

(повне найменування факультету)

(повне найменування кафедри)

(СТУПІНЬ ВИЩОЇ ОСВІТИ)

(код і найменування спеціальності)

«Якість, стандартизація та сертифікація»

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
(повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
Кафедра інформаційної безпеки та наноелектроніки
Ступінь вищої освіти магістр
Спеціальність 152 «Метрологія та інформаційно-вимірвальна техніка»
(код і найменування)
Освітня програма (спеціалізація) «Якість, стандартизація та сертифікація»
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри

Андрій КОРОТУН

« » ЖОВТНЯ 2023 року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТУ
АЛЕКСЄЄВУ Никиті Вячеславовичу
(ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Дослідження процесів детектування у вимірвальних каналах

Research of detection processes in measuring channels

керівник проєкту (роботи) НАГОРНА Ніна Миколаївна

(науковий ступінь, вчене звання ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові.)

затверджені наказом закладу вищої освіти від «28» листопада 2023 року №472

2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 18 грудня 2023 року

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) Частотний детектор з поодиноким коливальним контуром: несуча частота 2,5 кГц, частота первинного сигналу 100 Гц, діод типу 1N4148, операційний підсилювач ідеальний. Частотно-амплітудний детектор: несуча частота 1 кГц, частота первинного сигналу 100 Гц, діод типу 1N6482, трансформатор типу TS-PQ4-10, напруга живлення 12 В.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

Теоретичні відомості.

Цифрові детектори в приймачах з багаторівневим квантуванням сигналів.

Дослідження процесів у передавальному і приймальному пристроях вимірвальних радіоканалів.

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

Презентація роботи (15 слайдів)

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	ПРИЗВИЩЕ, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	Прийняв виконане завдання
1-3	НАГОРНА Н. М., старш.викл. каф. ІБтаН	16.10.23	17.012.23
Нормо-контроль	КОРОЛЬКОВ Р.Ю., доц. каф. ІБтаН	16.10.23	15.12.23

7. Дата видачі завдання « 16 » жовтня 2023 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Огляд літературних джерел та ознайомлення зі статтями за заданою тематикою.	16.10.23 – 31.10.23	Виконано
2	Написання теоретичної частини.	01.11.23 – 11.11.23	Виконано
3	Розробка моделей цифрових детекторів в системі MATLAB	12.11.23 – 19.11.23	Виконано
4	Схемотехнічний аналіз детекторів.	20.11.23 – 28.11.23	Виконано
5	Оформлення пояснювальної записки і презентації.	29.11.23 – 12.11.23	Виконано

Студент

(підпис)

Нікіта АЛЕКСЄЄВ

(Ім'я ПРИЗВИЩЕ)

Керівник проєкту (роботи)

(підпис)

Ніна НАГОРНА

(Ім'я ПРИЗВИЩЕ)

АНОТАЦІЯ

ПЗ містить: 92 с., 36 рис., 1 табл., 17 джерел, 8 дод.

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА, ПОВІДОМЛЕННЯ, МОДУЛЯЦІЯ, ДЕМОДУЛЯЦІЯ, ДЕТЕКТОР, ВИМІРЮВАЛЬНИЙ КАНАЛ, СХЕМОТЕХНІЧНИЙ АНАЛІЗ, РАДІОКАНАЛ.

Об'єкт дослідження: процеси частотного детектування, аналіз схем детекторів різного типу, розробка моделей детекторів.

Метою представленої роботи є дослідження процесів детектування у приймальних пристроях інформаційно-вимірювальних систем.

Методи дослідження – аналітичні, програмні, імітаційні. Дизайнерські. Вказані методи дослідження дозволили досягти мети досліджень.

У першому розділі надаються теоретичні відомості. У ньому обговорюються загальні принципи та основні методи формування, перетворення і передавання інформаційних повідомлень по вимірювальним каналам. Вказується, що принципи реалізації оптимального приймання повідомлень становляться домінантними.

Другий розділ включає теоретичні дослідження стосовно цифрових детекторів в приймачах з багаторівневим квантуванням сигналів. Розглядаються способи побудови цифрових детекторів перерахованих сигналів та досліджуються способи спотворення сигналів у цих детекторах, а також виконується порівняльний аналіз детекторів за такими параметрами, як спотворення та обчислювальні витрати. Детально розглядаються цифрові амплітудні детектори та детектори з кутовою модуляцією.

У третьому розділі досліджувалися характеристики сигналів при різних видах модуляції. Розроблені моделі фазового детектора, автокореляційного частотного

детектора на базі фазового демодулятора та проведений їх аналіз в системі MATLAB. Також проведений схемотехнічний аналіз частотного детектора з поодиноким коливальним контуром та амплітудно-частотного детектора у програмі MULTISIM.

Представлена робота дозволяє краще орієнтуватися у процесах, що відбуваються у каналах вимірювальних систем.

ЗМІСТ

	С.
Вступ	8
1 Теоретичні відомості	9
1.1 Принцип здійснення радіозв'язку	9
1.2 Принципи модуляції	10
1.2.1 Визначення модуляції	10
1.2.2 Амплітудна модуляція аналогових повідомлень	10
1.2.3 Частотна і фазова модуляції аналогових повідомлень	14
1.3 Принципи демодуляції	16
1.3.1 Приймач прямого підсилення та супергетеродинний приймач	16
1.3.2 Детектування сигналів на діодному детекторі	20
1.3.3 Особливості схем приймачів частотно-модульованих сигналів	21
2 Цифрові детектори в приймачах з багаторівневим квантуванням сигналів	23
2.1 Класифікація цифрових детекторів та постановка задачі	23
2.2 Цифрові амплітудні детектори	24
2.3 Цифрові детектори з кутовою модуляцією	34
3 Дослідження процесів у передавальному і приймальному пристроях вимірювальних радіоканалів	50
3.1 Дослідження характеристик сигналів при різних видах модуляції	50
3.2 Розробка моделей цифрових детекторів в системі MATLAB	55
3.2.1 Розробка і моделювання модуляторів ЧМ-сигналів	55
3.2.2 Розробка фазового детектора	56
3.2.3 Модель автокореляційного частотного детектора на базі фазового демодулятора	60
3.3 Схемотехнічний аналіз детекторів	62
3.3.1 Частотний детектор з поодиноким коливальним контуром	62
3.3.2 Частотно-амплітудний детектор	65

Висновки	70
Перелік джерел посилань	72
Додаток А Лістинг програми "Дослідження форм амплітудно-модульованих та демодульованих сигналів"	74
Додаток Б Результати роботи програми "Дослідження форм амплітудно-модульованих та демодульованих сигналів"	75
Додаток В Лістинг програми "Дослідження форм частотно-модульованих та демодульованих сигналів" та результати аналізу	76
Додаток Г Лістинг програми "Дослідження форм фазомодульованих та демодульованих сигналів"	77
Додаток Д Результати аналізу за програмою "Дослідження форм фазомодульованих та демодульованих сигналів"	78
Додаток Е Лістинг програми "Дослідження форм КАМ-модульованих та КАМ-демодульованих сигналів"	79
Додаток Ж Результати аналізу за програмою "Дослідження форм КАМ-модульованих та КАМ-демодульованих сигналів"	80
Додаток К Результати аналізу за програмою "Модуляція та демодуляція мовного сигналу"	81

ВСТУП

Безпроводний зв'язок дуже часто використовується у інформаційно-вимірювальних системах [1]. Дослідження процесів детектування у вимірювальних каналах з безпроводним зв'язком є важливим для розуміння та вдосконалення процесів передавання та приймання сигналів. Принципи здійснення радіозв'язку, модуляції та демодуляції, а також використання цифрових детекторів у приймачах із багаторівневим квантуванням сигналів дозволяють більш детально вивчати та удосконалювати ефективність роботи вимірювальних систем. Усвідомлення цих принципів також необхідне для оптимізації передачі сигналів у бездротових системах.

Принципи модуляції та демодуляції показують, як інформація кодується та декодується для її передавання через вимірювальні канали по лініях зв'язку. Розуміння цих процесів є важливим для підвищення пропускної здатності та якості зв'язку.

Цифрові детектори в приймачах із багаторівневим квантуванням сигналів дозволяють підвищувати точність та стабільність процесів детектування. Дослідження їхньої роботи в умовах вимірювальних систем риздвають для поліпшення якості приймання сигналів при дії завад.

Аналіз перехідних процесів у передавальних та приймальних пристроїв вимірювальних радіоканалів, враховуючи особливості їхньої роботи та взаємодії, дозволяє розкрити можливості оптимізації сигнальних процесів та підвищення точності передачі інформації. Дослідження у такому напрямку, сприяє розширенню знань про сучасні технології радіозв'язку та вирішенню завдань, пов'язаних з підвищенням ефективності та надійності вимірювальних систем.

При цьому відкриваються нові можливості для оптимізації сигнальних процесів, що має значення для подальших досліджень в області розвитку бездротових комунікацій.

1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

1.1 Принцип здійснення радіозв'язку

Для передавання радіосигналів використовуються (рис. 1.1):

- генератор високочастотних коливань, що створює струм високої частоти;
- модулятор – пристрій, що керує одним чи декількома параметрами високочастотного коливання;
- передавальна антена – пристрій, що забезпечує випромінювання електромагнітної енергії в навколишнє середовище (найпростіша антена представляє собою відрізок дроту).

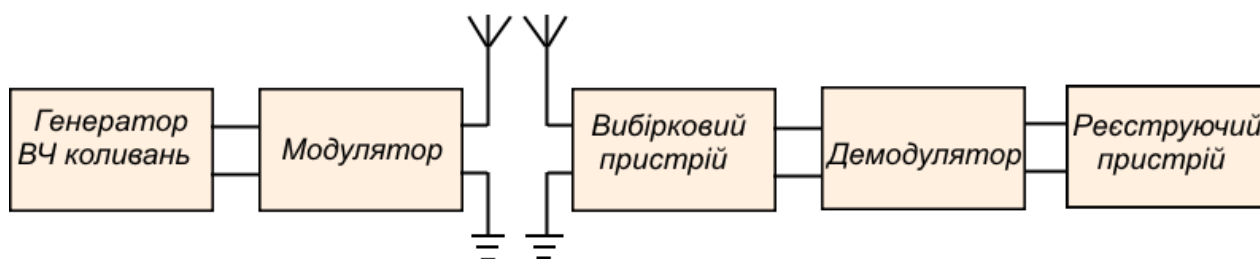


Рисунок 1.1 – Структурна схема радіоканалу

Для приймання радіосигналів використовуються:

- приймальна антена – пристрій, в якому виникає струм високої частоти під впливом електромагнітних хвиль;
- вибірковий пристрій, який з множини сигналів, що надходять на приймальну антену, виділяє сигнал, на який вибірковий пристрій налаштований;
- демодулятор (детектор) – пристрій, що перетворює високочастотний модульований сигнал в сигнал інформації;
- реєстратор – пристрій, що відтворює інформацію, що передавалася (телефон, гучномовець, апарат для запису звуку, телеграфний апарат).

Для створення високоенергетичного електромагнітного поля високочастотний

генератор повинен розвивати велику потужність. Для цього генератор (його також називають задаючим генератором, автогенератором) повинен бути слабо навантажений та віддавати в навантаження незначну потужність. Інакше стабільність частоти буде відсутня.

Тому між генератором та передавальною антеною встановлюють кілька підсилювальних каскадів. Останній каскад називається підсилювачем потужності. Він, як правило, побудований за двокаскадною схемою. При цьому зменшується потужність вищих гармонік, які надходять в антенну.

Модулятор здійснює модуляцію найчастіше у вихідному каскаді передавача. У цьому випадку процес модуляції слабо впливає на задаючий генератор, і частота коливань буде стабілізована.

1.2 Принципи модуляції

1.2.1 Визначення модуляції

Модуляція – це процес впливу сигналу інформації на один або декілька параметрів високочастотного коливання. Параметрами високочастотного коливання є: амплітуда, частота, фаза. У зв'язку з цим існує амплітудна, частотна, фазова модуляції [2].

Якщо сигнал інформації є звуковим (низькочастотним), то модуляцію називають телефонною.

1.2.2 Амплітудна модуляція аналогових повідомлень

Амплітудна модуляція (АМ) є широко поширеним видом модуляції (на хвилях 10 метрів і більше). При АМ у високочастотному коливанні змінюється амплітуда за

законом:

$$I_{AM} = I_0(1 + m \cdot \sin(\Omega t)), \quad (1.1)$$

де I_0 – амплітуда ВЧ – коливань при відсутності модуляції;

Ω – кругова частота модулюючого сигналу;

m = коефіцієнт модуляції – відношення максимального прирощення амплітуди ΔI_{max} до амплітуди немодульованого коливання I_0 .

Тобто

$$m = \Delta I_{max} / I_0. \quad (1.2)$$

Як випливає з формули (1.1), максимальна амплітуда коливань дорівнює $I_{max} = I_0(1 + m)$, а мінімальна дорівнює $I_{min} = I_0(1 - m)$, тоді:

$$m = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}}. \quad (1.3)$$

При модуляції струм не повинен перериватися, тому що можуть з'явитися нелінійні спотворення. У крайньому випадку $I_{min} = 0$, коли $m = 1$ (стопроцентна модуляція).

З формули (1.1) видно, що при 100 % - ній модуляції максимальна амплітуда модульованого коливання вдвічі більша амплітуди несучого високочастотного коливання.

При амплитудной модуляции мгновенное значение тока:

$$I_{AM} = I_0(1 + m \cdot \sin \Omega t) \cdot \sin \omega_0 t,$$

або

$$I_{AM} = I_0 \cdot \sin \omega_0 t + m \cdot I_0 \cdot \sin \Omega t \cdot \sin \omega_0 t.$$

При використанні тригонометричної формули

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = 0,5[\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)],$$

запишемо

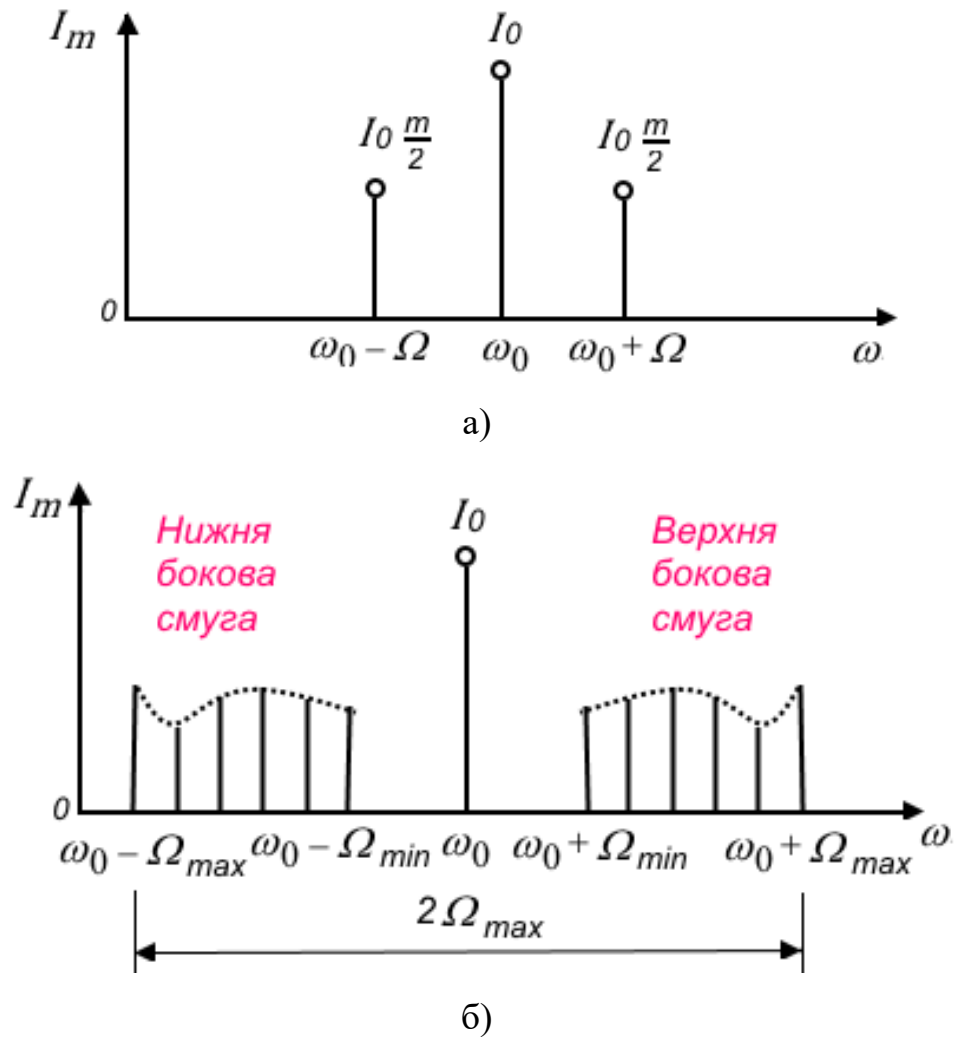
$$I_{AM} = I_0 \cdot \sin \omega_0 t + 0,5m \cdot I_0 \{\cos[(\omega_0 - \Omega) t] + \cos[(\omega_0 + \Omega) t]\}. \quad (1.4)$$

З формули (1.4) випливає, що амплітудно-модульований ВЧ-сигнал містить три гармонічних сигнали: сигнал несучої частоти ω_0 з амплітудою I_0 , сигнал сумарної частоти з $\omega_0 + \Omega$ з амплітудою $0,5m \cdot I_0$, сигнал різницевої частоти $\omega_0 - \Omega$ з амплітудою $0,5m \cdot I_0$.

Складний звуковий сигнал складається з численних гармонічних сигналів різних звукових частот. При модуляції кожна з цих складових модулюючого струму створює свої власні складові бічних частот. У такому випадку в склад модульованого коливання входить струм несучої частоти і множина струмів бічних частот. Ця множина струмів формує нижню і верхню бічні смуги частот. На рис. 1.2 представлені частотні спектри амплітудно-модульованого коливання при модуляції одним тоном і складним звуком.

Амплітудна модуляція широко використовується у системах:

- звукового радіомовлення і радіозв'язку на довгих і середніх хвилях (АМ-діапазон);
- телевізійного мовлення (для передачі телевізійних сигналів).



а) модуляція одним тоном; б) модуляція складним звуком

Рисунок 1.2 – Частотні спектри амплітудно-модульованого коливання

Недоліки амплітудної модуляції:

- низька стійкість до завад (при наявності завад спотворюється форма АМ-сигналу);
- потужність передавача використовується неефективно (середня потужність модульованого сигналу (при $m = 1$) в 1,5 рази більша за потужність немодульованого сигналу, а в процесі модуляції зазначена потужність досягає пікового значення, в 4 рази більше за потужність немодульованого коливання).

1.2.3 Частотна і фазова модуляції аналогових повідомлень

Частотна і фазова модуляції називаються кутовими модуляціями, тому що при частотній модуляції змінюється частота несучого коливання, а при фазовій – його початкова фаза [3].

Частотна модуляція (ЧМ) змінює частоту несучого коливання під дією модулюючого коливання. Амплітуда модульованого коливання така ж, як і амплітуда несучого коливання. При цьому частота модульованого коливання змінюється на Δf відносно частоти несучого коливання f_0 в обидві сторони.

Оскільки амплітуда модульованого коливання незмінна, то транзистори вихідного каскаду модулятора можна навантажувати на максимальну потужність. Тому енергетично ЧМ значно економічніша порівняно з АМ.

Також ЧМ має більшу завадостійкість. Завади спотворюють форму ЧМ-модульованого сигналу. Для боротьби з завадами у каналі приймання цього сигналу обмежують його амплітуду, тобто завади «зрізаються».

Максимальне відхилення несучої частоти від початкового значення (девіація частоти) залежить від амплітуди модулюючого сигналу, а швидкість змінення несучої частоти залежить від частоти модулюючого сигналу.

Значення девіації частоти у схемах передавачів з частотною модуляцією обмежується деяким розрахунковим значенням. Перевищення значення розрахункової девіації (перемодуляція передавача) призводить до появи нелінійних спотворень у сигналі, що передається по лінії зв'язку.

Найважливішим параметром ЧМ є індекс частотної модуляції – відношення девіації частоти передавачів Δf до частоти модулюючого сигналу F :

$$m_f = \frac{\Delta f}{F}. \quad (1.5)$$

Спектр частотно-модульованого сигналу при ЧМ-модуляції тональним модулюючим сигналом з частотою Ω має нескінченне число спектральних складових, розташованих симетрично відносно спектральної складової з частотою ω_0 через інтервали, рівні Ω . Частоти цих спектральних складових дорівнюють $\omega_0 \pm n\Omega$, де $n=1, 2, 3, \dots$. Їх амплітуди дорівнюють $U_0 \cdot J_n(m_f)$, де U_0 – амплітуда несучого коливання $u(t)$, $J_n(m_f)$ – значення бесселевої функції першого роду n -го порядку.

При деяких m_f амплітуда спектральної складової з частотою $\omega_0 = 2\pi f_0$ може бути нульовою.

Теоретично спектр ЧМ-сигналу нескінченний, але більша частина енергії сигналу зосереджені у частотній смузі:

$$\Delta f_{\text{сп}} = 2(1 + m_f + \sqrt{m_f}).$$

Смуги пропускання каналів зв'язку слід розраховувати з урахуванням цієї величини. Величина $\Delta f_{\text{сп}}$ називається шириною спектра модульованого високочастотного сигналу.

Для порівняння результатів різних видів модуляції введений параметр, який називається базою сигналу. База сигналу – це доданок ширини спектра сигналу $\Delta f_{\text{сп}}$ на тривалість елемента сигналу T :

$$B = \Delta f_{\text{сп}} T.$$

При передаванні аналогових повідомлень верхня частота їх спектра зв'язана з параметром T , що трактується як час інтервалу відліку, співвідношенням $T = 1 / (2F)$.
Тоді

$$B = \Delta f_{\text{сп}} / (2F).$$

Вузькосмуговою називається частотна модуляція при індексі частотної модуляції $m_f < 1$, широкосмуговою – з індексом $m_f > 2 \dots 3$. Усі переваги частотної модуляції повністю реалізуються при $m_f > 1$.

У діапазонах метрових, дециметрових, сантиметрових хвиль є можливість розміщувати достатньо велику кількість широкосмугових передатчиків, тому що вказані діапазони займають дуже широкий частотний спектр. При цьому взаємні завади між передатчиками не будуть суттєвими.

Нехай модулюючий сигнал, який має кругову частоту Ω , описується виразом

$$u_m(t) = U_m \cos(\Omega t),$$

Якщо Ω - постійна величина, то частотна і фазова модуляції не відрізняються. Якщо частота Ω починає змінюватися, то при ЧМ девіація частоти $\Delta\omega_d = \text{const}$, а девіація фази $\Delta\varphi_d = \Delta\omega_d / \Omega$. У той час, як при ФМ девіація фази $\Delta\varphi_d = \text{const}$, а девіація частоти - $\Delta\omega_d = \Delta\varphi_d / \Omega$.

При ЧМ та ФМ змінюються як миттєва частота, так і фаза модульованого високочастотного сигналу, але їх девіації по-різному залежать від частоти модулюючого сигналу.

1.3 Принципи демодуляції

1.3.1 Приймач прямого підсилення та супергетеродинний приймач

Узагальнена структура радіоканалу була приведена на рис. 1.1. До складу структури входить блок вибіркового пристрою. Вибірковий пристрій повинен не тільки відбирати сигнал кореспондента зі всієї сукупності сигналів, що надходять на антену, а й підсилювати сигнал до рівня, що сприймається демодулятором, який, у свою чергу, перетворює його у сигнал інформації. Але на виході демодулятора

(зазвичай його називають детектором) формується сигнал, потужність якого недостатня для дії на реєструючий пристрій. Тому після детектора сигнал інформації підсилюється. На рис. 1.3 показана структура приймача прямого підсилення з блоками підсилювачів.

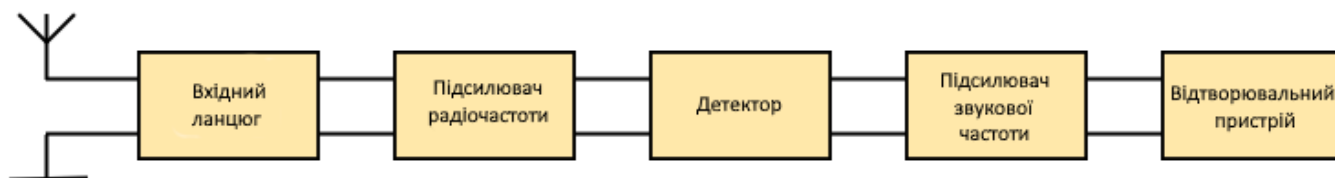


Рисунок 1.3 – Структурна схема приймача прямого підсилення

У структурну схему приймача прямого підсилення входять блоки:

- вхідний ланцюг необхідний для резонансного відбору сигналу кореспондента та попереднього подавлення завад, він складається з одного або декількох резонансних контурів;
- підсилювач радіочастоти (ПРЧ) – це резонансний підсилювач, який резонансно підсилює прийнятий сигнал, а завади він не підсилює, тому що вони знаходяться у іншому частотному діапазоні, тобто він подавляє завади;
- детектор – перетворювач частоти, який перетворює сигнал кореспондента у сигнал інформації;
- підсилювач звукової частоти – це нерезонансний підсилювач, що забезпечує підсилення сигналу до рівня, необхідного для роботи реєструвального (відтворювального) пристрою, який перетворює сигнал інформації у інформацію (звук, зображення тощо);
- відтворювальний пристрій.

Сигнал кореспондента займає визначену смугу частот. В цій смузі повинно забезпечуватися рівномірне підсилення. Резонансні підсилювачі мають вузьку смугу пропускання та високу добротність. При розширенні смуги пропускання

добротність зменшується і дуже різко погіршується відстроювання приймача від завад.

Смугові підсилювачі мають необхідні виборчі властивості, але їх вигідно використовувати без настроювань. А приймач повинен приймати багато сигналів на різних частотах. Крім того, якщо сигнал слабкий, то приймач повинен мати великий коефіцієнт підсилення напруги (струму), але при такому коефіцієнті приймач може самозбуджуватись.

У приймачах супергетеродинного типу вказані недоліки не проявляються. Структурна схема приймача супергетеродинного типу показана на рис. 1.4.

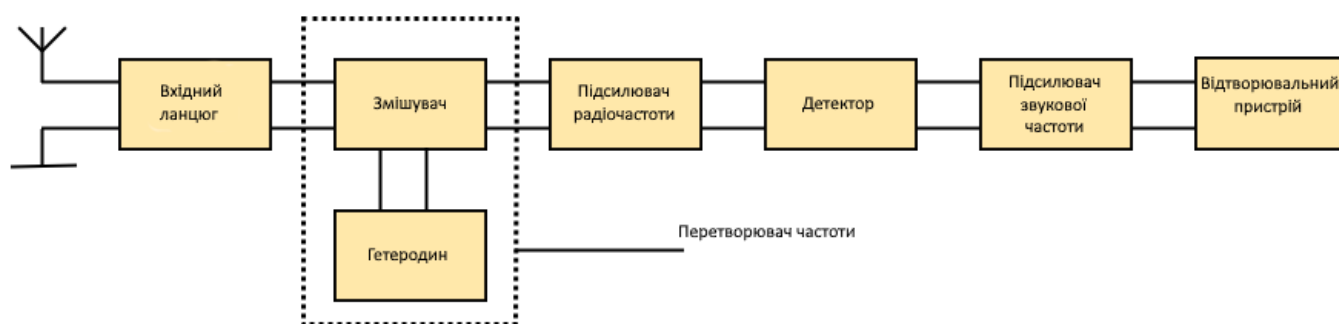


Рисунок 1.4 – Структурна схема приймача супергетеродинного типу

Відповідно структурній схемі приймача супергетеродинного типу сигнал кореспондента попередньо підсилюється у вхідному ланцюгу. Отім цей сигнал подається на перетворювач частоти, який містить блок змішувача і блок гетеродина – місцевого матопотужного генератора високочастотних сигналів. У перетворювачі частоти виділяється різницева частота $f_c - f_T$, яка називається проміжною. Проміжна частота є незмінною, тому що частота гетеродина змінюється при зміні несучої частоти сигналу (настроювання вхідного ланцюга і гетеродина є спільним).

Для підсилення сигналу проміжної частоти до рівня, необхідного для правильної роботи детектора, використовується підсилювач проміжної частоти (радіочастоти). Оскільки проміжна частота незмінна, то у якості підсилювачів проміжної частоти можна використовувати смугові підсилювачі. Причому вказані

підсилювачі можуть бути багатокаскадними, оскільки проміжна частота може бути у декілька разів менше частоти сигналу корреспондента.

Також відомо, що самозбудження у багатокаскадному підсилювачі виникає при сильному позитивному зворотному зв'язку через міжелектродні ємності транзисторів. Чим менше частота сигналу проміжної частоти, тим поганіші умови для самозбудження підсилювача.

Але супергетеродинний приймач має одну негативну властивість. А саме: ще одна частота виникає при настроюванні на сигнал корреспондента. Вона теж перетворюється у проміжну частоту.

