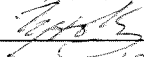


МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

«Допущено до захисту»

Завідувач кафедри комп'ютерних
технологій у медицині та
телекомунікаціях

к. т. н., доцент Чухов В. В.

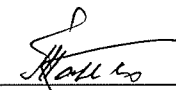

«19» 12 2023 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему Дослідження моделей цифрового демодулятора FM-сигналів

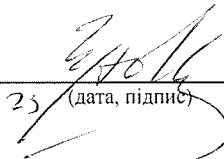
за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студент 2 курсу, гр.ЗТРм-22-1


19.12.23 (дата, підпис)

Танцюра Я. Р.

Керівник роботи
к.т.н., доц.


19.12.23 (дата, підпис)

Чухов В. В.

Житомир
2023

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи магістра

на тему Дослідження моделей цифрового демодулятора FM-сигналів

Виконав: студент 2 курсу, групи ЗТРм-22-1
спеціальності

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Танцюра Я. Р.

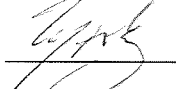
Керівник Чухов В. В.

Рецензент _____

Житомир
2023

«Затверджено»

Завідувач кафедри комп'ютерних
технологій у медицині та
телекомунікаціях

 Владислав ЧУХОВ
«27» 10 2022 р.

ЗАВДАННЯ на кваліфікаційну магістерську роботу

Танцюра Ярослав Русланович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Дослідження моделей цифрового демодулятора
FM-сигналів

затверджено наказом по університету від «22» 11 2022 р. № 679

2. Мета дослідження: створення і дослідження моделей в середовищі
Simulink, що виконують демодуляцію сигналів з FM станцій радіомовлення
діапазону 88-108 МГц

3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін.): SDR-
приймач RTL-SDR, Стандарт радіомовлення з частотою FM-модуляції
частотою 88-108 МГц; програма Matlab Simulink

4. Основні задачі дослідження: порівняльний аналіз моделей FM-демодуляції в
середовищі Simulink; вибір оптимальних моделей FM-демодуляції

5. Термін подання роботи до захисту грудень 2023 р.

6. Дата видачі завдання «27» 10 2022 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання


(підпис)

(підпис)

Чухов В. В.
(прізвище, ініціали)
Танцюра Я. Р.
(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

Кваліфікаційна робота присвячена розробці і дослідженню математичних моделей в середовищі Simulink, що виконують демодуляцію сигналів з FM станцій радіомовлення діапазону 88-108 МГц.

В роботі розглянуто три види FM демодуляції і для математичних моделей. В якості перерки ефективності обраної моделі було використано некогерентну FM демодуляцію з дискримінатором комплексної диференціації. Створено моделі в середовищі Simulink, що виконують демодуляцію сигналів з FM станцій радіомовлення діапазону 88-108 МГц з моно і стерео виходами аудіосигналів та створено модель декодування RDS. В результаті отримано працюючі моделі в середовищі Simulink, що можуть використовуватися в при розробці і проектуванні систем зв'язку.

ABSTRACT

This qualification work is devoted to the creation and study of models in the Simulink environment that perform demodulation of signals from FM broadcasting stations in the 88-108 MHz band.

The paper considers three types of FM demodulation and decides to use non-coherent FM demodulation with a complex differentiation discriminator for the models. Models in the Simulink environment have been created that perform demodulation of signals from FM broadcasting stations in the 88-108 MHz band with mono and stereo audio outputs and a model of RDS decoding has been created. As a result, we have obtained working models in the Simulink environment that can be used in the development and design of communication systems.

РЕФЕРАТ

Об'єм кваліфікаційної роботи складає 45 сторінок. В пояснювальній записці використано 41 ілюстрація, 2 таблиці, 1 додаток та 6 бібліографічних найменувань за переліком посилань.

У першому розділі розглянуто математичну модель сучасної FM-радіостанції діапазону 88-108 МГц. Розглянуті та проаналізовані особливості модуляції і демодуляції FM-сигналів з відповідними математичними моделями.

Другий розділ присвячено розгляду математичних моделей FM-демодуляції. Розглянуто когерентні і некогерентні види демодуляції. Проаналізовано переваги і недоліки розглянутих моделей. Наведені відповідні математичні викладки ефективності розглянутих моделей.

У третьому розділі виконується розробка моделі FM-приймача. Виконано розробки моделей моно-, стерео- і RDS приймачів.

ЗМІСТ

Перелік скорочень.....	7
Вступ	8
Розділ 1 Математична модель сучасної станції радіомовлення на частотах 88-108 МГц з FM	Ошибка! Закладка не определена.
1.1 Концепція частотної модуляції	Ошибка! Закладка не определена.
1.2 Стандарт формування сигналу сучасної радіостанції з FM	Ошибка! Закладка не определена.
1.3 Кодування RDS.....	Ошибка! Закладка не определена.
1.4 Приймання сигналів за допомогою RTL-SDR.....	Ошибка! Закладка не определена.
Розділ 2 Методи демодуляції FM-сигналів.....	20
2.1 Демодуляція з використанням диференціювання.....	Ошибка! Закладка не определена.
2.2 Некогерентна FM демодуляція: Дискримінатор комплексної диференціації	Ошибка! Закладка не определена.
2.3 Некогерентна FM-демодуляція: складний дискримінатор лінії затримки.....	25
2.4 Когерентна FM демодуляція: Фазове автопідлаштування частоти.....	Ошибка! Закладка не определена.
2.5 Декодування RDS.....	Ошибка! Закладка не определена.
Розділ 3 Розробка моделі приймача	Ошибка! Закладка не определена.
3.1 Розробка моделі приймача моно сигналу FM радіостанції.....	Ошибка! Закладка не определена.
3.2 Розробка моделі приймача стерео сигналу FM радіостанції	Ошибка! Закладка не определена.
3.3 Розробка моделі приймача RDS.....	Ошибка! Закладка не определена.
Висновки	Ошибка! Закладка не определена.
Перелік джерел посилань	Ошибка! Закладка не определена.
Додаток А	Ошибка! Закладка не определена.

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

FM – Частотна модуляція

ГКН – Генератор керований напругою

FDM – Frequency division multiplexing

AM-DSB-SC – Amplitude modulation Double-sideband suppressed-carrier
transmission

RDS – Radio Data System

AM – Амплітудна модуляція

DSP – Digital signal processor

PLL – Phase-locked loop

MPX – Multiplex

FIR – finite impulse response

ВСТУП

Науковий прогрес - це неперервний рух, що постійно продовжується вперед. У процесі розвитку науково-технічного напрямку деякі винаходи припиняють своє існування, і їхнє місце займають нові, більш передові винаходи, які можуть мати нові функції або бути просто зручнішими та ефективнішими, ніж попередні. У випадку застарілих продуктів лишається два основних варіанти. Перший - вийти в історію і бути повністю заміненим чимось новим з часом. Другий - проводити покращення для відповідності сучасним можливостям і потребам, щоб мати змогу конкурувати.

Це явище не є винятком у будь-якій галузі. Один із прикладів у нашому випадку - це FM сигнал, використовуваний у радіомовленні. Перший раз FM-радіо було розроблено та продемонстровано в 1933 році Едвіном Говардом Армстронгом, американським винахідником, в спробі вирішити "Статичну проблему", яка існувала в AM радіопередачах. На той момент більшість станцій використовували AM. Хоча розробка Едвіна Говарда Армстронга спочатку не завойовувала інстантної популярності, з часом після смерті винахідника її почали використовувати ширше, замінюючи AM станції завдяки вищій якості передачі.

Після масового впровадження FM станцій у радіомовленні його систематично вдосконалювали, додаючи нові функції. Хоча досі не існує якісного аналогу FM радіо, імовірності знайти його дуже малі. Однак з'явилися нові технології, які можна використовувати для більш ефективної роботи з цим форматом, такі як використання сучасної цифрової обробки сигналів замість застарілої аналогової. І саме з цієї причини я вирішив обрати цю тему для своєї дипломної роботи

Метою роботи є створення моделей в середовищі Simulink, що виконують демодуляцію сигналів з FM станцій радіомовлення діапазону 88-108 МГц.

Для досягнення виконаної мети необхідно виконати наступні завдання:

1. Провести огляд стандарту формування інформаційного сигналу станцій радіомовлення з FM діапазону частот 88-108 МГц.
2. Розглянути різні методи цифрової демодуляції сигналів з FM.
3. Побудувати модель демодуляції сигналу з FM з програмного радіо моделі RTL-SDR, з формування моно сигналу.
4. Побудувати модель демодуляції сигналу з FM з програмного радіо моделі RTL-SDR, з формування стерео сигналу.
5. Побудувати модель демодуляції RDS зі спектра спектра сигналу з FM.

Об'єктом досліджень є методи частотної модуляції.

Предметом досліджень є методи демодуляції та цифрової обробки сигналів.

РОЗДІЛ 1

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СУЧАСНОЇ СТАНЦІЇ РАДІОМОВЛЕННЯ
НА ЧАСТОТАХ 88-108 МГц з FM

1.1 Концепція частотної модуляції

Однією з найпростіших форм аналогового FM модулятора є VCO (voltage-controlled oscillator) або ж ГКН (генератор керований напругою). Даний пристрій генерує синусоїдальний сигнал, фаза якого змінюється в залежності від змін амплітуди вхідного керуючого сигналу.

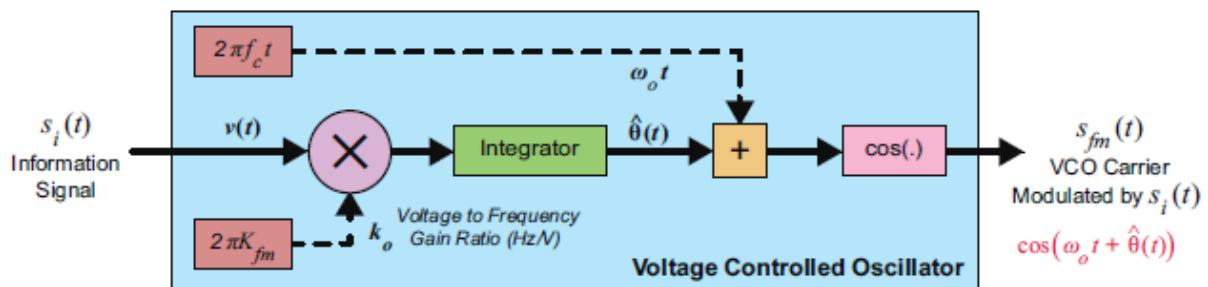


Рисунок 1.1 – Основа ГКН при FM модуляції

Після попадання в ГКН керуючий сигнал множиться на k_o . k_o це константа, яка описує співвідношенням збільшення напруги до частоти в пристрої (вимірюється в Гц/В). Після множення отримані дані інтегрують. Через дану операцію фаза змінюється на 90 градусів. Отриманий інтегральний сигнал позначають $\theta(t)$

$$\theta(t) = k_o \int_{-\infty}^t v(t) dt$$

Синусоїда, що генерується ГКН має частоту f_o та амплітуду A_o . Фаза даної синусоїди визначається миттєвим значенням $\theta(t)$. Враховуючи всі дані вихідний сигнал ГКН приймає наступну форму:

$$\begin{aligned}
 c(t) &= A_0 \cos(2\pi f_0 t + \theta(t)) \\
 &= A_0 \cos\left(\omega_0 t + k_0 \int_{-\infty}^t v(t) dt\right).
 \end{aligned}$$

Після надходження інформаційного сигналу на вхід ГКН k_0 замінюється константою модуляції FM, $k_0 = 2\pi K_{fm}$ і $\theta(t)$ отримує такий вигляд:

$$\theta(t) = \theta_{fm}(t) = 2\pi K_{fm} \int_{-\infty}^t v(t) dt.$$

Після підстановки і заміни A_0 та ω_0 на параметри несучої FM ми отримуємо FM-сигнал

$$s_{fm}(t) = A_c \cos\left(\omega_c t + \theta_{fm}(t)\right) = A_c \cos\left(\omega_c t + 2\pi K_{fm} \int_{-\infty}^t v(t) dt\right).$$

Якщо інформаційний сигнал буде синусоїдою з амплітудою A_i та частотою f_i ,

$$s_i(t) = A_i \cos(2\pi f_i t) = A_i \cos(\omega_i t),$$

то при подачі данного сигналу на ГКН ми отримаємо, що фаза в момент часу t буде визначатись таким чином:

$$\begin{aligned}
 \theta_{fm} &= 2\pi K_{fm} A_i \times \int_{-\infty}^t \cos(\omega_i t) dt \\
 &= 2\pi K_{fm} A_i \times \frac{\sin(\omega_i t)}{\omega_i} \\
 &= \frac{K_{fm} A_i}{f_i} \sin(\omega_i t) \\
 &= \frac{\Delta f}{f_i} \sin(\omega_i t) \\
 &= \beta_{fm} \sin(\omega_i t)
 \end{aligned}$$

