

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)
Факультет Інформаційних електронних систем
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до бакалаврської дипломної роботи на тему:

«МІКРОХВИЛЬОВИЙ ТРАКТ РАДІОПРИЙМАЧА СУПУТНИКОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ»

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-20,
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

Костишен В.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

« 11 » 06 2024 р.

Рецензент: д.т.н., доц., професор каф. ІКСТ

Михалевський Д.В.

(прізвище та ініціали)

« 11 » 06 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« 12 » 06 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік

Вінницький національний технічний університет
Факультет Інформаційних електронних систем
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальність – 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

Олександр ОСАДЧУК

15 березня 2024 року

ЗАВДАННЯ
НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Костишену Віктору Вікторовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи. «Мікрохвильовий тракт радіоприймача супутникової системи зв'язку»

керівник роботи Семенов Андрій Олександрович, д.т.н., проф., проф. каф. ІРТС
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “11”03 2024 року № 80

2. Строк подання студентом роботи 10 06 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: смуга частот 3,5 .. 4,5 ГГц; робочий діапазон частот 3,6 .. 4,2 ГГц; середня частота робочого діапазону 3,9 ГГц; коефіцієнт підсилення 35 дБ; коефіцієнт шуму 1,5 дБ; хвильовий опір лінії передачі 50 Ом.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Огляд сучасного стану методів і засобів побудови мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку. Розробка структурної схеми мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку. Розрахунок та моделювання нвч малошумлячого підсилювача. Охорона праці. Висновки. Список використаних джерел. Додатки..

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Структурні схеми побудови приймально-передавальних мікрохвильових трактів. Структурна схема вибраного приймального тракту НВЧ. Структурна схема приймача прямого підсилення. Структурна схема приймача типу супергетеродина. Структурна схема приймального НВЧ тракту супергетеродина. Структурна схема системи АРП із зворотним регулюванням. Структурна схема приймального НВЧ тракту. Структурна схема однокаскадного підсилювача. Залежність коефіцієнта стійкості K від частоти. Варіанти резистивної навантаження транзистора для підвищення коефіцієнта стійкості. Залежність коефіцієнта стійкості K і допоміжного коефіцієнта B від частоти. Частотна залежність коефіцієнта підсилення $G_{A[дБ]}$ і коефіцієнта шуму $K_{ш[дБ]}$ для одного каскаду МШП, узгодженого по входу

6. Консультанти розділів роботи

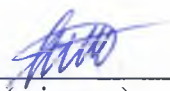
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор, професор каф. ІРТС Семенов А.О.		
Охорона праці	професор кафедри БЖДПБ, професор, д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 14.03 2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Приймітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми БДР	14.02.2024-28.02.2024	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2024-10.03.2024	
3.	Затвердження теми. Розробка завдання на БДР.	11.03.2024-31.03.2024	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.04.2024-06.05.2024	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки . Експериментальне дослідження.	07.05.2024-18.05.2024	
6.	Розробка графічної частини БДР	19.05.2024-22.05.2024	
7.	Охорона праці (ОП)	23.05.2024-28.05.2024	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	29.05.2024-05.06.2024	
9.	Нормоконтроль	06.06.2024-07.06.2024	
10.	Попередній захист БДР, доопрацювання, рецензування БДР	08.06.2024-10.06.2024	
11.	Захист БДР ЕК	11.06.2024-13.06.2024	

Студент  Костишен В.В.
(підпис)

Керівник роботи  Семенов А.О.
(підпис)

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396

Костишен В.В. Мікрохвильовий тракт радіоприймача супутникової системи зв'язку. Бакалаврська дипломна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 81 с. Українською мовою. Бібліогр.: 32 . назв; Рис.: 19.

У бакалаврській дипломній роботі розроблений мікрохвильовий тракт радіоприймача супутникової системи зв'язку. Здійснено огляд структурних схем побудови мікрохвильових приймально-передавальних трактів систем супутникового зв'язку. Розроблені схеми електрична структурна та електрично принципова мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку. Виконані електричні та конструкторські розрахунки. Отримані результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання каскаду підсилення мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку з використанням спеціалізованого пакету програм MicroWave Office. Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання підтвердили правильність здійснених електричних і конструкторських розрахунків.

Ключові слова: мікрохвильовий тракт, радіоприймач, радіопередавач, супутникова система зв'язку, моделювання.

ABSTRACT

Kostyshen V.V. Microwave path of the radio receiver of the satellite communication system. Bachelor's thesis. - Vinnytsia: VNTU, 2024. 81 p. In Ukrainian. Bibliography: 32. titles; Figures: 19.

In his bachelor's thesis, he developed a microwave path for a satellite communication system radio receiver. A review of the structural schemes for the construction of microwave transmitting and receiving paths of satellite communication systems was carried out. The electrical structural and electrical schematic diagrams of the microwave path of the radio receiver of a satellite communication system are developed. Electrical and design calculations were performed. The results of computer circuit modelling of the microwave amplification stage of the radio receiver of a satellite communication system using a specialised software package MicroWave Office are obtained. The results of computer circuit modelling confirmed the correctness of the electrical and design calculations.