Розглянемо дану ситуацію на прикладі. Нехай частота сигналу корреспондента $f_c = 7$ МГц, гетеродин настроєний на частоту $f_r = 6$ МГц. Тоді проміжна частота буде дорівнювати $f_c - f_r = 1$ МГц. Але якщо у антену одночасно надходить сигнал $f_c = 5$ МГц, то він також у перетворювачі частоти створить сигнал проміжної частоти $f_r - f_c = 1$ МГц. Цей сторонній сигнал також відрізняється від частоти гетеродина на проміжну частоту, але у зворотньому напрямку порівняно з корисним сигналом. Тому він носить назву дзеркальної завади. Ця завада не повинна підсилюватись. Її треба подавити.

Вхідний ланцюг повинен подавляти дзеркальну заваду. Як правило, таке подавлення не є ефективним. Тому у схемах багатьох супергетеродинних приймачів після вхідного ланцюга ставлять один чи два резонансних каскадів підсилення радіочастоти з тупою резонансною кривою. Але ці каскади не подавляють завади зі сторони сусідніх каналів. Вони подавляють віддалену від корисного сигналу дзеркальну заваду. Таку заваду неможливо подавити у тракті підсилювача проміжної частоти. У той же час дзеркальні завади по сусідньому каналу успішно подавляються багатоканальними підсилювачами проміжної частоти.

У більшості приймачів проміжна частота дорівнює 465 кГц. Така частота вважається достатньо високою, щоб дзеркальна завада далеко відстояла від корисного сигналу, і при цьому ефективно подавлялася вхідним ланцюгом і підсилювачем проміжної частоти. У той час, як самозбудження підсилювача проміжної частоти не виникало.

1.3.2 Детектування сигналів на діодному детекторі

Детектуванням (демодуляцією) називається процес перетворення сигналу проміжної частоти у сигнал інформації [4].

Для детектування часто використовуються діодні детектори, які вносять мінімальні нелінійні спотворення у сигнал інформації. Схема детектора на одному напівпровідниковому діоді показана на рис. 1.5.

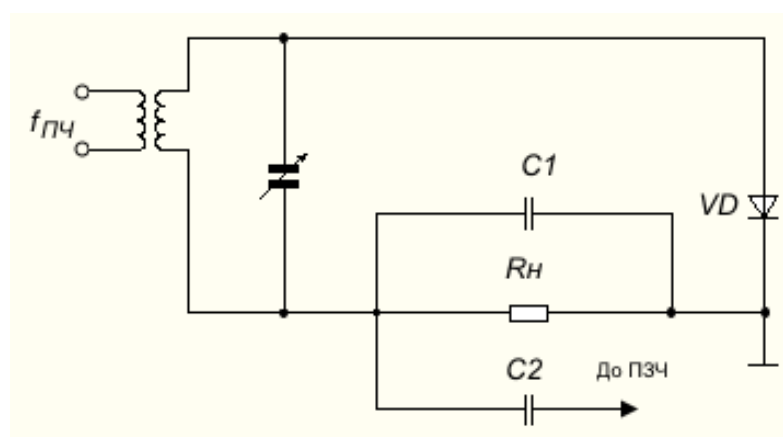


Рисунок 1.5 – Схема детектора на напівпровідниковому діоді

Детектор приймає модульований сигнал проміжної частоти, що має несучу та верхню та нижню бокові смуги. Якщо сигнал кореспондента промодульований чистим тоном з частотою F , то на вході детектора будуть напруги з частотами $f_{ПЧ}$, $f_{ПЧ} + F$, $f_{ПЧ} - F$. Діод має односторонню провідність, тому через нього протікає імпульсний струм складної форми.

Різницеві сигнали між верхньою боковою смугою і несучою $(f_{ПЧ} + F) - f_{ПЧ} = F$, а також між несучою і нижньою боковою смугою $f_{ПЧ} - (f_{ПЧ} - F) = F$ є сигналом звукової частоти. Блокувальний конденсатор $C1$ блокує високочастотні складові струму. На резисторі R_n виділяється постійна складова напруги звукової частоти, а змінна складова через розділовий конденсатор $C2$ надходить на підсилювач звукової частоти.

1.3.3 Особливості схем приймачів частотно-модульованих сигналів

У приймачах частотно-модульованих сигналів між підсилювачем проміжної частоти і детектором ставиться амплітудний обмежувач. Він призначений для зрізання завад, які накладаються на частотно-модульовані сигнали. Такий прийом суттєво підвищує завадостійкість. Далі сигнали інформації з обмеженням завад виділяються на частотному детекторі.

Найбільше розповсюдження мають частотні детектори, які називаються дискримінаторами.

У багатьох приймачах напруга, що передається у підсилювач звукової частоти, також використовується для роботи системи автоматичного підстроювання частоти (АПЧ). Система АПЧ призначена для автоматичного підстроювання гетеродина приймача по сигналу кореспондента. Мета підстроювання – максимально приблизити проміжну частоту приймача до номінальної, інакше проміжна частота не буде відповідати смузі пропускання у тракті підсилення проміжної частоти, і якість зв'язку буде поганою. Наприклад, якщо відносна нестабільність частоти гетеродина становить $10^{-3} \dots 10^{-4}$ (звичайне значення для радіоприймачів), що обумовлюється змінами температури, напруги живлення, то в діапазоні середніх хвиль така нестабільність є допустимою, тому що забезпечує точність підтримання номінальної частоти гетеродина $\pm 1 \%$. Але для діапазону коротких хвиль вказане значення нестабільності недопустиме. Наприклад, для сигналу з частотою 10 МГц точність підтримання номінальної частоти гетеродина вже становить $\pm 10 \%$. Це означає повну втрату приймачем сигналу кореспондента.

Структурна схема автоматичного підстроювання частоти гетеродина у вигляді блоку «Схема АПЧГ» показана на рис. 1.6. До неї входить дискримінатор та пристрій керування.

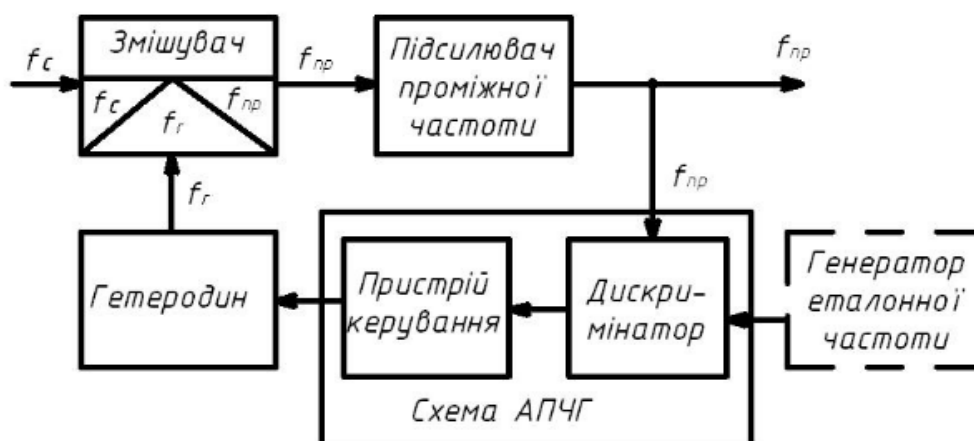


Рисунок 1.6 – Структурна схема автоматичного підстроювання частоти гетеродина у вигляді блоку «Схема АПЧГ»

На дискримінацію надходить напруга від підсилювача проміжної частоти. Якщо частота цієї напруги не співпадає з номінальною частотою гетеродина, то на виході дискримінації сформується напруга, яка через пристрій керування подає сигнал до змінення частоти гетеродина. Результатом буде наближення частоти сигналу у підсилювачі проміжної частоти до номінального значення.

2 ЦИФРОВІ ДЕТЕКТОРИ В ПРИЙМАЧАХ З БАГАТОРІВНЕВИМ КВАНТУВАННЯМ СИГНАЛІВ

2.1 Класифікація цифрових детекторів та постановка задачі

Усі сигнали зв'язку розподіляться на дві групи: сигнали-переносники неперервних повідомлень і сигнали-переносники дискретних повідомлень.

Цифрові детектори сигналів, модульовані неперервними повідомленнями, мають класифікацію:

- амплітудно-модульовані сигнали (АМ-сигнали);
- сигнали з балансною амплітудною модуляцією (БАМ-сигнали);
- сигнали однієї бокової смуги (ОБС-сигнали);
- сигнали з квадратурною амплітудною модуляцією (КАМ-сигнали);
- фазомодульовані сигнали (ФМ-сигнали);
- частотно-модульовані сигнали (ЧМ-сигнали).

У багатьох наукових джерелах розглянуті схеми, характеристики, параметри аналогових і цифрових детекторів наведених сигналів. Треба тільки зробити порівняльну оцінку за обчислювальним затратам та якісними показниками різних схем цифрових детекторів.

Нижче розглядаються способи побудови цифрових детекторів перерахованих сигналів та досліджуються способи спотворення сигналів у цих детекторах, а також виконується порівняльний аналіз детекторів за такими параметрами, як спотворення та обчислювальні затрати [5].

Це дозволяє створити підходи до оптимального синтезу цифрових детекторів неперервних повідомлень. За критерій оптимальності цифрових детекторів приймається мінімум обчислювальних затрат при заданих показниках з точності та завадостійкості відтворюваних повідомлень.

2.2 Цифрові амплітудні детектори

Детектори АМ-сигналів (АД – амплітудні детектори) призначені для отримання напруги, яка пропорційна амплітуді вхідного сигналу. Одним із способів побудови цифрових АД є використання прототипів аналогових АД.

Цифрові АД розподіляються на синхронні АД та несинхронні АД. Несинхронні АД розподіляються на лінійні та нелінійні (квадратичні). Синхронні АД є лінійними детекторами.

На рис. 2.1 наведені структурні схеми несинхронних цифрових АД:

- квадратичного (а, в);
- з блоком взяття модулів із відліків сигналу (б, г);
- з цифровим фільтром низьких частот (ФНЧ) (д, е);
- квадратурного з косинусно-синусним генератором (КСГ) (ж);
- квадратурного з перетворювачем Гільберта (ПГ) (з).

Якщо в схемі квадратичного АД (рис. 2.1, а) переставити місцями два блоки: квадратор і АЦП, то буде сформована схема, що показана на рис. 2.1, в. Відносно вихідного сигналу схеми на рис. 2.1, а та 2.1, в еквівалентні, тому що на вхід цифрового ФНЧ (ЦФНЧ) в обох схемах надходять квадрати відліків із вхідного сигналу $x^2(n)$.

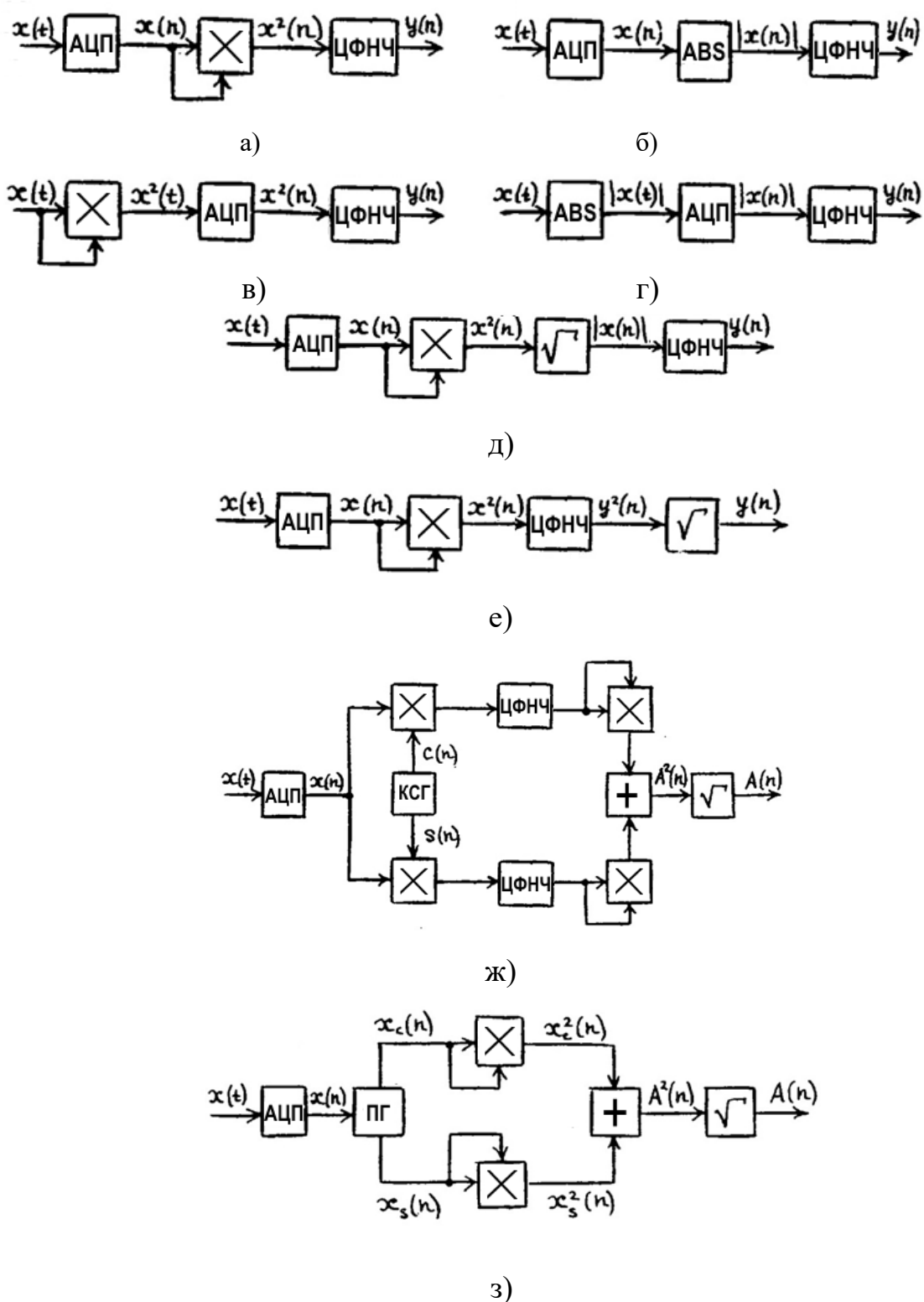
Нехай АМ-сигнал $x(t)$ квадратичного АД модульований гармонічним коливанням частотою Ω з глибиною модуляції m . У цьому випадку

$$x(t) = A(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (2.1)$$

де A , ω_0 – амплітуда і частота несучої АМ-сигналу.

На виході квадратора:

$$x^2(t) = \frac{A^2}{m} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \Omega t \right) (1 + \cos 2\omega_0 t). \quad (2.2)$$



а, в – квадратичний; б, г – з блоком взяття модулів із відліків сигналу;
 д, е – з цифровим фільтром низьких частот; ж – квадратурний з косинусно-
 синусним генератором; з – квадратурний з перетворювачем Гільберта

Рисунок 2.1 – Структурні схеми несинхронних АД

Із виразу (2.2) видно, що спектр сигналу $x^2(t)$ вдвічі ширше спектра сигналу $x(t)$, тому частоту дискретизації для квадратичного АД треба вибирати з умови:

$$F_d \geq 2 \cdot 2\Pi = 8F_B \quad (2.3)$$

де $\Pi = 2F_B$ – ширина спектра АМ-сигналу;

F_B – верхня частота модуляції АМ-сигналу.

При взятті відліків із сигналу $x^2(t)$ та проходженні відліків $x^2(n)$ через цифровий ФНЧ, на виході детектора формується у приведеному спектрі сигнал відповідно виразу (2.2):

$$y(t) = K_0 \frac{A^2}{2} \left[1 + \frac{m^2}{2} + 2m(1 - \varepsilon_1) \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} (1 - \varepsilon_2) \cos 2\Omega t \right], \quad (2.4)$$

де K_0 – коефіцієнт передачі ЦФНЧ на нульовій частоті;

$\varepsilon_1, \varepsilon_2$ – відхилення АЧХ ЦФНЧ від K_0 на частотах Ω і 2Ω , відповідно.

Із (2.4) маємо вираз для коефіцієнта нелінійних спотворень за другою гармонікою:

$$K_{\Gamma 2} = \frac{m}{4} \frac{(1 - \varepsilon_2)}{(1 - \varepsilon_1)}. \quad (2.5)$$

Тобто у квадратичного АД коефіцієнт нелінійних спотворень $K_{\Gamma 2}$ достатньо великий і досягає 25% при $m = 1$ та $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$.

З метою зменшення нелінійних спотворень використовуються лінійні АД (рис. 2.1, б, г). На рис. 2.1, б наведена структурна схема, що містить блок взяття модулів із відліків сигналу.

На вхід цього детектора надходить аналоговий знакозмінний сигнал $x(t)$. При проходженні через АЦП із сигналу $x(t)$ формуються знакозмінні відліки $x(n)$ з періодом дискретизації $T = 1/F_d$. Ці відліки у блоці ABS перетворюються у модулі $|x(n)|$ вже одного знаку. Далі вони поступають на цифровий фільтр нижніх частот (ЦФНЧ), який виділяє постійну складову вихідного сигналу $y(n)$ із послідовних модулів $|x(n)|$, як показано на рис. 2.2.

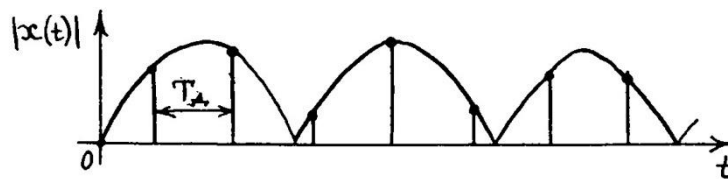


Рисунок 2.2 – Відліки із випрямленого гармонійного сигналу

На рис. 2.1, г представлена структурна схема АД, в якому блоки ABS та АЦП переставлені місцями порівняно з рис. 2.1, б. Амплітудний детектор на рис. 2.1, г за вихідним сигналом еквівалентний АД, показаному на рис. 2.1, б. В ньому сигнал $x(t)$ спочатку випрямляється, тоді на виході блоку ABS формується сигнал $|x(t)|$. Потім блок АЦП формує відліки одного знаку $|x(n)|$, які надходять на вхід ЦФНЧ, як і у схемі на рис. 2.1, б.

Якщо за формою вхідний сигнал $x(t)$ є синусоїдальним $x(t) = A \sin \omega_0 t$, то спектр випрямленого сигналу $|x(t)| = |A \sin \omega_0 t|$ буде складатись із постійної складової $A_0 = 2A/\pi$ і гармонік частоти ω_0 з амплітудами A_k :

$$A_k = \frac{-4A \cos^2 \kappa \frac{\pi}{2}}{\pi(\kappa^2 - 1)}, \quad (2.6)$$

де A – амплітуда вхідного сигналу;

$\kappa = 1, 2, 3, \dots$ – номер гармоніки.

Якщо зсув фази вибірки дорівнює $\pi/2$, то вхідний сигнал $x(t) = A \cos \omega_0 t$. Спектр сигналу $|A \cos \omega_0 t|$ має постійну складову $A_0 = 2A/\pi$ і гармоніки частоти ω_0 з амплітудами

$$A_k = \frac{-4A \cos k \frac{\pi}{2}}{\pi(k^2 - 1)} \quad (2.7)$$

Відмінність формул (2.7) та (2.6): у формулі (2.7) знаки перед амплітудами A_k чергуються. При цьому змінюється постійна складова на виході цифрового ФНЧ у залежності від фазового співвідношення між вибіркою та вхідним сигналом.

Спектр сигналу $|A \sin \omega_0 t|$ приводиться на рис. 2.3. За допомогою операції згортки спектра гармошкою отримуються приведені в інтервалі $0 \div \Gamma_D/2$ спектри модулів $|x(n)|$ при різних цілих співвідношеннях $m_f = F_D/F_0$, де F_0 – приведена частота несучої вхідного сигналу.

Пунктиром На рис. 2.3, а пунктиром показуються траєкторії згортки гармошкою спектра сигналу $|x(t)|$ при різних коефіцієнтах модуляції $m_f = F_D/F_0$.

Із приведених спектрів на рис. 2.3,б можна побачити, що при згортці із-за ефекту накладання постійна складова залежить від коефіцієнтів A_k вищих гармонік. В залежності від фазового співвідношення між вибіркою і сигналом рівень постійної складової в приведеному спектрі змінюється. Так при $m_f = 2$ від може змінюватись від нуля до A , оскільки у цьому випадку на постійну складову A_0 у приведеному спектрі накладаються постійні складові, що виникають від усіх вищих гармонік – від другої, четвертої, шостої тощо.

Через відмінність (2.7) від (2.6) їх амплітуди або підсумовуються з A_0 , або віднімаються із A_0 . При $m_f = 3$ і при $m_f = 6$ на постійну складову A_0 у приведеному спектрі накладаються постійні складові, що виникають від шостої, дванадцятої, вісімнадцятої і т.д. гармонік частоти F_0 .

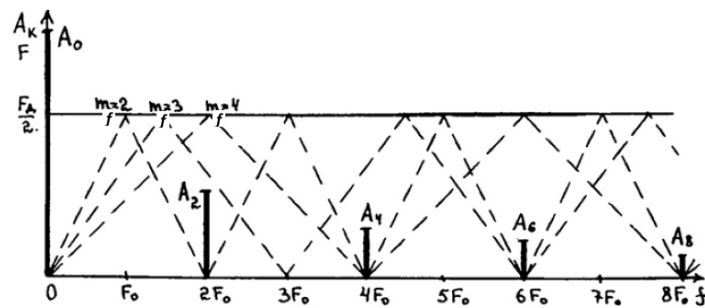
В залежності від фазового співвідношення між вибіркою і сигналом результуюча постійна складова на виході ЦАД буде змінюватися в межах від $A_{0\min} = 0,577 \cdot A$ до $0,666 \cdot A$.

При будь-яких співвідношеннях m_f межі $A_{0\min}$ і $A_{0\max}$ визначаються за формулами, що виведені на основі (2.6), (2.7), рис. 2.2, а та рис. 2.3, б:

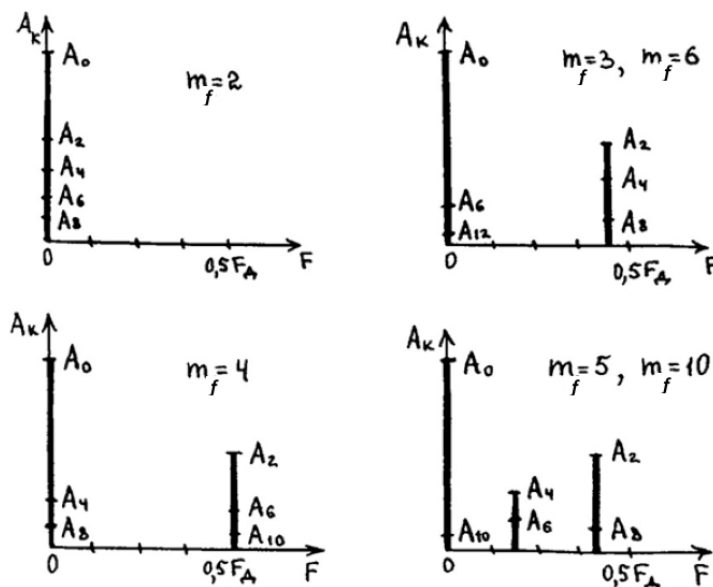
$$A_{0\min} = \frac{A}{m_f} \sum_{i=0}^{m_f-1} \left| \sin \frac{2\pi}{m_f} i \right|, \quad (2.8)$$

$$A_{0\max} = \frac{A}{m_f} \sum_{i=0}^{m_f-1} \left| \sin \frac{2\pi}{m_f} (i + \delta) \right|, \quad (2.9)$$

де $\delta = 0,5$ при парних m_f , $\delta = 0,75$ при непарних m_f .



а)



б)

а – спектр випрямленого гармонійного сигналу; б – приведені спектри

Рисунок 2.3 – Спектри випрямленого гармонійного сигналу

За (2.8) та (2.9) розраховані значення коефіцієнтів $A_{0\min}$ та $A_{0\max}$ при $A=1$ при значеннях коефіцієнта m_f , які приводяться у табл. 2.1. Також у табл. 2.1 приводяться значення коефіцієнта M_n паразитної амплітудної модуляції.

Таблиця 1.1 – Значення $A_{0\min}$ і $A_{0\max}$ при $A=1$ для різних m_f

m_f	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$A_{0\min}$	0	0,577	0,5	0,615	0,577	0,626	0,603	0,63	0,615	0,632	0,622	0,633	0,6
$A_{0\max}$	1	0,666	0,707	0,647	0,666	0,642	0,653	0,640	0,647	0,638	0,638	0,638	0,6
$M_n, \%$	78,5	7,0	16,3	2,5	7,0	1,26	3,9	0,76	2,5	0,5	1,3	0,4	1

Із аналізу табл. 2.1 можна визначити, що значення $A_{0\min}$ і $A_{0\max}$ співпадають при m_f та $2m_f$ для непарних m_f . Із рис. 2.4 можна визначити, що при парному числі m_f є несприятливі випадки.

Нехай задана допустима величина $M_n \leq 2,5 \%$. Тоді відношення $F_d/F_0 \geq 9$. Для усунення накладки бокових смуг у приведеному спектрі АМ-сигналу повинна виконуватись умова $F_B \leq F_0/2$. Тоді мінімальне співвідношення $F_d/F_B = 18$, звідки

$$F_d \geq 18F_B. \quad (2.10)$$

Графік залежності M_n від m_f показаний на рис. 2.4.

Відповідно (2.10) у цифровому АД з блоком взяття модулів із відліків сигналу частота дискретизації F_d повинна бути у 18 разів більше частоти модуляції F_B . Пристрої ЦОС працюють у реальному часі, коли бажано мати мале значення відношення F_d/F_B . Тому область застосування такого АД звужується. До переваг АД на рис. 2.1, б слід віднести малі програмні витрати при використанні нескладних ЦФНЧ.

На рис. 2.5 наведені структурні схеми синхронних цифрових АД. Спочатку розглянемо синхронний АД з вузькосмуговим фільтром для виділення опорного коливання, структурна схема якого наведена на рис. 2.5, а. Він складається із АЦП, вузькосмугового цифрового фільтра (СЦФ) для виділення несучої АМ-сигналу з метою використання її в якості опорного коливання, вузькосмуговий перетворювач Гільберта ПГ1, підключений до виходу СЦФ, широкосмуговий СГ2, на який безпосередньо поступають відліки $x(n)$ із сигналу, а також два помножувача і суматор. На виходах широкосмугового СМ2 у приведеному спектрі маємо квадратурні компоненти із сигналу:

$$x_c(t) = A(t) \cos(\Omega_0 t + \Theta_0), \quad x_s(t) = A(t) \sin(\Omega_0 t + \Theta_0). \quad (2.11)$$

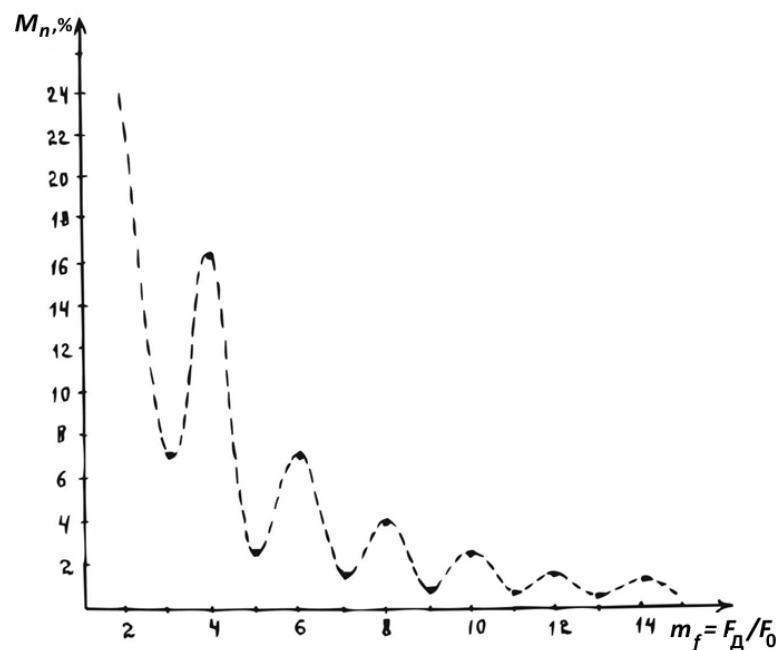


Рисунок 2.4 – Залежність коефіцієнта M_n паразитної амплітудної модуляції від відношення F_d / F_0 у АД з блоком взяття модулів із відліків сигналу

На виході вузькосмугового СГ1 маємо квадратурні компоненти несучої

$$x_{0c}(t) = A_0 K_{\text{пф}} \cos(\Omega_0 t + \Theta_0 + \varphi_0),$$

$$x_{0s}(t) = A_0 K_{\text{пф}} \sin(\Omega_0 t + \Theta_0 + \varphi_0),$$

де A_0 – амплітуда несучої вхідного сигналу;

$K_{\text{пф}}$ – коефіцієнт передачі ПЦФ на частоті несучої;

φ_0 – фазовий зсув опорного колювання відносно несучої на виходах ПГ2.

При виконанні операцій у відповідності з рис. 2.5, а:

$$x_c(t) \cdot x_{0c}(t) + x_s(t) \cdot x_{0s}(t) = A_0 K_{\text{пф}} A(t) \cos \varphi_0 = K_{\text{АД}} A(t).$$

Із останнього співвідношення видно, що коефіцієнт передачі $K_{\text{АД}}$ цього детектора залежить від амплітуди несучої A_0 , коефіцієнта передачі фільтра $K_{\text{пф}}$ і фазового зсуву φ_0 . При $\varphi_0=0$ сигнал на виході детектора максимальний, при $\varphi_0=\pi/2$ сигнал на виході АД відсутній.

