, є ідеальним фазообертачем, що здійснює фазовий зсув на 90° всіх частотних складових сигналів одночасно.

Зсув фази спектрів сигналів $x(t)$ на $/2$ визначає зміну парності та самих сигналів: парний $x(t) \Leftrightarrow$ непарний $\tilde{x}(t)$, і навпаки.

Перетворення Гільберта дозволяє обчислити аналітичний сигнал

$$z(t) = x(t) + j \cdot \tilde{x}(t) \quad (2.23)$$

за його дійсною частиною, при цьому спектр аналітичного сигналу також є комплексним

$$Z(\omega) = X(\omega) + j \cdot \tilde{X}(\omega) \quad (2.24)$$

та одностороннім, тобто рівним нулю на негативних частотах:

$$Z(\omega) = 0, \omega < 0, \quad (2.25)$$

що забезпечується співвідношенням спектрів:

$$X(\omega) = -j \cdot \tilde{X}(f) \text{ при } \omega < 0. \quad (2.26)$$

В області негативних частот, при $\omega < 0$, відповідні компоненти спектрів $X(\omega)$ и $\tilde{X}(\omega)$ гасять один одного: $\text{Re}(Z(\omega)) = 0$, $\text{Im}(Z(\omega)) = 0$. Це забезпечує виконання рівності (2.25).

Для нульової частоти значення $\text{Im}(X(\omega))$, $\text{Im}(\tilde{X}(\omega))$ і $\text{Re}(\tilde{X}(f))$ рівні нулю, при цьому:

$$\text{Re}(Z(0)) = \text{Re}(X(0)), \text{Im}(Z(\omega)) = 0. \quad (2.27)$$

Спектри каузальних функцій. Припустимо, що каузальна (фізично здійсненна) лінійна система з імпульсним відгуком $h(t)$, $t \geq 0$, має частотну характеристику $H(f)$:

$$H(f) = A(f) - j \cdot B(f),$$

де $A(f)$ і $B(f)$ - дійсна (парна) та уявна (непарна) частини частотної характеристики. Здійснимо зворотнє перетворення Фур'є всіх частин цього виразу:

$$h(t) = a(t) + b(t),$$

$$a(t) = \int_{-\infty}^{\infty} A(f) \cos(2\pi ft) df, \quad b(t) = \int_{-\infty}^{\infty} B(f) \sin(2\pi ft) df,$$

де $a(t)$ і $b(t)$ - відповідно парна та непарна частини імпульсного відгуку $h(t)$. Умову каузальності імпульсного відгуку ($h(t) = 0$ при $t < 0$) буде виконано, якщо при $t < 0$ функції $a(t)$ і $b(t)$ компенсують одна одну. Тоді загальна умова каузальності, з урахуванням непарності функції $b(t)$ та $b(0) = 0$, запишеться у такому вигляді:

$$b(t) = -a(t), \quad t < 0, \quad (2.28)$$

$$b(t) = 0, \quad a(t) = a(0), \quad t = 0,$$

$$b(t) = a(t), \quad t > 0.$$

З цих умов випливає, що непарна функція $b(t)$ у каузальній системі однозначно пов'язана з парною функцією:

$$b(t) = \operatorname{sgn}(t) \cdot a(t), \quad (2.29)$$

Здійснюючи ПФ обидвох частин цієї рівності за відомого перетворення сигнатурної функції ($\operatorname{sgn}(t) \Leftrightarrow j/f$), отримуємо:

$$\text{Im}(H(f)) = (j/f) * A(f),$$

або, з урахуванням знака уявної частини:

$$B(f) = -(1/f) * A(f) = -(1/f) \int_{-\infty}^{\infty} [A(v)/(f-v)] dv. \quad (2.30)$$

Аналогічно визначається і дійсна компонента спектра по уявній частині:

$$A(f) = (1/f) * B(f) = (1/f) \int_{-\infty}^{\infty} [B(v)/(f-v)] dv. \quad (2.31)$$

Таким чином, реальна і уявна частини спектра фізично здійснених (односторонніх) систем, а також довільних каузальних сигналів, також пов'язані парою перетворень Гільберта. Вони дозволяють проводити визначення будь-якої, дійсної або уявної частини частотної характеристики каузальної функції шляхом згортки іншої її частини з функцією $1/f$.

2.3 Властивості перетворення Гільберта

Для будь-яких довільних функцій $x(t)$ та $y(t)$, що мають Фур'є – образи $X(\omega)$, $Y(\omega)$ та перетворення Гільберта $\tilde{x}(t) = H[x(t)]$ і $\tilde{y}(t) = H[y(t)]$, дійсні такі властивості:

Лінійність

$$H[a \cdot x(t) + b \cdot y(t)] = a \cdot \tilde{x}(t) + b \cdot \tilde{y}(t)$$

при будь-яких постійних значеннях коефіцієнтів a та b для будь-яких довільних функцій $x(t)$ та $y(t)$.

Зсув

$$H[x(t-a)] = \tilde{x}(t-a).$$

Перетворення константи, а з лінійності перетворення, і постійної складової сигналу, дорівнює нулю. Це прямо впливає з непарності ядра перетворення Гільберта. Звідси впливає, що за перетворення Гільберта з квадратурної складової виключається постійна складова.

Властивість парності і непарності визначається зсувом всіх гармонік сигналу на $/2$, причому парні сигнали $x(t)$ дають непарні сигнали (t) , і навпаки. Це дійсно і для довільних сигналів щодо їх парних та непарних частин.

Послідовне подвійне перетворення Гільберта повертає вихідну функцію зі зворотним знаком

$$H[H[x(t)]] = H[\tilde{x}(t)] = -x(t)$$

Зворотне перетворення Гільберта, по суті, це друге перетворення у послідовному подвійному перетворенні Гільберта зі зміною знака результату:

$$x(t) = H^{-1}[\tilde{x}(t)] = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\tilde{x}(u)}{(t-u)} du = \tilde{x}(t) * (-1/t). \quad (2.32)$$

Альтернативна форма обчислення $x(t)$ з $\tilde{x}(t)$:

$$x(t) = TF^{-1}[(j \operatorname{sgn}(f) \cdot TF[\tilde{x}(t)]]. \quad (2.33)$$

Подібність при зміні масштабу аргументу:

$$H[x(at)] = \tilde{x}(at).$$

Енергетична еквівалентність:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{x}^2(t) dt. \quad (2.34)$$

Це випливає з теореми Парсеваля (енергія сигналу дорівнює сумі енергії всіх частотних складових сигналу) та рівності модулів спектрів сигналів $x(t)$ і $\tilde{x}(t)$.

Властивість ортогональності:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \tilde{x}(t) dt = 0. \quad (2.35)$$

Якщо всі косинусні складові сигналу $x(t)$ перетворюються на ортогональні їм синусні складові сигналу $\tilde{x}(t)$, а синусні - в ортогональні їм косинусні, то сигнали $x(t)$ і $\tilde{x}(t)$ повинні бути ортогональні. З теореми Парсеваля випливає:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \tilde{x}(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} X^*(f) \cdot \tilde{X}(f) df.$$

Функція

$$X^*(f) \cdot \tilde{X}(f) = -X^* \cdot j \operatorname{sgn}(f) \cdot X(f) = -j \operatorname{sgn}(f) \cdot X(f)^2$$

є непарною, а тому певний інтеграл від цієї функції за симетричними щодо нуля межами дорівнює нулю. Ортогональність сигналів наочно видно на рис.2.6.

Властивість згортки:

$$\mathcal{H}[x(t) * y(t)] = \tilde{x}(t) * y(t) = x(t) * \tilde{y}(t). \quad (2.36)$$

Це випливає з таких міркувань. Прийmemo $z(t) = x(t) * y(t)$, причому:

$$Z(f) = X(f) \cdot Y(f), \quad \tilde{Z}(f) = -j \operatorname{sgn}(f) \cdot Z(f) = -j \operatorname{sgn}(f) X(f) \cdot Y(f).$$

$$\tilde{Z}(f) = [-j \operatorname{sgn}(f) X(f)] \cdot Y(f) = \tilde{X}(f) \cdot Y(f) \Leftrightarrow \tilde{x}(t) * y(t).$$

$$\tilde{Z}(f) = X(f) \cdot [-j \operatorname{sgn}(f) Y(f)] = X(f) \cdot \tilde{Y}(f) \Leftrightarrow x(t) * \tilde{y}(t).$$

Відсутність комутативності з перетворенням Фур'є:

$$\mathcal{TF}[\mathcal{H}[x(t)]] \neq \mathcal{H}[\mathcal{TF}[x(t)]]. \quad (2.37)$$

Властивість модуляції: Модуючі сигнали $u(t)$, як правило, мають обмежений спектр, масимальні частоти якого набагато менше значення несучої частоти ω_0 , при цьому:

$$\mathcal{H}[u(t) \cdot \cos(\omega_0 t)] = u(t) \cdot \sin(\omega_0 t). \quad (2.38)$$

Для парних функцій $u(t)$ ця властивість очевидна. При переході до частотної області:

$$\mathcal{H}[u(t) \cdot \cos(\omega_0 t)] \Leftrightarrow -j \operatorname{sgn}(\omega) \cdot [U(\omega) * (\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0))].$$

Множник $-j \cdot \text{sgn}(\omega)$ є знаковою константою за ω і може бути внесений під інтеграл згортки і помножений на $(\delta(\omega+\omega_0)+\delta(\omega-\omega_0))$, що, як вже розглядалося раніше, при зворотному перетворенні Фур'є дає $u(t) \cdot \sin(\omega_0 t)$.

Аналогічно можна показати, що

$$H[u(t) \cdot \sin(\omega_0 t)] = -u(t) \cdot \cos(\omega_0 t). \quad (2.39)$$

2.4 Обчислення перетворення Гільберта

Перетворення Гільберта аналогових сигналів доцільно виконувати не за формулами лінійної згортки з оператором $1/t$, який прагне до ∞ при $t \Rightarrow 0$, а через спектр аналітичної функції:

$$z(t) = x(t) + j \cdot \tilde{x}(t) \Leftrightarrow X(f) + j \cdot \tilde{X}(f) = Z(f). \quad (2.40)$$

Замінюючи у цьому виразі функцію $\tilde{X}(f) = -j \text{sgn}(f) \cdot X(f)$, отримаємо:

$$Z(f) = [1 + \text{sgn}(f)] \cdot X(f), \quad (2.41)$$

де функція $1 + \text{sgn}(f)$ рівна 0 при $f < 0$, 1 при $f = 0$ і 2 при $f > 0$, при цьому:

$$Z(f) = \begin{cases} 2 X(f), & f > 0, \\ X(0), & f = 0, \\ 0, & f < 0. \end{cases}, \quad (2.42)$$

тобто спектр функції $z(t)$ є одностороннім і встановлюється безпосередньо за спектром функції $x(t)$ при $f \geq 0$. Зворотне перетворення Фур'є функції $Z(f)$ має давати комплексну функцію $z(t)$, при цьому (2.42) впливає:

$$x(t) = \text{Re} \left[2 \int_0^{\infty} X(f) \exp(j2ft) df \right], \quad (2.43)$$

$$\tilde{x}(t) = \text{Im} \left[2 \int_0^{\infty} X(f) \exp(j2ft) df \right].$$

У дискретній формі, при загальному числі N відліків функції $x(t)$ з кроком t і з кроком частоти $f = 1/(Nt)$:

$$X(n\Delta f) = \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} x(k\Delta t) \cdot \exp(-j2kn/N), \quad n = 0, 1, \dots, N/2. \quad (2.44)$$

$$x(k\Delta t) = 2\Delta f \cdot \text{Re} \left[\sum_{k=1}^{N/2} X(n\Delta f) \cdot \exp(j2kn/N) \right]. \quad (2.45)$$

$$\tilde{x}(k\Delta t) = 2\Delta f \cdot \text{Im} \left[\sum_{k=1}^{N/2} X(n\Delta f) \cdot \exp(j2kn/N) \right].$$

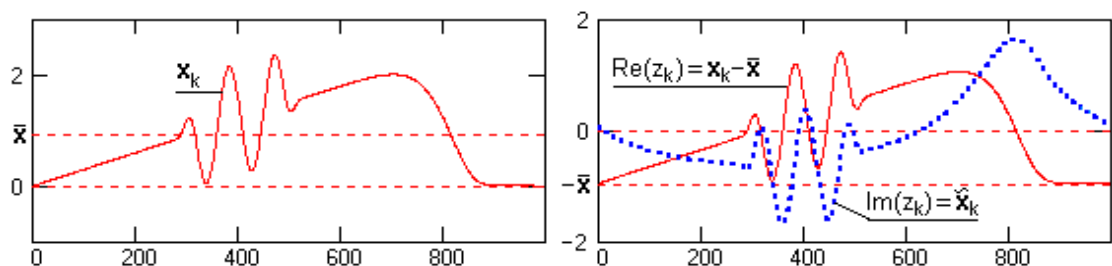


Рис. 2.11. Приклад перетворення Гільберта

На рис.2.11 наведено приклад перетворення Гільберта, виконаний через частотну область. На малюнку видно, що сигнал, відновлений (2.45), зміщений вниз на величину середнього значення вихідного сигналу $x(t)$. При формуванні аналітичної функції (2.41) як дійсної частини функції слід використовувати вихідний сигнал $x(t)$, а не його форму (2.45).

Оператор дискретного перетворення Гільберта $hb(k\Delta t) \Leftarrow 1/t$ на інтервалі від $-T$ до T з кроком Δt можна отримати зворотним перетворенням Фур'є частотної характеристики $Hb(f)$ в інтервалі від $-f_N$ до f_N ($f_N=1/2\Delta t$). При $\Delta t=1$:

$$\begin{aligned}
 hb(k\Delta t) &= \int_{-f_N}^{f_N} Hb(f) \exp(j2fk\Delta t) df = \int_{-1/2}^0 j \exp(j2fk\Delta t) df - \int_0^{1/2} j \exp(j2fk\Delta t) \\
 &df = \\
 &= [1/(2k\Delta t)] \cdot [1 - \exp(-jkt) - \exp(jkt) + 1] = \\
 &= [1/(k\Delta t)] \cdot [1 - (\exp(-jk\Delta t) + \exp(jk\Delta t))/2] = \\
 &= [1/(k\Delta t)] \cdot (1 - \cos(k\Delta t)) = [2/(k\Delta t)] \sin^2 k\Delta t/2. \quad (2.46) \\
 hb(k\Delta t) &= 2/(\Delta t), \quad k = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots, \\
 hb(k\Delta t) &= 0, \quad k = \pm 0, \pm 2, \pm 4, \dots
 \end{aligned}$$

Неважно перекопатися, що коефіцієнт підсилення постійної складової оператора дорівнює нулю, а коефіцієнт підсилення дисперсії перешкод дорівнює 1.

У частотній області під час перетворення Гільберта спектральних функцій оператор згортки $hb(k\Delta f) \Leftarrow 1/f$ не відрізняється від наведеного для часової області.

2.5 Приклади застосування перетворення

Параметри сигналів. Огинаюча та миттєва фаза сигналів.

