

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет
імені В. Н. Каразіна

Факультет радіофізики, біомедичної
електроніки та комп'ютерних систем

Кафедра Кафедра фізичної і біомедичної електроніки та комплексних
інформаційних технологій

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ ініціали, прізвище
підпис

“ ____ ” _____ 20 ____ року

Кваліфікаційна робота магістра

на тему: **«Метод цифрової фільтрації електроенцефалограми»**

Виконав: студент II курсу магістратури, групи РЕ-61
спеціальності 153 Мікро- та наносистемна техніка
освітньо-професійна програма «Фізична та біомедична
електроніка»

Ярослав ДРУЖИНІН

Керівник

к.т.н., доц.

Ольга ВЕЛИЧКО

2022 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В.Н.Каразіна

Факультет Радіофізики, біомедичної електроніки та комп'ютерних системКафедра ФБМЕ та КІТСпеціальність 153 Мікро- та наносистемна технікаОсвітньо-професійна програма Фізична та біомедична електронікаРівень вищої освіти другий (магістерський)**ЗАТВЕРДЖУЮ****Завідувач кафедри**

_____	_____
підпис	ініціали, прізвище
“ _____ ”	_____ 20__ року

**З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ**Дружинін Ярослав Олександрович

(прізвище, ім'я, по батькові студента)

1. Тема роботи: Метод цифрової фільтрації електроенцефалограмикерівник роботи ОЛЬГА МИКОЛАЇВНА ВЕЛИЧКО

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

затверджені наказом по університету від “ _____ ” _____ 20__ року № _____

2. Строк подання студентом роботи _____

3. Перелік питань, які потрібно розробити:

*3.1 Розробити методи фільтрації електроенцефалограми**3.2 Розробити алгоритм фільтрації альфа-ритму.**3.3 Розробити алгоритм фільтрації бета-ритму.**3.4 Розробити алгоритм роздільної фільтрації ритмів.**3.5 Розробити принципову схему апаратури фільтрації сигналів ЕЕГ.*

4. План роботи

№ з/п	Назви етапів роботи
1.	Аналіз технічного завдання
2.	Огляд медико-технічної літератури
3.	Медико-технічне обґрунтування
4.	Розробка методу фільтрації
5.	Розробка алгоритмічного забезпечення
6.	Розробка принципової схеми
7.	Оформлення пояснювальної записки
8.	Підготовка до захисту

5. Дата видачі завдання _____

Студент

підпис

ініціали, прізвище

Керівник роботи

підпис

ініціали, прізвище

ЗМІСТ

ВСТУП	5
1 МЕДИКО-ТЕХНІЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ.....	7
1.1 Генезис електроенцефалографічного сигналу.....	7
1.2 Електроенцефалографічні ритми	12
1.3 Способи відведення біопотенціалів головного мозку.....	14
1.4 Огляд існуючих технічних засобів реєстрації електроенцефалограм.....	16
2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ ТА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ І АЛГОРИТМУ РОБОТИ СИСТЕМИ.....	20
2.1 Структурно-функціональна схема системи	20
2.2 Аналіз технічного завдання та складання функціональної схеми цифрового фільтра ..	21
2.3 Цифрова фільтрація даних.....	24
2.3.1 Розрахунок фільтра нижніх частот для "дельта-ритму"	29
2.3.2 Розрахунок смугового фільтра для "тета-ритму"	30
2.3.3 Розрахунок смугового фільтра для "альфа-ритму"	32
2.3.4 Розрахунок смугового фільтра для "бета1-ритму"	33
2.3.5 Розрахунок смугового фільтра для "бета2-ритму"	34
2.4 Алгоритм роботи цифрового фільтра	36
3 РОЗРОБКА ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРИНЦИПІЙНОЇ СХЕМИ ЦИФРОВОГО ФІЛЬТРА І ПРОГРАМИ РОБОТИ ОДНОКРИСТАЛЬНОГО ПРОЦЕСОРУ В РЕЖИМІ ЦИФРОВОГО ФІЛЬТРУ	38
3.1 Розробка електричної принципової схеми цифрового фільтра	39
3.2 Програмна реалізація окремих частин алгоритму	48
ВИСНОВКИ	55
Додаток А.....	58
Додаток Б.....	59

ВСТУП

Мозок людини, механізми його діяльності привертають увагу дослідників різних спеціальностей. Об'єктивному вивченню функцій мозку людини започаткував І.М. Сеченов, який опублікував в 1863 р. книгу "Рефлекси головного мозку", де вперше було поставлено питання про закономірність об'єктивного фізіологічного підходу до механізмів психічної діяльності.

Мозок людини постійно генерує електричні коливання, що виявляються в квазістаціонарних ритмах різної частоти. Електрична активність мозку, що відводиться від покривів голови людини, є в даний час поки єдиним об'єктивним показником функціонування мозку, доступним для дослідження при будь-яких ситуаціях: при неспанні, сні, активному або патологічному стані аж до повної відсутності свідомості. Це дозволяє вважати обґрунтованими дослідження електроенцефалограм для розуміння діяльності мозку людини як складної системи.

Повна нешкідливість, безболісність, значна інформативність при органічних ураженнях головного мозку, епілепсії, запальних процесах зробили цей метод одним з необхідних ланок дослідження хворих.

Однією з перших кількісних оцінок ЕЕГ людини було визначення "індексів" тієї чи іншої активності: відсоток часу, протягом якого реєструються чітко виражені альфа-коливання, названий "альфа-індекс", "альфа-фактор" або "відсоток часу альфа-ритму". Аналогічним чином визначається також "дельта-індекс" або "дезінтеграційний фактор", "відсоток часу бета-хвиль". До кількісних методів ЕЕГ слід віднести також планометричний і гістографічний методи аналізу ЕЕГ, що виконувались шляхом виміру амплітуди коливань ЕЕГ вручну.

Автоматичні частотні аналізатори ЕЕГ були сконструйовані на початку 40 років. У 40-50 роки набули поширення вузько-смугові аналізатори з фільтрами (20-24 фільтри), що пропускали вузьку смугу від 0,5 до 2 Гц, та аналізатори з широким фільтрами. Останні включали набір з 5-6, іноді 7 фільтрів, які налаштовані таким чином, що їх смуги пропускання відповідають діапазонам фізіологічних ритмів (дельта, тета, альфа, бета і гамма). Це зручно при дослідженні ЕЕГ людини, так як дозволяє мати наочну картину співвідношення виразності фізіологічних ритмів та їх зміни у часі або при подразненні. Частотні аналізатори мають, як правило, два незалежні канали і працюють як у безперервному режимі, так і з накопиченням сигналу за певний часовий інтервал - "епоху". Епоха аналізу зазвичай становить 5 чи 10 секунд. При використанні аналізатора в ряді випадків можна визначати, чи у складній спектральній картині ЕЕГ ритм, відповідний частоті поданих подразнень, а потім дати кількісну оцінку цієї реакції.

Вироблені і приведені в експлуатацію у нашій країні електроенцефалографи дозволяють реєструвати сумарну електричну активність мозку. У зв'язку з цим актуальною є завдання розробки пристрою, яке дозволяло б виділяти зі складного електроенцефалографічного сигналу різні спектральні складові для подальшого аналізу.

У дипломному проекті розглядається можливість створення блоку цифрового фільтра для виділення різних ритмів, розробляється функціональна та принципова схема, алгоритм, програма його роботи.

1 МЕДИКО-ТЕХНІЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ

Найбільш поширеним і доступним об'єктивним методом дослідження функції центральної нервової системи є електроенцефалографія.

Електроенцефалографія реєструє комплекси біоелектричної активності, викликані сенсорними та електричними подразниками, а також руховими актами, що отримали назву викликаних відповідей. В даний час спонтанна ЕЕГ і викликані відповіді широко використовуються для оцінки функціонального стану головного мозку, для встановлення патологічного вогнища при пухлинних та пухлиноподібних захворюваннях (пухлина, абсцес, гематома та ін), визначає ступінь і характер загально мозкових порушень при гіпертензійному синдромі, коматозних станах, характеризує загальну реактивність кори головного мозку на зовнішні подразнення, дозволяє оцінювати ефект застосування тих чи інших фармакологічних засобів, встановлює динаміку перебігу ряду захворювань головного мозку (пухлина, травма, судинна поразка), дозволяє контролювати глибину наркозу при хірургічних операціях.

1.1 Генезис електроенцефалографічного сигналу

Цей підрозділ присвячений фізичним основам електроенцефалографії та складений на підставі огляду літератури [1,2,25,26].

При функціонуванні тканин і клітин, що супроводжується електричною активністю, в організмі створюється електричне поле. Тому, два електроди, прикладені до різних ділянок тіла, реєструють різницю потенціалів. Залежність від часу різниці потенціалів, що виникає при функціонуванні даного органу або тканини, називається електрограмою. Назви електрограм вказують на органи (тканини), діяльність яких призводить до появи реєстрованої різниці потенціалів. Так, дослідження функціонування головного мозку називається електроенцефалографією (ЕЕГ).

Основними завданнями вивчення електрограм є: з'ясування механізму виникнення електрограми та виявлення стану органу за характером отриманої залежності.

Більшість експериментальних даних свідчить про те, що генезис ЕЕГ визначається в основному електричною активністю кори великих півкуль головного мозку, а на рівні клітин - активністю її пірамідних нейронів. У пірамідних нейронів виділяють два типи електричної активності. Імпульсний розряд (потенціал дії) з тривалістю близько 1 мс і більше повільне (градуальне) коливання мембранного потенціалу - гальмівні та збуджуючі постсинаптичні потенціали (ПСП). Гальмівні ПСП пірамідних клітин генеруються в основному в тілі нейрона, а збуджуючі ПСП – у дендритах.

Зміни мембранного потенціалу зумовлюють виникнення в пірамідних клітинах двох струмових диполів. Виникнення струмових диполів у пірамідному нейроні кори показано на рис. 1.1.

Соматичний диполь формується при зміні мембранного потенціалу тіла нейрона; Струм у диполі і в зовнішньому середовищі протікає між сомою і дендритним стовбуром. Дендритний диполь виникає в результаті генерації збуджуючих ПСП на розгалуженні апікальних дендритів. Генерація збуджуючого ПСП в районі дендритного стовбура без розгалуження призводить до появи квадруполя, оскільки при цьому частково деполяризованої ділянки струм усередині клітини поширюється в двох напрямках, в результаті чого формуються два диполі з протилежним напрямком дипольних моментів.

Чорні прямокутники показують ділянки, у яких генеруються ПСП; знаки "+" і "-" позначають полярність деяких ділянок зовнішньої поверхні клітини, між якими у зовнішньому середовищі протікає струм I_0 ; \vec{D}_{cu} , \vec{D}_{cm} , \vec{D}_d , \vec{D}_{kn} вектори соматичного диполя при генерації збудливого ПСП і

диполей квадруполя, що утворюється при генерації збудливого ПСП на дендритному стовбурі.

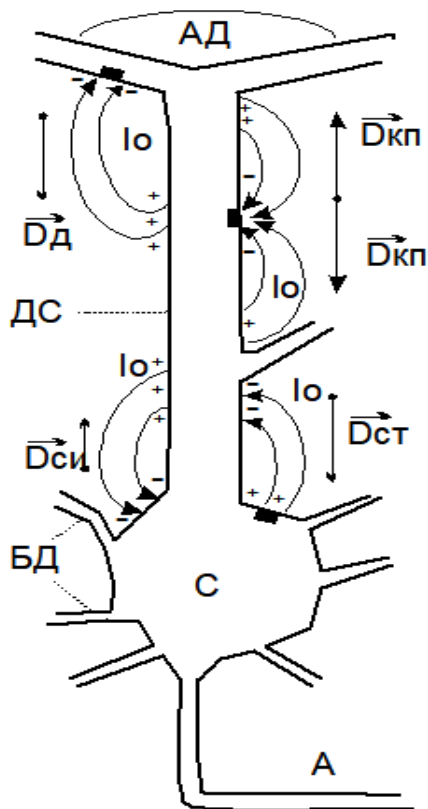


Рисунок 1.1 - Виникнення струмових диполів у пірамідному нейроні

Визначимо потенціал електричного поля, створюваного кінцевим диполем. Помістимо кінцевий диполь негативним полюсом на початок координат О (рис.1.2).

