

С. П. Кононов

**Пристрої обробки звуку
в радіомовленні
Курсове проектування**

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

С. П. Кононов

Пристрої обробки звуку в радіомовленні Курсове проектування

Затверджено Вченою радою Вінницького національного технічного університету як навчальний посібник для студентів спеціальностей "Радіотехніка", „Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення".
Протокол № 9 від 26 лютого 2008р.

Вінниця ВНТУ 2009

Рецензенти:

С. М. Зленко, доктор технічних наук, професор

О. В. Осадчук, доктор технічних наук, професор

С. Д. Рудик, кандидат технічних наук

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України

Кононов С. П.

К 64 Пристрої обробки звуку в радіомовленні. Курсове проектування. – Вінниця: ВНТУ, 2009. – 86 с.

В посібнику розглянуті основи побудови і розрахунку пристроїв обробки звуку в радіомовленні. Він розроблений у відповідності з програмами дисциплін “Радіомовлення”, “Системи радіомовлення та телебачення”. Посібник буде корисним студентам спеціальностей “Радіотехніка”, “Апаратура радіозв’язку, радіомовлення і телебачення”, “Телекомунікаційні системи та мережі” під час виконання ними курсових робіт і дипломних проектів, а також може бути цікавим для викладачів та фахівців.

УДК 621.396.97

Зміст

Вступ.....	4
1 Загальні положення	5
2 Тематика і зміст курсової роботи, вимоги до її оформлення	9
3 Еквалайзери.....	10
3.1 Класифікація та основні параметри еквалайзерів	10
3.2 Схеми еквалайзерів	14
3.3 Приклади розрахунку	25
4 Кросовери.....	31
4.1 Фільтри	31
4.2 Схеми кросоверів	34
4.3 Приклад розрахунку	39
5 Мікшери	42
5.1 Схеми мікшерів	42
5.2 Розрахунок стереомікшера	48
5.2.1 Попередній розрахунок	49
5.2.2 Електричний розрахунок	61
5.2.3 Порівняння з найкращими зразками аналогових мікшерів	73
6 Варіанти індивідуальних завдань до курсової роботи	79
Словник найбільш вживаних термінів	82
Література.....	83
Додаток А – Зразок індивідуального завдання з графіком виконання.....	84

Вступ

Дисципліна “Радіомовлення” є спеціальним курсом підготовки студентів за спеціальністю “Радіотехніка”. Вона вивчається в 14-му семестрі, тобто після викладання базових дисциплін.

Основною метою викладання дисципліни є формування у студентів знань з радіомовлення (broadcasting), його сучасної елементної бази, перспектив розвитку, а також вміння використовувати здобуті знання при розробленні та експлуатації радіомовних систем і пристроїв.

Виконання курсової роботи є важливим етапом вивчення дисципліни „Радіомовлення”, на якому студент мусить показати, як він засвоїв теоретичний матеріал і чи здатний застосувати його на практиці.

Студенти працюють над даною роботою набувши необхідний досвід курсового проектування з дисциплін “Сигнали та процеси у радіотехніці”, “Аналогові електронні пристрої”, “Пристрої прийому та обробки сигналів”, “Цифрові пристрої та мікропроцесори”, “Пристрої генерування та формування радіосигналів”. Умовою успішного захисту курсової роботи є засвоєння студентами дисципліни “Електроакустика”.

Після виконання курсової роботи студенти повинні навчитись користуватися спеціальною літературою; робити аналіз і розрахунки, які необхідні для розроблення, дослідження та випробування систем і пристроїв оброблення звуку (data handling sound) в радіомовленні; знаходити під час співпраці взаєморозуміння з фахівцями.

Курсова робота передбачає виконання комплексного завдання, в якому студент всебічно аналізує сучасний стан апаратури радіомовлення та звукотехніки; способи оброблення звуку [1-3]; на підставі індивідуального завдання розробляє технічне завдання; після попереднього розрахунку створює детальну структурну схему пристрою оброблення звуку. Значний обсяг роботи складають електричні розрахунки схеми всього пристрою або його окремих вузлів. Отримані результати досліджуються студентами шляхом комп’ютерного моделювання за допомогою програмного забезпечення Electronics Workbench, Micro Cap та інші. При необхідності за результатами комп’ютерного аналізу в схему пристрою вносяться необхідні зміни.

Завершальним етапом роботи є порівняння розробленого пристрою з найкращими зразками подібної техніки, що знаходяться в експлуатації. Студентами робляться висновки щодо виконання умов індивідуального завдання.

Теоретичні положення посібника викладені досить детально і просто, супроводжуються прикладами розрахунку. Матеріал посібника також може бути використаний студентами для підготовки до практичних і лабораторних занять, вивчення окремих розділів теоретичного курсу дисципліни, а також під час дипломного проектування.

1 Загальні положення

При формуванні програм радіомовлення сигнали від мікрофонів та інших джерел багаторазово перетворюються: їх підсилюють або послаблюють (змінюють рівень), регулюють динамічний діапазон D , спектр і часову структуру, зміщують з іншими сигналами, зміщують за частотою, перетворюють з аналогової форми в дискретну і назад, зменшують чи збільшують тривалість звучання [1,2]. Ці зміни роблять з метою:

- розв’язання художніх (творчих) задач;
- узгодження параметрів сигналу з властивостями електричних каналів і трактів;
- узгодження параметрів сигналу з умовами відтворення звуку слухачами.

Перетворення сигналів здійснюють за допомогою пристроїв, керованих вручну й автоматично: регуляторів рівня й АЧХ (gain-frequency characteristic), ліній затримки, ревербераторів, пристроїв звукових ефектів.

Відомо, що в теорії зв’язку прийнято зображати сигнал у вигляді тривимірної об’ємної фігури (рис. 1.1). По одній осі відкладаються зміни

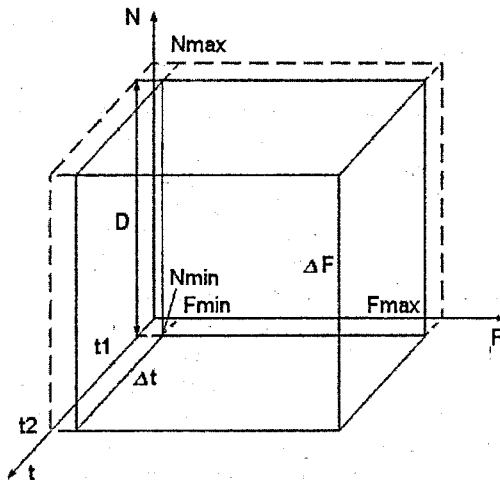


Рисунок 1.1 – Умовне зображення об’ємного сигналу

величини сигналу (звукового тиску, напруги, рівня), що визначають динамічний діапазон D , по другій – ширину спектра сигналу $\Delta F = F_{\max} - F_{\min}$, по третій – тривалість звучання $\Delta t = t_2 - t_1$. Тоді об’єм сигналу

$$V = D \cdot \Delta F \cdot \Delta t$$

Таке зображення відноситься і до звукового сигналу, що використовується в радіомовленні. Різниця в тому, що його об'єм, як мінімум, на три порядки перевищує об'єм мовного сигналу телефонного зв'язку. Така велика різниця пояснюється тим, що в телефонії передається лише смислова або семантична інформація, в радіомовленні увага ще приділяється збереженню художньої, естетичної інформації. Кількісне розходження об'ємів інформації спричиняє інші якісні рішення в перетворенні радіомовних сигналів, інші вимоги до параметрів каналів передавання. Перетворення сигналу ведуть по усіх трьох осях об'ємного зображення (рис. 1.1): змінюють рівні і динамічний діапазон, спектр і часову структуру.

Рівні сигналів від різних джерел регулюють, щоб створити бажане співвідношення гучностей різних оркестрових груп, інструментів, співаків-солістів, отримати в приміщенні слухача задумане розташування уявних джерел звуку. Одночасно вирішують і технічну задачу: весь діапазон рівнів повинен бути в межах, установлених нормами. Мінімальні рівні звукового сигналу повинні бути на 10...20 дБ вище рівня завад каналу. Максимальні не повинні перевищувати значення, при якому неприпустимо зростають нелінійні спотворення, починається перемодуляція передавачів.

Зменшення рівня завад в каналах і трактах потребує застосування спеціальних технічних заходів: поліпшувати фільтрацію напруг живлення, використовувати електронні активні елементи з малим рівнем власних шумів, збільшувати кількість рівнів квантування в цифрових перетворювачах, екранувати блоки і вузли апаратури і т.д.

Для зменшення нелінійних спотворень необхідно збільшувати приблизно на 6 дБ запас за потужністю підсилювальних і радіопередавальних пристроїв, вводити ланки, що компенсують нелінійні спотворення, застосовувати обмежувачі. В цифрових пристроях варто збільшувати кількість розрядів в кодовому слові відліку звукового сигналу, тобто вводити запас за рівнями квантування. Це дозволяє без спотворень передавати короткочасні піки сигналу, але може викликати перевантаження аналого-цифрових перетворювачів і, отже, створити помітні нелінійні спотворення. Усі перераховані заходи технічно здійсненні, але збільшують вартість апаратури.

Перераховані обставини приводять до необхідності зменшувати динамічний діапазон D мовних сигналів, хоча це погіршує художню якість сформованих програм. Через відносно високий рівень перехресних завад в трактах первинного розподілу програм (ТПРП) приходиться вживати заходів до подальшого зменшення D сигналу на вході міжміського каналу радіомовлення (МКРМ) ТПРП, а потім розширенню на його виході.

Деякі обмеження на D звукових сигналів накладають умови домашнього прослуховування. Мінімальні рівні сигналу $N_{c.min}$ повинні перевищувати рівень акустичних шумів $N_{ш}$, які проникають в житлові кімнати. Максимальні рівні сигналу $N_{c.max}$ не повинні створювати відчутних завад у сусідніх квартирах. Якщо прийняти рівень акустичних шумів в житловому приміщенні $N_{ш} = 40$ дБ, мінімальний рівень сигналу (signal strength) $N_{c.min} = 50$ дБ, а максимально припустимий $N_{c.max} = 90$ дБ, то динамічний діапазон звукового сигналу

$$D = N_{c.max} - N_{c.min} = 40 \text{ дБ.}$$

Перетворення динамічного діапазону D сигналу в трактах програмного формування (ТПФ), а також ТПРП, вторинного розподілу програм (ТВРП) і тракту приймання програм (ТПП) наведено на рис. 1.2. Введені такі позначення динамічних діапазонів: D_1 – початковий; D_2 – після ручного регулювання рівнів і на входах ТВРП, ТПП; D_3 – в МКРМ.

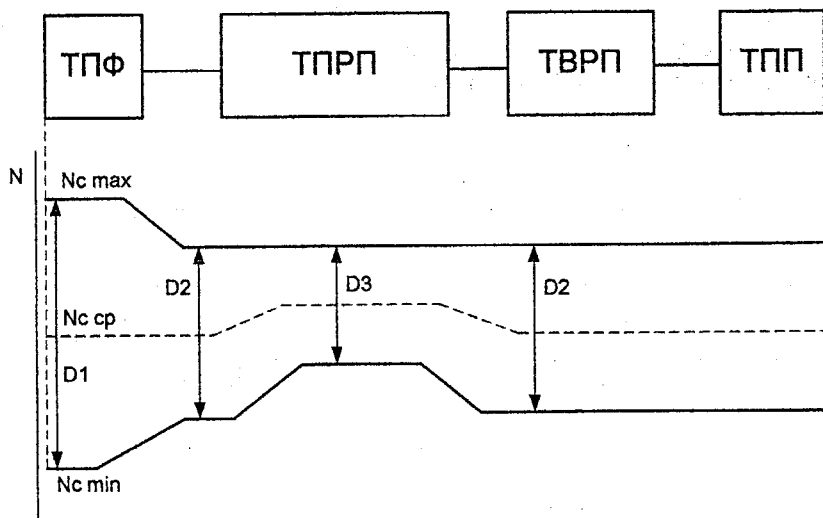


Рисунок 1.2 – Перетворення динамічного діапазону сигналу в електричному каналі радіомовлення

Зв'язок динамічного діапазону сигналу з відношенням сигнал/шум ($C/Ш$) і допусками Δ_1 і Δ_2 , встановленими з метою запобігання перемодуляції рідкими піками рівня сигналу і помітності завад при невеликих рівнях (рис. 1.3), знаходиться з формули

$$D = 20 \lg(C/\Pi) - (\Delta_1 + \Delta_2).$$

Слід доповнити, що при прослуховуванні програми в домашніх умовах середній рівень звукового тиску менший, ніж, наприклад, в концертному залі. Завдяки властивостям нашого слуху це приводить до відносної втрати гучності звуків нижніх і верхніх частот, тобто до звуження чутного спектра звуків.

Разом з перетвореннями динамічного діапазону обов'язково змінюють спектр і часову структуру мовного сигналу. За допомогою регуляторів АЧХ і фільтрів змінюють форму спектра сигналу, тим самим намагаючись підкреслити темброві особливості звучання голосів і музичних інструментів, усувають недоліки голосу виконавця або диктора, компенсують амплітудно-частотні спотворення, зменшують вплив шумів при реставрації старих фонограм.

В апаратурі та лініях зв'язку ТПРП і ТВРП обмежують частотну смугу звукового сигналу. Значення має правильний вибір співвідношення граничних частот. При неправильному виборі порушується баланс гучностей звуків нижніх і верхніх частот. В результаті може виявитися, що апаратура з більш широкою смугою частот, наприклад 100...10 000 Гц, буде гірше звучати, ніж апаратура з вузькою смугою частот, наприклад, 50...6000 Гц.

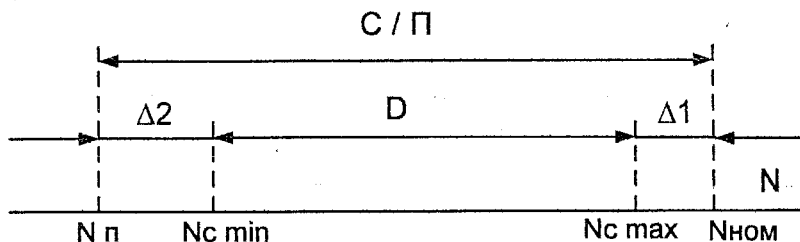


Рисунок 1.3 – Зв'язок відношення сигнал/шум і динамічного діапазону сигналу

Зміна часової послідовності сигналів створює ефекти реверберації, луни, імітує звучання в унісон, змінює тональність звучання, тривалість виконання. Часові перетворення сигналу найчастіше роблять за допомогою цифрових пристроїв.

Учені, інженери, творчі працівники радіомовлення продовжують пошук таких способів оброблення звукових сигналів мови і музики, при використанні яких досягається найкращий як творчий, так і технічний результат, при якому параметри сигналів найбільшою мірою відповідають властивостям каналів і трактів.

2 Тематика і зміст курсової роботи, вимоги до її оформлення

Студентам спеціальності “Радіотехніка” під час вивчення дисципліни “Радіомовлення” пропонується такий орієнтовний перелік типових тем курсових робіт.

- 1.Стереофонічний мікшер (mixer) апаратно-студійного комплексу.
- 2.Монофонічний мікшер контрольного монітора мовної студії.
- 3.Графічний еквайзер (graphical equalizer) пульта звукооператора тракту формування програм.
- 4.Параметричний еквайзер (parametrical equalizer) пульта звукооператора тракту формування програм.
- 5.Дво-, трисмугові пасивні кросовери (crossover) високоякісних гучномовців.
- 6.Активні кросовери високоякісних електроакустичних установок.
- 7.Активна акустична система контрольного монітора тракту формування програм.
- 8.Стереофонічний телефонний розподільник мовних сигналів радіомовної станції.
- 9.Мікрофонний попередній підсилювач студії звукозапису.
- 10.Декодер пристрою багатоканального відтворення звуку телевізійного приймача.
- 11.Кодер пристрою багатоканального відтворення звуку.
- 12.Передавальна частина радіомікрофона.
- 13.Приймальна частина радіомікрофона.

Студенти отримують також індивідуальні завдання з розроблення інших вузлів та пристроїв, які використовуються в радіомовленні та звукотехніці, створюють фонограми, які демонструють можливості комп’ютерного оброблення звуку.

Зміст пояснювальної записки курсової роботи викладений в зразку індивідуального завдання (Додаток А). Деякі розділи пояснювальної записки за узгодженням з керівником курсової роботи можуть бути вилучені або змінені. У випадку, коли студент отримує завдання науково-дослідного характеру, зміст пояснювальної записки остаточно визначається в процесі її виконання. Індивідуальне завдання на таку роботу в частині „Зміст роботи” корегується і затверджується керівником.

Курсова робота виконується у відповідності з [4], де викладені основні вимоги до її оформлення, звернута увага студентів на відмінності в оформленні курсових проектів і робіт.

3 Еквалайзери

3.1 Класифікація та основні параметри еквалайзерів

Класифікація еквалайзерів наведена на рис. 3.1 [5,6].

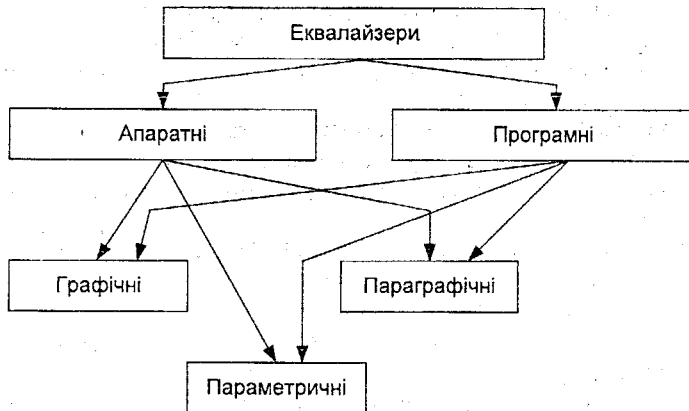


Рисунок 3.1 – Класифікація еквалайзерів

Еквалайзери ще можна поділити за типом використання, активних елементів. Така класифікація наведена на рис. 3.2.

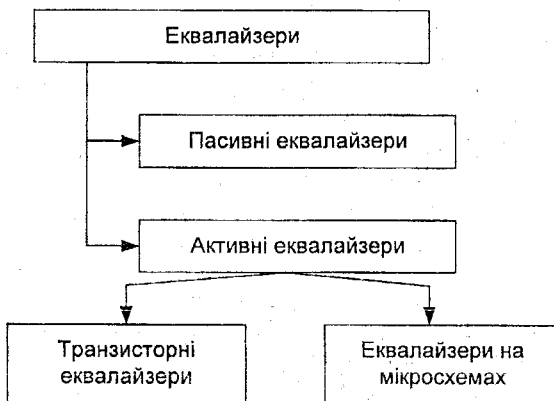


Рисунок 3.2 – Класифікація еквалайзерів за типом активних елементів

Графічні еквалайзери найбільш поширені. В них діапазон звукових частот розбитий на смуги (наприклад, 24 смуги в еквалайзері Technics SH-8020). Регулювання коефіцієнта передачі в окремих смугах

здійснюється змінними резисторами, за положенням яких на передній панелі еквалайзера вимальовується форма АЧХ, це й визначає назву еквалайзера – графічний.

Параметричні еквалайзери відрізняються від графічних меншою кількістю смуг і тим, що центральні частоти смуг, їхня ширина можуть бути змінені. Три-, п'яти- і семи-смугові варіанти цих пристроїв дозволяють просто забезпечити ефективне регулювання АЧХ з результатами, отриманими в графічному еквалайзері з кількістю смуг не менше вісьми.

Параграфічні еквалайзери за будовою схеми не відрізняються від параметричних. В них лише реалізовано властивість графічного еквалайзера – наочне подання АЧХ.

В наш час пасивні еквалайзери практично повністю витіснені активними.

Графічні еквалайзери. Звичайно такі еквалайзери являють собою набір вузькосмугових фільтрів з резонансними частотами, розташованими в усьому звуковому діапазоні за логарифмічним масштабом. Підйом або спад підсилення кожного фільтра регулюється змінним резистором з повзунком, що лінійно переміщується. У цьому випадку послідовно розташовані на передній панелі корпусу резистори всіх фільтрів наочно характеризують встановлену АЧХ еквалайзера.

Окремі фільтри графічного еквалайзера розміщені за частотою на відстані в октаву або в півоктави, або в третину октави. Коли всі вони перебувають в однаковому стані підсилення або ослаблення коефіцієнт передачі еквалайзера сталий. Діапазон регулювання фільтрів, як правило, обмежений 12 - 15 дБ.

Графічні еквалайзери можна зустріти в побутових системах Hi-Fi, однак, основні області їхнього застосування – це звукозапис, звуковідтворення й акустична корекція приміщень. Під час відтворення звуку в приміщенні необхідно отримати якомога більш плоску АЧХ, усуваючи за допомогою графічного еквалайзера резонансні частоти, на яких приміщення й гучномовці мають тенденцію "заводитися". Індивідуальні еквалайзери в "комбиках" зручно використовувати для оперативної зміни характеру звучання музичного інструмента.

Незважаючи на подібність з точки зору схемотехніки графічний еквалайзер відрізняється від регулятора тембру. Графічний еквалайзер – це набір смугових фільтрів (bypass filter), кожен з яких автономно діє в певній смузі частот. АЧХ ідеального смугового фільтра показана на рис. 3.3.

Для того, щоб керувати частотною характеристикою у всьому звуковому спектрі, такі фільтри необхідно з'єднати послідовно або паралельно.

При паралельному з'єднанні (рис. 3.4) кожен фільтр підсилює або послаблює "свою" ділянку спектра відповідно до положення регуляторів.

Паралельне з'єднання фільтрів у графічному еквалайзері, на відміну від послідовного з'єднання, дозволяє зменшити фазові спотворення (phase distortion), внесені еквалайзером у сигнал. Справа в тому, що крім формування амплітудно-частотної характеристики будь-який фільтр вносить у сигнал певну фазову затримку. У випадку послідовного з'єднання фільтрів ці фазові спотворення додаються. Якщо при з'єднанні двох або трьох фільтрів сумарні фазові спотворення незначні, то для більшої кількості смуг графічного еквалайзера прийнятним виявляється тільки паралельне з'єднання.

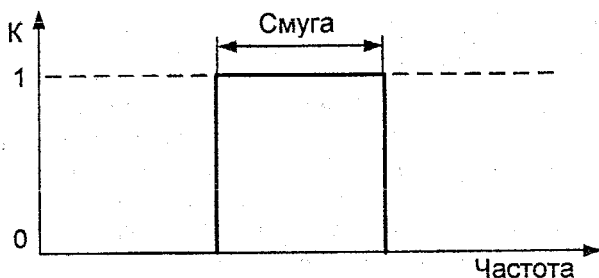


Рисунок 3.3 – АЧХ ідеального смугового фільтра

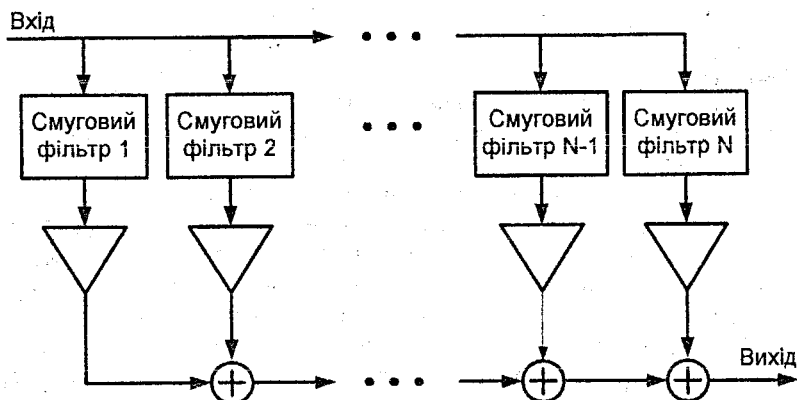


Рисунок 3.4 – Паралельне з'єднання фільтрів графічного еквалайзера

Центральні частоти смугових фільтрів графічного еквалайзера "рівномірно" розподілені за октавними інтервалами. Кожна октава відповідає степеню двійки, тому крок в октаву із першою центральною частотою 100 Гц буде виглядати так: 200 Гц, 400 Гц, 800 Гц і т.д. Для кроку в 1/3 октави коефіцієнт множення 2 у степені 1/3, що приблизно

дорівнює 1,26. При першій центральній частоті 100 Гц наступні частоти будуть 126 Гц, 159 Гц, 200 Гц і т.д. Кращі для використання в еквалайзерах частоти фільтрів описані в спеціальному стандарті ISO.

