

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
КОНОТОПСЬКИЙ ІНСТИТУТ

Кафедра електронних
приладів і автоматики

Кваліфікаційна робота бакалавра
ПІДСИЛЮВАЧ БАГАТОКАНАЛЬНОЇ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧ

Студент групи ЕП – 61

Р.В. Шкарупа

Науковий керівник
викладач

О.І. Федчун

Конотоп 2020

РЕФЕРАТ

Об'єктом дослідження кваліфікаційної роботи є підсилювач багатоканальної системи передач.

Мета роботи полягає у порівнянні типових варіантів реалізації підсилювача багатоканальної системи передач, розрахунку основних параметрів, та в огляді сфери застосування таких підсилювачів.

При виконанні роботи було проаналізовано види, модифікації, переваги та недоліки підсилювачів багатоканальної системи передач, а також розраховано параметри та наведені структурні схеми роботи таких підсилювачів.

У результаті проведення досліджень встановлено, що підсилювачі багатоканальної системи передач набули найбільшого застосування на базі високочастотних та високоякісних елементах що дозволяють працювати в різних режимах роботи.

Робота викладена на 31 сторінці, у тому числі включає 12 рисунків, 2 таблиць, список цитованої літератури із 23 джерел.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: ПІДСИЛЮВАЧ, ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗОК, БАГАТОКАНАЛЬНИЙ ЗВ'ЯЗОК, ПІДСИЛЕННЯ, ТРАНЗИСТОР

ЗМІСТ

ВСТУП	3
РОЗДІЛ 1 ПІДСИЛЮВАЧІ БАГАТОКАНАЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ	4
1.1. Поняття багатоканального зв'язку	4
1.2 Будова багатоканальних імпульсних підсилювачів.....	6
РОЗДІЛ 2 ЕСКІЗНИЙ РОЗРАХУНОК	
БАГАТОКАНАЛЬНОГО ПІДСИЛЮВАЧА	13
2.1 Розрахунок числа каскадів, тривалість фронту імпульсу.....	13
2.2 Визначення граничної частоти та точку спокою транзистора.....	14
2.3 Розрахунок опору резисторів.....	16
2.4 Розрахунок амплітуди вхідного імпульсу та коефіцієнта підсилення	18
РОЗДІЛ 3 СУЧАСНІ БАГАТОКАНАЛЬНІ ПІДСИЛЮВАЧІ	22
3.1 Підсилювач потужності Classe CA 5300.....	22
3.2 Трансляційний підсилювач потужності А-2030 Н	23
3.3 Трансляційний підсилювач РА-400.....	25
3.4 Цифровий 4-х канальний підсилювач потужності DA-250 F.....	26
ВИСНОВКИ	29
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	30

ВСТУП

На сьогоднішній день, актуальністю є діджиталізація, оперативність та мобільність у роботі одним із великої кількості що це все забезпечує на належному рівні є підсилювачі багатоканальної системи передач інформації та зв'язку.

Багатоканальні системи передачі - це системи, які дозволяють одночасно по одному фізичному колу передавати велику кількість незалежних повідомлень, тобто використовувати лінію багаторазово.

У цифрових багатоканальних системах з поділом за формою використовують ортогональні послідовності у вигляді функцій Уолша це аналоги "прямокутних" синусів і косинусів.

В роботі висвітлено приклад розрахунку багатоканального підсилювача, також буде вибрано транзистори і режими роботи, розраховане необхідне значення амплітуди обернено зв'язку, визначено число каскадів попереднього підсилення

Об'єктом даної роботи виступає пристрій який забезпечує основні параметри, характеристики, працездатність, багатоканального зв'язку. [1].

Актуальність роботи полягає у прикладі розрахунку багатоканального підсилювача та у застосуванні та використанні сучасних підсилювачів у пристроях та засобах автоматизації.

Метою кваліфікаційної роботи є огляд, розрахунок та застосування підсилювачів багатоканальної системи передач.

РОЗДІЛ 1

БАГАТОКАНАЛЬНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Поняття багатоканального зв'язку

Багатоканальні системи передачі з тисчасовим і частотним поділом каналів представляють собою цілий комплекс технічних пристроїв, які містять апаратуру, встановлену на кінцевих пунктах (КП), проміжну апаратуру, яка повинна розміщуватись в обслуговуваних (ПРО) або необслуговуваних (НПП) підсилюючих пунктах та лінії зв'язку. Структурна схема багатоканальної системи передачі зображена на рис.1.1.

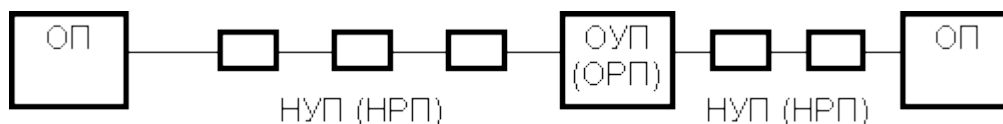


Рис.1.1. Структурна схема будови систем передачі [2]

У дискретних системах, у порівнянні з аналоговими, як на обслуговуваних так і необслуговуваних пунктах розміщується апаратура, що дозволяє відновлювати імпульсні сигнали лінійного тракту. Саме тому пункти називають регенераційними.

Дальність передачі сигналів по фізичних ланцюгах визначається перш за все загасанням (ослабленням) сигналу через те, що в ланцюзі втрачається частина енергії сигналу, що передається.

Конкретні електричні параметри ланцюга і чутливість вхідного приладу впливають на допустиму дальність зв'язку.

Компенсувати загасання сигналу в системах передач можна підвищивши потужність сигналу в декількох точках магістралі, що розміщені рівномірно.

Частина каналу зв'язку, яка розташована між сусідніми підсилювачами називається підсилювальним ділянкою. На рис.1.2. наведена діаграма, яка описує зміну рівнів сигналу по магістралі.