Потенціал у точці реєстрації дорівнює сумі потенціалів уніполів:

$$\varphi = \rho I / 4\pi\eta - \rho I / 4\pi r \quad (1.1)$$

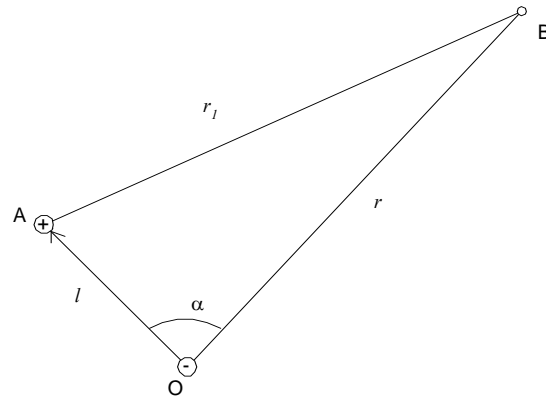


Рисунок 1.2 - Схема висновку формули потенціалу електричного поля, створюваного кінцевим диполем

Представимо r_1 як залежність від r , дипольного моменту і кута φ між напрямком реєстрації потенціалу та напрямком вектора дипольного моменту.

За теоремою косинусів:

$$r_1 = \sqrt{r^2 + l^2 - 2rl \cos \alpha}. \quad (1.2)$$

Тоді $\varphi = \rho I / 4\pi r \sqrt{1+H} - \rho I / 4\pi r$ (1.3), де введено позначення

$$H = (l^2 - 2rl \cos \alpha) / r^2 \quad (1.3)$$

Відомо, що за умови $r > l$ функцію $1/\sqrt{1+H}$ можна розкласти на многочлен за ступенями H , що представляє собою нескінченну суму членів, що спадають. В результаті отримуємо:

$$\varphi = \frac{\rho I l \cos \alpha}{4\pi r^2} + \frac{\rho I l^2 (3 \cos^2 \alpha - 1)}{8\pi r^3} + G \quad (1.4)$$

де G означає суму членів, які пропорційні l^n / r^{n+1} .

Таким чином, потенціал поля, створюваного кінцевим диполем, описується нескінченної суми спадних членів, що залежать від відстані як

$1/r^n$, де $n = 2, 3, 4, \dots$. Таке уявлення потенціалу називається мультипольним розкладанням.

Електричну діяльність головного мозку, як і інших органів і тканин, зводять до дії сукупності безлічі елементарних електричних диполів і квадруполів. Потенціал електричного поля визначається виразом:

$$\varphi_0 = \frac{\rho}{4\pi r^2} \sum_{j=1}^m D_j \cos \alpha_j \quad (1.5)$$

\vec{D}_j - Елементарний дипольний момент.

При з'ясуванні механізму генезу ЕЕГ виникає питання, який тип електричної активності (потенціал дії чи ПСП) дає найбільший внесок у потенціал зовнішнього поля мозку. Зрозуміло, що для генезу ЕЕГ найбільш істотна та електрична активність, при якій виникає диполь з великим дипольним моментом. Величину цього дипольного моменту можна оцінити за протяжністю позаклітинного поля, наприклад, за відстанню, на якій потенціал падає до дуже малих значень або в кілька разів.

На рис.1.3 зображено отриману просторову структуру електричного поля вздовж дендритного стовбура і навколо нього на відстані близько 0,01 мм від поздовжньої осі стовбура.

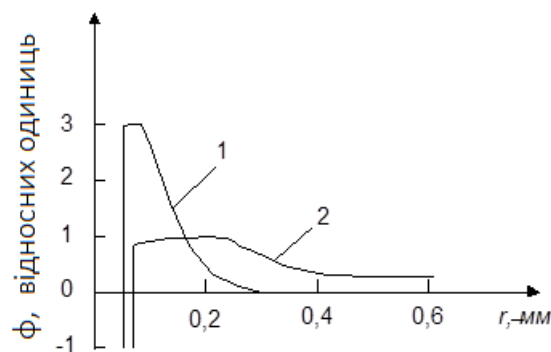


Рисунок 1.3. Просторова структура зовнішнього електричного поля великих пірамідних нейронів кори головного мозку людини при імпульсній (1) та градуальній (2) електричній активності.

Зовнішнє поле пірамідного нейрона при імпульсному розряді дуже різко зменшується вздовж дендритного стовбура: вже на відстані близько 0,3 мм потенціал падає практично до нуля. На противагу цьому позаклітинне поле ПСП характеризується набагато більшою протяжністю, і за цієї активності пірамідні клітини мають набагато більший дипольний момент.

Таким чином, ЕЕГ в основному створюється "повільним" соматичним та дендритним диполями, що виникають при генерації гальмівних та збуджуючих постсинаптичних потенціалів.

1.2 Електроенцефалографічні ритми

ЕЕГ являє собою складний сигнал, що містить періодичні квазісинусоїдальні коливання, а також періодичні поодинокі комплекси складної форми. При складанні даного підрозділу використовувалися літературні джерела за посиланнями [27,28,29].

Періодичні квазісинусоїдальні коливання прийнято називати ритмом. ЕЕГ ритми людини класифікуються за амплітудою, формою та частотою. Загальноприйнятою виділяють дану класифікацію:

- дельта-ритм (δ): 1,5 - 3 Гц;
- тета-ритм (θ): 4 - 7 Гц;
- альфа-ритм (α): 8 - 13 Гц;
- бета 1-ритм (β_1): 14-20 Гц;
- бета 2-ритм (β_2): 21-30 Гц;
- гамма-ритм (γ): 31-70 Гц.

На рис.1.4 представлені нормальна ЕЕГ та фізіологічні ритми. α - ритм слід розглядати як відображення активності коливальних систем, що призводять до стабілізації активності мозку на певному рівні, найбільш адекватному для здійснення функцій кори мозку.

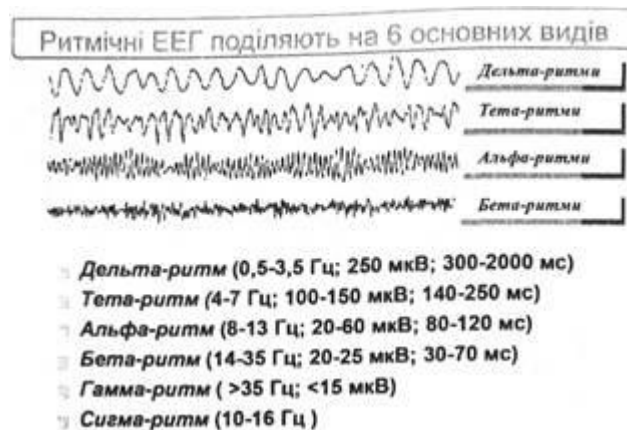


Рисунок 1.4. Електроенцефалографічні ритми

Крива α - ритму відображає співвідношення процесів збудження та гальмування та характеризується нормальною амплітудою, модульованістю, рівномірністю амплітуд та періодів окремих α - коливань, а також нормальним розподілом ритму за амплітудою. Вони швидше наближаються до синусоїди і регулярніші за формою, ніж інші типи хвиль. На поверхні шкіри амплітуда хвилі досягає приблизно 20 мкВ. Зазвичай чітко виражений в потиличних, пов'язаних із зоровими відчуттями, і тім'яних ділянках голови.

Поява зсуву α - ритму характерна за наявності пухлини, структурних змін та ін.

β - хвилі виявляються завжди у нормальних дорослих людей, амплітуда яких менше, ніж у α хвилі. Їх форма має веретенообразні піки.

У деяких дорослих людей виявляються низькочастотні

δ - хвилі (50-100 мкВ) та θ - хвилі. Поява θ і δ хвиль часто пов'язують із патологічними змінами.

δ - ритм вперше було описано у 1936 році. Спостерігається при гальмівних станах кори головного мозку, при природному та наркотичному сні. Його контроль застосовується у хірургії при подачі наркозу. Збільшення його амплітуди до 150-200 мкВ свідчить про наявність травми чи пухлини.

θ - хвиля складається з ритмічних хвиль. Вперше зареєстрований у гіпокампі тварин; у людини – у 1944 році. Його називають гіпокампним або ритмом стресу, напруги. Він не пов'язаний з активністю якоїсь структури мозку, а відображає рівень його активації.

ЕЕГ-криві залежать від стану свідомості, зорової активності (α -ритм) і помітно змінюються в міру розвитку організму. Найбільш виражений у певний момент ритм ЕЕГ є домінуючим і вказує на переважання діяльності структури, що утворює цей ритм.

Таким чином, сумарна біоелектрична активність, що складається з набору ритмів, що генеруються різними структурами, дозволяє виявити функціональний стан окремої області мозку та їхню взаємодію.

1.3 Способи відведення біопотенціалів головного мозку

Матеріали даного підрозділу складено виходячи з огляду [30,31,32].

ЕЕГ - сигнали знімаються за допомогою електродів, що встановлюються у певних точках на поверхні голови. Відведення - гіпотетична вісь, утворена двома точками, у які накладаються електроди. Сукупність відведень утворює систему відведень.

Міжнародною асоціацією електроенцефалографістів був розглянутий метод уніфікації відведень ЕЕГ і спеціальна комісія виробила систему відведень ЕЕГ, обов'язкову для всіх дослідників. Цей спосіб розташування електродів на скальпі досліджуваного суб'єкта носить назву "Міжнародна система відведень 10-12" і дозволяє з певним ступенем достовірності співвідносити зону розташування електрода з структурою мозку, що підлягає в цій галузі.

Відповідно до цієї системи (рис. 1.5), визначаються передньо-задній розмір, що проходить від кореня носа до потиличного бугра через склепіння по середній лінії, і поперечний, що проходить між зовнішніми слуховими проходами через склепіння черепа. Кожна з цих величин приймається за 100%. У поздовжньому напрямку електроди розташовуються рядами, причому перший (лобовий) і останній (потиличний) знаходяться від кореня носа і потиличного бугра на 10% загальної відстані. Інші електроди цього ряду відокремлені один від одного по 20% загальної відстані. Усього поздовжніх рядів електродів встановлюється п'ять: один за сагітальною лінією і по два ряди праворуч і ліворуч, на рівних відстанях один від одного, що становлять відповідно 21 електрод.

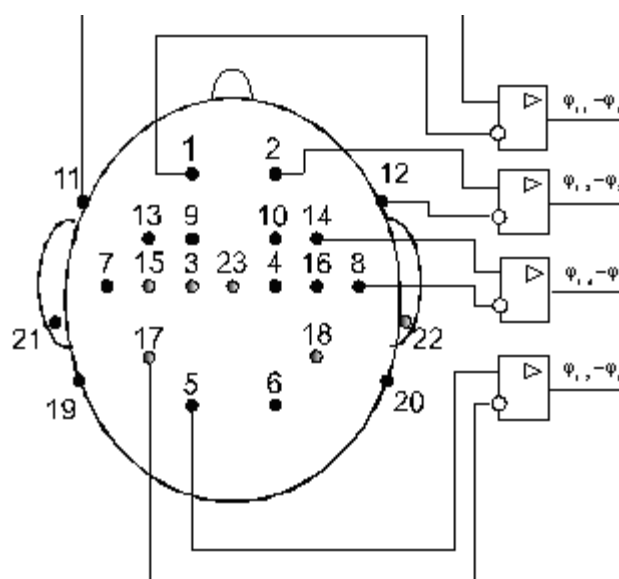


Рисунок 1.5 – Міжнародна система відведень для реєстрації ЕЕГ

Існують такі способи відведення біопотенціалів:

- 1) уніполярний – реєстрація потенціалу активного (диферентного) електрода щодо індіферентного (нульового);
- 2) біполярний – вимірювання різниці потенціалів двох електродів як показано на рис. 1.5.

Для реєстрації ЕЕГ використовують різні конструкції електродів з металу, графіту та інших провідникових матеріалів з діаметром не менше трьох міліметрів. Найбільш поширені металеві електроди у вигляді пластин або стрижнів. Для забезпечення потрібного контактного опору використовують електродні пасти, що наносяться на поверхню електрода або розчини електролітів, якими просочують матер'яну прокладку, що прикріплюється до електрода. Електроди утримуються на голові за допомогою гумових джгутів або пластин, що утворюють собою шолом.