Параметричні еквалайзери мають більшу гнучкість, однак, для роботи з ними необхідний певний досвід і знання. Параметричний еквалайзер дозволяє керувати не тільки коефіцієнтом підсилення фільтра, але і його центральною частотою, а також добротністю, тобто смугою пропускання. При наявності деякого досвіду оператор може встановлювати значення цих параметрів фільтра таким чином, щоб підкреслити звук окремого інструмента або видалити небажану перешкоду (наприклад, фон 50 Гц або частоту "мікрофонного ефекту" приміщення) з мінімальним впливом на інші елементи звукової картини. На рис. 3.5 показані кілька варіантів АЧХ односмугового параметричного еквалайзера. В залежності від добротності фільтрів розрізняють широкосмугове та вузькосмугове підсилення.

Для реалізації фільтрів параметричного еквалайзера доцільно використати операційні ланки. Широко застосовуються ланки другого порядку, два інтегратори яких ввімкнені у петлю зворотного зв'язку (feedback), причому один з них охоплений місцевим резистивним зворотним зв'язком. Відносна складність структури ланок, вони містять три операційних підсилювача (operational amplifier), окупається їхніми перевагами і універсальністю, простотою налаштування, абсолютною стійкістю тощо.

Технічні параметри та характеристики еквалайзера. Технічні параметри еквалайзера надзвичайно важливі. Він за діапазоном частот повинен охоплювати весь спектр звукових сигналів. Частотна характеристика еквалайзера повинна бути рівномірною в середньому положенні ручок регулювання. Також важливим фактором є низький рівень власного шуму еквалайзера, тому що підсилення в області високих частот підкреслить усі наявні шуми – як ті, що є у вхідному сигналі, так і ті, що виникли в еквалайзері.

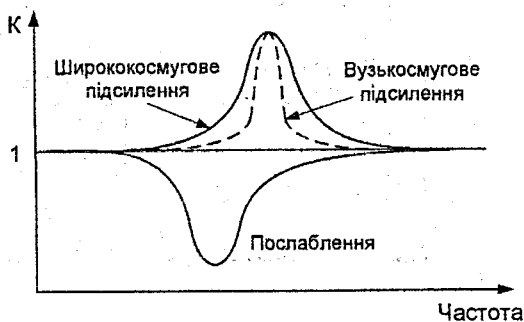


Рисунок 3.5 – Варіанти АЧХ параметричного еквалайзера

Велике значення має фазова характеристика еквалайзера. Вона сильно впливає на суб'єктивне сприйняття звуку й пояснює, чому деякі еквалайзери звучать добре, у той час як інші з такими ж параметрами звучать гірше.

Ще один параметр – діапазон регулювання. Як уже було сказано вище, він звичайно складає плюс/мінус 12 або 15 дБ.

Ще одним параметром є кількість смуг регулювання. На рис. 3.6 наведена АЧХ графічного еквалайзера, який має вісім смуг регулювання з діапазоном або глибиною регулювання плюс/мінус 20 дБ.

Ще однією характеристикою еквалайзерів є добротність (quality) смугових фільтрів, яка в загальному випадку визначається як

$$Q = \frac{f_p}{\Delta f_{0.707}},$$

де f_p – резонансна частота (resonance frequency) фільтра, $f_{0.707}$ – смуга пропускання (pass band) фільтра на рівні -3 дБ.

3.2 Схеми еквалайзерів

На рис. 3.7 наведена схема графічного еквалайзера на транзисторах. Недоліком такого еквалайзера є залежність резонансної частоти кожної смуги від магнітного поля зовнішнього середовища. Воно змінює індуктивність (inductance) котушок, а відповідно, й резонансну частоту фільтрів. З цим недоліком можна боротися шляхом екранування магніточутливих блоків.

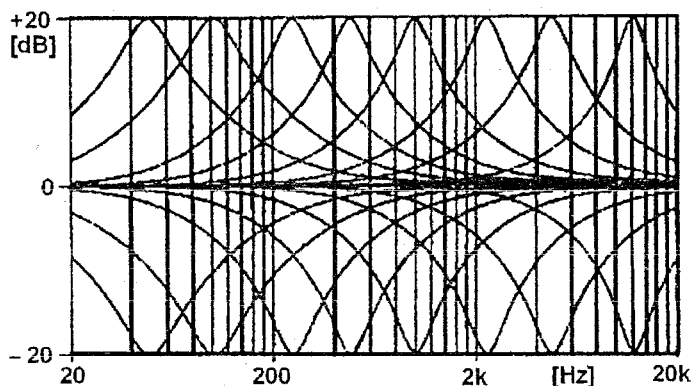


Рисунок 3.6 – АЧХ графічного еквалайзера

На рис. 3.8 наведена схема еквалайзера з використанням операційних підсилювачів. В даній схемі вплив зовнішнього магнітного поля відсутній, оскільки замість котушки індуктивності використовується її еквівалент – гіратор. Така схема має набагато більшу кількість елементів, що підвищує вартість еквалайзера в цілому.

Розглянемо деякі сучасні еквалайзери на спеціалізованих мікросхемах.

На рис. 3.9 показана схема на основі мікросхеми BA3822LS фірми ROHM, яка утворює п'ятисмуговий стереофонічний еквалайзер. Подвійними резисторами $R_{1,1}$, $R_{2,1}$, $R_{3,1}$, $R_{4,1}$, $R_{5,1}$ та $R_{1,2}$, $R_{2,2}$, $R_{3,2}$, $R_{4,2}$, $R_{5,2}$ регулюються частотні характеристики правого та лівого каналів на частотах 100Гц, 300Гц, 1000Гц, 3000Гц, 10000Гц. Живиться мікросхема від джерела постійної напруги 12 В. Відповідні параметри мікросхеми наведені в табл. 3.1

Таблиця 3.1 – Параметри мікросхеми BA3822LS

Параметр	Позначення	Мінімум	Типовий	Максимум	Одиниці	Умова
Струм споживання	I_{cc}	4,5	7	9,5	мА	
Максимальна вхідна напруга	V_{INm}	0,4	0,6	--	V_{rms}	THD=1%
Коефіцієнт гармонік	THD	--	0,1	0,3	%	
Напруга шумів	V_{ND}	--	10	20	μV_{rms}	$R_{IN}=2,2\text{ кОм}$
Коефіцієнт передачі	G_v	-3	-1,5	0	dB	
Глибина регулювання	CR	± 9	± 11	± 14	dB	
Стереоперехресна завада	CT_{L-R}	60	70	--	dB	Між каналами
Стереобаланс	CB_{L-R}	-2	0	2	dB	Між каналами

Схема десятизмугового регулятора зображена на рис. 3.10. Відмінність в тому, що мікросхема працює в монорежимі, тобто ті виводи мікросхеми, які використовувались для другого каналу задіяні для збільшення смуг регулювання. Використавши дві таких мікросхеми можна отримати стереофонічний десятизмуговий еквалайзер.

Графічний еквалайзер на транзисторах. Схема найпростішого шестисмугового еквалайзера електрофона „Феникс-001-стерео”, зображена на рис. 3.7. Основу схеми складає диференціальний підсилювач (differential amplifier) на транзисторах $V_2...V_4$, охолощений від'ємним зворотним зв'язком (ВЗЗ) через коло R_7C_2 . Селективність

визначається послідовними LCR-контурами, які вмикаються через змінні резистори $R_9 \dots R_{14}$ у коло прямого передавання або в коло ВЗЗ. У першому випадку відповідний контур спільно з резистором R_5 створює частотозалежний подільник напруги з мінімальним коефіцієнтом передачі на резонансній частоті контура $f_p = 1/(2\pi\sqrt{LC})$. Коефіцієнт передачі дорівнює

$$K = (R_L + R_R) / (R_L + R_R + R_5),$$

де R_L і R_R — відповідно активний опір індуктивності та додатковий послідовний опір LCR-контура. У другому випадку виникає аналогічне послаблення ВЗЗ, тобто формується підйом АЧХ на частоті резонансу. Коефіцієнт підсилення дорівнює

$$K = 1 + R_7 / (R_R + R_L).$$

Активні опори котушок індуктивності $L_1 \dots L_6$ складають відповідно 500; 160; 27; 5; 3 і 2 Ом. За цих умов резистором R_9 можна здійснювати корекцію глибиною ± 12 дБ на частоті 63 Гц, резистором R_{10} — ± 8 дБ на частоті 240 Гц, резистором R_{11} — ± 5 дБ на частоті 1 кГц, резистором R_{12} — ± 6 дБ на частоті 3,5 кГц, резистором R_{13} — ± 10 дБ на частоті 7 кГц і резистором R_{14} — ± 12 дБ на частоті 15 кГц.

Недоліки схеми — обмежена добротність контурів і підвищена чутливість (apprehensibility) до зовнішніх магнітних полів — обумовлені застосуванням моткових вузлів.

Графічний еквалайзер з використанням диференціального підсилювача. Між інвертувальним й неінвертувальним входами операційного підсилювача (ОП) приєднані паралельно вісім потенціометрів (рис. 3.8). Використано такий принцип регулювання: між повзунками потенціометрів і землею приєднані RL-кола, причому індуктивності формуються електронним шляхом. Така схема відома за назвою "гіратор": конденсатор C_1 утворює ємність „C” послідовного коливального контура; конденсатор C_2 , резистори і ОП мікросхеми імітують коло „R-L”. Резистор 330 Ом (R_1) імітує послідовні втрати індуктивності, а 100 кОм (R_2) — паралельні. Еквівалентну індуктивність в Гн можна обчислити за формулою:

$$L = R_1 \cdot R_2 \cdot C,$$

де R_1 , R_2 — два опори втрат (Ом); C — ємність C_2 (Ф). Резонансна частота коливального контура визначається з виразу:

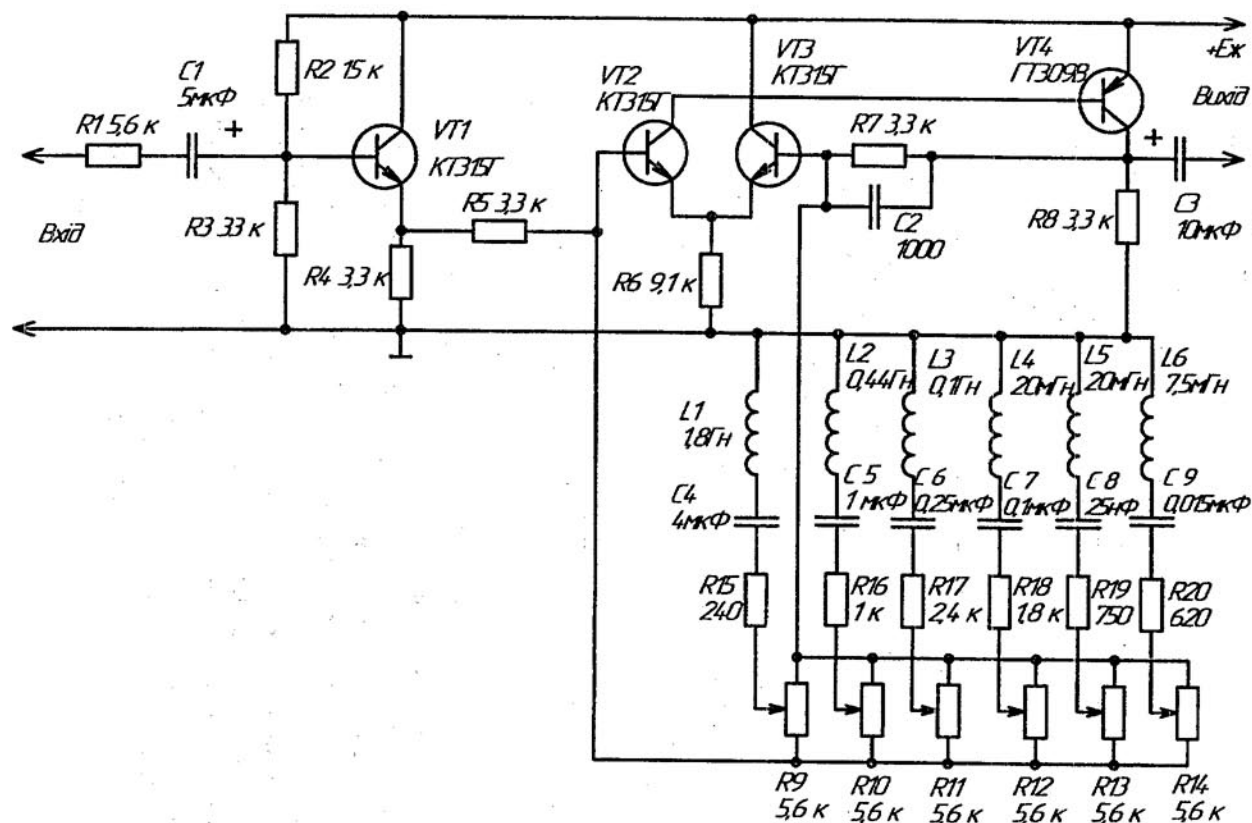


Рисунок 3.7 – Графічний еквайзер на транзисторах

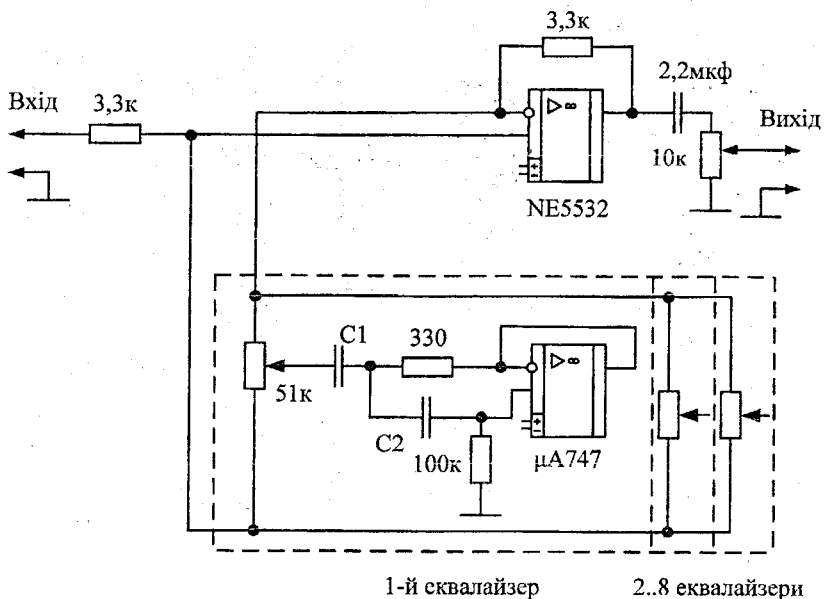


Рисунок 3.8 – Схема графічного еквалайзера на мікросхемах

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Недоліки розглянутої схеми на транзисторах з котушками індуктивності переходять і на схему з використанням гіраторів. Єдине покращення – це усунення впливу зовнішніх магнітних полів та значне збільшення глибини регулювання.

Параметричний еквалайзер. У параметричному еквалайзері використовуються смугові фільтри із змінними добротностями і резонансними частотами. Тому паралельне ввімкнення фільтрів з наступним підсумовуванням, застосовуване у графічних еквалайзерах, не дозволяє отримати лінійну АЧХ параметричного еквалайзера у середніх положеннях регуляторів через неузгодженість частот різку та добротностей АЧХ фільтрів. Придатною для використання є схема ввімкнення фільтрів у коло додаткового відгалуження зворотного зв'язку інвертувального підсилювача (рис. 3.11), утвореного опорами R_4 і R_5 .

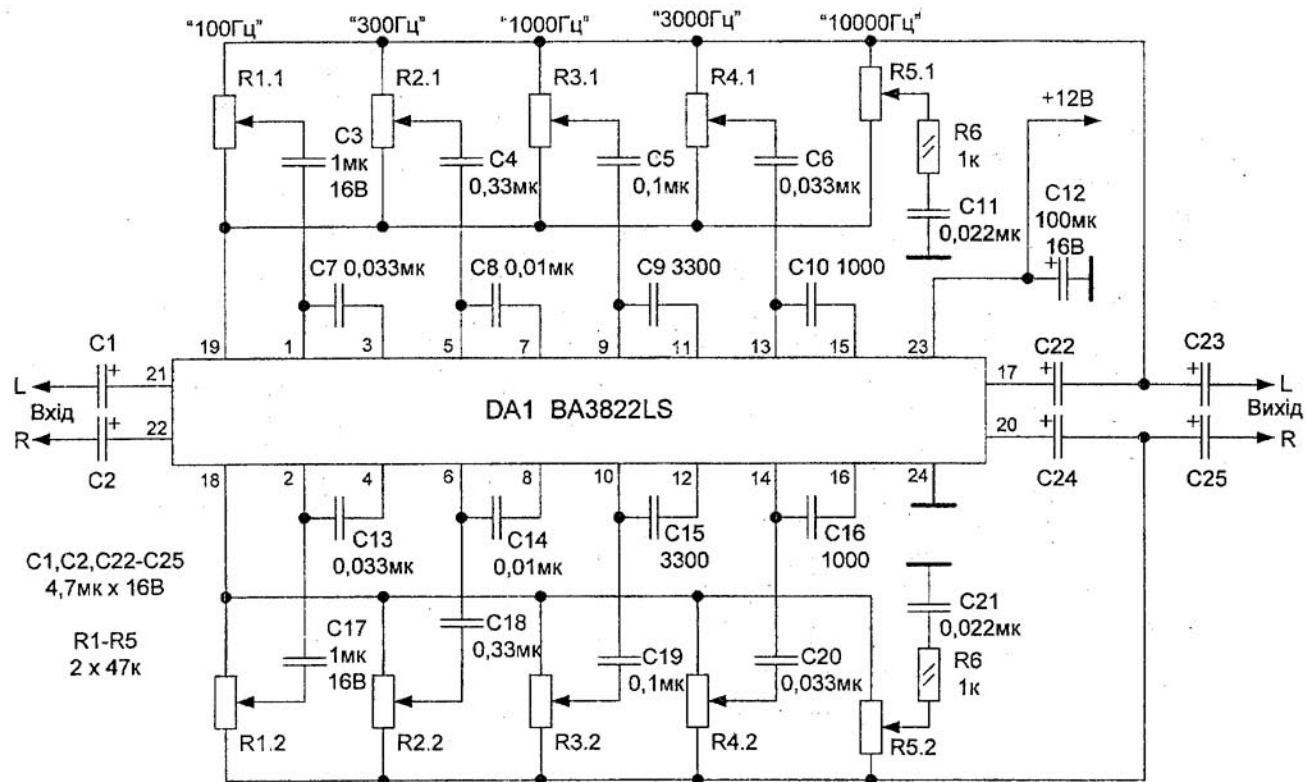


Рисунок 3.9 – Двоканальний еквайзер на мікросхемі BA3822LS

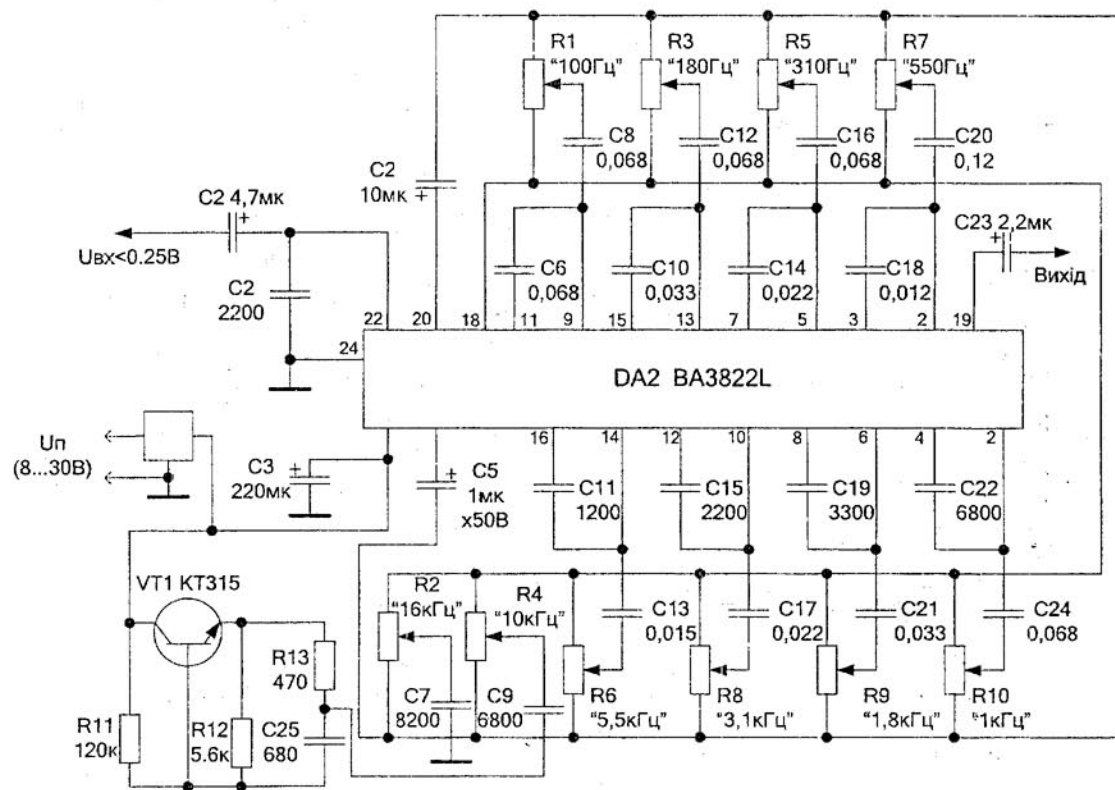


Рисунок 3.10 – Одноканальний десятисмуговий еквалайзер на мікросхемі BA3822L

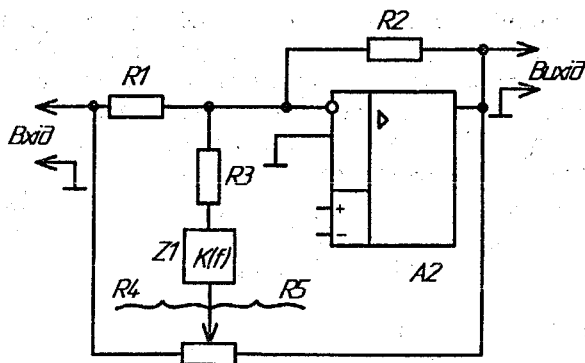


Рисунок 3.11 – Схема ввімкнення фільтрів у коло додаткового відгалуження зворотного зв'язку

У смузі затримки смугового фільтра $Z1$ коефіцієнт передачі пристрою

$$K_U = \frac{R_2}{R_1}$$

не залежить від співвідношення опорів R_4 і R_5 . На резонансній частоті f_0 регулятор R_4 , R_5 спільно з фільтром $Z1$ та резистором R_3 створюють контур зворотного зв'язку, для якого еквівалентна ввімкненню паралельно резистору R_1 резистора з опором $R_3 K(f_0)$ за умови $R_4 = 0$ і ввімкненню паралельно резистору R_2 резистора з опором $R_3 K(f_0)$ за умови $R_5 = 0$. Завдяки цьому глибина регулювання (setting depth) тембру у децибелах знаходиться у межах:

$$20 \lg \left[\frac{R_1 + R_3 K(f_0)}{R_3 + K(f_0)} \right] \dots 20 \lg \left[\frac{R_3 K(f_0)}{R_3 K(f_0) + R_2} \right].$$

Для $K(f_0) = 1$ та $R_1 = R_2$ схема забезпечує регулювання тембру на $\pm 20 \lg \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$ дБ. За умови $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_5}$ фільтр $Z1$ і резистор R_3 виявляються ввімкненими у діагональ збалансованого моста, тому АЧХ пристрою лінійна. Така сама здатність зберігається і для довільного числа додаткових відгалужень зворотного зв'язку з фільтрами, що мають будь-які добротності і резонансні частоти.

Графічний еквалайзер на основі підсумовування сигналів смугових фільтрів. Для побудови графічних еквалайзерів з великою кількістю частотних смуг найпридатнішими є смугові операційні кола.