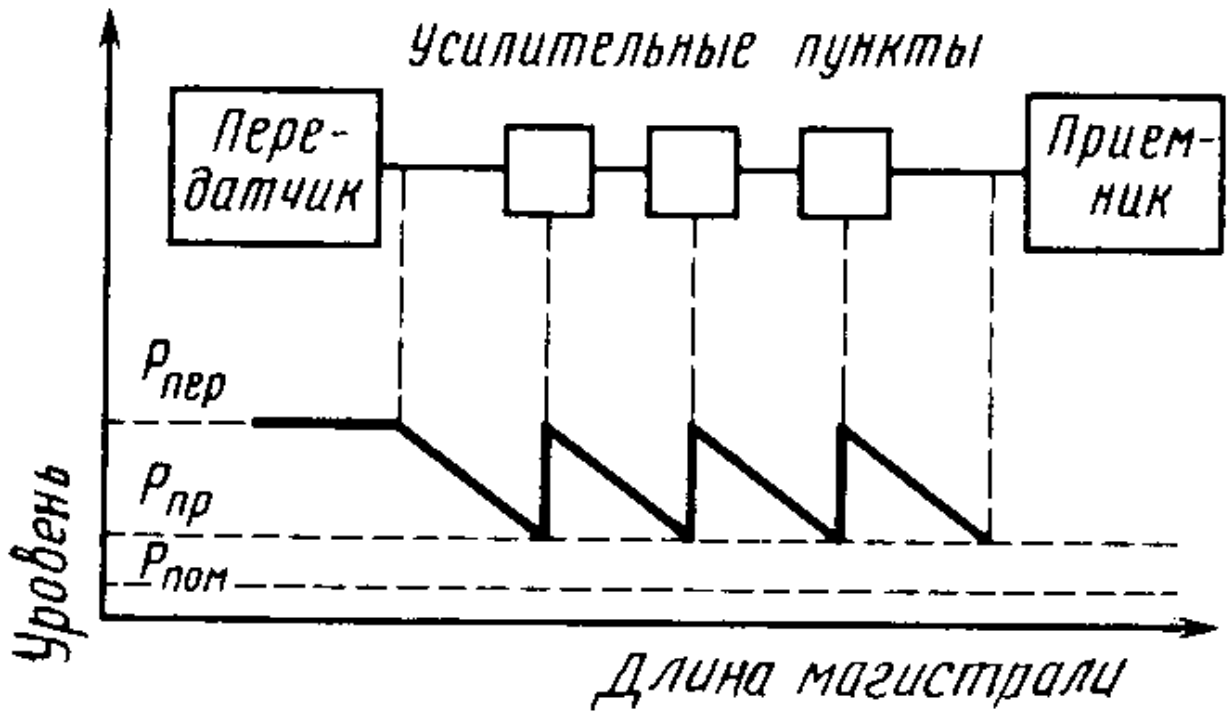


Рис 1.2. Діаграма рівнів. $P_{пер}$, $P_{пр}$ - рівні сигналу на передачі і прийомі, $P_{пом}$ - рівень перешкоди [3]

Апаратура ОУП і НУП застосовується не тільки для посилення аналогового сигналу, але і для «вирівнювання» фазочастотних і амплітудо-частотних характеристик лінійної магістралі. Для відновлення ж тривалості, амплітуди і тимчасового інтервалу між імпульсами сигналів у цифрових системах застосовується апаратура ОРП і НРП.

Відстань між НРП (НПП) може бути від одиниць до десятків (іноді сотні) кілометрів, тобто для різних систем змінюється в широкому діапазоні. Зачасту, НПП (НРП) являє собою металеву камеру, яка складається з наземної і підземної частин. У камері розташовані водно-комутаційне і підсилувальне (регенераційні) обладнання. Апаратура КП і ОУП (ОРП) розташована в будівлях, де перебуває обслуговуючий персонал.

1.2 Будо́ва багатоканальних імпульсних підсилювачів

Варіанти побудови багатоканальних імпульсних підсилювачів з частотним поділом каналів. Наведено опис підсилювача з характеристиками:

- смуга робочих частот 0: 1,5 ГГц;
- коефіцієнт посилення 15 дБ;
- вихідна потужність 2 Вт.

Традиційно підвищення вихідної потужності розроблюваних підсилювачів пов'язано з використанням більш потужних транзисторів, або схем складання потужності декількома менш потужними транзисторами. Обидва ці варіанти виявляються не реалізованими при створенні надширокосмугових підсилювачів потужності, призначених для посилення імпульсних сигналів зі спектром, лежачим в смузі частот від нуля або одиниці герц до одиниць гігагерц. Побудова підсилювачів з вказаною смугою робочих частот на потужних транзисторах виявляється неможливим у зв'язку з високою добротністю вхідних імпедансів потужних транзисторів і великій величині "паразитних" параметрів пасивних елементів, що застосовуються при побудові підсилювачів.

Це призводить до появи неконтрольованих резонансів усередині їх смуги пропускання і спотворення форми амплітудно-частотної і перехідної (ПХ) характеристик [1, 2]. Підвищення вихідної потужності розглянутих підсилювачів за допомогою пристроїв додавання потужності віддається декількома менш потужними транзисторами також важко, так як відомі методи побудови пристроїв складання потужності не дозволяють реалізувати зазначені пристрої з коефіцієнтом перекриття по частоті більш ніж в 103-104 рази [3, 4].

Можливість неспотвореного посилення імпульсних сигналів багатоканальними структурами з частотним поділом каналів, яка досягається при використанні частотно-розділових ланцюгів (ЧРЛ) першого порядку, включених або на вході, або на виході підсилювача. Це дозволяє здійснювати реалізацію каналних

підсилювачів з використанням переваг схемних рішень побудови підсилювачів заданого частотного діапазону і підвищення, завдяки цьому, вихідної потужності.

Недоліком такої реалізації є необхідність застосування надширокосмугових сумматорів з розв'язаними входами. Для усунення зазначеного недоліку запропоновано використовувати двоканальний варіант побудови імпульсного підсилювача з ЧРЦ на вході і виході (рис. 1.3), де УВЧ - підсилювач верхніх частот, УНЧ - підсилювач нижніх частот, R_{Γ} - опір генератора, $R_{\text{н}}$ - опір навантаження підсилювача, елементи C_1, L_1 , утворюють вхідні ЧРЦ, C_2, L_2 - вихідну ЧРЦ.

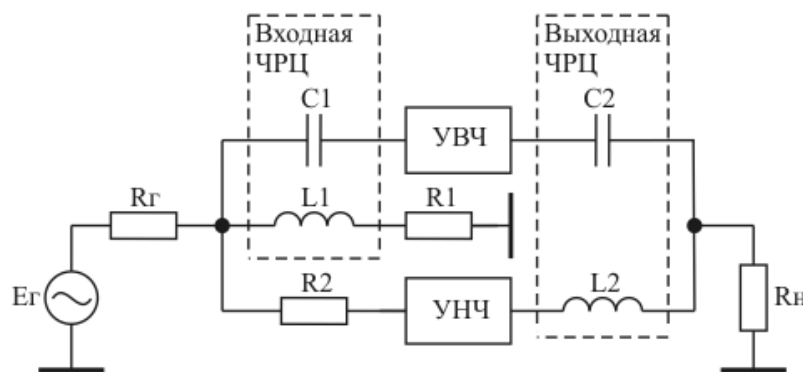


Рис.1.3. Двоканальний варіант побудови імпульсного підсилювача з ЧРЦ на вході і виході [3]

Резистор є навантаженням фільтра нижніх частот вхідних ЧРЦ, вибирається з умови $R_1 = R_{\Gamma}$, і необхідний для забезпечення узгодження двоканального підсилювача по входу в смузі частот нижче частоти стикування вхідний ЧРЦ. Під частотою з'єднання, при цьому, розуміється частота, на якій коефіцієнти передачі високочастотного і низькочастотного каналу ЧРЦ виявляються однаковими і рівними величині 0,5 щодо максимального значення.

Резистор R_2 виконує функцію розв'язку опору і вибирається з умови $R_2 \gg R_{\Gamma}$. Тому коефіцієнт підсилення УНЧ повинен перевищувати коефіцієнт підсилення УВЧ на величину втрат, що вносяться резистором R_2 . Мінімізація спотворень ПХ, в наведеній схемі, досягається розносом частот з'єднання, вхідний $f_{\text{вх}}$ і вихідний $f_{\text{вих}}$ ЧРЦ. Фізично це можна пояснити виразом розглянут розглянутої схеми. В схему з одностороннім включенням ЧРЦ, яка, відповідно забезпечує неспотворення

посилення імпульсного сигналу. За однакової кількості вхідного опору УВЧ $R_{вх}$ УВЧ і вхідного опору УНЧ $R_{вх}$ УНЧ величиною опору $R_{Г}$, а вихідного опору УВЧ $R_{вих}$ УВЧ і вихідного опору УНЧ $R_{вих}$ УНЧ величиною опору $R_{н}$, значення елементів вхідний і вихідний ЧРЦ знаходяться із співвідношень:

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= N/2\pi f_{ВЫХ} R_{Г}; \\ L_1 &= N R_{Г} / 2\pi f_{ВЫХ}; \\ C_2 &= 1/2\pi f_{ВЫХ} R_{н}; \\ L_2 &= R_{н} / 2\pi f_{ВЫХ} \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

де $N = f_{вих} / f_{вх}$ - відношення частоти стикування вихідний ЧРЦ до частоті стикування вхідний ЧРЦ.