де: Δf це зміна частоти, а β_{fm} це індекс модуляції

Тому FM-сигнал можна виразити, як

$$s_{fm}(t) = A_c \cos(\omega_c + \beta_{fm} \sin(\omega_i t)),$$

$$\text{де: } \omega_c = 2\pi f_c \text{ та } \omega_i = 2\pi f_i$$

Δf показує максимальну зміну частоти несучої FM. Звідси зрозуміло, що максимальна і мінімальна частота вказаної вище рівності буде визначатись як $f_c \pm \Delta f$. В момент коли амплітуда інформаційного сигналу рівна нулю, то частота FM сигналу $s_{fm}(t)$ буде рівна f_c . В решті випадків вона розраховується по формулі

$$f_{fm\ inst}(t) = f_c + K_{fm} s_i(t) \text{ Hz.}$$

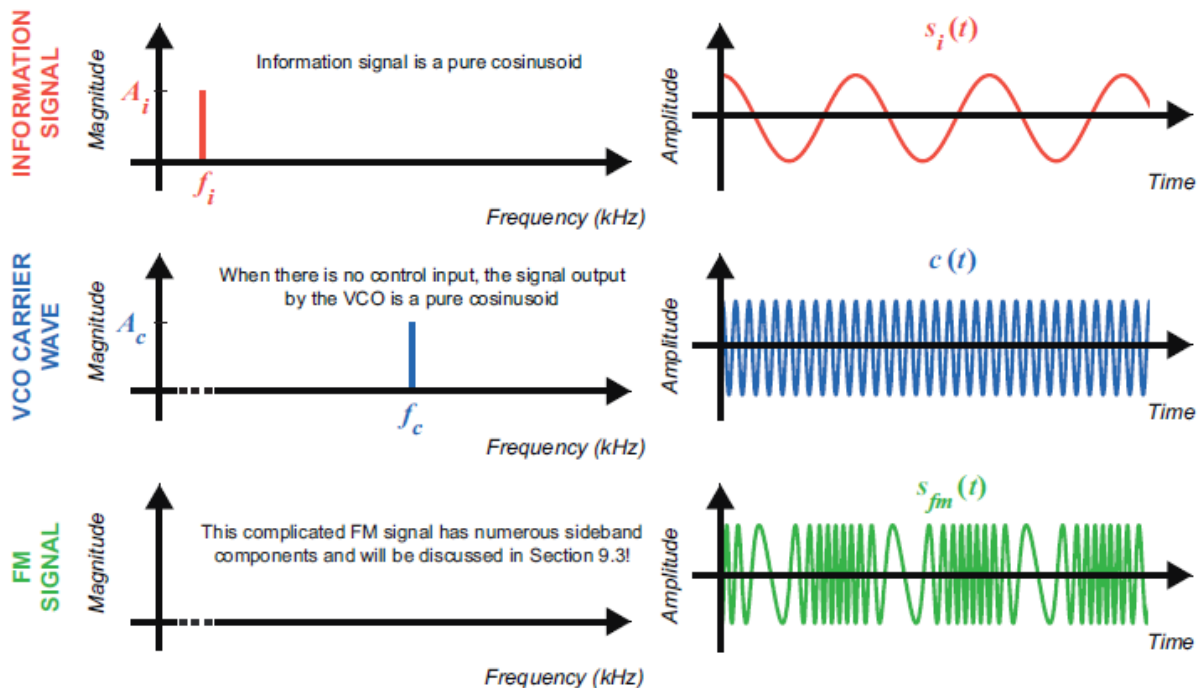


Рисунок 1.2 – Графіки часової області, що демонструють один тональний інформаційний сигнал, який модулюється FM

1.2 Стандарт формування сигналу сучасної радіостанції з FM

Для можливості використання багатоканальної передачі зазвичай використовують мультиплексування кількох інформаційних сигналів до проведення модуляції. FDM (frequency division multiplexing або

мультиплексування з частотним розподілом) вперше було застосовано Едвіном Армстронгом для передачі декількох каналів інформації і продемонстровано в 1934 році. Масового використання почало набувати після початку 1960-х. При використанні мультиплекса лівий і правий інформаційний канал обмежуються частотою в 15 кГц і формуються окремі компоненти для моно і стерео передачі, а потім проходить їх мультиплексування. Також важливим елементом являється тональний сигнал на частоті 19 кГц (рисунок 1.3). Тональний сигнал інформує про наявність стереоінформації для демодулятора.

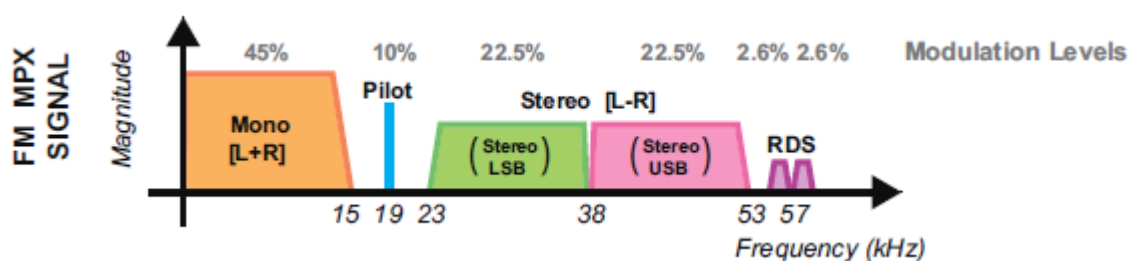


Рисунок 1.3 – Спектральне представлення FM-радіо мультиплексу

У даному випадку компонент моно є сумою сигналів на лівому і правому інформаційному каналі, а компонент стерео створюється відніманням від лівого каналу правого. Компонент моно розташовується на базовій смузі, а компонент стерео за допомогою AM-DSB-SC (amplitude modulation Double-sideband suppressed-carrier transmission або двостороння передача з подавленою несучою) переноситься на піднесучу частоту 38 кГц. Частота 38 кГц легко синтезується з тону пілота, а також подвоюється пропускна здатність стерео компонента.

RDS (Radio Data System) використовується для передачі цифрової інформації таких як назва радіостанції, або поточний трек, що передається. Це дозволяє показувати дану інформацію на радіо. Бітовий потік RDS модулюється за допомогою BPSK, а потім за допомогою AM-DSB-SC

переноситься на піднесучу частоту 57 кГц. Даний тон синтезується за рахунок потроєння тону пілота.

Для формування сигналу за допомогою стерео FM-модулятора, на нього одночасно подають правий і лівий канали звукового сигналу. Даний пристрій виконує формування моно і стерео компонентів після чого мультиплексує їх разом. Мультиплексований сигнал можна визначити таким чином:

$$s_{fm\ mpx}(t) = A[s_l(t) + s_r(t)] + A[s_l(t) - s_r(t)] \cos(2\pi f_{38k}t) + B \cos(2\pi f_{19k}t) + C[s_{rds}(t)] \cos(2\pi f_{57k}t)$$

де: $A = 45\%$, $B = 10\%$, а $C = 5,2\%$.

Дані відсотки це дозволений рівень модуляції для кожного компоненту. A це дозволений рівень для моно та стерео компонентів і він складає 45 % для кожного, B це дозволений рівень для тону пілота, а C є дозволеним рівнем для RDS. Звідси видно, що рівень модуляції буде складати 105.2%. Це протиріччя виникло через більш пізнє введення технології RDS. Оригінальна специфікація не включала технології RDS. Дана особливість компенсується за допомогою підсилювачів.

Після виконання мультиплексування отриманий інформаційний сигнал передається на модулятор FM і передається (рисунок 1.4).

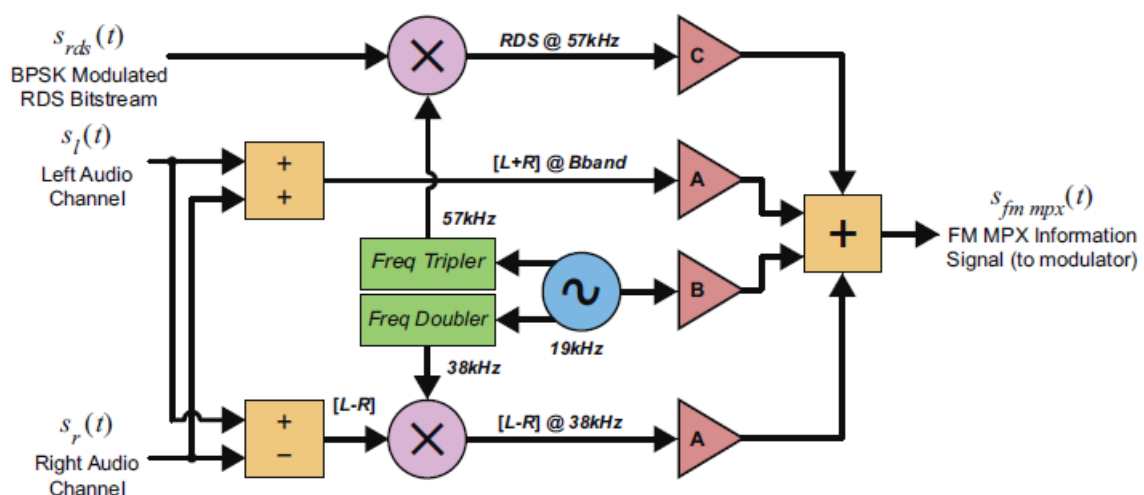


Рисунок 1.4 – Блок-схема стерео FM модулятора та мультиплексора

Після отримання сигналу приймачем та його демодуляції потребується демультимплексування та зворотнє формування лівого та правого каналів і подальше їх перенесення його на нульову частоту. Для виконання цих операцій в першу чергу потрібно використати фільтри, щоб розділити компоненти в суміші. Тон пілота в даному випадку використовують тони 38 кГц та 57 кГц, а ці тони використовуються для узгодження АМ демодуляції стерео і RDS компонентів до нульової частоти. Для перевірки відсутності небажаної інформації після фільтрації лівий канал розтягують за рахунок додавання демодульованого стерео компоненту $[L-R]$ до моно компоненту $[L+R]$ для отримання подвоєного лівого каналу. Правий канал розтягують за допомогою віднімання демодульованого стерео компоненту з моно компоненту в результаті чого отримуємо подвоєний правий канал.

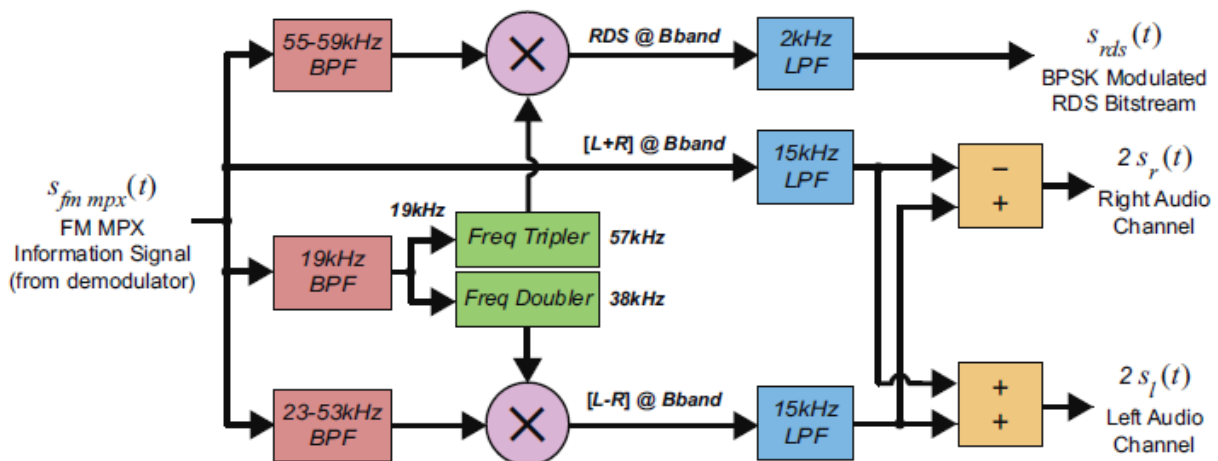


Рисунок 1.5 – Блок-схема стерео FM демультимплексора та демодулятора

1.3 Кодування RDS

Кодування RDS відбувається за документацією «EUROPEAN STANDARD EN 50067»

З даного документа можна дізнатись стандартну схему кодера RDS (рисунок 1.6).