Keywords: microwave path, radio receiver, radio transmitter, satellite communication system, modelling.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1 ОГЛЯД СУЧАСНОГО СТАНУ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ПОБУДОВИ МІКРОХВИЛЬОВОГО ТРАКТУ РАДІОПРИЙМАЧА СУПУТНИКОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ	9
1.1 Будова та призначення мікрохвильового тракту приймача супутникової системи зв'язку	9
1.2 Порівняльний аналіз структурних схем НВЧ трактів	10
1.3 Вибір структурної схеми НВЧ тракту прийому	13
1.4 Вибір кількості перетворень частоти	16
1.5 Малошумливий підсилювач	17
1.6 Транзисторні малошумлячі підсилювачі.....	20
2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ МІКРОХВИЛЬОВОГО ТРАКТУ РАДІОПРИЙМАЧА СУПУТНИКОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ	23
2.1 Характеристика елементів приймального тракту	23
2.2 Визначення номіналів проміжних частот і частот гетеродина	26
2.3 Вибір системи АРП.....	29
2.4 Розподіл підсилення по трактах приймача	30
2.5 Формулювання вимог до приймальної системи.....	33
3 РОЗРАХУНОК ТА МОДЕЛЮВАННЯ НВЧ МАЛОШУМЛЯЧОГО ПІДСИЛЮВАЧА	34
3.1 Безструктурні моделі НВЧ транзистора	34
3.2 Системи S - і S' - параметрів транзистора	35
3.3 Розрахунок малопотужних підсилювачів на транзисторах	37
3.4 Розрахунок транзисторного МШП.....	42
4 ОХОРОНА ПРАЦІ.....	53
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	53
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	56
4.3 Пожежна безпека.....	62
ВИСНОВКИ.....	65
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	67
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративний матеріал.....	71
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (бакалаврської) дипломної роботи.....	79

ВСТУП

Актуальність теми. Для нашої епохи характерне величезне зростання інформації у всіх сферах діяльності людини. Крім прогресуючого розвитку традиційних засобів передачі інформації – телефонії, телеграфії, радіомовлення, виникла потреба в створенні нових форм: обміну даними в автоматичних системах управління і ЕОМ, передачі матриць для друкування газет.

Традиційні засоби зв'язку відносно їх видів, об'єму, дальності, оперативності і надійності передачі інформації безперервно удосконалюватимуться. Проте подальший розвиток їх зустрічає чималі утруднення як технічного, так і економічного характеру. Вже тепер ясно, що вимоги, які пред'являються до пропускної здатності, якості та надійності каналів телекомунікації не можуть бути повністю задоволені наземними засобами дротяного зв'язку і радіозв'язку. Споруда дальніх наземних і підводних кабельних ліній займає багато часу. Вони складні і вартісні не тільки в будівництві, але і в експлуатації, і у відношенні подальшого розвитку. Звичайні кабельні лінії мають до того ж порівняно малу пропускну здатність. Набагато більшу пропускну здатність в порівнянні з супутниковими системами зв'язку забезпечують волоконно-оптичні лінії зв'язку, але вони більш вартісні. Значно більшу пропускну здатність, дальність дії, можливість перебудови для різних видів зв'язку має в своєму розпорядженні радіо. Але і радіолінії мають певні недоліки, що ускладнюють у багатьох випадках їх застосування. Найдовгохвильові системи радіозв'язку із-за обмеженості діапазону застосовуються як правило лише для потреб транспорту, авіанавігація і для спеціальних видів зв'язку. Довгохвильові радіолінії із-за обмеженої пропускної спроможності і порівняно малого діапазону дії використовуються головним чином для місцевого радіозв'язку і радіомовлення. Короткохвильові радіолінії володіють достатньою дальністю дії і широко застосовуються в багатьох видах зв'язку різного призначення.

Нові шляхи подолання властивих дальньому радіозв'язку недоліків відкрили запуски штучних супутників Землі (ШСЗ). Практика підтвердила, що ви-

користання ШСЗ для зв'язку, особливо для дальнього міжнародного і міжконтинентального, для телебачення і телекерування, при передачі великих об'ємів інформації, дозволяє усунути багато утруднень. От чому супутникові системи зв'язку (ССЗ) в короткий термін одержали небувале швидке, широке і різностороннє застосування. Тому я вважаю що ця тема є актуальна в наш час.

Метою роботи є підвищення чутливості мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку.

Об'єктом дослідження є процес перетворення енергії спектрального складу сигналів у мікрохвильовому тракті радіоприймача супутникової системи зв'язку.

Предмет дослідження – амплітудно-частотні характеристики каскадів мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку.

Для досягнення поставленої мети в бакалаврській дипломній роботі розв'язуються наступні задачі:

- аналіз та обґрунтування структурної схеми НВЧ тракту приймача супутникової системи зв'язку;
- розробка функціональної схеми НВЧ тракту;
- розрахунок НВЧ малошумлячого підсилювача;
- комп'ютерне моделювання в програмі MicroWave Office;
- виконання розрахунків розділу безпеки життєдіяльності.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні: рівнянь теорії потімального радіоприймання; основних положень теорії функції комплексної змінної; теорії розрахунку лінійних і нелінійних електричних кіл; теорії комп'ютерного схемотехнічного моделювання радіотехнічних пристроїв.