Схема кола другого порядку з мінімальною кількістю елементів показана на рис. 3.12. За умови ідеальності ОП А1 реалізується передатна функція (transfer function) другого порядку:

$$K(p) = \frac{p/(R_1 C)}{p^2 + (p/R_2)(1/C_1 + 1/C_2) + 1/(C_1 C_2 R_1 R_2)}$$

Резонансна частота

$$\omega_p = 1/\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2},$$

Коефіцієнт передачі на цій частоті

$$K_{\Pi} = \frac{R_2 C_2}{R_1 (C_1 + C_2)}$$

Селективні здатності кола характеризуються еквівалентною добротністю

$$Q = \frac{\sqrt{R_2 C_1 / R_1 C_2}}{1 + C_1 / C_2}$$

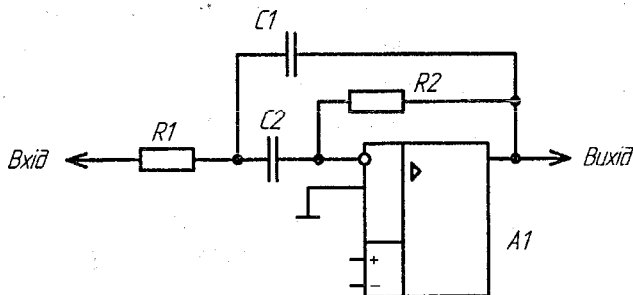


Рисунок 3.12 – Коло 2-го порядку з мінімальною кількістю елементів

Побудувати пристрій на базі низькодобротних фільтрів (рис. 3.12) не так просто. Справа в тому, що за розкиду опорів та ємностей радіоелементів отримати точну відповідність реальних і розрахованих АЧХ таких фільтрів дуже важко. Краще виконати еквалайзер на базі високдобротних фільтрів, приклад якого наведений на рис. 3.13.

Хоча мікросхем і резисторів в ній вдвічі більше, схема легко настраюється і не потребує ретельного підбору пасивних елементів. Основні параметри такого фільтра такі:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_2}{(C_1 C_2 R_1 R_4 R_3)}};$$

$$Q_p = 2\pi f_p R_3 C_2;$$

$$K_p = 1 + \frac{R_2}{R_3}.$$

Аналіз показує, що резонансну частоту і добротність можна регулювати тільки резисторами, відповідно, R_4, R_3 . Оптимальним фільтр буде у випадку, коли ємність конденсаторів $C_1 = C_2 = C$, а опори резисторів $R_1 - R_4$ дорівнюють

$$R_0 = \frac{1}{2\pi f_p C}.$$

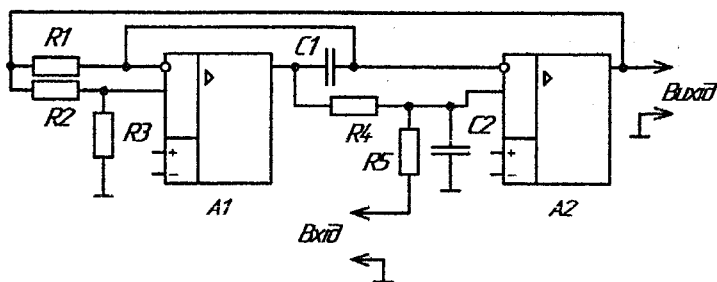


Рисунок 3.13 – Коло другого порядку з більшою кількістю елементів

Резистор R_3 забезпечує потрібну добротність. Його опір визначається виразом: $R_3 = R_0 \cdot Q_p$. Точність підбору R_0 не потрібна, достатньо вибрати резистор з стандартним номіналом R_d близьким до R_0 . Різницю між цими опорамі можна компенсувати, підібравши номінал резистора R_4 рівним $\frac{R_0^2}{R_d}$.

З'єднавши групу смугових фільтрів (рис. 3.12), можна сформувати багатосмуговий еквалайзер. Виходи всіх фільтрів ввімкнені паралельно і є входами суматора (summation unit), виконаного на ОП А2 (рис. 3.14).

Для підйому АЧХ еквалайзера, наприклад, у смузі прозорості фільтра *A* движок резистора *R4A* слід пересунути у ліве за схемою положення. При цьому максимальний коефіцієнт передачі суматора для сигналів з виходу фільтра *A*

$$K_{A\max} = \frac{R_5}{R_{3A}}.$$

У цій самій частотній області максимальний спад АЧХ буде за умови переміщення повзунка *R4A* у крайнє праве положення. Глибина регулювання визначається відношенням опорів резисторів $\frac{R_{4A} + R_{3A}}{R_{3A}}$ (для елементів, зазначених на схемі, вона складає 24 дБ або ± 12 дБ).

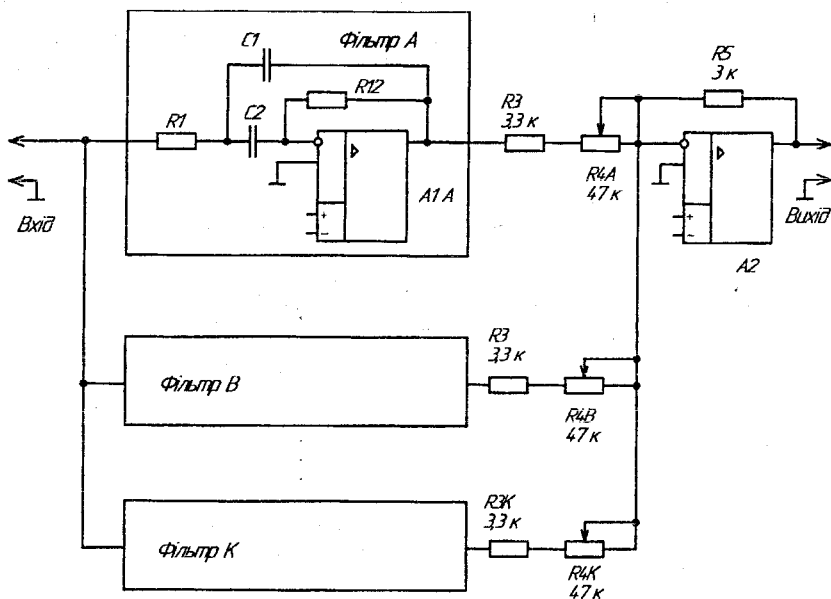


Рисунок 3.14 – Багатосмуговий еквалайзер на основі операційних кіл

Резонансні частоти фільтрів доцільно розташовувати у звуковому діапазоні в логарифмічному масштабі. Якщо вибрати відношення резонансних частот сусідніх фільтрів рівним *K*, тоді у смузі частот $F_H \dots F_B$ розташуються *N* смугових фільтрів. Для такого частотного розподілу оптимальна добротність фільтрів, що забезпечує мінімальні коливання АЧХ у середніх положеннях регуляторів

$$Q = \frac{\sqrt{K}}{K-1}.$$

За умови $C = C_1 = C_2$ така добротність реалізується відповідним вибором опорів резисторів R_1 і R_2 :

$$R_2 = (2Q)^2 R_1.$$

Ємності конденсаторів C_1 і C_2 можна визначити, виходячи з умови

$$C = \frac{1}{\sqrt{2\pi f_p R_1 R_2}}.$$

Розглянуті кола еквалайзерів можна використати для побудови пів-та трьохоктавних еквалайзерів. Останні, через свою складність (кількість фільтрів біля 30), а також підвищені вимоги до точності і стабільності параметрів резисторів і конденсаторів застосовуються з професійною метою, наприклад, у студіях звукозапису або мовних апаратних трактах формування програм.

3.3 Приклади розрахунку

Розрахунок гіраторів графічного еквалайзера на основі диференціального підсилювача

Розрахуємо восьмисмуговий графічний еквалайзер за схемою (рис. 3.8)

Початковими даними є: кількість смуг регулювання – 8; відомі середні частоти кожної смуги регулювання (табл. 3.2)

Таблиця 3.2 – Частоти та гіраторні ємності еквалайзера

f, Гц	50	100	250	500	1000	2200	5000	12000
C ₂ , нФ	68	33	18	10	5,1	2,2	1	0,51

Приймаємо:

$$R_1 = 330 \text{ Ом}$$

$$R_2 = 100 \text{ кОм}$$

Еквівалентну індуктивність можна обчислити за формулою:

$$L = R_1 \cdot R_2 \cdot C.$$

Для частоти 50 Гц: $L_1 = R_1 \cdot R_2 \cdot C_{21} = 330 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 68 \cdot 10^{-9} = 2,24 (\text{Гн}).$

Для частоти 100 Гц: $L_2 = R_1 \cdot R_2 \cdot C_{22} = 330 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 33 \cdot 10^{-9} = 1,09 (\text{Гн}).$

Для частоти 250 Гц: $L_3 = R_1 \cdot R_2 \cdot C_{23} = 330 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^{-9} = 0,59 (\text{Гн}).$

Для частоти 500 Гц: $L_4 = R_1 \cdot R_2 \cdot C_{2,4} = 330 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 0,33 \text{ (Гн)}$.

Для частоти 1000 Гц: $L_5 = R_1 \cdot R_2 \cdot C_{2,5} = 330 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 5,1 \cdot 10^{-9} = 0,168 \text{ (Гн)}$.

Для частоти 2200 Гц: $L_6 = R_1 \cdot R_2 \cdot C_{2,6} = 330 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} = 72,6 \text{ (мГн)}$.

Для частоти 5000 Гц: $L_7 = R_1 \cdot R_2 \cdot C_{2,7} = 330 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9} = 33 \text{ (мГн)}$.

Для частоти 12000 Гц: $L_8 = R_1 \cdot R_2 \cdot C_{2,8} = 330 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,51 \cdot 10^{-9} = 16,8 \text{ (мГн)}$.

Отже уявні індуктивності для заданих частот подамо у табл. 3.3.

Таблиця 3.3 – Індуктивності для гіраторів на відповідних частотах

f, Гц	50	100	250	500	1000	2200	5000	12000
$L, \text{ Гн}$	2,24	1,09	0,59	0,33	0,168	0,0726	0,033	0,0168

Розрахуємо ємності конденсаторів для відповідних коливальних контурів, використавши формулу Томпсона. Резонансна частота коливального контура визначиться за формулою

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Звідки ємність буде рівна

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L}$$

$$\text{Для частоти 50 Гц: } C_{1,1} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_1^2 \cdot L_1} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 50^2 \cdot 2,24} = 4,7 \text{ (мкФ)}.$$

$$\text{Для частоти 100 Гц: } C_{1,2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_2^2 \cdot L_2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 100^2 \cdot 1,08} = 2,3 \text{ (мкФ)}.$$

$$\text{Для частоти 250 Гц: } C_{1,3} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_3^2 \cdot L_3} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 250^2 \cdot 0,594} = 0,68 \text{ (мкФ)}.$$

$$\text{Для частоти 500 Гц: } C_{1,4} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_4^2 \cdot L_4} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 500^2 \cdot 0,33} = 0,31 \text{ (мкФ)}.$$

$$\text{Для частоти 1000 Гц: } C_{1,5} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_5^2 \cdot L_5} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 1000^2 \cdot 0,168} = 0,15 \text{ (мкФ)}.$$

$$\text{Для частоти 2200 Гц: } C_{1,6} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_6^2 \cdot L_6} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 2200^2 \cdot 0,0726} = 0,072 \text{ (мкФ)}.$$

$$\text{Для частоти 5 кГц: } C_{1.7} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_7^2 \cdot L_7} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 5000^2 \cdot 0,033} = 0,031 (\text{мкФ}).$$

$$\text{Для частоти 12 кГц: } C_{1.8} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_8^2 \cdot L_8} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 12000^2 \cdot 0,0168} = 0,01 (\text{мкФ}).$$

Ємності конденсаторів, що потрібні для утворення коливального контура, заносимо в табл. 3.4.

Таблиця 3.4 – Ємності конденсаторів, що утворюють коливальний контур для відповідних частот

f, Гц	50	100	250	500	1000	2200	5000	12000
C ₁ , мкФ	4,7	2,3	0,68	0,31	0,15	0,072	0,031	0,01

Таким чином розраховуються гіратори еквалайзера на основі диференціального підсилювача (рис. 3.8).

Розрахунок графічного еквалайзера на основі підсумовування сигналів смугових фільтрів.

Вихідними даними для розрахунку такого еквалайзера є: глибина регулювання в кожній смузі – 24дБ; частотний діапазон 18 - 21000 Гц; кількість частотних смуг регулювання – 11.

Всі позначення зроблені відповідно до схем, зображених на рис. 3.12, 3.14.

Резонансна частота фільтра визначається з виразу:

$$\omega_{11} = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}.$$

Еквівалентна добротність

$$Q_{\Pi} = \frac{\sqrt{R_2 C_1 / R_1 C_2}}{(1 + C_2 / C_1)}.$$

Кроковий коефіцієнт для резонансних частот фільтрів

$$K = \left(\frac{f_a}{f_n} \right)^{1/N} = \left(\frac{21000}{18} \right)^{1/11} = 1,90;$$

де N – кількість частотних смуг еквалайзера.

Вираз для N буде таким:

$$N = \frac{\lg\left(\frac{f_v}{f_n}\right)}{\lg K} = \frac{\lg(21000/18)}{\lg 1,90} = 11 \text{ (смуг)}.$$

При відношенні резонансних частот 1,90, у смузі частот 18 Гц... 21 кГц розгашуються 11 фільтрів. При такому поділу звукового діапазону частот оптимальна добротність фільтрів, яка забезпечує найменні коливання АЧХ еквайзера у середніх положеннях регуляторів,

$$Q = \frac{\sqrt{K}}{K-1} = \frac{\sqrt{1,90}}{1,90-1} = 1,53.$$

Мінімальний коефіцієнт передачі суматора для сигналів з виходу фільтрів

$$K_{A\max} = \frac{R_5}{R_{3A}}.$$

Значення цих опорів відповідно дорівнює 3 кОм та 3,3 кОм.

$$K_{A\max} = \frac{3}{3,3} = 0,909 \text{ } (-0,828\text{дБ}).$$

Глибина регулювання визначається відношенням опорів резисторів

$$K_p = \frac{R_{4A} + R_{3A}}{R_{3A}},$$

$$K_p = \frac{47+3,3}{3,3} = 15,24(23,66\text{дБ} \approx 24\text{дБ}).$$

За умови, що $C_1 = C_2$ добротність забезпечується відповідним вибором опорів резисторів R_1 та R_2

$$R_2 = (2Q)^2 R_1.$$

Оберемо $R_1 = 12 \text{ кОм}$, визначимо R_2 :

$$R_2 = (2 \cdot 1,53)^2 \cdot 12 \cdot 10^3 = 112,4(\text{кОм}).$$

Коефіцієнт передачі на цій частоті

$$K_{\Pi} = \frac{R_2 C_2}{R_1 (C_1 + C_2)}.$$

Очевидно, що коефіцієнт передачі не буде залежати від ємностей тоді коли вони будуть рівними.

В такому випадку формулу можна привести до вигляду

$$K_{\Pi} = \frac{R_2}{2 \cdot R_1}.$$

$$K_{\Pi} = \frac{102,4}{2 \cdot 12} = 4,68 \text{ або } 13,4 \text{ дБ.}$$

Визначимо резонансні частоти смугових фільтрів. Оскільки відношення резонансних частот 1,90, то отримаємо такі значення:

$$f_1 = f_n \cdot \sqrt{K} = 18 \cdot \sqrt{1,90} = 24,8 (\Gamma\text{ц}).$$

$$f_2 = f_1 \cdot K; f_2 = 24,8 \cdot 1,90 = 47,1 (\Gamma\text{ц}) \approx 47 \Gamma\text{ц}.$$

$$f_3 = f_2 \cdot K; f_3 = 47 \cdot 1,90 = 89,3 (\Gamma\text{ц}) \approx 89 \Gamma\text{ц}.$$

$$f_4 = f_3 \cdot K; f_4 = 89 \cdot 1,90 = 169,1 (\Gamma\text{ц}) \approx 169 \Gamma\text{ц}.$$

$$f_5 = f_4 \cdot K; f_5 = 169 \cdot 1,90 = 321,1 (\Gamma\text{ц}) \approx 321 \Gamma\text{ц}.$$

$$f_6 = f_5 \cdot K; f_6 = 321 \cdot 1,90 = 609,9 (\Gamma\text{ц}) \approx 610 \Gamma\text{ц}.$$

$$f_7 = f_6 \cdot K; f_7 = 610 \cdot 1,90 = 1159 (\Gamma\text{ц}).$$

$$f_8 = f_7 \cdot K; f_8 = 1159 \cdot 1,90 = 2202,1 (\Gamma\text{ц}) \approx 2202 \Gamma\text{ц}.$$

$$f_9 = f_8 \cdot K; f_9 = 2202 \cdot 1,90 = 4183,8 (\Gamma\text{ц}) \approx 4184 \Gamma\text{ц}.$$

$$f_{10} = f_9 \cdot K; f_{10} = 4184 \cdot 1,90 = 7949,6 (\Gamma\text{ц}) \approx 7950 \Gamma\text{ц}.$$

$$f_{11} = f_{10} \cdot K; f_{11} = 7950 \cdot 1,90 = 15105 \Gamma\text{ц}.$$

Ємності визначаються виходячи з умови

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_p \cdot \sqrt{R_1 R_2}}.$$

$$\text{Для частоти } f_1: C_{1,1} = C_{1,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 24,8 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 0,175 (\text{мкФ}).$$

$$\text{Для частоти } f_2: C_{2,1} = C_{2,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 47 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 0,092 (\text{мкФ}).$$

$$\text{Для частоти } f_3: C_{3,1} = C_{3,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 89 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 48,7 (\text{нФ}).$$

$$\text{Для частоти } f_4: C_{4,1} = C_{4,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 169 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 25,6(\text{нФ}).$$

$$\text{Для частоти } f_5: C_{5,1} = C_{5,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 321 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 13,5(\text{нФ}).$$

$$\text{Для частоти } f_6: C_{6,1} = C_{6,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 610 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 7100(\text{нФ}).$$

$$\text{Для частоти } f_7: C_{7,1} = C_{7,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 1159 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 3740(\text{нФ}).$$

$$\text{Для частоти } f_8: C_{8,1} = C_{8,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 2202 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 1970(\text{нФ}).$$

$$\text{Для частоти } f_9: C_{9,1} = C_{9,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 4184 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 1036(\text{нФ}).$$

$$\text{Для частоти } f_{10}: C_{10,1} = C_{10,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 7950 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 545(\text{нФ}).$$

$$\text{Для частоти } f_{11}: C_{11,1} = C_{11,2} = \frac{1}{2\pi \cdot 15105 \cdot \sqrt{12 \cdot 10^3 \cdot 112,4 \cdot 10^3}} = 287(\text{нФ}).$$

В побутовій апаратурі достатньо використовувати 3 - 5 смугових фільтрів, тобто навіть октавні еквалайзери мають певну надмірність.

Контрольні запитання

1. Дайте класифікацію існуючих способів побудови еквалайзерів.
2. Чим графічні еквалайзери відрізняються від параметричних?
Назвіть переваги і недоліки таких пристроїв.
3. Назвіть і дайте означення основним параметрам еквалайзера.
4. Чому паралельне з'єднання фільтрів в еквалайзері доцільніше за послідовне?
5. Чому вузли з котушками індуктивності не набули поширення в якісних моделях еквалайзерів?
6. Що таке гіратор? Поясніть, які переваги і недоліки він має.
7. Як визначаються резонансні частоти фільтрів в графічних еквалайзерах?
8. Які фільтри, що застосовуються в еквалайзерах, не потребують ретельного підбору RC елементів?
9. Визначіть кількість смуг регулювання в октавному еквалайзері, що працює в частотному діапазоні 20 Гц – 20 кГц.
10. Як знайти глибину регулювання еквалайзера на основі підсумовування сигналів смугових фільтрів?

4 Кросовери

4.1 Фільтри

Відомо, що незначна зміна частот поділу смуг НЧ і СЧ в трикутній акустичній системі може помітно вплинути на якість звучання. Оскільки кросовер не забезпечує ідеальне розділення смуг, існує зона сумісної дії. В ній одночасно звучить як гучномовець (loud-speaker) НЧ, так і гучномовець СЧ. Фазові спотворення між відтвореними ними сигналами істотно впливають на формування звуку. Сума стереосигналів, що виникає в цьому частотному діапазоні, може як покращувати, так і погіршувати звукову картину. Фазові спотворення високоякісного гучномовця повинні бути мінімальними, але це тільки одна сторона проблеми. Важливо, щоб зсув фази між вихідними напругами фільтрів кросовера в смузі їх сумісної дії не змінювався та був мінімальний.

Максимальний фазовий зсув (phase alignment) і крутість (steepness) спаду АЧХ за межами смуги пропускання фільтра визначаються його порядком і складають 90 градусів і 6 дБ/октаву на кожен порядок. Тобто фільтр першого порядку забезпечує згасання 6 дБ/октаву при повному фазовому зсуві 90 градусів, фільтр другого порядку – 180 градусів та 12 дБ/октаву і т.д. На частоті зрізу згасання фільтра складає 3 дБ, а фазовий зсув – половину від повного (тобто 45 градусів для фільтра першого порядку і 90 – для другого). Від типу фільтрів кросовера залежить плавність вигину АЧХ в області частоти зрізу і сумарні АЧХ та ФЧХ (phase-frequency characteristic) гучномовця.

У промислових конструкціях активних кросоверів найбільшого поширення набули побудовані на повторювачах фільтри Батерворта, Беселя і Салена-Кі. Як правило, використовуються фільтри другого порядку. Кожен з перерахованих фільтрів має свої переваги та недоліки. Фільтри Беселя мають найрівнішу фазову характеристику (як у одиночного RC-кола), але їх сумарна АЧХ має провал в 3 дБ на частоті поділу. Фільтри Батерворта забезпечують плоску сумарну АЧХ, але їх фазова характеристика найкрутіша. Нарешті, фільтри Салена-Кі (рівнокомпонентні фільтри) зручні в серійному виробництві, оскільки для них потрібні деталі однакових номіналів і з великим допустимим відхиленням. Цього не можна сказати про фільтри Батерворта і Беселя, які вимагають точних радіоелементів. Проте фазова і частотна характеристики рівнокомпонентних фільтрів найгірші, тому їх використовують тільки в дешевих моделях кросоверів.

Найцікавіше полягає не в частотних і не у фазових характеристиках, а у відносному фазовому зсуві сигналів між виходами ФВЧ (high-pass filter) і ФНЧ (low-pass filter). Для фільтрів другого порядку він близький до 180 градусів у всій смузі частот, але зберігається постійним він тільки для фільтра Батерворта. Для фільтрів Беселя і Салена-Кі поблизу частоти

поділу фазовий зсув зменшується. Результат моделювання "ідеальних" фільтрів другого порядку з частотою поділу 400 Гц поданий на рис. 4.1, 4.2.

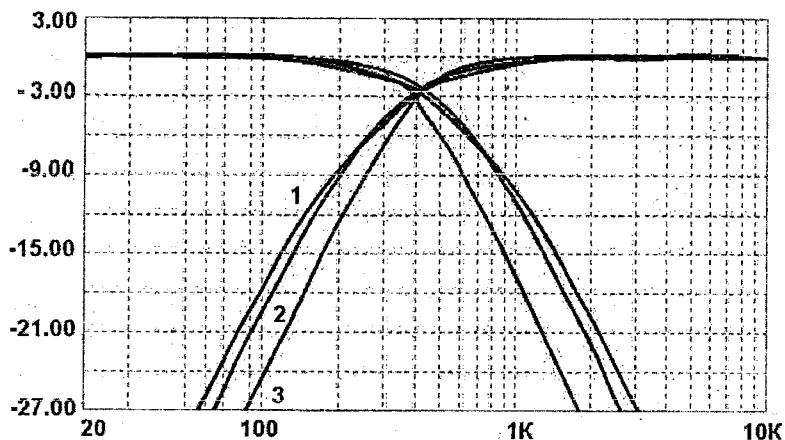


Рисунок 4.1 – АЧХ ідеальних фільтрів: 1 – фільтр Салена - Кі, 2 – Беселя, 3 – Батерворта

"Горб" на фазових характеристиках (рис. 4.2) вказує на те, що різниця фаз в області частоти поділу досить різко змінюється, відповідно може змінюватися і локалізація джерела звуку. Така ж картина спостерігатиметься при зміні частоти зрізу одного з фільтрів, що іноді застосовується при настройці сумарної системи АЧХ.