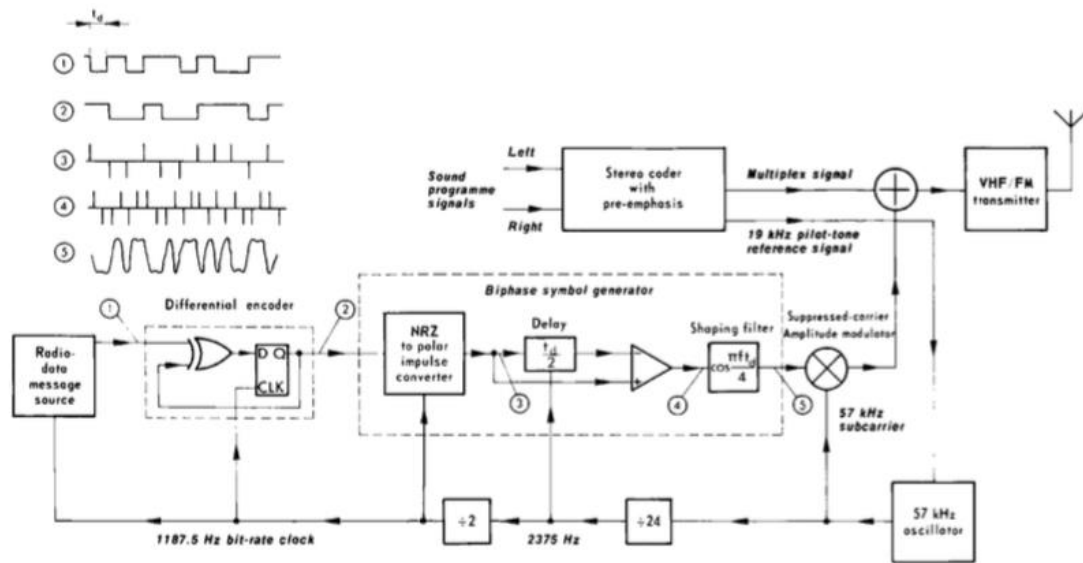


Рисунок 1.6 – Функціональна схема RDS кодера

Кодування RDS розбивається на 5 основних кроків

Оформлення початкового бітового потоку. Бітовий потік в RDS являє собою 26-бітні блоки інформації, які складаються з 16-бітних пакетів RDS повідомлення та 10-бітних блоків контрольної суми з корекцією помилок.

Даний бітовий потік проходить за допомогою диференціального кодування. Дане кодування йде за допомогою даної таблиці

Таблиця 1.1 – Алгоритм диференційного кодування

Previous output (at time t_{i-1})	New input (at time t_i)	New output (at time t_i)
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Як видно з таблиці 1 зміна біту кодується як 1, а відсутність змін як 0. Це потрібно для того, щоб отриманий код був незалежним до інверсії.

Для більш простої передачі та декодування сигналу потрібно провести біфазне кодування. Алгоритм даного кодування такий, що 0 кодується як 01, а 1 кодується як 10. Основною ціллю даного кодування є усунення можливості довгих однакових послідовностей в бітовому потоці.

Після виконання кодування отриманий сигнал з початковою частотою 1187.5 Гц домножується на сигнал з частотою 57 кГц і сумується з основним сигналом ефіру.

1.4 Приймання сигналів за допомогою RTL-SDR

RTL-SDR – це сімейство універсальних радіоприймачів з величезним діапазоном робочих частот, що можуть бути використані для різних задач. В нашому випадку він буде виконувати роль SDR приймача для прийняття FM сигналу радіомовлення.

Реальні радіочастотні FM сигнали, що отримуються за допомогою RTL-SDR змішуються з комплексним експоненціальним сигналом на частоті f_{lo} (що представляє загальну частоту локального осцилятора в RTL-SDR) для демодуляції до комплексної смуги частот як показано на рисунку 1.7.

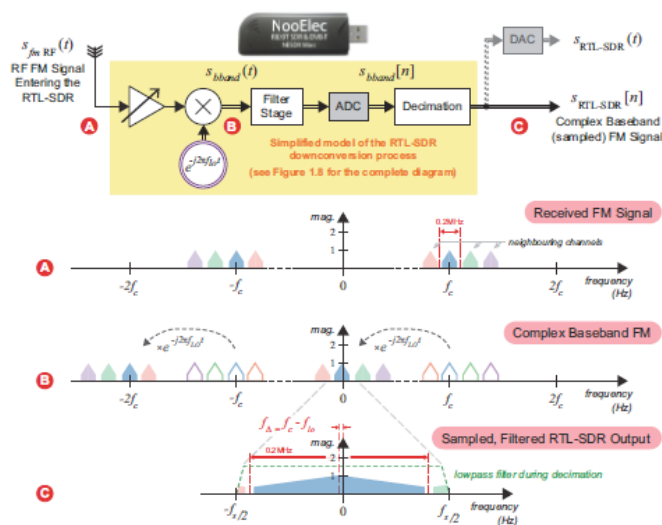


Рисунок 1.7 – Прийняття FM-сигналу за допомогою RTL-SDR та перенесення його в комплексну смугу частот

Враховуючи, що RTL-SDR приймає переданий сигнал $s_{fm}(t) = A_c \cos\left(\omega_c t + 2\pi K_{fm} \times \int_{-\infty}^t s_i(t) dt\right)$ і оскільки всі розрахунки проводяться з використанням ідеального радіоканалу, то на виході з RTL-SDR ми отримаємо такий вираз:

$$s_{RTL-SDR}(t) = LPF[s_{bband}(t)] = LPF[s_{fm}(t)e^{-j\omega_{lo}t}]$$

де: $e^{-j\omega_{lo}t}$ – представляє комплексний осцилятор всередині $RTL - SDR$

В ідеалі частота локального осцилятора, що використовується для демодуляції сигналу, і частота оригінального модуляційного носія будуть однаковими, але це не завжди вірно і тому сигнал буде моделюватись на низькочастотну носійну, частота якої знаходиться таким чином

$$f_{\Delta} = f_c - f_{lo}, \text{ або еквівалентно } \omega_{\Delta} = \omega_c - \omega_{lo}$$

Далі йде спрощення з використанням формули Ейлера

$$\begin{aligned} s_{bband}(t) &= s_{fm}(t)e^{-j\omega_{lo}t} \\ &= s_{fm}(t) \times (\cos(\omega_{lo}t) - j\sin(\omega_{lo}t)) \\ &= A_c \cos(\omega_c t + \theta_{fm}(t)) \times (\cos(\omega_{lo}t) - j\sin(\omega_{lo}t)) \end{aligned}$$

$$\text{де: } \theta_{fm}(t) = 2\pi K_{fm} \times \int_{-\infty}^t s_i(t) dt$$

Розкриття дужок в даному виразі призводить до:

$$s_{bband}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta_{fm}(t)) \cos(\omega_{lo}t) - j A_c \cos(\omega_c t + \theta_{fm}(t)) \sin(\omega_{lo}t)$$

Після використання формул тригонометрії отримуємо

$$\begin{aligned} s_{bband}(t) &= \frac{A_c}{2} [\cos(\omega_c t + \theta_{fm}(t) - \omega_{lo}t) + \cos(\omega_c t + \theta_{fm}(t) + \omega_{lo}t)] \\ &\quad - j \frac{A_c}{2} [\sin(\omega_c t + \theta_{fm}(t) + \omega_{lo}t) - \sin(\omega_c t + \theta_{fm}(t) - \omega_{lo}t)] \end{aligned}$$

Даний сигнал проходить фільтрацію для відсікання високочастотних складових після чого йде на вихід RTL-SDR.

$$s_{RTL-SDR}(t) = \frac{A_c}{2} [\cos(\omega_c t + \theta_{fm}(t) - \omega_{lo} t) + j \sin(\omega_c t + \theta_{fm}(t) - \omega_{lo} t)]$$

Для більш простішого сприйняття цієї формули враховуючи, що $\omega_{\Delta} = \omega_c - \omega_{lo}$, робимо заміну

$$s_{RTL-SDR}(t) = \frac{A_c}{2} [\cos(\omega_{\Delta} t + \theta_{fm}(t)) + j \sin(\omega_{\Delta} t + \theta_{fm}(t))]$$

РОЗДІЛ 2. МЕТОДИ ДЕМОДУЛЯЦІЇ FM-СИГНАЛІВ

2.1 Демодуляція з використанням диференціювання

Один з методів демодуляції FM-сигналу передбачає знаходження похідної для прийнятого сигналу. Для прийнятого сигналу $s_{fm}(t)$ приймач генерує новий диференційований сигнал $s'_{fm}(t)$. Якщо загальний сигнал $s_{fm}(t)$ в нас буде мати загальний вигляд:

$$s_{fm}(t) = A_c \cos \left(\omega_c t + 2\pi K_{fm} \times \int_{-\infty}^t s_i(t) dt \right).$$

Після диференціювання даного сигналу ми отримаємо, що $s'_{fm}(t)$ має такий вигляд:

$$\begin{aligned} s'_{fm}(t) &= \frac{d}{dt} s_{fm}(t) \\ &= -A_c \frac{d}{dt} \left[\omega_c t + 2\pi K_{fm} \times \int_{-\infty}^t s_i(t) dt \right] \sin \left(\omega_c t + 2\pi K_{fm} \times \int_{-\infty}^t s_i(t) dt \right) \\ &= -A_c [\omega_c + 2K_{fm} s_i(t)] \sin \left(\omega_c t + 2\pi K_{fm} \times \int_{-\infty}^t s_i(t) dt \right). \end{aligned}$$

На рис.2.1 можна побачити, що при диференціюванні сигналу $s_{fm}(t)$ виникає результуюча інформаційна огибаюча (в рівнянні амплітудний компонент), що домножується на високочастотну складову (рисунок 2.1).

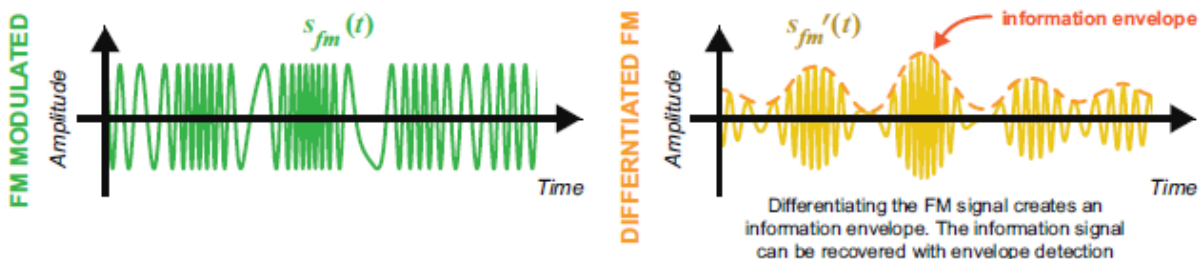


Рисунок 2.1 – Графік FM-сигналу у часовій області до (ліворуч) і після (праворуч) операції диференціювання

Сигнал $s_{fm}(t)$ матиме вигляд сигналу AM-DSB-TC у часовій області, оскільки він має інформаційну огинаючу. Коливання в цій огинаючій прямо пропорційні миттєвій частоті сигналу $S_{fm}(t)$, яка сама являється прямо пропорційною амплітуді вихідного інформаційного сигналу $s_i(t)$.

2.2 Некогерентна FM демодуляція. Дискримінатор комплексної диференціації

Перший варіант полягає в реалізації диференціатора подвійних гілок, який має справу з кожним із компонентів I та Q окремо (рисунок 2.2).

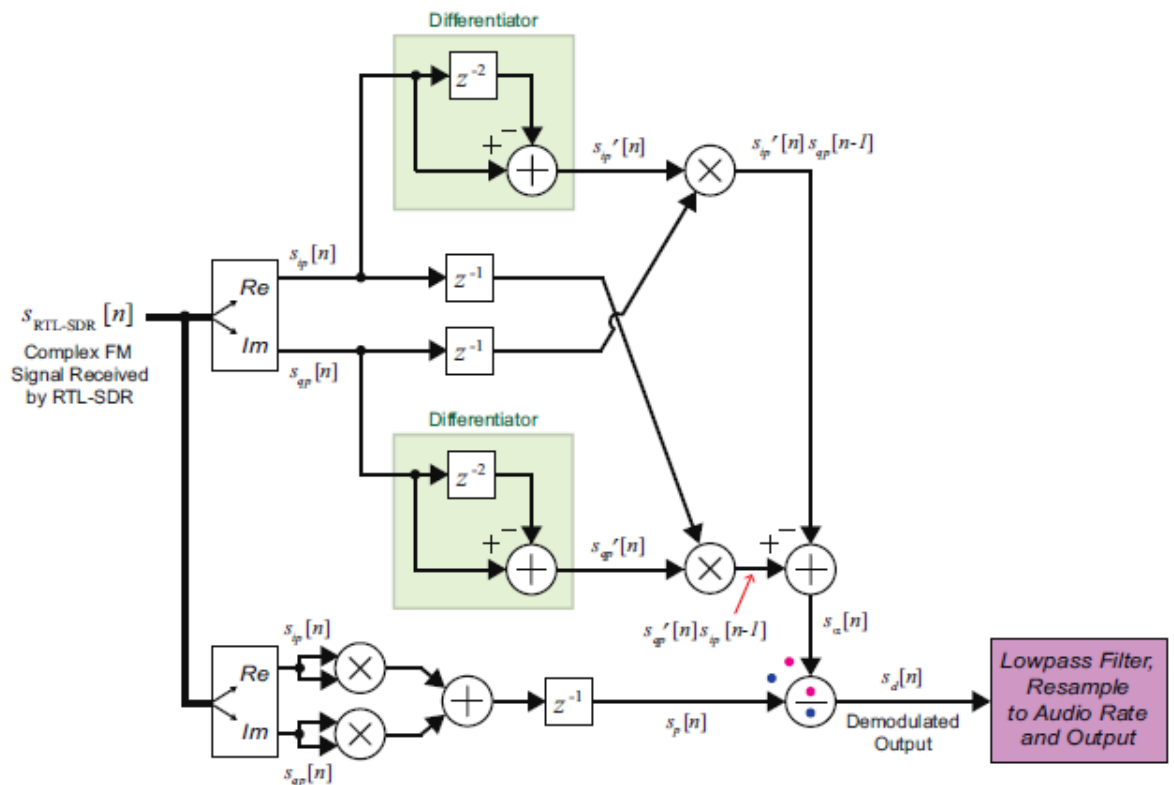


Рисунок 2.2 – Блок-схема дискримінатора комплексної диференціації

Для пояснення роботи даного принципу я використовував модульований WFM однотоновий інформаційний сигнал. Приймаючий тон складає 1 кГц на несучій FM 102,5 МГц.