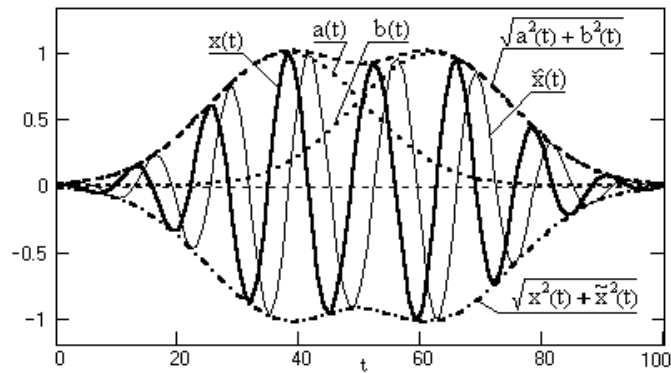


Рис. 2.12. Радіоімпульсний сигнал

Задамо радіоімпульсний сигнал $x(t)$ з інформаційною складовою $u(t)$ та однією несучою частотою ω_0 :

$$x(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t) + b(t) \cdot \sin(\omega_0 t).$$

$$u(t) = \sqrt{a^2(t) + b^2(t)}. \quad (2.47)$$

З урахуванням властивості модуляції перетворення Гільберта, маємо:

$$\tilde{x}(t) = a(t) \cdot \sin(\omega_0 t) - b(t) \cdot \cos(\omega_0 t).$$

$$z(t) = x(t) + j \cdot \tilde{x}(t).$$

Квадрат модуля сигналу $z(t)$:

$$\begin{aligned} |z(t)|^2 &= x^2(t) + \tilde{x}^2(t) = a^2(t)[\cos^2(\omega_0 t) + \sin^2(\omega_0 t)] + b^2(t)[\cos^2(\omega_0 t) + \sin^2(\omega_0 t)] \\ &= u^2(t). \end{aligned}$$

Звідси, огинаюча і миттєва фаза сигналу $x(t)$:

$$u(t) = \sqrt{x^2(t) + \tilde{x}^2(t)}. \quad (2.48)$$

$$\varphi(t) = \arctg[\tilde{x}(t)/x(t)] = \arctg[\operatorname{tg}(\omega_0 t)] = \omega_0 t. \quad (2.49)$$

Миттєва частота сигналу визначається за швидкістю зміни фази:

$$t = d\varphi(t)/dt = \frac{\tilde{x}'(t) \cdot x(t) - x'(t) \cdot \tilde{x}(t)}{\tilde{x}^2(t) + x^2(t)} = \omega_0, \quad (2.50)$$

Для амплітудно-модульованих сигналів з однією несучою частотою ці результати є досить очевидними. Але вирази (2.48-2.50), отримані із загальних міркувань, залишаються дійсними й у будь-яких довільних сигналів.

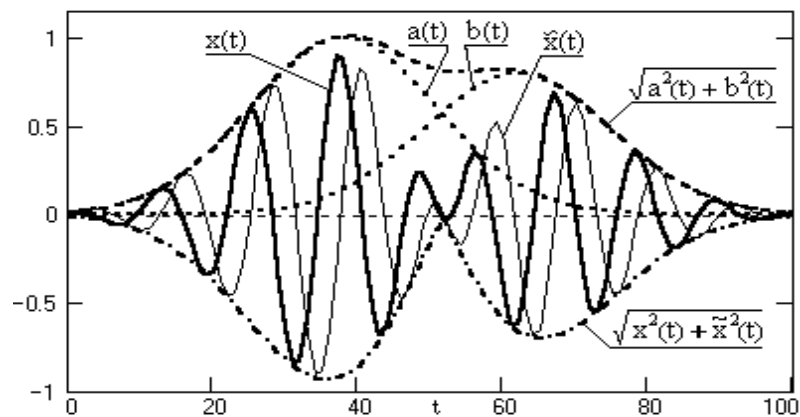


Рис. 2.13. Сигнал, що складається з двох гармонік

На рис.2.13. представлений сигнал, що складається з двох гармонік:

$$x(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_1 t) + b(t) \cdot \cos(\omega_2 t).$$

Сполучений та аналітичний сигнали:

$$\tilde{x}(t) = a(t) \cdot \sin(\omega_1 t) + b(t) \cdot \sin(\omega_1 t).$$

$$z(t) = x(t) + j \cdot \tilde{x}(t).$$

Огинаюча сигналу, як це можна бачити на рис. 2.14, повинна обчислюватися за формулою (2.48). Для цього сигналу:

$$u(t) = \sqrt{a^2(t) + b^2(t) + 2 \cdot a(t) \cdot b(t) \cdot \cos((\omega_2 - \omega_1)t)}$$

Миттєва фаза сигналу, графік якої наведено на рис.2.15, залежить від часу нелінійно:

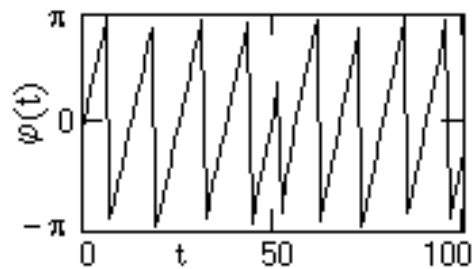


Рис. 2.14

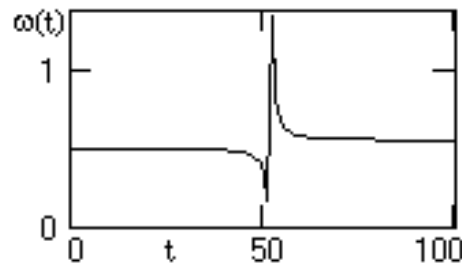


Рис. 2.15. Миттєва частота сигналу

$$\varphi(t) = \arg \operatorname{tg} \frac{a(t) \cdot \sin(\omega_1 t) + b(t) \cdot \sin(\omega_2 t)}{a(t) \cdot \cos(\omega_1 t) + b(t) \cdot \cos(\omega_2 t)}$$

Миттєва частота сигналу (рис.2.15) також має нелінійну залежність від часу, причому її значення можуть суттєво перевищувати навіть сумарне значення частот, що входять в сигнал:

$$f(t) = \frac{\omega_1 a^2(t) + \omega_2 b^2(t) + a(t)b(t) \cdot (\omega_1 + \omega_2) \cdot \cos((\omega_2 - \omega_1)t)}{a^2(t) + b^2(t) + 2 \cdot a(t)b(t) \cdot \cos((\omega_2 - \omega_1)t)}$$

Аналогічна методика визначення огинаючих і миттєвих значень фази та частоти застосовується і для аналізу випадкових процесів. Зображення полів параметрів перетворення Гільберта використовуються при інтерпретації геофізичних даних.

Аналіз каузальних систем

Каузальна (фізично здійсненна) лінійна система (як і довільна причинно обумовлена функція) задається одностороннім імпульсним відгуком (виразом) $h(t)$, $t \geq 0$, і має частотну характеристику $H(f)$:

$$H(f) = X(f) - jY(f), \quad (2.51)$$

де $X(f)$ і $Y(f)$ - дійсна (парна) та уявна (непарна) частини частотної характеристики. Здійснимо зворотне перетворення Фур'є всіх частин виразу окремо:

$$h(t) = x(t) + y(t),$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \cos(2\pi ft) df, \quad (2.52)$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Y(f) \sin(2\pi ft) df, \quad (2.53)$$

де $x(t)$ та $y(t)$ - парна та непарна частини функції $h(t)$. Умова каузальності функції $h(t)$, $h(t) = 0$ при $t < 0$, буде виконана, якщо при $t < 0$ функції $x(t)$ і $y(t)$ компенсують один одного. Загальна умова каузальності, з урахуванням непарності функції $y(t)$ та $y(0) = 0$, запишеться у вигляді:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= x(t) = h(t)/2, \quad t > 0. \\
 y(t) &= 0, \quad x(t) = h(0), \quad t = 0, \\
 y(t) &= -h(t)/2, \quad x(t) = h(t)/2, \quad t < 0,
 \end{aligned}
 \tag{2.54}$$

З цих умов випливає, що непарна функція $y(t)$ у каузальній системі однозначно пов'язана з парною функцією $x(t)$:

$$y(t) = \text{sgn}(t) \cdot x(t). \tag{2.55}$$

З урахуванням виразів (2.53-2.54) відповідний зв'язок між дійсною та уявною частинами спектру каузальних функцій:

$$\int_{-\infty}^{\infty} X(f) \cos(2ft) df = \int_{-\infty}^{\infty} Y(f) \sin(2ft) df, \tag{2.56}$$

Здійснюючи зворотне ПФ обидвох частин рівності (2.55) за відомого перетворення сигнатурної функції ($\text{sgn}(t) \Leftrightarrow -j/(f)$), отримаємо:

$$\text{TF}[y(t)] = (-j/f) * X(f) = (-j) \int_{-\infty}^{\infty} [X(u)/(f-u)] du.$$

Звідси:

$$Y(f) = (1/j) \int_{-\infty}^{\infty} [X(u)/(f-u)] du = H[X(f)], \tag{2.57}$$

тобто уявна частина спектра імпульсного відгуку каузальної системи (і будь-якої каузальної функції) є перетворенням Гільберта дійсної частини спектра. Відповідно, рівняння для визначення дійсної компоненти спектра по уявній частині:

$$X(f) = -H[Y(f)] = -(1/j) \int_{-\infty}^{\infty} [Y(u)/(f-u)] du. \quad (2.58)$$

2.6 Спектральні характеристики звукових сигналів

Реальні звукові сигнали рідко бувають періодичними коливаннями чи одиночними імпульсами, тому традиційні форми рядів та інтегралів Фур'є мало підходять для опису їх спектральних характеристик. Для аналізу сигналів з обмеженою потужністю, заданих на нескінченному проміжку часу, користуються поняттям «миттєвий спектр»: є перетворення Фур'є уривка сигналу на проміжку τ , що передує поточному моменту часу t . Формула (2.8) дозволяє збудувати адекватний опис роботи спектроаналізатора, виконаного за схемою на рис. 2.16. Частотну характеристику фільтра вважатимемо прямокутною, а інтегратор - ідеальним з пам'яттю міри τ , тобто. з прямокутним імпульсним відгуком.

$$S(jF, t, \omega(y)) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega(t_1 - t) s(t_1) e^{-j2\pi F t_1} dt_1 \quad (2.59)$$

де $\omega(t_1)$ — часове вікно. У найпростішому випадку

$$\omega(t_1) = \begin{cases} 1 & \text{при } t - \tau < t_1 < t \\ 0 & \text{при інших } t_1 \end{cases}$$

Тоді миттєвий спектр

$$S(jF, t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t_1) e^{-j2\pi F t_1} dt_1 \quad (2.60)$$

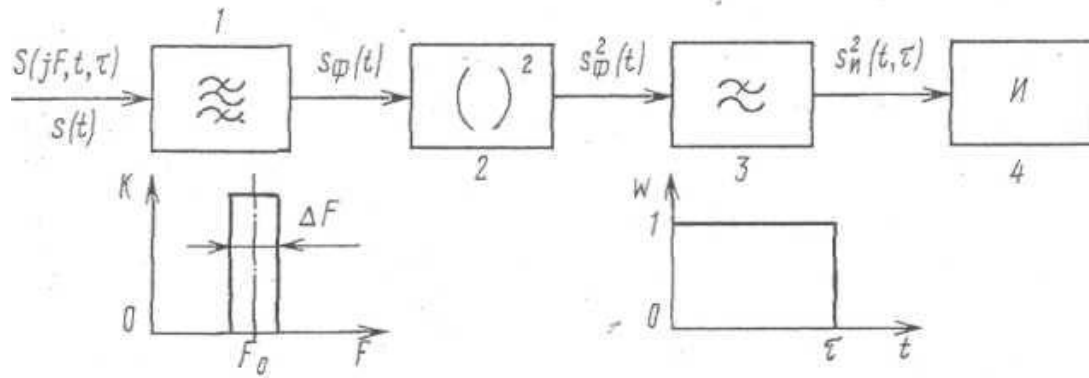


Рис. 2.16. Структурна схема спектроаналізатора: 1 - смуговий фільтр; 2 - квадрататор; 3 - інтегратор; 4 - індикаторний пристрій

Середньоквадратична похибка вимірювання напруги флюктуаційних сигналів залежить від добутку ширини їх спектру на час усереднення вимірювального кола, падає з його збільшенням і досягає 10% при значенні добутку, що дорівнює 100. Якщо приблизно оцінити тривалість імпульсного відгуку смугового фільтра $\tau_1 \approx 1/\Delta F$, то за умовою допустимої похибки вимірювань має бути $\Delta F\tau > 100$, звідки $\tau > 100\tau_1$. Це означає, що єдиним носієм функції часового вікна $w(t)$ можна вважати інтегратор, коли імпульсний відгук тривалістю τ ототожнюватиметься з часовим вікном. Справді, покази вимірника є функцією

$$s_u^2(t, \tau) = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_\phi^2(t_1) dt_1 \quad (2.61)$$

тобто середній квадрат відфільтрованого сигналу. Цій функції повинен бути поставлений у відповідність миттєвий спектр (2.60), в якому τ точно дорівнює аналогічній величині з формули (2.61), тобто часу інтегрування фільтра 3.

У силу теореми Рейлі про рівність енергій сигналу та його спектрального розкладання, середній квадрат сигналу до фільтра

$$\frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s^2(t_1) dt_1 = \frac{2}{\tau} \int_0^{\infty} |S(jF, t, \tau)|^2 dF \quad (2.62)$$

і після фільтра

$$\frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_{\phi}^2(t_1) dt_1 = \frac{2}{\tau} \int_{F_0-\Delta F/2}^{F_0+\Delta F/2} |S(jF, t, \tau)|^2 dF = s_u^2(F_0, t, \tau) \quad (2.63)$$

Спектральну щільність потужності оцінюють величиною віднесеною до смуги пропускання фільтра 1, що дорівнює 1 Гц. З урахуванням цього визначення з формули (2.63) отримуємо

$$G(F_0, t, \tau) = \frac{2}{\Delta F \tau} \int_{F_0-\Delta F/2}^{F_0+\Delta F/2} |S(jF, t, \tau)|^2 dF \quad (2.64)$$

Це середній (по смузі пропускання фільтра 1) квадрат модуля миттєвого амплітудного спектра в часовому вікні τ , тобто результат двох усереднень: за частотою - спектральним вікном та за часом - часовим вікном τ . У однорідних флуктуаційних процесів при $\tau \geq T_0$ (T_0 - інтервал однорідності) G не залежить від часу t .

У звукотехніці застосовуються вимірювачі спектральної щільності, у яких смуга пропускання ΔF не залежить від частоти налаштування F_0 , та спектрометри, у яких від частоти налаштування не залежить величина $\delta = \Delta F / F_0$, що називається відносною смугою пропускання. Випускаються третьоктавні ($\delta=0,23$), напівоктавні ($\delta=0,35$) і октавні ($\delta=0,71$) спектрометри зі стандартними

частотними характеристиками. Результат спектрального аналізу виражають у децибелах

$$N(F_0, t, \tau) = 10 \cdot \lg \frac{s_u^2(F_0, t, \tau)}{s_{u0}^2} = 20 \cdot \lg \frac{s_u(F_0, t, \tau)}{s_{u0}} \quad (2.65)$$

де s_{u0}^2 і s_{u0} значення, що відповідають нулю шкали рівнів, і називають рівнем спектральної густини, або просто спектральним рівнем. Для стаціонарних сигналів при фіксованому значенні рівень $N(F_0, t, \tau) = N(F_0)$ є тільки функцією частоти налаштування фільтра аналізатора. І тут можна побудувати графік, що називається спектрограмою. Якщо вимірювання проводилися при $\Delta F = \text{const}$ то спектрограма являє собою рівень спектральної щільності потужності функції частоти, а якщо при $\delta = \text{const}$ спектральні рівні в третьоктавних, напівоктавних або октавних смугах.