На рис. 1.4 наведені результати розрахунку ПХ розглянутої схеми, за умови ідеальності каналних підсилювачів і виборі $f_{вих} = 1,5$ МГц. Крива 1 відповідає умові $N = 1$, крива 2 - $N = 3$, крива 3 - $N = 9$.

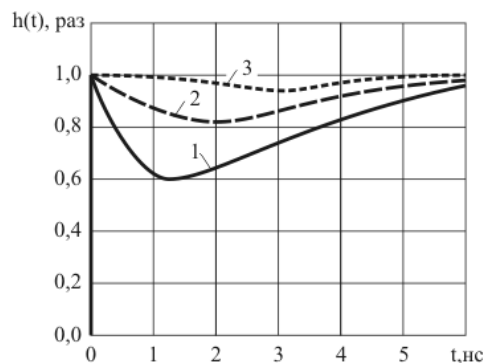


Рис.1.4. Результати розрахунку ПХ розглянутої схеми [3]

Як впливає з графіків, прийнятні спотворення ПХ досягаються при $N \geq 9$. З умов роботи даної схеми, слід зазначити що верхня гранична частота УНЧ $f_{УНЧ}$ повинна бути більше або дорівнює частоті з'єднання вихідний ЧРЦ ($f_{УНЧ} \geq f_{вих}$), а нижня гранична частота УВЧ $f_{УВЧ}$ повинна бути менше або дорівнює частоті з'єднання вхідний ЧРЦ ($f_{УВЧ} \leq f_{вх}$). Тобто $f_{УНЧ}$ і $f_{УВЧ}$ пов'язані ставленням: $f_{УНЧ} / f_{УВЧ} \geq N$. Повне усунення спотворень ПХ обумовлених

застосуванням ЧРЦ, при одночасному зменшенні взаємного перекриття робочих частот каналних підсилювачів, можливо в разі реалізації двоканального підсилювача за схемою наведеною на рис. 1.5.

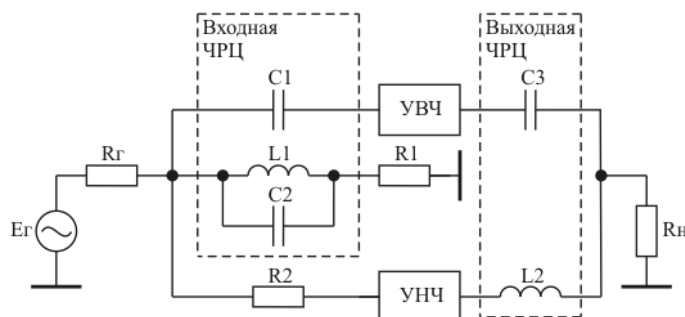


Рис.1.5. Схема двуканального підсилювача [3]

Будемо вважати, що УВЧ і УНЧ ідеальні, а $R_{г} = R_{н} = R_{вх\ УВЧ} = R_{вх\ УНЧ} = R_{вих\ УВЧ} = R_{вих\ УНЧ}$. В цьому випадку, знаходячи передавальну характеристику схеми у вигляді дрібно-раціональної функції комплексної змінної

$$p = j * \Omega \quad (1.2)$$

де $\Omega = f / f_{вих}$ - нормована частота.

Коефіцієнти чисельника і знаменника при рівних ступенях p , що не важко знайти значення елементів входний і вихідний ЧРЦ, відповідні умові повної відсутності спотворень ПХ:

$$\left. \begin{aligned} C_1 = C_2 = C_3 &= 1/2\pi f_{ВЫХ} R_{Н}; \\ L_1 = L_2 &= R_{Н} / 2\pi f_{ВЫХ}; \\ R_1 &= 0,5 R_{Н}. \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

З рівності (1.3) випливає, що взаємне перекриття робочих частот каналних підсилювачів $f_{в\ УНЧ} / f_{н\ УВЧ}$ має місце в даній схемі. На рис. 1.6 приведена принципова схема експериментального макета двоканального підсилювача,

реалізованого за функціональною схемою представленої на рис.1.5. Як УВЧ і УНЧ двоканального підсилювача використані узгоджені каскади, що дозволило мінімізувати їх вплив при дослідженні спотворень ПХ, обумовлених двоканальною структурою підсилювача. Підсилювач має наступні технічні характеристики: коефіцієнт посилення 6 дБ; час встановлення фронту імпульсу 2,5 нс, $f_{вих} = 1,8$ МГц; спад плоскої вершини імпульсу, при тривалості імпульсу 2 мс, становить 4%; $R_{Г} = R_{Н} = 50$ Ом; спотворення обумовлені використанням ЧРЦ візуально не виявлено. На рис. 1.7, а наведені перехідні характеристики високочастотного (крива 1) і низькочастотного (крива 2) каналу досліджуваного двоканального підсилювача. На рис. 1.7, б приведена імпульсна характеристика розглянутого підсилювача (крива 1).

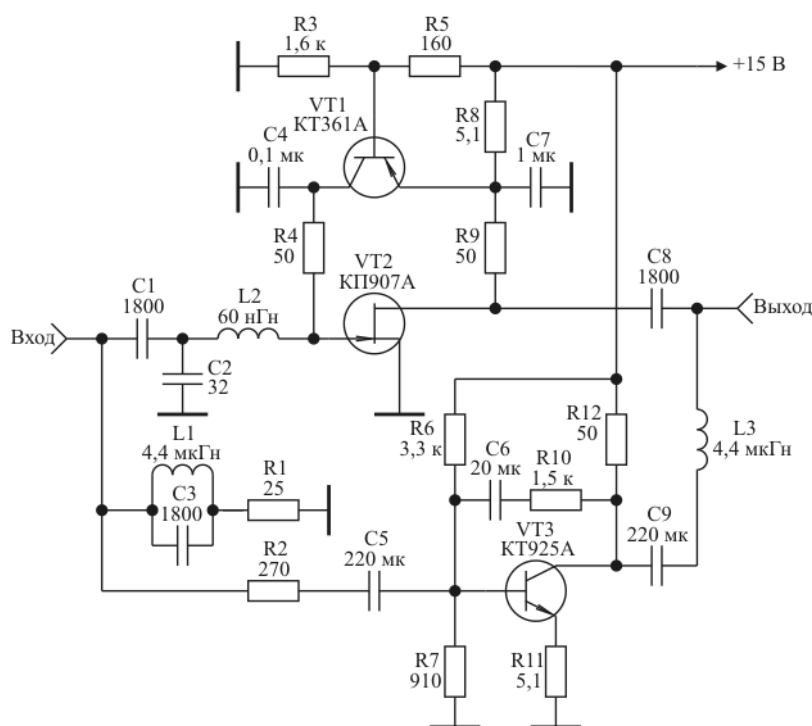


Рис.1.6. Принципова схема експериментального макета двоканального підсилювача [4]

Тут же наведені експериментальні характеристики двоканального підсилювача, при його реалізації за схемою наведеною на рис. 1.2. Крива 2 відповідає умові $f_{в} \text{ УНЧ} / f_{н} \text{ УВЧ} = 3$, тобто вибору $f_{вих} = 1,8$ МГц і $f_{вх} = 0,6$ МГц,

крива 3 відповідає умові $f_{\text{в УНЧ}} / f_{\text{н УВЧ}} = 9$, тобто вибору $f_{\text{вих}} = 1,8 \text{ МГц}$ і $f_{\text{вх}} = 0,2 \text{ МГц}$.