Наукова новизна одержаних результатів

Удосконалено математичну модель мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку.

Практичне значення одержаних результатів

- Розроблено електричну схему каскаду підсилення потужності радіосигналу мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку.

- Отримано нові результати модельних досліджень каскадів мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку.

Структура і обсяг роботи. Бакалаврська дипломна робота складається зі вступу, 4 розділів, висновків, додатків та списку використаних джерел.

1 ОГЛЯД СУЧАСНОГО СТАНУ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ПОБУДОВИ МІКРОХВИЛЬОВОГО ТРАКТУ РАДІОПРИЙМАЧА СУПУТНИКОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Будова та призначення мікрохвильового тракту приймача супутникової системи зв'язку

Лінія супутникового зв'язку складається з двох ділянок: Земля – супутник і супутник – Земля. Основною їх особливістю є велика фізична протяжність і, як наслідок цього, виникнення значних втрат сигналу, обумовлених загасанням його енергії в просторі. При цьому сигнал схильний до впливу багатьох додаткових чинників: поглинання в атмосфері, фарадеевського обертання площини поляризації, рефракції, деполяризації тощо. На приймальний пристрій супутника і земної станції окрім власних флуктуаційних шумів впливають різного роду перешкоди у вигляді випромінювання Космосу, Сонця, планет і атмосферних газів. Правильний облік впливу всіх чинників дозволяє оптимально спроектувати систему, забезпечити її стабільну роботу в найбільш скрутних умовах і в той же час виключити зайві енергетичні запаси, які можуть привести до невиправданого збільшення складності земної і бортової апаратури.

Загальний тракт прийому (ЗТП) приймального пристрою призначений для перенесення сигналу, що приймається без порушення його структури з області частот, використовуваної для радіозв'язку, в область низьких частот, в якій його обробка є найбільш ефективною. ЗТП утворюють тракт радіочастоти (ТРЧ) і тракти проміжної частоти (ТПЧ) приймального пристрою [1].

Під НВЧ трактом прийому розуміється сукупність устаткування, що забезпечує прийом НВЧ сигналу, його попереднє підсилення та перетворення. До складу приймального устаткування ЗТП входить:

- антенно-фідерний тракт (хвилеводний, коаксіальний);
- малошумливий підсилювач (МШП);
- змішувач;

- НВЧ гетеродин;
- НВЧ смугово-пропускні фільтри (НВЧ СПФ).

Антенно-фідерний тракт – призначений для передачі прийнятого опромінювачем антени НВЧ сигналу в приймач.

Малошумливий підсилювач – пристрій, що виконує функцію попереднього підслення НВЧ сигналу до певного рівня, що забезпечує подальшу обробку цього сигналу.

Змішувач – пристрій, що забезпечує перетворення НВЧ сигналу в більш низькочастотний сигнал.

НВЧ гетеродин – пристрій, що виконує функцію формування НВЧ високо-стабільних коливань, які використовуються змішувачем для перетворення НВЧ інформаційного сигналу.

НВЧ СПФ – пристрої, призначені для виділення діапазону НВЧ сигналів, що приймаються.

1.2 Порівняльний аналіз структурних схем НВЧ трактів

Можна виділити чотири схеми (рис 1.1, а - г) приймально-передавальних трактів НВЧ, що включають: антену з ефективною шумовою температурою T_A і коефіцієнтом передачі, що приймається на НВЧ рівним одиниці; передавач $Пд$ потужністю $P_{пд}$; дуплексер $Д$ з втратами L_d і фізичною температурою T_d ; фідер з втратами L_f що знаходиться при температурі T_f ; МШП з ефективною шумовою температурою $T_{мшп}$ і коефіцієнтом підсилення потужності K_p ; приймач $Пр$ з коефіцієнтом шуму $K_{ш}$. [2]

Приведемо необхідні для визначення T_{Σ} вище приведених схем співвідношення:

Ефективна (еквівалентна) шумова температура $T_{ш}$ пасивного елемента з втратами L і фізичною температурою T

$$T_{ш} = T \cdot (L - 1) \quad (1.1)$$

Ефективна шумова температура чотирьохполосника і його коефіцієнт шуму $K_{ш}$

$$T_{ш} = T_0 \cdot (K_{ш} - 1) \quad K_{ш} = 1 + \frac{T_{ш}}{T_0} = 1 + (L - 1) \cdot \frac{T}{T_0}. \quad (1.2)$$

Коефіцієнт шуму ланцюжка N каскадних включених чотирьохполосників, що мають підсилення K_{pi} і коефіцієнт шуму $K_{шi}$

$$K_{ш\Sigma} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{p1}} + \frac{K_{ш3} - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots = K_{ш1} + \sum_{i=2}^N \frac{K_{шi} - 1}{\prod_{j=1}^{i-1} (K_{pj})}. \quad (1.3)$$

Ефективна шумова температура ланцюжка N чотирьохполосників

$$T_{ш\Sigma} = T_{ш1} + \frac{T_{ш2}}{K_{p1}} + \frac{T_{ш3}}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots = T_{ш1} + \sum_{i=2}^N \frac{T_{шi}}{\prod_{j=1}^{i-1} (K_{pj})} \quad (1.4)$$