У реальних звукових сигналів функція (2.65) залежить від аргументів t і τ . При фіксованому τ її можна уявити рельєфом G над площиною F_0, t , але отримати практичну користь з цього складно.

З погляду передачі сигналу по звуковому тракту корисною числовою оцінкою спектра служить частотний діапазон звуків. Зіставляючи його зі смугою пропускання тракту судять про наявність або відсутність частотних спотворень вихідного сигналу. Визначити частотний діапазон джерела звуку за спектрограмою не завжди можливо через відсутність об'єктивних критеріїв значущості спектральних складових для слухового сприйняття, тому вдаються до слухових експертиз. За верхню або нижню межу спектра джерела звуку $F_{гр}$ приймають частоту зрізу фільтра $F_{зр}$. коли обмеження частотного діапазону помічає 75 % слухачів.

Другий шлях спектрального аналізу звукових сигналів веде до наступної мети: внести визначеність результату вимірювань згідно з формулою (2.65)

максимально можливим збільшенням часового вікна τ ; чим більше τ тим менше спектральна щільність потужності залежить від t . Цей підхід дозволив перейти від звуків окремих джерел до звукових програм і отримати надійні результати вимірювання спектра мовлення, сольного та хорового співу, симфонічної та естрадної музики тощо. Результатом аналізу виявляється спектральна густина середньої потужності. Вона дає оцінку положення спектра на шкалі частот і уявлення про потужність сигналу на різних її ділянках, але не дозволяє судити про частотний діапазон звукової програми. Енергетичний критерій ширини спектра повинен застосовуватися тільки для оцінки потужностей та теплових режимів електронних та акустичних систем тракту, наприклад, для раціонального вибору потужностей гучномовців у багатосмугових акустичних системах.

Третій шлях полягає в поєднанні спектрального та статистичного методів дослідження сигналів для того, щоб оцінити мінливість миттєвого спектру в часі імовірнісною мірою. Часове вікно можна вибирати досить малим, а спектральне вікно F для скорочення трудомісткості вимірювань повинно бути широким. Зазвичай проводять спектрально-статистичний аналіз звукових сигналів у октавних смугах. Розглянемо процедуру спектрально-статистичного аналізу з допомогою графіків на рис. 2.17.

На вихід октавного фільтра із середньою частотою F_{01} включають статистичний аналізатор та отримують функцію розподілу рівнів сигналу $F(N, F_{01})$. Наприклад на рис. 2.17,а показані три функції розподілу рівнів одного і того ж уривка симфонічної музики в октавних смугах із середніми частотами $F_{01}=0,5$ кГц, $F_{02}=1$ кГц та $F_{03}=2$ кГц. Потім на шкалі ймовірностей вибирають ряд значень F_1, F_2, \dots і переносять на частотний бланк (рис. 2.17,б) відповідні до цього ряду кванти розподілів $N(F_1, F_{01}), N(F_2, F_{01}), \dots; N(F_1, F_{02}), N(F_2, F_{02}),$

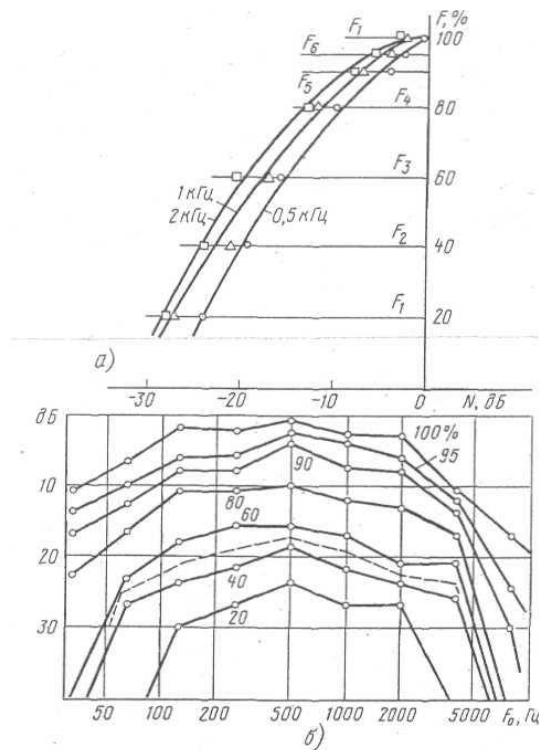


Рис. 2.17. Спектрально-статистичний аналіз ЗС (симфонічний оркестр):
 а – функції розподілу рівнів у октавних смугах; б-спектрально-
 статистична діаграма

Одноіменні квантілі з'єднують лініями рівної ймовірності, сукупність яких утворює спектрально-статистичну діаграму октавних рівнів сигналу (іноді такі діаграми називають спектрами рівнів, що не відповідає предмету вимірювання).

Наочність спектрально-статистичних діаграм пояснюється тим, що лінії рівної ймовірності ніде не перетинаються: це впливає з того, що функції розподілу $F(N, F_{0k})$ — незменшені. Лінія $N(F_a, \dots)$ обов'язково проходить вище за лінію $N(F_b, \dots)$ якщо $F_a > F_b$.

У реального звукового сигналу рівні переважають у всіх октавних смугах — змінні величини, функції часу $N(t)$. Значення рівнів, що лежать на одній лінії, що дорівнює ймовірності, не перевищуються рівнями в смугах $N(t, t_0k)$ з ймовірністю, що дорівнює параметру цієї лінії. Медіана рівнів (на рис. 2.17,б

показана штриховою лінією) проходить через найімовірніші значення рівнів у октавних смугах. Так як розподіл рівнів приблизно гаусівський, медіана розподілу збігається з його математичним очікуванням і характеризує також середні значення рівнів в октавних смугах.

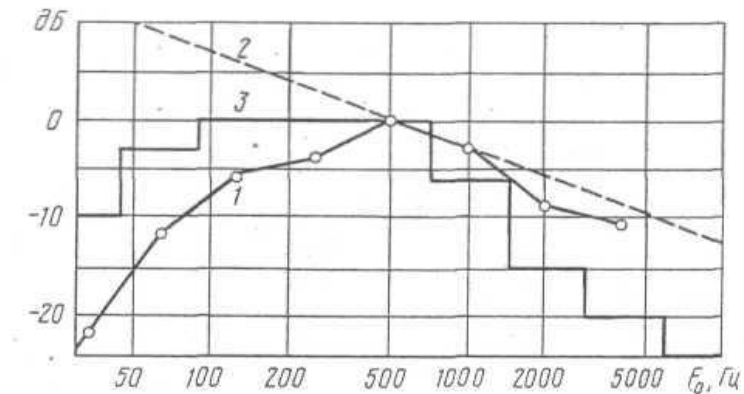


Рис. 2.18. Спектральні криві середньої потужності ЗС (симфонічний оркестр): 1 – октавна спектрограма; 2 - лінія поправок; 3 - рівень спектральної щільності потужності

Одночасно зі спектрально-статистичною діаграмою вимірюють рівні середньої потужності в тих самих частотних смугах, а результати вимірювань часто наносять на той самий графік. Тому треба пам'ятати, що спектрограма середньої потужності є самостійним результатом вимірювання, виконаного при великому часі усереднення; вона не має прямого відношення до спектрально-статистичної діаграми та не може бути з цієї діаграми обчислена. Зі спектрограми середньої потужності (крива 1 на рис. 2.18) можна отримати графік спектральної щільності потужності (крива 3), склавши її ординати з ординатами лінії поправок 2 - прямий з нахилом -3 дБ/октава. Можна, наприклад, перетворити спектрально-статистичну діаграму октавних рівнів на діаграму спектральної щільності потужності.

На рис. 2.19 наведено три спектрально-статистичні діаграми мови та музики, поєднані зі спектральними кривими рівня середньої потужності в октавних смугах.

Часто виникає необхідність визначити рівень сигналу у всьому його частотному діапазоні F_1, F_2 за даними спектрального аналізу. Якщо результати вимірювань представлені рівнями N_k у октавних (1/2-октавних, 1/3-октавних) смугах, то сумарний рівень

$$N = 10 \cdot \lg \sum 10^{0,1N_k}$$

Якщо ж заданий рівень спектральної густини потужності $N(F_0)$, то

$$N \approx 10 \cdot \lg \int_{F_1}^{F_2} 10^{0,1N(F_0)} dF_0 \quad (2.66)$$

Зазвичай проміжок F_1, F_2 розбивають на смуги частот ΔF_k , що не перекриваються, з рівнями N_k і замінюють інтеграл сумою:

$$N \approx 10 \cdot \lg \sum 10^{0,1N_k} \Delta F_k \quad (2.67)$$

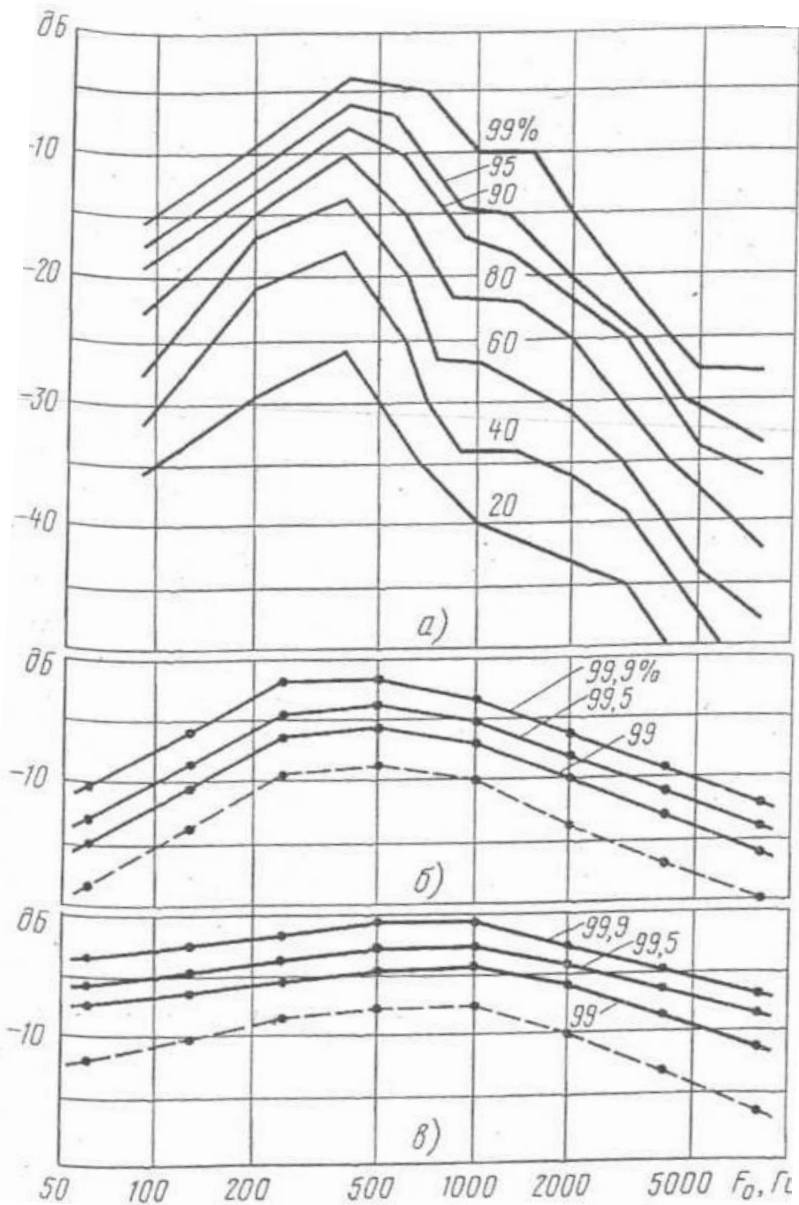


Рис. 2.19. Спектрально-статистичні діаграми: а - мови; б - фортепіано; в - естрадної музики (штриховими лініями показані октавні спектрограми середньої потужності)

Таблиця 2.1

Номер смуги	1	2	3	4	5	6	7	8
Рівень, дБ	-22	-12	-6	-4	0	-3	-9	-11
$10^{0,1N}$	0,006	0,06	0,25	0,4	1	0,5	0,13	0,08

Таблиця 2.2

Смуга частот, Гц	20...45	45...90	90...700	700...1400	1400...2800	2800...5600
Рівень, дБ	-10	-3	0	-6	-15	-20
Ширина смуги ΔF_k , Гц	25	45	610	700	1400	2800
$10^{0,4N}$	0,1	0,5	1	0,25	0,03	0,01
$\Delta F_k \cdot 10^{0,1N}$	2,5	22,5	610	175	52	28

Наприклад розрахуємо рівень потужності сигналу по спектрограмам на рис. 2.18 у смузі частот 20.. .5600 Гц. Нулю рівнів у даному випадку відповідає потужність у октавній смузі 350.. .700 Гц із середньою частотою 500 Гц. Вихідні дані щодо кривої 1 та результати обчислень за формулою (2.66) зведені в табл. 2.1.

Сума елементів останнього рядка $C = 2,46$, $N = 10 \lg C = 3,9$ дБ. Тепер обчислимо ту ж величину за формулою (2.67) та кривою 3. Нулем децибел для кривої 3 є потужність сигналу смуги 1 Гц. Вона менша за потужність у октавній смузі на $N_0 = 10 \lg(700 - 350) = 25,4$ дБ. Знайдемо спочатку сумарний рівень щодо нуля децибел кривої 3, а потім внесемо поправку. Вихідні дані щодо кривої 3 та результати обчислень за формулою (2.67) наведено в табл. 2.2.

Сума елементів останнього рядка $C_1 = 890$, $N_1 = 10 \lg C_1 = 29,5$ дБ, $N = N_1 - N_0 = 29,5 - 25,4 = 4,1$ дБ. Розбіжність із попереднім результатом на 0,2 дБ цілком прийнятна.

Встановити закон розподілу рівнів широкопasmового сигналу по спектрально-статистичній діаграмі за допомогою аналогічних обчислень неможливо, оскільки рівні в різних октавних смугах не є незалежними випадковими величинами.

2.7 Висновки до розділу 2

В розділі розглянуто основні поняття методу перетворення Гільберта для виділення згинаючої складних майже періодичних сигналів, зокрема дано означення та зміст поняття аналітичного сигналу, перетворення Гільберта, його властивостей та особливостей обчислення перетворення Гільберта. Також проаналізовано основні характеристики характеристики звукових сигналів, зокрема спектральні, та розглянуто метод їх отримання.

РОЗДІЛ 3

НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

3.1 MatLAB, як засіб реалізації алгоритму виділення обвідної складової

Основним об'єктом системи MatLAB є прямокутний числовий масив, який допускає комплексні елементи та введення матриць без явної вказівки їх розмірів. Система дозволяє вирішувати обчислювальні завдання за значно менший час, ніж той, який необхідний для написання відповідних програм мовами FORTRAN, Basic і C.

Привабливою особливістю системи є те, що вона містить розвинену вбудовану матричну та комплексну арифметику.

Користувач може ввести в систему будь-яку нову команду, оператор або функцію і потім користуватися ними так само просто, як і вбудованими операторами та функціями. При цьому, на відміну від мов програмування, таких як Basic, Pascal або C, немає необхідності їх попереднього опису. Нові програми, функції та процедури в системі MatLAB зберігаються у вигляді файлів, які мають розширення .m. Це робить набір операторів та функцій практично необмеженим.