1.4 Огляд існуючих технічних засобів реєстрації електроенцефалограм

Перш ніж перейти до аналізу технічного завдання та синтезу функціональної схеми пристрою, коротко розглянемо існуючі пристрої реєстрації ЕЕГ. Цей підрозділ складено виходячи з огляду літератури [1, 24].

Електроенцефалографи (ЕЕФ) ЕЕГ-3 і ЕЕГП4-02 призначені для дослідження електричної активності мозку шляхом графічної реєстрації змін у часі електричних потенціалів, що знімаються за допомогою електродів, що накладаються на голову пацієнта. Фіксація електродів здійснюється за допомогою сітчастого шолома із гумових трубок. Електроди, нанизані на відрізки трубок між їх перетинами, можуть переміщатися вздовж них і встановлюватися в необхідному положенні відповідно до методики. З'єднання електродів з приладом виконано за допомогою проводів відведень.

Для підключення до приладу різних поєднань пар електродів застосовується комутатор відведення. Відведення біопотенціалів може здійснюватися біполярно, уніполярно або по відношенню до усередненого потенціалу. Біполярний метод стійкіший до симетричних перешкод, тому їм доцільно користуватися при реєстрації ЕЕГ у тих випадках, коли важко забезпечити екранування пацієнта. Відсутність екранування компенсується застосуванням нульового дроту, що з'єднує із "землею" електрод, накладений на мочку вуха або на плече (відповідно вушний електрод або нульовий в приладі ЕЕГ-3).

За наявності екрануючої камери нульовий провід потрібний тільки для перевірки якості накладання електродів, яке оцінюється за значенням опору між нульовим і кожним активним електродом ($R < 15$ кОм). Для вимірювання опору є вбудований омметр.

У монополярному відведенні активним є будь-який з електродів, розміщених на шкірі голови, а другим, індіферентним, що має мінімальний потенціал, служить електрод, вміщений на мочці вуха, на лобі, переносиці. За методом відведення щодо усередненого потенціалу електроди, розташовані на шкірі голови, з'єднуються через проміжні сполуки із середньою точкою.

Для реєстрації електричної активності підбугрової області мозку без оперативного втручання в комплект приладу ЕЕГ-3 є базальний електрод, який вводиться через носовий нижній хід.

У кожному з каналів ЕЕФ ЕЕГ-3 є електронно-променеви́й осцилоскоп на трубці 5ЛЮ38І і вихід, до якого може бути приєднаний світлопроменеви́й осцилограф, що дозволяє розширити діапазон робочих частот до 1 кГц.

ЕЕФ ЕЕГ-3 змонтований у вертикальному корпусі на колесах. Органи управління розташовані на вертикальній панелі, а блок чорнильних реєстраторів розміщений на горизонтальній площині. Прилад комплектується шоломом з 16 контактами, багатографічними плоскими та голчастими

електродами (по 8 шт.), двома шкірно-гальванічними контактами, двома вушними електродами, базальним, пластинчастим та нульовим електродами (по 1 шт.) та іншими допоміжними та запасними частинами.

ЕЕФ ЕЕГП4-02 змонтований в корпусі з горизонтальним розташуванням пульта управління і реєструючого пристрою і може розташовуватися на столі. В комплект входять дисковий електрод та електродна стійка по 30 шт. кожного типу, 2 вушних електроди, шолом та різні допоміжні частини.

Електроенцефалограф ЕЕГ-1 (16-канальний) призначений для тонкої топічної діагностики уражень мозку людини. Застосовується у неврологічних, хірургічних, психіатричних клініках.

Електроенцефалограф ЕЕГ-1 (4-канальний) служить для дослідження біопотенціалів активності мозку людини в нормальних умовах, а також за різних захворювань і дозволяє вести запис чотирьох ЕЕГ одночасно.

Для візуального спостереження ЕЕФ забезпечений чотирма ЕПТ діаметром 50 мм. Для вимірювання опору між електродами є кіло-метр з діапазоном вимірюваних опорів 1..100 кОм. Можливий перехід на фотозапис за допомогою шлейфового осцилографа. Комутуючий пристрій розрахований на 16 відведень.

Порівняльні характеристики електроенцефалографів наведено у таблиці 1.1.

Наведений огляд показує, що існуючі пристрої реєстрації ЕЕГ працюють переважно в діапазоні частот 0,35...30 Гц, немає смугових фільтрів для виділення різних видів активності, що характеризуються певними частотними діапазонами. У зв'язку з цим необхідно розробка пристрою, що забезпечує можливість реєстрації ЕЕГ ритмів, перетворення їх у цифрову форму для подальшої комп'ютерної обробки.

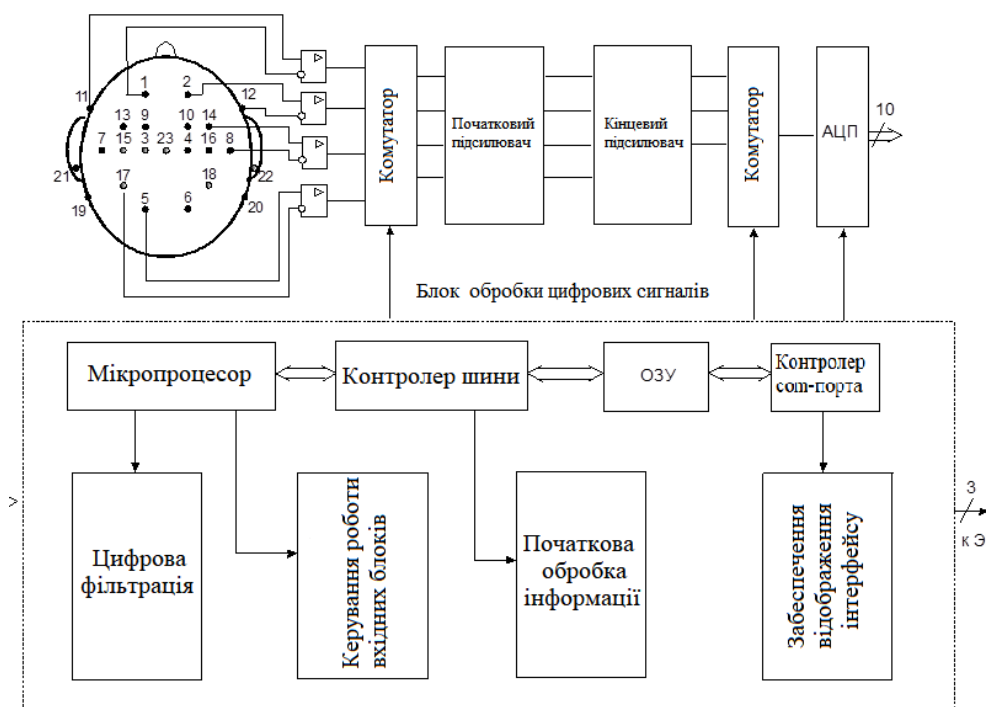
Таблиця 1.1 – Порівняльні технічні характеристики засобів реєстрації електроенцефалограм

Технічні характеристики	ЕЕГ-3, ЕЕГП4-02	ЕЕГ-1	ЕЕГ-1	ЕЕГУ-16
Кількість каналів	4	16	4	16
Чутливість, мкВ/мм	0,4 - 0,5	3	2	0,8
Рівень зареєстрованих коливань, мкВ	5 - 1000	5 - 1000	5 - 1000	0,5-5000
Діапазон робочих частот, Гц	0,5 - 80	0,5 - 80	0,3 - 1500	1 - 80
Максимальна нерівномірність АЧХ у робочому діапазоні частот, відсотки %	10 %	10 %	5 %	10 %
Вхідний опір кожного каналу, кОм	500	500	500	1000
Рівень шуму і фону по кожному каналу не перевищує, мкВ	2	2	3	2
Швидкість протягування ленти, мм/с	3; 7; 7,5; 15; 30; 60; 120; 240	15; 30; 60	7,5; 15; 30; 60	75;15;30; 60; 120
Габарити, мм	676x636x1085; 790x430x240	1600x800x1140	640x720x1030	1460x866x 1190
Маса, кг	110; 17	280	100	300
Споживана потужність, Вт	500; 120	1000	1000	1300

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ ТА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ І АЛГОРИТМУ РОБОТИ СИСТЕМИ

2.1 Структурно-функціональна схема системи

Система, представлена в даному дипломному проекті, призначена для попередньої обробки електроенцефалографічних кривих, що реєструються, яка полягає у виділенні основних ритмів ЕЕГ: α , δ , θ , β_1 , β_2 . Структурно функціональна схема наведена на рис. 2.1.



Структурно функціональна схема наведена на рис. 2.1.

Реєстровані сигнали після диференціального підсилювача через комутатор відведень посилюються попереднім і кінцевим підсилювачами. Ці блоки є складовими елементами 4х-канального електроенцефалографа.

Далі проводиться перетворення аналогових сигналів цифрову форму за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Перетворені сигнали надходять у блок цифрової обробки інформації, основним елементом якого є мікропроцесор, що виконує функції цифрової фільтрації сигналів з метою виділення ритмів ЕЕГ. Програма обробки інформації та управління роботою електроенцефалографа зберігається у ПЗП мікропроцесора, а дані вимірювань у ОЗУ. Управління обміном даними між ОЗП і мікропроцесором забезпечується контролером шини. Остаточна обробка, видача верифікованого діагнозу, створення бази даних та її зберігання виконується зовнішньою ЕОМ. Передача даних у зовнішню ЕОМ здійснюється через порт комп'ютера. Для керування обміном у блоці цифрової обробки реалізовано контролер послідовного порту.

2.2 Аналіз технічного завдання та складання функціональної схеми цифрового фільтра

Для виділення частотних смуг, передбачених завданням дипломного проектування, слід використати один фільтр нижніх частот (для "дельта"-ритму) і чотири смугових фільтри. Існує дві принципово різні можливості реалізувати такий набір фільтрів: в аналоговій формі на операційних підсилювачах або в цифровій.

В даний час широко використовуються методи обробки радіотехнічних сигналів за допомогою мікроелектронних обчислювальних пристроїв і систем. Великий інтерес до цифрових фільтрів (ЦФ) пояснюється цілою низкою їх переваг у порівнянні з аналоговими. Найбільш суттєві з них:

- ЦФ не мають реактивних елементів і тому при їх розробці виключаються всі проблеми, пов'язані з точністю виготовлення і стабільністю цих елементів;

- ЦФ можна виконувати на інтегральних схемах або у вигляді мікропроцесорної системи. Отже, такі фільтри можуть бути економічними і мати малі розміри;

- характеристики фільтрів прогноуються та виконуються з відносно малою похибкою;

- ЦФ мають високу стабільність, що визначається стабільністю генератора тактової частоти. Це дозволяє реалізувати фільтри з дуже високою добротністю або надзвичайно великими постійними часу;

- ЦФ можна виконати з лінійними фазовими характеристиками, що важливо у тих випадках, коли необхідно мати постійну затримку на всіх частотах;

- при розробці ЦФ не виникає проблем, пов'язаних з фізичною реалізованістю великих значень ємностей та індуктивностей, що особливо відчутно на низьких і наднизьких частотах, де габарити елементів аналогових фільтрів неприпустимо великі;

- під час розробки ЦФ немає проблем узгодження навантажень;

- ЦФ немає дрейфу, властивого аналоговим фільтрам.

У той же час слід мати на увазі, що, на відміну від аналогових фільтрів, робота ЦФ супроводжується утворенням специфічного шуму за рахунок недостатньо чіткого обмеження смуги частот вхідного аналогового сигналу, неточного визначення частоти дискретизації та застосування квантування, а також за рахунок неминучого округлення чисел під час проведення обчислень. Області застосування ЦФ визначаються швидкою дією використовуваних обчислювальних засобів.