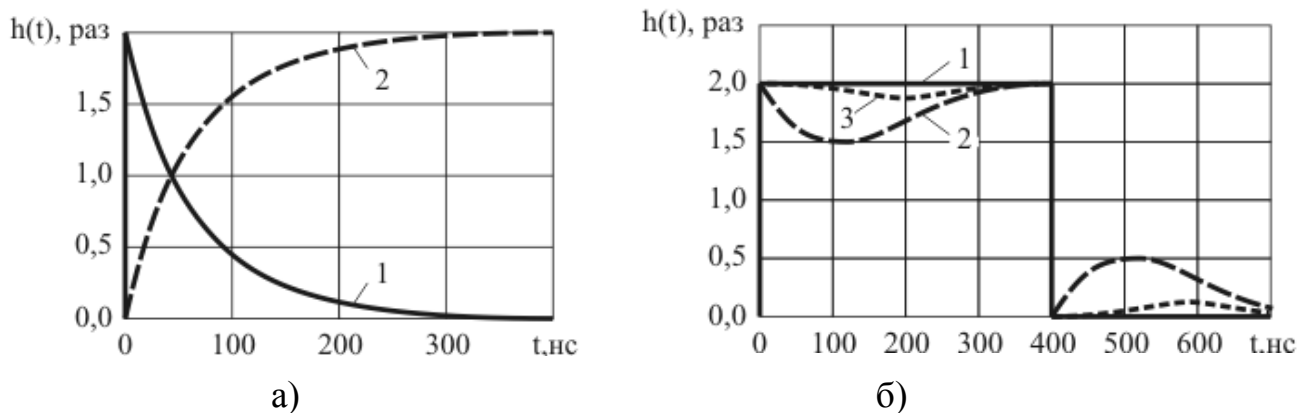


Рис 1.7. Характеристики низькочастотного високочастотного та імпульсного підсилювача [4]

Схемне рішення, наведене на рис. 1.5, може бути поширено і на випадок багатоканальної структури побудови імпульсного підсилювача (рис. 1.8), де ПУ - смуговий підсилювач.

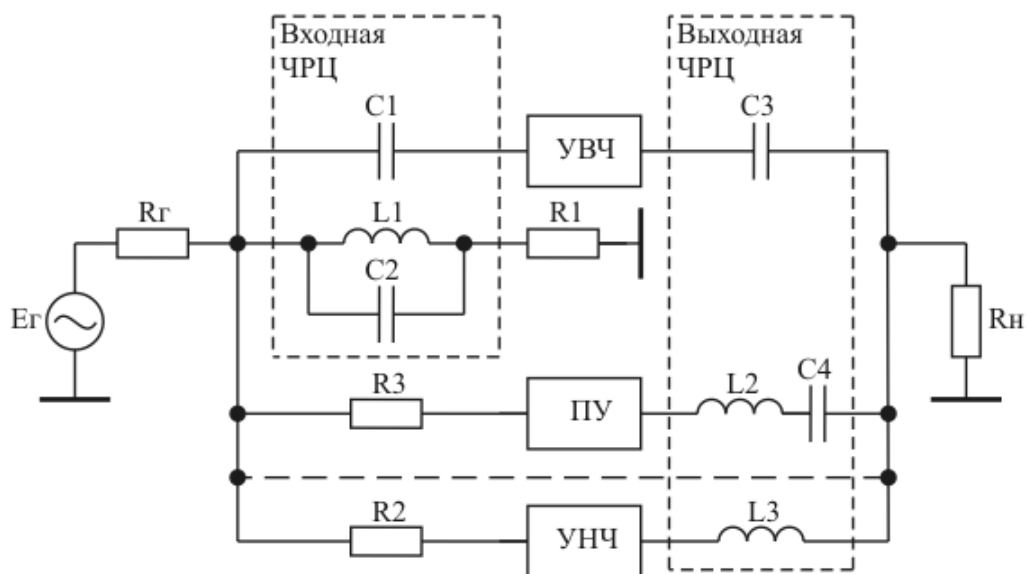


Рис.1.8. Багатоканальна структура побудови імпульсного підсилювача [4]

РОЗДІЛ 2

ЕСКІЗНИЙ РОЗРАХУНОК БАГАТОКАНАЛЬНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

2.1 Розрахунок числа каскадів, тривалість фронту імпульсу

Визначимо число каскадів і виберемо тип транзистора за коефіцієнтом підсилення струму бази. Коефіцієнт підсилення струму бази h_{21e} , визначається за формулою:

$$h_{21e} \geq \sqrt[n]{\frac{U_{\text{вих}} R_{\text{вх.е}} k_3}{U_{\text{вх}} R_{\text{н}}}} \quad (2.1)$$

де, n – число каскадів;

$U_{\text{вих}}$ – вихідна напруга, В;

$R_{\text{вх.е}}$ – вхідний опір транзистора, Ом;

k_3 – коефіцієнт запасу;

$U_{\text{вх}}$ – вхідна напруга, В;

$R_{\text{н}}$ – опір навантаження, Ом.

$$h_{21e} \geq \sqrt[2]{\frac{2.5 \cdot 1000 \cdot 1.3}{6 \cdot 10^{-3} \cdot 700}} = 28$$

Визначимо опір колектора. Опір колектора $R_{\text{к}}$, Ом, визначається за формулою:

$$R_{\text{к}} = 2R_{\text{н}} \quad (2.2)$$

де, $R_{\text{н}}$ – опір навантаження, Ом.

$$R_{\text{к}} = 2 \cdot 700 = 1400 \text{ Ом}$$

Приймаємо $R_{\text{к}} = 1.4 \text{ кОм}$. [5]

Знаходимо опір навантаження змінному колекторному струму другого каскаду.

Опір навантаження $R'_{\text{н}}$, Ом, визначається за формулою:

$$R'_H = \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H} \quad (2.3)$$

де, R_K – опір колектора, Ом;

R_H – опір навантаження, Ом.

$$R'_H = \frac{1.4 \cdot 0.65}{1.4 + 0.65} = 440 \text{ Ом.}$$

Знайдемо тривалість фронту імпульсу t'_ϕ , с, за формулою:

$$t'_\phi = t_\phi \sqrt{n} \quad (2.4)$$

де, t_ϕ – тривалість імпульсу;

n – число каскадів.

$$t'_\phi = 0.5 \sqrt{2} = 0.35 \text{ мкс.}$$

Всім вимогам відповідає транзистор ГТЗ10А. Параметри якого мають значення: $f_{h21e} = 160$ МГц, $h_{21e} = 28$, $C_K = 4$ пФ, $I_{к60} = 5$ мкА, $h_{11e} = 1000$ Ом, $r'_6 = 75$ Ом. [6]

2.2 Визначення граничної частоти та точку спокою транзистора

Визначимо граничну частоту h_{21e} , Гц, другого каскаду за формулою:

$$f_{h21e} \geq \frac{2.2 \cdot r'_6}{2\pi(t'_\phi - 2.2R'_H C_K h_{21e} - 2.2R'_H C'_H)} \quad (2.5)$$

де, r'_6 – опір бази транзистора, Ом;

t'_ϕ – тривалість фронту імпульсу, с;

R'_H – опір навантаження змінному колекторному струму, Ом;

C_K – ємність колекторного переходу, Ф;

h_{21e} – коефіцієнт підсилення струму бази;

C'_H – ємність конденсатору навантаження, Ф.

$$f_{h21e} = \frac{2.2 \cdot 75}{6.28(0.35 \cdot 10^{-6} - 2.2 \cdot 440 \cdot 28 \cdot 4 \cdot 10^{-12} - 2.2 \cdot 440 \cdot 85 \cdot 10^{-12})} = 0.14 \text{ МГц.}$$