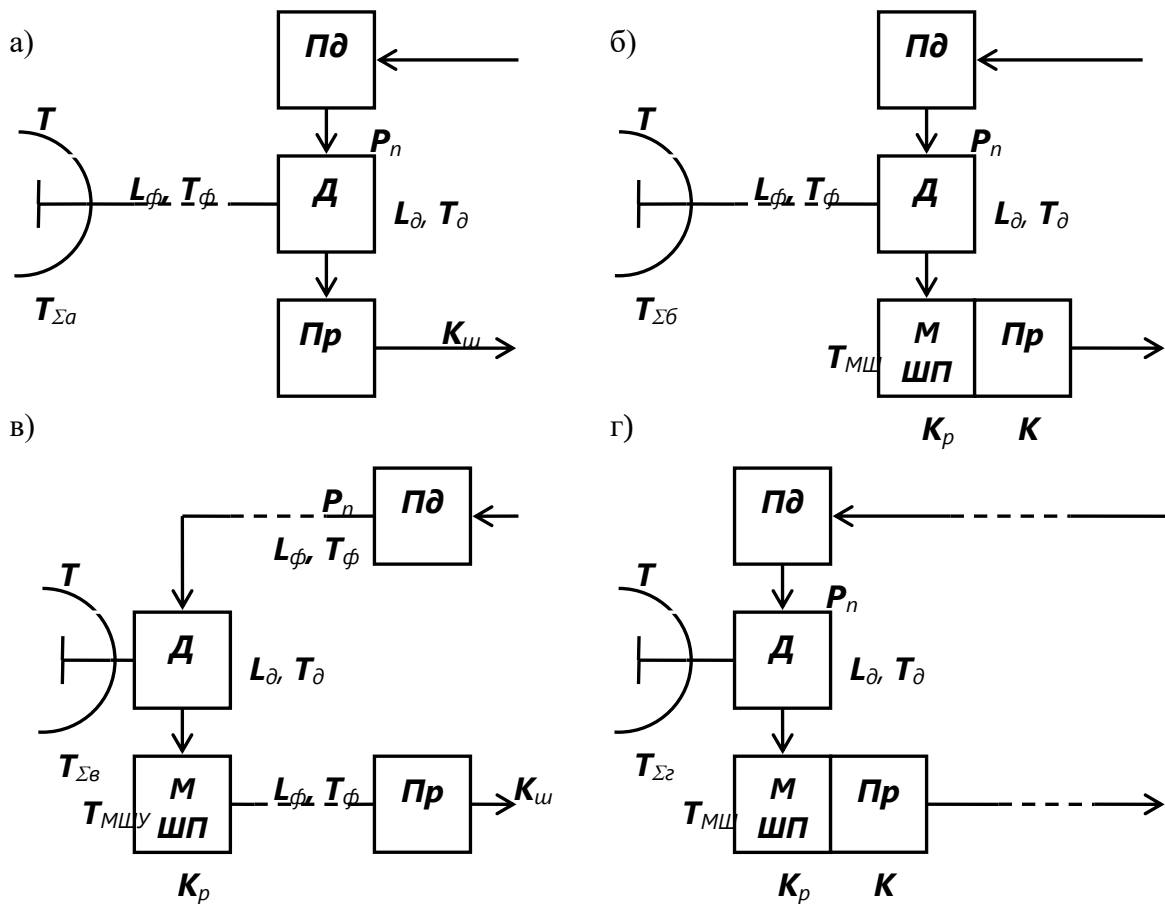


Рисунок 1.1 - Структурні схеми побудови приймально-передавальних мікрохвильових трактів

Зіставляючи (1.1) і (1.2) і характеризуючи пасивний чотириполіусник коефіцієнтом шуму $K_{ш}$, можна відмітити, що при $T=T_0$ коефіцієнт шуму чисельно рівний ослабленню L , що вноситься цим чотириполіусником, тобто $K_{ш} = L$. Ця обставина дозволяє швидко перераховувати коефіцієнт шуму до будь-якої точки тракту, що складається з ланцюжка пасивних елементів, додаючи до початкового значення для Кш або віднімаючи з нього відповідне число децибел.

Коефіцієнт шуму реального чотириполіусника з підсиленням потужності K_p в ефективній смузі частот рівний відношенню шумової потужності на його виході $P_{ш.в.вых}$ до тієї її частини, яка обумовлена шумами узгодженого навантаження, що знаходиться на вході при стандартній температурі $T_0=290$ К

$$K_{ш} = \frac{(P_c/P_{ш})_{вх}}{(P_c/P_{ш})_{вых}} = \frac{P_{ш.в.вых}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p} = \frac{k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p + P_{ш.в.вых.соб}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p} = 1 + \frac{P_{ш.в.вых.соб}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p}, \quad (1.5)$$

де $k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p$ - підсиленні чотириполіусником шуми узгодженого навантаження;

$P_{ш.в.вых.соб}$ - власні шуми чотириполіусника.