3.2 Опис програм, що реалізують алгоритм

3.2.1 Програма виділення огибаючої складової типових сигналів

При розробці алгоритму виділення огибаючої складової була використана стандартна функція MatLAB `hilbert`, яка дозволяє провести перетворення Гільберта для будь-якого процесу і повертає реальну та уявну частини сигналу. Для початку було проведено кілька досліджень роботи алгоритму виділення

огибающей для типовых сигналов: синусоида, радиоимпульс, амплитудно-модульоване коливання (АМК) і АМК з домішкою шуму в модулююче коливання.

Програма виділення огибающей складової гармонійного сигналу:

```
s = zeros(1,256);
s(1:256) = cos(pi/8*(1:256));
sa = hilbert(s);
Xi=imag(sa);
Xr=real(sa);
A=sqrt((Xi.^2)+(Xr.^2));
f = (-128:127)/128;
subplot (2,1,1);
plot(f, Xr);
subplot(2,1,2);
plot(f, abs(A));YLim([0 2]);
```

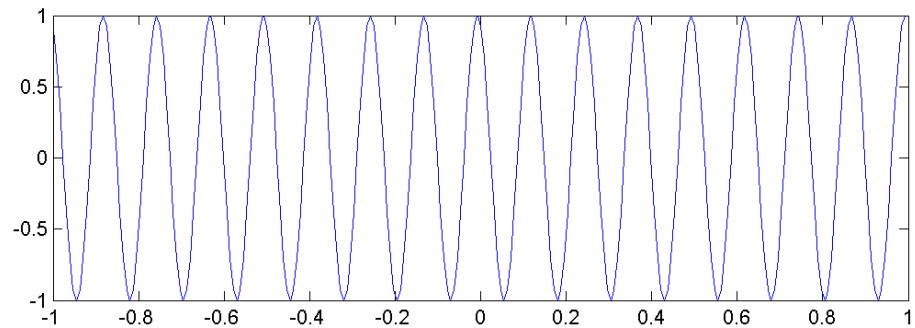


Рис. 3.1. Гармонічний сигнал

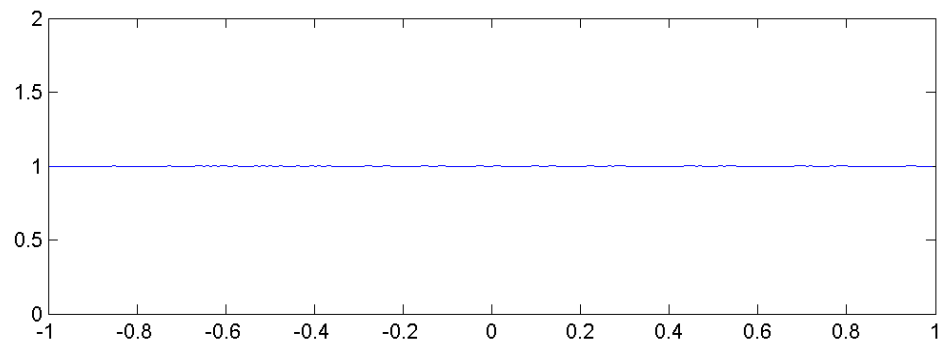


Рис. 3.2. Огинаюча складова гармонійного сигналу

Програма виділення огинаючої радіоімпульсу:

```
s = zeros(1,256);
s(64:196) = cos(pi/8*(64:196));
sa = hilbert(s);
Xi=imag(sa);
Xr=real(sa);
A=sqrt((Xi.^2)+(Xr.^2));
f = (-128:127)/128;
subplot(2,1,1);
plot(f, Xr);
subplot(2,1,2);
plot(f, abs(A));YLM([0 2]);
```

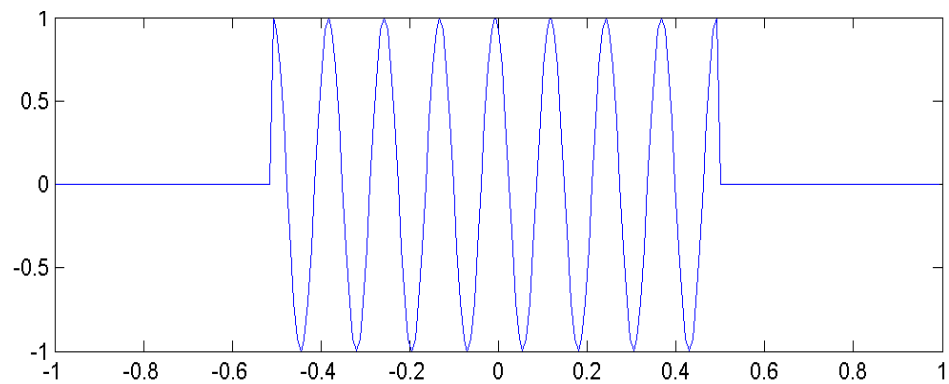


Рис. 3.3. Радіоімпульс

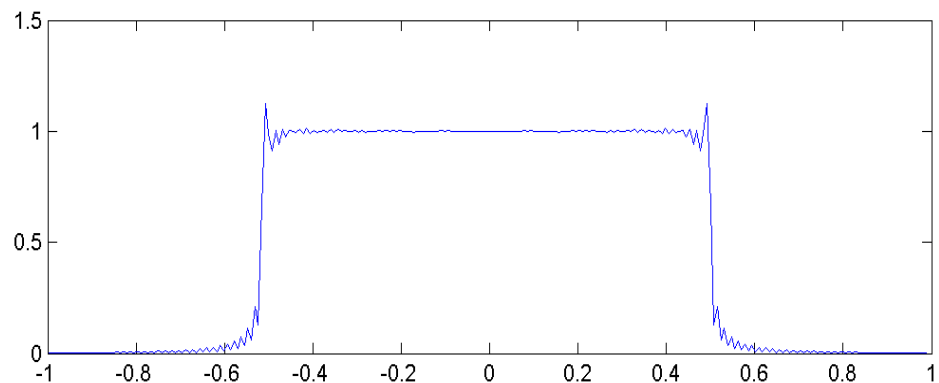


Рис. 3.4. Огинаюча радіоімпульсу

Програма виділення АМК обгинаючої:

```

s = zeros(1,256);
s(1:256) = (1+0.5*cos(pi/64*(1:256))).*cos(pi/4*(1:256));
sa = hilbert(s);
Xi=imag(sa);
Xr=real(sa);
A=sqrt((Xi.^2)+(Xr.^2));
f = (-128:127)/128;
subplot(2,1,1);
plot(f, Xr);
subplot(2,1,2);
plot(f, abs(A));YLM([0 2]);

```

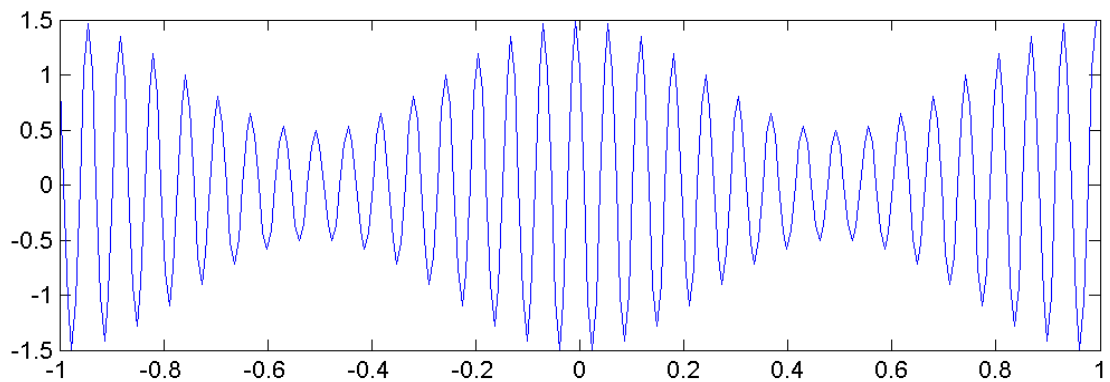


Рис. 3.5. Амплітудно-модульоване коливання

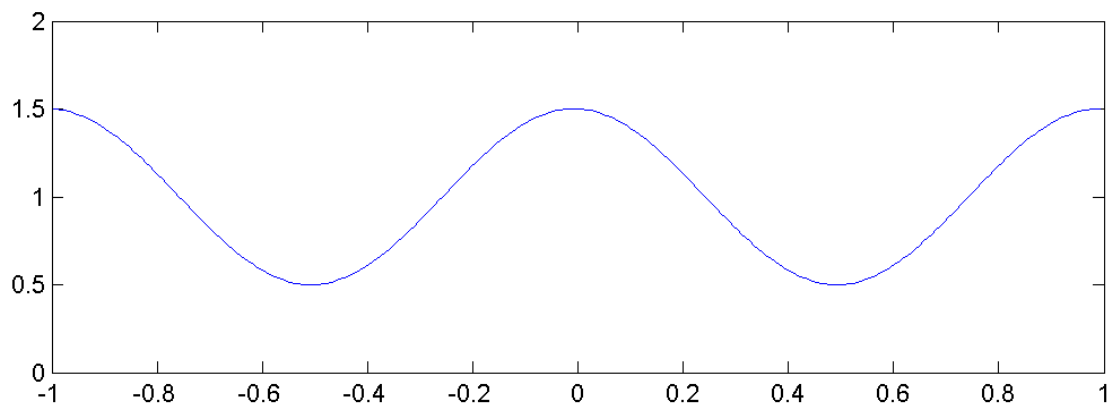


Рис. 3.6. Огинаюча АМК

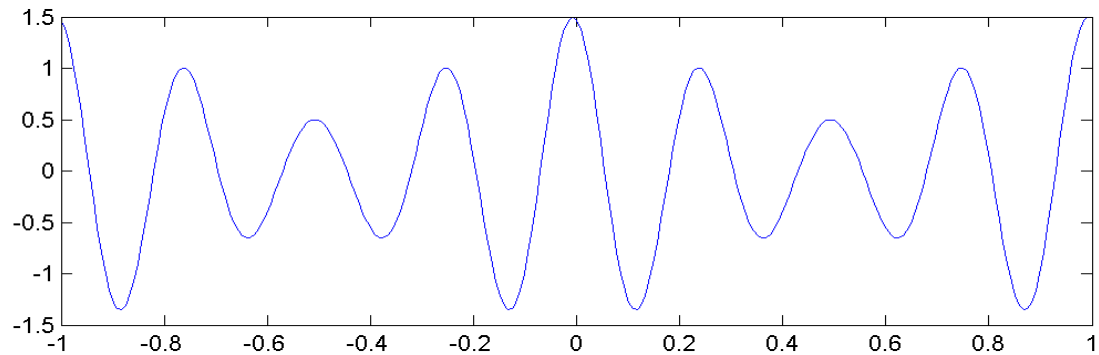


Рис. 3.7. Амплітудно-модульоване коливання з іншою несучою частотою

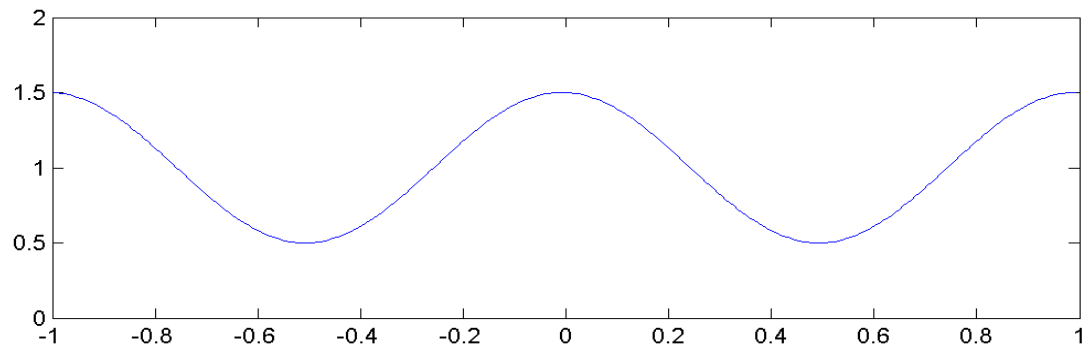


Рис. 3.8. Огинаюча АМК

Як видно з останніх графіків частота несучого коливання не впливає на вигляд огинаяючої сигналу.

Програма виділення огинаяючої АМК з домішкою шуму в модулююче коливання:

```

s = zeros(1,256);
A= 1*rand(1);
B= 1*rand(1);
s(1:256) = ((B*0.2*sin(pi/8*(1:256))) + (A*0.101*cos(pi/4*(1:256))) +
+(1+0.5*cos(pi/64*(1:256)))).*cos(pi/4*(1:256));
sa = hilbert(s);
Xi=imag(sa);
f = (-128:127)/128;
subplot(2,1,1);
plot(f, Xi);
subplot(2,1,2);
plot(f, abs(A)); YLIM([0 2]);

```

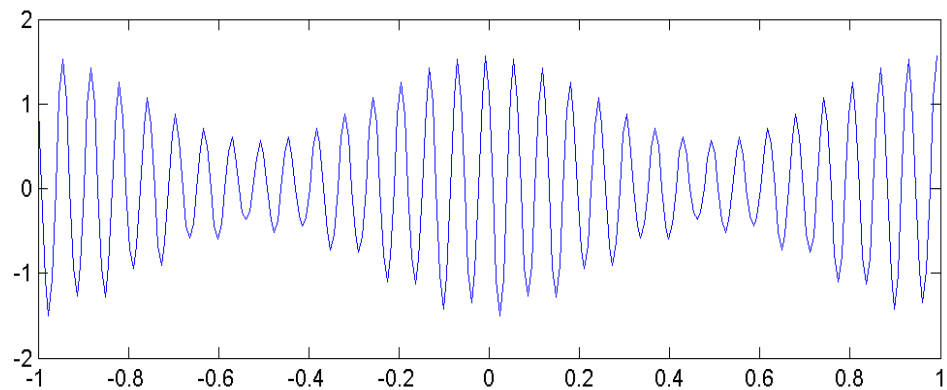


Рис. 3.9 АМК з домішкою шуму в модулююче коливання

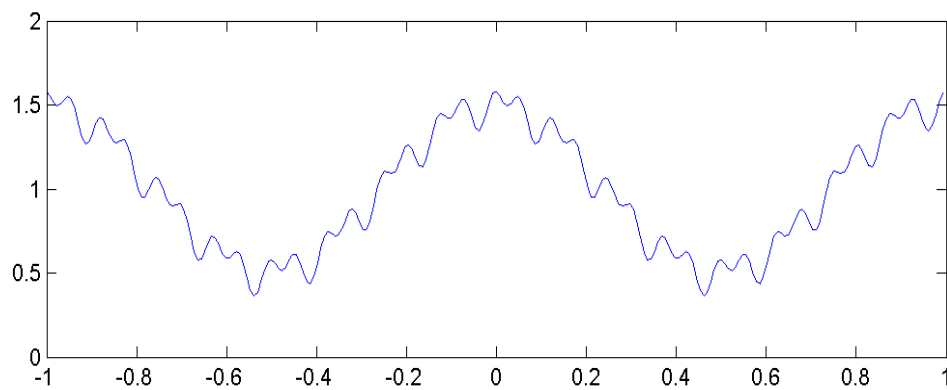


Рис. 3.10 Огибающая АМК з домішкою шуму в модулююче коливання

3.2.2 Програми виділення огинаючої одиночних звуків

Проведемо аналіз простих одиночних звуків (голосних), для прикладу звуків [a][и][e]. По отриманих огинаючих цих звуків можна судити про такі перехідні процеси, як атака і згасання звуку.