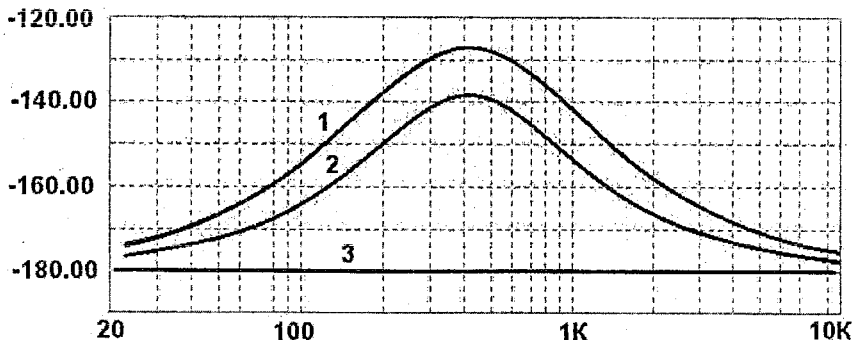


Рисунок 4.2 – Фазовий зсув ідеальних фільтрів: 1 – фільтр Салена - Кі, 2 – Беселя, 3 – Батерворта

Будь-який фільтр використовує реактивні елементи – конденсатори і котушки індуктивності, тому вносить до сигналу фазові і часові спотворення. ФНЧ вносять до сигналу запізнювання і відставання за

фазою, яке можна до певної міри скоректувати фазообертачем. При використанні фільтра Беселя другого порядку у поєднанні з таким фазовим коректором можна отримати фільтр з абсолютно лінійною фазовою характеристикою. ФВЧ формують не відставання, а випередження за фазою, що не узгоджується з сигналом від ФНЧ.

Проблема вирішується, якщо для формування сигналу смути вищих частот скористатися фільтром додаткової функції (ФДФ). Вихідний сигнал такого фільтра формується шляхом віднімання від вхідного сигналу його частини, що пройшла через ФНЧ. В цьому випадку відбувається компенсація фазових спотворень і різниці фаз сигналів на виході ФНЧ і ФДФ зберігається постійною у всій смузі частот. Проте у ФДФ є істотний недолік – крутість спаду АЧХ складає тільки 6 дБ/октаву, що може іноді виявитися недостатнім. За такою схемою виконують кросовери з синхронним регулюванням частоти поділу суміжних смуг. В них регулюється тільки частота зрізу ФНЧ, а смуга ВЧ синхронно змінюється за рахунок використання ФДФ.

Для зміни частоти зрізу в активному фільтрі необхідно синхронно змінювати параметри частотозалежних ланок. Для плавного регулювання частоти зрізу використовують потенціометри. Так, для перебудови фільтра другого порядку в двоканальному кросовері потрібний чотирьохсекційний потенціометр. З метою зменшення собівартості в дешевих моделях кросоверів використовують спрощені фільтри другого порядку, в яких змінюється за частотою тільки одна ланка. Такі фільтри не можна віднести до якого-небудь конкретного типу, тому що "ідеальний" фільтр виходить тільки в одному з крайніх положень регулятора. Результати моделювання для таких фільтрів наведені на рис. 4.3, 4.4.

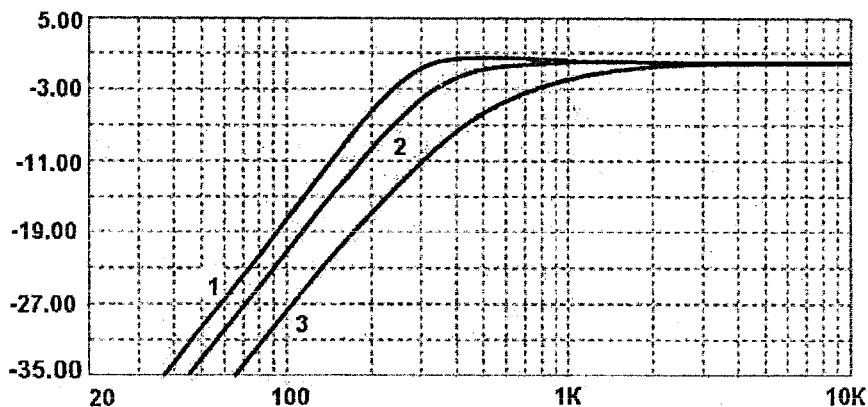


Рисунок 4.3 – АЧХ спрощених фільтрів: 1 – фільтр Салена - Кі, 2 – Беселя, 3 – Батерворта

Нарешті, в басовій ланці вбудованих кросоверів деяких підсилювачів використовуються ФВЧ змінної добротності, що дозволяють отримати підйом АЧХ в районі частоти зрізу до 10 дБ. Таке рішення дозволяє виключити окремий каскад бас-бустера, але одночасно вносить значні фазові спотворення. В даному випадку це цілком допустимо, тому що на частоті 30...40 Гц зсув фази на слух не сприймається.

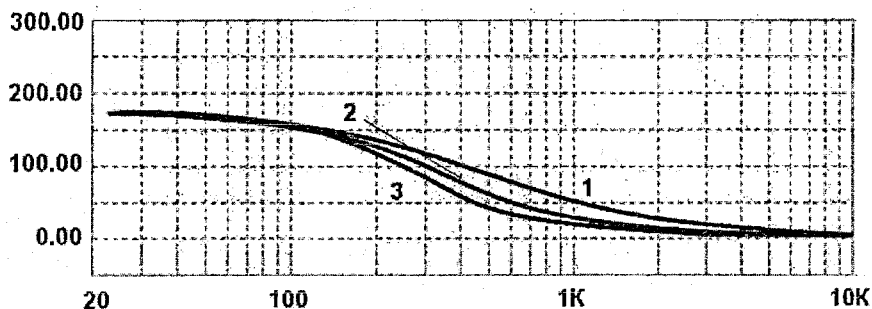


Рисунок 4.4 – ФЧХ спрощених фільтрів: 1 – фільтр Салена - Кі, 2 – Беселя, 3 – Батерворта

Проте в діапазоні середніх частот, де працює фазовий механізм локалізації джерела сигналу, бажано використовувати фільтри з лінійними ФЧХ. Це виключить "розмитість" сцени і підвищить точність локалізації джерел сигналу, особливо при просторово рознесених НЧ і СЧ гучномовцях.

4.2 Схеми кросоверів

Основними ланками кросоверів є фільтри, тому розглянемо особливості їх розрахунків.

На рис. 4.5 наведена схема ФНЧ, а в табл. 4.1 – формули для розрахунку його елементів в залежності від виду фільтра.

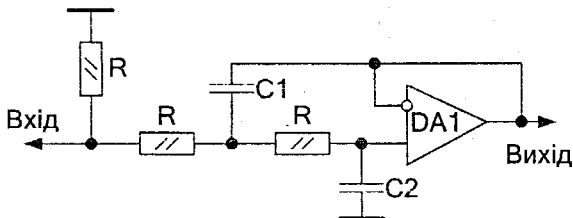


Рисунок 4.5 – Схема ФНЧ

Таблиця 4.1 – Формули для розрахунку ФНЧ

Формули для розрахунків ФНЧ		$C = \frac{1}{2\pi FR}$
Беселя	Батерворта	Рівнокомпонентний
$C1 = 0,661 \cdot C$	$C1 = 1,414 \cdot C$	$C1 = 0,667 \cdot C$
$C2 = 0,5 \cdot C$	$C2 = 0,707 \cdot C$	$C2 = 0,667 \cdot C$

На рис. 4.6 зображена схема ФВЧ, а в табл. 4.2 – формули для розрахунку його елементів в залежності від виду фільтра

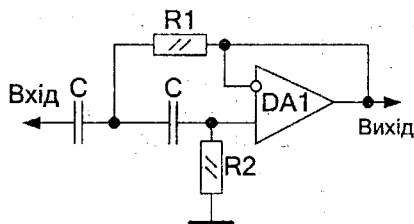


Рисунок 4.6 – Схема ФВЧ

Таблиця 4.2 – Формули для розрахунку ФВЧ

Формули для розрахунків ФВЧ		$R = \frac{1}{2\pi FC}$
Беселя	Батерворта	Рівнокомпонентний
$R1 = 1,5 \cdot R$	$R1 = 0,707 \cdot R$	$R1 = 1,5 \cdot R$
$R2 = 2 \cdot R$	$R2 = 1,414 \cdot R$	$R2 = 1,5 \cdot R$

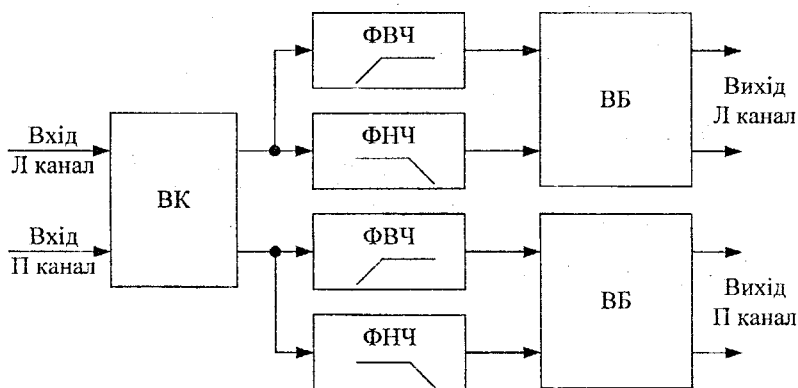


Рисунок 4.7 – Структурна схема стереокросовера Лінквіца-Райлі (ВК – вхідний каскад; ВБ – вихідний буфер або вихідний каскад)

Розглянемо структурну схему двохсмугового стереокросовера Лінквіца-Райлі (рис. 4.7), частота поділу (crossover frequency) якого визначається на рівні -6 дБ, а не традиційно -3 дБ, що є важливою різницею між фільтрами Батерворта та фільтрами кросовера Лінквіца-Райлі. Результуюча АЧХ кросовера плоска, а також, на відміну від фільтрів Батерворта, сигнали від обох фільтрів є у фазі в широкому частотному діапазоні.

Двосмуговий стереокросовер поділяється на три блоки:

- вхідний каскад ВК – узгоджує фільтри з джерелами звукового сигналу, щоб уникнути значних частотних та фазових спотворень;
- блок фільтрів ФНЧ і ФВЧ;
- вихідні каскади ВБ – узгоджують кросовер з навантаженнями, які можуть мати різний опір; це також важливо для зменшення впливу навантаження на характеристики фільтрів.

Для монокросовера використовують половину стереосхеми, на вхід подають суму сигналів Л і П.

Схема фільтрів двосмугового кросовера Лінквіца-Райлі наведена на рис. 4.8.

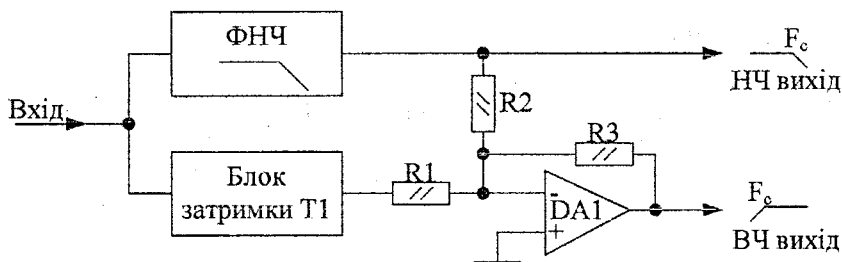


Рисунок 4.8 – Схема фільтрів кросовера Лінквіца-Райлі

На рис. 4.9 зображена схема ФНЧ.

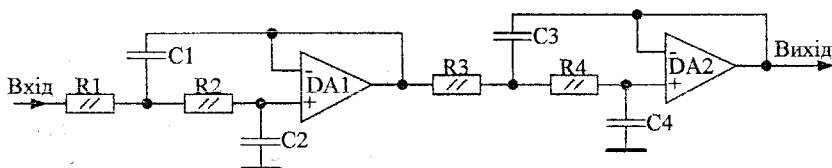


Рисунок 4.9 – Схема електрична ФНЧ

Розрахунок елементів ФНЧ проводиться за такими формулами:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R,$$

$$C_1 = C_3 = CB, \quad C_2 = C_4 = CA,$$

$$CA = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2} \cdot R \cdot F},$$

$$CB = \frac{\sqrt{2}}{2\pi \cdot R \cdot F}, \quad \text{де } F - \text{частота поділу кросовера.}$$

На рис. 4.10 наведено схему блока затримки Т1.

Розрахунок елементів схеми здійснюється за формулами:

$$C_1 = C_2 = C,$$

$$R_3 = 2R_1,$$

$$R_1 = \frac{1}{2\sqrt{2} \cdot \pi \cdot C \cdot F},$$

$$R_2 = R_5 = 2R_4,$$

$$R_2 = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot C \cdot F}, \quad \text{де } F - \text{частота поділу кросовера.}$$

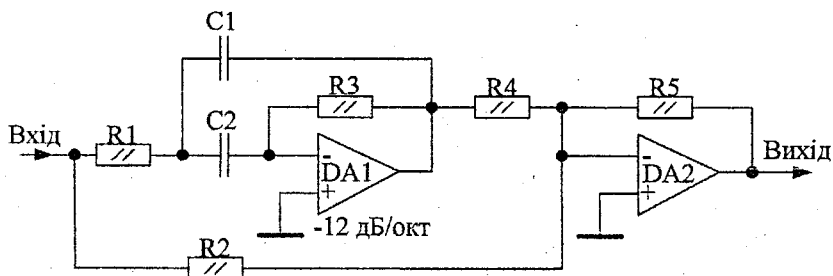


Рисунок 4.10 – Схема блока затримки Т1

Вибираємо однаковими опори резисторів суматора на ВЧ виході (рис. 4.8).

На рис 4.11 наведена структурна схема трисмугового кросовера Лінквіца-Райлі.

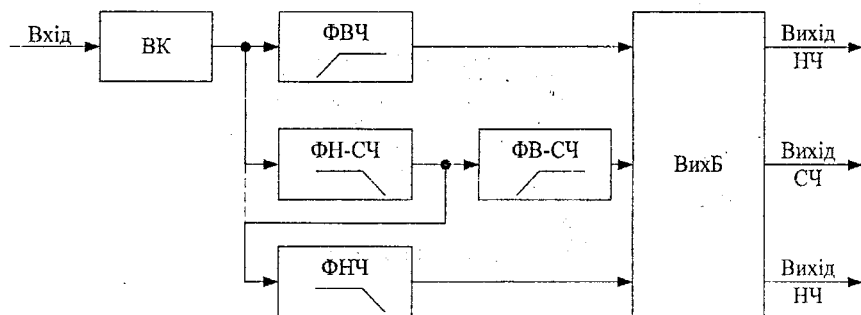


Рисунок 4.11 – Структурна схема трисмугового кросовера Лінквіца-Райлі
(ВК – вхідний каскад; ФН-СЧ – фільтр низьких – середніх частот;
ФВ-СЧ – фільтр високих – середніх частот;
ВихБ – вихідний буфер або вихідний каскад)

Трисмуговий кросовер складається з чотирьох блоків:

- вхідний каскад ВК – узгоджує фільтри з джерелами звукового сигналу, щоб уникнути значних частотних та фазових спотворень;
- блок фільтрів ФНЧ і ФВЧ;
- блок смугового фільтра ФСЧ, який складається з двох фільтрів ФНЧ і ФВЧ;
- вихідний каскад ВБ – узгоджує кросовер з навантаженнями, які можуть мати різний опір; це також важливо для зменшення впливу навантаження на характеристики фільтрів.

Функціональна схема, за якою будується трисмуговий кросовер Лінквіца-Райлі, зображена на рис. 4.12.

Блоки ФНЧ та затримки Т розраховуються так само, як і для двохсмугового кросовера, але замість однієї частоти F треба підставляти частоти F_1 або F_2 – частоти поділу.

Простий тест для активного кросовера полягає в під'єднанні резисторів опором 10 кОм до кожного з виходів, з'єднанні вільних кінців резисторів разом та приєднанні їх до навантаження – резистора опором 100 Ом. На вхід кросовера подається напруга з виходу аудіогенератора НЧ і вимірюється напруга на виході резистивного суматора. Більшість кросоверів забезпечує нерівномірність в смузі звукових частот не більше 3 дБ.

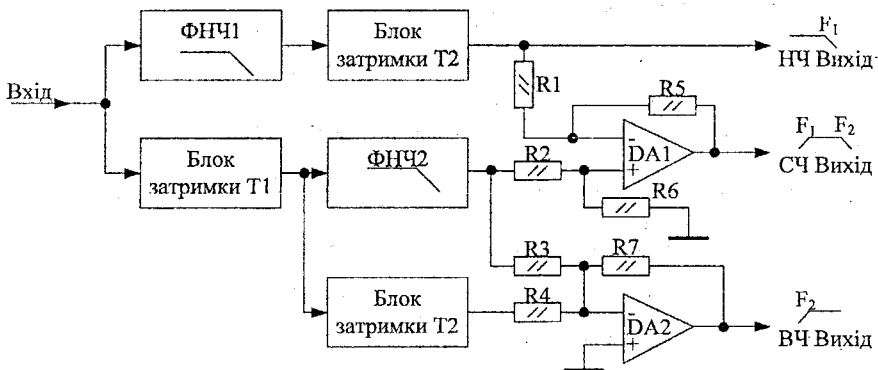


Рисунок 4.12 – Функціональна схема трисмутового кросовера Лінквіца-Райлі

4.3 Приклад розрахунку

Розглянемо послідовність розрахунку кросовера Лінквіца-Райлі з такими параметрами:

- кількість смуг – дві;
- частота поділу $F_c = 3000$ Гц;
- джерело живлення – стабілізована полярна напруга ± 15 В.

Загальна структурна схема такого пристрою наведена на рис. 4.13.

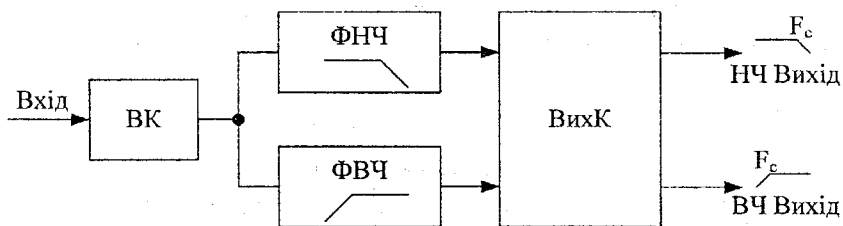


Рисунок 4.13 – Структурна схема кросовера (ВК – вхідний каскад; ВихК – вихідний каскад)

На рис. 4.8 подана схема двох фільтрів ФНЧ і ФВЧ кросовера. Обидва фільтри четвертого порядку, тобто формують нахил АЧХ поза смугами пропускання -24 дБ/окт. Для створення затримки в часі використовують блок Т1.

ФНЧ складається з двох каскадів (рис. 4.9), кожен з яких забезпечує нахил АЧХ поза смугою пропускання -12 дБ/окт.

Розрахунок ФНЧ проводимо таким чином:

- вибираємо ємність конденсаторів $C_1 = C_3 = C_A = 1 \text{ нФ}$;
- розраховуємо ємність конденсаторів $C_2 = C_4 = C_B = 2C_A = 2 \text{ нФ}$;
- визначаємо опір резисторів фільтра з формул

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$$

$$CA = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2} \cdot R \cdot F} \rightarrow R = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2} \cdot CA \cdot F_c} = \frac{1}{8,88 \cdot (1 \cdot 10^{-9}) \cdot 3000} = 37,5 \text{ (кОм)}.$$

Блок затримки Т1, який є складовою ФВЧ кросовера (рис. 4.10) розраховується в такій послідовності.

Спочатку вибираємо ємність конденсаторів:

$$C_1 = C_2 = C = 1 \text{ нФ}.$$

Розраховуємо опір резистора

$$R_1 = \frac{0,7071}{2\pi \cdot C \cdot F} = \frac{0,7071}{6,28 \cdot (1 \cdot 10^{-9}) \cdot 3000} = 37,5 \text{ (кОм)}.$$

Визначаємо опір резистора

$$R_3 = 2R_1 = 75 \text{ кОм}.$$

Вибираємо опір резистора $R_4 = 37,5 \text{ кОм}$.

Знаходимо опір резисторів

$$R_2 = R_5 = 2R_4 = 75 \text{ кОм}.$$

За структурною схемою складаємо повну схему електричну принципову кросовера (рис. 4.14)

Контрольні запитання

1. Як впливає на звуковідтворення застосування кросоверів?
2. Нарисуйте структурні схеми звуковідтворювальної апаратури з активним і пасивним кросоверами.
3. Поясніть причину появи «горба» у фазовому зсуві сигналів на виходах ФВЧ і ФНЧ кросовера.
4. Якого порядку фільтри застосовуються в кросоверах?
5. Нарисуйте схеми ФНЧ і ФВЧ другого порядку на операційних підсилювачах.
6. На якому рівні визначається частота поділу в кросовері Лінквіца-Райлі? Поясніть перевагу такого пристрою в порівнянні з кросоверами на основі фільтрів Батерворта.
7. Яку функцію виконує блок затримки в кросовері Лінквіца-Райлі? Наведіть структурну схему і поясніть роботу трикутного кросовера.

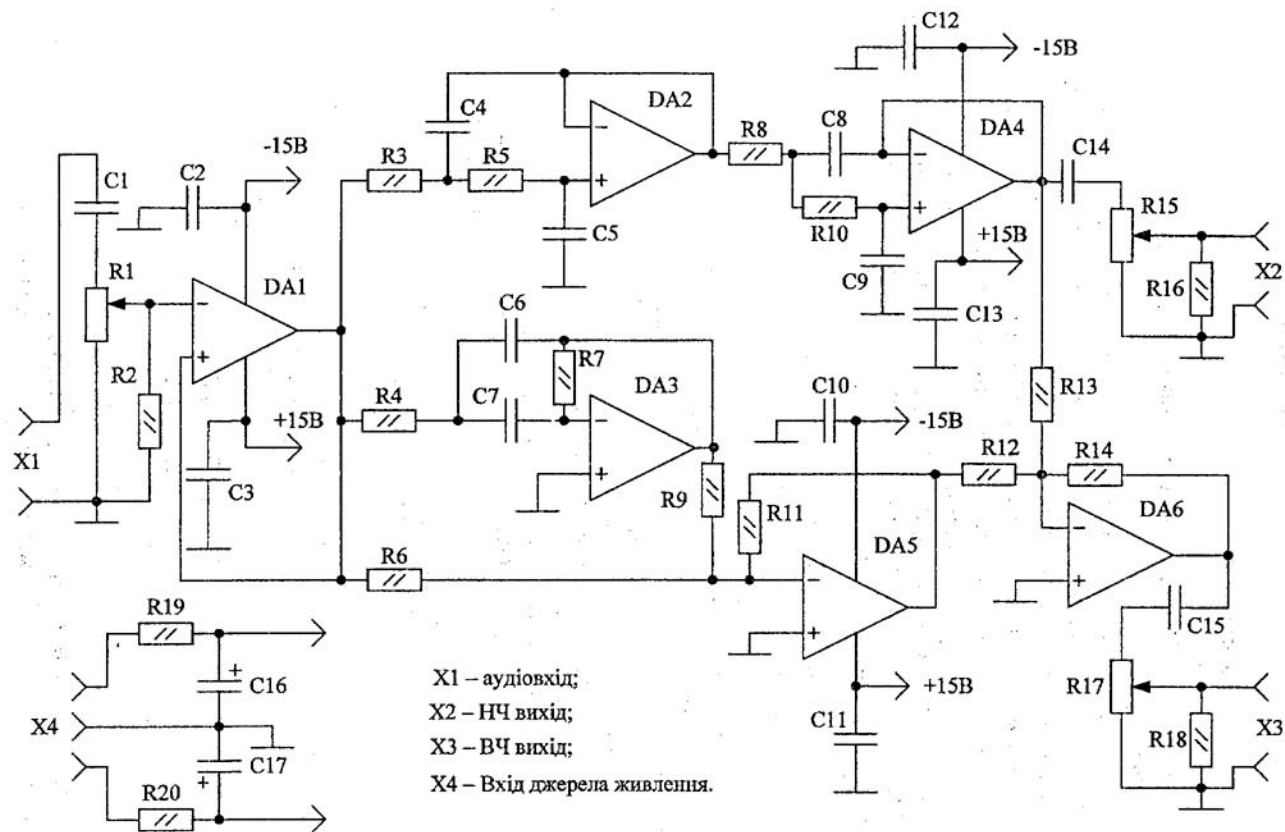


Рисунок 4.14 – Схема електрична принципова двосмутового кросовера

5.1 Схеми мікшерів

Класифікація мікшерів за схемними рішеннями, елементною базою наведена на рис. 5.1.

Активні схеми можна побудувати двома способами: на операційних підсилювачах та на транзисторах, які в свою чергу поділяються на схеми з ввімкненням спільний емітер та спільна база, а також мікшери за схемою диференціального підсилювача. Пасивні схеми можуть бути реалізовані на подільниках або за мостовими схемами ввімкнення.