Після прийому даного сигналу ми маємо комплексний FM-сигнал в якого будуть присутні, як дійсна так і уявна складова. Виражаючи їх окремо позначаємо $s_{ip}(t)$ як компонент I, а $s_{qp}(t)$ як компонент Q:

$$s_{ip}(t) = \text{Re}[s_{RTL-SDR}(t)] = \frac{A_c}{2} \cos(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t))$$

$$s_{qp}(t) = \text{Im}[s_{RTL-SDR}(t)] = \frac{A_c}{2} \sin(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t)).$$

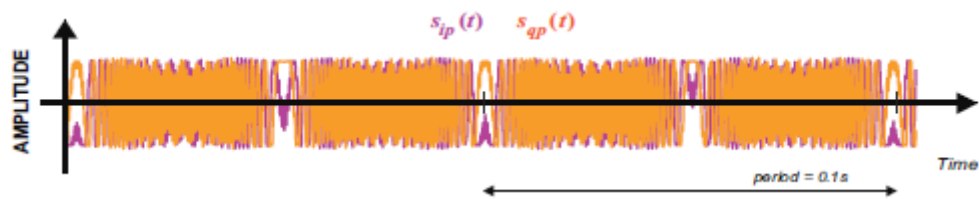


Рисунок 2.3 – Залежність $s_{ip}(t)$ і $s_{qp}(t)$ при передачі одного тону

Після диференціювання даних складових отримуємо такий результат:

$$s_{ip}'(t) = \frac{d}{dt} s_{ip}(t) = -\frac{A_c}{2} [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)] \sin(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t))$$

$$s_{qp}'(t) = \frac{d}{dt} s_{qp}(t) = -\frac{A_c}{2} [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)] \cos(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t))$$

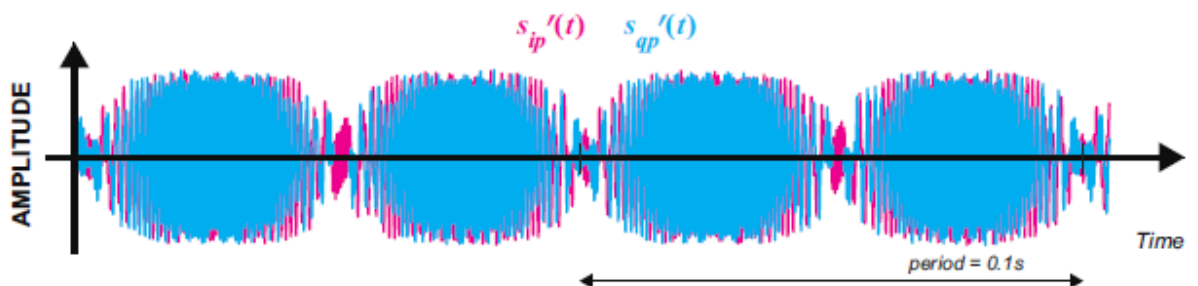


Рисунок 2.4 – Залежність $s_{ip}'(t)$ і $s_{qp}'(t)$ для тону прийнятого сигналу

Дані отримані після диференціювання схожі на сигнал АМ-DSB-SC, але в нього все ще відсутня обвідна, що не дозволяє отримати з них інформації. Використаємо отримані дані перемноживши їх з компонентами I та Q. Результатом цього буде:

$$s_{ip}'(t) \times s_{qp}(t) = -\frac{A_c^2}{4} [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)] \sin^2(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t))$$

$$s_{qp}'(t) \times s_{ip}(t) = \frac{A_c^2}{4} [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)] \cos^2(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t)).$$

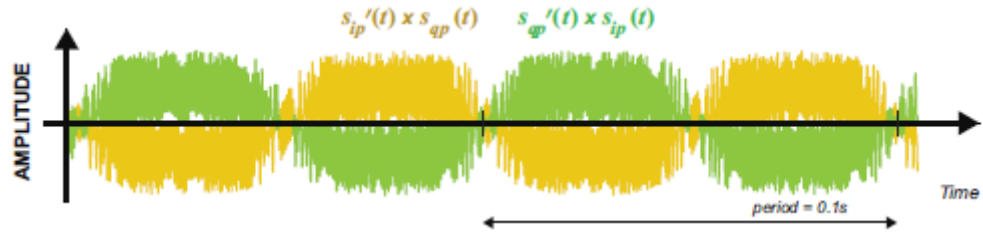


Рисунок 2.5 – Залежність $s_{ip}'(t) \times s_{qp}(t)$ та $s_{qp}'(t) \times s_{ip}(t)$

Далі о ці складові за допомогою віднімання $s_{ip}'(t) \times s_{qp}(t)$ від $s_{qp}'(t) \times s_{ip}(t)$ об'єднуються, що дає такий результат:

$$\begin{aligned} s_\alpha(t) &= (s_{qp}'(t) \times s_{ip}(t)) - (s_{ip}'(t) \times s_{qp}(t)) \\ &= \frac{A_c^2}{4} [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)] \cos^2(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t)) \\ &\quad + \frac{A_c^2}{4} [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)] \sin^2(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t)) \\ &= \frac{A_c^2}{4} [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)] (\cos^2(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t)) + \sin^2(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t))) \\ &= \frac{A_c^2}{4} [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)], \end{aligned}$$

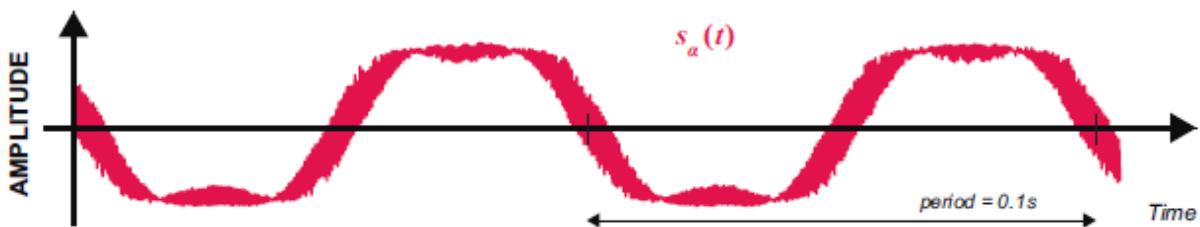


Рисунок 2.6 – Залежність $s_\alpha(t)$

Ці дані є близькими до переданого однотонового інформаційного сигналу, але вони все ще пропорційні до A_c^2 . Для вирішення даної проблеми знаходиться миттєве значення потужності за рахунок піднесення в квадрат та сумування компонентів I та Q:

$$\begin{aligned} s_p(t) &= s_{ip}^2(t) + s_{qp}^2(t) \\ &= \frac{A_c^2}{4} \left(\cos^2(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t)) + \sin^2(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t)) \right) \\ &= \frac{A_c^2}{4}, \end{aligned}$$

Так як миттєве значення потужності рівне $A_c^2/4$, то для того, щоб прибрати пропорційність даних отриманих раніше поділимо їх на миттєве значення потужності:

$$\begin{aligned} s_n(t) &= \frac{s_\alpha(t)}{s_p(t)} \\ &= \frac{(s_{qp}(t) \times s_{ip}(t)) - (s_{ip}(t) \times s_{qp}(t))}{s_{ip}^2(t) + s_{qp}^2(t)} \\ &= \frac{\frac{A_c^2}{4} [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)]}{\frac{A_c^2}{4}} \\ &= [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)]. \end{aligned}$$

Так як $\theta_{fm}(t) = 2\pi K_{fm} \times \int_{-\infty}^t s_i(t) dt$, то підставивши в рівняння отримуємо, що:

$$s_d(t) = [\omega_\Delta + 2\pi K_{fm} s_i(t)].$$

Даний вираз є майже ідентичним до виразу отриманого в пункті 3.1 після диференціювання рівняння. На рисунку 2.7 показано дані, що отримано

після демодуляції, але їх все ще потрібно пропустити через фільтр нижніх частот для видалення шумів.

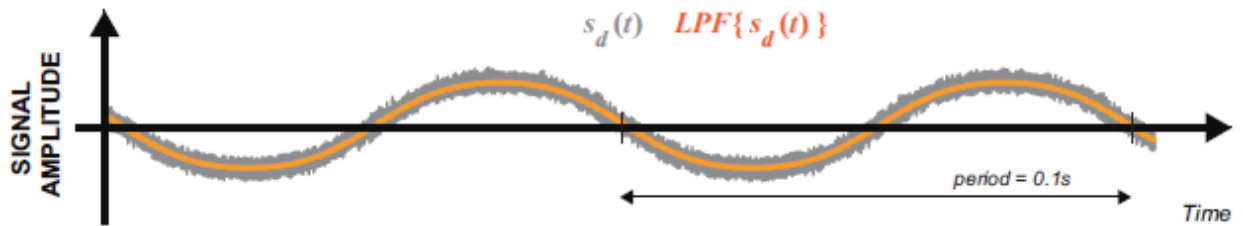


Рисунок 2.7 – Залежність $s_d(t)$ до та після фільтрації

2.3 Некогерентна FM-демодуляція. Складний дискримінатор лінії затримки

Другий варіант полягає в використанні комплексного дискримінатора частоти затримки. Цей пристрій може бути реалізовано за рахунок використання 4 блоків DSP, показаних на рисунку 2.8.

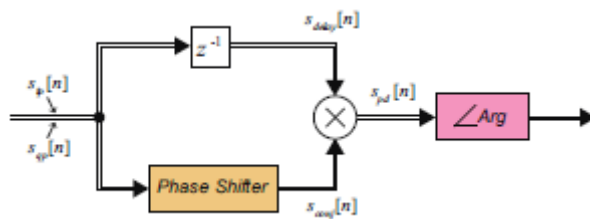


Рисунок 2.8 – Блок частотного дискримінатора лінії затримки

Сигнал використаний в даному варіанті є ідентичним тому, що був використаний мною в минулому прикладі.

Так як даний сигнал є комплексним, має як дійсні так і уявні компоненти, то ми можемо виразити його в експоненціальній формі (рисунок 2.9):

$$s_{RTL-SDR}(t) = \frac{A_c}{2} e^{j(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t))}$$

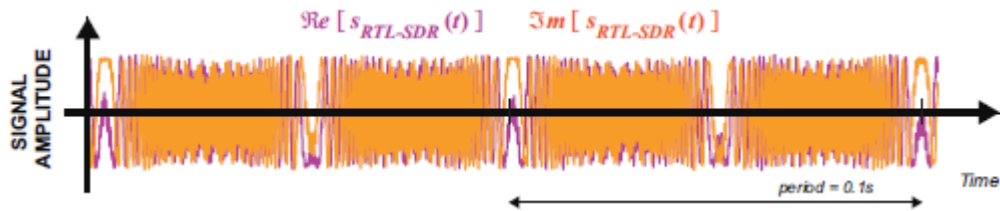


Рисунок 2.9 – Складові $s_{RTL-SDR}(t)$

Даний сигнал подається на два паралельні блоки. В першому використовується спряжена для зміни фази сигналу. В другому (рисунки 2.10, 2.11) додається часова затримка, щоб сповільнити сигнал:

$$s_{conj}(t) = \frac{A_c}{2} e^{-j(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t))}$$

$$s_{delay}(t) = \frac{A_c}{2} e^{j(\omega_\Delta [t-\tau] + \theta_{fm}(t-\tau))}$$

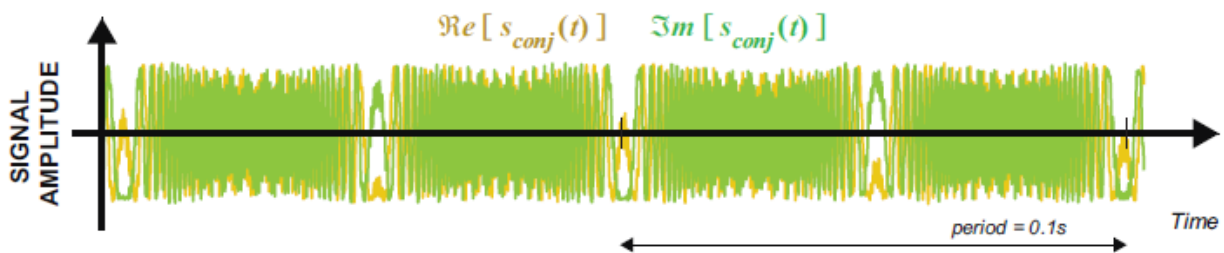


Рисунок. 2.10 – Складові $s_{conj}(t)$

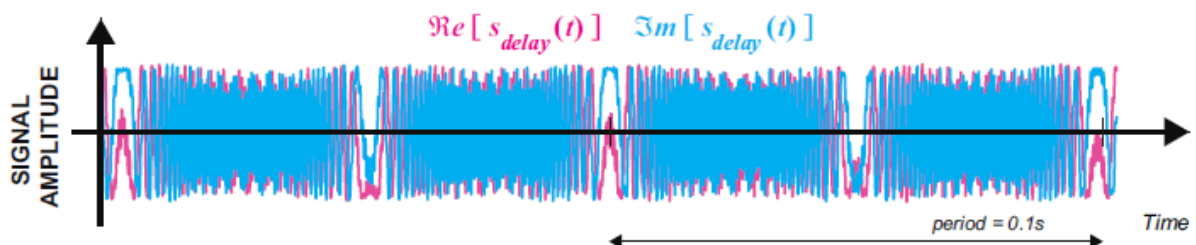


Рисунок 2.11 – Складові $s_{delay}(t)$

Далі відбувається процес фазового виявлення під час якого дані складові змішується (рисунок 2.12) і ми отримуємо:

$$s_{pd}(t) = s_{conj}(t) \times s_{delay}(t)$$

$$= \frac{A_c^2}{4} e^{-j[(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t)) - (\omega_\Delta[t-\tau] + \theta_{fm}(t-\tau))]}$$