Особливо слід зупинитись на здатності ЦФ обробляти одночасно кілька сигналів. Припустимо, що обробляються дані ЕЕГ, з максимальною частотою 30 Гц. Очевидно, що беручи відліки сигналу 60 разів на 'швидкодії

мікропроцесорної техніки обчислення чергового значення вихідного сигналу може скласти, припустимо, 100 мкс. Отже, за інтервал дискретизації можна обчислити понад 150 відліків, тобто. реалізувати одному мікропроцесорі кілька фільтрів на кілька десятків відведень.

Отже, з вищевикладеного можливо зробити висновки, що з вирішенням поставленого завдання слід застосувати ЦФ. Виходячи з цього складемо функціональну схему пристрою. Тут і далі позначення за Додатком А.

Оскільки сигнали, що знімаються з датчиків занадто слабкі, перед обробкою їх необхідно посилити. Для цієї мети використовуються, як правило, параметричні підсилювачі біопотенціалів.

З теорії цифрової фільтрації [4,7,8] відомо, що якщо в аналоговому сигналі подається на АЦП, що передусє цифровому фільтру, присутні складові для яких $\Omega > 3,14$ (тобто, для яких умови теореми Котельникова не виконуються), то вони не будуть ослаблені цим фільтром. Більш того, через наявність високочастотних складових наступний цифро-аналоговий перетворювач може відновити деяке низькочастотне коливання, яке зовсім не містилося у вхідному сигналі. Це паразитне явище, зване ефектом "накладання" або "маскування" високочастотних складових спектру в принципі властиво будь-яким дискретним системам. Воно змушує приділяти серйозну увагу попередньої обробки сигналу цифрової фільтрації.

У даному випадку сигнал ЕЕГ містить у своєму спектрі складові до 300 Гц [1, 2]. Для їх ослаблення необхідно застосувати попередній ФНЧ, встановивши перед комутатором сигналів від кількох відведень.

Наступний елемент на функціональній схемі - електронний комутатор аналогового сигналу, який служить для підключення до АЦП і, отже, до ЦФ сигналів від різних відведень.

Невід'ємною частиною пристрою служить аналого-цифровий перетворювач. Динамічний діапазон сигналів ЕЕГ становить близько 40 дБ,

тому в аналогічних пристроях застосовують АЦП з розрядністю 6..8. Спільно з комутатором він формує на вихідній шині значення вхідного сигналу того чи іншого відведення. Для роботи необхідний генератор тактових імпульсів, стабільність частоти якого визначає стабільність параметрів фільтра. При виборі частоти дискретизації, що визначає інтервал між послідовними вибірками, слід керуватися наступним. З одного боку, що вище частота, то точніше уявлення вхідного сигналу. З іншого боку, чим вище частота, тим менше часу залишається на обробку одиничного відліку в ЦФ, що змушує застосовувати більш швидкодіючі пристрої. І, нарешті, вибрати тактову частоту нижче, ніж подвоєна максимальна частота аналізованого вхідного сигналу не можна, так як при цьому на кожен її період доведеться менше двох відліків (умова теореми Котельникова). Виходячи з вищевикладеного, при максимальній аналізованій частоті 30 Гц, виберемо тактову частоту рівної 64 Гц.

Функціональна схема наведена в Додатку А. На її підставі в наступних підрозділах пояснювальної записки синтезована принципова схема пристрою, алгоритм та програма його роботи. Перш ніж перейти безпосередньо до розрахунку фільтрів розглянемо коротко теорію цифрової фільтрації і методику інженерних розрахунків.

2.3 Цифрова фільтрація даних

При виконанні розрахунків, наведених в даному і в наступному підрозділах, використовувалася загальна теорія фільтрації [7,16], теорія Z-перетворення [7], теорія цифрової обробки сигналу і методика інженерних розрахунків ЦФ [7,8].

На рис. 2.2 наведена основна структурна схема цифрової обробки сигналу. Безперервний вхідний сигнал $x(t)$ надходить у аналого-цифровий перетворювач (АЦП), керований синхронізуючими імпульсами від

генератора, що задає частоту дискретизації. У момент подачі синхронізуючого імпульсу на виході АЦП виникає сигнал, що відображає результат вимірювань миттєвого значення вхідного коливання у вигляді двійкового числа з фіксованою кількістю розрядів. Перетворений таким чином сигнал надходить в основний блок пристрою, так званий цифровий процесор, що складається з арифметичного пристрою та пристрою пам'яті. Арифметичний пристрій виконує над цифрами ряд операцій, таких як множення, додавання та зсув у часі на задану кількість інтервалів дискретизації. У пристрої пам'яті може зберігатися кілька попередніх відліків вхідного і вихідного сигналів, які необхідні для виконання операцій обробки.

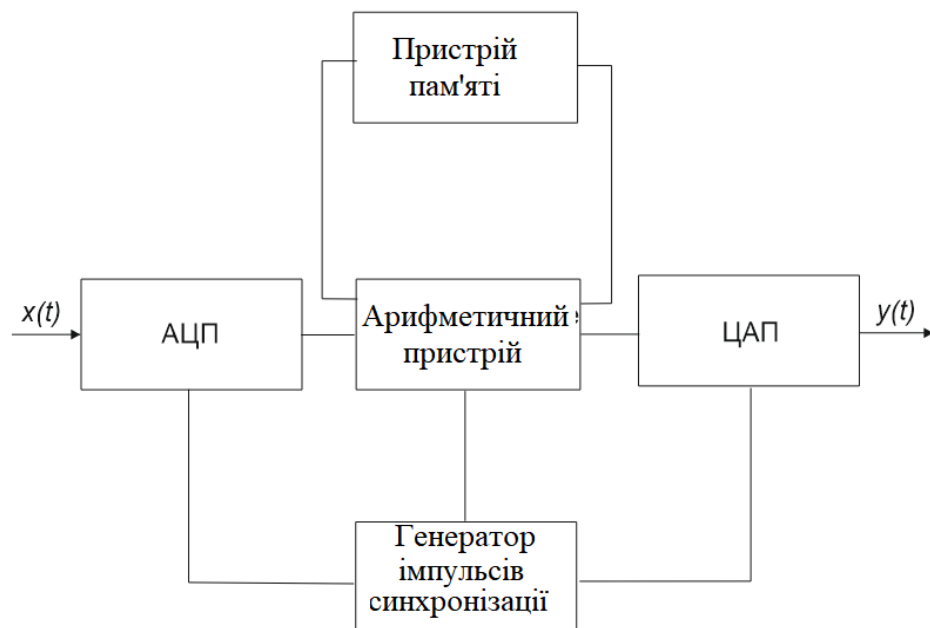


Рисунок 2.2. Структурна схема цифрової обробки безперервних сигналів

Проектування аналогових фільтрів полягає у вирішенні задачі апроксимації та завдання власне синтезу. У першій задачі знаходиться передаточна функція реалізованого фільтра, яка була б апроксимацією деякої

обраної ідеальної характеристики. Наприклад, "ідеальний" фільтр нижніх частот повинен мати прямокутну АЧХ. Таку функцію неможливо реалізувати за допомогою опорів, ємностей і індуктивностей, доводиться шукати зручну апроксимацію. Часто це можна зробити визначенням відповідного розташування полюсів і нулів у комплексній частотній області. Після того, як отримані полюси та нулі, необхідно знайти процедуру синтезу для практичного здійснення передавальної функції в реальних елементах. Наприклад, хоча є можливість, задаючи пари полюсів і нулів, реалізувати кожен з них за допомогою простих резонансних схем, а потім з'єднати ці схеми каскадно або паралельно, така процедура неможлива без ретельної розв'язки один від одного кожної пари комплексних полюсів і нулів за допомогою операційного підсилювача. З цієї причини в теорії багато зусиль спрямовувалося на те, щоб розробити методи синтезу, що не потребують розв'язування схем.

Фільтр Баттерворта визначається співвідношенням:

$$|F(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}, \quad (2.1)$$

де ω_c - гранична частота; $|F(j\omega)|^2$ - квадрат модуля передавальної функції фільтра.

Полюси виразу (2.1) розташовуються в площині S вздовж кола радіусом ω_c на рівних відстанях один від одного. При непарних n полюси будуть при кутах 0 і π , при парних n перший полюс матиме кут $\pi/2n$. У фільтрі Баттерворта апроксимація необхідної характеристики виробляється монотонною амплітудно-частотною залежністю, і не має пульсацій у смузі

прозорості, які властиві фільтрам Чебишева, а також поза смугою прозорості, властиві еліптичним фільтрам.

Одним з перетворень, що відображають уявну вісь площини S на одиничне коло, є вираз виду:

$$S \rightarrow \frac{Z^2 - 2Z \cos \psi_0 T + 1}{Z^2 - 1}. \quad (2.2)$$

При цьому перетворенні уявна вісь у площині S відображається одночасно на верхню і нижню частини дуги одиничного кола. Початок координат у площині S відображається на дві точки $e^{\pm j\psi_0 T}$.

Таким чином, (2.1) перетворює функцію частоти $H(\omega_A)$ в $H'(\omega_D T)$, де:

$$\omega_A = \frac{\cos \psi_0 T - \cos \omega_D T}{\sin \omega_D T}. \quad (2.3)$$

Це означає, що (2.2) перетворює функцію аналогового фільтра нижніх частот $H(\omega_A)$ в функцію цифрового фільтра $H'(\omega_D T)$. Співвідношення (2.2) можна, таким чином, використовувати при розрахунку смугових цифрових фільтрів, який виробляється в наступному порядку:

1) Вибирається центральна частота $\psi_0 T$ для цифрового фільтра. Це необхідно для формування заданих умов і для полегшення вибору інших параметрів. Виходячи зі значень критичних частот, що визначаються умовами, які пред'являються до цифрового фільтра, за допомогою (2.3) обчислюються критичні частоти необхідного аналогового фільтра. Співвідношення (1.8) часто може давати негативні частоти, що цілком допустимо, оскільки $H(\omega_A)$ має бути парною функцією ω_A .

2) Розраховується аналоговий фільтр $H(S)$ відповідний заданим умовам, перерахованим до аналогового фільтра. Очевидно, одне чи кілька умов виявляться зайвими.

3) Здійснюється заміна S в $H(S)$ відповідно до співвідношення:

$$S = \frac{Z^2 - 2Z \cos \psi_0 T + 1}{Z^2 - 1} \quad (2.4)$$

і виконуються необхідні алгебраїчні операції, в результаті яких перетворюється у відношення поліномів, яке виражає необхідний фільтр.

Аналогічно проводиться розрахунок фільтра нижніх частот. Припустимо, що є стаціонарний аналоговий фільтр, що описується за допомогою $H(S)$. Його частотна характеристика перебуває шляхом обчислення у точках на уявній осі площині $H(S)$. Якщо функції замінити S раціональною функцією від Z , яка відображає уявну вісь в S -площині на одиничне коло в Z -площині, то отримана в результаті функція $H'(Z)$, обчислена вздовж одиничного кола, прийматиме ті ж значення, що і функція $H(S)$ при обчисленні вздовж уявної осі.

Процедура розрахунку полягає в наступному:

1. Задаються критичні частоти та діапазони (смуга пропускання або непропускання, точка максимального або мінімального загасання тощо) необхідного цифрового фільтра та позначають їх через ω_{Di} . Обчислюють новий набір частот ω_{Ai} за допомогою співвідношення

$$\omega_{Ai} = \operatorname{tg} \frac{\omega_{Di} T}{2}. \quad (2.5)$$

2. Розрахунок передавальної функції $H(S)$, має на нових частотах та діапазонах властивості цифрового фільтра.

3. Заміна величини S функції $H(S)$ на $(Z-1)/(Z+1)$ та виконання алгебраїчних дій, необхідних для отримання функції $H'(Z)$ у вигляді відношення поліномів; це і призводить до необхідного цифрового фільтра.

2.3.1 Розрахунок фільтра нижніх частот для "дельта-ритму"

Скористаємося наведеною вище методикою розрахунку ЦФ нижніх частот виділення "дельта-ритму". Завданням передбачено виділення смуги частот від 0 до 3,8 Гц із припустимим спадом АЧХ не більше 3 дБ. Загасання на частоті 7 Гц має бути не менше 20 дБ, пульсації АЧХ як у смузі прозорості, так і поза не допускаються. Зазначеними характеристиками має фільтр Баттерворта.