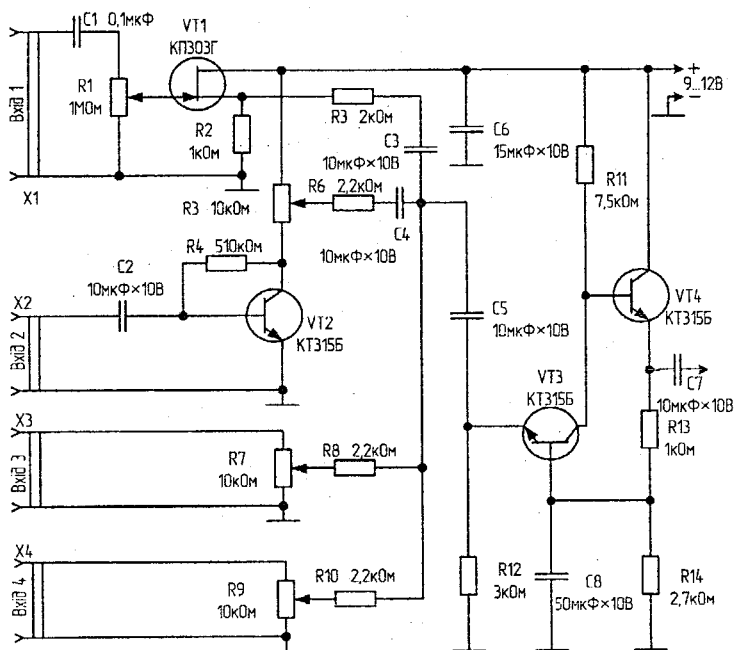
Чотириканальний мономікшер (рис. 5.2), побудований за схемою спільна база, дозволяє приєднати до його входів чотири джерела електричних сигналів звукової частоти й плавно регулювати рівень кожного із вхідних сигналів.



Рисунок 5.1 – Класифікація мікшерів

Вхідний опір (input resistance) першого каналу (Вхід 1) 1МОм, що дозволяє приєднувати джерело сигналу з великим вихідним опором.

Великий вхідний опір першого каналу мікшера реалізовано польовим транзистором VT1, який ввімкнено як витоковий повторювач (translator), а високу чутливість другому каналу забезпечує підсилювальний каскад на транзисторі VT2. Рівні сигналів у каналах регулюються змінними резисторами R1, R6, R7 і R9.



Відмінною рисою описаного мікшера є використання в його основному підсилювачі каскаду на транзисторі VT3, приєднаному за схемою спільної бази (СБ). Для такого каскаду характерний малий вхідний опір (30...50 Ом). Транзистор VT4 цього підсилювача приєднаний за схемою емітерного повторювача. Завдяки зворотному зв'язку за

постійним струмом між транзисторами режими встановлюються й підтримуються автоматично при змінах напруги джерела живлення в межах 9...12 В і навколишньої температури.

Через малий вхідний опір основного підсилювача кожен із сигналів, що надходять до нього від різних джерел, послаблюється приблизно в 100 разів (40 дБ). Взаємний вплив джерел вхідних сигналів виявляється незначним, тобто зміна рівня сигналу одного із джерел не приводить до помітної зміни рівня сигналу інших джерел. Каскад спільна база мікшера забезпечує високу "розв'язку" між джерелами сигналів. Емітерний повторювач VT4 забезпечує нормальну роботу мікшера на скранований кабель або провідник довжиною до 10 м.

Живлення мікшера здійснюється від батареї гальванічних елементів або від мережі 220 В через блок живлення з вихідною стабілізованою напругою 9...12 В. Струм споживання не перевищує 20 мА.

Число каналів мікшера можна збільшити або, навпаки, зменшити. Можна, наприклад, виключити зі схеми перший канал, якщо немає потреби у високоомному виході.

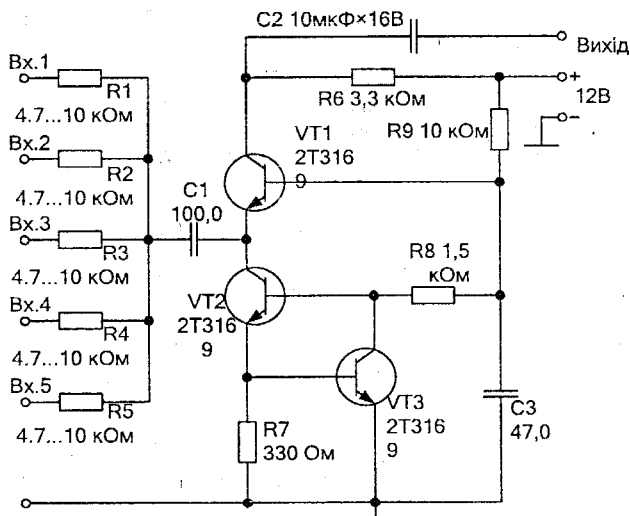


Рисунок 5.3 – П'ятиканальний мікшер за схемою спільна база

Ще одна схема мікшера наведена на рис. 5.3. За його допомогою можна здійснити змішування п'яти низькочастотних сигналів від різних джерел. В ньому транзистор VT1 працює за схемою спільна база. Вхідні сигнали через резистори R1 - R5 і конденсатор C1 визначають сумарний змінний струм в колі колектора транзистора. В коло емітера VT1

увімкнений генератор струму на транзисторах VT2, VT3, який визначає режим його роботи за постійним струмом. Підсилювальні властивості мікшера визначаються відношенням опорів резистора R6 і вихідного опору джерела сигналу, приєднаного через один з резисторів R1 – R5. Замість постійних резисторів R1 – R5 можна приєднати змінні резистори.

Мікшер побудований на одному транзисторі за схемою спільний емітер розрахований на роботу з двома джерелами напруги звукової частоти (рис. 5.4). Рівні вхідних сигналів можна змінювати змінними резисторами R3 і R7.

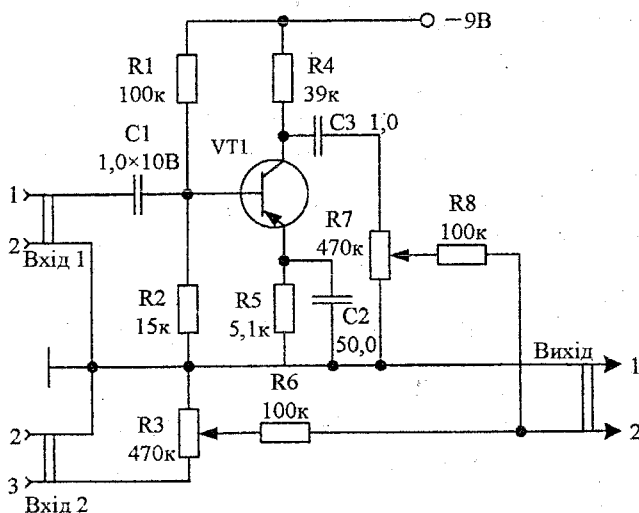


Рисунок 5.4 – Мікшер на одному транзисторі

Мікшер побудований на двох транзисторах за схемою спільний емітер (рис. 5.5) призначений для змішування низькочастотних сигналів від двох джерел. Сигнали подаються на бази транзисторів VT1 і VT2 з повзунків змінних резисторів R1 і R2 і додаються на резисторі R5. Змінні резистори R11, R12 і конденсатори C7, C8 утворюють RC-коло, за допомогою якого можна змінювати амплітудно-частотну характеристику мікшера.

Ще один п'ятиканальний мікшер (рис. 5.6) призначений для змішування і регулювання рівнів звукових сигналів від п'яти електродинамічних мікрофонів або інших джерел звукових сигналів з малим рівнем напруги. З виходу мікшера сигнал можна подати на вхід підсилювача потужності або на пристрій звукозапису. Мікшер має роздільне регулювання підсилення на кожному з п'яти входів, а також

загальне регулювання підсилення і тембру за низькими і високими частотами. Звукові сигнали (sound signal) через входні роз'єми поступають на регулятори гучності кожного каналу і далі через резистори R6 – R10 надходять на інвертувальний вхід (inverting output) операційного підсилювача (ОП) DA1. Неінвертувальний вхід ОП з'єднаний із загальним проводом через резистор для зменшення напруги зсуву. ОП забезпечує підсилення за напругою 200 і є основою активного регулятора тембру за низькими і високими частотами в межах ± 19 дБ.

При роботі від електричних мікрофонів, що не мають вбудованого джерела живлення, його можна отримати від мікшера, стабілізувавши напругу на рівні 1,5..3 В.

Схема пасивного мікшера наведена на рис. 5.7. В ньому використані три змінних і три постійних резистори. На входний роз'єм X1 подають сигнал амплітудою 2...3 мВ з низькоомного джерела, наприклад, з електродинамічного мікрофона або електромагнітного звукознімача електрогітари. Роз'єм X2 призначений для приєднання мікшера до лінійного виходу магнітофона, радіоприймача, тюнера з вихідними сигналами амплітудою до 150 мВ.

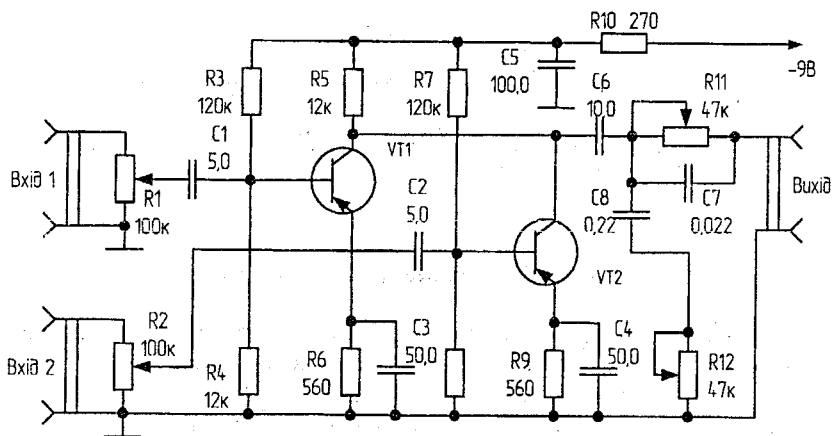


Рисунок 5.5 – Мікшер на двох транзисторах

Зі змінних резисторів R1, R2 обидва входні сигнали через резистори R3, R4 поступають на подільник R5, R6. Вихідний сигнал знімається з резистора R5. Рівень кожного із змішуваних сигналів встановлюють резистором R1 або R2.

В схемі мікшера на основі диференціального каскаду (рис. 5.8) застосовані два транзистори, змінні резистори у входних і вихідних колах. Наявність змінних резисторів R1 і R9 дозволяє регулювати напруги сигналів на входах каскаду для зміни коефіцієнта змішування і запобігання перевантаження. Змінний резистор R5, приєднаний між колекторами транзисторів VT1 і VT2, дає можливість додавати сигнали в будь-яких співвідношеннях. Наприклад, у правому положенні його повзунка сигнал з другого входу підсилюється більше, ніж з першого. У середньому положенні змінного резистора R5 обидва сигнали підсилюються приблизно однаково (в 10 - 15 разів). Вхідний опір кожного каскаду близько 40 кОм, вихідний близько 4 кОм. Напруга живлення 9 В, струм споживання – до 2 мА.

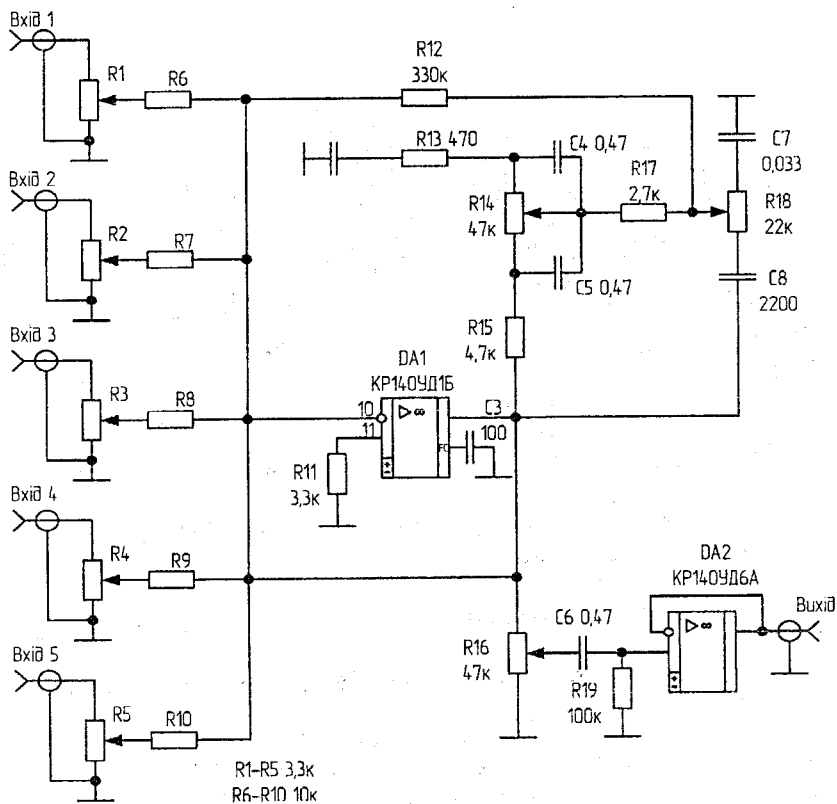


Рисунок 5.6 – П'ятиканальний мікшер на ОП

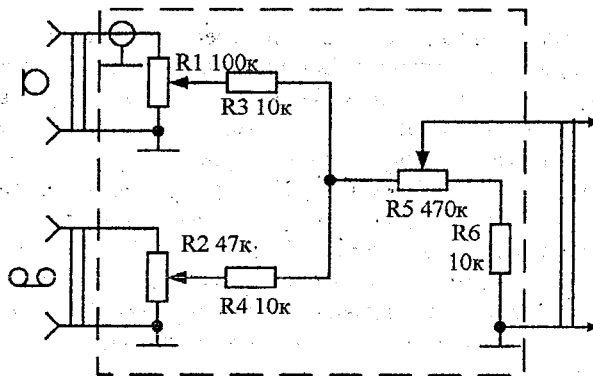


Рисунок 5.7 – Мікшер на резисторах

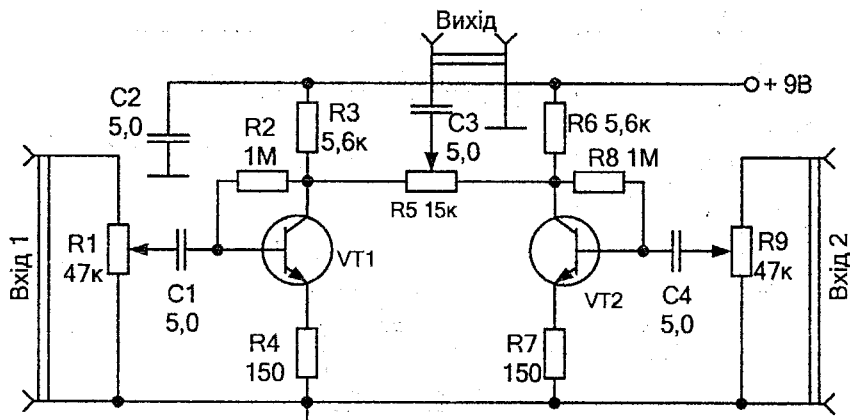


Рисунок 5.8 – Мікшер на основі диференціального каскаду

5.2 Розрахунок стереомікшера

Нижче наводиться приклад розрахунку стереомікшера за такими вимогами.

1. Експлуатаційне призначення: стереомікшер пульта звукооператора, який призначений для об'єднання одного стереосигналу з двома моносигналами (останні мають по одному входу з стандартним рівнем сигналу та по одному входу з рівнем сигналу на порядок вище).

2. Вхідні параметри стереомікшера такі:

– для першого каналу:

$U_{BX1}=0,775 \text{ мВ}, R_{BX1} = 10 \text{ кОм};$
 $U_{BX2}=77,5 \text{ мВ}, R_{BX2} = 220 \text{ кОм};$
 – для другого каналу:
 $U_{BX3}=0,775 \text{ мВ}, R_{BX,3} = 10 \text{ кОм};$
 $U_{BX4}=77,5 \text{ мВ}, R_{BX4} = 220 \text{ кОм};$
 – для третього стереоканалу:
 $U_{BX5}=U_{BX6}=250 \text{ мВ}, R_{BX5}=R_{BX6}=22 \text{ кОм}.$

3. Варіант виконання: стаціонарний, джерелом напруги живлення є блок живлення постійної напруги, працюючий від побутової електричної мережі змінного струму частотою 50 Гц, $220 \pm 22 \text{ В}$.

4. Підсилювальні елементи: операційні підсилювачі. При використанні операційних підсилювачів ми можемо отримати більш високе значення коефіцієнта корисної дії, ніж в транзисторному виконанні, зменшення спотворень.

5. Вихідні параметри: $U_{ВИХ}=775 \text{ мВ}$, $R_{ВИХ}=10 \text{ кОм}$, узгодження за потужністю, симетричний вихід для зменшення синфазних перешкод.

6. Частотний діапазон виходу: $20 \text{ Гц} \div 20 \text{ кГц}$. Це означає, що даний стереомікшер пульта звукооператора повинен мати рівномірну амплітудно-частотну характеристику в цій смузі.

7. Частотні спотворення (frequency distortion): $M_{Н1}=2,3 \text{ дБ}$, $M_{В1}=2,3 \text{ дБ}$, $M_{Н2}=1,8 \text{ дБ}$, $M_{В2}=1,8 \text{ дБ}$, $M_{НВ,СТЕРЕО}=2,2 \text{ дБ}$. Це означає, що загальний коефіцієнт підсилення на межі смуги проникнення в області низьких частот та в області високих частот, по кожному з каналів повинен відповідати заданим параметрам.

8. Регулювання стандартні. Це означає, що для регулювання низьких та високих частот потрібно мати незалежні один від одного регулятори з глибиною регулювання спаду - підйому АЧХ на 15 дБ.

9. Стереомікшер пульта звукооператора також повинен мати індикатор рівня сигналу та контрольно-головні телефони.

10. Пристрій повинен мати індикатори перевантаження на входах всіх каналів.

11. Пристрій повинен мати вихід для контролю роботи пристрою за допомогою головних телефонів.

5.2.1 Попередній розрахунок

Узагальнена структурна схема мікшера

Після детального аналізу, що таке сучасний мікшер, які він виконує функції, можна запропонувати таку узагальнену структурну схему розроблюваного пристрою (рис. 5.9).

Пристрій буде працювати таким чином. Вхідні сигнали надходять на індивідуальні канали обробки (КАНАЛ), де вони підсилюються за рівнем, корегуються за частотою, перерозподіляються між двома стереоканалами. Сформовані вихідні сигнали каналів надходять до блока суматорів (Σ). У цьому блоці будуть розташовані два суматора, які формують стереосигнали.

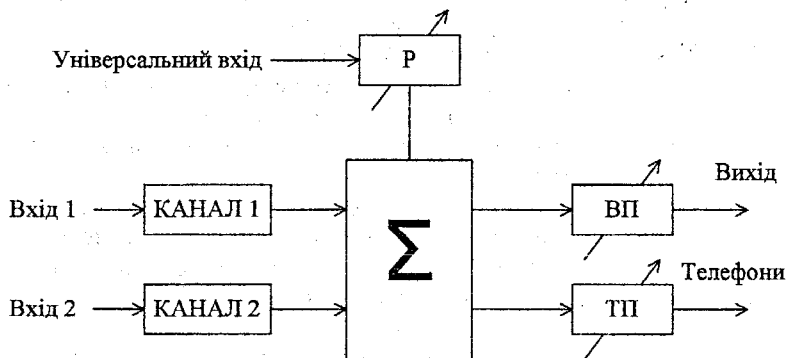


Рисунок 5.9 – Узагальнена структурна схема мікшера

Передбачимо ще один універсальний вхід у блоці суматорів. На цьому вході сигнал не буде підсилюватися, а тільки змінюватися за рівнем регулятора (Р).

Після блока суматорів розташуємо вихідні підсилювачі (ВП) зі змінним коефіцієнтом передачі, телефонні підсилювачі (ТП) для суб'єктивного контролю якості сформованих напруг.

Вузол КАНАЛ мікшера може бути побудований за схемою, що зображена на рис.5.10.

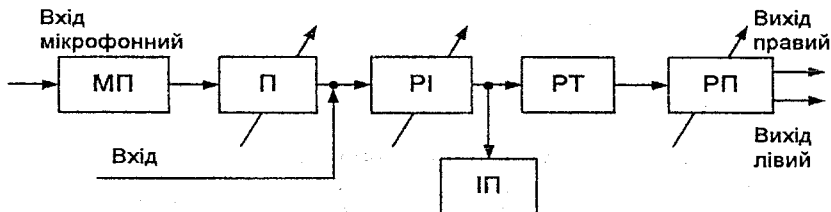


Рисунок 5.10 – Структурна схема вузла КАНАЛ

Для збільшення динамічного діапазону вхідних сигналів реалізуємо у вузлі КАНАЛ двокаскадний підсилювач:

– перший каскад з чутливим мікрофонним входом (МП)

$$U_{ВХМ} = (0,775 - 77,5) \text{ мВ},$$

номінальна вхідна напруга:

$$U_{вхном} = \sqrt{U_{вхmax} \cdot U_{вхmin}} = \sqrt{0,775 \cdot 77,5} = 7,75 \text{ (мВ)};$$

– другий каскад з регулятором чутливості (П)

$$U_{ВХ} = (7,75 - 775) \text{ мВ},$$

номінальна вхідна напруга:

$$U_{вхо} = \sqrt{U_{вхmax} \cdot U_{вхmin}} = \sqrt{7,75 \cdot 775} = 77,5 \text{ (мВ)}.$$

Таким чином, підсилювач П буде змінювати чутливість в межах не менше 40 дБ.

До складу вузла КАНАЛ будуть входити також регулятор рівня сигналу індивідуальний (РІ) та індикатор перевантаження (ІП). Обов'язковим у вузлі КАНАЛ є не дуже складний регулятор тембру РТ. На виході встановлюємо регулятор панорами каналний (РП).

Регулятори рівня сигналу

В пристрої, що розробляється, передбачаються регулятори рівня. Вони можуть бути побудовані за пасивною або активною схемами: (рис. 5.11) [5].

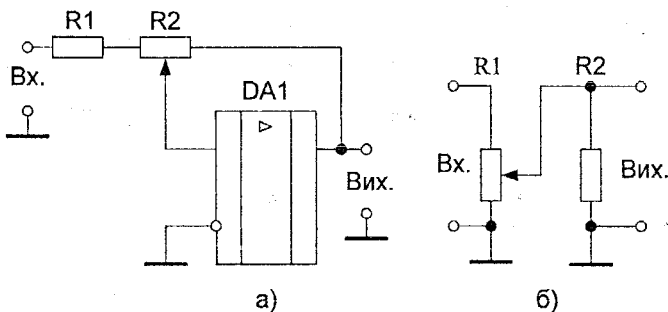


Рисунок 5.11 -- Регулятори рівня сигналу

Вуху людини має, як відомо, нелінійну характеристику чутливості, що у великому діапазоні звукового тиску мало відрізняється від логарифмічної. У зв'язку з цим для регулювання рівня сигналу слід віддавати перевагу змінним резисторам з показниковою характеристикою залежності опору від кута повороту осі. Задовільну апроксимацію показникової характеристики можна отримати, використовуючи лінійний змінний резистор групи А (рис. 5.11, а), аналогічний ефект забезпечує схема, (рис.5.11, б) при умові $R_1/R_2 = 7,8$ [5].

Застосуємо в мікшері обидві схеми, віддавши перевагу активній у вхідному підсилювачі індивідуальних каналів (у зв'язку з маленьким рівнем сигналів). В решті випадків використовуємо пасивну схему.

Регулятор панорами

В мікшері в індивідуальних каналах буде встановлено регулятор панорами, який за принципом дії нагадує регулятор балансу в стереофонічних підсилювачах. Для реалізації цієї функції у тракці підсилення лівого і правого каналів вмикають додаткові спарені регулятори рівня, що діють “протифазно” (рис. 5.12,а) [5]. Недоліком такого регулятора є “провал” сумарної потужності обох каналів у середньому положенні повзунків резисторів R_1 , R_2 , у порівнянні з крайніми на 3 дБ. Ефективний регулятор стереопанорами (стереобалансу) можна побудувати за схемою (рис. 5.12,б). При виконанні умови “провал” потужності у середньому положенні повзунка R_3 складає всього 0,13 дБ, тобто регулювання можна виконати по всій ширині стереобазиса з практично сталою гучністю.

$$R_1 = R_2 = \frac{R_3}{\sqrt{2}}$$

В мікшері застосуємо пасивну схему (рис. 5.12,б) регулятора панорами.