Неідеальність СГ2 призводить до появи високочастотних пульсацій на виході детектора, а неідеальність смугового ЦФ (СЦФ) до нелінійних спотворень.

Нелінійні спотворення сигналу у цьому детекторі зумовлені неповним придушенням бокових смуг в спектрі сигналу на виході СЦФ. Величина коефіцієнта другої гармоніки визначається співвідношенням:

$$K_{\Gamma 2} = \frac{m}{2} \frac{K_F / K_0}{\sqrt{1 + 2(K_F / K_0) \cos \phi_F + (K_F / K_0)^2}}, \quad (2.12)$$

де K_0 і K_F – коефіцієнти передачі смугового фільтра на резонансній частоті і при розладнанні відносно резонансної частоти, що дорівнює частоті модуляції F ;

ϕ_F – фазовий зсув, що вноситься смуговий фільтр при розладнанні, рівному F .

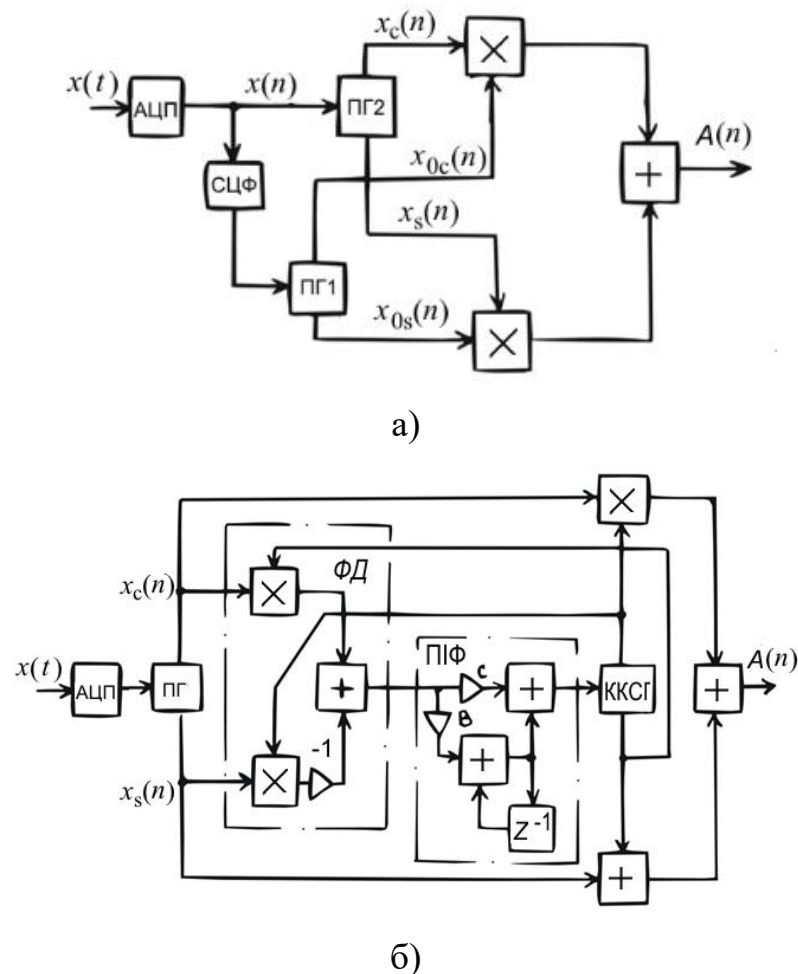
Із (2.12) видно, що при використанні вузькосмугового ЦФ величина $K_F/K_0 \rightarrow 0$, тому $K_{\Gamma 2} \rightarrow 0$.

Структурна схема синхронного АД з керованим косинусно-синусним генератором наведена на рис. 2.5, б. У схемі присутні АЦП, перетворювач Гільберта (ПГ), керуючий косинусно-синусний генератор (ККСГ), фазовий детектор (ФД) і

пропорційно-інтегруючий фільтр (ПІФ), включений між виходом ФД і входом керування ККСГ.

При рівності частот генератора і несучої АМ-сигналу на виходах ККСГ формуються сигнали у приведеному спектрі:

$$c(t)=\cos(\Omega_0 t + \Theta_0), \quad s(t)=\sin(\Omega_0 t + \Theta_0). \quad (2.13)$$



- а – з перетворювачами Гільберта і смуговим цифровим фільтром;
б – з фазовим детектором і пропорційно-інтегруючим фільтром

Рисунок 2.5 – Структурні схеми синхронних цифрових АД

На виходах ПГ формуються квадратурні компоненти із АМ-сигналу, що описуються (2.22). Тоді, виконавши операції у відповідності з рис. 2.5, б:

$$y(t)=x_c(t)\cdot c(t) + x_s(t)\cdot s(t)=A(t), \quad (2.14)$$

тобто сигнал на виході АД повторює амплітуду вхідного АМ-сигналу.

Нестабільність частоти Ω_0 і неідеальність ПГ призводить до високочастотних пульсацій у вихідному сигналі з частотою $2\Omega_0$ і до нелінійних спотворень. Включення пропорційно-інтегруючого фільтра з ідеальним інтегратором дозволяє усунути вплив на роботу АД нестабільності частоти Ω_0 . Але неідеальність ПГ не усувається принципово. Отриманий методом трьох ординат вираз для $K_{Г2}$ при $F_0=F_{Д}/4$ в АД з ККСГ має вигляд:

$$K_{Г2} = \frac{m}{32} (\pi C A_0 \varepsilon_A)^2 \left[\frac{1+m}{(2-\pi C A_0 (1+m))^2} + \frac{1-m}{(2-\pi C A_0 (1-m))^2} \right], \quad (2.15)$$

де C – коефіцієнт передачі пропорційної гілки пропорційно-інтегруючого фільтра;

ε_A – амплітудна похибка ПГ.

Розрахунки за цим виразом і результати моделювання на ЕОМ показують, що нелінійні спотворення в АД з ККСГ на порядок менші, ніж у розглянутих вище АД. У всіх квадратурних АД при виборі $F_0=F_{Д}/4$ частота дискретизації повинна задовольняти умові Котельнікова $F_{Д} \geq 2\Pi_c = 4 F_{В}$, а в інших детекторів вона повинна бути ще вище.

2.3 Цифрові детектори з кутовою модуляцією

Незважаючи на переваги детекторів сигналів з кутовою модуляцією і маніпуляцією, які реалізуються на обчислювачах з числом розрядів $p=1$, а саме: висока швидкодія, простота, дешевизна, високі технічні і експлуатаційні характеристики, вони мають і недоліки. По-перше, на цих обчислювачах неможливо

реалізувати цифрові фільтри. По-друге, на цих обчислювачах неможливо побудувати детектори сигналів АМ, БАМ, ОБМ і КАМ, оскільки в цих сигналах інформація, що передається, закладена у зміні амплітуди сигналу. За вказаними причинами пристрої ЦОС з бінарним квантуванням не можуть забезпечити багаторежимність роботи і тому знаходять обмежене застосування. Обчислювачі з багаторівневим квантуванням є універсальними і можуть детектувати сигнали з кутовою модуляцією.

Сигнали з кутовою модуляцією підрозділяються на фазомодульовані (ФМ) і частотномодульовані (ЧМ). Аналітичні ФМ-сигнали описуються так:

$$x_{\text{ФМ}}(t) = A_0 \cos[\Omega_0 t + \varphi_M \alpha(t) + \varphi_0], \quad (2.16)$$

де A_0 , Ω_0 , φ_0 – постійні амплітуди, центральна частота і початкова фаза ФМ-сигналу;

φ_M – індекс фазової модуляції, рад;

$\alpha(t)$ – нормоване модулююче повідомлення, $-1 \leq \alpha(t) \leq 1$.

Задача фазового детектора (ФД) – виділити з ФМ-сигналу модулююче повідомлення $\alpha(t)$. Величина $\varphi_M \alpha(t)$ в (2.16) є відхиленням фази ФМ-сигналу від фази немодульованого опорного коливання

$$x_{\text{оп}}(t) = A_{\text{оп}} \cos(\Omega_0 t + \varphi_{\text{оп}}), \quad (2.17)$$

де $x_{\text{оп}}$, $A_{\text{оп}}$, $\varphi_{\text{оп}}$ – амплітуда, частота і початкова фаза опорного коливання.

Частоти в (2.16) і (2.17) співпадають, а різниця фаз $\varphi_{\text{оп}} - \varphi_0 = \pi/2$. Тоді з уведенням поняття опорного коливання для ФМ-сигналу можна сказати, що призначення ФД – отримати сигнал, пропорційний різниці фаз між ФМ-сигналом і опорним коливанням.

На рис. 2.6 наведена структурна схема ФД на базі помножувача і ЦФНЧ, що містить також джерело опорного коливання (опорний генератор – ОГ).

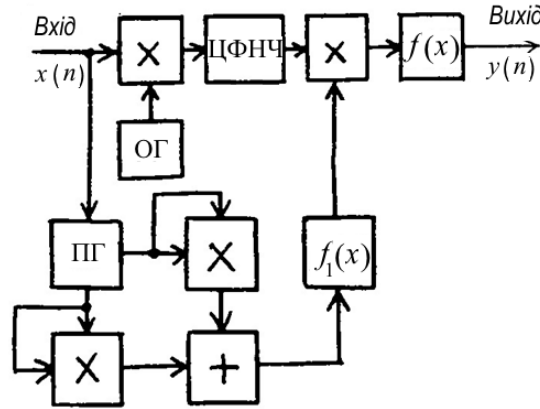


Рисунок 2.6 – Структурна схема цифрового ФД з лінійною детекторною характеристикою

Далі йде описання роботи цієї схеми у приведеному спектрі. На виході помножувача з урахуванням (2.16) і (2.17) отримується сигнал

$$x_1(t) = x_{\text{ФМ}}(t) \cdot x_{\text{оп}}(t) = 0,5 \{ A_0 \cdot A_{\text{оп}} \cos[\varphi_M \alpha(t) + \varphi_0 - \varphi_{\text{оп}}] + A_0 \cdot A_{\text{оп}} \cos[2\Omega_0 t + \varphi_M \alpha(t) + \varphi_0 + \varphi_{\text{оп}}] \} \quad (2.18)$$

Якщо низькочастотні і високочастотні складові спектра в $x_1(t)$ не перекриваються (при $F_0 \leq F_{\text{д}}/4$), то на виході ідеального ЦФНЧ отримаємо сигнал $y(t)$ у приведеному спектрі:

$$y(t) = \frac{1}{2} A_0 A_{\text{оп}} \sin \varphi_M \alpha(t). \quad (2.19)$$

Із цього виразу виходить, що вихідний сигнал ФД на базі помножувача і ЦФНЧ залежить від синуса різниці фаз між вхідним і опорним коливанням, а також від амплітуд цих коливань.

Вираз (2.19) описує детекторну характеристику ФД на базі помножувача і ЦФНЧ. Вона нелінійна і описується синусоїдою. Іноді нелінійність детекторної характеристики ФД допустима. У протилежному випадку для її лінеаризації необхідно

забезпечити стабільність амплітуд A_0 і $A_{оп}$ коливань на входах помножувача і виконати нелінійне функціональне перетворення $f(x)$.

Наприклад, якщо забезпечена стабільність амплітуд A_0 і $A_{оп}$, тоді (2.19) перепишемо у вигляді

$$y = \epsilon \sin \varphi, \quad (2.20)$$

де $\varphi = \varphi_M \alpha(t)$;

$$\epsilon = 0,5 A_0 A_{оп}.$$

Якщо помножити $y(t)$ на коефіцієнт $\epsilon_1 = 1/\epsilon$ (рис. 1.6), то $y_1 = \epsilon_1 y$. При застосуванні для числа y_1 нелінійного функціонального перетворення виду $f(x) = \arcsin x$:

$$y_2 = \arcsin y_1 = \arcsin(\sin \varphi). \quad (2.21)$$

Якщо індекс $\varphi_M \leq \pi/2$, то величина φ змінюється у межах від $-\pi/2$ до $\pi/2$, тоді значення y_2 (2.21) буде дорівнювати

$$y_2 = \varphi_M \alpha(t), \quad (2.22)$$

тобто воно лінійно залежить від модулюючого повідомлення $\alpha(t)$.

Детекторна характеристика ФД із стабілізованими амплітудами A_0 і $A_{оп}$ і нелінійним перетворювачем виду (2.21) стає лінійною при $\varphi_M \leq \pi/2$.

Функцію $\arcsin x$ можна розкласти у нескінченний ряд:

$$\arcsin x = x + \frac{x^3}{6} + \frac{3x^5}{40} + \frac{5x^7}{168} + \dots \quad (2.23)$$

Для наближеного розрахунку $\arcsin x$ достатньо використати два або три члени ряду (2.23). Тоді із (2.21), враховуючи (2.23):

$$y_2 \approx y_1 + \frac{y_1^3}{6} + \frac{3}{40} y_1^5, \quad (2.24)$$

де $y_1 = \epsilon_1 y$;

y – вихідний сигнал цифрового ФНЧ схеми фазового детектора на рис. 2.6.

Представлення (2.24) у дужковій формі:

$$y_2 = y_1 \left(1 + y_1^2 \left(\frac{1}{6} + \frac{3}{40} y_1^2 \right) \right). \quad (2.25)$$

Із цього виразу виходить, що для наближеного обчислення функції $\arcsin x$, обмеженій трьома членами ряду, потрібно виконати чотири перемноження і два складання.

Стабілізація амплітуди $A_{\text{оп}}$ опорного коливання не викликає особливих труднощів. Для стабілізації амплітуди A_0 вхідного сигналу $x_{\text{ФМ}}(t)$, що пройшов через канал зв'язку із з коефіцієнтом передачі, що змінюється у загальному випадку за випадковим законом, необхідно використати амплітудні обмежувачі.

На рис. 2.7 наведена структурна схема квадратурного ФД. До його складу входять перетворювач Гільберта ПГ, опорний косинусно-синусний генератор КСГ, що формується у приведеному спектрі коливаний:

$$c(t) = A_{\text{оп}} \cos(\Omega_0 t + \varphi_{\text{оп}}), \quad (2.26)$$

$$s(t) = A_{\text{оп}} \sin(\Omega_0 t + \varphi_{\text{оп}}). \quad (2.27)$$

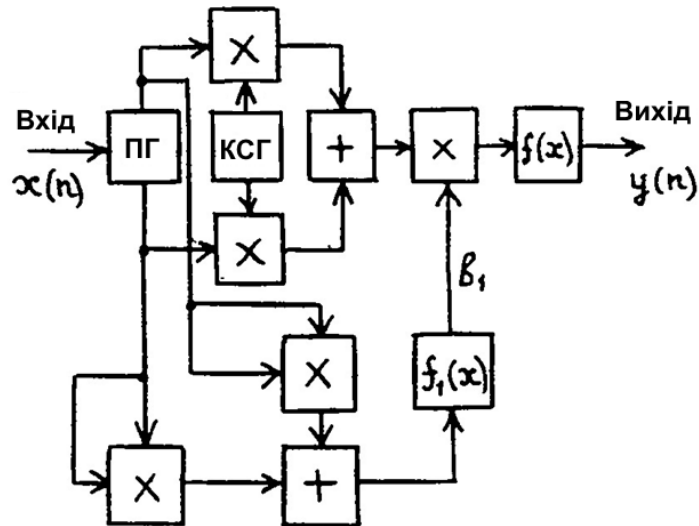


Рисунок 2.7 – Структурна схема квадратурного цифрового ФД з лінійною детекторною характеристикою

При надходженні на вхід ПГ сигналу (2.16), на його виходах формуються сигнали у приведеному спектрі:

$$x_c(t) = A_0 \cos[(\Omega_0 t + \varphi_M \alpha(t) + \varphi_0)], \quad (2.28)$$

$$x_s(t) = A_0 \sin[(\Omega_0 t + \varphi_M \alpha(t) + \varphi_0)]. \quad (2.29)$$

Тоді у відповідності зі схемою рис. 2.7 на виході суматора у приведеному спектрі:

$$y(t) = x_c(t)c(t) + x_s(t)s(t) = A_0 A_{on} \cos[\varphi_M \alpha(t) \Omega_0 t + \varphi_0 - \varphi_{on}]. \quad (2.30)$$

Якщо виконується умова $\varphi_0 - \varphi_{on} = \pi/2$, тоді

$$y(t) = A_0 A_{on} \sin \varphi_M \alpha(t). \quad (2.31)$$

При рівності початкових фаз $\varphi_0 - \varphi_{on}$ сигнал $y(t)$ обчислюється за формулою:

$$y(t) = x_c(t)s(t) - x_s(t)c(t) = A_0 A_{оп} \sin \varphi_M \alpha(t), \quad (2.32)$$

що співпадає з (2.31) і з точністю до множника 0,5 співпадає з (2.19).

Отже, із (2.31) і (2.32) виходить, що детекторна характеристика квадратурного ФД теж синусоїдальна, тобто нелінійна. Для її лінеаризації можна користуватись описаним вище нелінійним функціональним перетворенням $f(x)=\arcsin x$.

Квадратурний ФД складніше в реалізації, ніж ФД на базі перемножувачі і ЦФНЧ, але в ньому можливо детектування сигналу з $F_0 \leq F_D/2$ і, відповідно, з більш широким спектром, ніж у схемі ФД на рис. 2.6.

Крім того, для амплітудного обмежувача (АО) на вході ФД необхідний ПГ для сигналу, який вже є в схемі квадратурного ФД на рис. 2.7. для зменшення програмних затрат ПГ може бути загальним, як для АО, так і для квадратурного ФД.

Частотномодульований (ЧМ) сигнал у приведеному спектрі описується виразом:

$$x_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos \left[\Omega_0 t + \Delta \Omega \int_0^t a(t) dt + \varphi_0 \right], \quad (2.33)$$

де A_0, Ω_0, φ_0 - постійні амплітуда, центральна частота і початкова фаза ЧМ-сигналу;

Ω_D - девіація або найбільше відхилення частоти сигналу $x_{\text{ЧМ}}(t)$ від середнього значення Ω_0 ;

$a(t)$ - нормоване модульоване повідомлення, $-1 \leq a(t) \leq 1$.

Задача частотного детектора (ЧД) – виділити із ЧМ-сигналу модулююче повідомлення $a(t)$.

Розглянемо цифрові ЧД з багаторівневим квантуванням сигналу. В цих ЧД властивість парності не виконується.

Можна виділити три принципи побудови придатних для цифрової реалізації ЧД.

1-й принцип: ЧМ-сигнал перетворюється в сигнал з амплітудною модуляцією, який повторює закон зміни частоти ЧМ-сигналу з наступним амплітудним детектуванням.

2-й принцип: в ЧМ-сигналі створюється додаткова фазова модуляція відносно фази вхідного ЧМ-сигналу з наступним фазовим детектуванням, причому опорним коливанням для ФД є початковий ЧМ-сигнал.

3-й принцип: ЧМ-сигнал детектується в системах із зворотним зв'язком, які слідкують за зміною частоти (фази) вхідного ЧМ-сигналу, при цьому сигнал помилки в петлі керування системи пропорційний відхиленню частоти сигналу від середнього значення і повторює модулююче повідомлення $a(t)$.

Розглянемо побудову цифрових ЧД за трьома вказаними принципами.

На рис. 2.8 приведена структурна схема ЧД на розлагоджених контурах. В ньому реалізується 1-й принцип побудови ЧД. Від містить два рекурсивних цифрових фільтри (РЦФ) другого порядку, два цифрових амплітудних детектори ЦАД1, ЦАД2 і суматор.

На рис. 2.9 показані пунктиром амплітудно-частотні характеристики першого (верхнього) РЦФ1 $K_1(\theta)$, другого (нижнього) РЦФ2 $K_2(\theta)$ і детекторна характеристика ЧД $y(t)$ (суцільна лінія). Із цього рисунка видно, що нормована частота резонансу θ_{p1} РЦФ1 вибрана вище середньої нормованої частоти ЧМ-сигналу $\theta_0 = \Omega_0 T_d$, а нормована частота резонансу θ_{p2} РЦФ2 вибрана нижче частоти θ_0 .

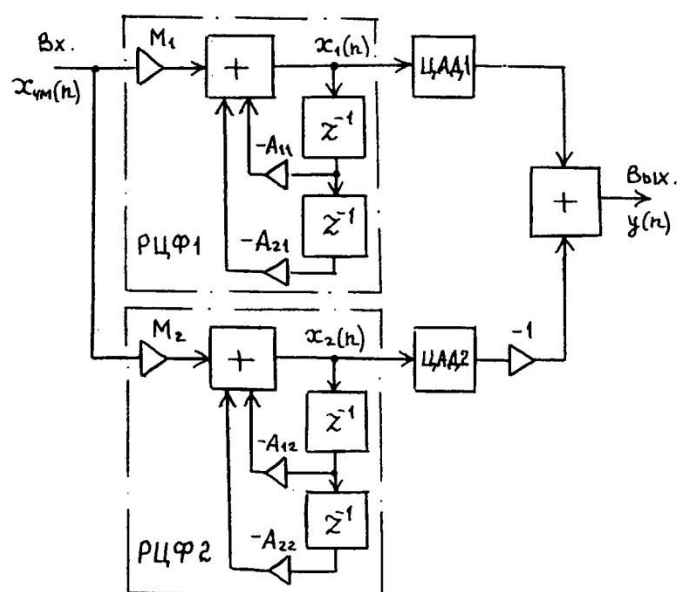


Рисунок 2.8 – Структурна схема цифрового ЧД на розлагоджених контурах

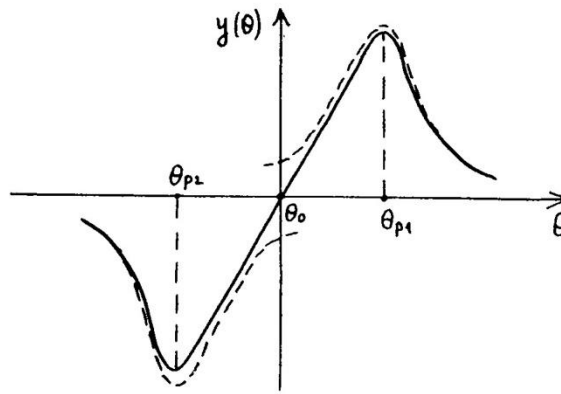


Рисунок 2.9 – Детекторна характеристика цифрового ЧД на рис. 2.8

Детекторна характеристика ЧД на рис.2.8 описується виразом:

$$y(\theta) = A_0 K_D [K_1(\theta) - K_2(\theta)], \quad (2.34)$$

де K_D – коефіцієнт передачі ЦАД1 і ЦАД2;

$K_1(\theta)$, $K_2(\theta)$ – амплітудно-частотні характеристики РЦФ1 і РЦФ2.

Для того, щоб на частоті θ_0 детекторна характеристика проходила через нуль, тобто $y(\theta_0) = 0$, необхідно розрахувати коефіцієнти РЦФ1 і РЦФ2 так, щоб $K_1(\theta_0) = K_2(\theta_0)$. Частоти θ_{p1} і θ_{p2} розташовані симетрично відносно θ_0 . Відстань $\theta_{p1} - \theta_{p2}$ задає смугу робочої ділянки детекторної характеристики. Нерівномірність АЧХ РЦФ1 і РЦФ2 на частоті θ_0 визначає нелінійність детекторної характеристики при заданій її смузі $\theta_{p1} - \theta_{p2}$. При надмірно великій нерівномірності $\sigma = K_0 / K(\theta_0)$ у детекторної характеристики в межах частоти θ_0 виникає нелінійність, яка призводить до нелінійних спотворень типу «сходінка». Тому величина σ при розрахунку РЦФ1 і РЦФ2 не повинна перевищувати значень порядку 3...4.

Нелінійні спотворення в цьому ЧД визначаються методом ординат.

На рис. 2.10, а наведена структурна схема автокореляційного ЧД. Цей ЧД містить лінію затримки (ЛЗ) сигналу на час $\tau_3 = NT_D$, де N – число елементів затримки в ЛЗ, і фазовий детектор (ФД), на входи якого поступають вхідний і

затриманий сигнали. В автокореляційному ЧД реалізується 2-й принцип побудови ЧД, оскільки в сигналі на виході лінії зв'язку виникає додатковий набіг фази на величину $\varphi = -\Omega_0 \tau_3$ відносно фази вхідного ЧМ-сигналу.

Якщо на вхід ЧД поступає сигнал, який у приведеному спектрі описується виразом

$$x_c(t) = A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.35)$$

тоді на виході лінії зв'язку (ЛЗ):

$$x_{cz}(t) = A_0 \cos[\Omega_0(t - \tau_3) + \varphi_0], \quad (2.36)$$

а на виході ФД з ЦФНЧ:

$$y(t) = \overline{x_c(t) x_{cz}(t)} = \frac{A_0^2}{2} \cos(\Omega_c \tau_3), \quad (2.37)$$

де риска означає виділення низькочастотної складової.

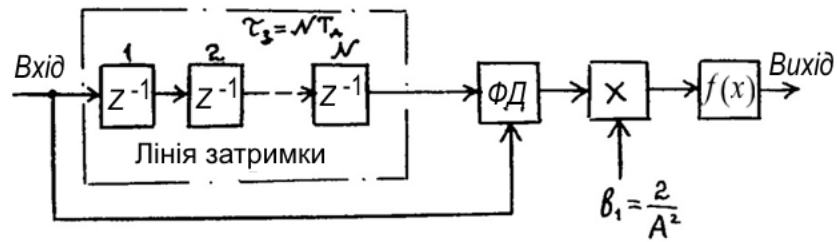
Цей вираз описує детекторну характеристику автокореляційного ЧД.

З врахуванням (2.33) при частотній модуляції частота ЧМ-сигналу дорівнює:

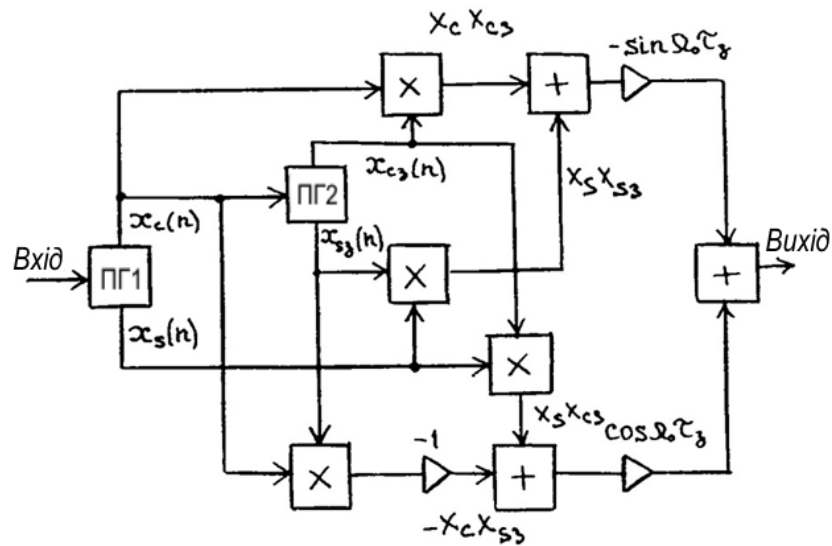
$$\Omega_c = \frac{d\phi_c}{dt} = \Omega_0 + \Delta\Omega_d a(t). \quad (2.38)$$

Використовуючи (2.37):

$$y(t) = \frac{A_0^2}{2} \cos[\Omega_0 \tau_3 + \Delta\Omega_d a(t)]. \quad (2.39)$$



а)



б)

а – з лінією затримки та фазовим детектором; б – з перетворювачами Гільберта

Рисунок 2.10 – Структурні схеми автокореляційних цифрових ЧД

Час затримки τ_3 вибирається з урахуванням умови:

$$\Omega_0 \tau_3 = \frac{\pi}{2} (2n-1), \quad n=1, 2, 3, \dots \quad (2.40)$$

З точністю до знаку із (2.39):

$$y(t) = \frac{A_0^2}{2} \sin \left[\Delta \Omega_{\text{д}} \tau_3 a(t) \right]. \quad (2.41)$$

Вираз (2.41) описує робочу ділянку детекторної характеристики автокореляційного ЧД. Вона синусоїдальна, тобто нелінійна. Для її лінеаризації потрібно застабілізувати амплітуду A_0 сигналу на вході ЧД, помножити сигнал $y(n)$ на виході ФД на коефіцієнт $\epsilon_1 = 2 / A_0^2$ і виконати нелінійне функціональне перетворення $f(x) = \arcsin x$, яке виконується за (2.25).

Із (2.41) видно, що крутість робочої ділянки детекторної характеристики збільшується з ростом часу затримки τ_3 і амплітуди вхідного сигналу.

Із (2.41) знаходиться ширина Π робочої ділянки детекторної характеристики. Граничні значення відхилення частоти $\Delta\Omega_{\text{д}}$ визначаються із рівності

$$\pm\Delta\Omega_{\text{д}}\tau_3 = \pm\frac{\pi}{2}. \quad (2.42)$$

Тоді:

$$\Pi = \frac{2\Delta\Omega_{\text{д}}}{2\pi} = \frac{1}{2\tau_3} = \frac{F_{\text{д}}}{2N}. \quad (2.43)$$

З виразу (2.43) видно, що ширина робочої ділянки Π детекторної характеристики автокореляційного ЧД зменшується з ростом τ_3 .