Визначимо критичні частоти за частоти дискретизації 64 Гц.

$$\omega_{D1}T = 2 \cdot \pi \cdot 3,8 \cdot \frac{1}{64} = 0,37,$$

$$\omega_{D2}T = 2 \cdot \pi \cdot 7 \cdot \frac{1}{64} = 0,71$$

Обчислюємо ω_{A1} та ω_{A2} :

$$\omega_{A1} = \operatorname{tg} \frac{0,37}{2} = 0,39,$$

$$\omega_{A2} = \operatorname{tg} \frac{0,71}{2} = 0,86.$$

Розраховуємо фільтр Баттерворта із загасанням 3 дБ на частоті $\omega_c = \omega_{A1} = 0,49$. Відношення $\omega_{A2}/\omega_{A1} = 2,21$. Для того щоб знайти необхідний порядок фільтра n , вирішуємо рівняння:

$$1 + (2,21)^{2n} > 100$$

звідки $n > 2,9$. Найменше ціле n , що задовольняє цій умові, дорівнює 3.

Після ряду алгебраїчних перетворень канонічне рівняння фільтра нижніх частот для δ -ритму може бути записано у вигляді:

$$H_A(Z) = \frac{Z^2 + 1,55Z + 1}{Z^2 - 1,55Z + 1}.$$

Канонічна схема одержаного фільтра представлена на рис. 2.3.

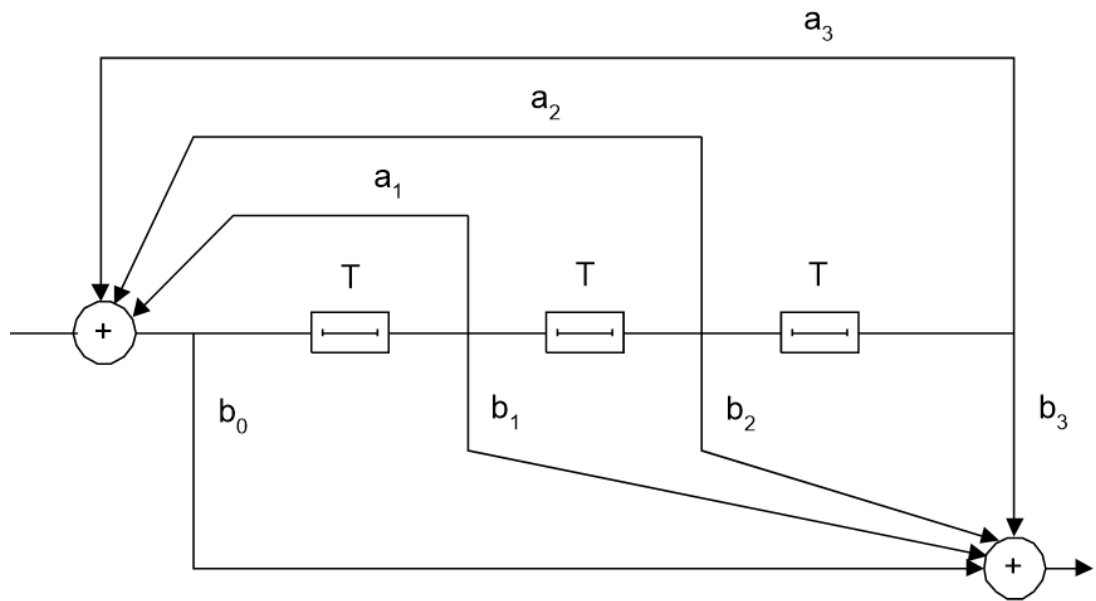


Рисунок 2.3. Канонічна схема ФНЧ

2.3.2 Розрахунок смугового фільтра для "тета-ритму"

На підставі вищевикладеної методики розрахуємо фільтр для виділення "тета-ритму". Технічним завданням передбачена необхідність виділення смуги частот від 4,6 до 7,4 Гц при спаді АЧХ до країв діапазону не більше 3 дБ. Послаблення сигналів на частотах менше 3,5 Гц та понад 10 Гц має бути не менше 20 дБ. Пульсації АЧХ у смузі пропускання та поза нею не допускаються. Цим вимогам відповідає фільтр Баттерворта.

Центральну частоту фільтра $\psi_0 T$ можна вибрати так, що дві точки характеристики аналогового фільтра рівня 3 дБ будуть відповідати розладам, однаковим за величиною і протилежним за знаком. Позначимо ці частоти як L_1^θ та L_2^θ . Тоді за частоти дискретизації $f_d = 64$ Гц.

$$L_1^\theta = \frac{2\pi \cdot 4,6}{64} = 0,45, \quad L_2^\theta = \frac{2\pi \cdot 7,4}{64} = 0,76$$

Для точок, що відповідають загасанню на 20 дБ, критичні частоти складають

$$L_3^\theta = \frac{2\pi \cdot 3,5}{64} = 0,34, \quad L_4^\theta = \frac{2\pi \cdot 10}{64} = 0,98;$$

Тоді, на підставі (2.4) центральна частота фільтра становитиме

$$\psi_{\theta T} = L_0^\theta = \frac{\cos(L_1^\theta + L_2^\theta)/2}{\cos(L_1^\theta - L_2^\theta)/2}.$$

Для знайденої центральної частоти вираз (1.10) набуває вигляду:

$$\omega_A^\theta = -ctg\omega_D T.$$

Тепер точки, що відповідають послабленню на 3 дБ, перетворюються таким чином:

$$\omega_1^\theta = -0,157, \quad \omega_2^\theta = 0,157,$$

(Тобто, рівні за величиною і протилежні за знаком, як і передбачалося).

Точки, що відповідають ослабленню на 20 дБ не однакові за величиною і рівні

$$\omega_3^\theta = -0,44, \quad \omega_4^\theta = 0,34.$$

Далі розраховується монотонний фільтр із загасанням 0-3 дБ в області частот $0 < \omega < 0,157$. Розглянемо фільтр Баттерворта із частотою зрізу $\omega_c = 0,157$. Для відношення $0,34/0,157$ потрібно згасання не менше 20 дБ. Записуємо рівняння щодо зміною n - необхідного порядку фільтра:

$$1 + (2,16)^{2n} > 10^{\lg \frac{20}{2}}$$

З рівняння $n > 2,96$. Найменше ціле число, що задовольняє цю нерівність $n = 3$. Фільтр Баттерворта 3-го порядку визначається функцією:

$$H_{\theta}'(S) = \frac{K'}{S^3 + 2S^2 + 2S + 1}$$

Виконуємо заміну $S = S/0,157$, знаходимо:

$$H_{\theta}(S) = \frac{K'}{S^3 + 0,315S^2 + 0,048S + 0,003}$$

Щоб визначити потрібний цифровий фільтр замінимо S на $(Z^2 + 1)/(Z^2 - 1)$:

$$H_{\theta}(Z) = \frac{K'}{\left(\frac{Z^2 + 1}{Z^2 - 1}\right)^3 + 0,315\left(\frac{Z^2 + 1}{Z^2 - 1}\right)^2 + 0,048\left(\frac{Z^2 + 1}{Z^2 - 1}\right) + 0,003}$$

Опускаючи виконані алгебраїчні перетворення, записуємо підсумковий вираз:

$$H(Z) = \frac{K(Z^6 - 3Z^4 + 3Z^2 - 1)}{Z^6 + 2,53Z^4 + 1,47Z^2 + 0,53}$$

Слід зазначити, що отриманий вираз є лише функцією від Z^2 і не має доданків з непарним ступенем Z . Це дозволяє запрограмувати цей фільтр з використанням всього трьох операцій множення на кожен вихідний відлік.

2.3.3 Розрахунок смугового фільтра для "альфа-ритму"

Фільтр для "альфа-ритму" повинен мати наступні характеристики. Смуга пропускання за рівнем 3 дБ від 77 до 134 Гц. Послаблення сигналів на частотах менше 5 Гц та понад 17 Гц має бути не менше 20 дБ. Пульсації АЧХ в смузі пропускання і поза нею не допускаються.

Критичні частоти (при частоті дискретизації 64 Гц) рівні:

$$L_1^\alpha = 0,756; \quad L_2^\alpha = 0,135; \quad L_3^\alpha = 0,491; \quad L_4^\alpha = 1,66$$

Центральна частота фільтра становить $L_0^\alpha = 0,53$. Критичні точки:

$$\omega_1^\alpha = -0,288; \quad \omega_2^\alpha = 0,288; \quad \omega_3^\alpha = -2,17; \quad \omega_4^\alpha = 2,16$$

Далі розраховується монотонний фільтр із загасанням 0-3 дБ в області частот $0 < \omega < 0,288$. Розглянемо фільтр Баттерворта із частотою зрізу $\omega_c = 0,288$.

Для відношення $2,16/0,29$ потрібно загасання не менше 20 дБ. Записуємо рівняння щодо n - необхідного порядку фільтра:

$$1 + (2,88)^{2n} > 10^{\lg \frac{20}{2}}$$

Підсумковий вираз фільтра для "альфа-ритму" матиме вигляд:

$$H_\alpha(Z) = \frac{K(Z^6 - 3Z^4 + 3Z^2 - 1)}{Z^6 + 1,89Z^4 + 1,52Z^2 - 0,32}$$

2.3.4 Розрахунок смугового фільтра для "бета1-ритму"

Характеристики фільтр для "бета1-ритму" наступні: смуга пропускання за рівнем 3 дБ від 13,7 до 21 Гц, ослаблення сигналів на частотах менше 10 Гц та понад 25 Гц має бути не менше 20 дБ. Пульсації АЧХ у смузі пропускання та поза нею не допускаються.

Критичні частоти (при частоті дискретизації 64 Гц) дорівнюють:

$$L_1^{\beta 1} = 1,34; \quad L_2^{\beta 1} = 2,06; \quad L_3^{\beta 1} = 0,98; \quad L_4^{\beta 1} = 2,45.$$

Центральна частота фільтра становитиме $L_0^{\beta 1} = -0,136$. Критичні точки:

$$\omega_1^{\beta 1} = -0,374; \quad \omega_2^{\beta 1} = 0,374; \quad \omega_3^{\beta 1} = -0,834; \quad \omega_4^{\beta 1} = 0,994$$

Далі розраховується монотонний фільтр із загасанням 0-3 дБ в області частот $0 < \omega < 0,374$. Розглянемо фільтр Баттерворта із частотою зрізу $\omega_c = 0,374$. Для відношення $0,99/0,37$ потрібно загасання не менше 20 дБ. Записуємо рівняння щодо n - необхідного порядку фільтра:

$$1 + (2,21)^{2n} > 10^{\lg \frac{20}{2}}$$

Підсумковий вираз фільтра для "бета1-ритму":

$$H_{\beta 1}(Z) = \frac{K(Z^6 - 3Z^4 - 3Z^2 - 1)}{Z^6 + 1,61Z^4 + 1,32Z^2 - 0,23}$$

2.3.5 Розрахунок смугового фільтра для "бета2-ритму"

Характеристики фільтр для "бета2-ритму" наступні: смуга пропускання за рівнем 3 дБ від 20 до 30 Гц, ослаблення сигналів на частотах менше 15 Гц і понад 35 Гц має бути не менше 20 дБ. Пульсації АЧХ у смузі пропускання та поза нею не допускаються.

Критичні частоти (при частоті дискретизації 64 Гц) рівні:

$$L_1^{\beta 2} = 2,06; \quad L_2^{\beta 2} = 2,95; \quad L_3^{\beta 2} = 1,57; \quad L_4^{\beta 2} = 3,2$$

Центральна частота фільтра становитиме $L_0^{\beta 2} = -0,89$. Критичні точки:

$$\omega_1^{\beta 2} = -0,477; \quad \omega_2^{\beta 2} = 0,477; \quad \omega_3^{\beta 2} = -1,034; \quad \omega_4^{\beta 2} = 1,08.$$

Далі розраховується монотонний фільтр із загасанням 0-3 дБ у ділянці частот $0 < \omega < 0,477$. Розглянемо фільтр Баттерворта із частотою зрізу $\omega_c = 0,477$. Для відношення $0,71/0,37$ потрібно згасання не менше 20 дБ. Рівняння щодо n - необхідного порядку фільтра:

$$1 + (2,21)^{2n} > 10^{\lg \frac{20}{2}}$$

Підсумковий вираз фільтра для "бета2-ритму" набуває вигляду:

$$H_{\beta_2}(Z) = \frac{K(Z^6 + 3Z^4 - 3Z^2 + 1)}{Z^6 + 1,25Z^4 + 0,75Z^2 - 0,007}$$

Таким чином, були складені всі смугові фільтри аналогічними, що відрізняються тільки коефіцієнтами, що істотно спрощує складання програми. Канонічна схема смугового фільтра представлена рис. 2.4, а табл. 2.1 наведено значення всіх коефіцієнтів.