Ефективна шумова температура T_A - це не фізична температура антени. За T_A приймається така температура резистивного опору R_n , рівного опору випромінювання реальної антени, при якій його потужність шумів рівна потужності шумів на виході цієї реальної антени. Величина T_A залежить від конструкції антени. Її значення змінюється в межах від 100...150 К при нульовому куті місця до 30...40 К при напрямі антени в зеніт (без урахування опадів).

Підставивши (1.1) – (1.3) в (1.4), одержимо наступні вирази для ефективної шумової температури приймального тракту приведеної до входу опромінювача кожної з вище приведених схем (рис. 1.1, а-г)

$$T_{\Sigma a} = T_A + T_{\phi} \cdot (L_{\phi} - 1) + L_{\phi} \cdot [T_d \cdot (L_d - 1) + T_0 \cdot (K_{ш} - 1) \cdot L_d]; \quad (1.6)$$

$$T_{\Sigma\delta} = T_A + T_\phi \cdot (L_\phi - 1) + L_\phi \cdot \left[T_d \cdot (L_d - 1) + L_d \cdot \left(T_{\text{МШУ}} + T_0 \cdot \frac{K_{\text{ш}} - 1}{K_p} \right) \right]; \quad (1.7)$$

$$T_{\Sigma\text{в}} = T_A + T_d \cdot (L_d - 1) + L_d \cdot \left[T_{\text{МШУ}} + \frac{T_\phi}{K_p} \cdot (L_\phi - 1) + T_0 \cdot \frac{K_{\text{ш}} - 1}{K_p} \cdot L_\phi \right]; \quad (1.8)$$

$$T_{\Sigma\Gamma} = T_A + T_d \cdot (L_d - 1) + L_d \cdot \left[T_{\text{МШУ}} + T_0 \cdot \frac{K_{\text{ш}} - 1}{K_p} \right]; \quad (1.9)$$

Як впливає з аналізу (1.6)-(1.9), найменше значення T_Σ має система, що виконана по схемі рис. 1.1,г, в якій МШП і приймачі винесені безпосередньо до антени. Величина T_Σ падає із зменшенням $L_\phi, K_{\text{ш}}, T_{\text{МШУ}}$ і із збільшенням $K_{p_{\text{МШУ}}}$.

1.3 Вибір структурної схеми НВЧ тракту прийому

В якості приймального виберемо тракт, що забезпечує мінімум сумарної ефективної шумової температури. Це реально дозволяє понизити рівень шумів тракту і збільшити чутливість приймача, знизити вимоги до елементів тракту, тобто спростити його, що є дуже важливим елементом при побудові супутникової системи зв'язку. Структурна схема цього тракту показана на рис.1.2.

Існує два основних типу структурних схем радіоприймачів: прямого підсилення і типу супергетеродина. Вибір типу структури ЗТП здійснимо на підставі порівняння заданих початкових даних з узагальненими характеристиками приймачів, побудованих по кожній з схем, що реалізуються [3].

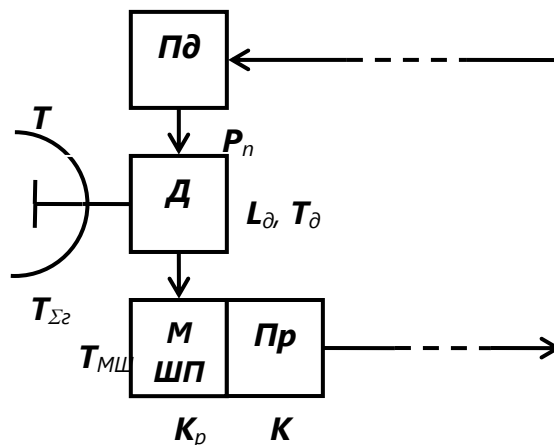


Рисунок 1.2 - Структурна схема вибраного приймального тракту НВЧ

По структурній схемі бувають приймачі прямого підсилення і приймачі супергетеродинного типу.

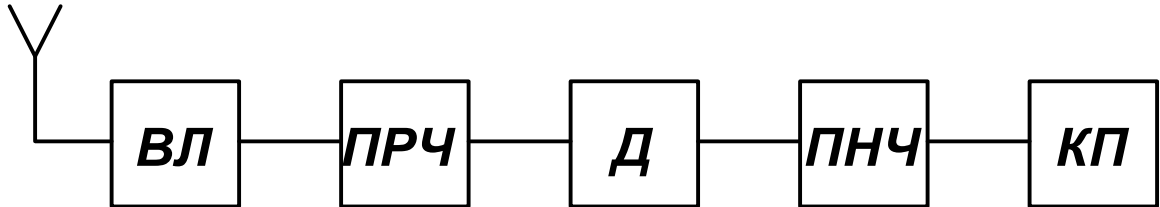


Рисунок 1.3 - Структурна схема приймача прямого підсилення

Структурна схема приймача прямого підсилення (рис. 1.3) включає вхідний ланцюг (ВЛ), підсилювач радіочастоти (ПРЧ), демодулятор (Д), підсилювач низької частоти (ПНЧ) і кінцевий пристрій (КП).