На рис. 2.10, б наведена схема квадратурного автокореляційного ЧД. Цей ЧД містить два перетворювача Гільберта ПГ1 і ПГ2. Роль ліній затримки в цьому детекторі виконує ПГ2, в якому сигнал на косинусному виході затримки відносно вхідного на час $\tau_3 = \frac{N_{\text{ПГ}}}{2} T_{\text{д}}$, де $N_{\text{ПГ}}$ - парне число елементів затримки в ПГ2.

В результаті на косинусних виходах ПГ1 і ПГ2 маємо сигнали (2.35) і (2.36) у приведеному спектрі, а на синусних виходах ПГ1 і ПГ2 маємо спряжені за Гільбертом сигнали у приведеному спектрі:

$$x_s(t) = A_0 \sin(\Omega_0 t + \phi_0),$$

$$x_{s3}(t) = A_0 \sin[\Omega_0(t - \tau_3) + \phi_0].$$

Тоді у відповідності з схемою на рис. 2.10 отримуються у приведеному спектрі сигнали $x_1(t)$, $x_2(t)$ та $y(t)$, що описуються виразами:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= x_c(t)x_{c3}(t) + x_s(t)x_{s3}(t) = A_0^2 \cos \Omega_c \tau_3, \\ x_2(t) &= x_s(t)x_{c3}(t) - x_c(t)x_{s3}(t) = A_0^2 \sin \Omega_c \tau_3, \\ y(t) &= x_2(t) \cos \Omega_0 \tau_3 - x_1(t) \sin \Omega_0 \tau_3 = A_0^2 \sin(\Omega_c - \Omega_0) \tau_3 = \\ &= A_0^2 \sin[\Delta \Omega_d \tau_3 a(t)]. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Вираз (2.44) описує детекторну характеристику автокореляційного ЧД, побудованого за квадратурної схемою (рис.2.10, б). З нього виходить, що цей ЧД не потребує виконання умови (2.40) і дозволяє отримати точку переходу детекторної характеристики через нуль на частоті Ω_0 при будь-яких значеннях τ_3 і Ω_0 . Лінеаризація (2.45) здійснюється подібно, як і в схемі ЧД на рис. 2.10, а, тільки коефіцієнт $b_1 = 1/A_0^2$.

На рис. 2.11 наведена структурна схема двох перетворювачів Гільберта, які використовують частково спільні елементи затримки. В результаті замість 12 виявилось достатньо 9 елементів затримки.

Синхронно-фазовий частотний детектор (СФД) побудований за третім принципом. В ньому продетектований сигнал $a(t)$ створюється у ланцюгу керування частотою керуючого генератора (КГ) в кільці фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ).

На рис. 2.12 наведено дві схеми СФД – звичайна (а) і квадратурна (б). Принцип роботи цифрових СФД такий же, як у аналогових СФД. Нормальна робота

СФД має місце при синхронізмі, коли частоти вхідного сигналу і керованого генератора однакові.

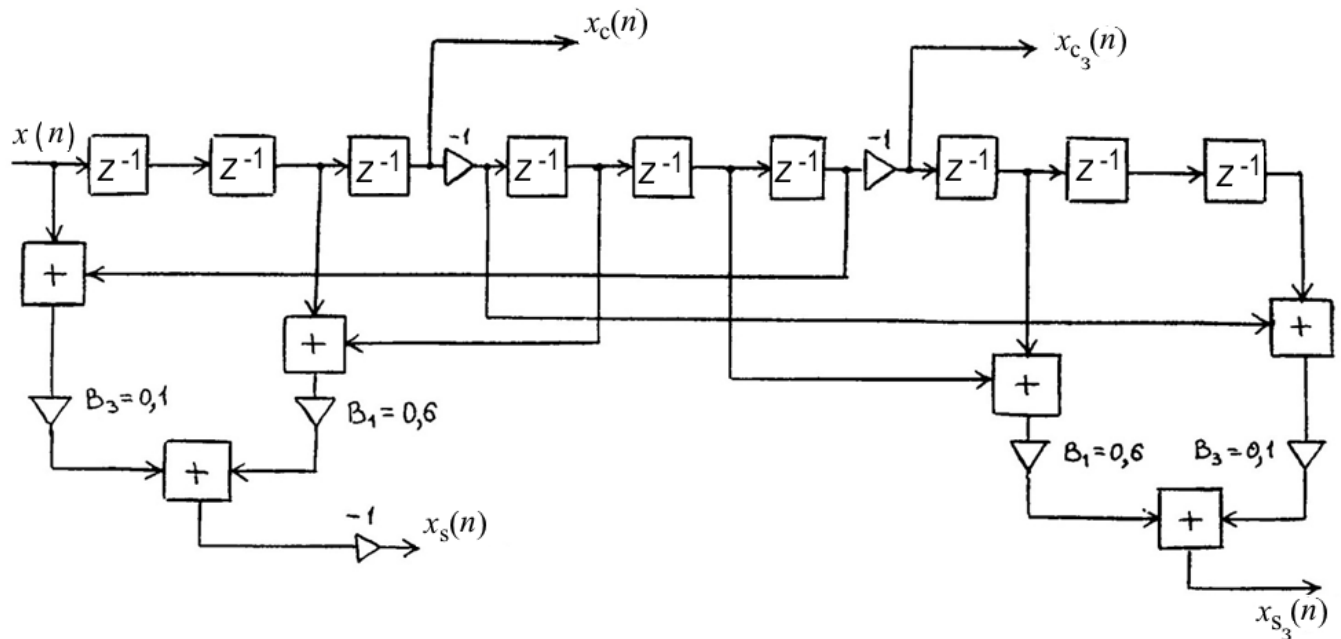


Рисунок 2.11 – Структурна схема двох перетворювачів Гільберта зі спільними елементами затримки

В усталеному режимі при повільних змінах модулюючого повідомлення $a(t)$ між фазами вхідного сигналу і керованого генератора виникає різниця фаз:

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{2} \frac{\Delta\Omega}{\Omega_y}, \quad (2.45)$$

де $\Delta\Omega = \Delta\Omega_d \cdot a(t)$ - відхилення частоти вхідного сигналу від середнього значення;

Ω_y - смуга затримки в синхронізмі кільця ФАПЧ, яка залежить від амплітуд керованого генератора, сигналу і коефіцієнта C в петлі керування частотою КГ.

Оскільки вихідний сигнал і коливання з виходу КГ поступають на вхід ФД, то на його виході з врахуванням (2.31) і (2.45) отримаємо сигнал у приведеному спектрі:

$$y(t) = \frac{1}{2} A_0 A_{\text{КГ}} \sin \left[\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \Omega_{\text{Д}} a(t)}{\Omega_y} \right]. \quad (2.46)$$

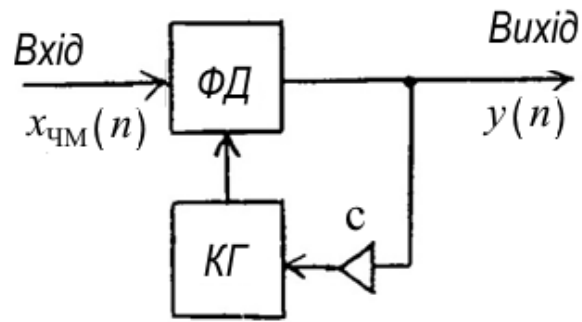
Вираз (2.46) описує детекторну характеристику СФД, показаного на рис.2.12, а. Детекторна характеристика синусоїдальна, але на відміну від автокореляційного ЧД, робочими ділянками цієї характеристики є відрізки синусоїди тільки з негативним нахилом. На ділянках синусоїди з позитивним нахилом синхронізму немає, оскільки зворотний зв'язок в кільці позитивний і викликає нестійкий режим роботи КГ – перескок його фази на π .

У схемі квадратурного СФД сигнал на виході визначається з врахуванням (2.46) і (2.47):

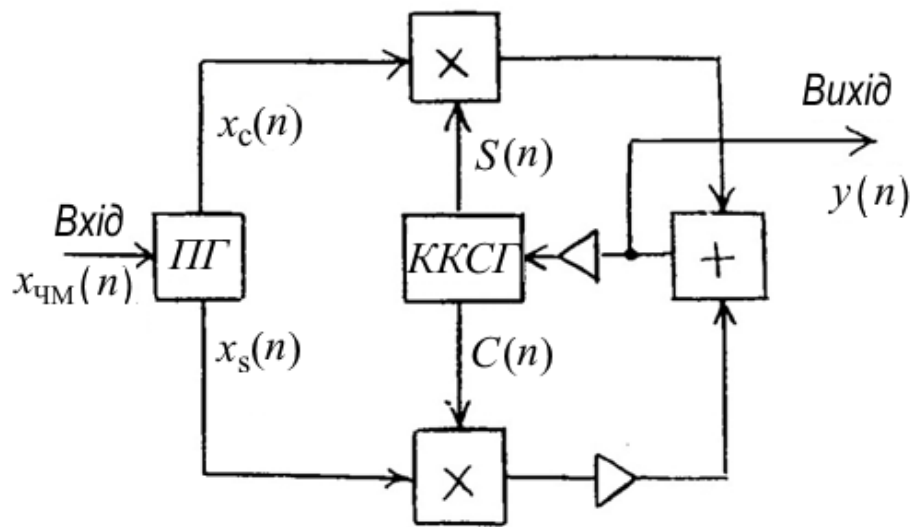
$$y(t) = A_0 A_{\text{УКСГ}} \sin \left[\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \Omega_{\text{Д}} a(t)}{\Omega_y} \right] \quad (2.47)$$

і з точністю до множника 0,5 співпадає з (2.46). Для лінеаризації детекторних характеристик СФД використовується така ж процедура, як і в фазових детекторах і автокореляційних частотних детекторах.

Із (2.46) і (2.47) видно, що крутість детекторної характеристики зростає із зменшенням Ω_y . Однак надмірне звуження Ω_y призводить до підвищення ймовірності перескоків фази КГ і ККСГ, що створює на виході різкі стрибки в сигналі $y(t)$.



а)



б)

- а) звичайна схема синхронно-фазового частотного детектора;
 б) квадратурна схема синхронно-фазового частотного детектора

Рисунок 2.12 – Структурні схеми цифрових ЧД на кільцях ФАПЧ

З ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ У ПЕРЕДАВАЛЬНОМУ І ПРИЙМАЛЬНОМУ ПРИБОРАХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ РАДІОКАНАЛІВ

3.1 Дослідження характеристик сигналів при різних видах модуляції

По фізичним вимірювальним каналам необхідно передавати сигнали з параметрами, що повинні відповідати певним вимогам. Наприклад, по радіоканалу передаються сигнали, що мають заданий частотний спектр, а по оптоволоконному каналу передаються імпульсні сигнали.

У передатчику за допомогою модуляції первинний (модуючий) сигнал з несущим сигналом перетворюється у вторинний (модульований) сигнал, за допомогою високочастотного несучого сигналу, який має спектр, що відповідає смузі пропускання вимірювального каналу.

Для перенесення спектрів первинних сигналів у смугу пропускання радіоканалу в даній роботі застосовувалася амплітудна, частотна, фазова та квадратурно-амплітудна модуляції з використанням інструментарію MATLAB [6].

Зворотний перенос спектра вторинного сигналу у частотний діапазон первинного сигналу виконувався за допомогою амплітудної, частотної, фазової, квадратурно-амплітудної демодуляції.

У MATLAB функції модуляції та демодуляції містяться у пакеті Signal Processing та у пакеті Communications.

У додатку А представлена розроблена програма "Дослідження форм амплітудно-модульованих та демодульованих сигналів", в якій використовувалися три модифікації амплітудної модуляції:

- DSB – Double Side Band (двосмугова AM);
- DSBSC – Double Side Band Supressed Carrier (балансна AM – двосмугова AM з подавленою несучою);
- SSB – Single Side Band (односмугова AM).

Балансна AM та односмугова AM на практиці використовуються з енергетичних міркувань.

Усі використані у програмі функції модуляції та демодуляції відповідають пакету Signal Processing.

У програмі частота первинного синусоїдального сигналу становила 200 Гц, частота несучого синусоїдального сигналу – 2000 Гц; частота дискретизації – 100000 Гц. Крок моделювання був зворотним частоті дискретизації. Кінцевий час моделювання становив 0,02 с.

У додатку Б показані результати моделювання, виконані за програмою ”Дослідження форм амплітудно-модульованих та демодульованих сигналів”, представленої у додатку А.

З аналізу результатів можна зробити наступні висновки:

- форми усіх сигналів будуть незмінними, якщо, наприклад, частоти первинного сигналу, несучого сигналу та дискретизації збільшити у 100 разів. При цьому треба у 100 разів зменшити кінцевий час моделювання. Тобто важливо зберегти співвідношення частот для того, щоб форми сигналів залишалися незмінними;
- форми демодульованих сигналів при усіх модифікаціях АМ відповідають формі первинного сигналу;
- потужність коливань, що модулюються за амплітудою, змінюється при зміні глибини модуляції m . Пікова потужність АМ-коливання може у чотири рази перевищувати потужність не модульованого коливання. Тому передавач слід розраховувати на чотирикратне збільшення потужності.

У додатку В представлені лістинг програми ”Дослідження форм частотно-модульованих та демодульованих сигналів” та результати аналізу за програмою.

Використані у програмі параметри: частота первинного синусоїдального сигналу 200 Гц, частота несучого синусоїдального сигналу – 2500 Гц; частота дискретизації – 80000 Гц, девіація частоти 2000 Гц, індекс частотної модуляції $m_f=10$.

На першій координатній площині зображений модулюючий (первинний) сигнал. На другій координатній площині зображений сигнал несучого коливання, промодульований первинним сигналом способом частотної модуляції.

На другій координатній площині зображений первинний сигнал чорним кольором і накладений на нього демодульований сигнал (червоний колір). Аналіз форми демодульованого сигналу показав, що він містить високочастотні коливання, накладені на синусоїду, частота якої 200 Гц. Тобто, крім основної гармонічної складової частотою 200 Гц, він містить вищі гармонічні складові, у яких амплітуди значно менші за амплітуду основної гармоніки. Для усунення спотворень у гармонійному демодульованому сигналі треба використати фільтр низької частоти.

З аналізу результатів можна зробити наступні висновки:

- потужність передавача з частотною модуляцією дорівнює потужності при відсутності модуляції тому, що амплітуда ЧМ-сигналу незмінна. Така властивість суттєво облегшує режим роботи передавача;
- частотну модуляцію використовують при великих значеннях індексу частотної модуляції. У розрахунках додатку В індекс дорівнює 10, тобто є достатньо великим.

У додатку Г представлений лістинг програми ”Дослідження форм фазомодульованих та демодульованих сигналів”.

Використані у програмі параметри: частота первинного синусоїдального сигналу 300 Гц, частота несучого синусоїдального сигналу – 1200 Гц; частота дискретизації – 30000 Гц. Були задані два індекси фазової модуляції: 2 та 1,5.

У додатку Ж представлені результати аналізу за програмою ”Дослідження форм фазомодульованих та демодульованих сигналів”.

З аналізу результатів можна зробити наступні висновки:

- форми демодульованих сигналів з обома індексами фазової модуляції співпадають з формою первинного сигналу;
- форми фазомодульованих сигналів з девіаціями фази 1,57 рад та 2,1 рад значно відрізняються. При цьому чим більше значення становить девіація фази, тим завадостійкість передавання інформації вища.

У додатку Е представлений лістинг програми ”Дослідження форм КАМ-модульованих та КАМ-демодульованих сигналів”.

У додатку Ж показані результати аналізу за програмою "Дослідження форм КАМ-модульованих та КАМ-демодульованих сигналів".

У представленій програмі задані два первинних гармонійних сигнали з частотами, що розрізняються вдвічі.

Використані у програмі параметри: частота першого первинного синусоїдального сигналу 2 Гц, частота другого первинного синусоїдального сигналу 4 Гц, частоти несучого синусоїдального і косинусоїдального сигналів дорівнює 20 Гц; частота дискретизації 1000 Гц.

При квадратурній амплітудній модуляції несучі сигнали зсунуті за фазою на 90°. Вони підлягають амплітудній модуляції, потім підсумовуються і передаються по лінії зв'язку. При демодуляції прийнятий приймачем сигнал когерентно розділяється на два сигнали дякуючи властивості ортогональності.

З аналізу результатів роботи програми видно, що за формою первинні сигнали і відновлені сигнали після демодуляції співпадають.

У додатку К представлені результати аналізу за програмою "Модуляція та демодуляція мовного сигналу". Для отримання вказаних результатів використовувався інтерфейс користувача, сформований програмою `moddemo.m`, яка знаходиться у довідковій системі MATLAB.

Інтерфейс користувача дозволяє вводити та візуалізувати залежність мовного сигналу від часу, модульовані сигнали за різними видами модуляції, їх спектри та спектрограми, візуалізації демодульованих сигналів.

Спектрограми представлені у часовому та частотному доменах. Вони відображають залежності спектральної густини потужності від часу та частоти.

На рис. К.1 показані результати аналізу процесів АМ-модуляції та АМ-демодуляції. На рис. К.2 показані результати аналізу процесів односмугових АМ-модуляції та АМ-демодуляції. На рис. К.3 показані результати аналізу процесів ЧМ-модуляції та ЧМ-демодуляції. На рис. К.4 показані результати аналізу процесів ФМ-модуляції та ФМ-демодуляції.

На рис. К.5 показана спектральна густина потужності амплітудно-модульованого мовного сигналу. На рис. К.6 показана спектральна густина

потужності амплітудно-модульованого мовного сигналу при односмуговій модуляції. На рис. К.7 показана спектральна густина потужності частотно-модульованого мовного сигналу. На рис. К.8 показана спектральна густина потужності фазомодульованого мовного сигналу.

На рис. К.9 показана спектрограма амплітудно-модульованого мовного сигналу. На рис. К.10 показана спектрограма амплітудно-модульованого мовного сигналу при одно смуговій модуляції. На рис. К.11 показана спектрограма частотно-модульованого мовного сигналу. На рис. К.12 показана спектрограма фазомодульованого мовного сигналу.

Параметри аналізу: частота несучого коливання $F_C = 2000$ Гц, частота дискретизації $F_S = 7418$ Гц.

Висновки за результатами аналізів:

- при усіх видах модуляції форма демодульованого сигналу майже повністю співпадає з формою первинного мовного сигналу;
- спектри модульованих сигналів є неперервними тому, що мовний сигнал був дискретизований;
- спектри АМ-, ЧМ-, ФМ-модульованих коливань майже симетричні відносно несучої частоти $F_C = 2000$ Гц;
- спектр АМSSB-коливання (односмугова модуляція) знаходиться ліворуч від несучої частоти $F_C = 2000$ Гц;
- при порівнянні спектрограм за червоним кольором найбільша спектральна густина потужності спостерігається при частотній модуляції та односмуговій модуляції;
- з використанням кнопки Play demod оцінювалася якість відтвореного мовного сигналу шляхом прослуховування. При всіх видах модуляції ця якість доволі висока.

3.2 Розробка моделей цифрових детекторів в системі MATLAB

3.2.1 Розробка і моделювання модуляторів ЧМ-сигналів

Розроблена схема генератора ЧМ-сигналу представлена на рис. 3.1, вона складається з наступних блоків:

- генератора модулюючого сигналу (в схемі він представлений синусоїдальним генератором з параметрами: Amplitude (амплітуда) – 15В; frequency (частота) – 0,68 Гц;)
- блок частотної модуляції (Carrier frequency (частота несучої) 30 Гц; Sample time (довжина відліку) 0,001 с; Modulation constant (константа модуляції) 2;)
- блок вибірки – зберігання (Sample time (довжина відліку) 0,005 с).

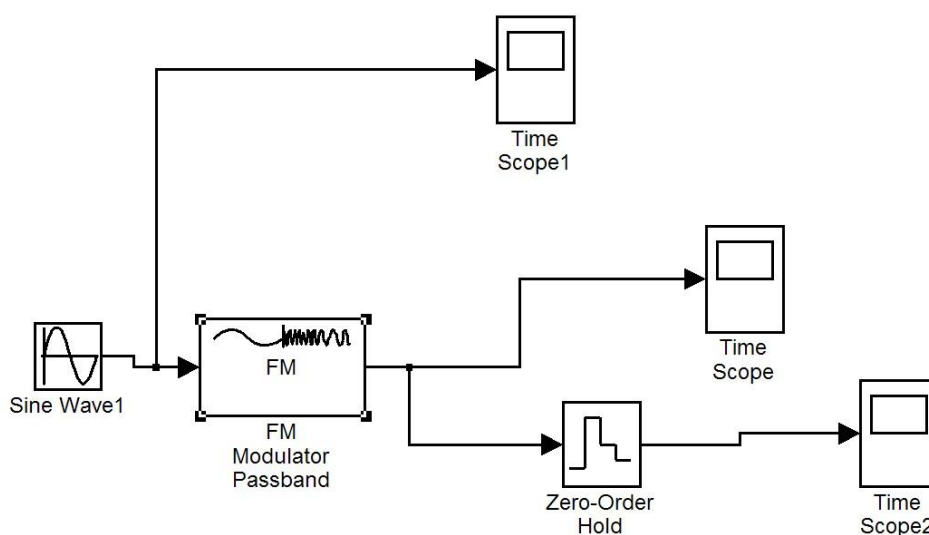


Рисунок 3.1 – Модель генератора ЧМ-сигналу

Результати моделювання виводились на блок Scope (Індикатор).

По горизонтальній вісі відкладається час моделювання, а по вертикальній вимірювання величини, що відповідають заданим моментам часу.

Результати моделювання відображені на рисунку 3.2.

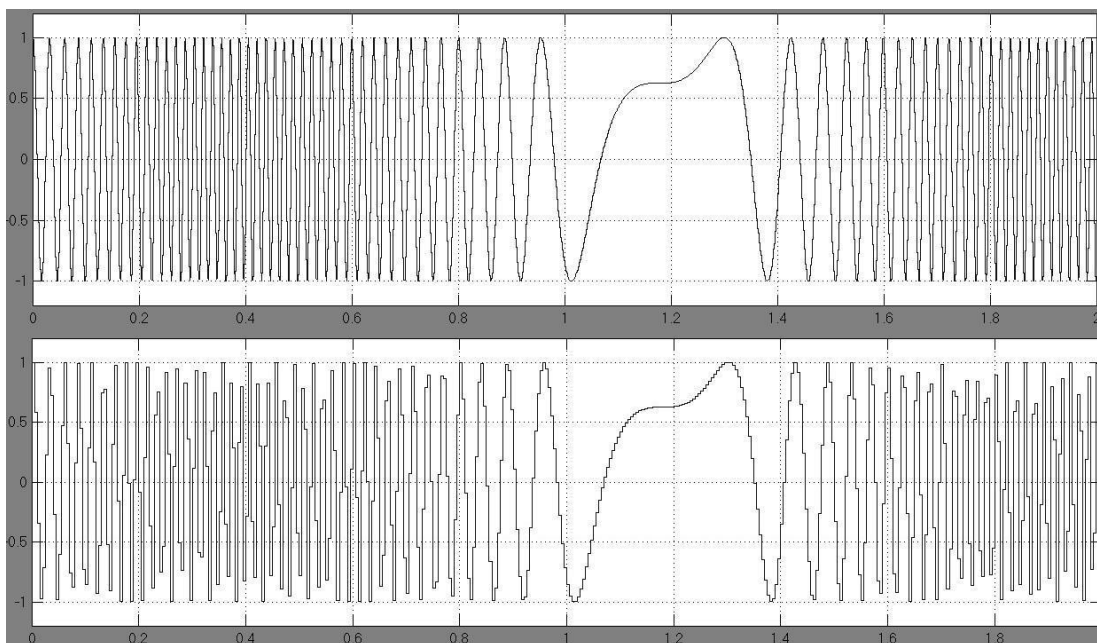


Рисунок 3.2 – Результати моделювання за схемою на рисунку 3.1

Добре видно, що після блоку вибірки-зберігання, який виступає в ролі квантизатора, ЧМ-сигнал перетворюється на дискретний. Це дозволяє обробляти його цифровими засобами.

3.2.2 Розробка фазового детектора

Фазовий детектор є основним функціональним блоком, автокореляційного частотного детектора, тому його модель розроблялась окремо. Розробка моделі ФД представлена на рисунку 3.3, який містить наступні функціональні блоки:

- Clock – джерело неперервного часового сигналу;
- функції $F(u)$, які дозволяють за введеним математичним виразом отримати необхідну форму сигналу;
- помножувач;
- блок вибірки-зберігання (квантизатор);

- суматор;
- цифровий фільтр;
- індикатор Scope.

Задачею ФД є виділення із фазомодульованого сигналу модулюючого сигналу повідомлення.

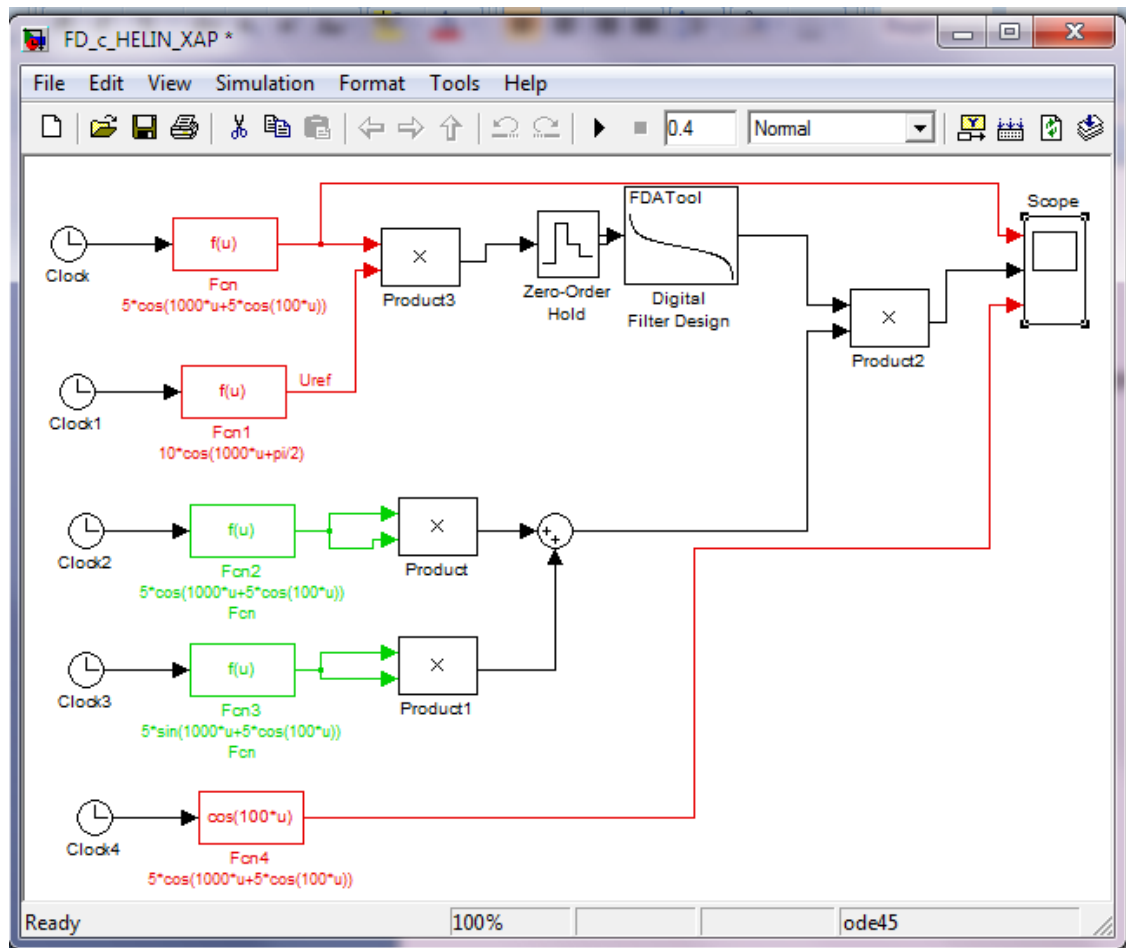


Рисунок 3.3 – Модель фазового детектора

Блок F_{cp} утворює ФМ-сигнал, який має амплітуду 5В та кругову частоту 1 кГц несучасного коливання, амплітуда 5В; $\omega=100$ Гц модулюючого коливання. Блок F_{cp1} є опорним генератором, який формує сигнал, який зміщений за фазою на $\frac{\pi}{2}$ відносно коливання.

До складу ФД входить перетворювач Гільберта (Fcp2, Fcp3). Перетворювачем Гільберта здійснюється фазообертання на кут 90° і на виході отримується аналітичний сигнал. В моделі, перетворювач Гільберта емулюється математичними функціями, що відповідають сигналам на виході ідеального перетворювача Гільберта.

Цифровий фільтр обмежує частотний діапазон полосою частот. Частота зрізу 110 Гц, порядок фільтра – 16.

Результати моделювання ФД показані на рисунку 3.4.