Програма виділення огинаючої звуку [a]:

```
s=WAVREAD('a.wav');
sa = hilbert(s);
Xi=imag(sa);
Xr=real(sa);
A=sqrt((Xi.^2)+(Xr.^2));
Fs = 12000;
F0 = 8;
[b, a] = ellip(4, 1, 80, F0/Fs*2);
q=length(s)
y=filter(b,a,abs(A));
f=(-q/2:(q/2)-1)./q;
subplot(3,1,1);
plot(s);XLIM([80000 140000]);
subplot(3,1,2);
plot(abs(y));XLIM([80000 140000]);
subplot(3,1,3);
plot(f,abs(fftshift(fft(s))));XLIM([-0.03 0.03]);
```

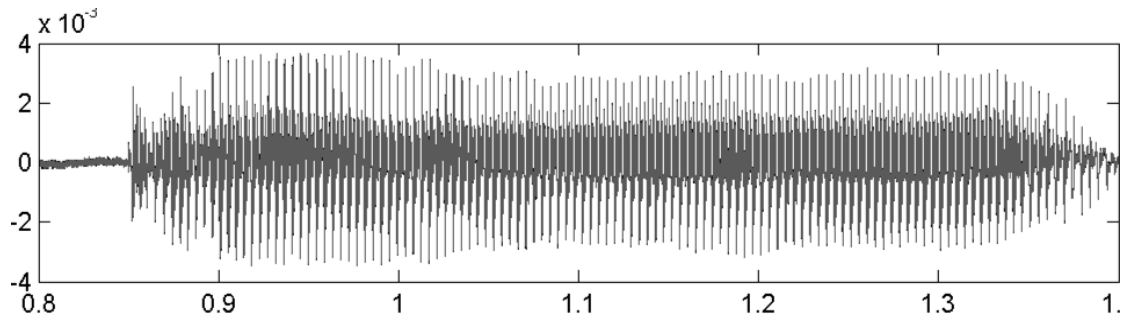


Рис. 3.11. Часова реалізація звуку [а]

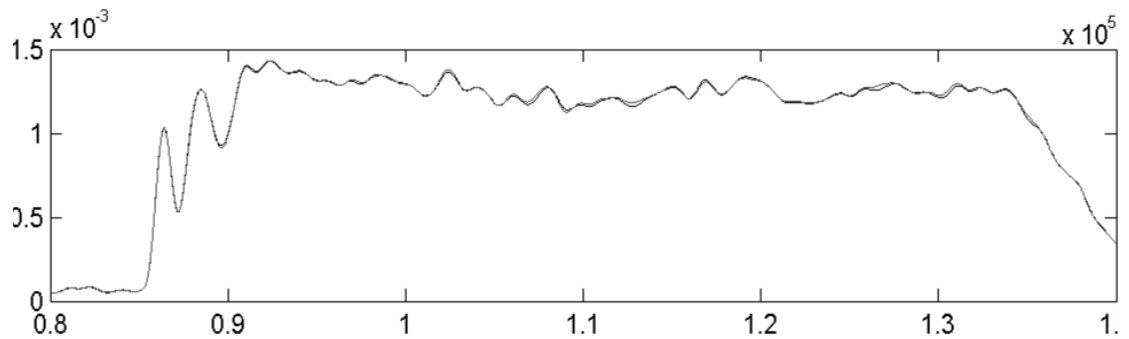


Рис. 3.12. Огинаюча звуку [а]

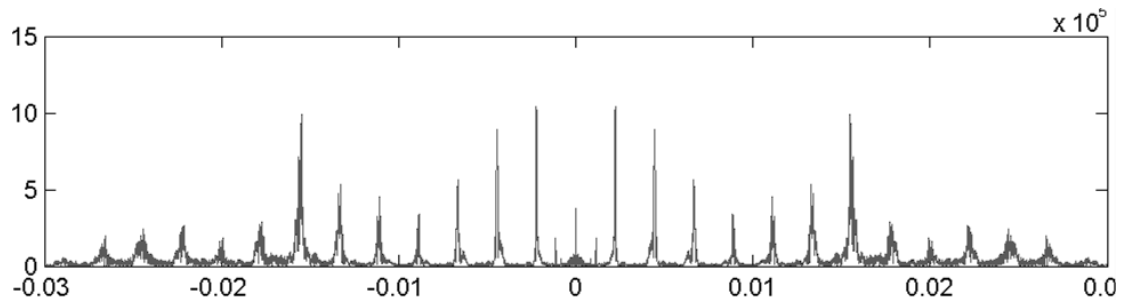


Рис. 3.13. Нормований діапазон звуку [а]

Програма виділення огибаючої звуку [i]:

```
s=WAVREAD('i.wav');
```

```
sa = hilbert(s);
```

```
Xi=imag(sa);
```

```
Xr=real(sa);
```



```

A=sqrt((Xi.^2)+(Xr.^2));
Fs = 12000;
F0 = 8;
[b, a] = ellip(4, 1, 80, F0/Fs*2);
q=length(s)
y=filter(b,a,abs(A));
f=(-q/2:(q/2)-1)./q;
subplot(3,1,1);
plot(s);XLIM([50000 110000]);
subplot(3,1,2);
plot(abs(y));XLIM([50000 110000]);
subplot(3,1,3);

```

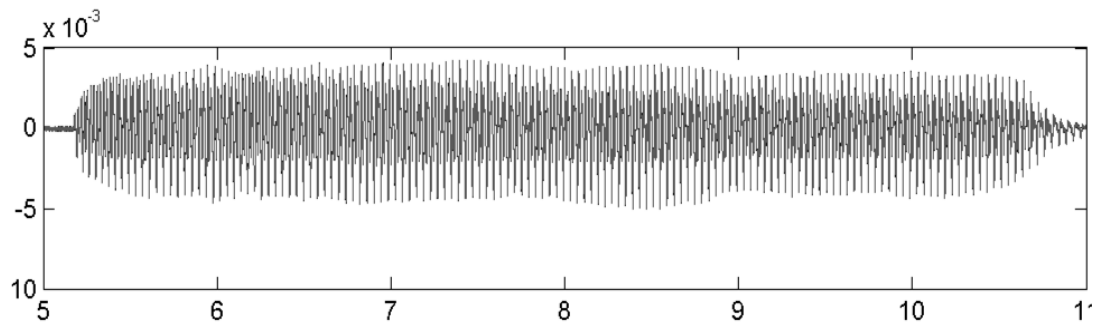


Рис.3.14. Часова реалізація звуку [i]

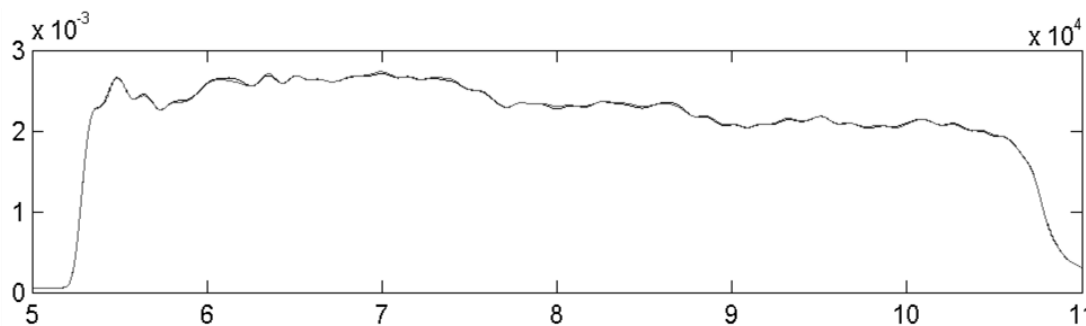


Рис. 3.15. Огинаюча звуку [i]

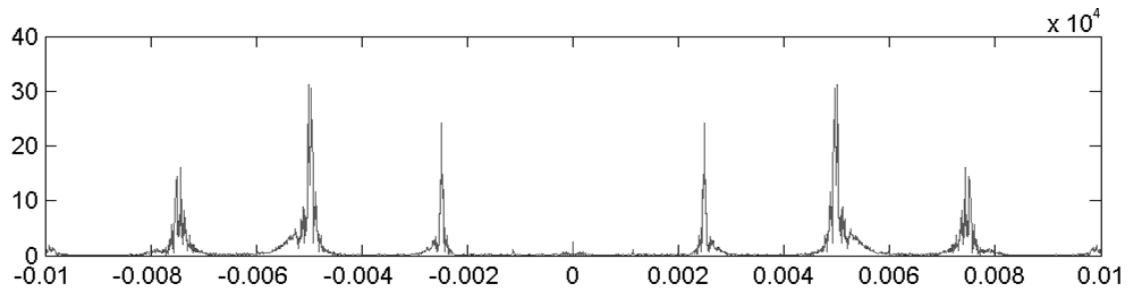


Рис. 3.16. Нормований спектр звуку [i]

Програма виділення огинаючої звуку [e]:

```

s=WAVREAD('e.wav');
sa = hilbert(s);
Xi=imag(sa);
Xr=real(sa);
A=sqrt((Xi.^2)+(Xr.^2));
Fs = 12000;
F0 = 8;
[b, a] = ellip(4, 1, 80, F0/Fs*2);
q=length(s)
y=filter(b,a,abs(A));
f=(-q/2:(q/2)-1)./q;
subplot(3,1,1);
plot(s);XLIM([39000 65000]);
subplot(3,1,2);
plot(abs(y));XLIM([39000 65000]);
subplot(3,1,3);
plot(f,abs(fftshift(fft(s))));XLIM([-0.02 0.02]);

```

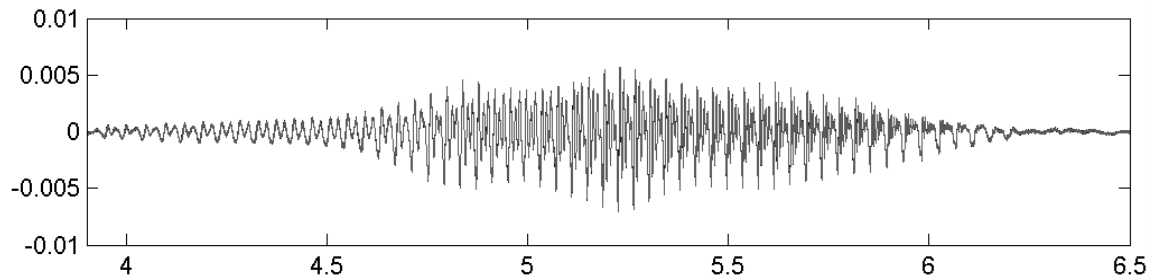


Рис. 3.17. Часова реалізація звуку [е]

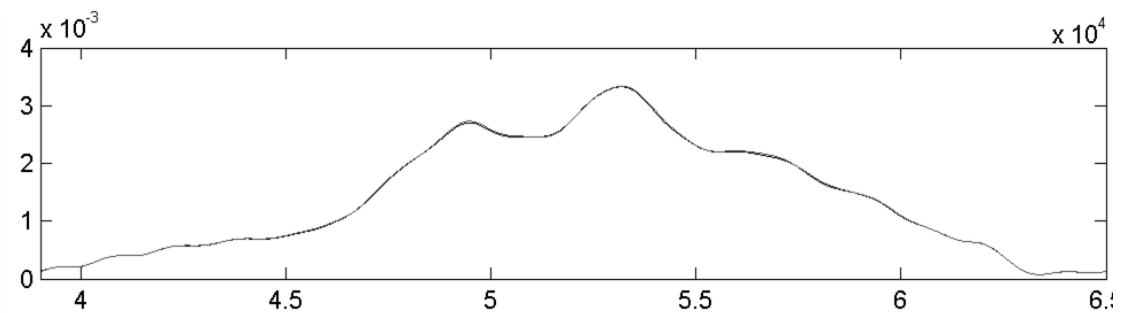


Рис. 3.18. Огинаюча звуку [е]

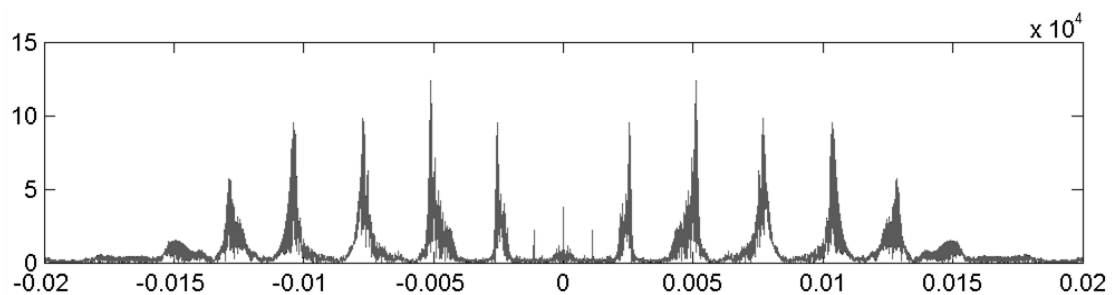


Рис. 3.19. Нормований діапазон звуку [е]

3.2.3 Програма виділення огинаючої складних звуків

При аналізі огинаючої складних звуків використовувалося згладжування огинаючої за допомогою ФНЧ. За формою згладженої огинаючої судять про перехідні процеси в акустичних сигналах - атакі і згасання звуку. Спотворення атак веде до неправильної передачі тембру, а до зміни параметрів згасання вухо малочутливе.