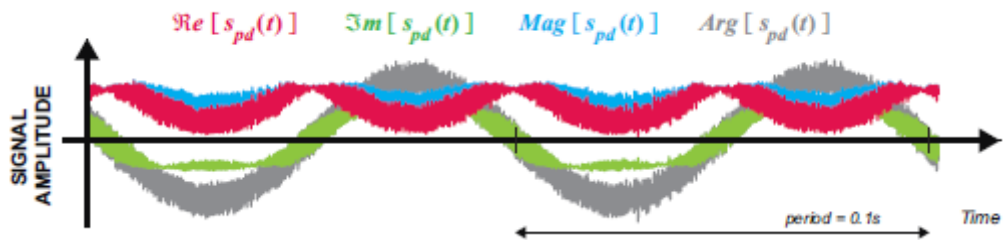


Рисунок 2.12 – Складові $s_{pd}(t)$

Для отримання з цього виразу синусоїдального сигналу нам потрібен аргумент

$$s_d(t) = \angle s_{pd}(t) = - \left[(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t)) - (\omega_\Delta[t-\tau] + \theta_{fm}(t-\tau)) \right]$$

$$= - \left[(\omega_\Delta t - \omega_\Delta[t-\tau]) + (\theta_{fm}(t) - \theta_{fm}(t-\tau)) \right].$$

Якщо τ є дуже малим значення то даний вираз можна спростити до вигляду:

$$s_d(t) \cong - \left[\frac{d}{dt} (\omega_\Delta t) + \frac{d}{dt} (\theta_{fm}(t)) \right].$$

Розрахувавши даний вираз ми отримаємо, що:

$$s_d(t) = - [\omega_\Delta + \theta_{fm}'(t)]$$

$$= - [\omega_\Delta + 2\pi K_{fm} s_i(t)].$$

Сигнал отриманий після даного розрахунку вже є демодульованим, що лише потребує фільтрації для видалення шумів на частотах вище максимальної частоти інформаційного сигналу (рисунок 2.13).

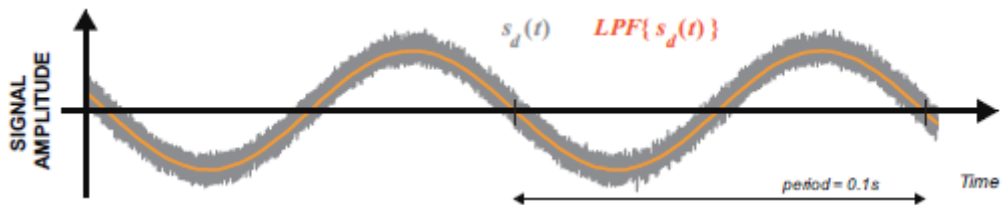


Рисунок 2.13 - $s_d(t)$ до та після фільтрації

2.4 Когерентна FM демодуляція. Фазове автопідлаштування частоти

Третім варіантом демодуляції FM сигналу є фазове автопідлаштування частоти або PLL. В даному варіанті використовується не сигнал з минулих варіантів, а ідеалізований сигнал (рисунок 2.14).

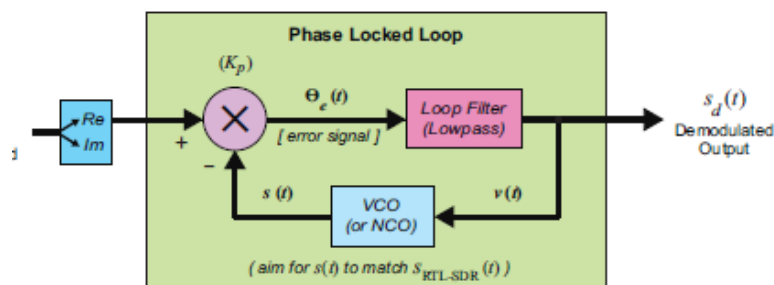


Рисунок 2.14 – Блок-схема демодулятора FM з фазовою автопідстроюваною частотою

PLL має 3 основні компоненти: фазовий детектор, контурного фільтр та ГКН. Для отримання сигналу про помилки фазовий детектор змішує вхідний сигнал з виходом ГКН. Сигнал про помилку змінюється пропорційно різниці у фазі між двома сигналами. Даний сигнал вводиться в контурний фільтр (фільтр нижніх частот) для отримання керуючого сигналу. Керуючий сигнал

в свою чергу передається на ГКН, після чого ГКН його інтегрує і використовує для регулювання миттєвої фази синусоїдального виходу. Синтезований синусоїд подається в фазовий детектор, а далі процес знову повторюється.

Коли на PLL подається сигнал отриманий за допомогою RTL-SDR, то ГКН буде намагаться вивести сигнал з частотою та фазою ідентичним FM-«носійній» на частоті Δf . В зв'язку з характером FM-сигналу PLL доводиться продовжувати регулювати свою частоту й фазу, щоб залишатись замкненим. Також завжди буде присутня різниця фаз $s_{RTL-SDR}(t)$ та $s(t)$ через, що сигнал помилки буде постійно змінюватись. Зміни сигналу помилки будуть пропорційні змінам амплітуди в інформаційному сигналі. Це виникає тому, що інформація знаходиться в межах фазової складової FM-носійної. Фільтрування низькочастотного сигналу помилки за допомогою контурного фільтра створює керуючий сигнал для ГКН. Коли PLL заблоковано, керуючий сигнал $v(t)$ прямо пропорційний інформаційний сигнал $s_i(t)$, і його можна вважати рівним $\alpha s_i(t)$, де α означає константу. Введення інформаційного сигналу до порту керування ГКН змушує його виводити форму сигналу FM і коли це так фазовий детектор виконує когерентну демодуляцію.

Для того, щоб PLL мав можливість функціонувати як FM-демодулятор його внутрішні параметри повинні бути правильно підібрані. Контурний фільтр має бути налаштований таким чином, щоб бути лінійним у діапазоні $(f_0 \pm \Delta f)$, де f_0 частота «несучої», Δf різниця частот FM сигналу. Це потрібно для того, щоб всі потенційно можливі FM-складові проходили.

Комплексний FM-сигнал має як дійсні так і уявні компоненти, але PLL може працювати лише з одним з даних компонентів. В нашому випадку використовується компонент I:

$$\text{Re}[s_{RTL-SDR}(t)] = \frac{A_c}{2} \cos(\omega_\Delta t + \theta_{fm}(t))$$

Фазовий детектор зміщує це з оберненим виходом сигналу з ГКН і в випадку якщо PLL «заблокований», то $\omega_0 = \omega_{\Delta}$ з чого отримуємо:

$$s(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \theta(t)) = A_0 \sin(\omega_{\Delta} t + \theta(t))$$

$$\text{де: } \theta(t) = k_0 \int_{-\infty}^t v(t) dt$$

Враховуючи це на виході фазового детектору ми отримаємо:

$$\theta_e(t) = K_p \operatorname{Re}[s_{RTL-SDR}(t)] \cdot s(t).$$

Це можна розширити за допомогою тригонометричної ідентичності до:

$$\theta_e(t) = -\frac{1}{4} K_p A_c A_0 \left[\sin(2\omega_{\Delta} t + \theta(t) + \theta_{fm}(t)) + \sin(\theta(t) - \theta_{fm}(t)) \right],$$

де: K_p – коефіцієнт посилення фазового детектора

Фільтрація за допомогою контурного фільтру видалить високочастотний елемент $\sin(2\omega_{\Delta} t + \theta(t) + \theta_{fm}(t))$. Залишається керуючий сигнал

$$v(t) = -\frac{1}{4} K_p A_c A_0 \sin(\theta(t) - \theta_{fm}(t)).$$

Оскільки PLL заблоковано, то $\theta(t) \approx \theta_{fm}(t)$, тому наближення малого кута призводить до:

$$v(t) \cong -\frac{1}{4} K_p A_c A_0 (\theta(t) - \theta_{fm}(t)).$$

Враховуючи, що $\theta(t) = k_0 \int_{-\infty}^t v(t) dt$, то підставивши його в вираз отримаємо:

$$\begin{aligned} v(t) &= -\frac{1}{4} K_p A_c A_0 \left(k_0 \int_{-\infty}^t v(t) dt - \theta_{fm}(t) \right) \\ &= -\frac{1}{4} K_p k_0 A_c A_0 \left(\int_{-\infty}^t v(t) dt - \frac{\theta_{fm}(t)}{k_0} \right) \end{aligned}$$

Диференціювання цього по відношенню до часу призводить до наступного:

$$v'(t) = -\frac{1}{4} K_p k_0 A_c A_0 \left(v(t) - \frac{\theta_{fm}'(t)}{k_0} \right)$$

де: $v'(t)$ похідна $v(t)$, а $\theta_{fm}'(t)$ похідні $\theta_{fm}(t)$

Перестановка змінних рівняння відносно $v(t)$ призведе до:

$$v(t) = \frac{-4v'(t)}{K_p k_0 A_c A_0} + \frac{\theta_{fm}'(t)}{k_0}$$

Так як $v'(t)$ набагато менше за $K_p k_0$, то можна зробити припущення, що

$$\frac{-4v'(t)}{K_p k_0 A_c A_0} \cong 0,$$

з чого випливає, що

$$v(t) = \frac{\theta_{fm}'(t)}{k_0}.$$

Так як $\theta(t) = k_0 \int_{-\infty}^t v(t) dt$, то підставивши в рівняння отримуємо, що:

$$s_d(t) = v(t) = \frac{2\pi K_{fm}}{k_0} s_i(t).$$

Зрозуміло, що керуючий сигнал, що виникає в результаті блокування PLL на FM-сигнал, прямо пропорційний вихідному модулюючому інформаційному сигналу $s_i(t)$.

2.5 Декодування RDS

Для декодування сигналу RDS з FM сигналу для початку приймається вихідний FM сигнал і демодулюється. Далі за допомогою смугового фільтру з демодульованого FM сигнал виділяється тон пілота на 19 кГц та сигнал RDS на 57 кГц.

Так як сигнал на частоті 57 кГц це сигнал модулюючий низькочастотний сигнал з частотою 1187.5 Гц, то для зворотного перенесення за допомогою тону пілота отримуємо ще один сигнал 57 кГц і з його допомогою можемо отримати низькочастотний сигнал. Наступним кроком буде отримання потрібної нам інформації. Для демодуляції біфазного сигналу в першу чергу потребує інверсії кожного другого біту сигналу, а потім сумування сигналів за період. Додатна сума за період буде відповідати біту 1, а від'ємна біту 0. Далі отриманий сигнал йде на диференційний декодер декодування в якому відбувається за даною таблицею.

Таблиця 2.2 – Алгоритм диференційного декодування

Previous input (at time t_{i-1})	New input (at time t_i)	New output (at time t_i)
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Останнім кроком йде подання декодованого сигналу на модуль корегування помилок, але розглядати його не буду.