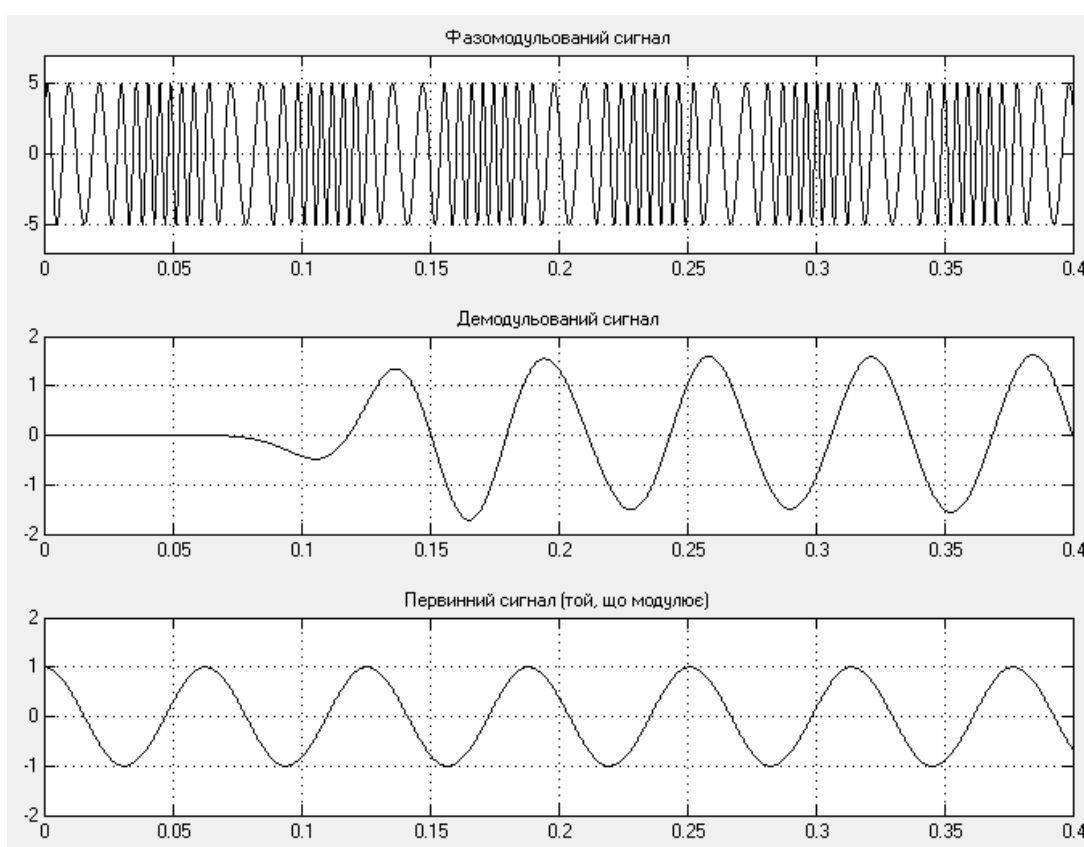


Рисунок 3.4 – Результати моделювання за схемою на рисунку 3.3

Модель ФД досліджувалась при наявності завад в сигналі, для чого в схему ФД був введений додатковий блок – генератор шумового сигналу.

Модель ФД с генератором шуму представлена на рисунку 3.5. Оскільки вихідний сигнал ФД містить високочастотні складові в межах корисного

спектрального діапазону, в моделі введений додатковий блок – аналоговий фільтр (фільтр Баттерворта восьмого порядку з частотою зрізу 120Гц).

Результати моделювання наведені на рисунку 3.6.

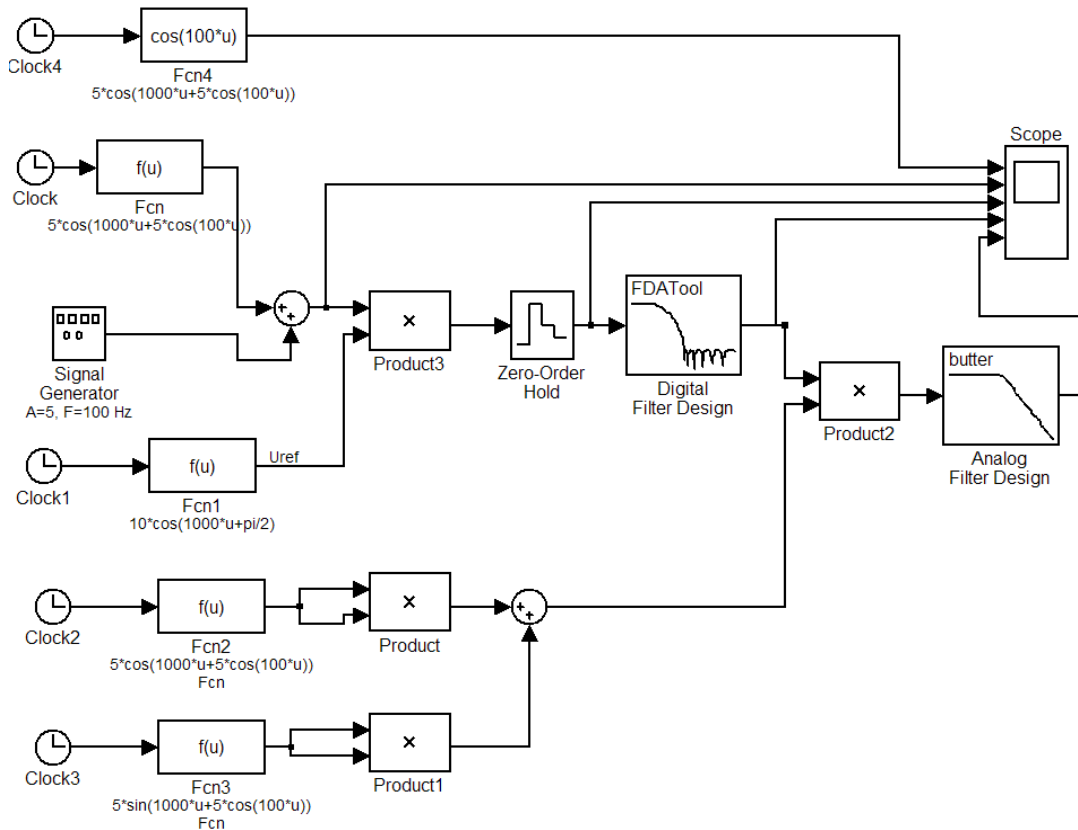


Рисунок 3.5 – Модель фазового детектора з генератором шуму

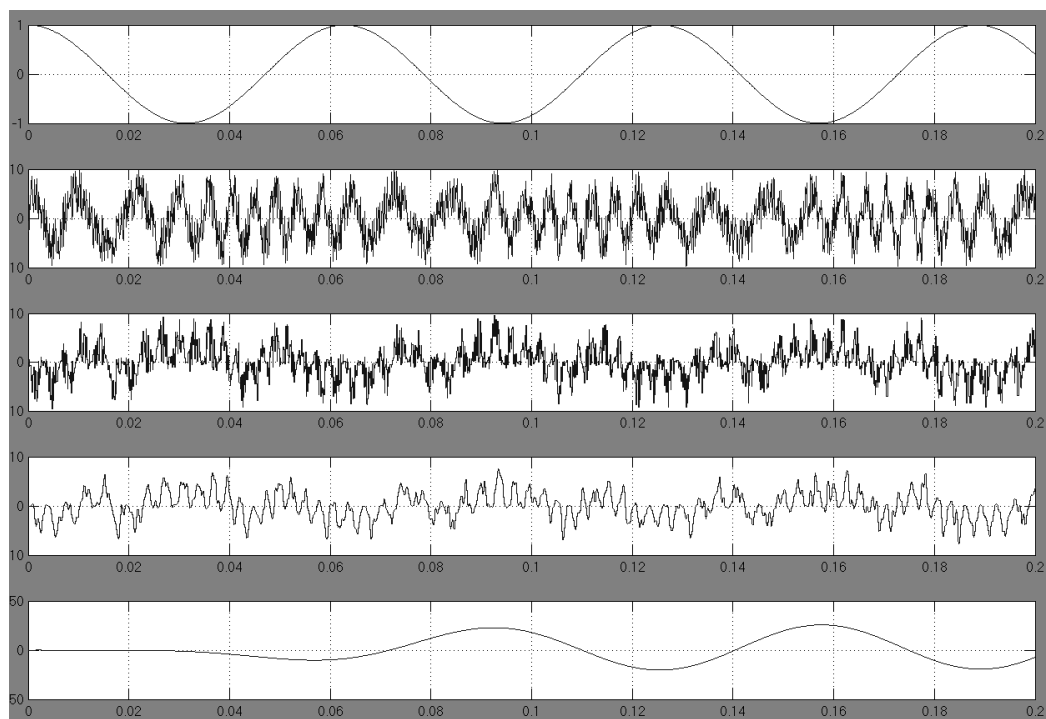


Рисунок 3.6 – Результати моделювання за схемою на рисунку 3.5

3.2.3 Модель автокореляційного частотного детектора на базі фазового демодулятора

Розроблена модель представлена на рисунку 3.7. Модель складається з лінії затримки, що складається з трьох блоків Unit Delay, фазового детектора, та блоків Const та Product для отримання нормованої амплітуди.

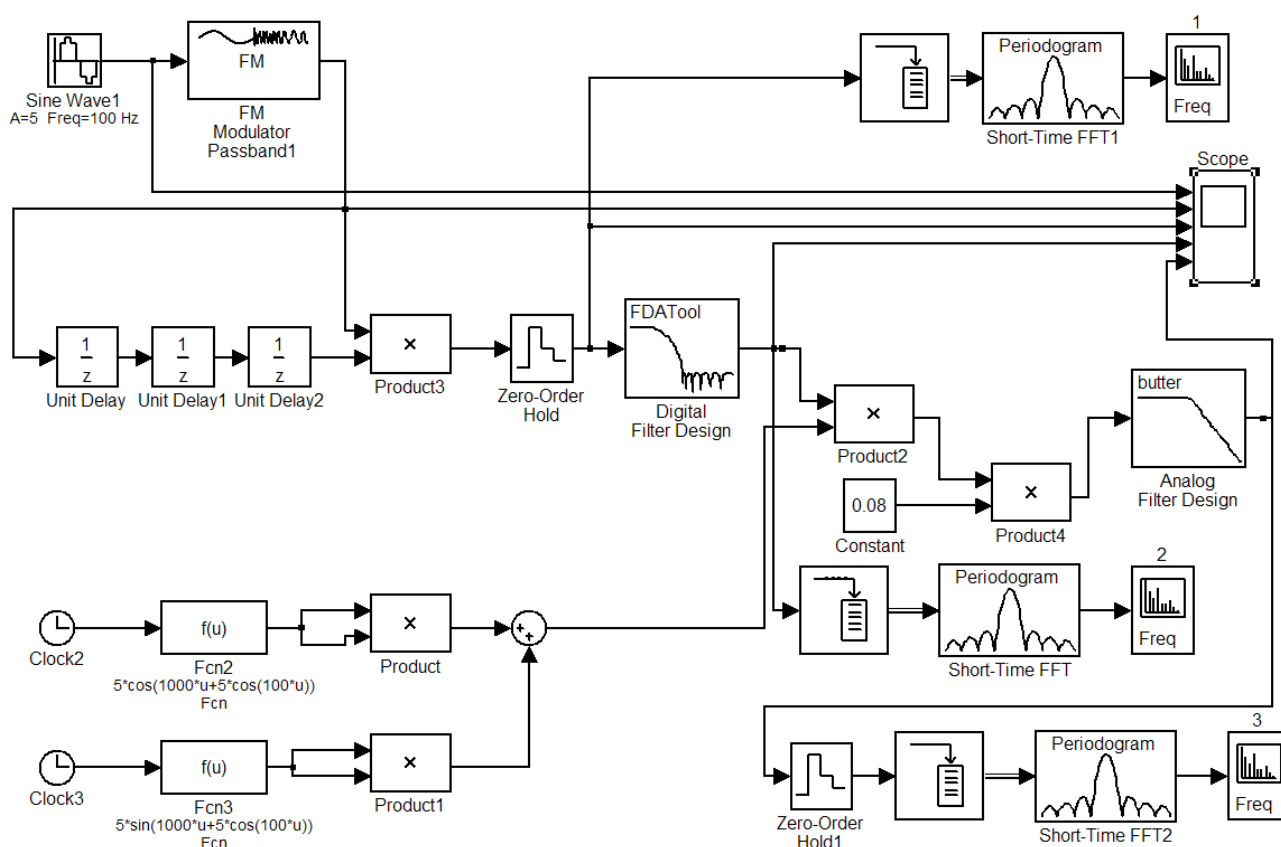


Рисунок 3.7 – Модель автокореляційного частотного детектора

Результати аналізу представлені на рисунку 3.8.

З метою дослідження спектрів, що формуються в різних блоках детектора сигналів, була розроблена модель детектора яка виключає блоки аналізатора спектру

та блоків швидкого перетворення Фур'є для забезпечення їх роботи. Отримані спектрограми зображені на рисунку 3.9.

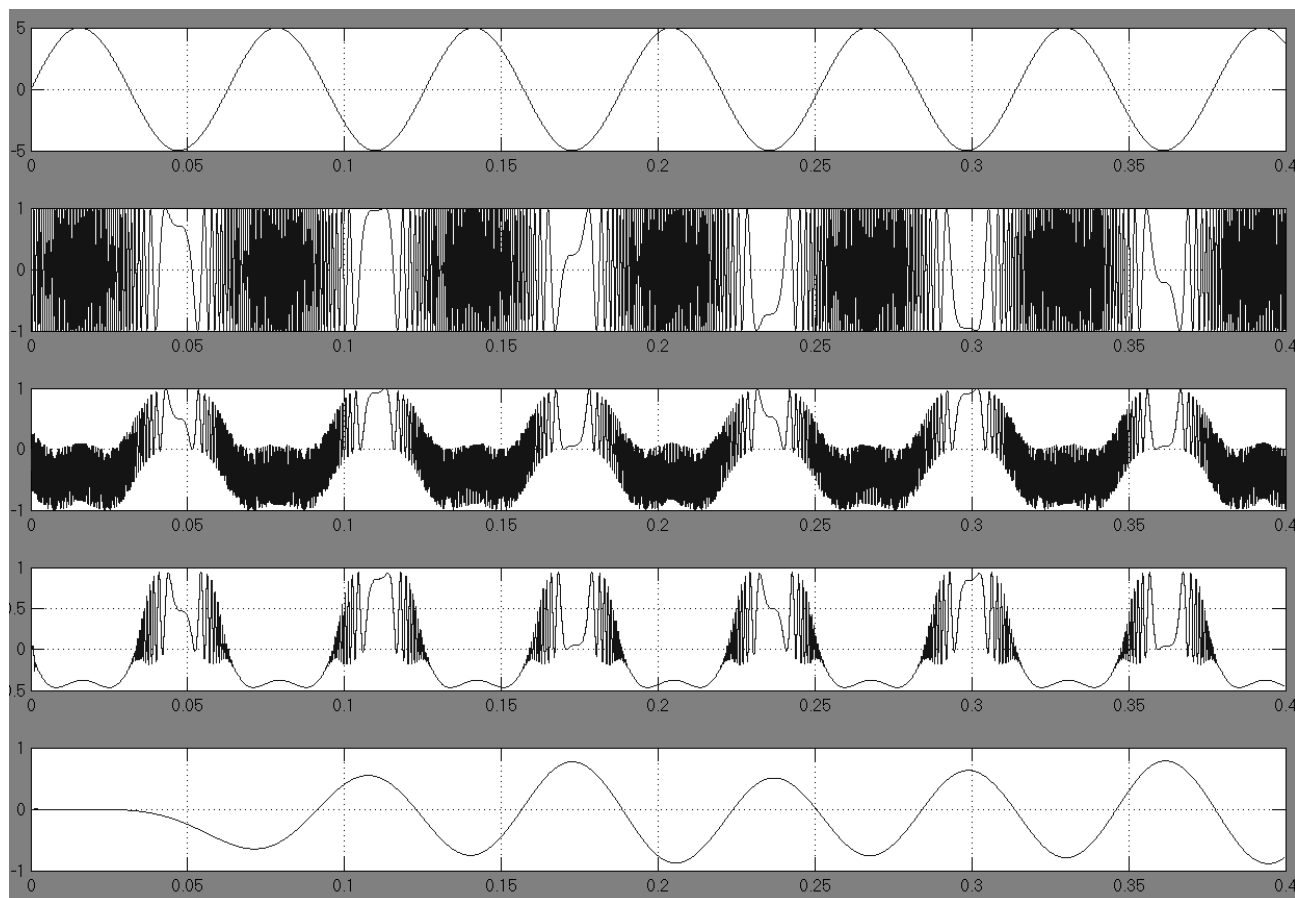


Рисунок 3.8 – Результати моделювання за схемою на рисунку 3.7

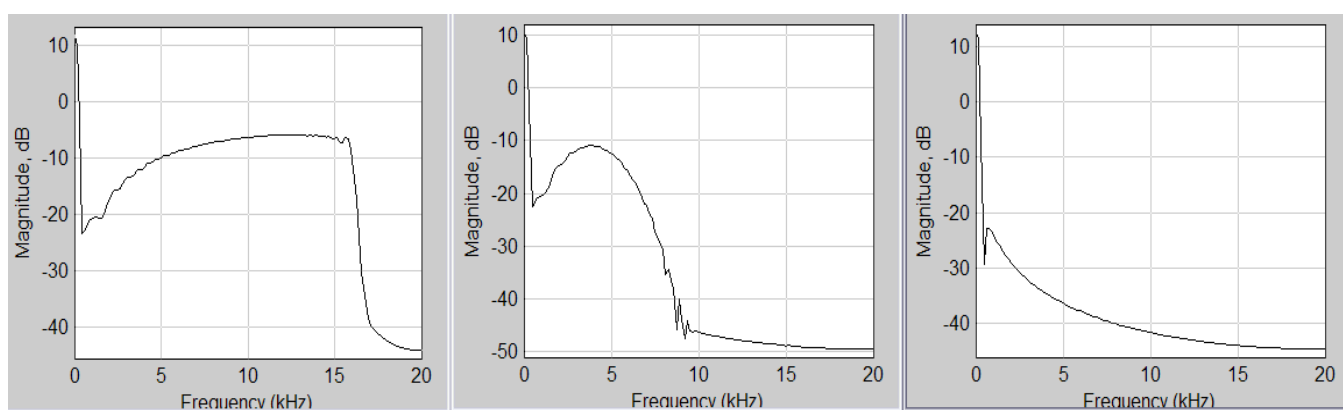


Рисунок 3.9 – Спектрограми сигналу на різних ділянках ЧД

На спектрограмах видно результат дії фільтрів, використаних у моделі.

3.3 Схемотехнічний аналіз детекторів

3.3.1 Частотний детектор з поодиноким коливальним контуром

Аналіз роботи частотного детектора з поодиноким коливальним контуром проводився у програмі MULTISIM. Модель детектора представлена на рис. 3.10.

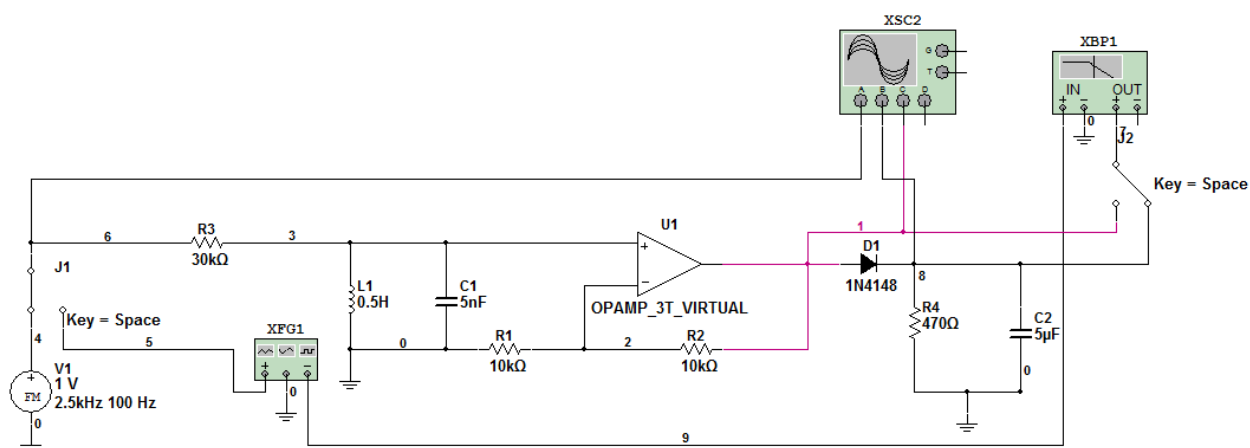


Рисунок 3.10 – Модель детектора з поодиноким коливальним контуром

У моделі використовуються 3 режими в залежності від положення перемикачів J1 та J2:

- режим детектування;
- режим вимірювання АЧХ, ФЧХ у вузлі 1 (до ФНЧ);
- режим вимірювання АЧХ, ФЧХ у вузлі 8 (після ФНЧ).

У схемі присутній генератор частотно-модульованої напруги V1. Параметри генератора: несуча частота 2,5 кГц, частота первинного сигналу 100 Гц, амплітуда частотно-модульованого сигналу 1 В.

У коливальний контур входить індуктивність L1 та ємність C1. На нього через резистор R3 подається напруга з V1. З виходу коливального контуру сигнал подається на операційний підсилювач, охоплений негативним зворотним зв'язком. Операційний підсилювач ввімкнений за неінвертувальною схемою. Його коефіцієнт

підсилення за напругою дорівнює $K_U = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 2$. При положенні перемикача J1, як показано на рис. 3.10, запускається режим детектування. На рис. 3.11 показані результати детектування. Верхній графік на осцилограмі відповідає сигналу ФМ-генератора (вузол 6), середній графік показує сигнал на виході операційного підсилювача (вузол 1), нижній графік відповідає огибаючій середнього графіка, яка отримана за допомогою ФНЧ (вузол 8). Амплітудно-частотна характеристика, отримана до ФНЧ (вузол 1) показана на рис. 3.12.

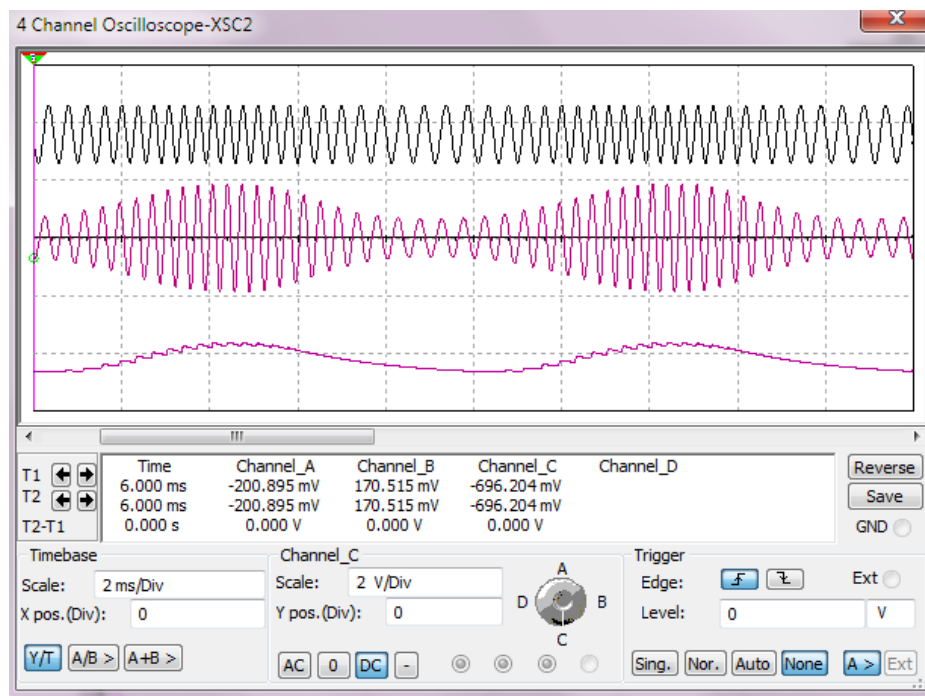


Рисунок 3.11 – Осцилограми, отримані при аналізі перехідних процесів у режимі детектування

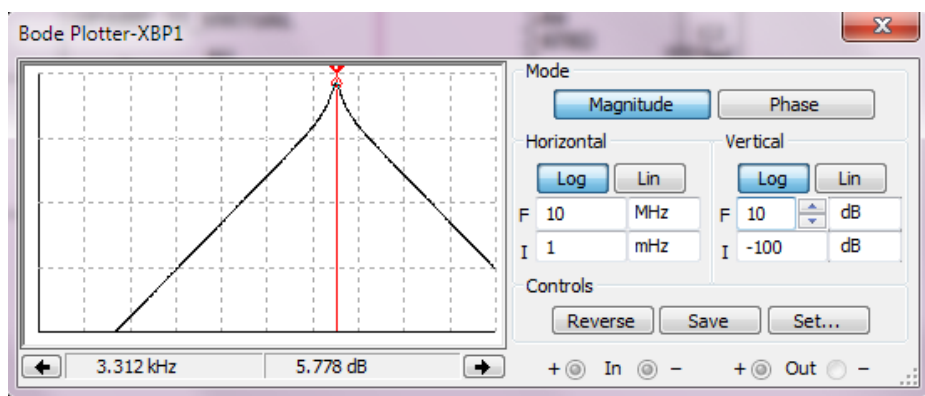


Рисунок 3.12 – Амплітудно-частотна характеристика, отримана до ФНЧ (вузол 1)

ФЧХ, отримана до ФНЧ (вузол 1), показана на рис. 3.13. АЧХ, отримана після ФНЧ (вузол 8), показана на рис. 3.14. ФЧХ, отримана після ФНЧ (вузол 8), показана на рис. 3.15.

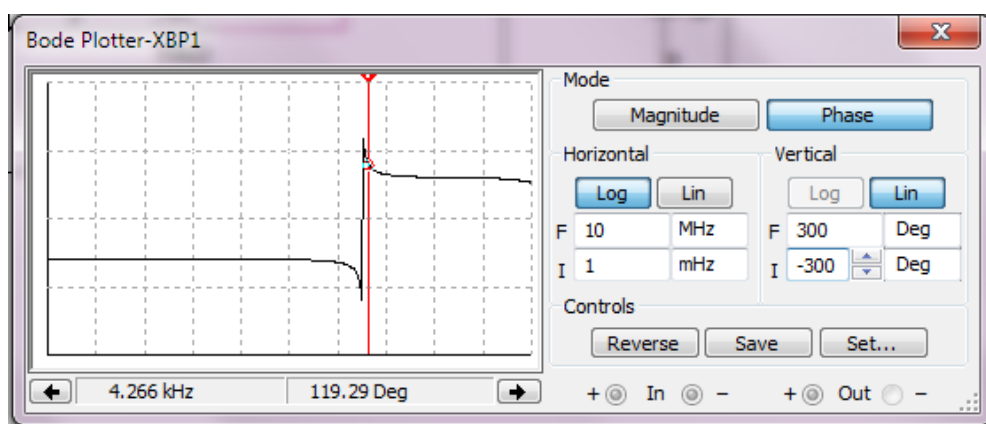


Рисунок 3.13 – Фазочастотна характеристика, отримана до ФНЧ (вузол 1)

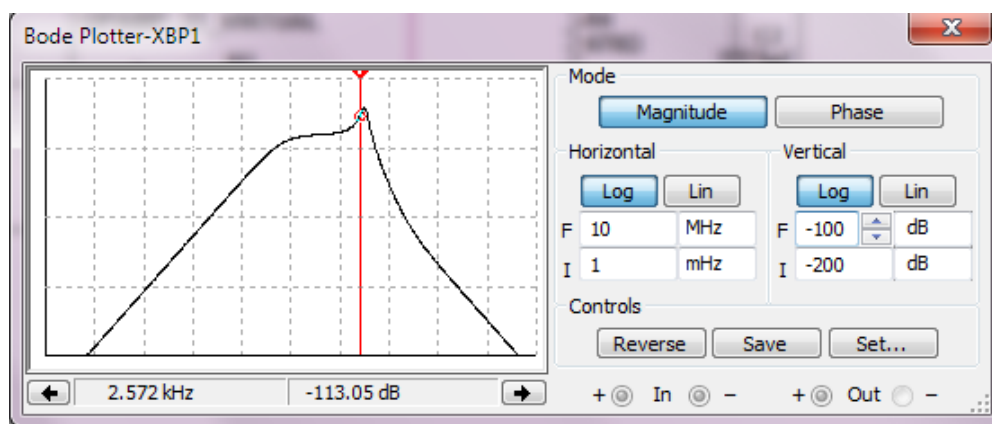


Рисунок 3.14– Амплітудно-частотна характеристика, отримана після ФНЧ (вузол 8)

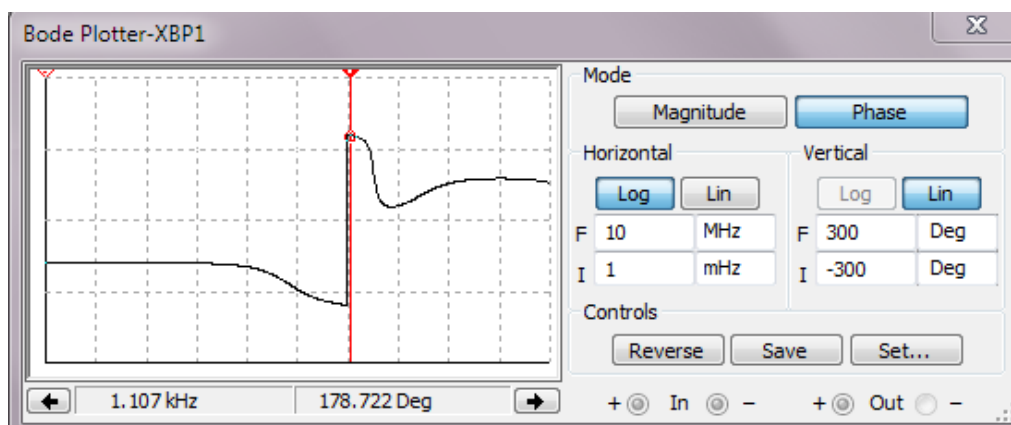


Рисунок 3.15 – Фазочастотна характеристика, отримана після ФНЧ (вузол 8)

3.3.2 Частотно-амплітудний детектор

У досліджувальному частотно-амплітудному детекторі частотно-модульовані (ЧМ) коливання перетворюються на коливання зі змінними частотою та амплітудою. Структурна схема частотно-амплітудного детектора показана на рис. 3.16.