Програма для виділення огинаючої складних звуків (слів, словосполучень):

```

s=WAVREAD('mama.wav');
sa = hilbert(s);
Xi=imag(sa);
Xr=real(sa);
A=sqrt((Xi.^2)+(Xr.^2));
Fs = 12000;
F0 = 25;
[b, a] = ellip(4, 1, 40, F0/Fs*2);
q=length(s);
y=filter(b,a,abs(A));
f=(-q/2:(q/2)-1)./q;
subplot(3,1,1);
plot(s);XLIM([70000 105000]);
subplot(3,1,2);
plot(abs(y));XLIM([70000 105000]);
subplot(3,1,3);
plot(f,abs(fftshift(fft(s))));XLIM([-0.03 0.03]);

```

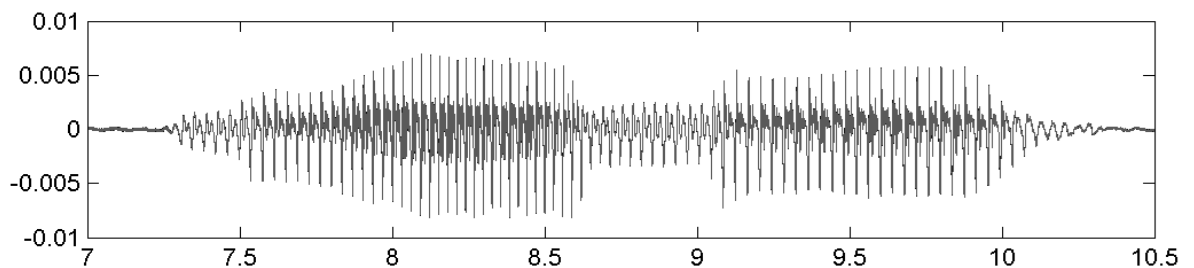


Рис. 3.20. Часова реалізація слова "мама"

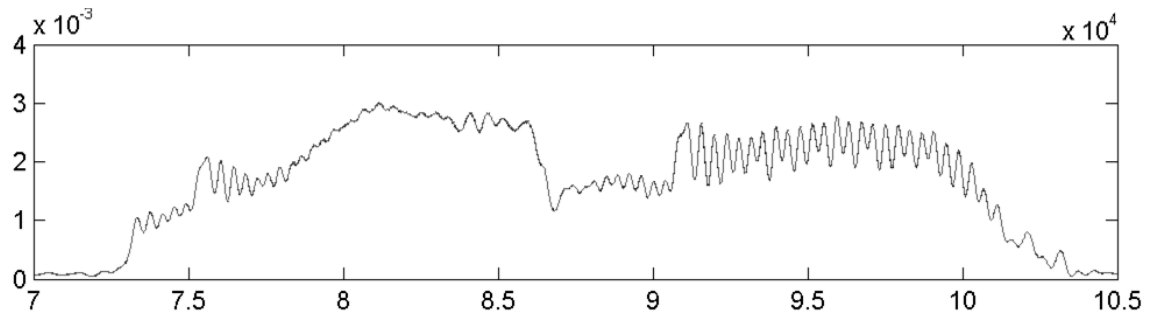


Рис. 3.21. Огибаюча слова «мама»

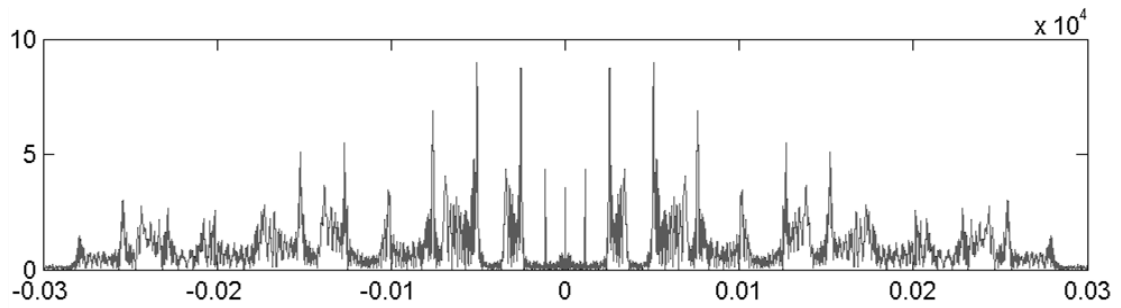


Рис. 3.22. Нормований спектр слова "мама"

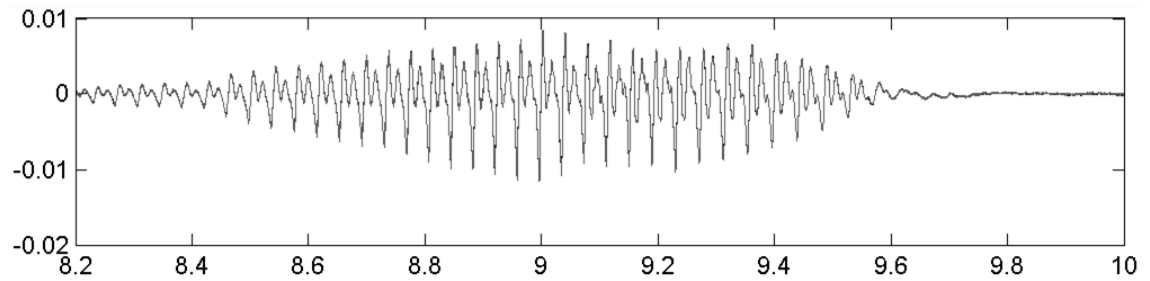


Рис. 3.23. Часова реалізація слова "ніл"

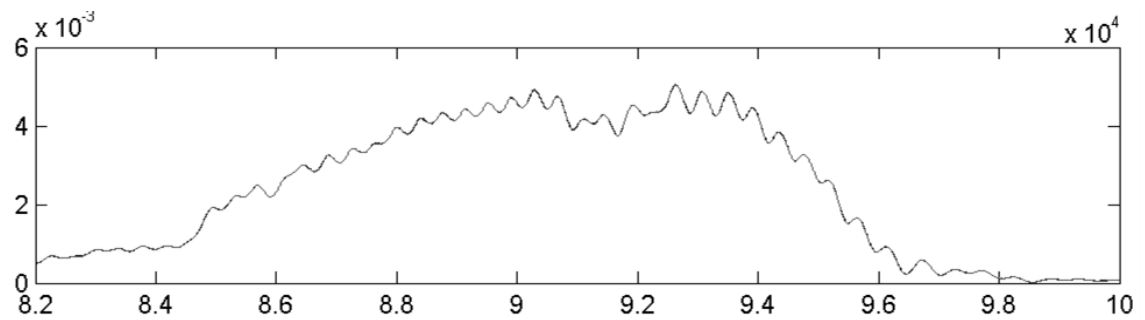


Рис. 3.24. Огибаюча слова «ніл»

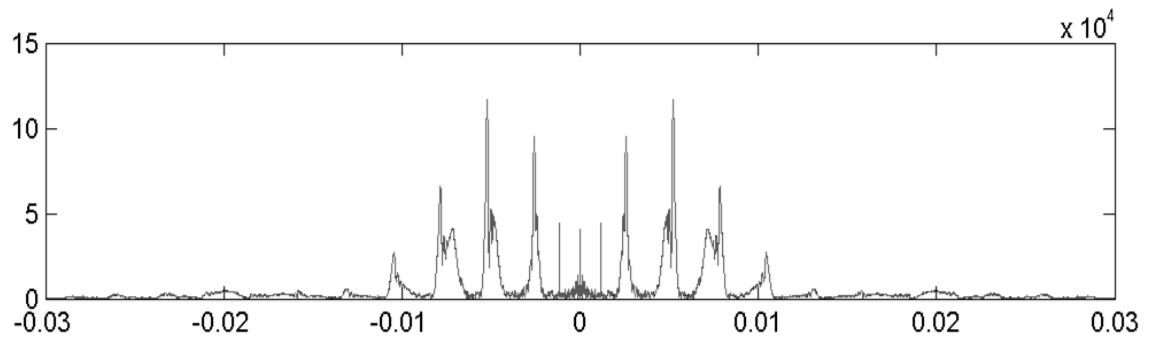


Рис. 3.25. Нормований спектр слова "ніл"

3.3 Аналіз експериментальних даних

3.3.1 Поодинокі звуки

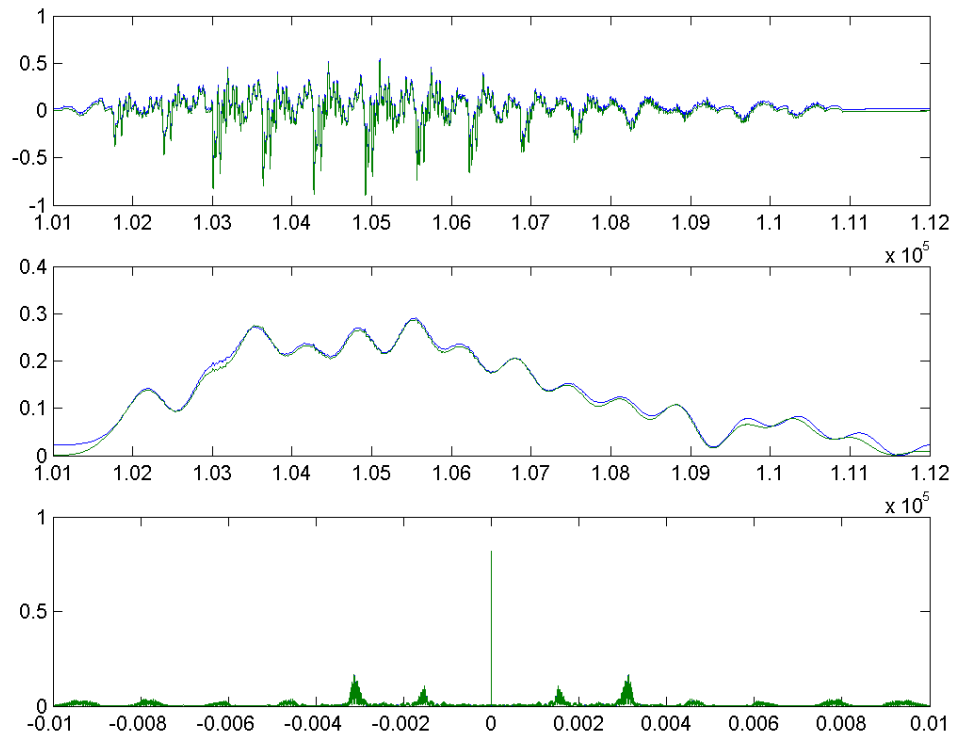


Рис. 3.26 Реалізація, огибаюча та спектр синтезованого звуку [а]

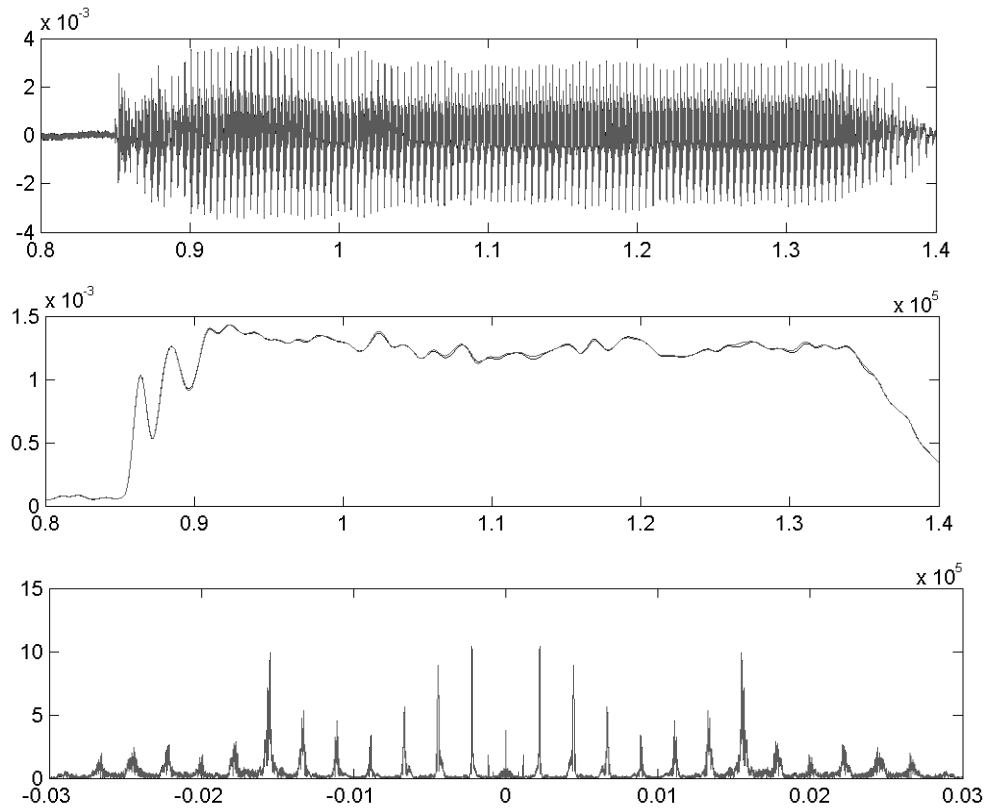


Рис. 3.27. Реалізація, огинаюча та спектр записаного звуку [а]

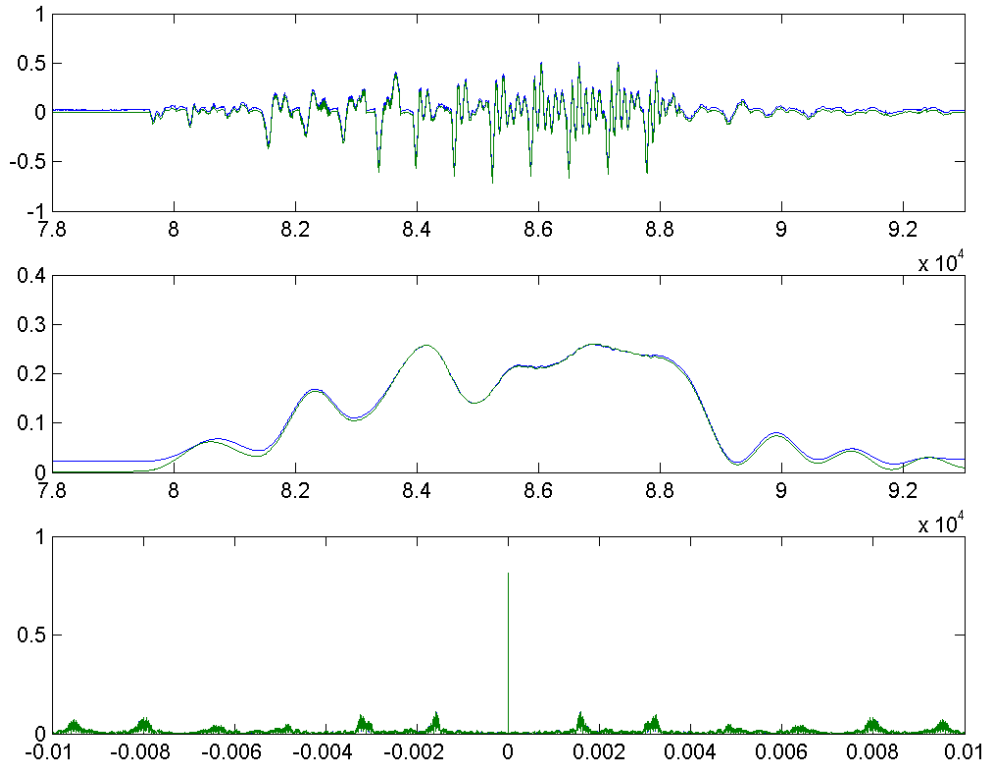


Рис. 3.28. Реалізація, огинаюча та спектр синтезованого звуку [е]

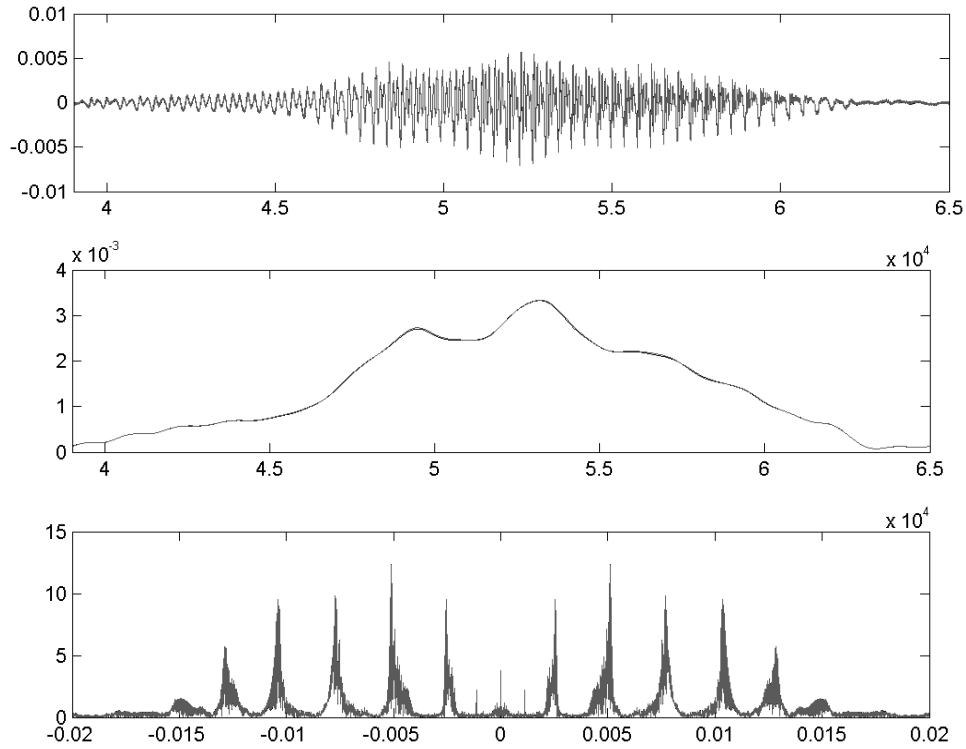


Рис. 3.29. Реалізація, огинаюча та спектр записаного звуку [е]