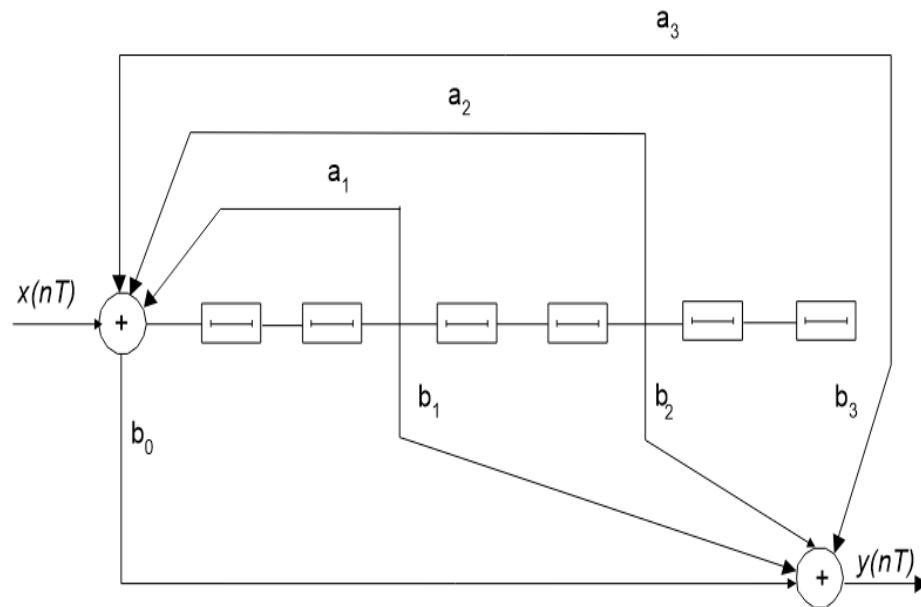


Рисунок 2.4 - Стандартна схема смугового фільтра

Таблиця 2.1 - Значення коефіцієнтів передавальних функцій

Фільтр	a_1	a_2	a_3	b_1	b_2	b_3	f_1 , Гц	f_2 , Гц
«дельта»	1	-1,55	1	1	1,55	1	0	3,8

«тета»	2,53	1,45	0,53	-3	3	-1	4,6	7,4
«альфа»	1,89	1,52	-0,32	-3	3	-1	7,7	13,4
«бета1»	1,61	1,32	0,23	-3	3	-1	13,7	21
«бета2»	1,25	0,75	0,07	-3	3	-1	21	30

2.4 Алгоритм роботи цифрового фільтра

Зображені на рис. 2.3 та 2.4 канонічні схеми цифрових фільтрів, по суті і є алгоритмами роботи ЦФ. Однак для складання програми потрібно більш детальне його подання у формі, наближеній до машинної мови.

Досить часто буває, що те саме завдання може бути вирішена різними методами. Спосіб рішення, обраний на етапі її інженерної інтерпретації, на основі якого формується блок-схема алгоритму, визначає не тільки якість прикладної програми, що розробляється, але і якісні показники кінцевого виробу.

Розробка блок-схеми алгоритму дуже схожа на розробку апаратних систем автоматики та обробки даних. В його основу покладено процедуру модульного проектування. Відмінність тільки в тому, що при розробці апаратних засобів використовуються логічні схеми (тригери, реєстри і т.д.), а при створенні програм необхідно оперувати командами, підпрограмами, таблицями та іншими програмними об'єктами.

Аналіз схеми смугового фільтра показує, що виконувани їм функції можуть бути реалізовані у вигляді операцій, замкнених у кілька циклів:

-для кожного відведення;

-для кожного вхідного відліку;

-введення значення чергового відліку;

- для кожного смутового фільтра;
- для кожного значення попереднього відліку;
- обчислення вихідного відліку;
- зрушення значень відліків;
- видача значення вихідного відліку для фільтра нижніх частот;
- для кожного значення попереднього відліку;
- обчислення вихідного відліку;
- зрушення значень відліків;
- видача значення вихідного відліку.

3 РОЗРОБКА ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРИНЦИПІЙНОЇ СХЕМИ ЦИФРОВОГО ФІЛЬТРА І ПРОГРАМИ РОБОТИ ОДНОКРИСТАЛЬНОГО ПРОЦЕСОРУ В РЕЖИМІ ЦИФРОВОГО ФІЛЬТРУ

Розвиток мікроелектроніки та широке застосування її виробів у промисловому виробництві, в пристроях і системах управління найрізноманітнішими об'єктами і процесами та в пристроях їх аналізу є в даний час одним з основних напрямів науково-технічного прогресу. Використання мікроелектронних засобів у виробах виробничого та побутового призначення не тільки призводить до підвищення техніко-економічних показників виробу (вартості, надійності, споживаної потужності, габаритних розмірів) і дозволяє багаторазово скоротити терміни розробки і відсунути терміни "морального старіння" виробів, але і надати їм принципово нові споживчі якості розширення функціональних можливостей, модифікованість, адаптованість).

В останнє десятиліття в мікроелектроніці бурхливий розвиток отримав напрям, пов'язаний з випуском однокристальних мікроконтролерів, які призначені для "інтелектуалізації" обладнання різного призначення. Однокристальні мікроконтролери представляють собою прилади, конструктивно виконані у вигляді БІС і включають всі інші частини ЕОМ - мікропроцесор, пам'ять програм і пам'ять даних, а також програмовані інтерфейсні схеми для зв'язку з зовнішнім середовищем. Використання мікроконтролерів у системах управління забезпечує досягнення виключно високих показників ефективності при настільки низькій вартості (у багатьох застосуваннях система може складатися тільки з одного мікроконтролера), що мікроконтролерам, мабуть, немає альтернативної елементної бази для побудови керуючих або регулюючих систем.

3.1 Розробка електричної принципової схеми цифрового фільтра

Особливістю розробки електричної принципової схеми цифрових пристроїв взагалі і мікропроцесорних систем зокрема є відсутність у ній скільки-небудь складних розрахунків, які доводиться виконувати при проектуванні аналогових пристроїв. Рішення про використання тієї чи іншої мікросхеми та про порядок їх з'єднання приймається на основі аналізу довідкових даних та елементарних логічних висновків. У даному підрозділі представлені довідкові дані та наведено логічні висновки на підставі яких синтезована принципова схема цифрового фільтра. При проектуванні схеми та написанні підрозділу використовувалася література [3, 5, 11, 12, 13]. Позначення елементів наведено за Додатком А.

Спочатку розглянемо основний елемент схеми - мікропроцесор, виконує функції цифрової фільтрації.

Мікроконтролер K573PY10 (DD2) виконаний на основі високорівневої n-МОП технології та випускається в корпусі БІС, що має 40 зовнішніх висновків. Через чотири програмованих порту введення/виводу DD2 взаємодіє з середовищем у стандарті ТТЛ-схем з трьома станами виходу. Корпус DD2 має 2 висновки для підключення кварцового резонатора, чотири виведення для сигналів, що управляють режимом роботи МК, і вісім ліній порту 3, які можуть бути запрограмовані користувачем на виконання спеціалізованих функцій обміну інформацією з середовищем. Основу структурної схеми МК утворює внутрішня двонаправлена 8-бітна шина, яка пов'язує між собою всі основні вузли пристрою: резидентну пам'ять, арифметичний/логічний пристрій, блок регістрів спеціальних функцій, пристрій керування та порти вводу/виводу.

Усі чотири порти DD2 призначені для введення або виведення інформації побайтному. Кожен порт містить керовані регістр-клапаном, вхідний буфер і вихідний драйвер.

Вихідні драйвери портів 0 і 2, а також вхідний буфер порту 0 використовуються при зверненні до зовнішньої пам'яті (ВП). При цьому через порт 0 в режимі тимчасового мультиплексування спочатку виводиться молодший байт адреси ВП, а потім видається або приймається байт даних. Через порт 2 виводиться старший байт адреси у випадках, коли розрядність адреси дорівнює 16 біт.

За сигналом "Скидання" в регістри-засувки всіх портів автоматично записуються одиниці, що налаштовують їх, тим самим, на режим виведення. Всі порти можуть бути використані для організації для організації вводу/виведення інформації по двонаправлених лініях передачі. Однак порти 0 і 2 не можуть використані для цієї мети, якщо МК-система має зовнішню пам'ять, зв'язок з якою здійснюється через загальну розділяється шину адреси / даних, що працює в режимі тимчасового мультиплексування.

Два програмованих 16-бітових таймера/лічильника можуть бути використані в якості таймера або лічильників зовнішніх подій. Система команд DD2 містить 111 базових команд, які зручно розділити за функціональною ознакою на п'ять груп: команди передачі даних, арифметичних операцій, логічних операцій, передачі управління та операцій з бітами. До їх складу входять команди множення, поділу, віднімання, операції зі стеком. За своїми можливостями DD2 не поступається, а в багатьох випадках перевершує відомий процесор Z80. Більшість команд мають формат один або два байти і виконуються за один або два машинні цикли. Докладніше система команд наведена в [5]. Там же представлена карта біт, що адресуються, в резидентній пам'яті даних і в регістрах спеціальних функцій.

Наявність вбудованого електрично програмованого ПЗУ з ультрафіолетовим стиранням (об'єм 2 Кбайта) дозволяє використовувати МК51 в системі без мікросхеми зовнішньої пам'яті програм.

Як ключі комутатора аналогового сигналу слід застосувати спеціальний аналоговий комутатор K561КТ3, що має у своєму складі 4 керованих ключових елемента. Він має опір відкритого каналу 80 Ом, неузгодженість каналів в одному корпусі не більше 5 Ом. Час затримки поширення сигналу в каналі не більше 25 нс, опір ізоляції каналу від керуючого ланцюга не менше 1000 ГОм. Сигнали управління комутатором формуються програмно на висновках молодших розрядів порту 1. Ці сигнали одночасно надходять на роз'єм XS3 і далі в ЕОМ передачі інформації про номер відведення, сигнал від якого аналізується в даний момент. З цією ж метою на ЕОМ поступають сигнали з дешифратора DD5, які служать індикацією номера фільтра, вихідний сигнал якого в даний момент присутній на виході пристрою.

Перетворення аналогового сигналу від датчика в цифровий код, що приймається і обробляється мікроконтролером, можна здійснити декількома способами:

1) апаратним на основі БІС АЦП, що підключається до порту мікроконтролера. І тут МК лише ініціює АЦП і через задані періоди дискретизації зчитує із нього цифровий код. Даний спосіб характеризується найвищою швидкістю, але вимагає використання порівняно дорогих БІС АЦП;

2) апаратно-програмним на основі БІС ЦАП та програми зважування біт (послідовних наближень, побітного врівноважування). Даний спосіб характеризується гарною швидкістю і вимагає використання щодо простих і дешевих мікросхем ЦАП і ОУ;

3) програмно-апаратним на основі методу подвійного інтегрування. Це найдешевший, але й найповільніший спосіб. Він може забезпечити досягнення дуже малої похибки перетворення. З додаткового обладнання

потрібно два операційні підсилювачі і аналоговий мультиплексор на два входи;

4) апаратно-програмним на основі використання перетворювача "напруга-частота" та програми вимірювання частоти сигналу.

У розглянутій задачі програмні ресурси мікроконтролера повністю використані для здійснення операцій цифрової фільтрації. Як показали приблизні оцінки, ОМП K1816BE51 здатний здійснювати операції аналого-цифрового перетворення і цифрової фільтрації одночасно для не більше ніж одного відведення при використанні способу 2. Оскільки Технічним завданням передбачена обробка сигналів від чотирьох відведень, то залишається єдина можливість - застосувати АЦП.