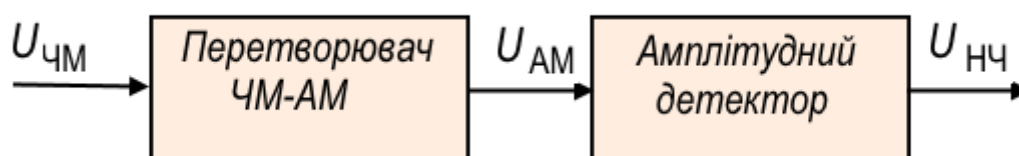


Рисунок 3.16 – Структурна схема частотно-амплітудного детектора

При проходженні частотно-модульованого сигналу через перетворювач ЧМ-АМ у сигналі змінюється частота і амплітуда. Змінення амплітуди достатньо точно повторює змінення частоти. У блоці амплітудного детектора виділяється низькочастотний сигнал у відповідності зі зміненням амплітуди високочастотного сигналу.

Для такого змінення амплітуди використовуються LC- або RC-ланцюги. У АЧХ вказаних ланцюгів присутні явно виражені скати.

Основними показниками ЧД є:

- детекторна характеристика (ДХ) – залежність вихідної напруги від частоти;
- крутість ДХ $dU_{\text{вих}}/df$ у заданій робочій точці;
- робоча ділянка (смуга пропускання) ДХ, на якій перетворення одного виду модуляції в інший вид вносить обмежений рівень спотворень.

На рис. 3.17 показана модель досліджувального частотно-амплітудного детектора. Модель частотно-амплітудного детектора містить резонансний підсилювач на транзисторі Q1, на який надходить ЧМ сигнал з несучою частотою f_n , яка не дорівнює резонансній частоті контуру, та детектор АМ коливань.

Індуктивність первинної обмотки трансформатора типу TS_PQ4_10 дорівнює $L_1 = 10,15$ Гн, а вторинної – $L_2 = 0,153$ Гн.

Потім отриманий сигнал подається на вхід фільтра нижніх частот. ФНЧ виділяє інформаційну складову спектра (низькочастотний сигнал).

Результати аналізу перехідного процесу при частоті первинного колювання 100 Гц, $R_1 = 8$ кОм, $C_1 = 3,5$ мкФ показані на рис. 3.18.

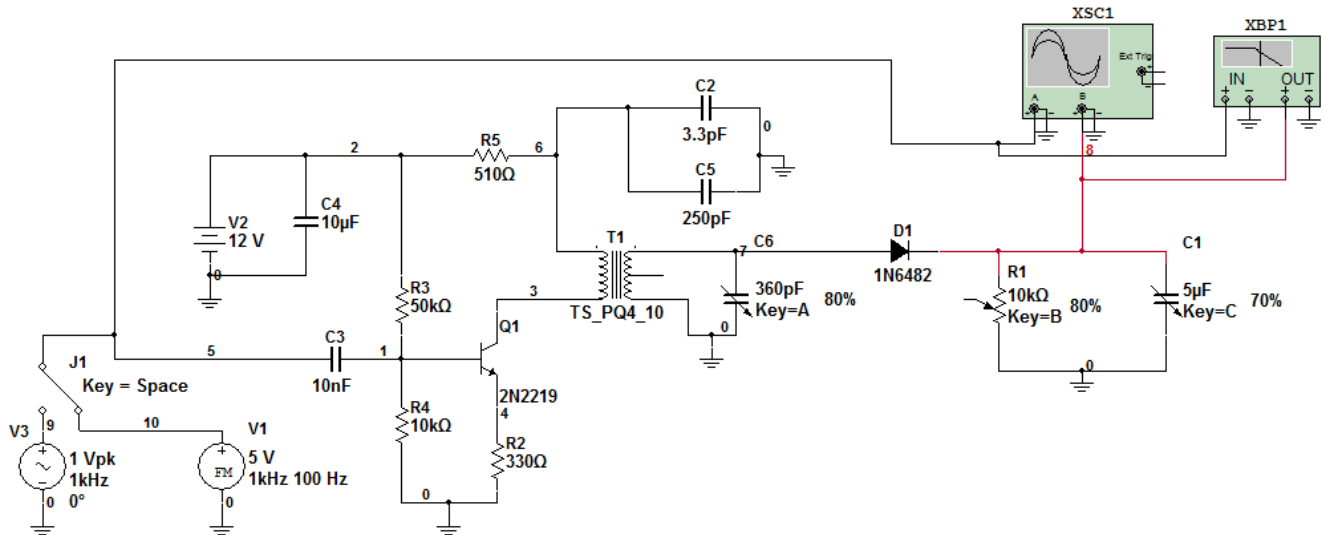


Рисунок 3.17 – Модель частотно-амплітудного детектора

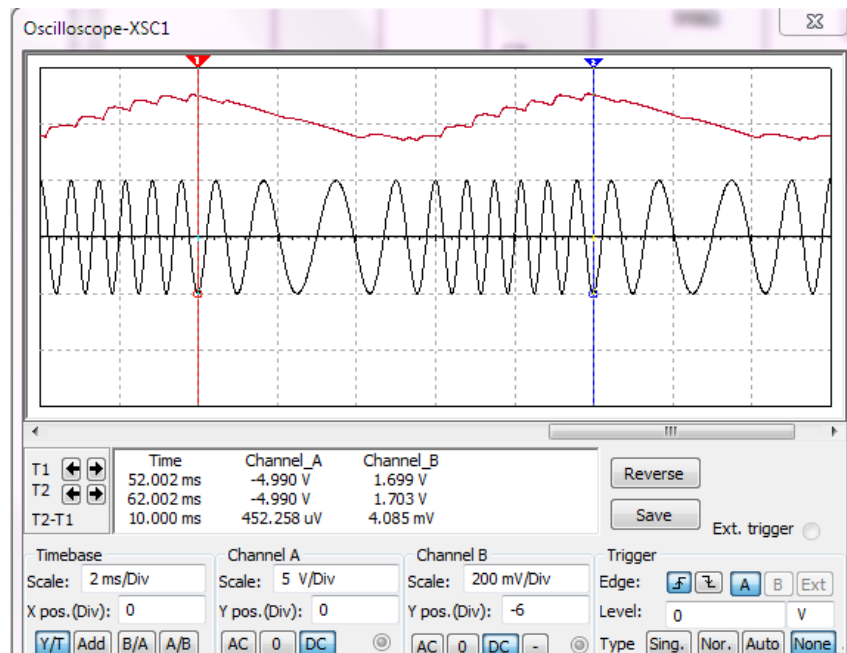


Рисунок 3.18 – Результати аналізу перехідного процесу при частоті первинного колювання 100 Гц, $R_1 = 8$ кОм, $C_1 = 3,5$ мкФ

АЧХ при частоті первинного колювання 100 Гц, $R_1 = 8$ кОм, $C_1 = 3,5$ мкФ показана на рис. 3.19. Результати аналізу перехідного процесу при частоті первинного колювання 10 кГц, $R_1=1,5$ кОм, $C_1 = 900$ пФ показані на рис. 3.20. АЧХ при частоті первинного колювання 10 кГц, $R_1=1,5$ кОм, $C_1 = 900$ пФ показана на рис. 3.21. Результати аналізу Фур'є при частоті первинного колювання 10 кГц, $R_1=1,5$ кОм, $C_1 = 900$ пФ показані на рис. 3.22.

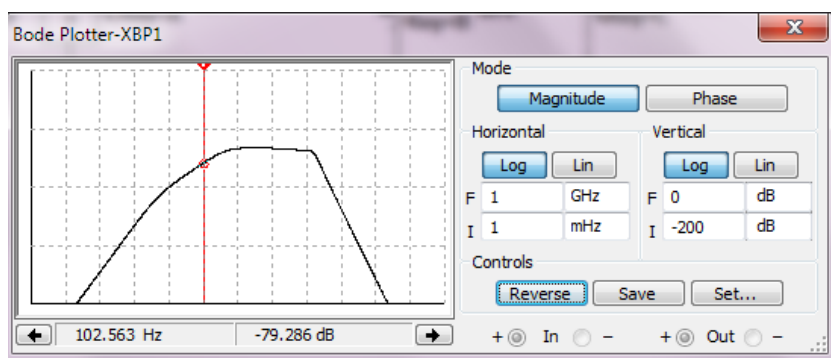


Рисунок 3.19 – Амплітудно-частотна характеристика при частоті первинного колювання 100 Гц, $R_1 = 8$ кОм, $C_1 = 3,5$ мкФ

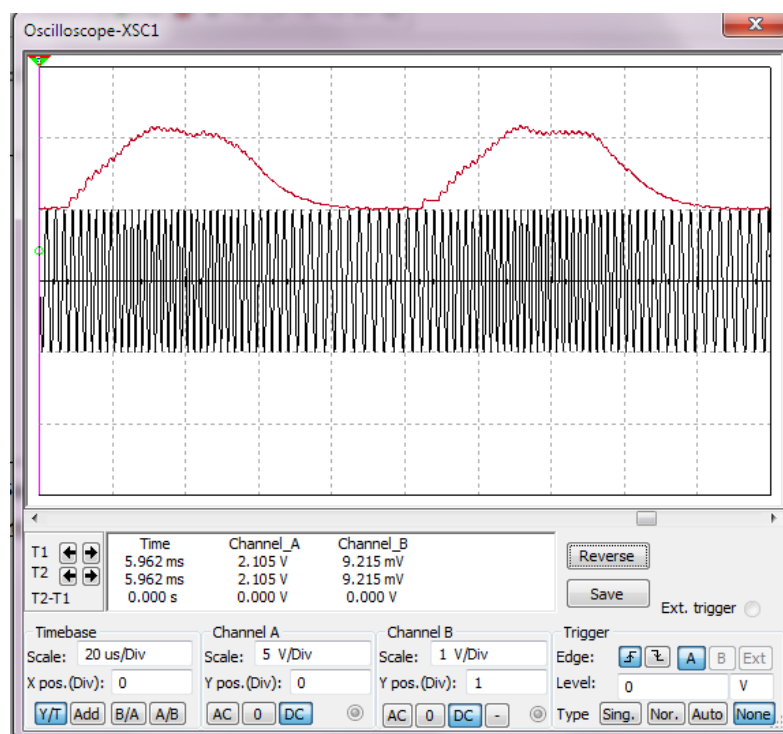


Рисунок 3.20 – Результати аналізу перехідного процесу при частоті первинного колювання 10 кГц, $R_1=1,5$ кОм, $C_1 = 900$ пФ

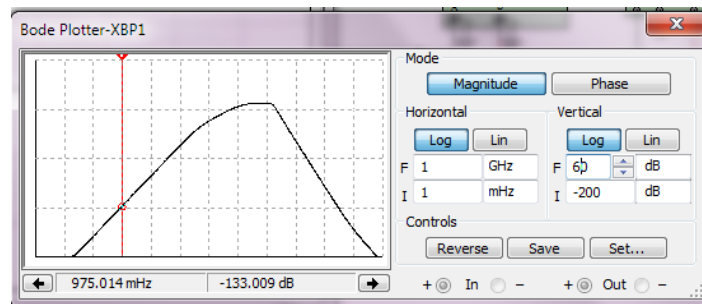


Рисунок 3.21 – Амплітудно-частотна характеристика при частоті первинного колювання 10 кГц, $R_1=1,5$ кОм, $C_1 = 900$ пФ

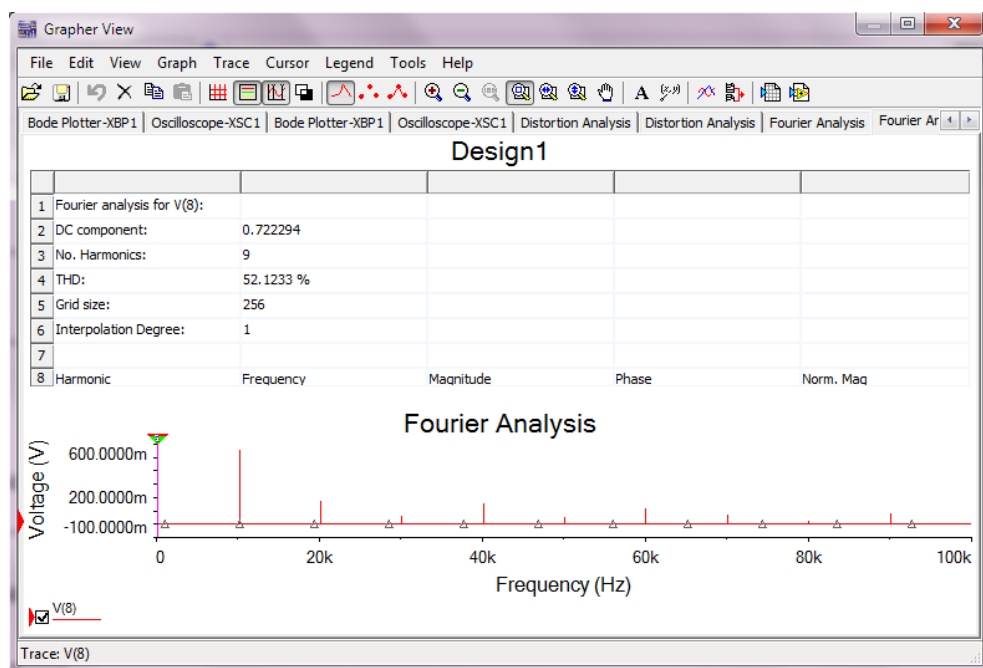


Рисунок 3.22 – Результати аналізу Фур'є при частоті первинного колювання 10 кГц, $R_1=1,5$ кОм, $C_1 = 900$ пФ

Аналіз перехідних процесів, показаних на рисунках 3.17 та 3.19, дозволяє зробити висновок, що відновлені низькочастотні сигнали мають такі ж самі періоди, як і періоди модулюючих колювань (100 Гц та 10 кГц).

Частотний аналіз показує, що амплітудно-частотні характеристики мають майже лінійні ділянки, на яких можна вибрати робочу точку детектора.

При аналізі результатів швидкого перетворення Фур'є (рис. 3.21) видно, що сигнал на виході детектора має постійну складову та гармонійні складові, причому амплітуда основної гармоніки максимальна порівняно з іншими гармонійними складовими. Коефіцієнт нелінійних спотворень THD (при врахуванні 10 гармонік) достатньо великий (52 %). Така ситуація проявляється у спотворенні форм синусоїдальних сигналів на виходах детекторів. Як видно з рисунків 3.17 та 3.19, на синусоїду основної гармоніки накладаються високочастотні складові.

Для зменшення значення THD необхідно ускладнювати схеми фільтрів низьких частот на виходах детекторів.

ВИСНОВКИ

Для того, щоб підвищити швидкість передавання інформації по вимірjuвальним каналам, збільшити об'єм її передавання, а також пришвидшити обробку цієї інформації, актуальним становиться дослідження принципів детектування сигналів у приймальних пристроях.

В роботі розроблені моделі формування амплітудно-модульованих, частотно-модульованих, фазомодульованих та відповідних демодульованих сигналів у програмному вигляді у системі MATLAB.

При аналізі форм амплітудно-модульованих та демодульованих сигналів зроблені висновки: форми усіх сигналів будуть незмінними, якщо, наприклад, частоти первинного сигналу, несучого сигналу та дискретизації збільшити у 100 разів. При цьому треба у 100 разів зменшити кінцевий час моделювання. Тобто важливо зберегти співвідношення частот для того, щоб форми сигналів залишалися незмінними; форми демодульованих сигналів при усіх модифікаціях АМ відповідають формі первинного сигналу; потужність коливань, що модулюються за амплітудою, змінюється при зміні глибини модуляції. Пікова потужність АМ-коливання може у чотири рази перевищувати потужність немодульованого коливання. Тому передавач слід розраховувати на чотирикратне збільшення потужності.

При аналізі форм частотно-модульованих та демодульованих сигналів зроблені висновки: потужність передавача з частотною модуляцією дорівнює потужності при відсутності модуляції тому, що амплітуда ЧМ-сигналу незмінна. Така властивість суттєво об'легшує режим роботи передавача; частотну модуляцію краще використовувати з великими значеннями індексів частотної модуляції.

З аналізу форм фазомодульованих та демодульованих зроблені висновки: форми демодульованих сигналів з різними індексами фазової модуляції співпадають з формою первинного сигналу; форми фазомодульованих сигналів з девіаціями фази

1,57 рад та 2,1 рад значно відрізняються. При цьому: чим більше значення становить девіація фази, тим завадостійкість передавання інформації вища.

З аналізу форм модульованих та демодульованих сигналів мовного типу при різних видах модуляції зроблені висновки:

- при усіх видах модуляції форма демодульованого сигналу майже повністю співпадає з формою первинного мовного сигналу;
- спектри модульованих сигналів є неперервними тому, що мовний сигнал був дискретизований;
- спектри АМ-, ЧМ-, ФМ-модульованих коливань майже симетричні відносно несучої частоти;
- спектр АМSSB-коливання (односмугова модуляція) знаходиться ліворуч від несучої частоти;
- при порівнянні спектрограм за червоним кольором найбільша спектральна густина потужності спостерігається при частотній модуляції та односмуговій модуляції;
- висока якість відтвореного мовного сигналу, який оцінювався шляхом прослуховування при всіх видах модуляції.

У пакеті SIMULINK системи MATLAB розроблені моделі фазового детектора та автокореляційного частотного детектора на базі фазового демодулятора. Шляхом аналізу перехідних процесів доказана їх працездатність.

В роботі представлений схемотехнічний аналіз частотного детектора з поодиноким коливальним контуром та частотно-амплітудного детектора. Доказана їх працездатність шляхом аналізів перехідних процесів, частотного аналізу, аналізу Фур'є. Частотний аналіз показує, що амплітудно-частотні характеристики детекторів мають майже лінійні ділянки, на яких можна вибрати робочі точки детекторів. При аналізі результатів швидкого перетворення Фур'є відмічений високий коефіцієнт нелінійних спотворень THD, для його зменшення необхідно ускладнювати схеми фільтрів низьких частот на виходах детекторів.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. **Коломієць, Л. В.** Метрологія у галузі зв'язку. Книга 1. Загальні електрорадіовимірювання: Посібник [Текст] / Л. В. Коломієць, П. П. Воробієнко, М. Т. Козаченко, М. Б. Налісний, Л. О. Козаченко, О. В. Грабовський. – Одеса: ТОВ «ВМВ», 2009.- 480 с.
2. **Микитишин, А. Г.** Телекомунікаційні системи та мережі: навчальний посібник [Текст] / А. Г. Микитишин, М. М. Митник, П. Д. Стухляк. – Тернопіль: Тернопільський національний технічний університет, 2017 – 384 с.
3. **Смирнов, В. П.** Методичні вказівки щодо виконання курсової роботи з дисципліни «Засоби приймання і оброблення інформації: навчальний посібник [Електронний ресурс] / В. П. Смирнов. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. – 75с.
4. **Швець, В. А.** Засоби приймання та обробки інформації в системах технічного захисту інформації: лабораторний практикум [Текст] / В. А. Швець, Т. В. Мелешко. – К.: НАУ, 2014. – 65 с.
5. **Тяжев, А. И.** Оптимизация цифровых детекторов в приёмниках по минимуму вычислительных затрат [Текст] / А. И. Тяжев. – Самара: Самарский университет. – 1994. – с. 157-211.
6. **Толочко, О. І.** Пакети прикладних програм для ПЕОМ. Частина 1. MATLAB, SIMULINK, SIMPOWERSYSTEM. Основи програмування. Лабораторний практикум [Електронний ресурс] / О.І. Толочко. – К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 226 с.
7. **Пятін, І. С.** Розширення частотного діапазону фазових детекторів радіоелектронних систем [Текст] / І.С. Пятін // Вісник ХНУ. Технічні науки. – 2011. – № 1. – С. 148–153.
8. **Пятін, І. С.** Дослідження фазових детекторів [Текст] / І.С. Пятін // Вісник ХНУ. //Вісник Хмельницького національного університету. – 2013. – № 5 – С. 239-244.

9. **Гусева, О. В.** Моделювання сигналів і процесів в радіoeлектроніці в середовищах MathCAD та Electronics Workbench: навчальний посібник. Частина I [Електронний ресурс] / О. В. Гусева, О. І. Павлов. – К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 128 с.

10 **П'яних, Б. Є.** Основы теории кил. Перехідні процеси в електричних колах. Чотиріполюсники. Фільтри: навчальний посібник [Текст] / Б. Є. П'яних. – К.: НАУ, 2003. – 204с.

11. **Гололобов, В. П.** Основы теории телекоммуникаций і радіотехніки. Частины I, II. Методичні вказівки до лабораторних робіт [Текст] / В. П. Гололобов, С. М. Літвінцев. – К.: НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського», 2017. – 72 с.

12. **Карлащук, В. И.** Электронная лаборатория на IBM PC Том 2. Моделирование элементов телекоммуникационных и цифровых систем [Текст] / В. И. Карлащук. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. – 640 с.

13. **Карлащук, В. И.** Электронная лаборатория на IBM PC. Том 1. Моделирование элементов аналоговых систем [Текст] / В. И. Карлащук. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. – 672 с.

14. **Шатило, Н. И.** Функциональные устройства и электропитание систем телекоммуникаций. Лабораторный практикум. В 4 ч. Ч. 2: Модуляторы и демодуляторы: учеб. - метод. пособие [Текст] / Шатило Н. И., Машара Г. Г. – Минск: БГУИР, 2014. – 72с.

15. **Зайцева, И. Н.** Радиоприемные устройства: учебное пособие по выполнению лабораторных работ [Текст] / И. Н. Зайцева, Э. И. Исакович, Н. А. Фортунова. – Елец: Елецкий государственный университет, 2015. – 105 с.

16. **Тяжев, А. И.** Исследование цифровых частотных детекторов [Текст] / А. И. Тяжев. – М.: МЭИЭ. – 1991. – 196 с.

17. **Рудик, А. В.** Радіоавтоматика. Частина 2. Нелінійні системи радіоавтоматики. Навчальний посібник [Текст] / А. В. Рудик, І. В. Барановський. – Вінниця: ВДТУ, 2001. – 177 с.

ДОДАТОК А

Лістинг програми ”Дослідження форм амплітудно-модульованих та демодульованих сигналів”

```

fs = 100000;                                % Частота дискретизації
t = 0: 1/fs : 0.02;                          % Час
F = 200;                                     % Частота сигналу
fc = 2000;                                   % Частота несучої
a=sin(2*pi*F*t);                             % Сигнал
s=sin (2*pi*fc*t);                           % Несуча
opt1 = -1; opt2 = 1; opt3 = 0;
s1=modulate(a,fc,fs,'amdsb-tc',opt1);         % Двосмугова АМ
s2=modulate(a,fc,fs, 'amdsb-sc',opt2);        % Балансна АМ
s3= modulate (a,fc,fs, 'amssb', opt3);        % Односмугова АМ
subplot (8,1,1);
title ('Модуючий сигнал');
hold on; plot (t, a); grid on;
subplot (8,1,2);
title ('Несучий сигнал');
hold on; plot(t,s); grid on;
subplot (8,1,3);
title ('Модульований сигнал, m=1');
hold on; plot (t,s1, 'r-'); grid on;
subplot (8,1,4);
title('Модульований сигнал при подавленому несучому коливанні' );
hold on;
plot (t, s2, 'r-');
grid on;
subplot (8,1,5);
title('Модульований сигнал при односмуговій модуляції');
hold on; plot (t, s3, 'r-'); grid on;
s4=amdemod(s1,fc,fs);                        % Двосмугова АМ
s5=amdemod(s2,fc,fs);                        % Балансна АМ
s6= amdemod(s3,fc,fs);                       % Односмугова АМ
subplot (8,1,6);
title ('Демодульований сигнал, m=1');
hold on; plot (t,s4, 'g-'); grid on; ylim([0 2]);
subplot (8,1,7);
title('Демодульований сигнал при подавленому несучому коливанні' );
hold on; plot (t, s5, 'g-'); grid on; ylim([-1 1]);
subplot (8,1,8);
title('Демодульований сигнал при односмуговій модуляції');
hold on; plot (t, s6, 'g-'); grid on; ylim([-1 1]);

```

ДОДАТОК Б

Результати роботи програми ”Дослідження форм амплітудно-модульованих та демодульованих сигналів”

Результати роботи програми показані на рис. Б.1.

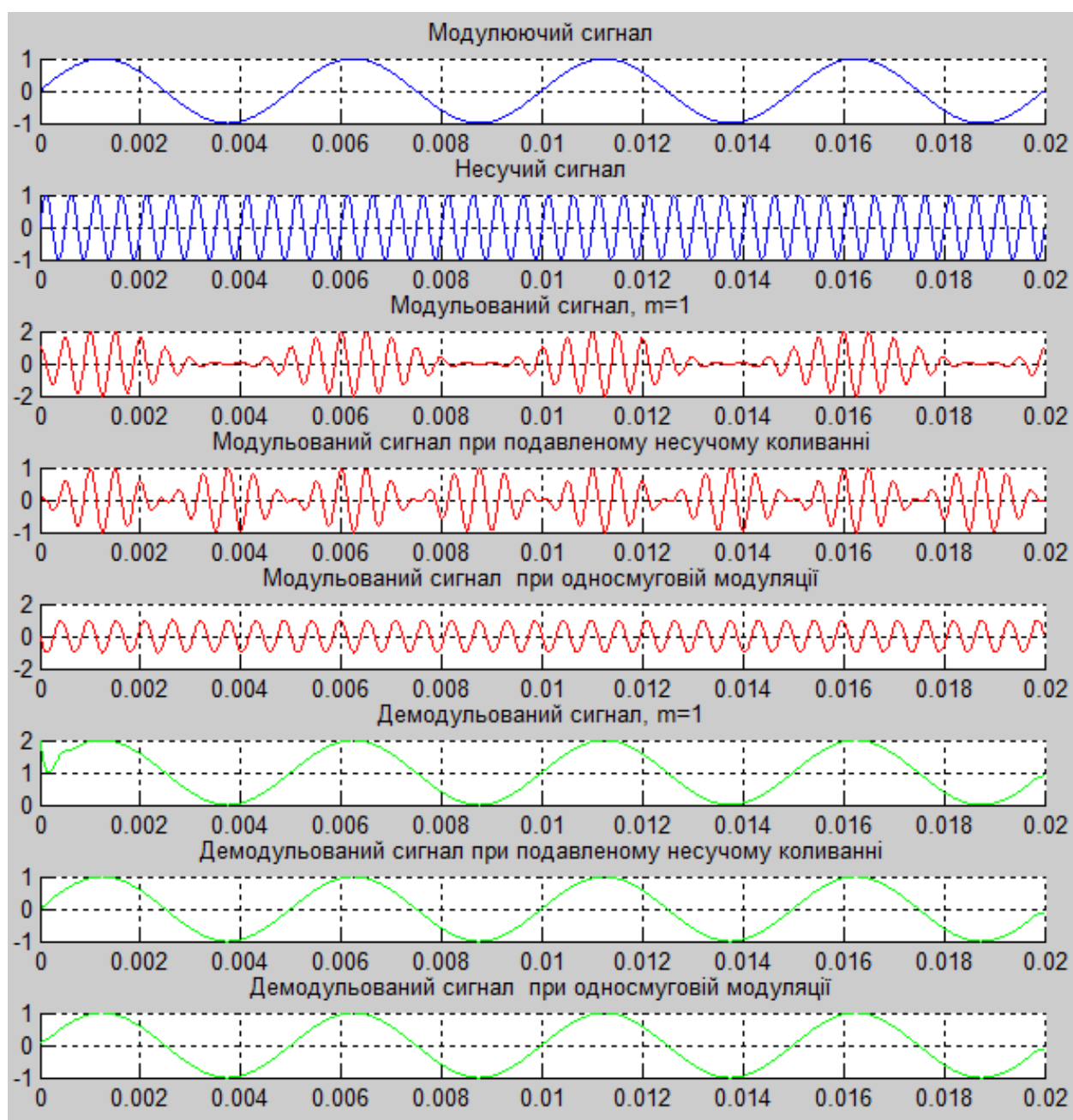


Рисунок Б.1 - Результати роботи програми

ДОДАТОК В

Лістинг програми ”Дослідження форм частотно-модульованих та демодульованих сигналів” та результати аналізу

Лістинг програми

```

Fc = 2500; % Частота несучої
Fs = 80000; % Частота дискретизації
t = 0:1/Fs:0.01; % Моменти дискретизації
x = sin(2*pi*200*t); % Первинний сигнал
freqdev=2000.; % Девіація частоти
y = fmmmod(x, Fc, Fs, freqdev); % Модуляція.
z = fmdemod(y, Fc, Fs, freqdev); % Демодуляція
subplot (3,1,1);
title ('Модулюючий сигнал'); % Первинний сигнал
hold on; plot(t, x); grid on; subplot (3,1,2);
title ('Модульований сигнал');
hold on; plot(t, y); grid on; subplot(3,1,3);
title ('Модулюючий та демодульований сигнал');
hold on; plot(t, x, 'k-', t, z, 'r-'); grid on;

```

Результати аналізу за програмою показані на рис. В.1.