Достоїнства приймачів прямого підсилення [4]:

- простота побудови і дешевизна;
- нескладна перебудова в діапазоні частот за умови малого коефіцієнта перекриття по частоті;
- відсутність побічних каналів прийому;

Недоліки:

- низька чутливість із-за труднощів отримання великого підсилення на високих частотах;
- слабка вибірковість, а також нерівномірність селективних властивостей в діапазоні робочих частот, оскільки для будь-яких селективних систем їх смуга пропускання росте із зростанням частоти

$$\Delta f_{\text{проп.}} \approx \frac{f}{Q},$$

де Q – добротність селективної системи.

Таким чином, можна стверджувати, що структурна схема приймача прямого підсилення не може бути використана при побудові НВЧ тракту, оскільки не забез-

печуються вимоги по отриманню реальної чутливості $P_{A0[\text{дБ}]} = -120 \text{ дБВт}$ і вибірко-
вості частотного стовбура із смугою $\Delta f_{\text{ств}} = 36 \text{ МГц}$.

Приймальні тракти земних станцій супутникових систем зв'язку як правило виконують по схемі, супергетеродина (рис 1.4).

Структурна схема приймача типу, супергетеродина, включає тракт радіочастоти (ТРЧ) і додатково тракт проміжної частоти (ТПЧ), що складається із змішувача (ЗМ), підсилювача проміжної частоти (ППЧ) і гетеродина (Г), які утворюють загальний тракт прийому (ЗТП). У тракті ПЧ здійснюється перенесення радіосигналу на постійну і нижчу проміжну частоту $f_{\text{пч}} < f_{\text{мин}} \dots f_{\text{макс}}$, на якій легше реалізувати фільтри з вузькою смугою пропускання і крутими скатами характеристики загасання для кращого ослаблення перешкод сусідніх каналів і отже забезпечити вищу вибірковість в порівнянні з приймачем прямого підсилення.

Така схема побудови дозволяє одержати великий коефіцієнт підсилення (без безпеки самозбудження тракту), тобто забезпечити високу чутливість системи [4].

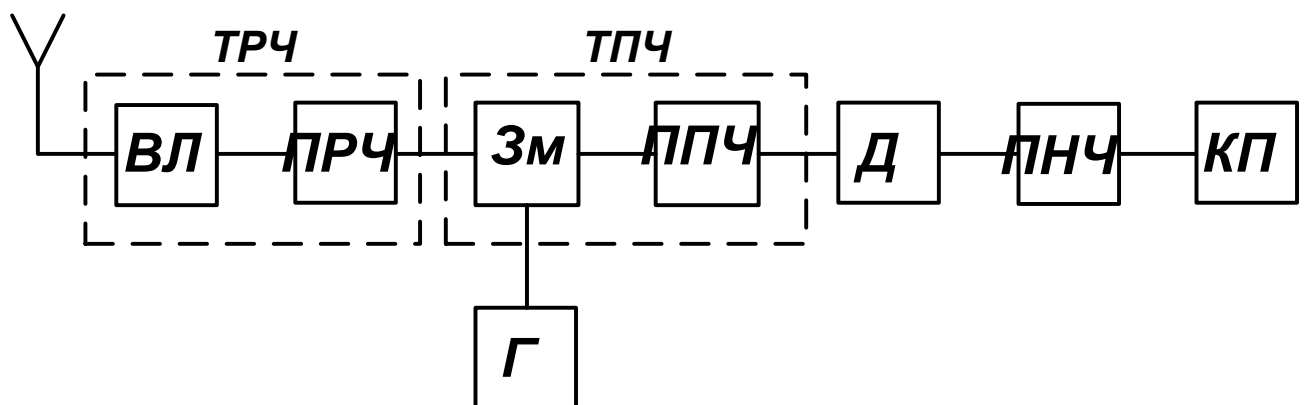


Рисунок 1.4 - Структурна схема приймача типу супергетеродина

Недоліки:

- набагато більша складність і вартість;
- можливість попадання в антену з подальшим випромінюванням сигналу гетеродина;

- поява побічних каналів прийому (дзеркальний канал прийому, канал проміжної частоти, сусідній канал прийому).

Для придушення побічних каналів прийому застосовується подвійне, потрійне, а іноді і чотириразове перетворення частоти.

1.4 Вибір кількості перетворень частоти

При проектуванні приймача типу супергетеродина, слід прагнути до одного перетворення частоти в приймачі, оскільки збільшення числа перетворень призводить до зростання кількості побічних каналів прийому. Проте при строгих вимогах ослаблення перешкод в дзеркальному і сусідніх каналах прийому може виникнути необхідність застосування двох, а іноді і трьох перетворень частоти. Оскільки визначення кількості перетворень частоти і вибір номіналів ПЧ f_{nc} багатоваріантні при обліку всього комплексу вимог до приймача, то процес проектування носить ітеративний характер.