Для вирішуваної задачі можливо використати практично будь-який АЦП, оскільки вимоги до швидкодії і похибки перетворення не особливо жорсткі. Однак застосування простих і дешевих АЦП типу K572ПВ3 (частота перетворення 3 кГц) не є доцільним, оскільки типову схему його включення поряд з самим АЦП входить кілька допоміжних мікросхем (джерело опорної напруги, генератор тактових імпульсів і т.д). В результаті виходить досить складна, громіздка схема, що вимагає налаштування.

На підставі огляду відомих типів АЦП [9,10] у проектуваному устрої автор вважає доцільним застосувати АЦП K1108ПВ1 (DD3). Він являє собою 10-розрядний перетворювач послідовного наближення, що формує на виході сигнал у двійковому паралельному коді. Значення коефіцієнта нестабільності джерела живлення на вихідну напругу внутрішнього джерела опорної напруги становить 8 мкВ/В, а значення його температурної нестабільності 300 мкВ/С. До складу функціональної схеми перетворювача входить джерело опорної напруги, генератор тактових імпульсів, що виключає необхідність застосування додаткові елементи. Вихідний регістр здатний зберігати інформацію протягом одного циклу перетворення, що дозволяє проводити

зчитування його вмісту процесором не за переривання, а шляхом періодичного опитування. Та обставина, що регістр може переключатися в z-стан, уможлиблює його підключення безпосередньо на шину даних мікропроцесорної системи, минаючи буферні елементи.

Оскільки докладний розрахунок АЦП Технічним завданням не передбачено, то на підставі [10] у проекті застосовано типову схему включення мікросхеми DD3 - K1108ПВ1.

На підставі огляду довідкових матеріалів по однокристальним мікросхемам ЕОМ, що випускаються вітчизняною промисловістю,

Для розв'язання поставленого завдання вважаю за доцільне застосувати мікросхему K1816BE51 (DD2).

Елементи DD1.1, DD1.2, DD1.3, DD1.4 виконують функції аналогового комутатора, підключаючи до входу АЦП один з чотирьох датчиків відведень ЕЕГ. Для поставленого завдання у разі застосовується мікро-схема K561КТ3.

Внутрішня пам'ять процесора даних організована таким чином, що з 256 байт, половину займають регістри спеціальних функцій (порти вводу/виводу, таймери, регістри управління режимами, пріоритетів переривань і т.д.), регістри загального призначення (R1...R7), область ОЗУ, призначена для стека. Таким чином, для зберігання проміжних даних цифрової фільтрації та значень попередніх відліків вхідного та вихідного сигналів (12 значень для кожного з п'яти фільтрів для кожного з трьох відведень) вільного адресного простору недостатньо. Звідси слід висновок, що необхідно застосувати зовнішнє ОЗУ.

Мікросхема зовнішньої оперативної пам'яті повинна бути досить швидкодією, щоб забезпечити читання (запис) даних за час не більше п'яти тактів внутрішнього автомата процесора (часу, протягом якого вводяться (виводяться) дані присутні на шині даних [5]. При тактовій частоті процесора 12 МГц це становить

$$t_b = \frac{5}{12 \cdot 10^6} = 410 \text{ нс} \quad (3.1)$$

Таким вимогам задовольняють мікросхеми ТТЛ серій, так і КМОП, і n-МОП. Використання мікросхем серії ТТЛ не доцільно з двох причин: по-перше вони характеризуються великою споживаною потужністю, а по-друге у номенклатурі, що випускається, відсутні мікро-схеми з достатнім обсягом пам'яті і з її організацією на 8 біт в одному кристалі, що вимагатиме установки декількох корпусів. Застосування динамічних ОЗУ серії К565 також призведе до необхідності встановлювати на платі цифрового фільтра додаткові логічні схеми для регенерації пам'яті. Найкращим чином для задачі підійде мікросхема К537РУ10, що має організацію пам'яті 2048 x 8 і час доступу 350 нс. Хоча в даній схемі весь обсяг її пам'яті не буде повністю використаний, його наявність дозволить надалі вдосконалювати алгоритм і програму і збільшувати функціональні можливості пристрою.

Для організації зв'язку із зовнішнім ОЗП у мікропроцесорній системі необхідно передбачити спеціальний буферний регістр для фіксації адреси. У процесорі через порт 0 в режимі тимчасового мультиплексування здійснюється видача молодшого байта адреси і передача байта даних. Сигнал ALE повинен бути використаний для запису байта адреси цього регістру. Потім у циклі запису байт, що виводиться, з'являється на зовнішніх висновках порту 0 тільки перед появою сигналу WR. У циклі читання вводиться байт даних приймається в порт 0 по фронту стробуючого сигналу RD. Старші розряди адреси зовнішньої пам'яті формуються виході порту 2. Тимчасові діаграми наведено на рис.3.2.

Як регістр для фіксації адреси слід застосувати спеціально призначену для цієї мети мікросхему серії ТТЛ К1533ІР23 (DD5), що являє собою 8-розрядний паралельний регістр.

Молодший байт адреси формується під час дії сигналу \overline{WD} на виходах порту. Решта часу лінії цього порту використовуються прийому і передачі. Оскільки запис даних у регістр відбувається по наростаючому фронту сигналу на вході С, а молодші розряди адреси на висновках порту 0 присутні під час спадаючого фронту формованого процесором сигналу.

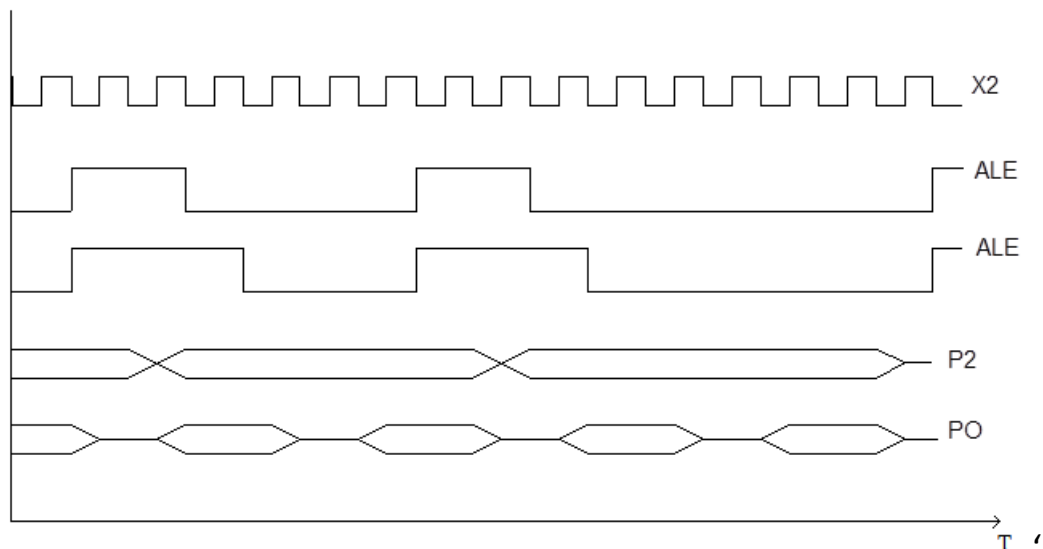


Рисунок 3.1. Тимчасові діаграми під час роботи із зовнішнім ОЗУ

ALE, то між виходом ALE і входом С необхідно встановити інвертор для узгодження полярності вихідного сигналу \overline{WD} процесора та сигналу З регістра DD5. Як інвертор може бути використаний вільний елемент І-НЕ (DD4.1) мікросхеми К1533ІА7.

Таку ж мікросхему слід застосувати і як буфер для передачі даних в ЕОМ. DD8 – регістр для фіксації байта даних. Нові дані по-являються у

реєстрі переходу сигналу " синхросигнал " , подається на вхід цього реєстру й у ЕОМ.

Тактова частота процесора визначається частотою кварцового резонатора ZQ1, що підключається до відповідних висновків мікросхеми. Згідно [5] процесор може працювати з тактовою частотою від 1,2 МГц до 12 МГц, при цьому тривалість виконання елементарної операції (наприклад, пересилання байта з акумулятора в реєстр) дорівнюватиме, відповідно, 10 і 1 мкс. Оскільки в проектуваному пристрої швидкодія має істотне значення, то вибирається тактова частота 12 МГц. При такій частоті тривалість операції перемноження складе 4 мкс.

Для початкової установки системи після увімкнення живлення необхідно сформувати сигнал "Скидання". Скидання МК51 здійснюється шляхом подачі на вхід R сигналу високого рівня. Для впевненого скидання цей сигнал повинен утримуватися щонайменше 2 мкс. Під дією сигналу "Скидання" скидається вміст програмного лічильника, акумулятора та деяких реєстрів спеціальних функцій. У реєстр-показчик стека завантажується код 07h. Для автоматичного формування цього сигналу у схемі передбачено ланцюжок R1C8. Оскільки в процесі роботи пристрою не виключений збій у програмі з причини, наприклад, короткочасного порушення енергопостачання, то необхідно передбачити можливість програмного перезапуску пристрою за сигналом від ЕОМ, що подається через відповідний контакт вихідного роз'єму. Логічне підсумовування сигналів внутрішнього і зовнішнього скидання здійснюється логічним ланцюжком DD4.2 і DD4.3 мікросхеми K1533ЛА7.

Перш ніж перейти до написання програми, необхідно визначити номери ліній для підключення та адреси зовнішніх пристроїв. Якщо не передбачається розширене використання програми і стикування розроблюваного цифрового фільтра з аналогічними, то цей вибір достатньою мірою довільний. Необхідно тільки стежити за тим, щоб різні зовнішні

пристрої не опинилися на тих самих адресах. Нехай у системі пристрою, що проектується, мають такі адреси:

Зовнішня мікросхема ОЗП 0000h;

АЦП 2000h;

Буферний регістр зв'язку з ЕОМ 4000h;

Ознака наявності сигналу фільтру 1 6000h;

Ознака наявності сигналу 2 фільтра 08000h;

Ознака наявності сигналу 3 фільтра 0A000h;

Ознака наявності сигналу 4 фільтра 0C000h;

Ознака наявності сигналу фільтру 5 0E000h.

Функція вибору того чи іншого пристрою покладена на дешифратор адреси на мікросхемі K1533ІД4 (DD6), яка в залежності від двійкового коду на трьох входах формує сигнал низького рівня на одному з восьми своїх виходів. DD6 має подвійне призначення: вибір мікросхеми, до якої в даний момент звертається мікропроцесор і формування номера датчика і номера фільтра, якому відповідає значення відліку, що передається в даний момент у зовнішню ЕОМ.

Живлення на схему надходить через роз'єм XS1. Згідно з рекомендаціями щодо використання мікросхем серії ТТЛ і швидкодіючих МОП, кожна мікросхема повинна бути забезпечена керамічним конденсатором, включеним між виведенням живлення і загальною шиною, конструктивно розташованим поблизу мікросхеми. На високих частотах, на яких працює мікропроцесор та інші мікросхеми, провідники друкованої плати є індуктивністю, вплив якої може бути помітно. Щоб унеможливити "кидки" напруги живлення на мікросхемах, призначені конденсатори С1..С7, ємністю 0,1 мкФ.

Як зазначалося, однією з найважливіших переваг схем на мікропроцесорах є їх швидка адаптованість до нових завдань. Перебудова роботи пристрою на інший режим (в даному випадку для виділення інших частотних смуг, додаткової обробки одержуваних даних) може бути здійснена без апаратних змін у схемі шляхом заміни програми в ПЗУ контролера. У розробленому пристрої передбачена можливість для такого вдосконалення у вигляді частково вільного ПЗУ, ОЗУ, ліній 3..7 порту P1, ліній запитів переривань, входів внутрішніх лічильників і послідовного порту вводу/виводу.

Порядок передачі даних в ЕОМ і спосіб приєднання до неї Технічним завданням не регламентовані. Автор пропонує здійснити підключення до одного з паралельних портів, не зайнятих іншими зовнішніми пристроями.

3.2 Програмна реалізація окремих частин алгоритму

Пояснення логіки роботи програми, особливо на мові низького рівня, як правило, займає більше часу та місця, ніж сама програма. Це виявилось і при написанні даного підрозділу: короткі рядки на асем-блері забезпечені широкими коментарями.