3.3.2 Переходи між звуками

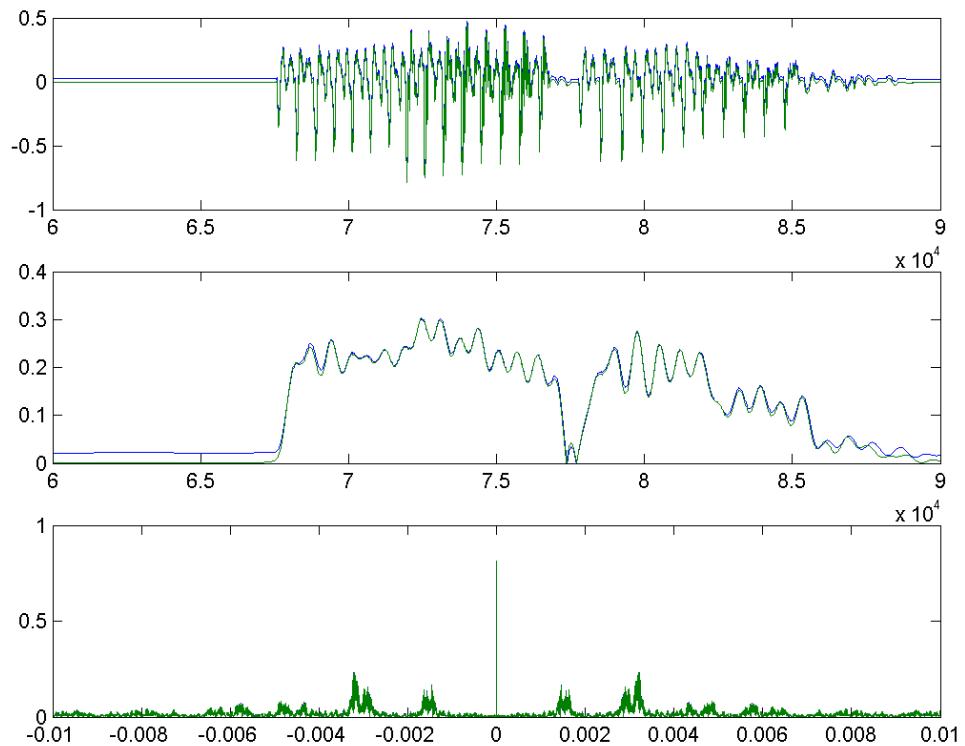


Рис. 3.30. Реалізація, огинаюча та спектр синтезованого слова «мама»

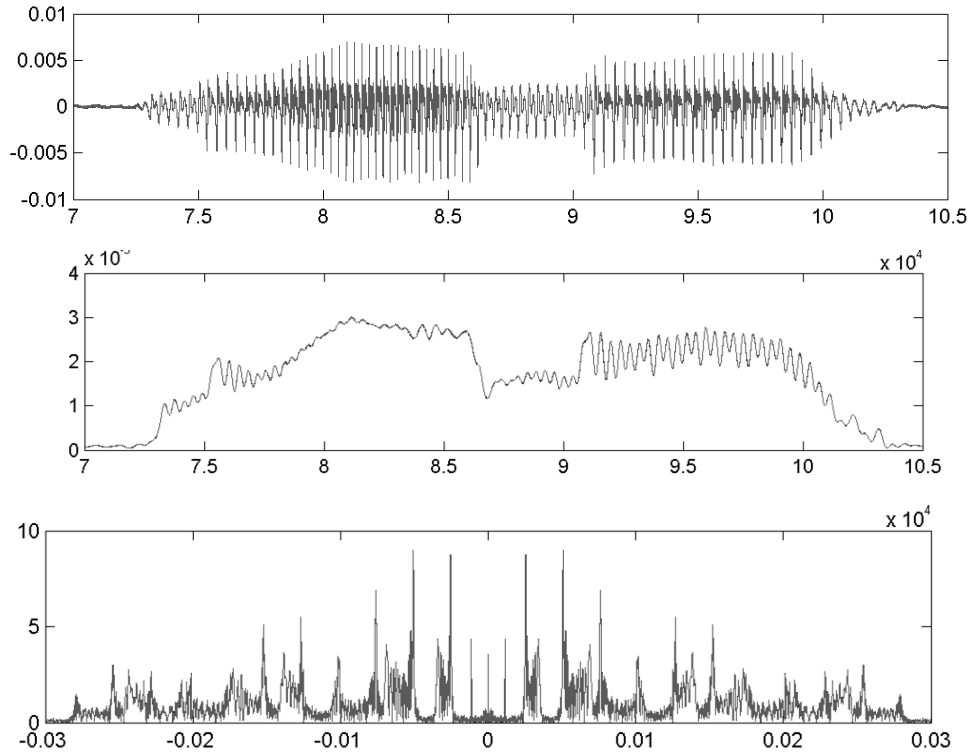


Рис. 3.31. Реалізація, огинаюча та спектр записаного слова «мама»

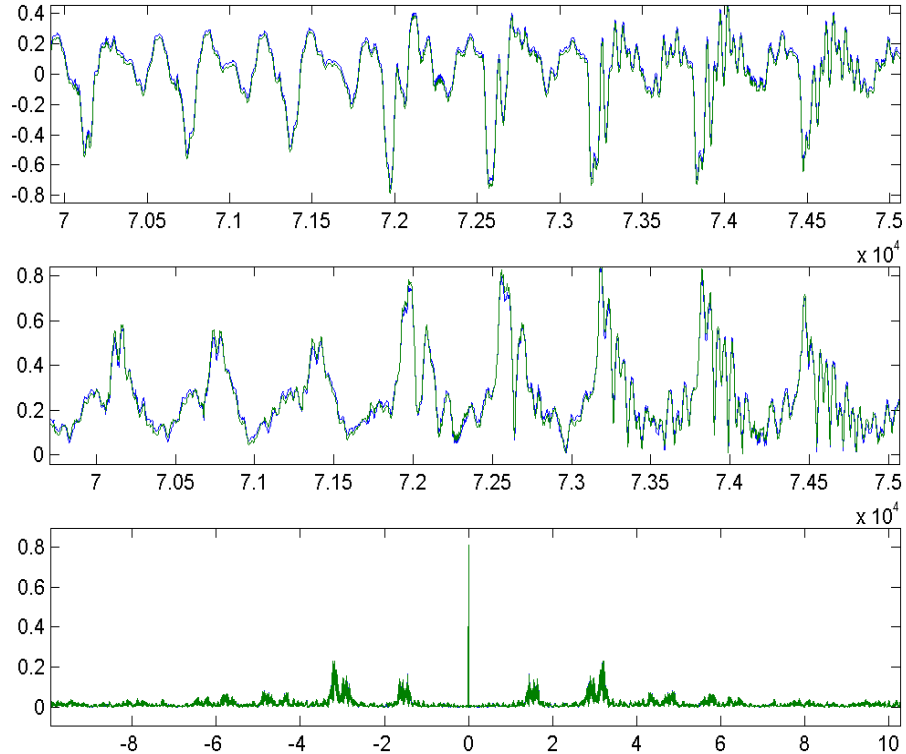


Рис. 3.32. Реалізація, огинаюча та спектр переходу від одного звуку до іншого в синтезованому слові

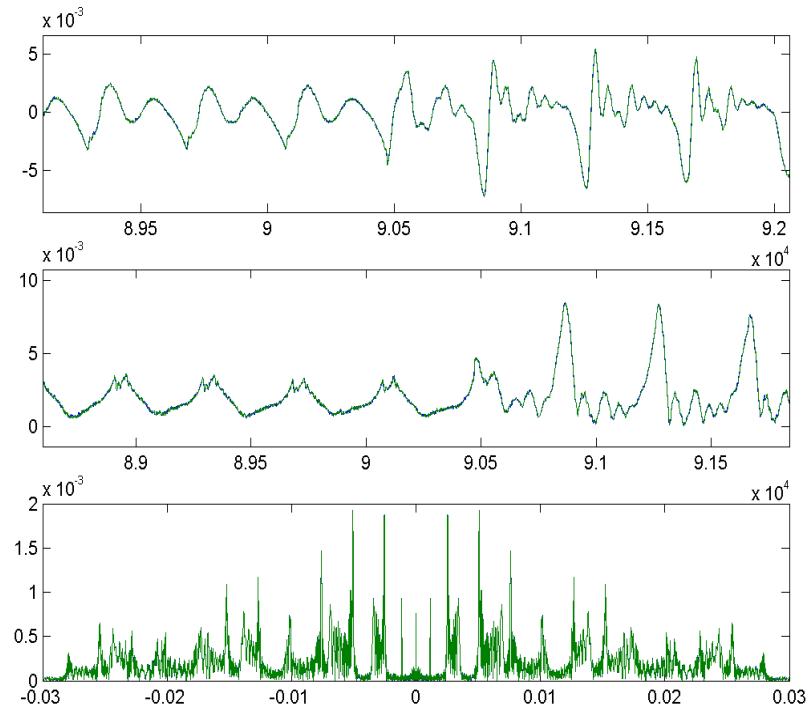


Рис. 3.33. Реалізація, огинаюча і спектр переходу від одного звуку до іншого в записаному слові

3.3.3 Словосполучення

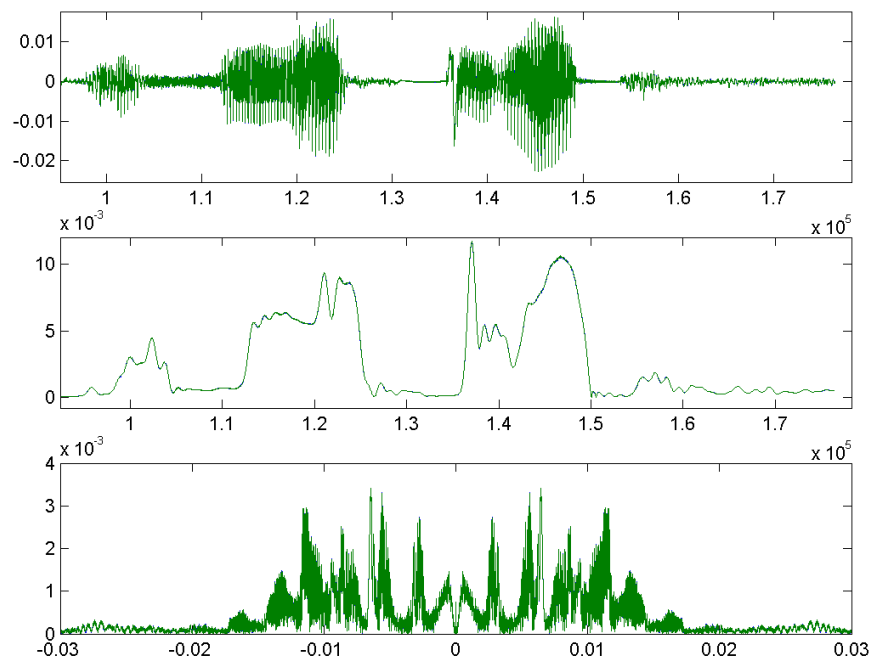


Рис. 3.34. Реалізація, огинаюча та спектр записаного словосполучення

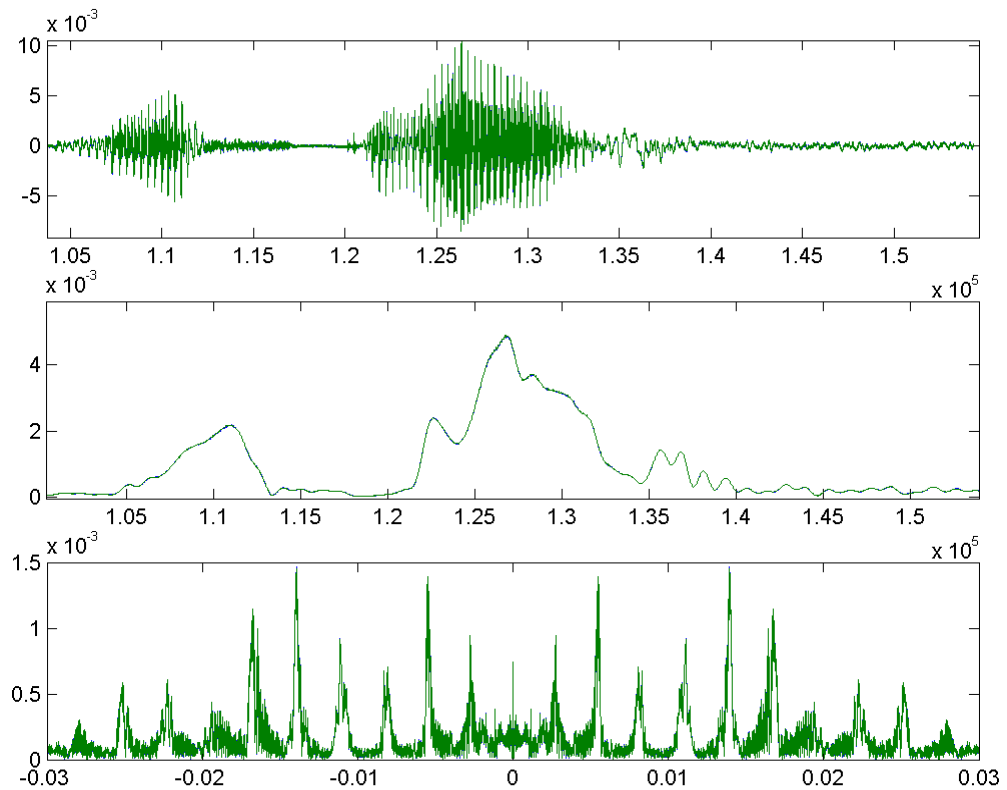


Рис. 3.35. Реалізація, огибаюча та спектр записаного слова

3.4 Висновки до розділу 3

В розділі проаналізовано можливості пакета прикладних програм Matlab для вирішення завдання реалізації алгоритмів виділення обвідної складової складних майже періодичних сигналів. Реалізовано алгоритми такого опрацювання та отримано результати виділення обвідної складової окремих звуків, вимовлених слів та фраз. Розроблений метод показав високу візуальну якість результатів та придатність його для застосування як складової частини комплексного алгоритму функціонування без пекових біометричних систем.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Охорона праці

Заходи електробезпеки при роботі з виробом

При роботі з виробом необхідно дотримуватись загальні правила техніки безпеки. Залежно від способу захисту обслуговуючого персоналу від удару електричним струмом блок живлення можна віднести до I або II класу відповідно до діючого стандарту.