Із-за неможливості реалізувати у селективних системах ТРЧ і ТПЧ коефіцієнт прямокутності $K_n = 1$, заходи по ослабленню перешкод по дзеркальному каналу і перешкод сусідніх каналів, а також каналу ПЧ, є взаємно суперечливими. Для їх одночасного задоволення необхідно визначити діапазон можливих значень f_{nc} , в межах якого виконання вимог по придушенню в ТРЧ перешкоди дзеркального каналу із-за «відведення» ПЧ вгору дозволяє реалізувати задану величину ослаблення перешкод сусідніх каналів прийому і перешкоди по ПЧ. Якщо такий діапазон знайдений, то проводиться вибір f_{nc} , якщо ні – ухвалюється рішення про використання більшого числа перетворень частоти, де задоволення суперечливих вимог по придушенню перешкоди дзеркального каналу, каналу ПЧ і сусіднього каналу проводиться роздільно. Крім того, при виборі проміжних частот бажано, щоб їх номінали не знаходилися в діапазонах частот потужних радіостанцій (мовних, точного часу і т.д.) і відповідали деяким нормованим значенням. На вибраній проміжній частоті останнього перетворення повинне забезпечуватися необхідне осла-

блення перешкод сусідніх каналів прийому при заданій величині коефіцієнта прямокутності характеристики основної вибірконості, а також якісна демодуляція сигналів, що приймаються [5].

Виберемо схему з подвійним перетворенням частоти (рис.1.5), яка дозволяє поліпшити односигнальну вибірконість: по комбінаційних каналах прийому (особливо по дзеркальному каналу), по сусідньому каналу і по каналу проміжної частоти.

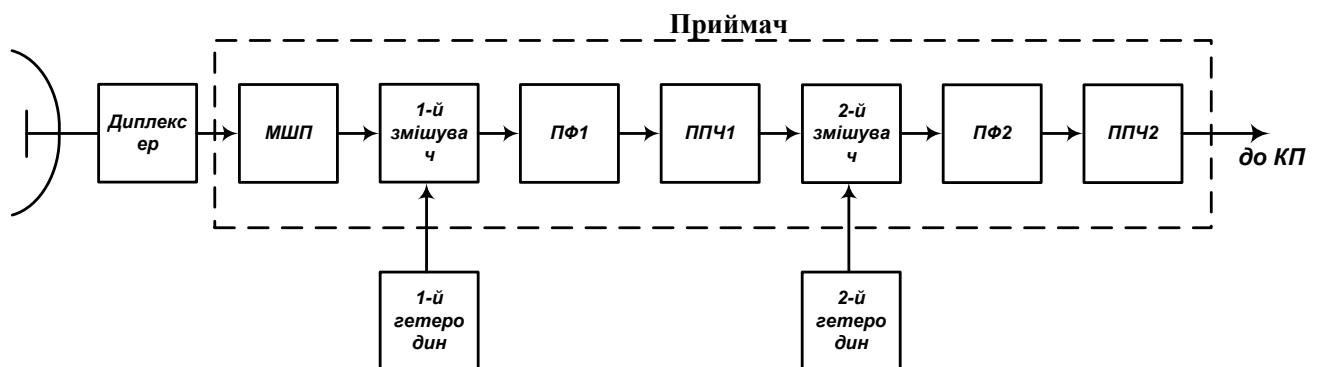


Рисунок 1.5 - Структурна схема приймального НВЧ тракту супергетеродина

Під приймачем в даному випадку розуміється високочастотна частина тракту від входу малошумливого підсилювача до виходу другого підсилювача проміжної частоти, в якому відбувається перетворення і підсилення сигналу для подальшої передачі його кінцевому пристрою.

1.5 Малошумливий підсилювач

Як було показано вище, приймальну систему, що складається з антени, елементів фідерного тракту та приймача, можна представити у вигляді n каскадних зв'язаних чотирьохполосників, що характеризуються ефективною шумовою температурою $T_{\text{ш}} i$ і коефіцієнтом підсилення $K_{Pi} = P_{\text{вих}i} / P_{\text{вх}i}$. Ефективна шумова температура T_{Σ} , приведена до входу приймача визначається відомим виразом (1.4) для випадку повного узгодження елементів приймальної системи між собою.

Зменшення T_{Σ} знижує потужність власних шумів $P_{ш.вх}$ на вході приймальної системи, покращуючи її порогову чутливість $P_{вх.мін}$, тобто дозволяє приймати слабкіші сигнали. Це витікає з визначення порогової чутливості

$$P_{вх.мін} = P_{ш.вх} = k \cdot T_{\Sigma} \cdot \Delta f, \quad (1.10)$$

де $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К - постійна Больцмана;

Δf - смуга пропускання приймальної системи, Гц.

Зниження T_{Σ} приймальної системи – найбільш ефективний і економічний спосіб підвищення енергетичного потенціалу радіолінії зв'язку.

Першим елементом вибраної приймальної системи (див. рис. 1.2), що характеризується виразом (1.9), є антена, що володіє ефективною шумовою температурою $T_{ш} = T_A$. Тому бажано, щоб другий елемент приймальної системи мав малу шумову температуру $T_{ш2}$ і великий коефіцієнт підсилення K_{p2} . Такі параметри мають вхідні малошумливі підсилювачі (МШП) [6].