Визначимо граничну частоту $f_{h_{21e}}$, Гц, першого каскаду за формулою:

$$f_{h_{21e}} = \frac{2.2}{2\pi(t'_{\phi} - 2.2R'_H C_K h_{21e})}, \quad (2.6)$$

де, t'_{ϕ} – тривалість фронту імпульсу, с;

R'_H – опір навантаження змінному колекторному струму, Ом;

C_K – ємність колекторного переходу, Ф;

h_{21e} – коефіцієнт підсилення струму бази.

$$f_{h_{21e}} = \frac{2.2}{6.28(0.35 \cdot 10^{-6} - 2.2 \cdot 440 \cdot 45 \cdot 4 \cdot 10^{-12})} = 2 \text{ МГц}$$

Визначаємо точку спокою транзистора. Знаходимо колекторний струм I_{KH} , А, який потрібний для отримання заданої амплітуди імпульсу на виході, за формулою:

$$I_{KH} = \frac{U_{\text{вих}}}{R'_H}, \quad (2.7)$$

де, $U_{\text{вих}}$ – вихідна напруга, В;

R'_H – опір навантаження змінному колекторному струмі, Ом. [7]

$$I_{KH} = \frac{2.5}{440} = 5 \text{ мА.}$$

Знаходимо струм I_{KA} , А, за формулою:

$$I_{KA} = 0.5 \cdot I_{KH} + I_3, \quad (2.8)$$

де, I_{KH} – колекторний струм, А;

I_3 – струм запасу, А.

$$I_{KA} = 0.5 \cdot 5 + 1.25 = 3.75 \text{ мА.}$$

Знаходимо напругу $U_{ка}$, В, за формулою:

$$U_{\text{кеа}} = 0.5 \cdot U_{\text{вих}} + U_3 \quad (2.9)$$

де, $U_{\text{вих}}$ – вихідна напруга, В;

U_3 – напруга запасу, В.

$$U_{\text{кеа}} = 0.5 \cdot 2.5 + 1.5 = 2.75.$$

2.3 Розрахунок опору резисторів

Знаходимо опори резисторів, які визначають режим спокою другого каскаду. [8]

Опір резистора R8, Ом, знаходимо за формулою:

$$R8 = \frac{E_k - U_{\text{кеп}} - I_{\text{кп}} \cdot R_k}{I_{\text{кп}} + I_{\text{бп}}}, \quad (2.10)$$

де, E_k – напруга джерела живлення;

$U_{\text{кеп}}$ – напруга спокою між колектором і емітером, В;

$I_{\text{кп}}$ – струм спокою колектора, А;

R_k – опір колектора, Ом;

$I_{\text{бп}}$ – струм спокою бази, А.

$$R8 = \frac{9 - 3.5 - 0.1 \cdot 10^{-3} - 1.4 \cdot 10^3}{(1 + 0.02) 10^{-3}} = 5 \text{ кОм.}$$

Обираємо резистор типу С2-23, номіналу 5 кОм. [9]

Знайдемо опір резистора R5, Ом, за формулою:

$$R5 = \frac{E_k - U4}{10I_{\text{бп}} + I_{\text{бп}}}, \quad (2.11)$$

де, E_k – напруга джерела живлення;

$U4$ – загальна напруга бази;

$I_{\text{бп}}$ – струм спокою бази.

$$R5 = \frac{9 - 5.33}{(0.2 + 0.02) 10^{-3}} = 16 \text{ кОм.}$$

Обираємо резистор типу С2-23, номіналу 16 кОм.

Розраховуємо коефіцієнт підсилення за напругою K2, за формулою:

$$K2 = h_{21e} \frac{R'_H}{R_{BХ.е}}, \quad (2.12)$$

де, h_{21e} – коефіцієнт підсилення струму бази;

R'_H – опір навантаження змінному колекторному струму, Ом;

$R_{BХ.е}$ – вхідний опір транзистора, Ом.

$$K2 = 28 \frac{440}{1000} = 12.32$$

Визначимо вхідний опір $R_{BХ2}$, Ом, за формулою:

$$R_{BХ2} = \frac{R_{BХ.е} \cdot R8 \cdot R5}{R_{BХ.е} R8 + R_{BХ.е} R5 + R5 R8}, \quad (2.13)$$

де, $R_{BХ.е}$ – вхідний опір транзистора, Ом.

$$R_{BХ2} = \frac{(1 \cdot 16 \cdot 26) 10^9}{(1 \cdot 16) 10^3 \cdot (1 \cdot 26) 10^3 + (16 \cdot 26) 10^3} = 950 \text{ Ом.}$$

Розраховуємо тривалість фронту імпульсу, яка обумовлена другим каскадом [9]

Визначимо тривалість фронту імпульсу $t_{\phi 2}$, с, за формулою:

$$t_{\phi 2} = 2.2 [\tau_s + R'_H C_K h_{21e} + R'_H C'_H], \quad (2.14)$$

де, τ_s – гранична частота крутизни транзистора;

R'_H – опір навантаження змінному колекторному струму, Ом

C_K – ємність колекторного переходу, Ф;

h_{21e} – коефіцієнт підсилення струму бази;

C'_H – ємність конденсатору навантаження, Ф.

$$t_{\phi 2} = 2.2 [3 \cdot 10^{-9} + 440 \cdot 4 \cdot 28 \cdot 10^{-12} + 440 \cdot 85 \cdot 10^{-12}] = 0.2 \text{ мкс.}$$

При цьому допустиме значення тривалості фронту імпульсу $t_{\phi 1}$, с, обчислюємо за формулою:

$$t_{\phi 1} = \sqrt{t_{\phi}^2 - t_{\phi 2}^2}, \quad (2.15)$$

де, t_{ϕ} – тривалість фронту імпульсу, с;

$t_{\phi 2}$ – тривалість фронту імпульсу яка обумовлена другим каскадом, с.

$$t_{\phi 1} = \sqrt{0.5^2 - 0.2^2} = 0.46.$$

2.4 Розрахунок амплітуди вхідного імпульсу та коефіцієнта підсилення

Розрахуємо амплітуду вхідного імпульсу другого каскаду, $U_{\text{вх}2}$, В, за формулою:

$$U_{\text{вх}2} = \frac{U_{\text{вих}}}{K2}, \quad (2.16)$$

де, $U_{\text{вх}2}$ – напруга на виході другого каскаду, В;

$K2$ – коефіцієнт підсилення за напругою.

$$U_{\text{вх}2} = \frac{2.5}{12.32} = 0.2 \text{ В.}$$

Необхідний коефіцієнт підсилення першого каскаду $K1$, розраховується за формулою:

$$K1 = \frac{U_{\text{вх}2}}{U_{\text{вх}}}, \quad (2.17)$$

де, $U_{\text{вх}2}$ – вхідна напруга другого каскаду, В;

$U_{\text{вх}}$ – вхідна напруга, В.

$$K1 = \frac{0.2}{6 \cdot 10^{-3}} = 33.$$

Для транзистора першого каскаду вибір точки спокою не критичний, адже каскад працює в режимі малого сигналу тому вибираємо точку спокою яка рекомендується в довідниках: $I_{\text{кп}} = 1 \text{ мА}$, $U_{\text{ксп}} = -3.5 \text{ В}$, $U_{\text{бсп}} = -0.23 \text{ В}$, $I_{\text{бп}} = 20 \text{ мкА}$.