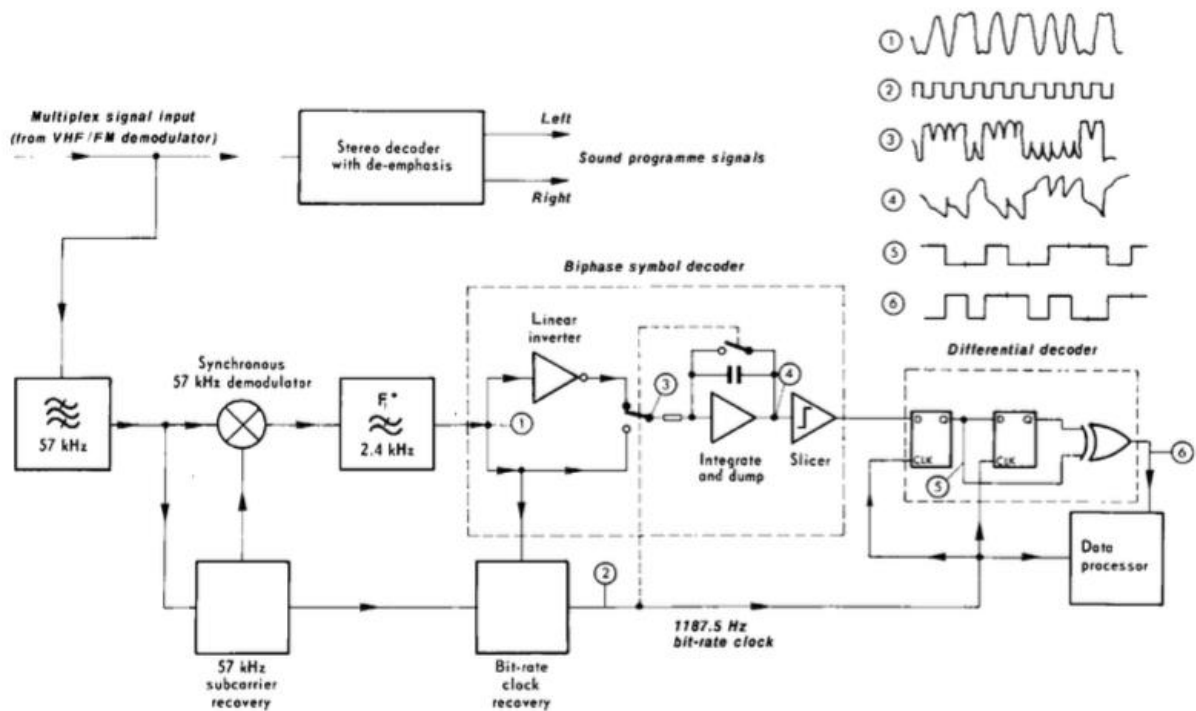


Рисунок 2.15 – Схема RDS декодера

Висновки по розділу

В даному розділі було проаналізовано основні методи демодуляції FM сигналів та методику декодування RDS. Після розгляду всіх наведених вище методів було обрано метод демодуляції з використанням дискримінатора комплексної диференціації так, як даний метод оптимальним з точки зору співвідношення ефективності демодуляції до витрачених обчислювальних ресурсів.

РОЗДІЛ 3.

РОЗРОБКА МОДЕЛІ ПРИЙМАЧА

3.1 Розробка моделі приймача моно сигналу FM радіостанції

Для виконання даної було розроблено модель для отримання і обробки моно компоненту і згодом вдосконалено для отримання й обробки стерео компоненту.

Сигнал з RTL-SDR було отримано за допомогою блоку import RTL-SDR Data. Даний блок виконує роль приймача. Сигнал з виходу цього блоку потрібно подати на частотний дискримінатор. Для реалізації частотного дискримінатора за допомогою Simulink використано кілька блоків. Перший це блок delay. В параметрах блоку delay було змінено Input processing з elements as channels (sample based) на columns as channels (frame based). Другий блок частотного дискримінатора math function. Налаштовуємо даний блок на функцію conj. Також додано блоки product та complex to magnitude-angle. В налаштуваннях блоку complex to magnitude-angle в output встановлюємо angle. З'єднавши блоки таким чином як показано на рисунку отримуємо частотний дискримінатор (рисунок 3.1).

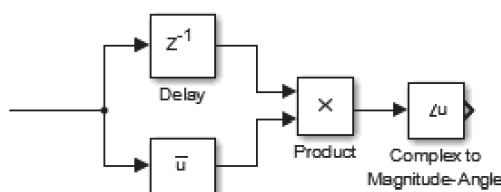


Рисунок 3.1 – Частотний дискримінатор

З'єднують виходи приймача з дискримінатором. Далі додають блок FIR Decimation. Даний блок потрібен для зменшення частоти дискретизації до 48 кГц (зміна від 240 кГц в 5 разів), а також для передачі частот до 15 кГц. Для виконання даних функцій цей блок потрібно налаштувати таким чином (рисунок 3.2).

Parameters

FIR filter coefficients: `firpm(100, [0 15e3 20e3 (240e3/2)]/(240e3/2), [1 1 0 0], [1 1], 20)`

Decimation factor: 5

Filter structure: Direct form

Input processing: Columns as channels (frame based)

Rate options: Allow multirate processing

Output buffer initial conditions: 0

View Filter Response

Рисунок 3.2 – Параметри блоку FIR Decimation

Остання частина для отримання й обробки моно компоненту це блок FM De-emphasis Filter. Даний блок потрібен для налаштування залежно від регіону тому, що в Європі та Азії стандарти відрізняються від Американських. Отримуємо готову модель отримання й обробки моно компоненти, але для перевірки можна додати аналізатори спектру або звуковий девайс (рисунок 3.2).

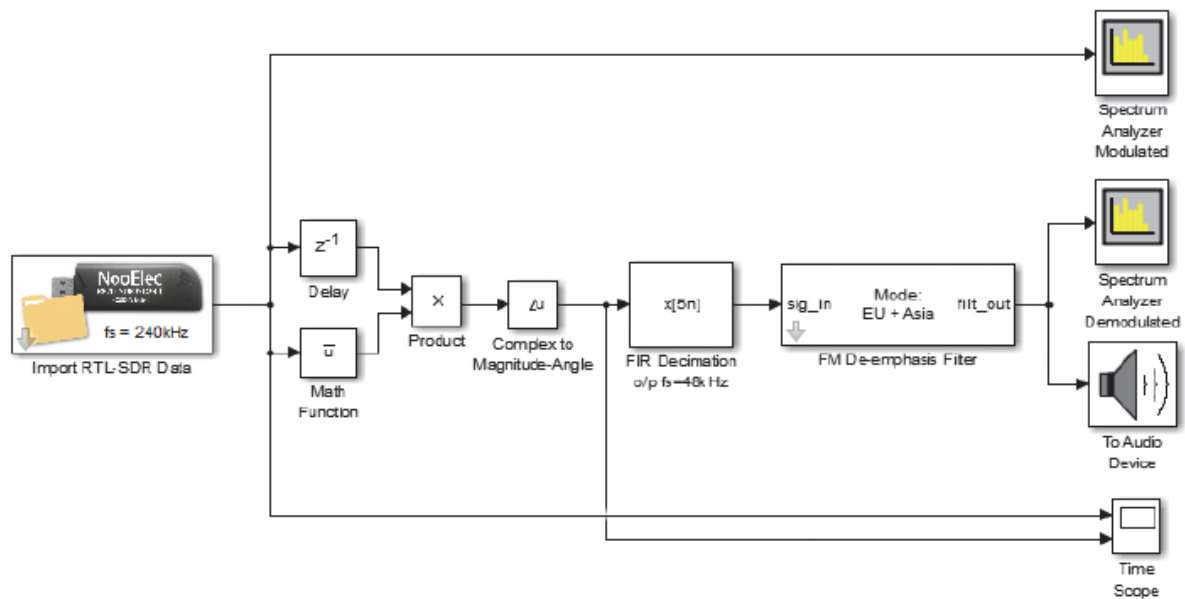


Рисунок 3.3 – Модель демодуляції моно FM сигналу

Графіки для перевірки працездатності моделі показано на рисунках 3.4, 3.5.

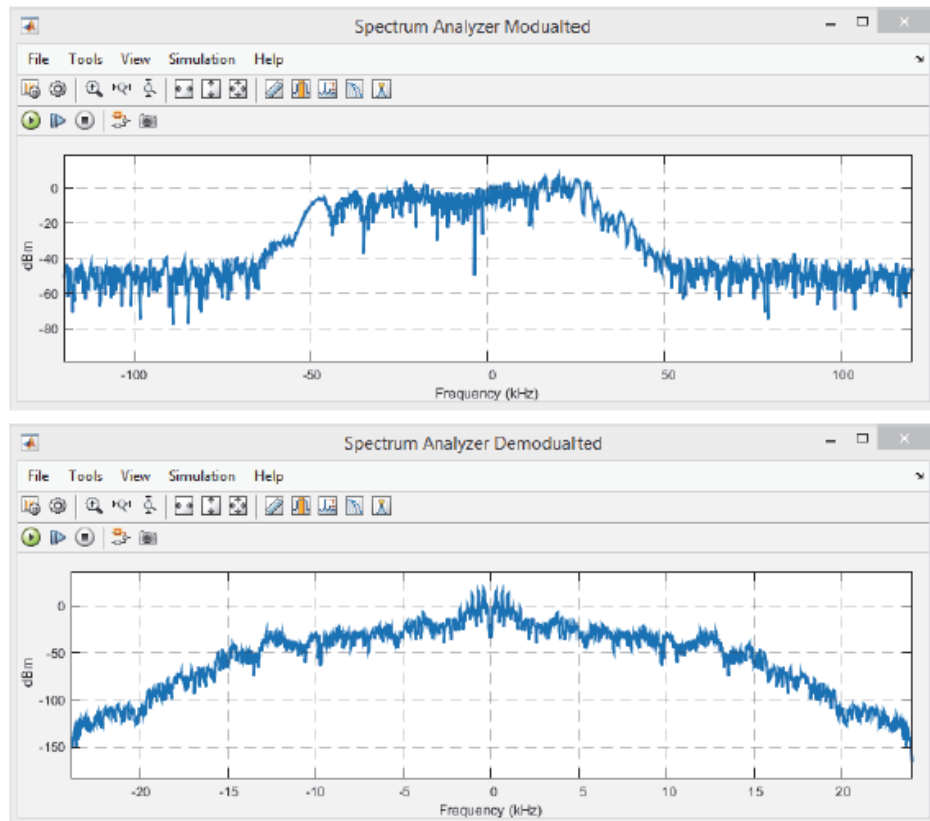


Рисунок 3.4 – Графіки модульованого та демодульованого моно FM сигналу в частотній області

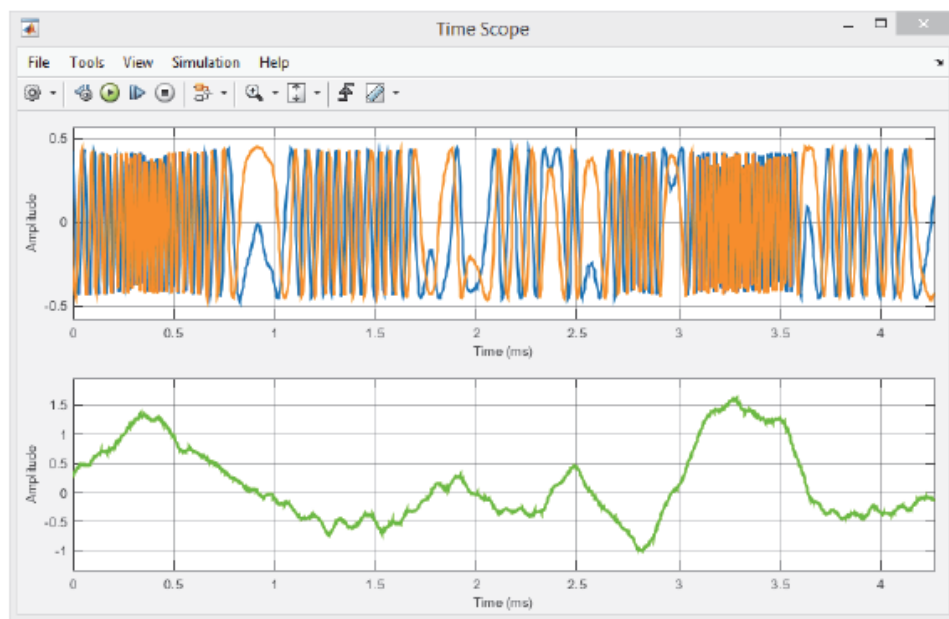
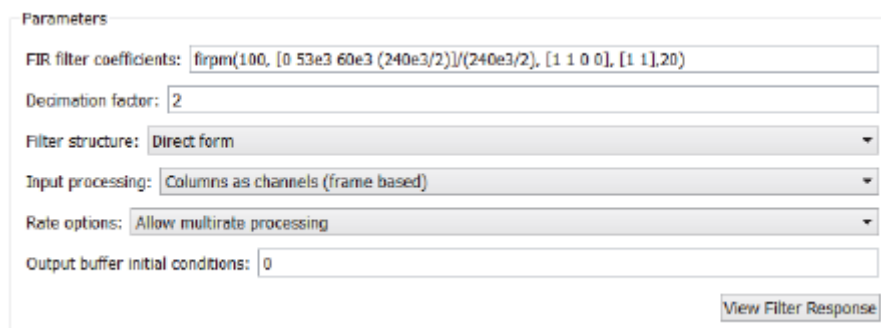


Рисунок 3.5 – Графіки модульованого та демодульованого моно FM сигналу в часовій області

3.2 Розробка моделі приймача стерео сигналу FM радіостанції

Тепер вдосконалюю дану модель для обробки не лише моно, а й стерео компоненти. У першу чергу в блоці FIR Decimation змінюю параметри як вказано на рисунку 3.6.