Оскільки в початковій області пам'яті програми розташовуються адреси переходу за перериваннями:

Скидання RESET 0000h;

Запит зовнішнього переривання 0 INT0 0003h;

Запит переривання від таймера 0 TF0 000Bh;

Запит зовнішнього переривання 0 INT1 0013h;

Запит переривання від таймера 0 TF1 001Bh,

то перша дія після сигналу "Скидання" - перехід за межі області, в якій вони розташовані:

```
SJMP 030h
```

Наступні дії - заборона переривань від зовнішніх джерел, налаштування портів та системи переривань:

```
030 MOV 89h, # 01h;
```

```
MOV 87h, # 0d0;
```

```
MOV 0B8h, #02.
```

Як генератор тактових імпульсів, присутній на функціональній схемі (Додаток А) можна застосувати незалежний генератор, але значно економічніше використовувати вбудований таймер/лічильник мікропроцесора, який повинен бути налаштований на відлік періоду 1/64 с. Працюючи у режимі таймера вміст регістру Т/С збільшується у кожному машинному циклі, тобто, при обраної такої частоті 12 МГц, через 1 мкс. Таймери допускають роботу у трьох різних режимах [5]. Для вирішеної задачі найбільш підходящим є режим 1, що забезпечує розподіл на 65536. Нижче наведено текст програми початкової установки таймера.

```
SJMP 030h
```

Наступні дії - заборона переривань від зовнішніх джерел, налаштування портів та системи переривань:

```

030 MOV 89h, # 01h;

MOV 87h, # 0d0;

MOV 0B8h, #02.

```

Як генератор тактових імпульсів, присутній на функціональній схемі (Додаток А) можна застосувати незалежний генератор, але значно економічніше використовувати вбудований таймер/лічильник мікропроцесора, який має бути налаштований на відлік періоду 1/64 с. Працюючи в режимі таймера вміст реєстру Т/С збільшується в кожному машинному циклі, тобто при обраній такій частоті 12 МГц, через 1 мкс. Таймери допускають роботу в трьох різних режимах [5]. Для вирішеної задачі найбільш підходящим є режим 1, що забезпечує розподіл на 65536. Нижче наведено текст програми початкової установки таймера.

```

MOV 87h, # 02h; налаштування таймера 0 на режим 1

MOV 0A8h, # 95h; дозвіл переривання від T0

MOV 89h # 01; дозвіл переривань

```

При обробці від таймера переривання першим кроком відбувається вихід за межі області розташування векторів переривання, далі перезавантаження констант в регістри таймера і повернення по команді RET I, що дозволяє подальшу роботу логіки переривання. На мові асемблера це виглядає так:

```

SJMP 060h

```

...

```
060 MOV 8AH, #0FCh
```

```
MOV 8AC, #3Eh
```

```
RET I
```

де 0FCh і 3Eh - константи, що визначають період 1/64 с.

Перш ніж приступити до складання найбільш складної частини програми - безпосередньої цифрової фільтрації - необхідно розподілити області пам'яті, що відводяться для кожної частини роботи. Розміщення даних і програми у пам'яті мікропроцесора значною мірою довільно. Однак при цьому неприпустимо, щоб перетиналися області зберігання даних, що відносяться до різних частин роботи програми. Крім того, неприпустимо накладення області даних та стека. На відміну від процесорів сімейства Intel 8086, 80286 і т.д., в даному МК не передбачено сегментування пам'яті, тому за дотриманням вищевказаних умов необхідно ретельно стежити при складанні програми.

Нехай константи фільтрів розташовуються за адресами ПЗП:

300 – 305 h – “дельта” – фільтр;

306 - 30B h - "тета" - фільтр;

30C - 312 h - "альфа" - фільтр;

313 - 319 h - "бета-1" - фільтр;

31A - 320 h - "бета-2" - фільтр,

в порядку а, а, а, b, b, b.

Значення проміжних відліків розміщуватимуться в ОЗП за адресами:

100 - 110 h - "дельта";

11 - 120 h - "тета";

21 - 130 h - "альфа";

31 - 130 h - "бета-1";

41 - 150 h - "бета-2".

За адресами ОЗУ 80 - 85h розташовуватимуться дані про поточний обробний відлік, про номер фільтра і відведення. Програма замикається в цикл, що виконується безперервно до вимкнення живлення, або до надходження зовнішнього сигналу "Скидання".

Для правильного складання програми ЦФ необхідно також визначитися з масштабом і значеннями вхідного сигналу. З метою недопущення виходу розрахункових і проміжних значень за межі 8-розрядної сітки, з 8 розрядів сигналу, що надходить від АЦП, для обробки використовуються тільки 6 старших. При цьому числове значення з інтервалу 0..0FFh перетворюється на інтервал від - 20h до 20h:

```
CONV: SUB  A, # 80h;
```

```
      JNC  U1 ;
```

```
      CPL  A  ;
```

```
U1: RL  ;
```

```
      RL  ;
```

```
      JNC  U2 ;
```

```
      SET  B 0E7h;
```

```
U2: RET,
```

що необхідно для коректного виконання операції перемноження. Знак числа фіксується у старшому розряді байта. Тривалість виконання підпрограм становить 12 мкс.

Оскільки команда процесора MUL виконує перемноження чисел без знаку, а в розв'язуваній задачі цю операцію необхідно доповнити

перемноженням знаків, то це зручно зробити логічною операцією "Вимикача АБО" над знаковими бітами згідно з логікою:

$$0 \text{ АБО } 0 = 0;$$

$$0 \text{ АБО } 1 = 1;$$

$$1 \text{ АБО } 0 = 1;$$

$$1 \text{ АБО } 1 = 0.$$

Тоді для вихідних співмножників у регістрах А і В підпрограма переносу зі знаком записується так:

```
SMUL: MOV R1, A;
      XRA B ;
      ANI A, #80h;
      SWAP A, R1 ;
      MUL A,B;
      MOV A, B ;
      RL A ;
      RL A ;
      ANA R1 ;
      RET.
```

Результат перемноження зі знаком залишається А. Тривалість виконання становить 15 мкс.

Операція додавання виконується також з урахуванням знаків. У підпрограмі додавання для чисел одного знака виконується звичайна операція складання їх модулів, а для чисел різного знака вона замінюється операцією віднімання, при цьому результату присвоюється знак більшого з модулів вихідних доданків.

З використанням вищенаведених підпрограм фрагмент підпрограми обчислення значення одиничного відліку в одному з фільтрів може бути складений наступним чином:

```

U5: MOV R3, #6
    MOV DPH, #3
    MOV DPL, #6
U4: MOV B, @R0
    MOVX A, @DPTR
    CALL SMUL
    MOVX @DPTR, A
    INC DPL
    DJNZ R3, U4
...

```

Завдяки можливості перемикання банків регістрів МК дозволяє викликати підпрограми не зберігаючи в стеку регістри, що використовуються в ній. Оцінка загального часу виконання програми обробки одиничного відліку вхідного сигналу в одному фільтрі для одного відведення становить близько 450 мкс. Таким чином, МК встигне за 1/64 з (15,6 мс) опрацювати дані про 34 відліки – удвічі більше, ніж передбачено Завданням.

Після написання, асемблювання та налагодження програми вона може бути записана у внутрішнє ПЗП мікропроцесора. У режимі програмування процесор повинен працювати на зниженій тактовій частоті (4 - 6 МГц), завантажуваний байт надходить в МК через порт 0. Стирання ПЗУ мікропроцесора здійснюється шляхом опромінення його ультрафіолетовим світлом.

У цьому розділі проведена розробка електричної принципової схеми цифрового фільтра на базі однокристального мікропроцесора і наведена програма роботи процесора в режимі цифрового фільтра.

ВИСНОВКИ

У першому розділі проведено медико-технічне обґрунтування дипломного проекту: розглянуто питання, пов'язані з генезом електричних сигналів, що супроводжують активність головного мозку, показано медичне значення ритмів ЕЕГ, проведено аналіз існуючих технічних засобів реєстрації електроенцелограм, обґрунтовано необхідність розробки систем, що включають блок цифрового виділення ритмів ЕЕГ.

У другому розділі розроблено структурну схему блоку цифрової фільтрації та передачі даних у персональний комп'ютер, здійснено розрахунок цифрових фільтрів.

З структурної схеми розробили схема електрична принципова блоку цифрової фільтрації ритмів ЕЕГ у складі комп'ютерної системи електроенцефалографічних досліджень.

Надана система може бути використана для проведення досліджень електричної активності головного мозку у медичних установах будь-якого профілю.

Список літератури

1. Биопотенциалы мозга человека: математический анализ. / Под ред. Русинова В.С. Медицина, 1987 254 с.
2. Гриндель О.М. Электроэнцефалограмма человека при черепно-мозговой травме. Медицина, 1988 200 с.
3. Шевкопляс Б.В. Микропроцессорные структуры. Инженерные решения: Справочник. Радио и связь, 1990 , 512 с.
4. Залманзон Л.А. Преобразование Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении , связи и других областях. , М.: Наука, 1989 , 496 с.
5. Сташин В.В. , Урусов А.В. , Молокогонцев О.Ф. Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах, М.: Энергоатомиздат, 1990 - 224 с.
6. Остроухов В.Д. Конспект лекций по курсу "Теория, расчет и проектирование биотехнических аппаратов и систем". Часть 1. "Аппаратура для функциональной диагностики" для студентов специальности 19.05 "Биотехнические и медицинские аппараты и системы". Харьков: ХИРЭ, 1993 – 132 с.
7. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы : Учебник для вузов по специальности "Радиотехника"., 2-е изд. М.: Высшая школа, 1988 , 448 с.
8. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. М.: Сов.радио, 1973 - 368 с.
9. Рябов Е.А., Сотский Д.В., Федорков Б.Г. и др., Быстродействующий однокристалльный АЦП К1108ПВ1./ Электронная промышленность, 1986, № 2, с. 16.
10. Федорков Б.Г. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. □ М.: Энергоатомиздат, 1990. 320с.
11. Шило В.Л. Популярные микросхемы ТТЛ. Справочник. - М.: "Аргус", 1993. - 64 с.
12. Шило В.Л. Популярные микросхемы КМОП. Справочник. - М.: "Ягуар" , 1993. - 64 с.
13. Хвощ С.Т., Варлинский Н.П., Попов Е.А. Микропроцессоры и микроЭВМ м системах автоматического управления. Справочник. Л.: "Машиностроение", 1987. - 640 с.
14. Методические указания по дипломному проектированию для студентов дневной формы обучения специальности 7.091003 "Биотехнические и медицинские аппараты и системы". Составитель: Мустецов Н.П. - Харьков: ХТУРЕ, 1997.
15. ДСТУ 3008-95. Документация. Отчеты в сфере науки и техники.
16. Гоноровский И.Г. Основы радиотехники. М.: Связиздат, 1957. 722 с.
17. Справочник конструктора РЭА: Общие принципы конструирования. /Под ред. Варламова Р.Г.М.:Сов. Радио, 1989. 480 с.
18. ОСТ 4.010.030. Установка навесных элементов на печатные платы.
19. Крейцер А.Г. Руководство по эксплуатации медицинских измерительных приборов. М.: Медицина, 1980.
20. Владимиров Ю.А. Биофизика. М.: Медицина, 1983. 271 с.
21. Юджин Аккерман. Биофизика. М.: Мир , 1964. - 683 с.

22. Егорова О.Н. Электроэнцефалография. М.: Медицина, 1973. 320 с.
23. Поворинский К.Л. Пособие по клинической электроэнцефалографии. М.: Медицина, 1985. 280 с.
24. Бориш А.И. Электрофизиологические методы исследования. М.: Медицина, 1962. 350 с.
25. Диагностическая и терапевтическая техника./ Под ред. В.С. Маята. М.: Медицина, 1969. 520 с.
26. Орлов В.Н. Контактные биоэлектроды для биомедицинских измерений. М.: Медицина, 1988. 525 с.
27. Микрокомпьютерные медицинские системы. / Под. ред. У.Томпкинса. М.: Мир, 1983 . 320 с.

Додаток А