Розраховуємо опори резисторів першого каскаду. [11]

Максимальне значення опору навантаження змінному колекторному струму $R'_{\text{н1}}$, Ом, знаходимо за формулою:

$$R'_{H1} \leq \frac{t_{\phi 1} - 2.2 \tau_{h21e}}{2.2 C_K h_{21e}}, \quad (2.18)$$

де, $t_{\phi 1}$ – тривалість фронту імпульсу обумовлена першим каскадом, с;
 τ_{h21e} – період надходження імпульсів;
 h_{21e} – коефіцієнт підсилення струму бази.

$$R'_{H1} \leq \frac{0.46 \cdot 10^{-6} - 2.2 \cdot 0.05 \cdot 10^{-6}}{2.2 \cdot 4 \cdot 10^{-12} \cdot 45} = 880 \text{ Ом.}$$

Мінімальне значення опору навантаження змінному колекторному струму R'_{H1} , Ом, знаходимо за формулою:

$$R'_{H1} \geq \frac{K1 R_{ВХ.е}}{h_{21e}}, \quad (2.19)$$

де, $K1$ – коефіцієнт підсилення першого каскаду;
 $R_{ВХ.е}$ – вхідний опір транзистора, Ом;
 C_K – ємність колекторного переходу, Ф;
 h_{21e} – коефіцієнт підсилення струму бази.

$$R_{H1} \geq \frac{33 \cdot 1000}{45} = 730 \text{ Ом.}$$

Знаходимо опір резистора $R3$, Ом, за формулою:

$$R3 = \frac{R'_{H1} R_{ВХ.е}}{R_{ВХ.е} - R'_{H1}}, \quad (2.20)$$

де, R'_{H1} – опір навантаження змінному колекторному струму, Ом;
 $R_{ВХ.е}$ – вхідний опір транзистора, Ом.

$$R3 = \frac{0.8 \cdot 1}{1 - 0.8} = 4 \text{ кОм.}$$

Обираємо резистор типу С2-23, номіналу 4 кОм. [12]

Обчислюємо опір $R4$, Ом, за формулою:

$$R4 = \frac{E_k - I_{кп} R3 - U_{кеп}}{I_{кп} + I_{бп}}, \quad (2.21)$$

де, E_k – напруга джерела живлення;

$I_{кп}$ – струм спокою колектора, А;

$U_{кеп}$ – напруга спокою між колектором і емітером, В;

$I_{бп}$ – струм спокою бази, А.

$$R4 = \frac{9 - 1 \cdot 10^{-3} - 4 \cdot 10^{-3} - 3.5}{1 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-6}} = 5 \text{ кОм.}$$

Обираємо резистор типу С2-23, номіналу 5 кОм.

Опір резистора R2, Ом, обчислюємо за формулою:

$$R2 = \frac{I_{бп} R4 + U_{беп}}{10 I_{бп}}, \quad (2.22)$$

де, $I_{бп}$ – струм спокою бази, А;

$U_{беп}$ – напруга спокою між базою і емітером, В.

$$R2 = \frac{0.02 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 + 0.23}{0.2 \cdot 10^{-3}} = 1.1 \text{ кОм.}$$

Обираємо резистор типу С2-23, номіналу, 1.1 кОм.

При цьому вхідний опір першого каскаду $R_{вх.е}$, Ом, розраховуємо за формулою:

$$R1 = \frac{E_k - 10 I_{бп} R2}{10 I_{бп} + I_{бп}}, \quad (2.23)$$

де, E_k – напруга джерела живлення;

$I_{бп}$ – струм спокою бази, А.

$$R1 = \frac{9 - 0.2 \cdot 10^{-3} \cdot 1.1 \cdot 10^3}{0.2 \cdot 10^{-3} + 0.02 \cdot 10^{-3}} = 28 \text{ кОм.}$$

Обираємо резистор типу С2-23, номіналу, 28 кОм. [13]

При цьому вхідний опір першого каскаду $R_{вх.1}$, Ом, розраховуємо за формулою:

$$R_{\text{вх1}} = \frac{R1R2R4}{R4R1+R4R2+R1R2}, \quad (2.24)$$

$$R_{\text{вх1}} = \frac{(28 \cdot 1.1 \cdot 5)10^9}{(5 \cdot 28)10^6 + (5 \cdot 1.1)10^6 + (28 \cdot 1.1)10^6} = 880 \text{ Ом.}$$

Розрахуємо ємності конденсаторів. Зауважимо що розділяючи конденсатори C1, C3, C5 мають однакову ємність, а також конденсатори, які служать для температурної стабілізації C2, C4 також однакові.

Ємність розділяючи конденсаторів C1, C2, C3, Ф, розраховуємо за формулою:

$$C1=C3=C5 \geq \frac{t_i}{\delta_{\text{Ср}}} \left(\frac{1}{R_i+R_{\text{вх1}}} + \frac{1}{R3+R_{\text{вх2}}} + \frac{1}{R7+R9} \right), \quad (2.25)$$

де, t_i – тривалість імпульсу, с;

$\delta_{\text{Ср}}$ – відносний спад величини імпульсу, %;

R_i – вихідний опір джерела вхідного сигналу, Ом.

$$C1=C3=C5 \geq \frac{4 \cdot 10^{-6}}{0.01} \left(\frac{1}{(2+0.8) \cdot 10^3} + \frac{1}{(4+0.95) \cdot 10^3} + \frac{1}{(1.4+700) \cdot 10^3} \right) = 400 \text{ пФ.}$$

Обираємо конденсатор типу К-50, номіналом 400 пФ. [14]

Ємність конденсаторів C2, C4, Ф, розраховуємо за формулою:

$$C2=C4 \geq \frac{t_i}{\delta_{\text{Ср}}} \left(\frac{1}{R_{\text{вх.61}}+R_{\text{н}}(1-h_{216})} + \frac{1}{R_{\text{вх.62}}+R_{\text{к}}(1-h_{216})} \right), \quad (2.26)$$

де, t_i – тривалість імпульсу, с;

$\delta_{\text{Ср}}$ – відносний спад величини імпульсу,

$R_{\text{вх.61}}$ – опір бази транзистора першого каскаду, Ом;

$R_{\text{вх.62}}$ – опір бази транзистора другого каскаду, Ом;

h_{216} – коефіцієнт передачі струму бази.

$$C2=C4 \geq \frac{4 \cdot 10^{-6}}{0.01} \left(\frac{1}{22+2 \cdot 10^3(1-0.98)} + \frac{1}{22+4 \cdot 10^3(1-0.98)} \right) = 5 \text{ мкФ.}$$

Обираємо конденсатор типу К-50, номіналом 5 мкФ.

РОЗДІЛ 3

СУЧАСНІ БАГАТОКАНАЛЬНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

3.1 Підсилювач потужності Classe CA 5300

П'яти каналний підсилювач потужності Classe CA 5300 спільно з процесором Classe Delta SSP-80. У новій серії підсилювачів потужності Classe Delta весь процес посилення відбувається на одній платі, створивши найпряміший і прозорий сигнал pathconceivable. Таким чином навіть найслабший сигнал на цьому етапі проходить практично без перешкод, так що кожен нюанс оригінального сигналу успішно досягає вихідного каскаду. Підсилювач потужності Classe CA 5300 показано на рис.3.1.



Рис.3.1. П'яти каналний підсилювач потужності Classe CA 5300 [15]

Для отримання максимально можливої якості звуку в топовому 5-канальному підсилювачі потужності Classe CA 5300 використовується масивний тороїдальний трансформатор, який надійно екранований, а також фільтри і стабілізатори в ланцюгах харчування, для отримання мінімального рівня шумів і отримання живлення для всієї електроніки підсилювача.[16]

Масив конденсаторів невеликої ємності в джерелі забезпечує дуже динамічний і ємний резервуар енергії. Добірні транзистори, які використовуються в вихідних каскадах Classe CA 5300, трьох типів (J-FET, MOSFET і біполярні) дозволяють отримати звук екстраординарного рівня.

Низьке імпедансне з'єднання компонентів забезпечується за рахунок використання спеціального діелектрика друкованих плат (FR-4) мінімізує ємнісні зв'язку товстих мідних провідників.