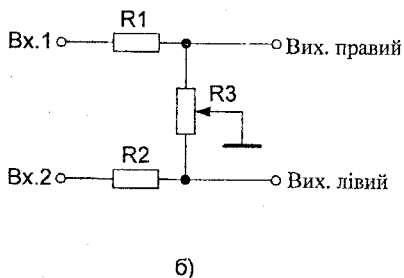
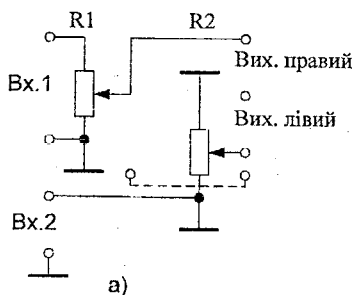


Рисунок 5.12 – Регулятори панорами

Суматор

Цей вузол виконує важливу функцію додавання сигналів і тому його характеристики повинні бути такими, щоб якісно сформувати вихідний сигнал, тобто він повинен мати маленький коефіцієнт гармонік (harmonic content), високе розділення між джерелами вхідних сигналів. Суматори можуть бути побудовані за пасивною або активною схемами (рис. 5.13).

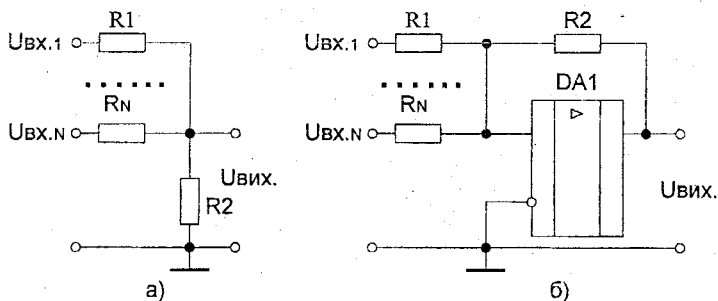


Рисунок 5.13 – Схеми суматорів

Недоліком пасивного суматора (рис. 5.13,а) є: коефіцієнт передачі значно менше одиниці, погане розділення між каналами. Активний суматор (рис. 5.13,б) не тільки додає, а й підсилює вхідні сигнали з коефіцієнтом

$$K_{\Sigma_i} = \frac{R_2}{R_i} > 1.$$

Активний суматор забезпечує високе розділення між джерелами сигналу. Недоліком такого суматора є більший рівень власного шуму.

Враховуючи, що суматор буде встановлено після каналних підсилювачів, тобто напруга сигналу буде значно перевищувати рівень шуму суматора, використовуємо в розроблювальному пристрої активний суматор (рис. 5.13,б).

Лінійні підсилювачі

Ці підсилювачі повинні мати невеликий коефіцієнт гармонік (менше 0,5%), маленький рівень власних шумів, значну здатність до перевагання. Підсилювачі можуть бути реалізовані на транзисторах або мікросхемах. Серед мікросхем незаперечну перевагу мають операційні підсилювачі. Охоплені від'ємним зворотним зв'язком вони мають дуже низький коефіцієнт гармонік (< 0,2%), допускають подачу на вхід великих напруг (майже таких, як напруга живлення при коефіцієнті передачі

близькому до 1). Останнім часом розроблені операційні підсилювачі з дуже маленьким рівнем власного шуму (мікросхеми серії K538, K548, K157 та інші).

Таким чином обираємо для реалізації лінійних підсилювачів мікшера операційні підсилювачі.

Вибір елементної бази

Сформулюємо основні вимоги, за якими слід обирати мікросхеми для каскадів підсилення мікшера.

1. Чутливість каналних підсилювачів МП і П (рис. 5.10) достатньо висока, тому при виборі для них мікросхем слід враховувати їх шумові властивості – вони повинні бути непогані.

2. Підсилювачі МП і П (рис. 5.10) мають найбільші коефіцієнти передачі в мікшері, тому мікросхеми для них повинні мати відповідні, тобто непогані, частотні властивості, щоб на верхній частоті забезпечити задані частотні спотворення.

3. Усі інші вузли мікшера мають невеликі коефіцієнти передачі, працюють з відносно великими вхідними напругами, тому вимоги до шумів і частотних властивостей мікросхем, що обираються, не такі серйозні.

4. Мікросхеми мікшера повинні витримувати напругу живлення $\pm 15\text{В}$.

5. Для виходів на телефони слід забезпечити найбільшу потужність, тому при виборі мікросхем для ТП (рис. 5.9) слід звернути увагу на такий параметр, як максимальний вихідний струм.

До транзисторів, які будуть застосовуватися в мікшері, вимоги невисокі, підходить багато типів транзисторів. Обрані транзистори повинні витримувати напругу живлення 30В.

З метою зменшення ціни на виріб активні елементи мікшера повинні бути універсального, широкого призначення, а, відповідно, дешевими.

Для каналних підсилювачів МП і П (рис. 5.10) обираємо спарений операційний підсилювач K157УД2 [7]. Ця мікросхема універсального призначення, має низький рівень власних шумів (типове значення напруги шумів, приведених до входу, 1,6 мкВ в частотній смузі 20 ... 20000 Гц). Такий рівень шумів забезпечує співвідношення сигнал/шум мікшера при максимальній чутливості:

$$\frac{C}{\Pi} = \frac{U_{C\min}}{U_{\Pi}} = \frac{775}{1,6} = 484,4 \text{ (53,5 дБ)}.$$

При рівні вхідної напруги 0 дБ (775 мВ) співвідношення сигнал/шум зростає на 60 дБ і буде становити 113,5 дБ.

Операційний підсилювач має великий діапазон вхідної напруги.

Основні електричні параметри мікросхеми такі:

- струм споживання $I_{\text{СП}} = 7 \text{ мА}$;
- коефіцієнт підсилення за напругою при $R_{\text{н}} = 200 \text{ Ом}$ при частоті:
 $0 \dots 50 \text{ Гц}$ $K_U = 50000$,
 20 кГц $K_U = 300 \dots 800$;
- максимальна вихідна напруга $U_{\text{вих max}} = \pm 13 \text{ В}$;
- вхідний струм $I_{\text{вх}} = 500 \text{ нА}$;
- коефіцієнт послаблення синфазної напруги $K_{\text{сф}} = 70 \text{ дБ}$;
- напруга живлення $\pm 3 \dots \pm 18 \text{ В}$;
- максимальна вхідна напруга при $E_{\text{ж}} = \pm 18 \text{ В}$ $U_{\text{вх max}} = \pm 15,5 \text{ В}$;
- максимальна синфазна вхідна напруга $U_{\text{сф}} = \pm 18 \text{ В}$;
- частота одиночного підсилення – від 2 до 10 МГц в залежності від ємності конденсатора корекції;
- швидкість зростання вихідної напруги $V \geq 0,5 \text{ В/мкс}$.

З наведених даних за частотними властивостями видно, що підсилювач П мікшера з коефіцієнтом підсилення 100 буде мати граничну частоту біля 100 кГц, що цілком задовольняє вимоги до частотних спотворень.

Більшість вузлів мікшера побудуємо на мікросхемах КР544УД1А. Ця мікросхема являє собою операційний підсилювач широкого призначення [8]. Його особливості – це високий вхідний опір (на вході мікросхеми встановлена узгоджена пара польових транзисторів) та простота увімкнення. Основні електричні параметри мікросхеми КР544УД1А такі:

- струм споживання $I_{\text{СП}} = 3 \dots 5 \text{ мА}$;
- напруга живлення $E_{\text{ж}} = \pm (8 \div 16,5) \text{ В}$;
- коефіцієнт підсилення за напругою $K_U = 50000$;
- максимальна вхідна напруга $U_{\text{вх max}} = \pm 10 \text{ В}$;
- вхідний струм $I_{\text{вх}} = 0,15 \text{ нА}$;
- коефіцієнт послаблення синфазної напруги $K_{\text{сф}} = 64 \text{ дБ}$;
- напруга живлення $\pm 3 \dots \pm 18 \text{ В}$;
- максимальна вихідна напруга $U_{\text{вих max}} = \pm 10 \text{ В}$;
- напруга шуму, приведена до входу, $U_{\text{ш}} = 5 \text{ мкВ}$;
- максимальна синфазна вхідна напруга $U_{\text{сф}} = \pm 10 \text{ В}$;
- частота одиночного підсилення $f_1 = 1 \text{ МГц}$;
- швидкість зростання вихідної напруги $V \geq 2 \text{ В/мкс}$;
- опір навантаження (load resistance) $R_{\text{н}} \geq 2 \text{ кОм}$;
- ємність навантаження $C_{\text{н}} \leq 500 \text{ пФ}$.

Телефонні підсилювачі побудуємо на основі універсального операційного підсилювача середньої потужності К157УД1 з максимальним вихідним струмом 300 мА. У цьому підсилювачі відсутня внутрішня корекція, це дозволяє ефективно його використовувати на частотах до 100 кГц.

Основні електричні параметри мікросхеми К157УД1 [7]:

- струм споживання $I_{\text{сп}} = 10 \text{ мА}$;
- коефіцієнт підсилення за напругою при $R_n = 200 \text{ Ом}$ і частоті $f = 0 \dots 50 \text{ Гц}$ $K_U = 50000$;
- напруга живлення $E_{\text{ж}} = \pm (3 \div 20) \text{ В}$;
- максимальний вихідний струм $I_{\text{вих max}} = 500 \text{ пА}$;
- потужність розсіювання без тепловідвода $P = 0,5 \text{ Вт}$;
- максимальна вихідна напруга $U_{\text{вих max}} = \pm 12 \text{ В}$;
- вхідний струм $I_{\text{вх}} = 500 \text{ нА}$;
- частота одиночного підсилення $f_1' = (1 - 8) \text{ МГц}$ (в залежності від ємності конденсатора корекції);
- швидкість зростання вихідної напруги $V \geq 0,5 \text{ В/мкс}$;
- коефіцієнт послаблення синфазної напруги $K_{\text{сф}} = 70 \text{ дБ}$.

Телефонні підсилювачі повинні забезпечити вихідну напругу 250 мВ на опорі 8 Ом. Такий режим краще забезпечити не шляхом безпосереднього приєднання навантаження до виходу мікросхеми, а через обмежувальний резистор. Це зменшить потужність розсіювання на мікросхемі, а, відповідно, зросте надійність телефонного підсилювача. Крім цього, з'явиться можливість формувати на виході більшу напругу для навантажень, які мають опір, що перевищує 8 Ом (багато стереотелефонів мають опір 16 – 200 Ом).

Обираємо для мікшера транзистори широкого призначення типу КТ3102Б з такими електричними характеристиками [9]:

- максимальна напруга колектор - емітер $U_{\text{ке max}} = 50 \text{ В}$;
- максимальний струм колектора $I_{\text{к max}} = 100 \text{ мА}$;
- максимальна потужність розсіювання $P = 250 \text{ мВт}$;
- коефіцієнт підсилення за струмом $h_{21e} = 200 - 500$;
- ємність колекторного переходу $C_k = 6 \text{ пФ}$.

Інші радіоелементи, такі як світлодіоди, діоди, змінні резистори та інші будемо обирати безпосередньо під час електричних розрахунків.

Розроблення повної структурної схеми мікшера

Після проведеного попереднього аналізу, вибору оптимальних схемотехнічних рішень і елементної бази сформуємо вимоги до всіх вузлів повної структурної схеми мікшера (рис.5.14).

Мікшер має два незалежних канали (А1 – А2) попередньої обробки вхідних сигналів. Кожний з каналів має по два входи; перший вхід від мікрофону з вхідним опором 10 кОм і номінальною чутливістю 7,75 мВ, другий вхід з номінальною чутливістю 77,5 мВ і підвищеним вхідним опором 220 кОм. Вхідні сигнали підсилюються мікрофонним підсилювачем МП і підсилювачем П, в якому вбудовано регулятор чутливості з глибиною регулювання не менше 40 дБ. Вихідний сигнал

підсилювача П надходить через регулятор рівня індивідуальний РІ і буферний каскад БК на регулятор тембру РТ, за допомогою якого здійснюється частотна корекція вхідних сигналів. Регулятор РТ двохсмуговий, має два незалежних регулювання в НЧ і ВЧ смугах робочого діапазону $F_H - F_B$. На виході встановлено регулятор панорами РП, який формує дві напруги лівого і правого каналів стереосигналу. Вхідні канали оснащені індикаторами перевантаження ІП на світлодіодах, причому вони мають два входи – до і після регулятора тембру, що сприяє оптимальному встановленню рівня сигналу.

Вихідні напруги з каналних РП надходять на вхід стереотракту мікшера, який розпочинається з суматорів Σ . На суматори можна також подати сигнали з універсального стереовходу ($U_{BX} = 250$ мВ, $R_{BX} = 22$ кОм). Рівні цих сигналів можна змінити регуляторами лівого і правого каналів P_L, P_R .

На основні виходи мікшера ($U_{ВХ} = 775$ мВ, $R_{ВХ} = 10$ кОм) сигнали надходять змінні за рівнем спільними регуляторами РГ і підсилені буферними підсилювачами ВП.

Для оперативного контролю якості сформованого стереосигналу призначені телефонні підсилювачі ТП з регуляторами гучності. Номінальні параметри потужності виходу $U_{ВХ} = 250$ мВ, $R_H = 8$ Ом.

На структурній схемі позначені усі активні елементи, що використовуються в мікшері.

Розподілимо коефіцієнт передачі по вузлах розроблювального пристрою. При цьому враховуємо параметри входів/виходів, а також те, що результуючий коефіцієнт передачі знаходимо з виразу

$$K_{\Sigma} = \prod_{i=1}^n K_i,$$

де K_i – коефіцієнт передачі i -го вузла;

n – кількість вузлів.

Коефіцієнт передачі телефонного підсилювача ТП:

$$K_{ТП} = \frac{U_{вихТП}}{U_{вихЕквалізер}} = \frac{250}{775} \approx 0,32.$$

Розподіляємо частотні спотворення по вузлах розроблювального пристрою. При цьому враховуємо те, що загальні частотні спотворення дорівнюють

$$M_{n(\sigma)} = \sum_{i=1}^n M_{n(\sigma)_i} [\partial B],$$

де $M_{n(\phi)i}$ – частотні спотворення на НЧ (ВЧ) i -го вузла;
 n – кількість вузлів.

Результати розподілу по каналних входах зведемо у табл. 5.1.

Таблиця 5.1

Вхід	Назва вузла	Коефіцієнт K_i
Мікрофонний перший	МП	10
другий	П	100
	БК	1
	РТ	1
	РП	0,5
	Σ	2
	ВП	1
Усього:		1000 (по першому мікрофонному входу); 100 (по другому входу)

Розподіл коефіцієнта передачі по „універсальному входу“ (табл.5.2).

Таблиця 5.2

Вхід	Назва вузла	Коефіцієнт K_i
Стерео	Σ	3
	ВП	1
Усього:		3

Результати розподілу частотних спотворень по каналних входах зведемо у табл. 5.3.

Таблиця 5.3

Вхід	Назва вузла	Частотні спотворення $M_{n(\phi)i}$, дБ
Мікрофонний перший	МП	0,5
другий	П	1,5
	БК	0,1
	Σ	0,1
	ВП	0,1
Усього:		2,3 (по першому мікрофонному входу); 1,8 (по другому входу)

Розподіл частотних спотворень по універсальному входу (табл. 5.4).

Таблиця 5.4

Вхід	Назва вузла	Частотні спотворення $M_{H(e)i}$, дБ
Стерео	Р	2
	Σ	0,1
	ВП	0,1
Усього:		2,2 (по входах універсальний)

Частотні спотворення телефонного підсилювача ТП $M_{H(B)} = 0,1$ дБ, у цьому випадку частотні спотворення збігаються із спотвореннями основного виходу мікшера (табл. 5.3, табл. 5.4);

Попередній розподіл частотних спотворень $M_{H(B)}$ показав, що їх результуючі значення між різними входами та виходами мікшера менше заданих спотворень в робочому діапазоні частот 20 Гц - 20 кГц.

При розподілі нелінійних спотворень слід враховувати, що більшість вузлів мікшера мають невеликий коефіцієнт передачі. Це означає, що в схемах на операційних підсилювачах будуть введені глибокі зворотні зв'язки, які значно зменшать нелінійні спотворення (до 0,01% або менше) [7]. Загальні нелінійні спотворення всього мікшера розподіляємо таким чином:

- підсилювач МП – 0,05%;
- підсилювач П – 0,1%;
- решта вузлів мікшера – 0,06%;
- усього: – 0,2%.

Таким чином, розроблений мікшер дозволяє формувати звукову програму в стерео- і монорежимах від 2 незалежних джерел звуку із загальною кількістю входів 4. В пристрої можна здійснити панорування по всіх входах; регулювати чутливість каналів; коригувати частотну характеристику в індивідуальних каналах; контролювати перевантаження у вхідних каналах. До пульта для контролю можуть бути приєднані стереотелефони.

Результатом проведених попередніх розрахунків є повна структурна схема мікшера (рис.5.14), вимоги до його окремих вузлів. Це дозволяє перейти до електричних розрахунків, розроблення повної електричної схеми мікшера.

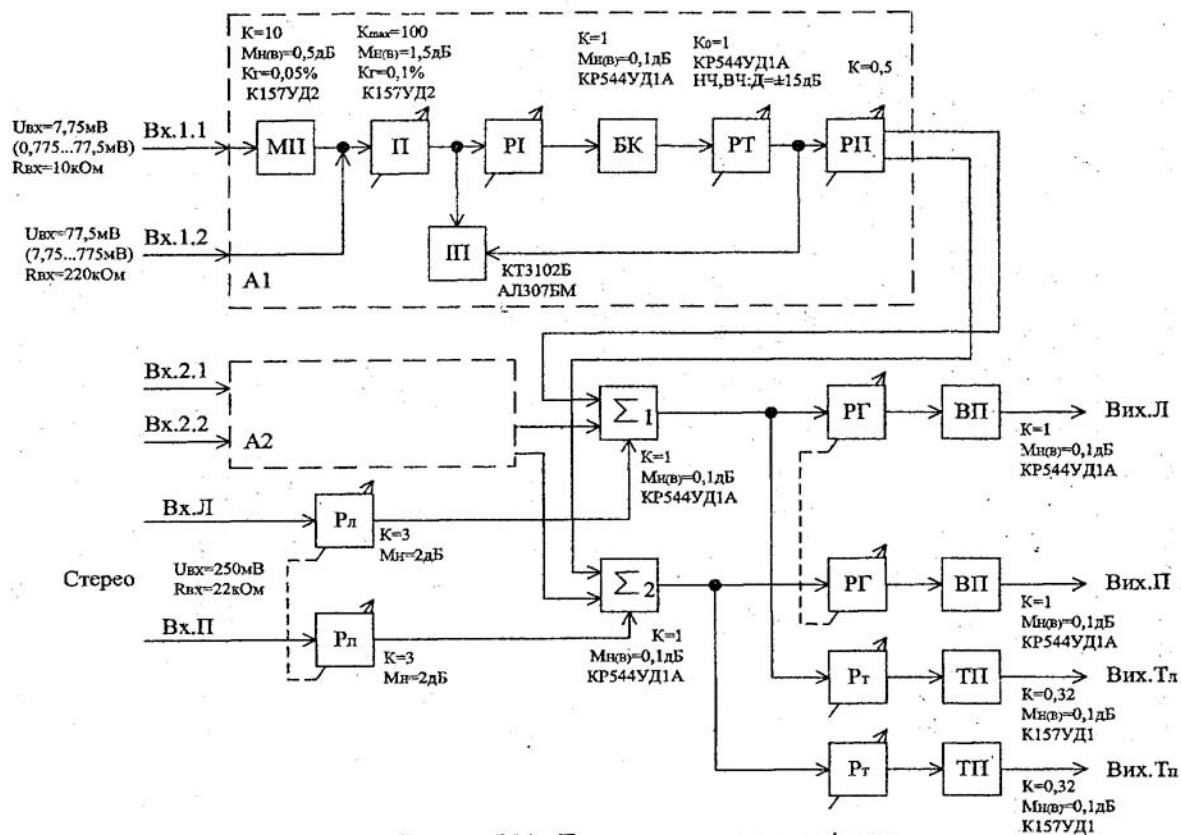


Рисунок 5.14 – Повна структурна схема мікшера

5.2.2 Електричний розрахунок

Електричний розрахунок мікрофонного підсилювача та підсилювача-регулятора чутливості

Мікрофонний підсилювач (рис. 5.15) зібрано на одному з двох операційних підсилювачів, що входять до складу мікросхеми K157УД2. Особливістю підсилювача є симетричний вхід, але він може працювати і з несиметричними джерелами звуку. На другому операційному підсилювачі мікросхеми K157УД2 зібрано підсилювач-регулятор чутливості. Зміна коефіцієнта підсилення в цьому підсилювачі здійснюється за рахунок зміни глибини від'ємного зворотного зв'язку, яким охоплено операційний підсилювач.

Мікрофонний підсилювач разом з підсилювачем-регулятором чутливості далі будемо називати каналним підсилювачем.

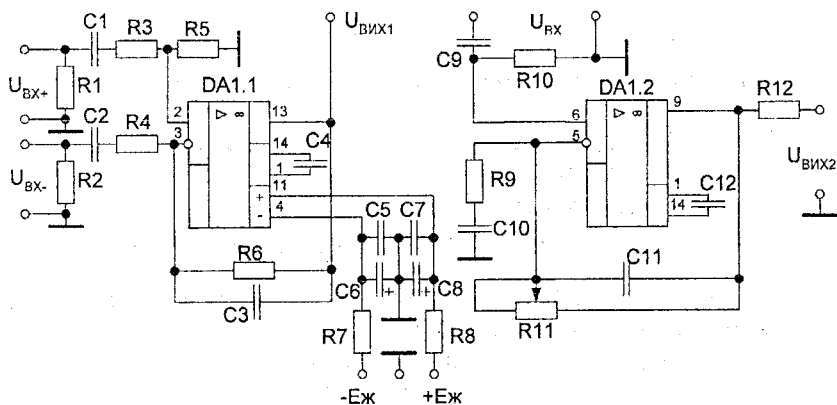


Рисунок 5.15 – Схема каналного підсилювача

Вихідні дані для розрахунку:

- напруга живлення $E_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$;
- діапазон робочих частот $F_{\text{Н}} = 20 \text{ Гц}$, $F_{\text{В}} = 20 \text{ кГц}$;
- глибина регулювання чутливості $\geq 40 \text{ дБ}$;
- коефіцієнт підсилення першого каскаду $K_1 = 10$;
- коефіцієнт підсилення другого каскаду $K_{\text{max}} = 100$;
- вхідний опір першого каскаду $R_{\text{ВХ1}} = 10 \text{ кОм}$;
- вхідний опір другого каскаду $R_{\text{ВХ2}} = 220 \text{ кОм}$;
- частотні спотворення першого каскаду $M_{\text{Н1}} = 0,5 \text{ дБ}$; $M_{\text{В1}} = 0,5 \text{ дБ}$;
- частотні спотворення другого каскаду $M_{\text{Н2}} = 0,5 \text{ дБ}$; $M_{\text{В2}} = 0,5 \text{ дБ}$.

Розрахунок

1. Розрахунок елементів вхідного підсилювача почнемо з мікрофонного підсилювача. У зв'язку з тим, що вхідний опір першого каскаду відомий, знайдемо опір резистора R4:

$$R_4 = R_{вх1} = 10 \text{ кОм}.$$

2. За відомим коефіцієнтом K_1 визначимо опір резистора R6:

$$R_6 = K_1 \cdot R_4 = 10 \cdot 10 = 100 \text{ (кОм)}.$$

3. У зв'язку з тим, що коефіцієнт підсилення за неінвертувальним входом операційного підсилювача DA1.1 більший на одиницю, ніж за інвертувальним, подільник напруги R3, R5 повинен мати коефіцієнт передачі:

$$K_{\Pi} = \frac{K_1}{K_1 + 1} = \frac{10}{10 + 1} = \frac{10}{11}.$$

З іншого боку вхідний опір повинен також дорівнювати $R_{вх1}$, тому

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{R_5}{R_3 + R_5} = \frac{10}{11}, \\ R_3 + R_5 = 10, \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} \frac{R_5}{10} = \frac{10}{11}, \\ R_3 + R_5 = 10, \end{array} \right. \quad R_5 = \frac{10 \cdot 10}{11} = 9,09 \text{ (кОм)},$$
$$R_3 = 10 - R_5 = 10 - 9,09 = 0,909 \text{ (кОм)}.$$

Обираємо опори резисторів R4 10кОм, R6 100кОм, R5 9,1кОм, R3 910 Ом. Тип усіх резисторів ОМЛТ-0,125.