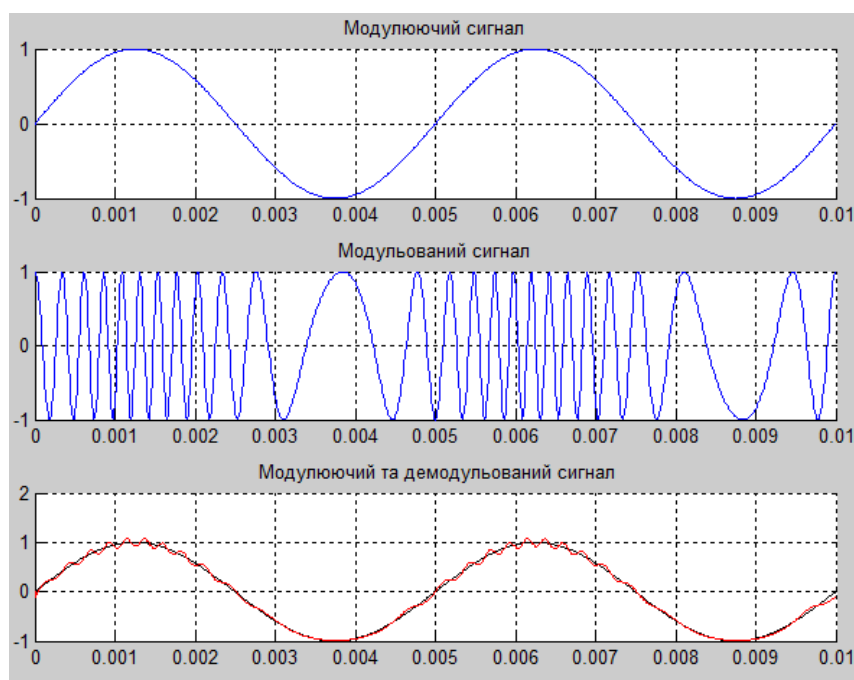


Рисунок В.1 - Результати аналізу за програмою

ДОДАТОК Г

Лістинг програми ”Дослідження форм фазомодульованих та демодульованих сигналів”

```
% Фазова модуляція
Fc = 1200;
Fs = 30000;
F = 300;
t = 0:1/Fs: 0.01;
x = sin(2*pi*F*t);
c = sin(2*pi*Fc*t);
B1=2;
B2=1.5;
psdev1=pi/B1;
psdev2=pi/B2;
y1=pmmmod(x,Fc,Fs,psdev1);
y2=pmmmod(x,Fc,Fs,psdev2);
z1=pmdemod(y1, Fc,Fs,psdev1);
z2=pmdemod(y2,Fc,Fs,psdev2);
subplot (4,2,1);
title('Модуючий сигнал');
hold on;
plot(t,x);
grid on;
subplot(4,2,3) ;
title ('Несучий сигнал');
hold on;
plot(t,c);
grid on;
subplot (4,2,5);
title (['Модульований сигнал. Девіація фази=Pi/', num2str(B1)]);
hold on;
plot(t, y1);
grid on;
subplot (4,2, 6) ;
title(['Модульований сигнал. Девіація фази=Pi/', num2str(B2)]);
hold on;
plot(t, y2);
grid on;
subplot (4,2, 7);
title(['Демодульований сигнал. Девіація фази=Pi/', num2str(B1)]);
hold on;
plot (t,z1, 'r- ');
grid on;
subplot(4,2, 8);
title(['Демодульований сигнал. Девіація фази=Pi/', num2str(B2)]);
hold on;
plot(t,z2, 'r-');
grid on;
```

```
% Частота несучої
% Частота дискретизації
% Частота сигналу
% Час
% Сигнал
% Несуча
```

```
% Індекс модуляції
```

```
% Девіація фази
% Фазова модуляція
```

```
% Фазова демодуляція
```

ДОДАТОК Д

Результати аналізу за програмою ”Дослідження форм фазомодульованих та демодульованих сигналів”

На рис. Д.1 представлені результати аналізу.

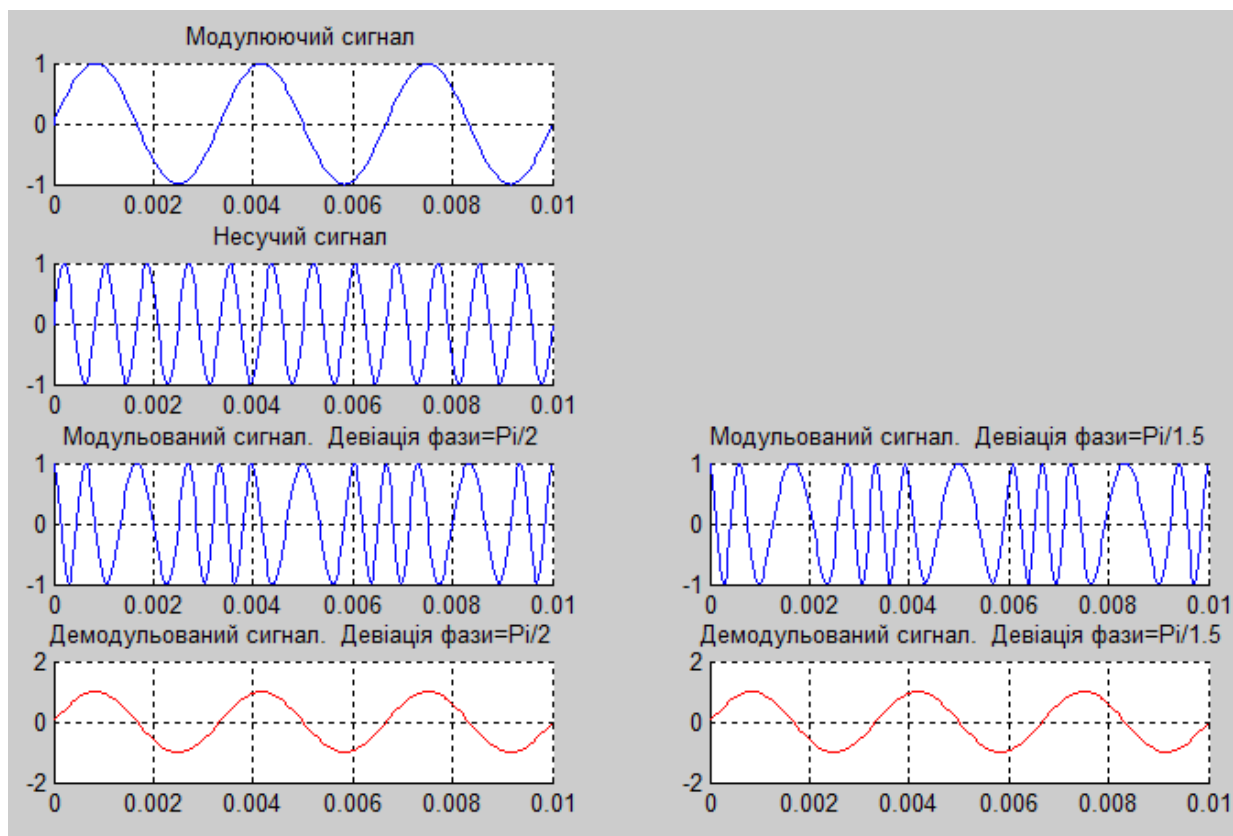


Рисунок Д.1 – Результати аналізу за програмою ”Дослідження форм фазомодульованих та демодульованих сигналів”

ДОДАТОК Е

Лістинг програми ”Дослідження форм КАМ-модульованих та
КАМ-демодульованих сигналів”

```

fc=20;                % Частота несучої
fs=1000;              % Частота дискретизації
t=0:1/fs:2;          % Моменти часу
F1=2; F2=4;          % Частоти сигналів
c = sin(2*pi*fc*t);   % Несуча
a1=sin(2*pi*F1*t);
a2=sin(2*pi*F2*t);
s=modulate (a1, fc, fs, 'qam', a2);    %КАМ
[z1 z2]=demod (s, fc, fs, 'qam');      %КАМ демодуляція
subplot(3,2,1) ;
title('Модуючий сигнал 1');
hold on;
plot(t,a1);
grid on;
subplot(3,2,2);
title('Модуючий сигнал 2');
hold on;
plot(t,a2);
grid on;
subplot(3,2,3) ;
title('Несучий сигнал');
hold on;
plot (t, c);
grid on;
subplot(3,2,5);
title('Демодульований сигнал 1');
hold on;
plot(t,z1, 'r-');
grid on;
ylim ([-1 1]);
subplot(3,2,6);
title('Демодульований сигнал 2');
hold on;
plot (t,z2, 'r-');
grid on;
ylim([-1 1]);

```

ДОДАТОК Ж

Результати аналізу за програмою ”Дослідження форм КАМ-модульованих та
КАМ-демодульованих сигналів”

На рис. Ж.1 представлені результати аналізу.

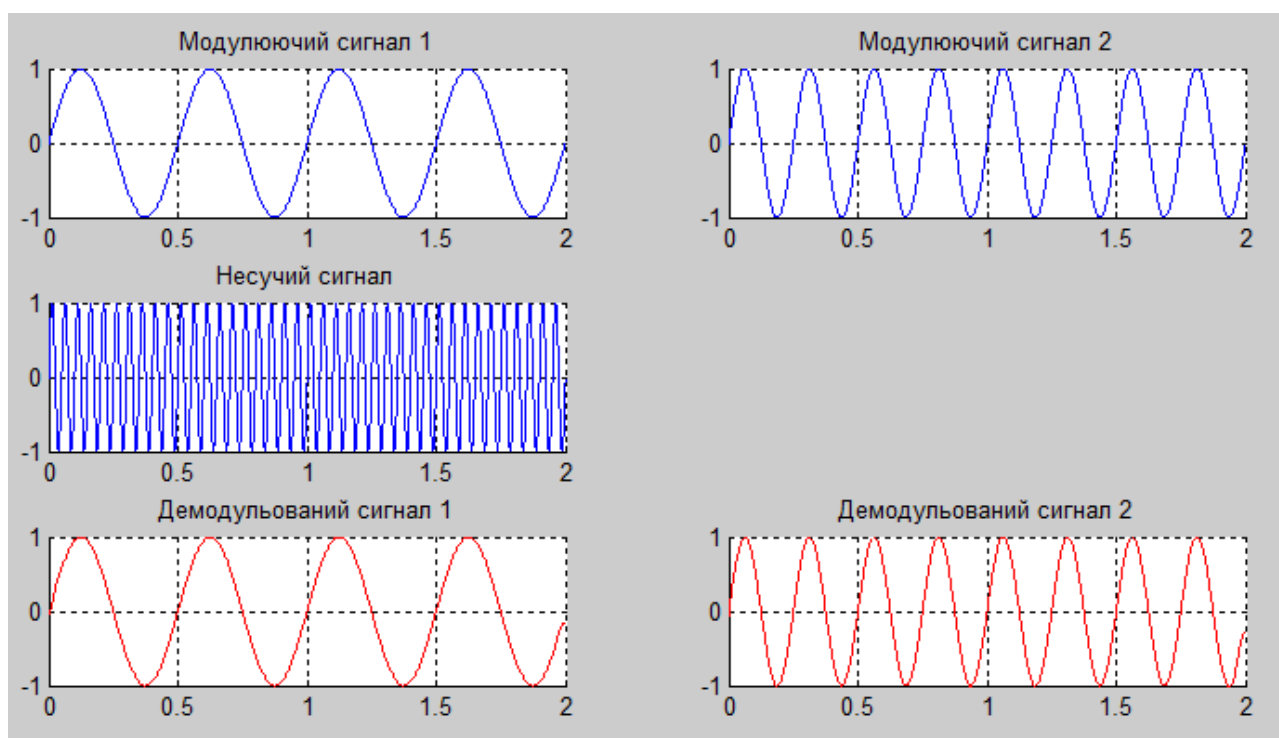


Рисунок Ж.1 – Результати аналізу за програмою ”Дослідження форм
КАМ-модульованих та КАМ-демодульованих сигналів”

ДОДАТОК К

Результати аналізу за програмою "Модуляція та демодуляція мовного сигналу"

На рис. К.1 – К.12 представлені результати аналізу за програмою "Модуляція та демодуляція мовного сигналу"

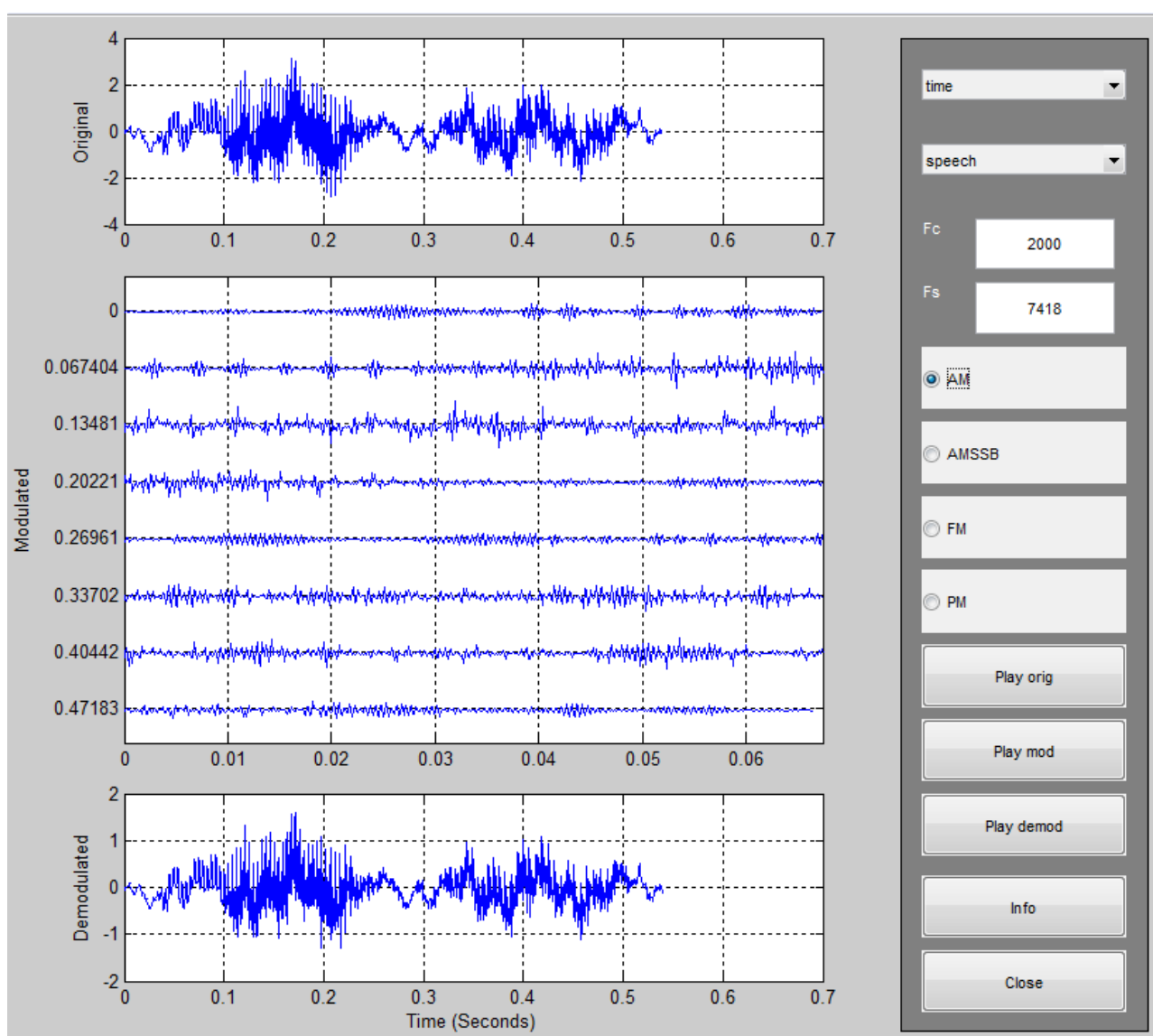


Рисунок К.1 – Результати аналізу процесів АМ-модуляції та АМ-демодуляції

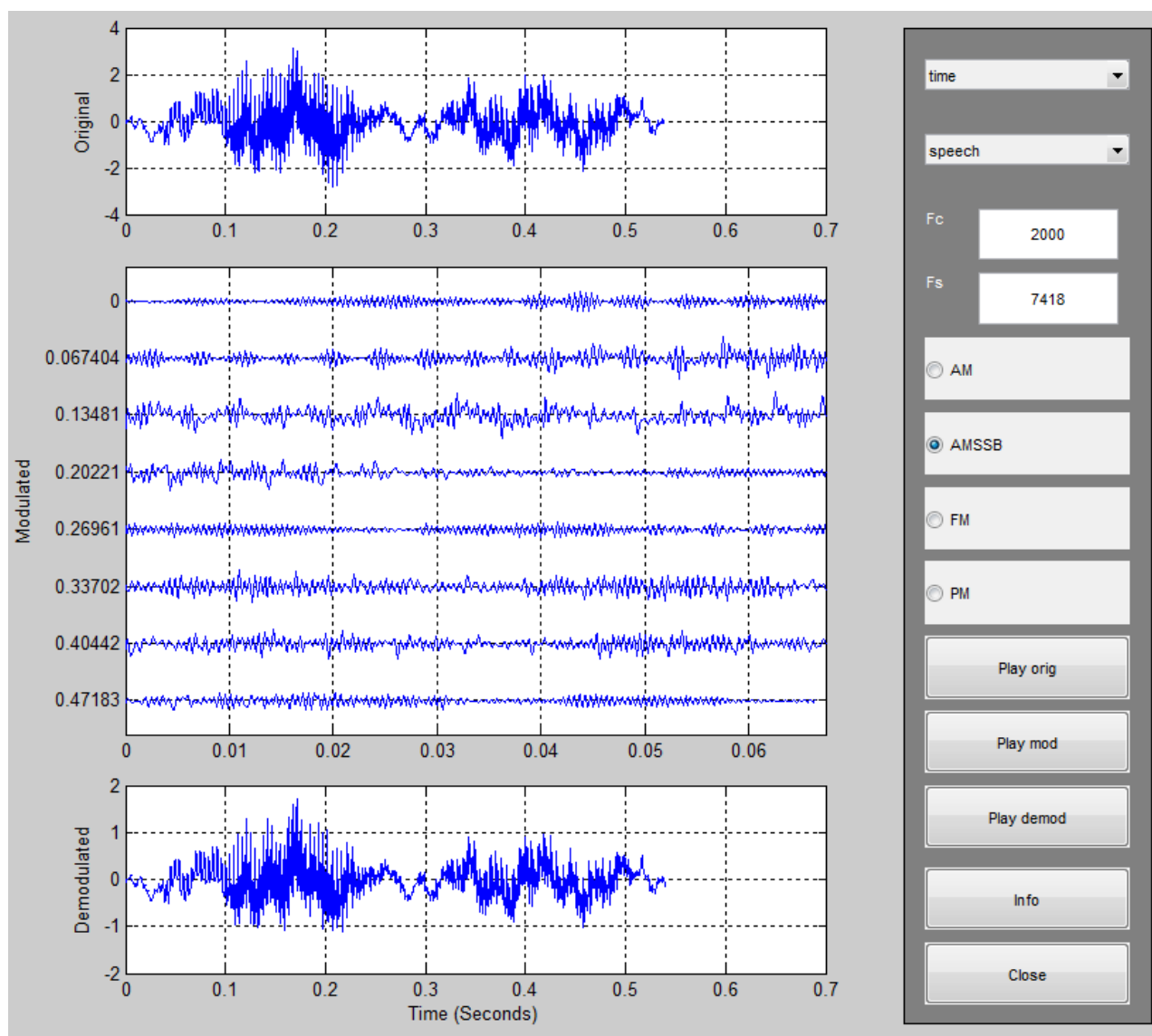


Рисунок К.2 – Результати аналізу процесів односмугових АМ-модуляції та АМ-демодуляції