Технічні характеристики:

- потужність 5 x 300 Вт / 8 Ом;
- діапазон частот: 1 Гц - 100 кГц (-3 дБ);
- загальні гармонійні спотворення плюс шум: <0,002%;
- вхідний імпеданс: 50 кОм;
- вихідний імпеданс: 0,03 Ом на 1 кГц.

3.2 Трансляційний підсилювач потужності А-2030 Н

Трансляційний підсилювач потужності А-2030 Н Японської компанії ТОА зовнішній вигляд якого зображено нарис.3.2, призначений для комерційних аудіоінсталляцій в магазинах, офісах, школах, храмах, фабриках, великих конференц і актових залах.



Рис.3.2. Трансляційний підсилювач потужності А-2030 [17]

Даний підсилювач оснащений симетричними мікрофонними входами, це сприяє поліпшенню якості сигналу екрануючи від впливу зовнішніх магнітних полів в порівнянні з несиметричними входами.

У порівнянні зі звичайними моделями ТОА підсилювач А-2030 має підвищену надійність. Гнучкість інсталяції трансляційного підсилювача. У трансляційному підсилювачі А-2030 Н, за допомогою регулятора низьких і високих частот, можна комфортно налаштувати акустичний простір. Даний підсилювач-

мікшер корпорації TOA може працювати і від мережі 220 В, і від постійної напруги 24 В. [18]

За допомогою фантомного живлення на мікрофонний вхід MIC1, можна використовувати конденсаторні мікрофони. Простота експлуатації та управління А-2030. Просте і швидке управління гучністю за допомогою загальної ручки регулятора гучності.

Характеристики підсилювача А-2030 Н:

- жерело живлення ~ 220-240 В, 50/60 Гц або 24-30 В постійної напруги;
- номінальна вихідна потужність 30 Вт ;
- потужність 78 Вт (робота від мережі при номінальній вихідній потужності)
- потужність 2 А (робота від акумулятора напругою 24 В при номінальній потужності);
- частотний діапазон 50-20 000 Гц (± 3 дБ);
- спотворення менше 1% на частоті 1 кГц, при 1/3 від номінальної потужності;
- вхід MIC 1-3 -60 дб, 600 Ом;
- балансний, роз'єм JACK;
- вхід AUX 1, 2 -20 дБ, 10 кОм;
- небалансний;
- RCA роз'єм вихід гучномовця балансний (перемикається);
- високоомний вихід 330 Ом (100 В), 170 Ом (70 В);
- низькоомними вихід 4 Ом (11 В) вихід на запис 0 дБ, 600 Ом, небалансний;
- RCA контактний роз'єм;
- напруга живлення +21 В (MIC1) постійної напруги;
- відношення сигнал / шум 60 дБ;
- регулювання тембру НЧ ± 10 дБ при 100 Гц;
- регулювання тембру ВЧ ± 10 дБ на частоті 10 кГц;
- відключення звуку MIC1: аттенюації сигналів з інших входів в діапазоні 0-30 дБ.

3.3 Трансляційний підсилювач PA-400

Підприємство ТОВ "Полігон" виробляє трансляційні підсилювачі потужності, призначені для організації систем оповіщення, озвучування, відтворення фонової музики на промислових підприємствах, об'єктах торгівлі, освіти, охорони здоров'я. Ці недорогі і надійні підсилювачі з мікшерами забезпечують вихідну потужність 100 Вт, 200 Вт, 400 Вт, 600 Вт. Трансляційний підсилювач PA-400 зображено на рис.3.3.

Всі моделі мають 3 мікрофонних і 2 додаткових універсальних входи, 1 додатковий вихід і трансформаторні виходи на гучномовці 30В, 100 В, 120 В. Підсилювачі мають функцію режиму "приглушення" і роздільні регулятори гучності / тембру для кожного входу. Можливе живлення підсилювачів, як від мережі 220 В, так і від DC джерела (додаткова опція, тільки для варіантів 100 і 200 Ватт).



Рис.3.3. Трансляційний підсилювач PA-400 [19]

Всі підсилювачі розраховані на тривалу роботу, мають захист від перевантажень і короткого замикання. Пріоритет мікрофонного входу 1 вище пріоритету джерела фонової музики.

Для найбільшої відповідності вимогам замовника пропонується кілька моделей підсилювачів з різними типами роз'ємів.[20]

« Технічні характеристики:

- номінальна вихідна потужність 400 W;
- нестабільність вихідного рівня <3dB незалежно від навантаження;
- виходи на гучномовці 30V, 100V, 120V, доп .: 0dBV, 600 Ом;
- мікрофонний вхід: -55dBV, 600 Ом;
- додатковий вхід : -20dBV, 10kОм;
- діапазон частот 100Hz - 10000 Hz + -3dB;
- нелінійні спотворення <1% (1kHz 1/3 номінальної потужності);
- регулювання тембру -10dB (100Hz, 10kHz);
- інші функції пріоритет мікрофона 1;
- чутливість 0 -30dB;
- режим "приглушення" пріоритет мікрофона 1,30dB атенюатор
- живлення 230V 50Hz;
- споживання 640VA AC».

3.4 Цифровий 4-х каналний підсилювач потужності DA-250 F

Чотириканальний підсилювач TOA DA-250F - це передові цифрові технології забезпечують багатоканальну високу потужність при невеликій вазі і габаритних розмірах підсилювача.

Одні з характерних особливостей даного підсилювача - це незалежні джерела живлення для кожного каналу і його високу надійність при тривалій і безперервній експлуатації.[21]

Що в свою чергу дозволяє використовувати його для цілодобового мовлення. Області застосування цифрового підсилювача TOA DA-250 F:

- «системи оповіщення та озвучення великих площ, таких як аеропорти, вокзали, супермаркети і універмаги;
- системи оповіщення навчальних приміщень шкіл і інститутів;

- озвучування ресторанів, кафе, барів;
- озвучування конференц залів;
- озвучування готелів, готелів».

Зовнішній вигляд цифрового 4-х каналного підсилювача потужності DA-250 F зображено на рис.3.4.

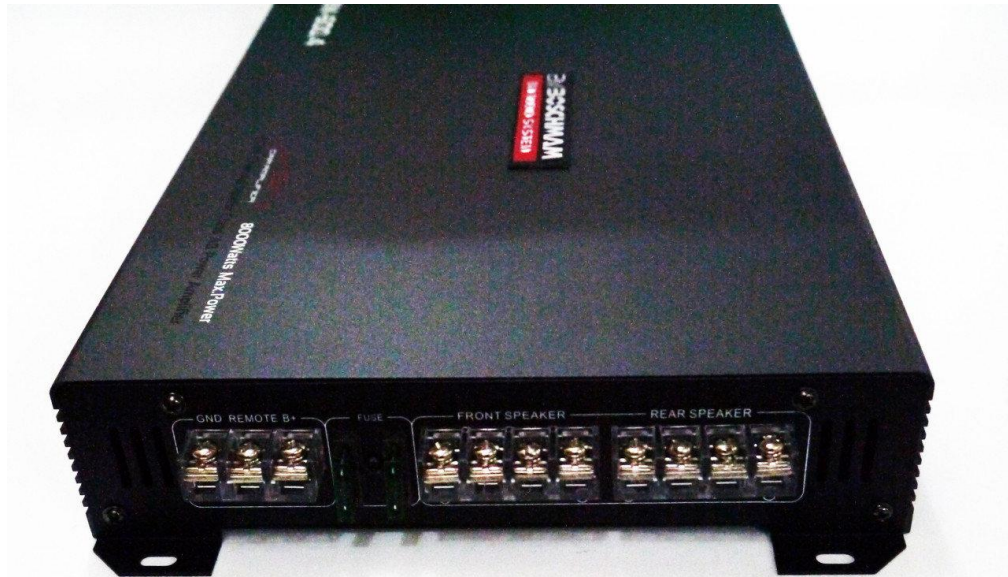


Рис.3.4. Підсилювач потужності DA-250 F[22]