4. Розрахуємо ємності розділових конденсаторів.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi F_H (R_3 + R_5) \sqrt{M_{\Pi}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^4 \sqrt{1,05^2 - 1}} = 2,27 \cdot 10^{-6} \text{ (Ф)};$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi F_H R_4 \sqrt{M_{\Pi}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^4 \sqrt{1,05^2 - 1}} = 2,27 \cdot 10^{-6} \text{ (Ф)}.$$

Ємності однакові, бо $R_4 = R_3 + R_5$.

Обираємо конденсатори C1, C2 типу К50-35 ємністю 4,7 мкФ (неполярні).

5. Визначимо спотворення, які вносять операційний підсилювач DA1.1 на частоті F_B . За [7] знайдемо ємність конденсатора C4 – 30 пФ. З такою корекцією частота одиничного підсилення операційного підсилювача становить $f_{11} = 2$ МГц. Гранична частота, на якій спотворення зростуть до 3 дБ.

$$F_{ГП1} = \frac{f_{11}}{K_1} = \frac{2 \cdot 10^3}{10} = 200 \text{ (кГц)}.$$

Спотворення на верхній робочій частоті:

$$M_{BDA1.1} = \sqrt{1 + \left(\frac{F_B}{F_{ГП1}}\right)^2} - \sqrt{1 + \left(\frac{20}{200}\right)^2} = 1,005 (0,04 \text{ дБ}).$$

6. Для забезпечення заданих частотних спотворень M_{B1} паралельно резистору R_6 встановлюємо конденсатор C_3 , ємність якого знайдемо з виразу:

$$\frac{M_{B1}}{M_{BDA1.1}} = \sqrt{1 + (2\pi F_B \cdot R_6 \cdot C_3)^2},$$

$$C_3 = \frac{\sqrt{\left(\frac{M_{B1}}{M_{BDA1.1}}\right)^2 - 1}}{2\pi F_B R_6} = \frac{\sqrt{\left(\frac{1,05}{1,005}\right)^2 - 1}}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 10^5} = 16,8 \cdot 10^{-12} \text{ (Ф)}.$$

Обираємо конденсатор C_3 типу КД-26 ємністю 16 пФ.

7. Згідно з [7] струм споживання мікросхеми К157УД2 7мА, тобто вхідний підсилювач споживає такий же струм, як і регулятор тембру, розрахований раніше. Це означає, що резистори та конденсатори фільтрів по колу живлення можуть мати такі ж номінали опорів і ємностей.

Резистори R_7, R_8 ОМЛТ-0,125-150 Ом.

Конденсатори C_7, C_8 К50-35-100 мкФ.

Конденсатори C_5, C_6 К10-7в-0,068 мкФ.

8. Для усунення можливого виникнення напруги імпульсного характеру через перезарядження конденсаторів C_1, C_2 на виході мікшера під час під'єднання джерел звуку, встановимо паралельно входам резистори R_1, R_2 опором

$$R_{1(2)} \gg R_{BX1}.$$

Обираємо резистори R_1, R_2 ОМЛТ-0,125-100 кОм.

9. Знайдемо елементи другого каскаду вхідного підсилювача. За відомим вхідним опором другого каскаду визначимо опір:

$$R_{10} = R_{BX} = 220 \text{ кОм}.$$

Тип резистора R_{10} ОМЛТ-0,125.

10. Обираємо опір змінного резистора R_{11} 220 кОм, а його тип СПЗ-4аМ.

11. Опір резистора R_9 :

$$R_9 = \frac{R_{10}}{K_{\max} - 1} = \frac{220}{100 - 1} = 2,2 \text{ (кОм)}.$$

Обираємо резистор R9 ОМЛТГ-0,125-2,2 кОм.

12. Конденсатор C9 впливає на спотворення M_{H2} , тому

$$C_9 = \frac{1}{2\pi F_H R_{10} \sqrt{M_{H2}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 220 \cdot 10^3 \sqrt{1,18^2 - 1}} = 5,63 \cdot 10^{-8} \text{ (Ф)}.$$

Обираємо конденсатор C9 К73-11-0,068 мкФ.

13. Конденсатор C10 не повинен вносити частотних спотворень, тому

$$C_{10} = \frac{5 \dots 10}{2\pi F_H R_9} = \frac{7,5}{2\pi \cdot 20 \cdot 2,2 \cdot 10^3} = 27 \cdot 10^{-6} \text{ (Ф)}.$$

Обираємо конденсатор C10 К50-35-47 мкФ (неполярний).

14. Визначимо спотворення, які вносить операційний підсилювач DA1.2 на частоті F_B . За [7] знайдемо ємність конденсатора C12 – 5 пФ. З такою корекцією частота одиничного підсилення операційного підсилювача становить $f_{12} = 10$ МГц. Гранична частота, на якій спотворення зростуть до 3 дБ

$$F_{ГР2} = \frac{f_{12}}{K_2} = \frac{10^7}{100} = 10^5 \text{ (Гц)}.$$

Спотворення на частоті $F_B = 20$ кГц:

$$M_{BDA1.2} = \sqrt{1 + \left(\frac{F_B}{F_{ГР2}}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{20}{100}\right)^2} = 1,01 \text{ (0,17 дБ)}.$$

15. Для забезпечення заданих частотних спотворень M_{B2} паралельно резистору R11 встановимо конденсатор C11, ємність якого знайдемо з виразу:

$$\frac{M_{B2}}{M_{BDA1.2}} = \sqrt{1 + (2\pi F_B \cdot R_{11} \cdot C_{11})^2},$$

$$C_{11} = \frac{\sqrt{\left(\frac{M_{B2}}{M_{BDA1.2}}\right)^2 - 1}}{2\pi F_B R_{11}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{1,18}{1,01}\right)^2 - 1}}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^3} = 21,8 \cdot 10^{-12} \text{ (Ф)}.$$

Обираємо конденсатор C11 типу КД-26 ємністю 22 пФ.

16. Для запобігання можливого короткому замиканню виходу вхідного підсилювача розташуємо на виході низькоомний резистор R12 ОМЛТ-0,125-33 Ом.

Суматор

Суматор (рис. 5.16) являє собою інвертувальний суматор на операційному підсилювачі з симетричним живленням

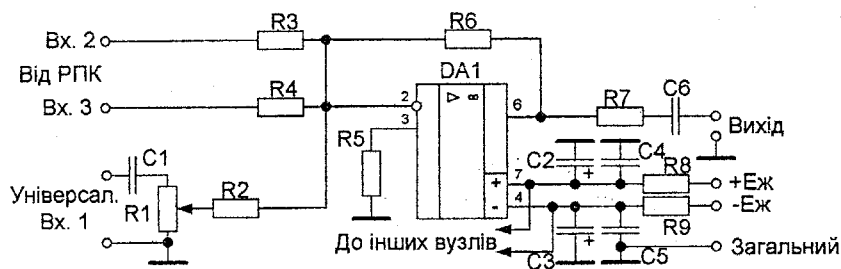


Рисунок 5.16 – Електрична схема суматора (РПК – регулятор панорами каналний)

Вихідні дані для розрахунку:

- наруга живлення $E_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$;
- діапазон робочих частот $F_{\text{Н}} = 20 \text{ Гц}$, $F_{\text{В}} = 20 \text{ кГц}$;
- активний елемент: мікросхема КР544УД1А;
- коефіцієнт передачі "Входу 1" – 3, "Входу 2", "Входу 3", – 2;
- частотні спотворення $M_{\text{НВХ1}} = 2,1 \text{ дБ}$, $M_{\text{НВХ2}} = M_{\text{НВХ3}} = 0,1 \text{ дБ}$;
- частотні спотворення $M_{\text{В}} \leq 0,1 \text{ дБ}$;
- вхідний опір, $R_{\text{ВХ1 min}} = 22 \text{ кОм}$, $R_{\text{ВХ2}} = R_{\text{ВХ3}} \geq 10 \text{ кОм}$;
- опір навантаження суматора $R_{\text{Н}} = 10 \text{ кОм}$.

Розрахунок

1. Мінімальний вхідний опір „Входу 1” буде у верхньому положенні регулятора змінного резистора R1 (рис. 5.16). У цьому положенні

$$R_{\text{ВХ1 min}} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2).$$

Обираємо резистор R1 типу СПЗ-4Ам-100 кОм, тоді

$$R_2 = \frac{R_{\text{ВХ1 min}} \cdot R_1}{R_1 - R_{\text{ВХ1 min}}} = \frac{22 \cdot 100}{100 - 22} = 28,2 (\text{кОм}).$$

Обираємо резистор R2 типу ОМЛТ-0,125-27 кОм

2. Для забезпечення потрібного коефіцієнта передачі „Входу 1”

$$R_6 = R_2 \cdot K_{BX.1} = 27 \cdot 3 = 81 (\text{кОм}).$$

3. Опір резисторів R3, R4:

$$R_3(R_4) = \frac{R_6}{K_{BX.2}} = \frac{81}{2} = 40,5 (\text{кОм}).$$

4. Обираємо резистори типу ОМЛТ-0,125 таких номіналів: R6 82 кОм, R3 і R4 39 кОм.

5. Для покращення симетрії схеми за неінвертувальним входом операційного підсилювача встановимо резистор R5 опором

$$R_5 \approx \frac{R_2 \cdot \frac{R_4}{2}}{R_2 + \frac{R_4}{2}} = \frac{27 \cdot \frac{39}{2}}{27 + \frac{39}{2}} = 11,3 (\text{кОм}).$$

Обираємо резистор R5 ОМЛТ-0,125-11 кОм.

6. Визначимо смінь конденсатора C1. У відповідний вираз підставляємо частотні спотворення $M_H = M_B \cdot K_{BX1} \cdot M_H \cdot K_{BX2} = 2,1 \cdot 0,1 = 2$ (дБ) або 1,25 раз.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi F_H R_3 \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 27 \cdot 10^3 \sqrt{1,25^2 - 1}} = 3,85 \cdot 10^{-7} (\text{Ф}).$$

Обираємо конденсатор C1 К73-9-0,39 мкФ.

7. Смінь конденсатора C6:

$$C_6 \approx \frac{1}{2\pi F_H R_H \sqrt{M_{H,BX1}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^4 \sqrt{1,01^2 - 1}} = 5,21 \cdot 10^{-6} (\text{Ф}).$$

Обираємо конденсатор C6 К50-35-4,7 мкФ.

8. За частотними характеристиками [8] мікросхеми КР544УД1А знаходимо для коефіцієнта підсилення 3 частоту $F_{ГР}$, на якій частотні спотворення, що вносяться операційним підсилювачем, дорівнюють 3 дБ.

$$F_{ГР} = 200 \text{ кГц.}$$

Частотні спотворення на частоті F_B :

$$M_{BDA} = \sqrt{1 + \left(\frac{F_B}{F_{ГР}}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{20}{200}\right)^2} = 1,00499 (0,04 \text{ дБ}).$$

$M_{BDA} < M_B$, тобто умова завдання виконується.

9. Для запобігання короткому замиканню за змінним струмом виходу суматора встановимо послідовно з виходом низькоомний резистор R7 типу ОМЛТ-0,125 опором 200 Ом.

10. Використаємо фільтри R8, C2, C4 і R9, C3, C5 для живлення не тільки суматорів Σ , а й для живлення підсилювачів ВП (рис. 5.9). Загальна кількість мікросхем КР544УД1А – 4, кожна споживає $I_{СП}=3,5$ мА [8].

Приймаємо $U_{R8}=U_{R9}=1$ В, тоді

$$R_8 = R_9 = \frac{U_{R8}}{4 \cdot I_{СП}} = \frac{1}{4 \cdot 3,5} = 0,071 (\text{кОм}).$$

Обираємо резистори R8, R9 ОМЛТ-0,125-75 Ом.

11. Ємність конденсаторів фільтрів:

$$C_2 = C_3 = \frac{3 \dots 5}{2\pi f_H R_8} = \frac{4}{2\pi \cdot 20 \cdot 75} = 4,24 \cdot 10^{-4} (\text{Ф}).$$

Обираємо К50-35-470 мкФ.

Паралельно конденсаторам C2, C3 встановимо конденсатори C4, C5 ємністю 0,068 мкФ типу К10-7в. Вони ефективно послаблять високочастотні завади живлення.

Підсилювач телефонний

Телефонний підсилювач (ТП на структурній схемі рис. 5.9) побудовано на мікросхемах К157УД1, увімкнений за типовою схемою неінвертувального підсилювача (рис. 5.17) [7].

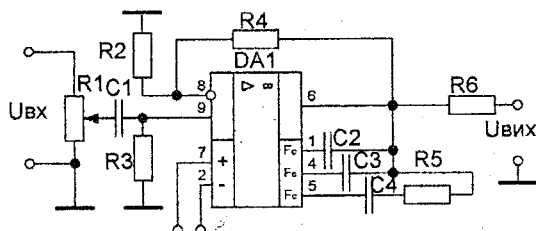


Рисунок 5.17 – Схема телефонного підсилювача

Послідовно з виходом операційного підсилювача встановлено низькоомний резистор R6, який обмежує вихідну потужність підсилювача.

Вихідні дані для розрахунку:

- напруга живлення $E_{ж}=\pm 15$ В;
- діапазон робочих частот $f_H=20$ Гц, $f_B=20$ кГц;
- коефіцієнт передачі $K_{max}=0,33$;

- вихідна напруга на навантаження опором $R_H=8 \text{ Ом}$:
 $U_{\text{вих}}=250 \text{ мВ}$;
- глибина регулювання коефіцієнта передачі $\geq 40 \text{ дБ}$;
- частотні спотворення $M_H=M_B \leq 0,1 \text{ дБ}$.

Розрахунок

1. Номінали та типи елементів, що взяті з типової схеми увімкнення [7].

$C2 - \text{КД-26-100 пФ}$;
 $C3, C4 - \text{КД-26-68 пФ}$;
 $R5 - \text{ОМЛТ-0,125-300 Ом}$.

2. Визначимо змінний струм через опір навантаження (головні телефони):

$$I_H = \frac{U_{\text{вих}}}{R_H} = \frac{0,25}{8} = 3,125 \cdot 10^{-2} \text{ (А)}.$$

Цей струм менший максимально можливого вихідного струму мікросхеми ($I_{\text{max}}=300 \text{ мА}$ [7]).

3. Нехай напруга на виході мікросхеми $U_{\text{вих.імс}}$, яка відповідає вихідній напрузі 250 мВ , дорівнює $2,5 \text{ В}$. Це менше максимально можливої напруги $U_{\text{max}}=12 \text{ В}$ [7]. Знаходимо опір резистора R_6 :

$$R_6 = \frac{U_{\text{вих.імс}} - U_{\text{вих}}}{I_H} = \frac{2,5 - 0,25}{3,125} = 0,072 \text{ (кОм)}.$$

Потужність, що виділяється на резисторі

$$P = I_H^2 \cdot R_6 = (3,125 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 72 = 0,07 \text{ (Вт)}.$$

Обираємо резистор $R_6 \text{ ОМЛТ-0,25-75 Ом}$.

4. Коефіцієнт передачі

$$K_{\text{MAX}} = K_0 \cdot \frac{R_H}{R_H + R_6},$$

де K_0 – коефіцієнт підсилення власне підсилювача.

$$\text{Маємо } K_0 = K_{\text{MAX}} \cdot \frac{R_H + R_6}{R_H} = \frac{0,33(8 + 75)}{8} = 3,42.$$

5. Обираємо резистор, що визначає вхідний опір, $R_3=22 \text{ кОм}$, тоді $R_2=R_3=22 \text{ кОм}$, а резистор зворотного зв'язку

$$R_4 = K_0 \cdot R_2 = 3,42 \cdot 22 = 75,2 \text{ (кОм)}.$$

Обираємо резистор R4 ОМЛТ-0,125-75 кОм.

6. Опір резистора R1 регулятора підсилення:

$$R_1 \leq R_3.$$

Обираємо резистор R1 С113-23-10 кОм.

7. Ємність розділового конденсатора

$$C_1 = \frac{1}{2\pi F_H \cdot R_3 \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 22 \cdot 10^3 \sqrt{1,01^2 - 1}} = 2,55 \cdot 10^{-6} \text{ (Ф)}.$$

Обираємо конденсатор C1 К50-35-4,7 мкФ неполярний.

8. Знаходимо частоту $F_{гp}$, на якій спотворення, що вносить операційний підсилювач, складають 3дБ [7]: $F_{гp} = 750 \text{ кГц}$. Тоді спотворення на частоті $F_{в} = 20 \text{ кГц}$:

$$M_B = \sqrt{1 + \left(\frac{F_B}{F_{гp}}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{20}{750}\right)^2} \approx 1 \text{ (0дБ)}.$$

Тобто частотні спотворення на ВЧ практично відсутні.

Індикатор перевантаження канальний

Індикатор перевантаження канальний (ІІІ на структурній схемі рис. 5.14) сигналізує про перевантаження як мікрофонного підсилювача з підсилювачем-регулятором чутливості, так і двосмугового регулятора тембру. Індикатор зібрано на транзисторах і світлодіоді (рис. 5.18).

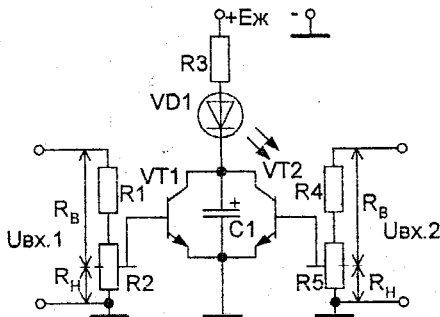


Рисунок 5.18 – Схема індикатора перевантаження

Схема симетрична, являє собою паралельне з'єднання двох колекторних транзисторних детекторів.

Вихідні дані для розрахунку:

- напруга живлення $E_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$;
- активний елемент транзистор КТ3102Б;
- мінімальна робоча частота $F_{\text{н}} = 20 \text{ Гц}$;
- порогова вхідна напруга (початок сигналізації) $U_{\text{ВХ}} = 3 \text{ В}$.

Розрахунок

1. В режимі детектора транзистори VT1, VT2 працюють з невеликими базовими струмами, а при вхідних напругах, які менші порогових, транзистори повністю закриті. Тому вхідний опір індикатора практично визначається за формулою:

$$R_{\text{ВХ}} = R_1 + R_2 = R_4 + R_5.$$

З іншого боку $R_{\text{ВХ}} \gg R_{\text{ВХ ПР}}$, $R_{\text{ВХ}} \gg R_{\text{ВХ РТ}}$, де $R_{\text{ВХ ПР}}$ – вихідний опір підсилювача-регулятора чутливості; $R_{\text{ВХ РТ}}$ – вихідний опір регулятора тембру. Згідно з попередніми розрахунками:

$$R_{\text{ВХ ПР}} = R_{\text{ВХ РТ}} \approx 33 \text{ Ом}.$$

Обираємо $R_{\text{ВХ}} = 33 \text{ кОм}$.

2. За вхідною характеристикою $I_{\text{Б}} = \Psi(U_{\text{БЕ}})$ транзистора КТ3102Б [9] знаходимо напругу $U_{\text{БЕ0}}$ при якій з'являється струм бази

$$U_{\text{БЕ0}} \approx 0,45 \text{ В}.$$

3. Розрахуємо опори вхідних подільників

$$\frac{U_{\text{БЕ0}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}} + R_{\text{В}}} = \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВХ}}};$$
$$R_{\text{Н}} = R_{\text{ВХ}} \cdot \frac{U_{\text{БЕ0}}}{U_{\text{ВХ}}} = 33 \cdot \frac{0,45}{3} = 4,95 (\text{кОм}).$$

Обираємо резистори R1 і R2 ОМЛТ-0,125-22 кОм, резистори R2 і R5 підстроювальні СП-38-10 кОм.

4. Обираємо світлодіод VD1 типу АЛ307БМ. Обмежимо його струм $I_{\text{VD1}} < I_{\text{max}} = 20 \text{ мА}$. Нехай $I_{\text{VD1}} = 10 \text{ мА}$, тоді опір резистора R3:

$$R_3 = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{VD1}} - U_{\text{ке.нас}}}{I_{\text{VD1}}} = \frac{15 - 2 - 0,1}{10 \cdot 10^{-3}} = 1,29 (\text{кОм}),$$

де $U_{\text{VD1}} = 2 \text{ В}$ [9] – напруга на діоді при $I_{\text{VD1}} = 10 \text{ мА}$;

$U_{\text{ке.нас}} = 0,1 \text{ В}$ [9] – напруга насичення транзистора.

Обираємо резистор R_3 ОМЛТ-0,125-1,3 кОм.

5. Ємність конденсатора C_1 знаходимо з умови

$$\frac{1}{2\pi f_H} \ll (R_3 + r_{\text{VD1}})C_1 \approx R_3 \cdot C_1;$$

$$C_1 \gg \frac{1}{2\pi f_H \cdot R_3} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 1300} = 6,1 \cdot 10^{-6} (\text{Ф}).$$

Обираємо конденсатор C_1 К50-35-22 мкФ.

Регулятор панорами

Регулятори панорами каналні (РП на структурній схемі рис. 5.14) зібрано за схемою рис. 5.19.

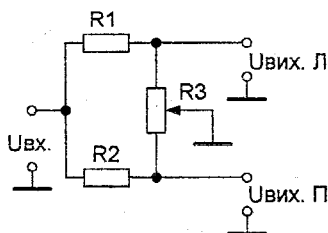


Рисунок 5.19 – Схема регулятора панорами

Вихідні дані для розрахунку:

- коефіцієнт передачі (у середньому положенні резистора R_3) $K=0,5$;
- мінімальний опір навантаження $R_H=12 \text{ кОм}$.

Розрахунок

1. Опір резистора R_3 повинен бути одного порядку або менше опору навантаження:

$$R_H \geq R_3 = 4,7 \text{ кОм}.$$

Обираємо змінний резистор СПЗ-4аМ-4,7 кОм.

2. Знаходимо опір резисторів R1 і R2:

$$R_1 = R_2 = \frac{R_3}{2} = \frac{4,7}{2} = 2,35 (\text{кОм}).$$

Обираємо резистори R1 і R2 ОМЛТ-0,125-2,2 кОм.

Вихідний підсилювач

Вихідний підсилювач (ВП на структурній схемі рис. 5.14) являє собою інвертувальний підсилювач, на вихід якого увімкнено додатковий подільник на резисторах R6 і R7, напруга з якого подається на вихід „Магнітофон” (рис. 5.20).

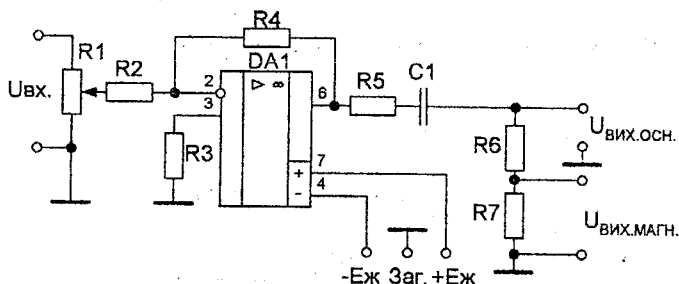


Рисунок 5.20 – Схема вихідного підсилювача

Вихідні дані для розрахунку:

- напруга живлення $E_{ж} = \pm 15 \text{ В}$;
- діапазон робочих частот $F_{н} = 20 \text{ Гц}$, $F_{в} = 20 \text{ кГц}$;
- активний елемент КР544УД1А;
- коефіцієнт передачі $K=1$;
- глибина регулювання коефіцієнта передачі $\geq 60 \text{ дБ}$;
- частотні спотворення $M_{н} = M_{в} \leq 0,1 \text{ дБ}$;
- опір навантаження по основному виходу $R_{н.осн} = 10 \text{ кОм}$;
- по виходу „Магнітофон” $R_{н.магн} = 47 \text{ кОм}$;
- послаблення вихідної напруги на виході „Магнітофон” -10 дБ.

Розрахунок

1. Коефіцієнт передачі підсилювача $K=1$ при $R_2=R_4$. Обираємо резистори R2 і R4 ОМЛТ-0,125-22 кОм.

2. Опір $R_3 = \frac{R_2 \cdot R_4}{R_2 + R_4} = \frac{22 \cdot 22}{22 + 22} = 11 (\text{кОм}).$

Обираємо резистор R3 ОМЛТ-0,125-10 кОм.

3. Опір резистора R1 повинен бути таким як опір R2 або менший.
Обираємо СП-23-10 кОм.