Правила техніки безпеки:

- при підозрі на несправність під час підготовки блоку до роботи необхідно відключити його від мережі електроживлення (знеструмити). Несправний блок категорично забороняється експлуатувати. Підозріння на несправність виникає із-за виникнення підозрілих шумів, тріску, запахів і тому подібне.

- заземлення на труби опалювання і водопроводу не можна вважати задовільним, оскільки завжди є вірогідність, що в іншому приміщенні на цю ж трубу заземлений блок із значним витоком струму, який може поширитися на пацієнта і обслуговуючий апаратуру персонал.

- якщо одночасно використовується декілька блоків, вони повинні мати одну точку заземлення. Не можна підключати блоки до землі послідовно, в цьому випадку утворюється "петля" заземлення, по якій циркулюють струми витоку.

- заміна патронів, вилок і інших з'єднувачів повинна робитися лише фахівцями, хоча на перший погляд робота здається дуже простою.

Надання першої медичної допомоги при електроударах

Першу допомогу потерпілому від удару електричним струмом потрібно надавати максимально швидко і правильно. Необхідно, насамперед, людину, що постраждала, звільнити від струму, оскільки тривалість дії впливає на тяжкість електротравми. Перш за все треба відключити подачу електроенергії до місця події за допомогою рубильника або вимикача. Якщо вимикача поруч немає, а напруга живлячої лінії не перевищує 1000 В (напруга в побутових електричних мережах не перевищує 220 В), то звільняють потерпілого за допомогою сухого предмету не провідного електрика: палиці, дошки, сухої частини одягу, наприклад підлоги піджака або коміра куртки. Відтягаючи потерпілого за одяг, потрібно потурбуватися про власну ізоляцію. Для цієї мети підійде сухий шарф, надітий на руку, суконна або шкіряна кепка; можна встати на гумовий автомобільний килимок або прихопити нею потерпілого; можна перерубати дроти сокирою з сухою дерев'яною рукояткою. Перурабати або перекушувати дроти необхідно поодиноці, кожен фазу окремо. При напрузі в мережі вище 1000 В слід надіти діелектричні рукавички і боти, діяти ізолюючою штангою або виробити замикання дротів накоротко, накинувши на них гнучкий дріт, що має чималий перетин, аби не перегорів при виникненні струму короткого замикання. Іншими словами, потрібне спеціальне устаткування.

У всіх випадках удару електричним струмом потрібно викликати швидку медичну допомогу. Якщо потерпілий в свідомості, але був в непритомності, або якщо знаходиться в несвідомому стані, але дихання і пульс збережені, то його треба покласти, розстібнути одяг, зігріти тіло і створити спокійну обстановку довкола. Аби потерпілий не захлинувся від блювоти, голову необхідно обернути набік. Коли потерпілий приходить в свідомість, йому забороняють підійматися і ходити до приїзду швидкої медичної допомоги. Зазвичай таких потерпілих доставляють в стаціонарне відділення і декілька днів спостерігають за їх станом.

Якщо після звільнення від дії електричного струму потерпілий не дихає або дихання у нього рідке, неглибоке, і шкірні покриви поступово синіють, то необхідно провести штучне дихання. Дихання з рота в рот або з рота в ніс забезпечують вступ в легені рятованого необхідної кількості повітря, придатного для дихання. Вдування повітря здійснюється через марлю або носову хустку. При цьому методі штучного дихання видно, чи потрапляє повітря в легені рятованого, на вдиху у нього підіймаються ребра, а видих відбувається пасивно, за рахунок природної еластичності грудної клітки.

4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Пожежна безпека

Пожежа - неконтрольоване горіння поза спеціальним вогнищем, яке призводить до матеріальної шкоди.

Пожежна безпека – стан об’єкта, при якому з регламентованою ймовірністю виключається можливість виникнення та розвиток пожежі і впливу на людей її небезпечних факторів, а також забезпечується захист матеріальних цінностей.

Причинами пожеж та вибухів на підприємстві є порушення правил і норм пожежної безпеки, невиконання Закону “Про пожежну безпеку”.

Небезпечними факторами пожежі і вибуху, які можуть призвести до травми, отруєння, загибелі або матеріальних збитків є відкритий вогонь, іскри, підвищена температура, токсичні продукти горіння, дим, низький вміст кисню, обвалення будинків і споруд.

За стан пожежної безпеки на підприємстві відповідають її керівники, начальники цехів, майстри та інші керівники.

На підприємствах існує два види пожежної охорони: професійна і воєнізована. Воєнізована охорона створюється на об’єктах з підвищеною

небезпекою. Крім того на підприємствах для посилення пожежної охорони організуються добровільні пожежні дружини і команди, добровільні пожежні товариства і пожежно-технічні комісії з числа робітників та службовців. При Міністерстві внутрішніх справ існує управління пожежної охорони (УПО) і його органи на місцях. До складу УПО входить Державний пожежний нагляд який здійснює:

Контроль за станом пожежної безпеки

Розробляє і погоджує протипожежні норми і правила та контролює їх виконання в проектах і безпосередньо на об'єктах народного господарства

Проводить розслідування і облік пожеж

Організовує протипожежну профілактику.

Протипожежна профілактика – це комплекс організаційних і технічних заходів, які спрямовані на здійснення безпеки людей, на попередження пожеж, локалізацію їх поширення, а також створення умов для успішного гасіння пожежі.

Відповідальним керівником робіт по ліквідації пожеж і аварій на підприємстві є головний інженер. Начальник структурного підрозділу, в якому виникла пожежа, є відповідальним виконавцем робіт по її ліквідації.

Протипожежні вимоги до будинків і споруд

Виходячи з властивостей речовин і матеріалів, умов їх застосування і обробки і у відповідності із ОНТП 24-86 “Визначення категорій приміщень і будівель по вибухопожежній і пожежній небезпеці” приміщення по вибухопожежній і пожежній небезпеці діляться на п'ять категорій – А, Б, В, Г, Д.

До категорії А належать приміщення, де перебувають спалимі та легкозаймисті рідини з температурою спалаху, що не перевищує 28°C, а також речовини і матеріали здатні вибухати і горіти при взаємодії з водою, киснем або

одне з одним; при утворенні вибухонебезпечних сумішей розвивається розрахунковий надлишковий тиск вибуху 5 кПа.

До категорії Б належать приміщення, в яких є пил та волокна, легкозаймисті рідини з температурою спалаху понад 28°C та спалимі рідини в такій кількості, що можуть утворюватися вибухонебезпечні пилоповітряні та пароповітряні суміші, при займанні яких розвивається розрахунковий надлишковий тиск вибуху 5 кПа.

До категорії В належать приміщення, де перебувають спалимі та важкоспалимі рідини, тверді спалимі та важкоспалимі речовини та матеріали (в тому числі пил та волокна), а також речовини і матеріали які здатні при взаємодії з водою, киснем повітря та одне з одним тільки горіти (за умови, що ці приміщення не відносяться до категорії А чи Б).

До категорії Г належать приміщення, в яких є неспалимі речовини та матеріали в гарячому, розпеченому або розплавленому стані, а також спалимі гази, рідини та тверді речовини, які спалюються або утилізуються як паливо; процес їх обробки супроводжується виділенням променевої теплоти, іскор та полум'я.

До категорії Д належать приміщення, в яких є неспалимі речовини та матеріали у холодному стані.

На розвиток пожежі у приміщеннях та спорудах значно впливає здатність окремих будівельних елементів чинити опір впливу тепла, тобто їх вогнестійкість.

Вогнестійкість – здатність будівельних конструкцій чинити опір дії високої температури, утворенню наскрізних тріщин та поширенню вогню в умовах пожежі і виконувати при цьому свої звичайні експлуатаційні функції. Вогнестійкість конструкцій будівель характеризується межею вогнестійкості.

Межа вогнестійкості – це час, на протязі якого конструкція може витримати дію вогню, а потім вже починається деформація.

Всі будівлі і споруди за ступенем вогнестійкості за СНиП 2.01.02-85 поділяють на 5 ступеней.

Будинок може належати до того або іншого ступеня вогнестійкості, якщо значення меж вогнестійкості і меж поширення вогню усіх конструкцій не перевищує значень вимог СНиП 2.01.02-85.

4.3 Висновки до розділу

В розділі «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях» описано заходи електробезпеки при роботі з виробом, а також питання пожежної безпеки на підприємстві.

ВИСНОВКИ

В роботі проаналізовано суть біометричної безпеки та принцип функціонування безпекових біометричних систем. Проаналізовано основні характеристики поширених біометричних технологій та встановлено, що особливо перспективними є технології голосової біометрії, зокрема в плані захищеності та ефективності.

Проаналізовано суть методу голосової біометрії та можливості застосування її для проектування високоефективних безпекових систем. Встановлено, що результат ідентифікації чи верифікації особи за цим методом визначається трьома факторами, такими як якість вхідних даних, обчислювальні потужності та обчислювальні алгоритми. Останні є найбільш гнучкими в плані удосконалення. Так, поширеним є алгоритм декомпозиції голосового сигналу на дві складові – несуче коливання та обвідну складову, при поданні таких сигналів у вигляді складних майже періодичних амплітудно модульованих сигналів. В цьому випадку аналізуються окремо параметри обвідної складової голосового сигналу та несучого коливання, і якщо методи опрацювання останнього є добре розроблені, то від ефективності алгоритмів виділення обвідної складової голосових сигналів в значній степені залежатиме ефективність функціонування безпекової системи.

Розглянуто основні поняття методу перетворення Гільберта для виділення згинаючої складних майже періодичних сигналів, зокрема дано означення та зміст поняття аналітичного сигналу, перетворення Гільберта, його властивостей та особливостей обчислення перетворення Гільберта. Також проаналізовано основні характеристики характеристики звукових сигналів, зокрема спектральні, та розглянуто метод їх отримання.

Проаналізовано можливості пакета прикладних програм Matlab для вирішення завдання реалізації алгоритмів виділення обвідної складової складних майже періодичних сигналів. Реалізовано алгоритми такого опрацювання та отримано результати виділення обвідної складової окремих звуків, вимовлених слів та фраз. Розроблений метод показав високу візуальну якість результатів та придатність його для застосування як складової частини комплексного алгоритму функціонування без пекових біометричних систем.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Волошин, О. Ф. Моделі та методи прийняття рішень : навч. посіб. для студ. вищ. навч. закл. / О. Ф. Волошин, С. О. Мащенко. - 2-ге вид., перероб. та допов. - К. : Видавничо-поліграфічний центр "Київський університет", 2010. - 336 с.
2. Гарасимчук О.І. Комплексні системи санкціонованого доступу: навч. посіб. / О.І. Гарасимчук, В.Б. Дудикевич, В.А. Ромака. - Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2010. - 212 с.
3. Л. С. Житецкий. В. И. Скурихин. Адаптивные системы управления с параметрическими и непараметрическими неопределённостями. Проект "Наукова книга", Киев, Наукова думка, 2010, 298 с.
4. Локазюк В. М., Іванов О. В., Тітова В. Ю. Засади систем підтримки прийняття рішень на основі комп'ютерних систем та їх компонентів : Навч. посібник для вузів. -Хмельницький: ПП Гонта А.С., 2010. - 337 с.
5. Калюжний О.Я. Моделювання систем передачі сигналів в обчислювальному середовищі MATLAB-Simulink. – К., “Політехніка”, 2004. – 135 с.
6. Хвостівська Л.В., Осухівська Г.М., Хвостівський М.О., Шадріна Г.М., Дедів І.Ю. Розвиток методів та алгоритмів обчислення періоду стохастичних біомедичних сигналів для медичних комп'ютерно-діагностичних систем. Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування, (79). 2019. С. 78-84.
7. Дедів І. Комп'ютерне опрацювання дихального шуму синфазним методом для підвищення інформативності аускультативних систем Вісник Національного університету «Львівська політехніка»: Комп'ютерні науки та інформаційні технології. Львів : НУЛП, 2011. №744. С. 77-81.

ДОДАТКИ

УДК 057.087

М.П. Мотелюк, С.Т. Боїло, І.Ю. Дедів, к.т.н., доцент, В.Г. Дозорський, к.т.н., доцент

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна

МЕТОДИ ОБРОБКИ МОВНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ БЕЗПЕКОВИХ СИСТЕМ

M.P. Motelyuk, S.T. Boilo, I.Yu. Dediv, Ph.D., Assoc. Prof., V.G. Dozorskyi, Ph.D., Assoc. Prof.

METHODS OF PROCESSING SPEECH SIGNALS FOR SECURITY SYSTEMS

Голос і мова людини несуть індивідуальну інформацію через унікальність фізіологічної будови її артикуляторного апарату та специфіки мови. Цей тип сигналів стає сьогодні особливо поширеним при розробці безпекових біометричних систем, що реалізують процедури верифікації та ідентифікації диктора для різних сервісів. Особливість голосової біометрики полягає в тому, що вона допускає віддалену і приховану автентифікацію за допомогою простих і доступних сенсорів, що іноді неможливо або дорого для отримання іншої біометричної інформації. Зручність для користувача, простота, здатність легко інтегруватися з іншими методами - також важливі фактори, що визначають перспективність мовних технологій у біометричних системах як окремо, так і комплексно з іншими методами верифікації/ідентифікації особистості.

Додатки систем верифікації та ідентифікації можуть бути найрізноманітнішими — від систем локальної або віддаленої (телефоном) авторизації особистості, пов'язаної з наданням прав (використовуються при наданні допуску до охоронних об'єктів, або, наприклад, до інформації та фінансових операцій) до юридичних аспектів автентифікації особи у судовій практиці. Надійність верифікації чи ідентифікації, а також вартість реалізації – важливі питання, вирішення яких залежить від конкретної програми та наявних альтернатив. Також, системи автоматичної верифікації диктора за мовним сигналом забезпечують надійність, яка є порівнянна з надійністю прийняття рішення людиною, добре знайомою із голосом диктора, а в деяких ситуаціях перевищують по точності рішення людини (особливо при верифікації телефоном).

В загальному випадку мовленнєва фраза, що є об'єктом аналізу та прийняття рішення при розпізнаванні диктора, може мати фіксований характер (пароль), бути обраною системою за випадковим законом із заданого набору або бути довільною. Також, враховуючи природу та характер утворення мовний сигнал описується складним стохастичним процесом із відповідною морфологією та спектральним складом.

В дослідженнях проводиться розроблення методу виділення обвідної складової мовних сигналів та алгоритмів сегментації його на окремі звуки для часткового випадку розпізнавання мови в області розробки безпечових біометричних систем.

Література

1. Біометрія / М.П. Горошко, С.І. Миклуш, П.Г. Хомюк. – Львів : Вид-во "Камула", 2004. – 236 с.
2. Біометричні технології в ХХІ столітті та їх використання правоохоронними органами: посібник / В. П. Захаров, В. І. Рудешко; Львів. держ. ун-т внутр. справ. – 2-ге вид., допов. – Львів: ЛьвДУВС, 2015. – 491 с.
3. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов /Пер. с англ.; Под ред. М.В. Назарова, Ю.Н. Прохорова. К.: Радио и связь, 1981
4. Левин К.Е., Никитин О.Р. Моделирование устройств обработки речевых сигналов. Сборник научных трудов «Методы и устройства».