Характеристика підсилювача, яка наведена в [22]:

- «цифровий підсилювач DA-250F складається з 4 підсилюючих блококов потужністю 250 Вт для 4 Ом, або 170 Вт для 8 Ом навантаження на канал;
- виходи блоку DA-250F можна включати по налагоджувальній схемі, що дозволяє отримати стерео підсилювач на 2 канали по 500 Вт або підсилювач на 3 канали, що включає підсилювачі 500 Вт (8 Ом) плюс 2 канали по 250 Вт (4 Ом);
- низьке енергоспоживання;
- поданий сигнал на вхід першого каналу, перенаправляється на всі канали, всі вихідні рівні каналів мають окреме регулювання;
- захисні ланцюги - при короткому замиканні, при перевантаженні, або при перегріванні одного з блоків живлення, відключають тільки ті виходи підсилювача в яких сталася аварія, що є відмінним захистом підсилювача і акустичної системи;
- балансні входи;

- входи підсилювача DA-250 F для більш зручної роботи обладнані знімними роз'ємами;

- підсилювач обладнаний світлодіодними індикатори для візуального контролю за кожним з каналів». [23]

Параметри підсилювача TOA DA-250 F, як вказанов [23]:

- «тип підсилювача цифровий, клас D Сумарна номінальна вихідна потужність 1000/680 Вт (4/8 Ом) ;

- номінальна вихідна потужність кожного каналу 250 Вт (4 Ом), 170 Вт (8 Ом);

- номінальна вихідна потужність при мостовому включенні 2-каналів 500 Вт (8 Ом);

- діапазон частот 20 - 20000 Гц (± 1 дБ);

- сумарний коефіцієнти нелінійних спотворень 0.15% (на частоті 1 кГц), 0.3% (в діапазоні 20 Гц - 20 кГц);

- чутливість по входу (вибирається перестановкою джамера) +4 дБ (1.23 В) / - 10 дБ (0.24 В);

- вхідний опір 10 кОм (балансні);

- відношення сигнал / шум -100 дБ (А-зважений);

- перехресні перешкоди -70 дБ (за шкалою А) охолодження;

- діапазон робочих температур від -10 ° С до + 40 °».

ВИСНОВКИ

1. У кваліфікаційній роботі було розглянуто принцип та специфіка роботи, особливості будови, параметри та застосування підсилювач багатоканальної системи передач. Такі підсилювачі використовуються для організації багатоканального зв'язку, який в свою чергу поділяється на розподілення сигналів за частотним, часовим та фазовим принципом.

2. Розглянуто та встановлено, приклад розрахунку багатоканального підсилювача, де було вибрано транзистори і режими роботи, розраховано необхідне значення глибини зворотного зв'язку, визначено число каскадів підсилювача і вибір транзисторів попередніх каскадів, було здійснено перевірку виконання умов стабільності коефіцієнта посилення.

3. Розглянено сфери та особливості застосування підсилювачів багатоканальної системи передач на сучасній елементній базі та за новітніми способами організації роботи, а саме оптичних підсилювачів це пристрої або вузли системи, в котрих оптичні сигнали можуть бути підсилені за допомогою вимушеної емісії, що відбувається у відповідному активному середовищі, та параметричні оптичні підсилювачі це ті самі оптичні підсилювачі, що використовують ефект чотирихвильового змішування. Та окремим пунктом було розглянуто напівпровідникові оптичні підсилювачі це підсилювач, активною речовиною котрого є напівпровідниковий матеріал.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Новосядлий С. П. Фізико-технологічні основи субмікронної технології ВІС : навч. посібник / С. П. Новосядлий. Івано-Франківськ : Сімик, 2003. – 350 с.
2. Прищепя М. М. Мікроелектроніка : навч. посібник / М. М. Прищепя, В. П. Погребняк – К. : Вища школа, 2004. 431с.
3. Дианов Е.М., Карпов В.И., Курков А.С., Протопопов В.Н. "Методы сглаживания спектра усиления эрбиевых волоконных усилителей". Квантовая электроника, 1996, 1059 с.
4. Находкін М. Г. Фізичні основи мікро- та наноелектроніки : навч. посібник / М. Г. Находкін, Д. І. Шека. К. : КНУ ім. Т.Г. Шевченка, 2005. – 431 с.
5. Trivedi D. A., Strite T., Gerlas van den Hoven// WDM solutions. 2000 – 14 с.
6. Драгунов В. П. Основы нанoeлектроніки : учеб. пособие / В. П. Драгунов, И. Г. Неизвестный, В. А. Гридчин. М. : Логос, 2006. – 496 с.
7. Yvonne Carls-Powell// WDM solutions. 2000 – 20 с.
8. Бормонтов Е. Н. Физика и метрология МДП-структур : учеб. пособие / Е. Н. Бормонтов. – Воронеж : Воронеж. ун-т, 1997. 184 с.
9. Fedrighi M., Di Pasquale F. // IEEE Photonics Technology Lett. 1995 - 303 с.
10. Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В. Електроніка і мікросхемотехніка. Т.1. Елементна база електронних пристроїв. - Київ: Обереги, 2000. - 300 с.
11. Стахів П.Г., Коруд В.І., Гамола О.Є. Основи електроніки:функціональні елементи та їх застосування. - Львів: Новий світ, 2003. - 128 с.
12. Многоканальная связь и РРЛ / [Баева Н.Н, Бобровская И.К., Брескин В.А., Фёдорова Е.Л.]. М.: Радио и связь, 2004.
13. Основы многоканальной связи: учеб. для вузов / [Баева Н.Н, Бобровская И.К., Брескин В.А., Якуб Ю.А.]. М.: Связь, 2005.
14. Левин Л.С. Цифровые системы передачи информации / Л.С. Левин, М.А. Плоткин. – М.: Радио и связь, 2002.

15. Скалин Ю.В. Цифровые системы передачи: учеб. для техникумов / Скалин Ю.В., Бернштейн А.Г., Финкевич А.Д. М.: Радио и связь, 2008.
16. Гитлиц М.В Теоретические основы многоканальной связи: учеб. пособ. для вузов связи / М.В. Гитлиц, А.Ю. Лев. М.: Радио и связь, 2005. – 248 с.
17. Брескин В.А. Проектирование магистрали с аналоговой и ИКМ системами частотного и временного разделения: учеб. пособ. / Брескин В.А. Одесса, 2007.
18. Брескин В.А. Проектирование цифровых систем передачи: учеб. пособ. / Брескин В.А. Одесса, 2008.
19. Цифровая связь: справочник; под ред. В.К. Стеклова. К.: Техника, 2002.
20. Бирюков Н.Л. Транспортные сети и системы электросвязи. Системы мультиплексирования: учеб. для студентов вузов связи по специальности "Телекоммуникации" / Н.Л. Бирюков, В.К. Стеклов. К., 2003. 352 с.
21. Виноградов С.Н. Открытие Шаталова (Опора на механизм понимания) / Виноградов С.Н. М.: ЦУП ЦРП, 2004.
- 22/ Электросвязь. Введение в специальность. Учебное пособие для вузов. / В.Г. Дурнев и др. М.: Радио и связь, 1988. 240с.
23. Авиационные радиосвязные устройства. Под ред. В.И. Тихонова. М.: ВВИА, 1986. 442с.

ДОДАТКИ