Parameters

FIR filter coefficients: `firpm(100, [0 53e3 60e3 (240e3/2)]/(240e3/2), [1 1 0 0], [1 1], 20)`

Decimation factor: `2`

Filter structure: `Direct form`

Input processing: `Columns as channels (frame based)`

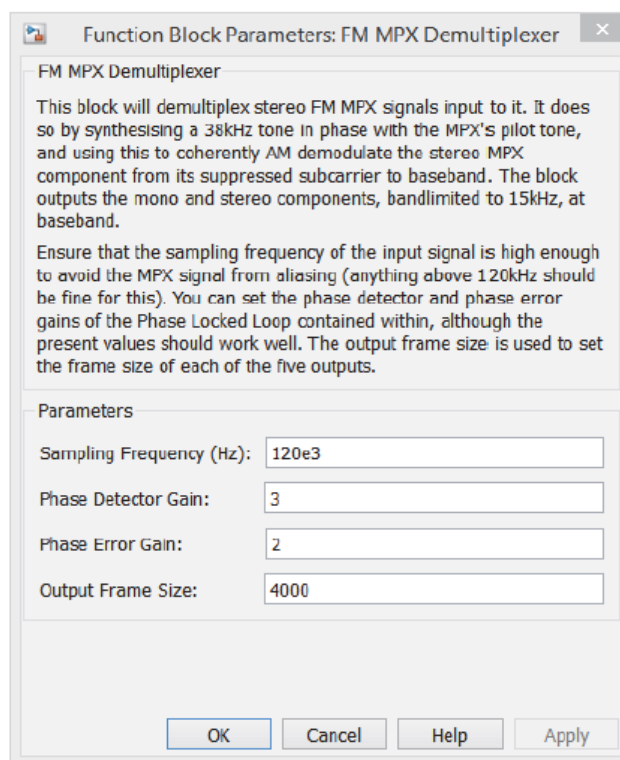
Rate options: `Allow multirate processing`

Output buffer initial conditions: `0`

[View Filter Response](#)

Рисунок 3.6 – Параметри блоку FIR Decimation

Це потрібно тому, що стерео компонент з MPX може знаходитись на частоті від 0 кГц до 53 кГц, а частота дискретизації повинна бути як мінімум вдвічі більша. Для зручності розрахунків вибираю частоту дискретизації в 120 кГц. Далі виставляю блок демультіплексора FM MPX Demultiplexer з якого будуть зніматись моно та стерео компоненти. Параметри даного блока задаю ідентичні до вказаних на рисунку 3.7.



Function Block Parameters: FM MPX Demultiplexer

FM MPX Demultiplexer

This block will demultiplex stereo FM MPX signals input to it. It does so by synthesising a 38kHz tone in phase with the MPX's pilot tone, and using this to coherently AM demodulate the stereo MPX component from its suppressed subcarrier to baseband. The block outputs the mono and stereo components, bandlimited to 15kHz, at baseband.

Ensure that the sampling frequency of the input signal is high enough to avoid the MPX signal from aliasing (anything above 120kHz should be fine for this). You can set the phase detector and phase error gains of the Phase Locked Loop contained within, although the present values should work well. The output frame size is used to set the frame size of each of the five outputs.

Parameters

Sampling Frequency (Hz): `120e3`

Phase Detector Gain: `3`

Phase Error Gain: `2`

Output Frame Size: `4000`

[OK](#) [Cancel](#) [Help](#) [Apply](#)

Рисунок 3.7 – Параметри блоку FM MPX Demultiplexer

Так як моно та стерео компоненти, що виходять з блоку демультимплексора відбираються на частоті 120 кГц, що не є необхідним, то за допомогою блоків FIR Rate Conversion зменшую їх частоту дискретизації до 48 кГц. Для цього налаштовують блоки таким чином, щоб була інтерполяція з коефіцієнтом 2, а потім децимація з коефіцієнтом 5 (що реалізує зміну частоти від 120 кГц до 48 кГц). Фільтр низьких частот налаштований на пропускання частот до 15 кГц, щоб запобігти виникненню ефектів накладання. Далі роблю стерео FM декодер. Для реалізації декодера додаю блок Matrix Concatenate та два блоки Add в параметрах одного з яких змінюю List of signs на $\pm$. Після з'єднання всіх блоків отримую фінальний вигляд моделі – рисунок 3.8.

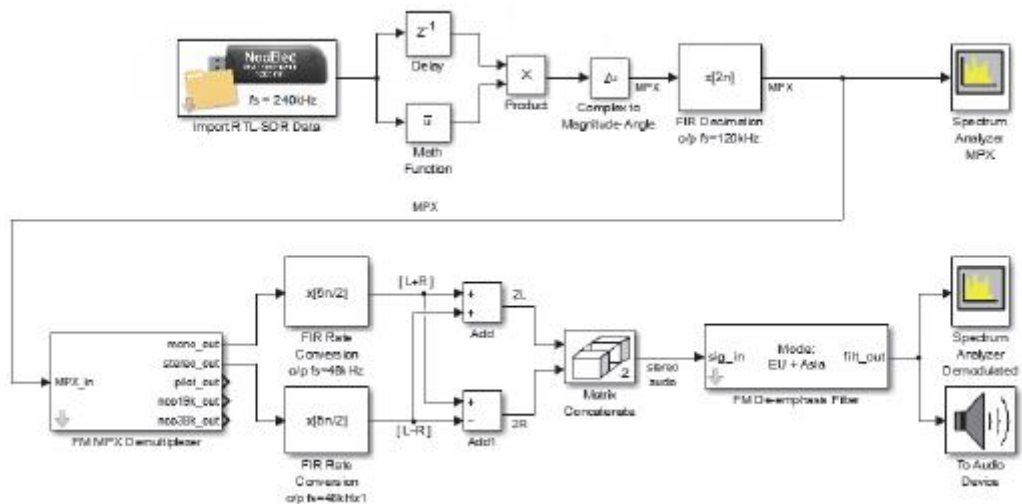


Рисунок 3.8 – Модель демодуляції стерео FM сигналу

Дана модель демодулює сигнал та виділяє моно та стерео компоненти. На Spectrum Analyzer Demodulated можна побачити спектри двох незалежних аудіоканалів після демультимплексування та декодування (рисунок 3.9).

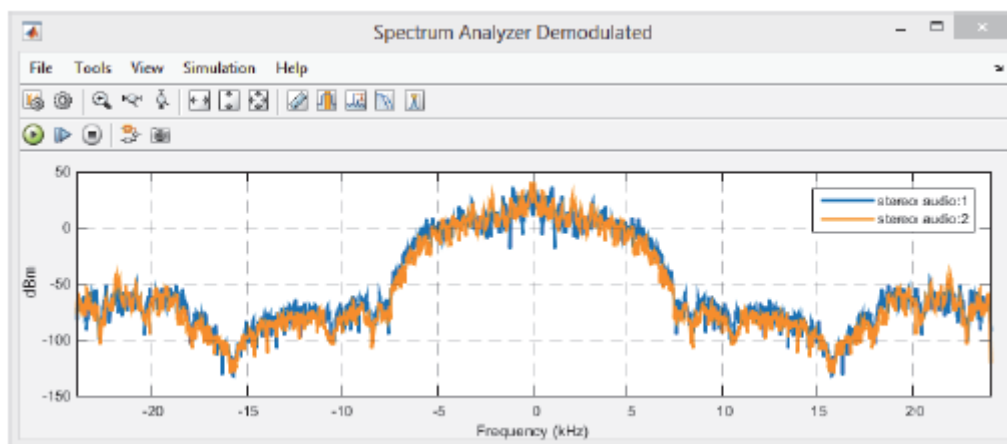


Рисунок 3.9 – Спектральний аналіз двох каналів демодульованого FM сигналу

3.3 Розробка моделі приймача RDS

Для створення моделі приймача RDS було вирішено використати середовище Matlab. Сигнали для даної моделі прийнято за допомогою RTL-SDR приєднаного до комп'ютера. В першу чергу після прийняття сигналу демодулюю отриманий сигнал і отримано спектр зображений на рисунку 3.10.

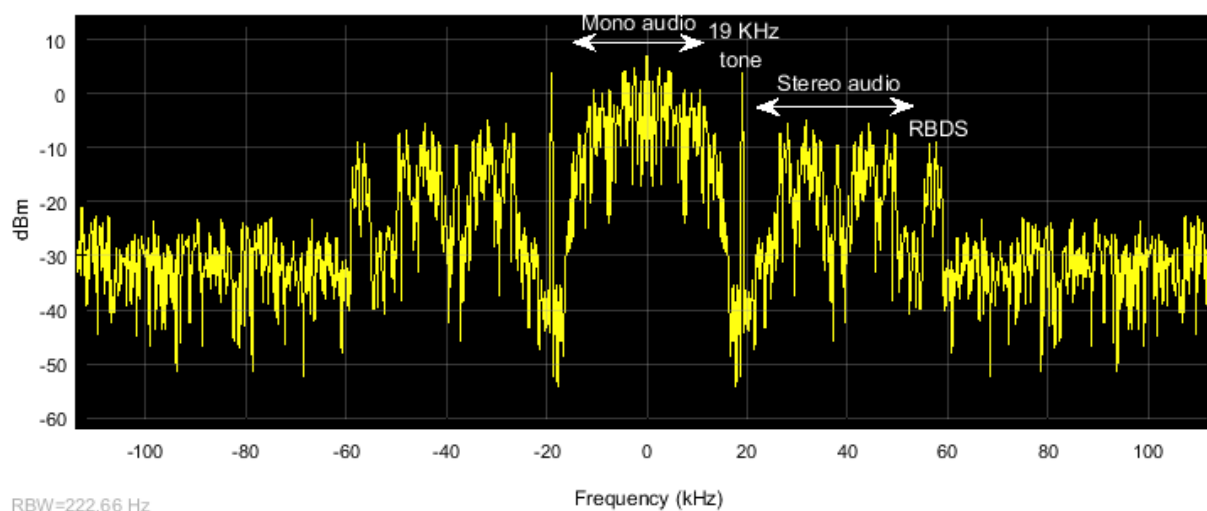


Рисунок 3.10 – Спектр демодульованого FM сигналу

На отриманому спектрі чітко видно моно складову на нульовій частоті, стерео складову симетричну відносно частоти 38 кГц, тональний сигнал піком на частоті 19 кГц та RDS симетричний відносно частоти 57 кГц. Варто зауважити, що через низьку потужність та вузький спектр RDS його не завжди легко побачити на спектрі FM сигналу.

Для обробки RDS потрібно пілотний тон з частотою 19 кГц так як він є еталоном фази і частоти для демодуляції сигналу RDS на частоті 57 кГц. Данна обробка відбувається в першому (фізичному) рівні коду.

В першу чергу за допомогою приймача виконуємо полосову фільтрацію на частотах 19 кГц та 57 кГц для виділення пілотного тону та сигналу RDS (рисунки 3.11, 3.12).

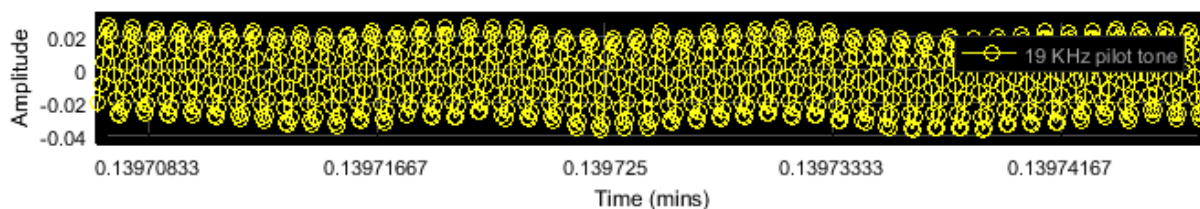


Рисунок 3.11 – Пілотний сигнал

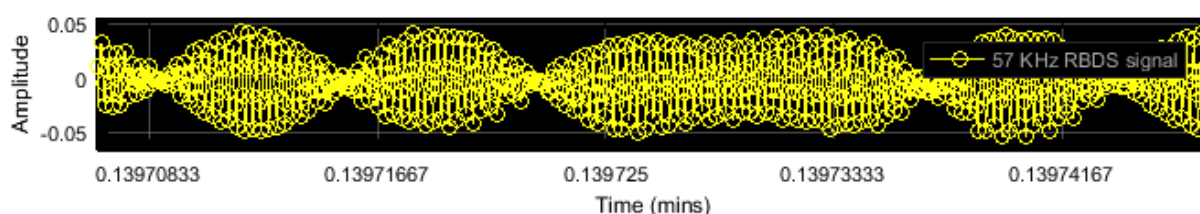


Рисунок 3.12 – Відфільтрований RDS сигнал

Далі для когерентної демодуляції RDS сигналу для потроєння частоти пілотного тону підносимо комплексну послідовність в третю степінь для потроєння його частоти і отримання пілотного тону на частоті 57 кГц (рисунок 3.13).

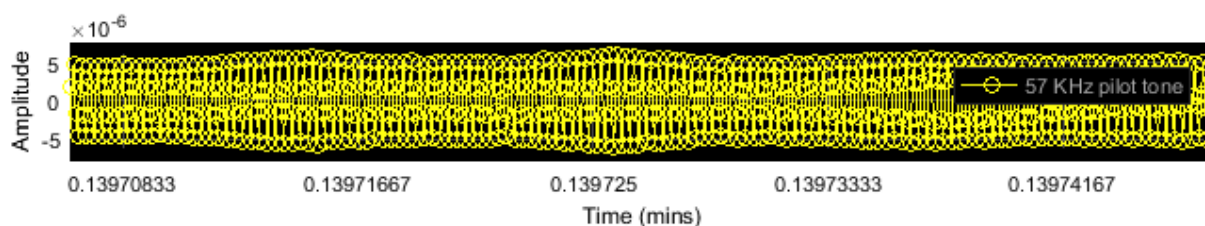


Рисунок 3.13 – Графік пілотного тону на частоті 57 кГц

Так як RDS генерується з частотою 1187,5 Гц і модулюється за допомогою АМ на частоту 57 кГц, то після виконання демодуляції АМ з використанням пілотного тону на частоті 57 кГц отримав сигнал – рисунок 3.14.