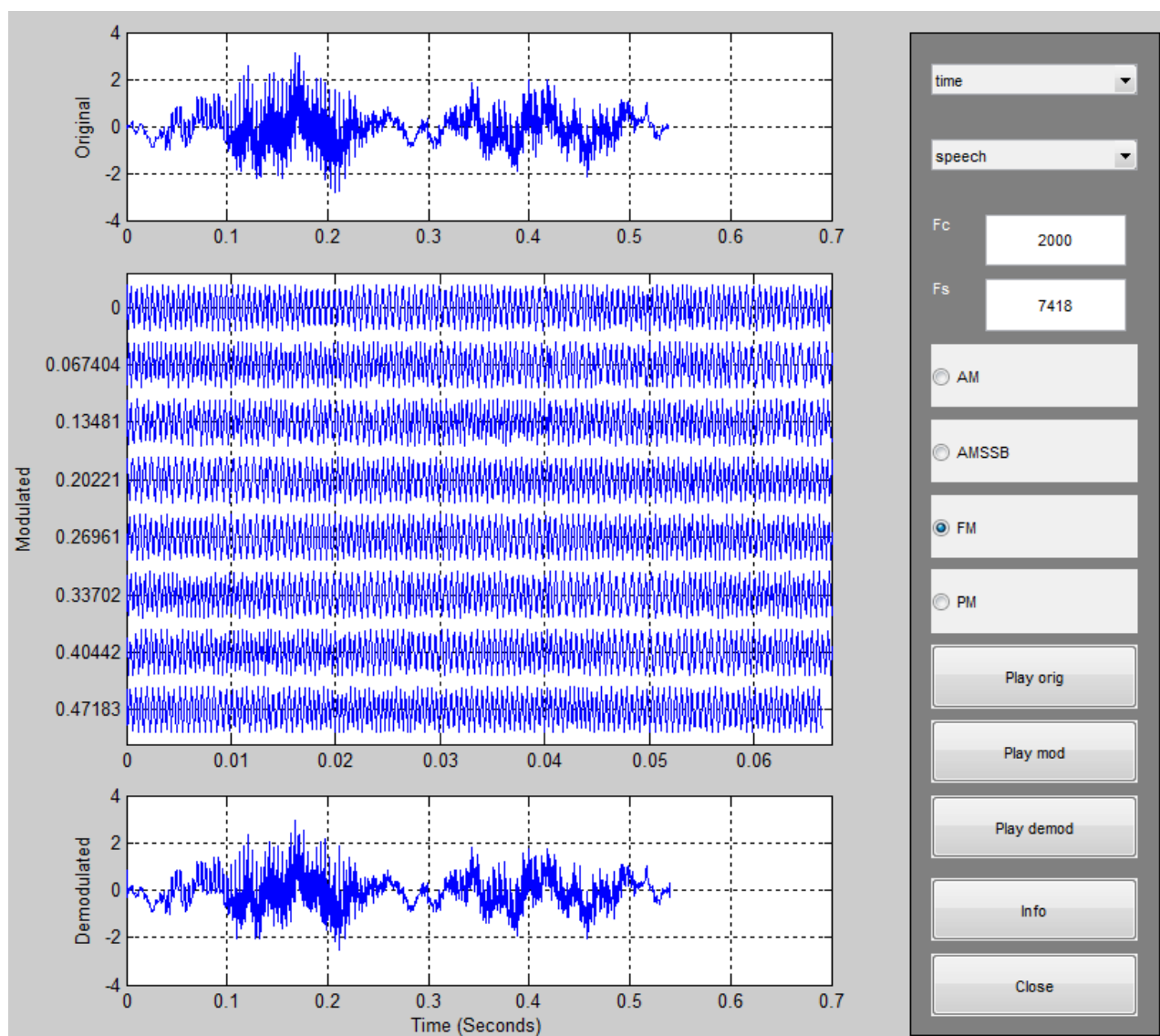


Рисунок К.3 – Результати аналізу процесів ЧМ-модуляції та
ЧМ-демодуляції

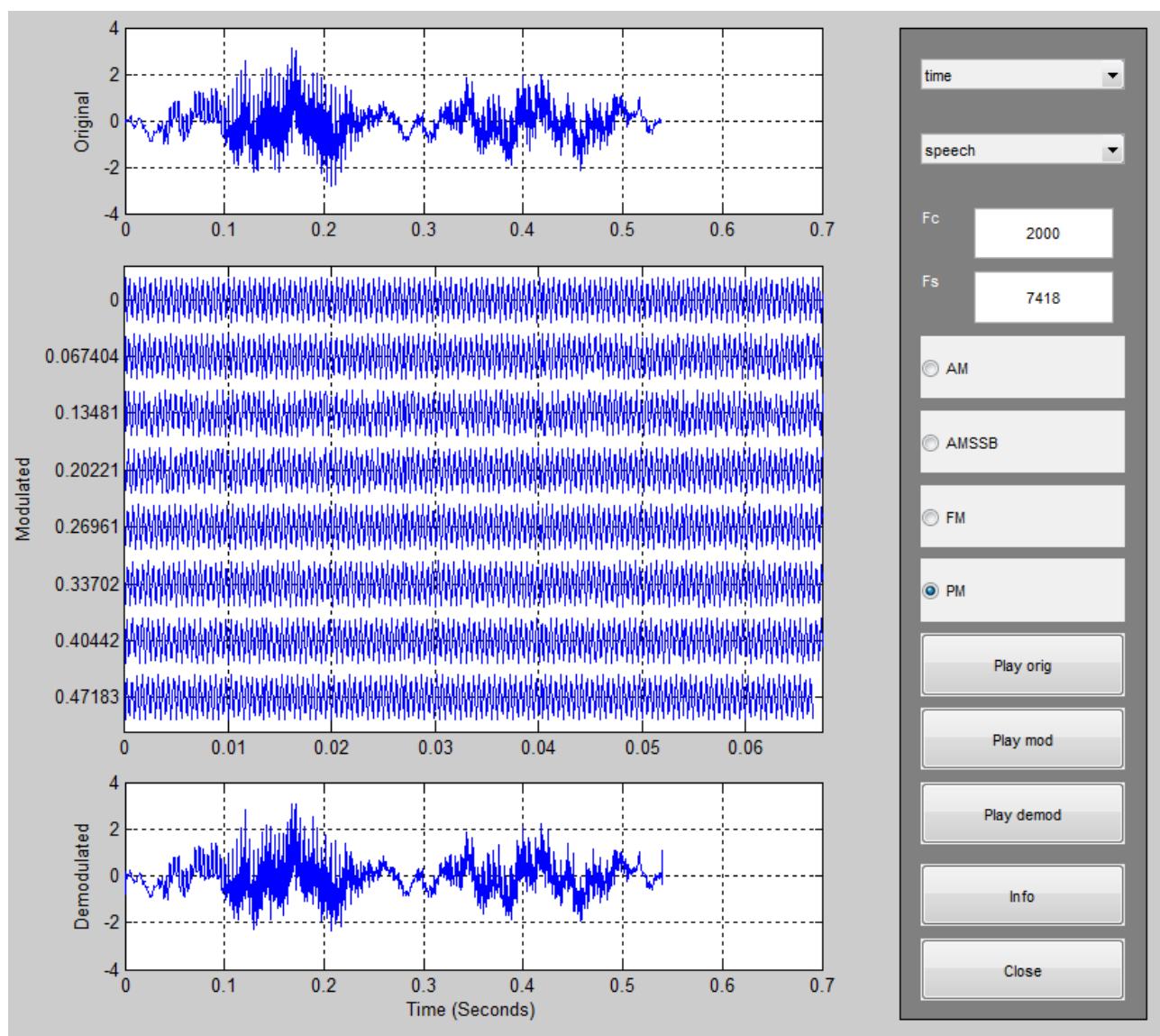


Рисунок К.4 – Результати аналізу процесів ФМ-модуляції та ФМ-демодуляції

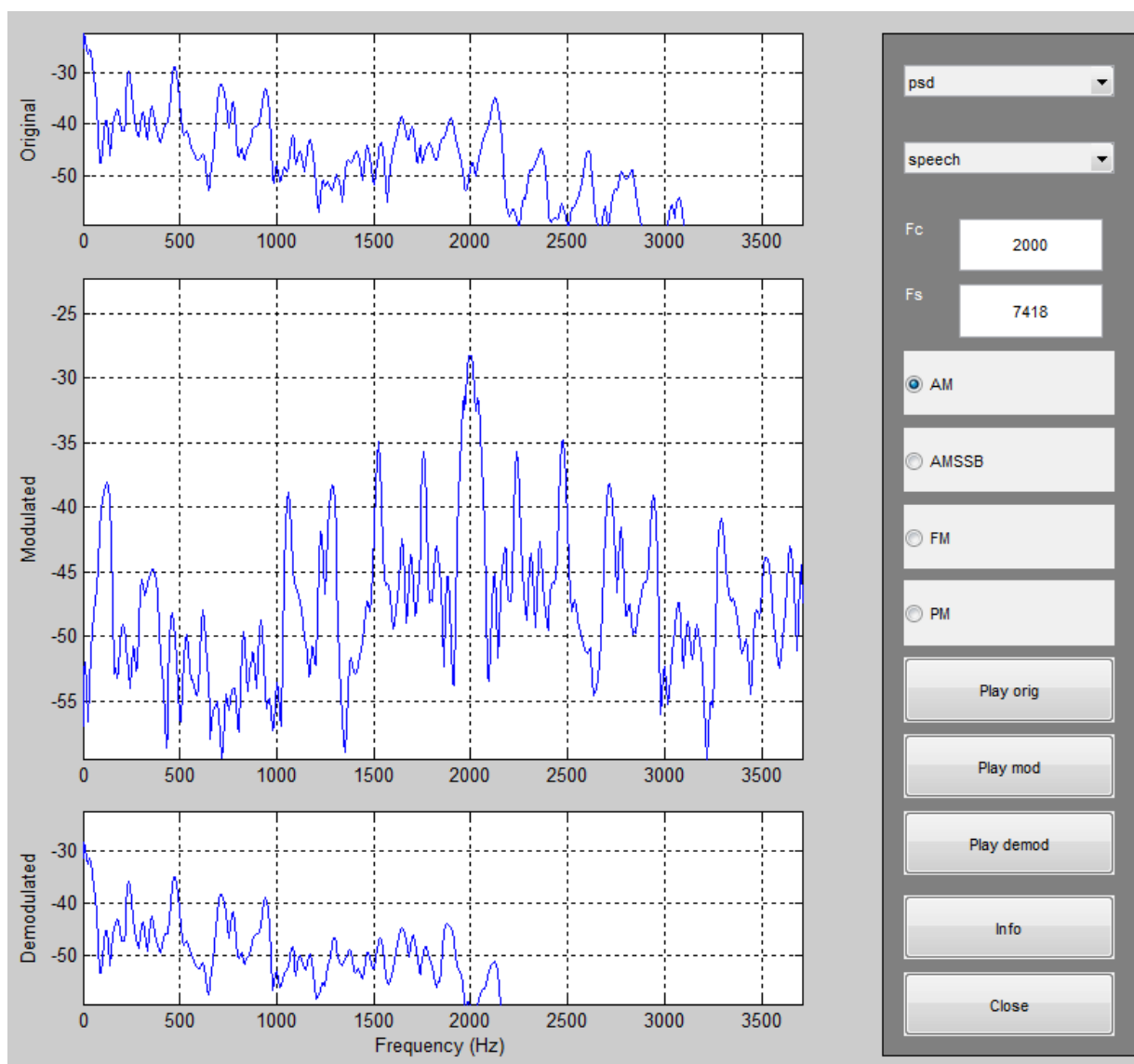


Рисунок К.5 – Спектр амплітудно-модульованого мовного сигналу

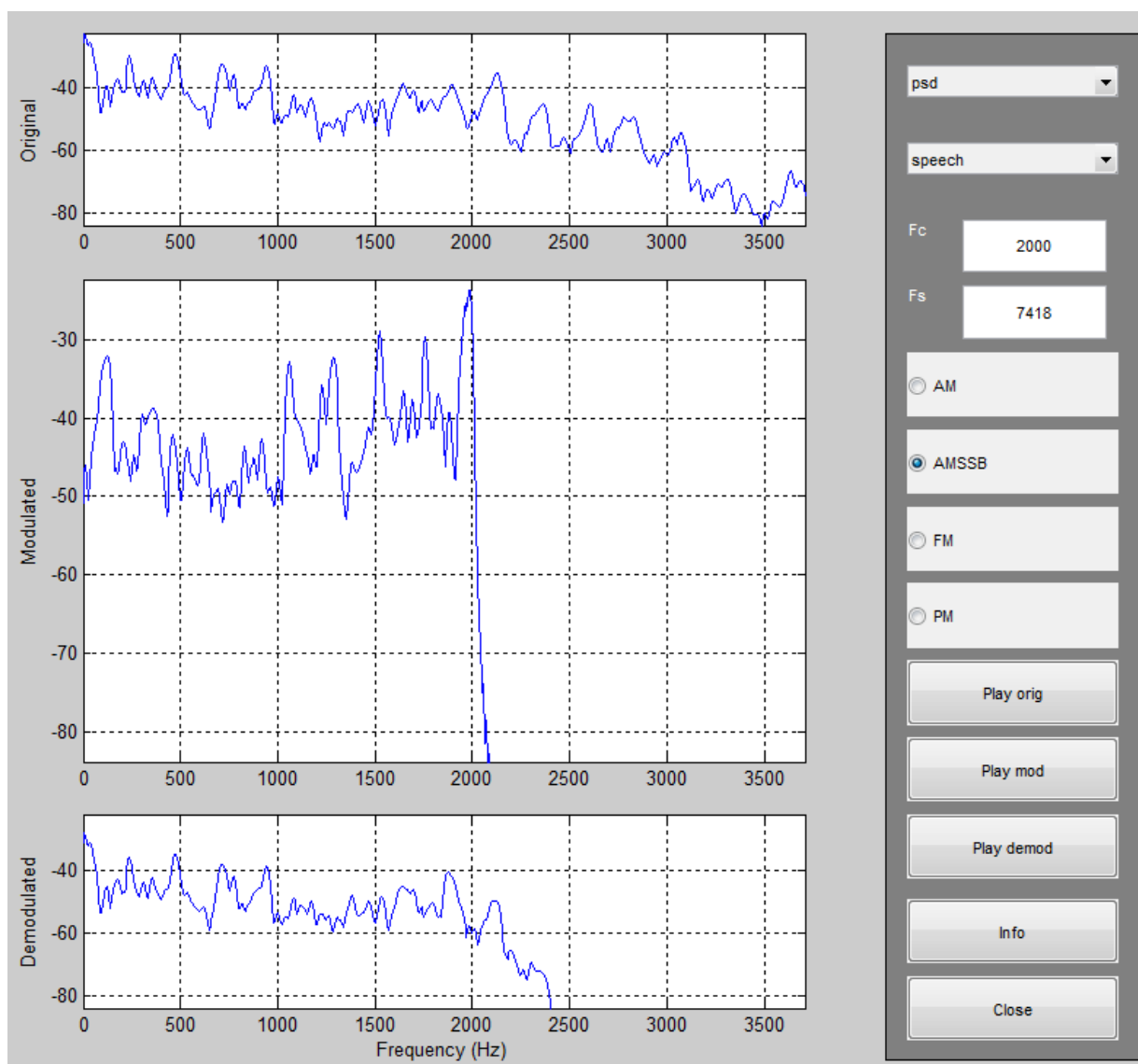


Рисунок К.6 – Спектр амплітудно-модульованого мовного сигналу при односмуговій модуляції

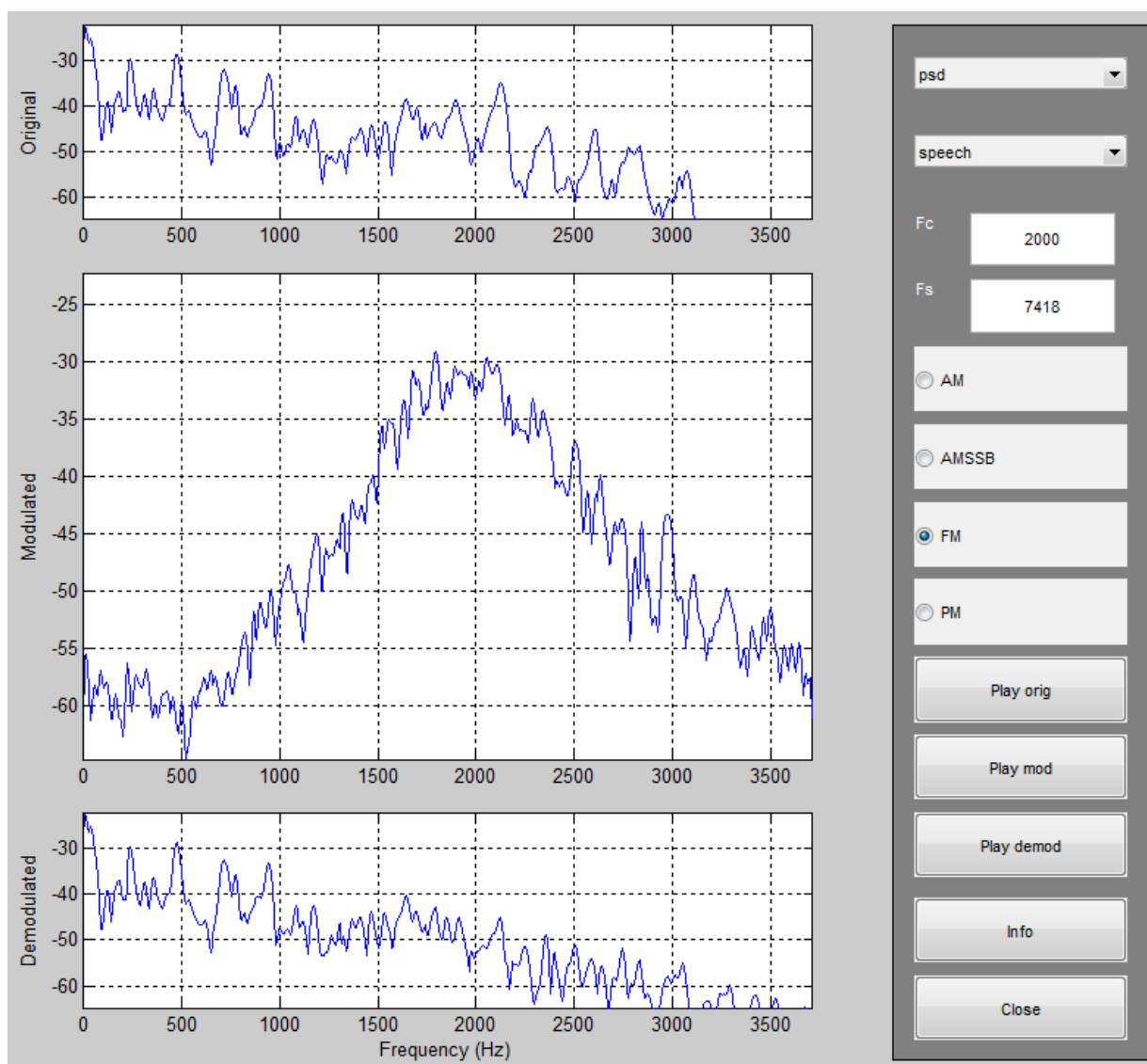


Рисунок К.7 – Спектр частотно-модульованого мовного сигналу

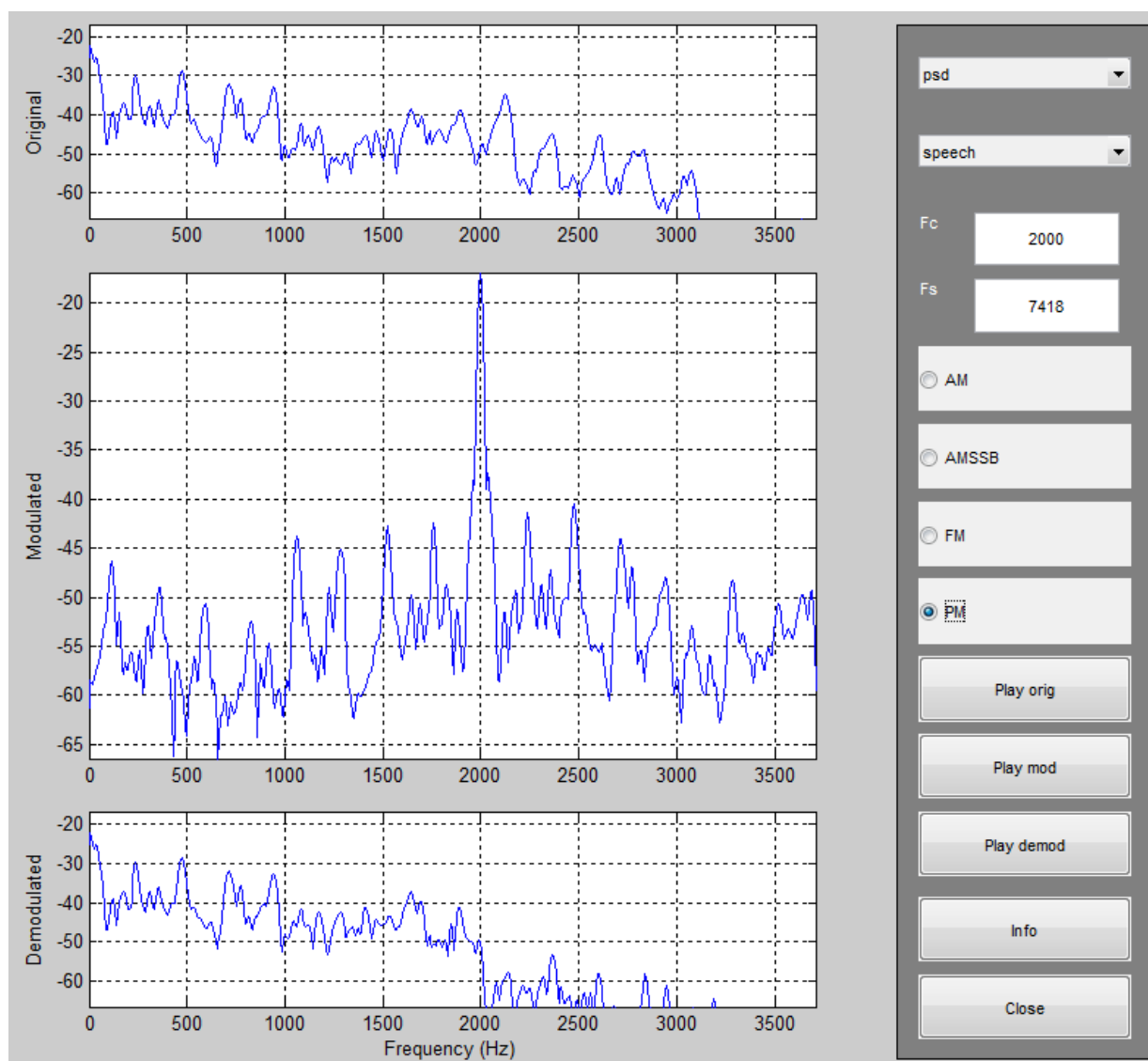


Рисунок К.8 – Спектр фазомодульованого мовного сигналу

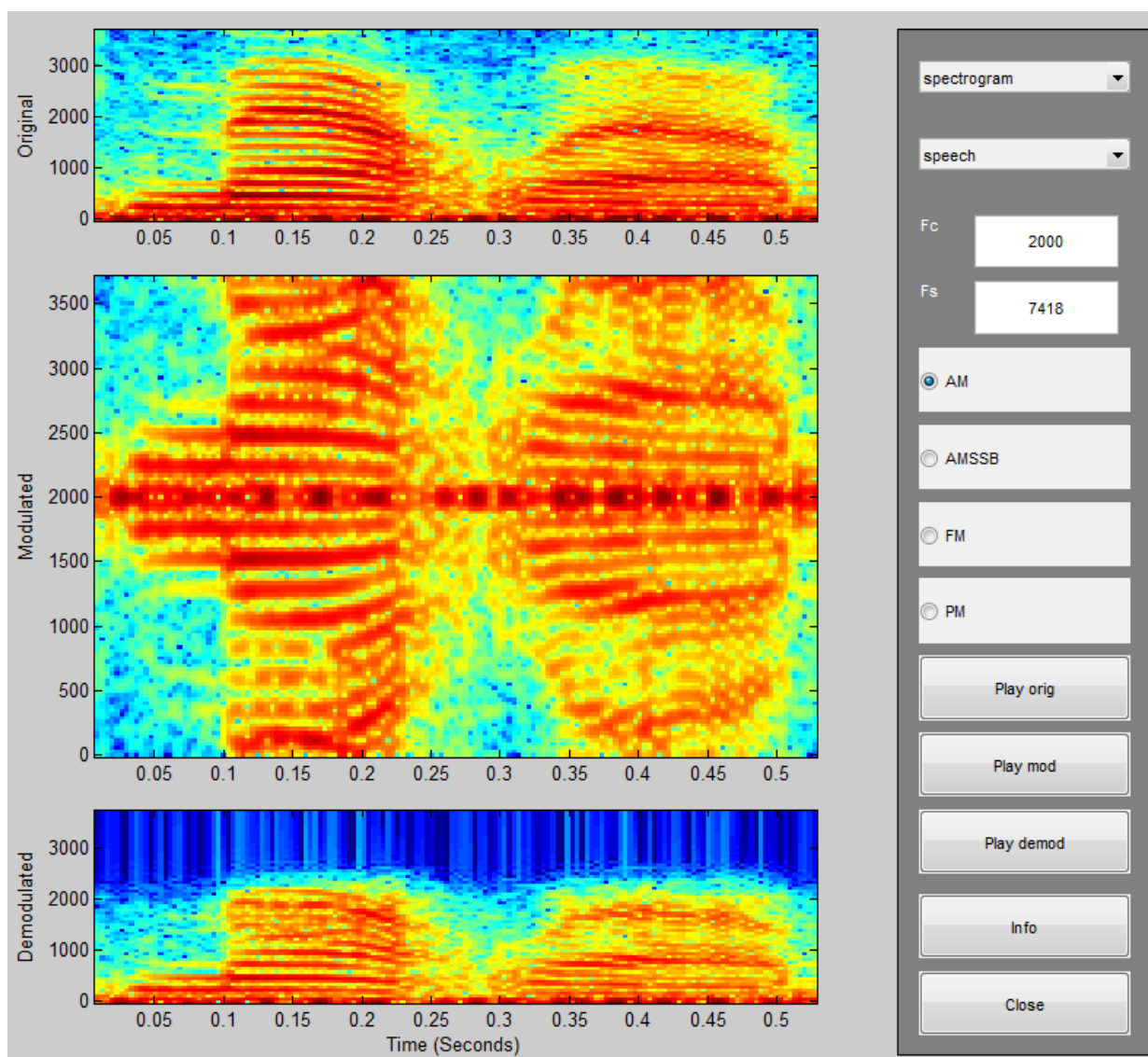


Рисунок К.9 – Спектрограма амплітудно-модульованого мовного сигналу

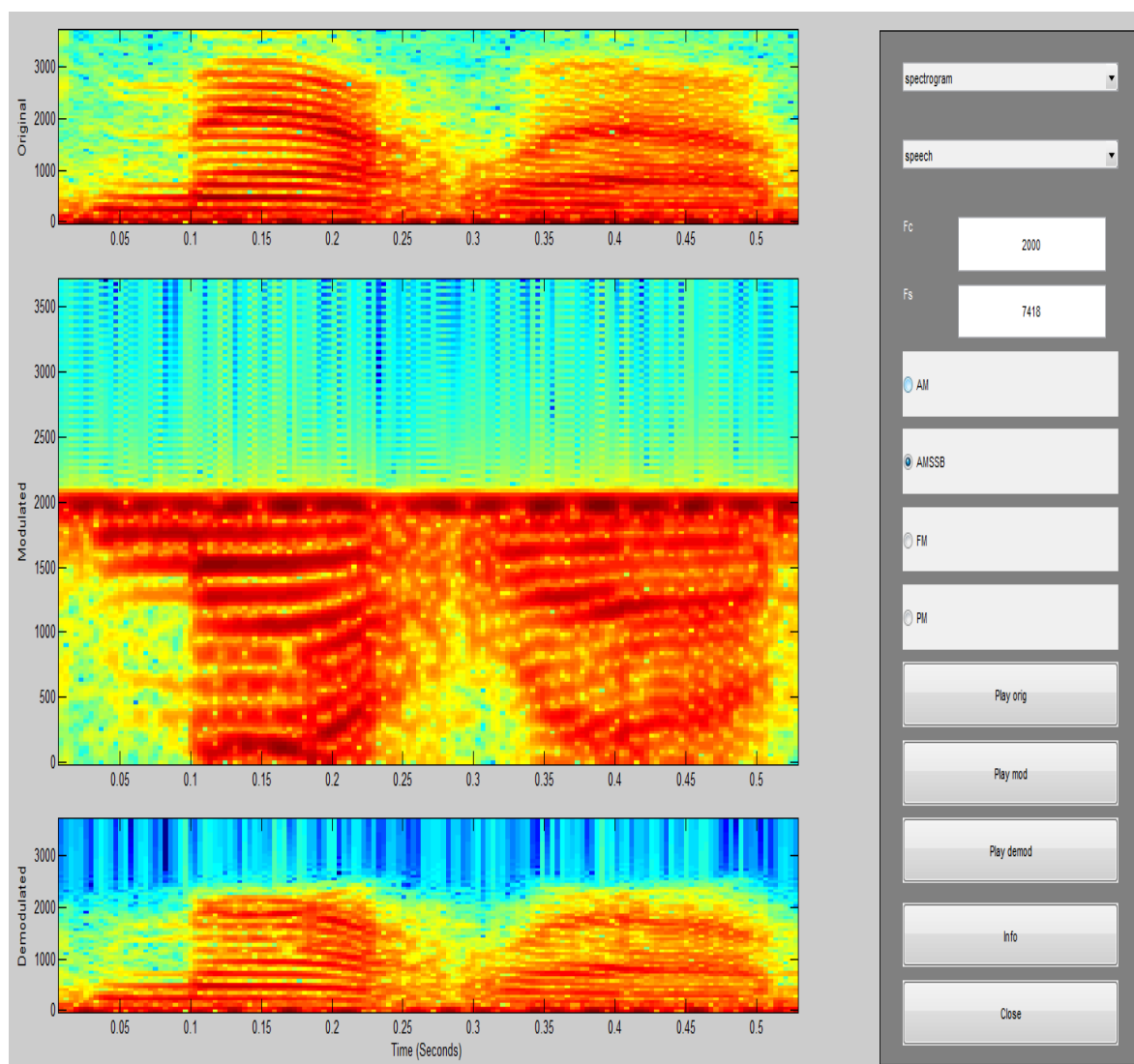


Рисунок К.10 – Спектрограма амплітудно-модульованого мовного сигналу при односмуговій модуляції

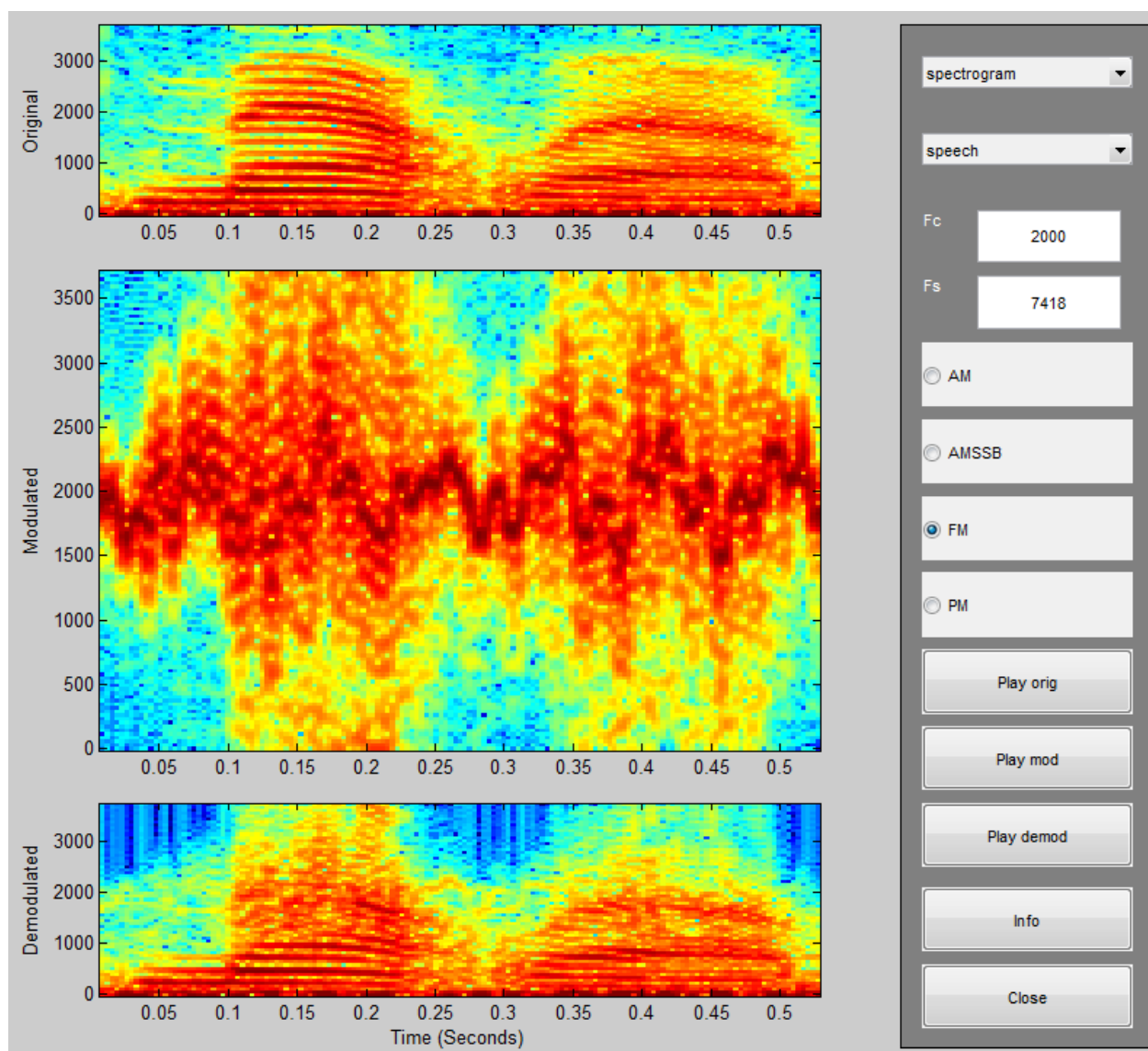


Рисунок К.11 – Спектрограмма частотно-модульованого мовного сигналу

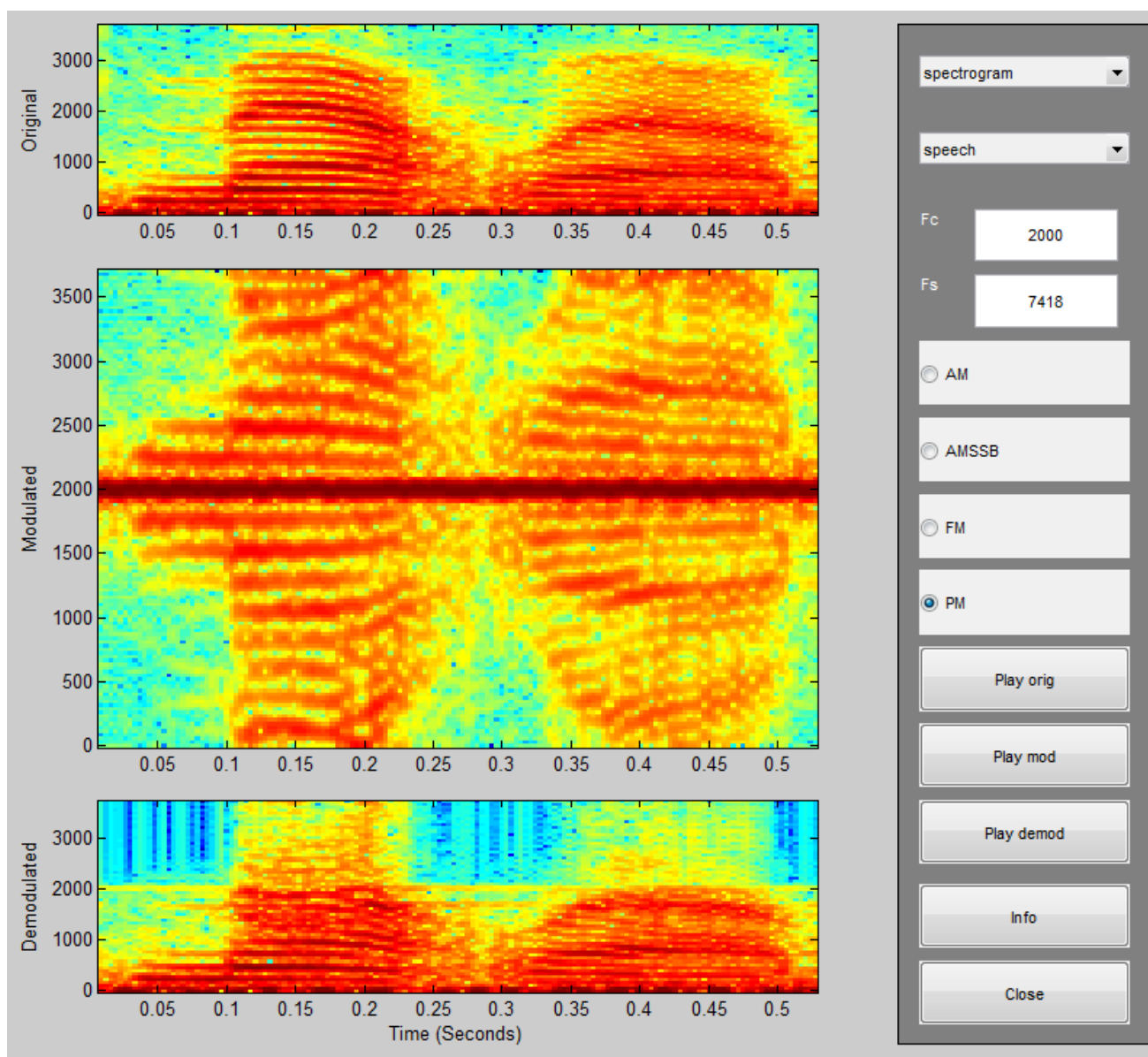


Рисунок К.12 – Спектрограма фазомодульованого мовного сигналу