4. Для запобігання можливу короткому замиканню на виході схеми встановимо послідовно з виходом мікросхеми низькоомний резистор R5 ОМЛТ-0,125-200 Ом.

5. Розрахуємо опори резисторів подільника. Задаємось опором $R7 \ll R_{НМАГН}$. Нехай $R7=4,7$ кОм.

$$\text{Тоді } \frac{R_7}{R_6 + R_7} = \frac{1}{3,16} (-10 \text{ дБ}); \quad R_6 = 2,16 \cdot R_7 = 2,16 \cdot 4,7 = 10,1 (\text{кОм}).$$

Обираємо резистори типу ОМЛТ-0,125 опором R6 10 кОм, R7 4,7 кОм.

6. Ємність конденсатора C1:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi F_H \cdot R_{\text{ЕКВ}} \sqrt{M_H^2 - 1}},$$

$$\text{де } R_{\text{ЕКВ}} = \frac{(R_6 + R_7) R_{\text{НОСН}}}{R_6 + R_7 + R_{\text{НОСН}}} = \frac{(10 + 4,7) \cdot 10}{10 + 4,7 + 10} = 5,95 (\text{кОм});$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 5,95 \cdot 10^3 \sqrt{1,01^2 - 1}} = 9,43 \cdot 10^{-6} (\text{Ф}).$$

Обираємо конденсатор C1 К50-35-10 мкФ.

7. Частотні спотворення $M_B < 0,1$ дБ, це з'ясовано в п.8 розрахунку телефонного підсилювача.

5.2.3 Порівняння з найкращими зразками аналогових мікшерів

Розглянемо стандартні побудови сучасних аналогових мікшерів.

На вхідні канали надходять сигнали від мікрофонів і інших джерел. Тут здійснюється попереднє підсилення сигналів, їх частотна і динамічна обробки, а також деякі інші види обробок і розподіл на подальші вузли.

Сигнал від джерела подається на вхідну секцію, де здійснюється вибір сигналу, приведення його до рівня, необхідного для нормального функціонування мікшера, і попередня фільтрація.

Вхідна секція має такі елементи: перемикач входів, регулятор (чи регулятори) підсилення, фазообертач і фільтр. Іноді зустрічається

кнопка "Атенуатор" для ступінчатого послаблення вхідного сигналу мікрофонного входу на 20 чи 30 дБ. Регулювання рівня сигналу здійснюється у вхідному підсилювачі, причому тут може здійснюватися як підсилення, так і послаблення сигналів.

У професійній апаратурі, як правило, є два окремих входи: симетричний для мікрофона і лінійний – для сигналів високого рівня. У порівняно дешевій апаратурі іноді можна побачити симетричний лінійний вхід. Це рекламний виверт, хоча вхід дійсно симетричний. Просто сигнал з цього входу спочатку послабляється, а потім подається на вхід мікрофонного підсилювача. Вірною ознакою цього може бути наявність всього однієї ручки регулятора чутливості замість двох, а також відсутність кнопки вибору входу після попереднього підсилення в тракті сигналу можуть стояти два вузли: фазообертач і фільтр. У першому фаза сигналу інвертується на 180° . Це необхідно для фазування мікрофонів, а іноді і для деяких спеціальних цілей.

Потім сигнал може бути поданий на фільтр для обмеження його смуги й усунення небажаних складових. У дорогих професійних пультах іноді можна зустріти повний їхній набір як для послаблення НЧ, так і для послаблення ВЧ. Частоти зрізу в таких фільтрах змінюються. Але найчастіше застосовується найпростіший фільтр, який послаблює тільки НЧ - складові нижче 80 чи 100 Гц.

Далі після вхідної секції сигнал подається на блок обробки. Цей блок містить у собі вузли регулювання тембру, а також розриви (Посилання – Повернення) для включення в тракт сигналу зовнішніх пристроїв: компресорів, лімітерів, і т.д.

Ці гнізда, як правило, парні. Одне гніздо "Посилання" служить для подання сигналу на зовнішній пристрій, інше – "Повернення" для повернення обробленого сигналу в канал. У деяких моделях недорогих пультів зустрічаються і з'єднані гнізда, на стереоджеках. Це заощаджує місце на комутаційній панелі пульта, але менш зручно. Крім цього, розпаювання таких з'єднаних гнізд не стандартизоване, часто приводить до плутанини і створює труднощі в роботі. До речі, в гарних пультах гнізда розривів в обов'язковому порядку є у всіх секціях - і в каналах, і в підгрупах, і в майстер-секції.

Формально кажучи, гнізда розривів не входять ні в які блоки, тому що "фізично" знаходяться між різними вузлами каналу, але при розгляді структури пульта доцільно розглянути їхнє призначення саме тут, виходячи з їхньої функціональної ролі. У дорогих професійних пультах груп гнізд розривів дві; одна перед регулятором тембру, і одна – після нього. Багато пристроїв обробки по-різному поведуться, будучи включеними чи в "чистий" сигнал, чи у вже відкоректований.

Наприклад, відома властивість сильної компресії як би "з'їдати" тембри. Тобто, якщо сильно підняти тембр сигналу, а потім подати його

на компресор, то все це "забарвлення" може просто зникнути, чи сильно зменшитися. Щоб цього не відбулося, доцільніше приєднувати компресор в розрив до частотного коректора. З цих же гнізд можна знімати індивідуальні сигнали каналів для подачі на другий пульт (моніторний, відео й ін.), щоб там можна було здійснювати незалежне регулювання тембру.

Гнізда розривів після регуляторів тембру доцільно використовувати, наприклад, для приєднання пристроїв з обмеженим динамічним діапазоном (фленджери й ін.), щоб не впливати тембром на шуми обробки. У багатьох випадках буває також корисно подати на включений в розрив пристрій обробки уже відкоректований регулятором тембру сигнал, наприклад, на шумоподавлювач, на експандер, і т.п. Зрозуміло, усе вищевикладене зовсім не є істина в останній інстанції, і приклади наведені лише для демонстрації необхідності мати дві групи гнізд розриву в кожному каналі. Але у більшості недорогих пультів "Розрив" один.

Регулятори тембру, в каналах також бувають різні: від найпростіших НЧ і ВЧ, до складних параметричних.

Останні, як правило, на крайніх НЧ- і ВЧ- регуляторах мають можливість перемикає характеристик регулювання „Дзвін/Полиця”. У параметричному еквалайзері для кожної смуги здійснюється незалежне установлення всіх параметрів: центральної частоти, ширини смуги і рівня підйому/завалу АЧХ. У еквалайзері типу „Полиця” можна регулювати тільки величину підйому/завалу АЧХ на краях діапазону, інші параметри визначаються його схемотехнікою, і їхня зміна звукорежисером неможлива.

Для регулятора типу „Дзвін” АЧХ має дзвоноподібну форму з максимальною глибиною регулювання на основній частоті його настроювання. Регулятор же типу „Полиця” не має явно вираженої частоти настроювання, його АЧХ має максимальну глибину регулювання на краях звукового діапазону і плавно зменшується до його середини. Іноді в дорогих пультах зустрічається можливість регулювати частоту і для регулятора „Полиця”, але це зовсім інше регулювання: змінюється частота, вище якої для НЧ-регулятора, чи нижче – для ВЧ-регулятора характеристика стає плавно спадною.

Отже, підсилений, відкоригований сигнал спрямовується у блок розподілу. Саме ця частина каналу відрізняється максимальною конструктивною різноманітністю, і часто викликає найбільші утруднення, хоча за конструкцією це найпростіша частина – набір кнопок і ручок. Кнопками вибирають, куди сигнал буде спрямований далі, а ручками встановлюють рівень цього сигналу.

Ця частина називається „Маршрутизація”. Сигнали, що надходять з каналів на наступні вузли, знімаються з двох точок схеми: частина

сигналів знімається до канального регулятора рівня (фейдера), а частина – після нього.

Як правило, усі сигнали, що далі йдуть у головний тракт і на оброблення, знімаються після фейдера. Сигнали ж, що знімаються до фейдера – це, як правило, тільки ті, котрі надходять на сценічні чи студійні монітори, щоб баланс моніторів не залежав від можливої зміни балансу в залі, в головному мікшері. Хоча в деяких випадках і сигнал на оброблення (наприклад, на ревербератор) може знімається і до фейдера – скажемо, якщо необхідно плавно зменшити сигнал до нуля, при цьому "утопивши" його кінець у ревербераційному відзвучі.

Для розподілу сигналів служать такі органи керування: панорамний регулятор, кнопки подання на головний вихід, на підгрупи. В конструкції регулятора панорами є одна тонкість, про яку часто забувають. Справа в тім, що існує два способи панорамування – з постійною напругою і з постійною потужністю. При першому способі сигнал у середньому положенні регулятора послабляється на 6 дБ. Це дуже добре для звукозапису, з точки зору моносумісності, але при "живому" звукопідсиленні виникають проблеми, тому що сигнал у центрі "провалений" за потужністю на 3 дБ. За другим способом сигнал у середньому положенні регулятора панорами послаблюється на 3 дБ. Для звукопідсилення – чудово, ніяких провалів у центрі, але при спробі записувати на такому пульті – проблеми з моносумісністю, тому що при цьому "центральні" сигнали при додаванні в моно зростають за рівнем на 3дБ. Як компроміс на багатьох пультах застосовується середнє арифметичне – послаблення сигналу в центрі на 4 дБ, а в дорогих моделях зустрічається іноді і можливість перемикання цих режимів.

Для відправлення сигналу на додаткові пристрої обробки, спільні для всіх сигналів на пульті, служать регулятори "Ефект" для індивідуального регулювання рівнів сигналів, що посиляються на пристрої ефектів (наприклад, на ревербератор), і кнопки "Перед/Після", що дозволяють вибирати, звідки буде спрямований сигнал – до чи після фейдера.

Після вхідних каналів в мікшерах розташовані підгрупи і майстер-секція.

Для чого потрібні підгрупи, адже звучання окремих джерел із усіма тембрами уже готове. Вони використовуються в концертних мікшерах. Уявимо, що на концерті виступає великий склад з багатьма інструментами. І в одному з місць пісні тривале соло, приміром, ударних, озвучених десятком мікрофонів. Необхідно швидко збільшити гучність звучання всієї ударної установки. Чи необхідно змінити рівень групи однорідних інструментів (скрипок, саксофонів, хору і т.п.), не змінюючи внутрішнього балансу мікрофонів усередині групи. Ось тут і використовують підгрупи. У них здійснюється проміжне, до головного

суматора додавання декількох сигналів. В описаному вище випадку можна всі звуки ударних з індивідуальних каналів подати спочатку на одну підгрупу, а вже з неї – на головний майстер, гучністю всіх інструментів ударної групи керувати одним фейдером. Для стереопідгрупи прийдеться використовувати дві окремі підгрупи.

Вузол підгрупи не має принципових відмінностей від звичайного вхідного каналу. Як правило, тут ті ж регулятори тембру, тільки простіше (іноді їх і зовсім немає) регулятори "Ефект", панорамні регулятори, і т.д. Тільки повністю відсутні вхідні підсилювачі і вимкнені кнопки посилення в підгрупі, зате є самостійні виходи з кожної з підгруп. Але і тут можливі варіанти. Наприклад, у багатьох недорогих пультах у підгрупах регуляторів панорами немає взагалі, бувають також і підгрупи без регуляторів "Ефект". Іноді в мікшерах використовують стереопідгрупи.

Через відсутність в підгрупах частини вузлів на лицьових панелях каналів залишається вільне місце, його часто використовують для розміщення різних інших вузлів мікшера. Так, наприклад в підгрупових каналах у багатьох пультах розміщаються різного роду додаткові входи: для повернення в пульт сигналів із зовнішніх пристроїв ефектів, керування моніторингом і деякі інші.

Найважливіша частина мікшерного пульта – майстер-секція. Від її побудови залежить, наскільки добре буде звучати весь пульт і наскільки зручною буде робота з ним. Саме у майстер-секції зосереджена максимальна кількість органів керування та індикації, застосовуються самі якісні електронні елементи.

Основна функція майстер-секції – додати всі сигнали, сформувати вихідний стереосигнал. Але в будь-якому пульті є багато вузлів, що не відносяться ні до однієї його частини, а є загальними для всього пульта. Всі ці вузли і зосереджені в майстер-секції. Насамперед, це головний суматор, майстер-фейдер і основний стереовихід з вимірювачем рівня. Ці елементи є в усіх без винятку пультах, в яких взагалі є головний майстер. Ще один вузол, що також є присутнім практично у всіх пультах – це суматор ефектів, де додаються сигнали всіх посилянь на зовнішні ефекти, з індивідуальними регуляторами вихідного рівня.

Також у будь-якій майстер-секції є блок контролю сигналів, від простих до дуже складних. У найпростішому випадку це вимірювач рівня і регулятор гучності (volume control) контролю через навушники. У складних пультах, як правило, набагато більш широкі можливості.

У майстер-секції розташовується і блок повернення сигналів від зовнішніх ефект-процесорів. У цьому блоці сигнали регулюються за рівнем, панорамою.

Крім цього, у деяких моделях дорогих пультів є вбудований звуковий генератор. Він може бути як елементарним, на кілька фіксованих частот, так і складним, із плавною зміною частоти сигналу по всьому

звуковому діапазоні. У найпростіших випадках сигнал генератора подається на своє вихідне гніздо і на головний стереовихід. У більш складних мікшерах передбачається можливість подання тестового сигналу за допомогою внутрішньої комутації практично в будь-яку частину пульта.

В розрахованому мікшері виконані всі технічні вимоги. До його особливостей слід віднести схемну простоту, а відтак і простоту в обслуговуванні та надійність в роботі.

Розрахований мікшер не вимагає дорогих прецизійних деталей, а також, як це доведено комп'ютерним моделюванням, дозволяє використовувати мікросхеми операційних підсилювачів вітчизняного та імпортного виробництва без будь-яких схемотехнічних змін.

Контрольні запитання

1. Дайте класифікацію існуючих способів побудови мікшерів.
2. Назвіть і дайте означення основним технічним параметрам і характеристикам мікшера.
3. Чому схема спільна база зручна для застосування у вузлах додавання сигналів транзисторних мікшерів?
4. Які переваги і недоліки мають пасивні суматори в порівнянні з активними?
5. Нарисуйте схему суматора на операційному підсилювачі, поясніть призначення елементів.
6. Які стандартні регулювання застосовують в мікшерах?
7. Наведіть структурну схему монофонічного мікшера з двома входами.
8. Наведіть структурну схему стереофонічного мікшера з двома входами і симетричним виходом.
9. Поясніть, які додаткові вузли застосовують в сучасних моделях мікшерів?
10. Яке призначення регулятора панорами в стереофонічному мікшері?

6 Варіанти індивідуальних завдань до курсової роботи

В табл. 6.1, 6.2 наведені основні технічні параметри пристрою обробки звуку, запропонованого студенту для розроблення.

До основних технічних параметрів відносяться:

$L_{ВХ}$, дБ – рівень вхідного сигналу (за 0 дБ приймається напруга, за якою на вхідному опорі пристрою виділяється потужність 1 мВт);

$U_{ВХ}$, мВ – вхідна напруга;

$L_{ВІХ}$, дБ – рівень вихідного сигналу (за 0 дБ приймається напруга, за якою на опорі навантаження пристрою виділяється потужність 1 мВт);

$U_{ВІХ}$, мВ – вихідна напруга;

$R_{ВХ}$, Ом – вхідний опір пристрою;

R_H , Ом – опір навантаження пристрою;

F_H , Гц – нижня частота робочого діапазону, на якій частотні спотворення пристрою дорівнюють M_H ;

M_H , дБ – частотні спотворення;

F_B , кГц – верхня частота робочого діапазону, на якій частотні спотворення пристрою дорівнюють M_B ;

M_H , M_B , дБ – частотні спотворення.

Відхилення між заданими і реалізованими в роботі основними технічними параметрами не повинні перевищувати 10 - 15%.

Крім того, в залежності від отриманого індивідуального завдання, студент отримує додаткові початкові умови. До основних з них відносяться:

– якщо розробляється еквалайзер – його тип, кількість частотних смуг регулювання, глибина регулювання;

– якщо розробляється кросовер – його тип, кількість частотних смуг, частоти поділу;

– якщо розробляється мікшер – стерео або моно, кількість входів, їх чутливість та вхідний опір; симетричність/несиметричність входів/виходів;

– для будь-якого пристрою обробки звуку в індивідуальному завданні керівником роботи формулюються вимоги щодо нелінійних спотворень, видів і кількості регулювань, пропонується спосіб електричного живлення пристрою.

Після отримання індивідуального завдання студент ознайомлюється із затвердженим кафедрою графіком виконання курсової роботи і термінами її захисту.

Таблиця 6.1 – Варіанти завдань до курсової роботи

Варіант	Вхідна напруга $L_{ВХ}$, дБ ($U_{ВХ}$, мВ)	Вихідна напруга $L_{ВИХ}$, дБ ($U_{ВИХ}$, мВ)	Вхідний опір $R_{ВХ}$, кОм	Опір наванта- ження $R_{НБ}$, Ом
1	2	3	4	5
1	-60	-6	0,62	10
2	(15)	(500)	0,82	15
3	-60	-1	1,0	18
4	(5)	30	1,2	22
5	(150)	15	1,5	27
6	-60	(3200)	1,8	33
7	-55	(1000)	2,2	39
8	(120)	0	2,7	47
9	-50	-2	3,3	56
10	(50)	5	3,9	68
11	-26	(4500)	4,7	82
12	-32	25	5,6	100
13	(10)	12	6,8	150
14	(25)	7	8,2	180
15	-20	(5000)	10	220
16	(500)	3	12	270
17	-45	-3	15	330
18	-35	(1500)	18	390
19	(400)	(1700)	22	470
20	-40	-5	27	560
21	-46	(650)	33	690
22	(300)	-4	39	820
23	-60	(750)	47	1000
24	(2)	9	56	1200
25	-70	2,7	68	1500
26	-48	(2100)	82	1800
27	(10)	1,8	100	2200
28	(30)	(900)	120	2700
29	-36	1,6	150	3300
30	-26	(700)	180	3900
31	(9)	(4000)	220	4700
32	(20)	2,1	270	5600
33	(60)	(2700)	330	6800
34	-50	(3600)	390	8200
35	(1)	1,7	470	10000

Таблиця 6.2 – Варіанти завдань до курсової роботи

Варіант	Частота F_H , Гц	Спотворення M_H , дБ	Частота F_B , кГц	Спотворення M_B , дБ
1	2	3	4	5
1	10	1	21	2
2	11	1,7	29	5,4
3	30	3,6	14	1,7
4	12	4	30	1,3
5	25	1,9	15	5,1
6	15	2,8	20	2,6
7	100	5,7	10	5,8
8	15	3,5	28	3,4
9	40	4,2	14	2,1
10	50	1,2	11	5,3
11	25	5,6	19	1
12	100	4,5	13	5,7
13	12	1,6	22	1,6
14	45	5,8	12	2,9
15	80	2,7	10	3,3
16	16	2	30	5
17	35	5,4	13	1,1
18	14	2,6	25	2,7
19	18	4,6	27	3,6
20	20	3,4	20	2,4
21	19	1,3	23	4,8
22	40	2,1	17	4,6
23	35	3	16	3
24	17	4,8	15	5,6
25	13	1,8	24	2,2
26	22	3,1	22	4,3
27	120	5	11	1,4
28	30	1,4	18	3,2
29	15	5,2	25	1,2
30	35	5,9	16	2,8
31	40	1,5	17	3,8
32	10	3,2	26	2,3
33	90	2,2	12	2,5
34	18	6	18	4
35	11	2,3	20	1,5

Словник найбільш вживаних термінів

пристрій обробки звуку	– data handling sound
радіомовлення	– broadcasting
звукові сигнали	– sound signal
мікшер	– mixer
еквалайзер	– equalizer
кросовери	– crossover
графічний еквалайзер	– graphical equalizer
параметричний еквалайзер	– parametrical equalizer
АЧХ	– gain-frequency characteristic
ФЧХ	– phase-frequency characteristic
зворотний зв'язок	– feedback
операційний підсилювач	– operational amplifier
добротність	– quality
резонансна частота	– resonance frequency
смуга пропускання	– pass band
індуктивність	– inductance
диференціальний підсилювач	– differential amplifier
інвертувальний вхід	– inverting output
глибина регулювання	– setting depth
передатна функція	– transfer function
суматор	– summation unit
смуговий фільтр	– bypass filter
фазові спотворення	– phase distortion
частотні спотворення	– frequency distortion
фазовий зсув	– phase alignment
крутість	– steepness
гучномовець	– loud-speaker
повторювач	– translator
ФНЧ	– low-pass filter
ФВЧ	– high-pass filter
частота поділу	– crossover frequency
часова затримка	– temporary delay
рівень сигналу	– signal strength
регулятор гучності	– volume control
чутливість	– apprehensibility
коефіцієнт гармонік	– harmonic content
опір навантаження	– load resistance
вхідний опір	– input resistance

Література

1. Радиовещание и электроакустика: Учебник для вузов /Под ред. Ю. А. Ковалгина. – М.: Радио и связь, 2003. – 792 с.
2. Радиовещание и электроакустика: Учебн. пособие для вузов /Под ред. М. В. Гитлица. – М.: Радио и связь, 1989. – 432 с.
3. Звуковое вещание/ Под ред. Ю. А. Ковалгина: Справочник. – М.: Радио и связь, 1993. – 464 с.
4. Методичні вказівки до оформлення курсових проектів (робіт) у Вінницькому національному технічному університеті /Уклад. Г. Л. Лисенко, А. Г.Буда, Р. Р. Обертюх. – Вінниця: ВНТУ, 2006. – 60 с.
5. Схемотехніка високоякісного звуковідтворення / М. Е. Сухов та ін. – К.: Техніка, 1992. – 127 с.
6. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике: Пер. с нем. – М.: Мир, 1991. – 446 с.
7. Атаев Д. И., Болотников В. А. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник. – М.: МЭИ, ПКФ «Печатное дело», 1992. – 240с.
8. Аналоговые интегральные микросхемы: Справочник/ Б. П. Кудряшов и др. – М.: Радио и связь, 1981. – 160с.
9. Лавриненко В. Ю. Справочник по полупроводниковым приборам. – К.: Техніка, 1984. – 424с.

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Вінницький національний технічний університет
Інститут радіотехніки, зв'язку та приладобудування
Кафедра ТКСТБ

ІНДИВІДУАЛЬНЕ ЗАВДАННЯ
до курсової роботи з дисципліни «Радіомовлення»

Студенту _____ групи _____

1. Експлуатаційне призначення _____
2. Вхідні параметри _____
3. Вихідні параметри _____
4. _____
5. _____
6. Регулювання _____
7. Живлення _____

Зміст роботи

1. Титульний аркуш.
2. Індивідуальне завдання (ІЗ).
3. Анотація.
4. Перелік скорочень.
5. Зміст.
6. Вступ.
7. Розроблення технічного завдання (ТЗ).
8. Розрахунок структурної схеми пристрою.
9. Електричний розрахунок вузлів або пристрою.
10. Комп'ютерне моделювання вузлів або пристрою.
11. Таблиця порівняння результатів і ТЗ.
12. Висновок щодо виконання вимог ІЗ.
13. Порівняння пристрою з найкращими зразками подібної техніки.
14. Література.
15. Додаток.

Керівник КР _____

Дата видачі ІЗ _____, дата захисту КР _____

Г Р А Ф І К

виконання студентами курсової роботи

1. Огляд літературних джерел	1 тиждень
2. Розроблення технічного завдання	1 тиждень
3. Розроблення структурної схеми пристрою	2 тижні
4. Електричні розрахунки каскадів пристрою	2 тижні
5. Комп'ютерне моделювання пристрою	1 тиждень
6. Завершення оформлення пояснювальної записки	1 тиждень
7. Подання роботи на перевірку	1 тиждень
8. Захист курсової роботи	1 тиждень

Примітка. В курсовій роботі графічна частина відсутня, повна електрична схема розробленого пристрою розміщується в пояснювальній записці після завершення електричних розрахунків.

Керівник КР

Дата

Навчальне видання

Сергій Павлович Кононов

Пристрої обробки звуку в радіомовленні

Курсове проектування

Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено автором

Редактор О. Д. Скалоцька

Науково-методичний відділ ВНТУ

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від 25.12.2001

21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ

Підписано до друку 16.04.09р. Гарнітура Times New Roman

Формат 29,7х42 1/4

Папір офсетний

Друк різнографічний

Ум. друк. арк. 5,5

Наклад 75 прим.

Зам. № 2009-089

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького національного технічного університету.

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від 25.12.2001

21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