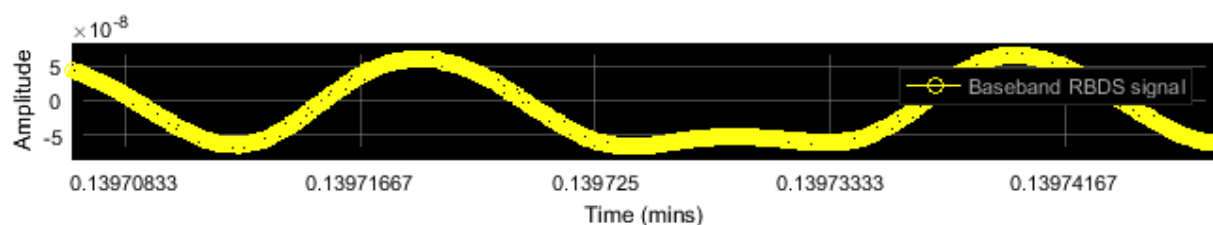


Рисунок 3.14 – Демодульований RDS сигнал

Для витягування з демодульованого RDS сигналу потрібен тактовий сигнал на частоті 1187.5 Гц, який я отримую з пілотного тону 19 кГц.

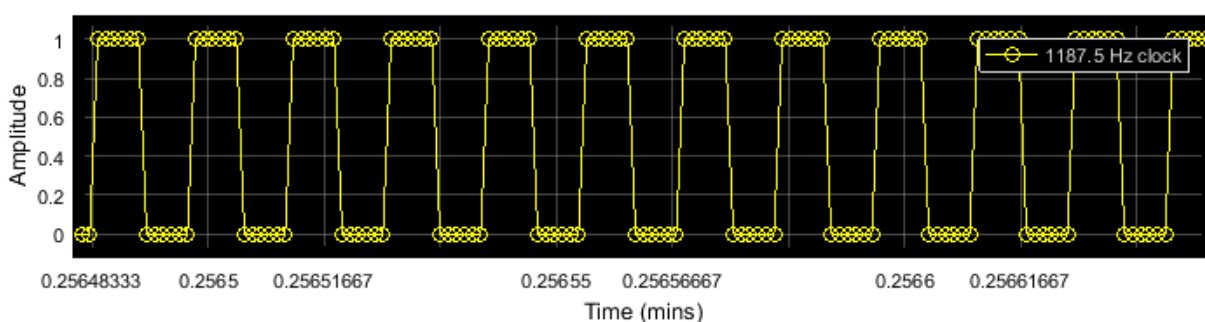


Рисунок 3.15 – Тактовий сигнал на частоті 1187.5 Гц

Після обробки RDS сигналу з тактовим сигналом отримав графік зображений на рисунку 3.16.

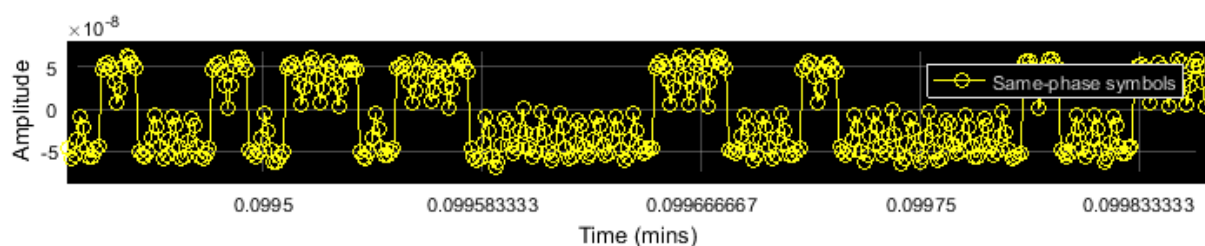


Рисунок 3.16 – RDS сигналу після обробки

Для отримання бітового значення кожного символу інтегрую сигнал по кожному тактовому циклу – рисунок 3.17.

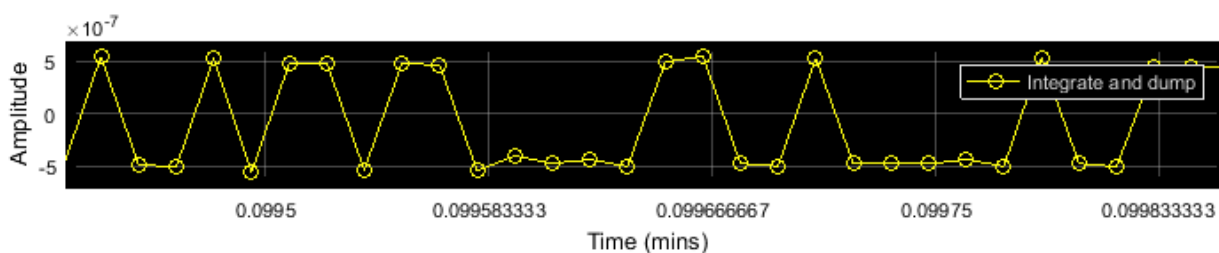


Рисунок 3.17 – RDS після інтегрування

Результат інтегрування сигналу по кожному тактовому циклу порівнюють з нулем – рисунок 3.18.

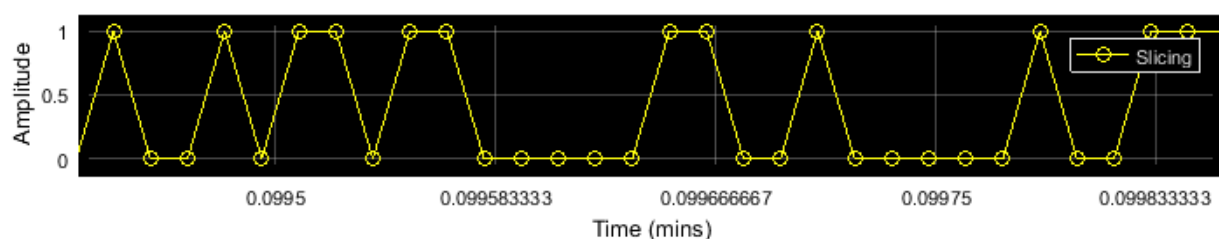


Рисунок 3.18 – Сигнал після слайсера

Сигнал після слайсера проходить диференційне декодування для відновлення диференційного кодування у передавачеві – рисунок 3.19.

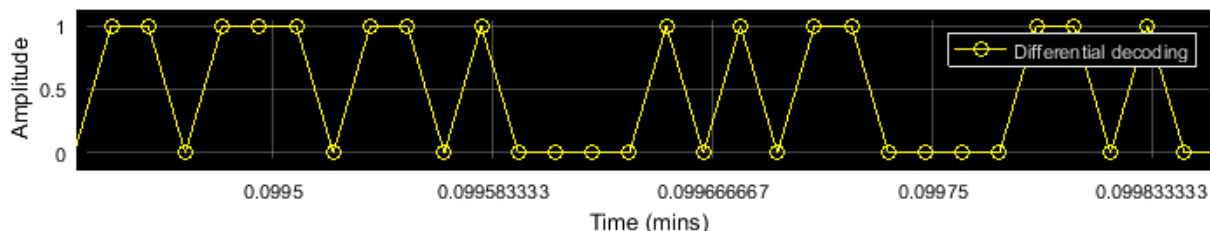


Рисунок 3.19 – Сигнал після диференційного декодування

Після виконання обробки на першому (фізичному) рівні йде другий (канальний) рівень. Даний рівень потрібен для синхронізації та виправлення помилок і реалізується за допомогою об'єкта `RBDSDDataLinkDecoder`. На даний рівень подаються надходять групи в 104 біти, що складаються 4 груп по 26 біт. Після проходження даного рівня з групи видаляються біти корекції помилок.

В третьому рівні йде представлення отриманої інформації. Так як на другому рівні видаляються біти корекції помилок, то на вхід третього рівня

приходять блоки по 64 біти, що складаються з 4 блоків по 16 біт. Даних груп є 32 типи, які помічаються числами від 0 до 15 та буквою “A” або “B”. Так як в мене даний рівень реалізовано за допомогою об’єкта RBDSSessionDecoder, то в мене підтримується групи 0A, 0B, 2A, 2B, 3A, 4A, 10A.

0A та 0B – передають восьмисимвольну строку, що зазвичай змінюється в вигляді прокручуваного тексту.

2A та 2B – більш довгі строки в 32 або 64 символи.

3A – реєструє ODA та вказує їх виділений тип групи абстрактного формату.

4A – передає системний час.

10A – додатково класифікує тип програми.

Висновок по розділу 3

Таким чином, в даному розділі було розроблено модель для демодуляції моно FM сигналу в середовищі Simulink. Дана модель була вдосконалена для можливості працювати не лише з моно сигналами, а й з стерео сигналами. Також в середовищі matlab було розроблено модель отримання, демодуляції та розшифрування RDS сигналу з використанням реального RTL-SDR.

ВИСНОВКИ

В ході виконання кваліфікаційної роботи було проведено огляд стандарту формування сигналу сучасної радіостанції з FM. З її особливостей можна виділити використання ГКН для модуляції сигналу та використання технології RDS для передачі інформації про радіостанцію.

Розглянуто різні методи демодуляції сигналів з FM. По закінченню розглядання методів демодуляції було вирішено використовувати метод некогерентної FM демодуляції через дискримінатор комплексної диференціації

Побудовано модель демодуляції сигналу з FM з формування моно сигналу на програмному середовищі Simulink. Так як були проблеми використання сигналу з RTL-SDR використовувався запис з приймача

Вдосконалено модель демодуляції сигналу з FM з формування моно сигналу на програмному середовищі Simulink з додаванням можливості формування стерео сигналу.

Побудовано модель демодуляції RDS зі спектру FM сигналу отриманого з RTL-SDR з використанням середовища matlab. Код моделі надано в додатку А.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Software Defined Radio using MATLAB® & Simulink® and the RTL-SDR / R. W. Stewart, K. W. Barlee, D. W. Atkinson, L. H. Crockett. – Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Strathclyde, Glasgow, Scotland, Uk, 2015 - 646 p.
2. Specification of the radio data system (RDS) for VHF/FM sound broadcasting in the frequency range for 87,5 to 108,0 MHz., 1998. – 132 p.
3. Digital Communications / John G. Proakis, Masoud Salehi. – McGraw-Hill, 2008. – 1150 p.
4. Digital Communication: Fundamentals and Applications / Bernard Sklar. – Pearson Education, 2001. – 1090 p.
5. Andreson J. B. Digital Phase Modulation / J. B. Andreson, T. Aulin, C. Sundberg, 1986. - 507 p.
6. Kopitz D. RDS: The Radio Data System / D. Kopitz, B. Marks..- 1999–349 p.

ДОДАТОК А

```

%Налаштування параметрів RDS
Input = get(helperRBDSController);
Input.Duration = 10.8;
Input.SignalSource = 'RTL-SDR';
Input.CenterFrequency = 98.5e6;

[Param, Src] = helperRBDSConfig(Input);

%Створення об'єкту FM мовлення та налаштування його на параметри
RDS
fmBroadcastDemod = comm.FMBroadcastDemodulator(...
    'SampleRate',      Param.FrontEndSampleRate, ...
    'FrequencyDeviation', Param.FrequencyDeviation, ...
    'FilterTimeConstant', Param.FilterTimeConstant, ...
    'AudioSampleRate',  Param.AudioSampleRate, ...
    'Stereo', true);

%Створення аудіоплеєра
player = audioDeviceWriter('SampleRate', Param.AudioSampleRate);

%Об'єкт другого рівня
Decoder = RBDSDecoder();

%Об'єкт третього рівня
sesDecoder = RBDSSesDecoder ();

%Реалізація обробки реєстрів для RadioText Plus (RT+) ODA
rtID = '4BD7';
registerODA(sesDecoder      ,      rtID,      @RadioTextPlusMainGroup,
@RadioTextPlus3A);

%Створення об'єкту перегляду даних
view = helperRBDSTableView();

%Запуск програми перегляду та ініціалізація часу радіо
start(view)
Time = 0;

%Основне коло
while Time < Param.Duration
    %Прийом вибірок(Джерело сигналу)
    rcv = Src();

```

```

%Демодуляція сигналу FM-мовлення та відтворення декодованого
сигналу
Sig = fmBroadcastDemod(rcv);
player(Sig);

%Фізичний рівень процесу (Рівень 1)
bitsPHY = RBDSPhyDecoder(rcv, Param);

%Рівень каналу обробки даних (Рівень 2)
[enabled, iw1, iw2, iw3, iw4] = Decoder(bitsPHY);

%Рівень сеансу та представлення (Рівень 3)
outStruct = sesDecoder (enabled, iw1, iw2, iw3, iw4);

%Перегляд вмісту пакета результатів (Перегляд даних)
update(view, outStruct);

%Оновлення часу радіо
Time = Time + Param.FrameDuration;
end

%Зупинка перегляду та звільнення джерела сигналу та аудіо
записувача
stop(view);
release(Src);
release(player);

```