До МШП сучасних приймальних систем висуваються наступні основні вимоги:

1) Вони повинні бути придатні для установки поблизу від опромінювача антени (бажано, перед фідером з втратами), володіти малою шумовою температурою і великим коефіцієнтом підсилення. При цьому згідно (1.9) знижується T_{Σ} приймальної системи в цілому, а отже, збільшується відношення $P_c/P_{ш}$ на виході каналу зв'язку. Якщо ж величину $P_c/P_{ш}$ залишити незмінною, то введення винесеного до антени МШП дозволить приймати слабкіші сигнали. Проте знижувати шумову температуру підсилювача до рівня $T_{МШП} \ll T_A$ нераціонально, оскільки це зв'язано із значними технічними труднощами і не приводить до істотного зменшення T_{Σ} .

2) Ширина і форма смуги пропускання МШП повинні забезпечувати неспотворений прийом сигналу. Перебудова МШП утруднена, тому вони, як правило, виконуються широкосмуговими, неперебудовуваними в робочому діапазоні. Перебудовуються або змінюються тільки пасивні вузькосмугові фільтри-

преселектори, пропускаючи смугу частот сигналу, що приймається, і що захищають підсилювач від сильних перешкод поза цією смугою.

3) Коефіцієнт підсилення МШП максимальний при повному узгодженні його входу з трактом, а коефіцієнт шуму мінімальний при деякому їх розузгодженні. У зв'язку з цим для мінімізації $T_{ш}$ приймальної антени у ряді випадків доцільно деяке розузгодження входу МШП з трактом (до $K_{СХ} \geq (5...15)$). Вся решта елементів тракту повинна бути добре узгоджена.

4) Рівень сигналу, що потрапляє на вхід МШП, в умовах експлуатації апаратури зв'язку може змінюватися у дуже широких межах. Тому МШП повинен мати як можна великий динамічний діапазон, що визначається відношенням потужності вхідного сигналу $P_{вх.нас}$, відповідної насиченню підсилювача, до мінімального вхідного сигналу $P_{вх.мін}$, що визначається рівнем власних шумів МШП.

5) Підвищена лінійність амплітудної, амплітудно-частотної і фазочастотної характеристик. Наприклад, нерівномірність АЧХ МШП деяких зв'язних станцій не перевищує 0,5 дБ в смузі 500 МГц при підсиленні ≥ 40 дБ.

6) Повинен бути малий час виходу на робочий режим і швидке відновлення працездатності підсилювачів після дії сильної перешкоди.

7) Час напрацювання на відмову – не менше 100 тис. годин, а час переходу з основного комплекту на резервний – не більше декількох десятих секунди (у багатоканальних станціях супутникового зв'язку).

8) Простота обслуговування, контролю, мінімальне число регулювань. Заміна МШП в апаратурі не повинна супроводжуватися підстроюванням його елементів.

9) Малі габарити, маса і споживана потужність – це особливо важливо для бортової і наземної мобільної апаратури.

Деякі з цих вимог суперечливі і одночасне їх виконання, як правило не можливо. На практиці при виборі типу підсилювача доводиться ухвалювати компромісні рішення [8].

Транзисторні малошумлячі підсилювачі

В даний час як вхідні МШП більшості приймальних систем НВЧ застосовуються транзисторні підсилювачі [6].

На частотах до 3...4 ГГц їх активними елементами як правило є біполярні транзистори БТ, на вищих частотах – ПТШ, що мають тут менший коефіцієнт шуму; в деяких випадках ПТШ застосовуються на частотах, починаючи з 1 ГГц і навіть з 0 Гц (у монолітних ТрП). Гранично малим Кш володіють транзистори з високою рухливістю електронів (HEMT). До теперішнього часу розроблені ТрП НВЧ на робочі частоти від 0,1 ГГц до 60 ГГц з коефіцієнтом підсилення не менше 15...5 дБ на каскад і коефіцієнтом шуму 0,5...8 дБ відповідно. Смуга підсилення ТрП може бути від декількох відсотків до декількох октав (монолітне виконання). Як правило, Кш вузькосмугових ТрП на 0,2...0,6 дБ перевищує коефіцієнт шуму використовуваних ПТШ, а широкосмугових — на 1,5...4 дБ. ПТ на InGaAs працездатні до 100 – 200 ГГц.

Вихідна потужність насичення малошумливих ТрП як правило має значення 0,1... 10 мВт, динамічний діапазон у них більше, ніж у тунельних підсилювачів ТП і параметричних підсилювачів ПП, на 10...20 дБ. Важливою перевагою ТрП є вища стабільність підсилення в порівнянні з регенеративними тунельними і параметричними підсилювачами [7].

Можна вважати, що на частотах до 60 ГГц в апаратурі масового застосування транзисторні підсилювачі витісняють все інші типи МШП, перевершуючи їх по надійності, динамічному діапазону, широкосмуговості, стійкості до перевантажень, а також по мінімуму маси, габаритів, вартості, трудомісткості виготовлення.

Конструкція ТрП порівняно проста. Наприклад, на полікорову підкладку з напиленими вхідними, міжкаскадними і вихідними ланцюгами, що погоджують, елементами розв'язки в ланцюгах зсуву встановлюють транзистор. Плату, під якою можуть бути встановлені схеми управління і стабілізатори живлення, поміщають в плоский корпус (поза межний хвилевід). Коаксіальні або хвилеводні вхід і вихід НВЧ сигналу, а також виводи живлення, герметичні.

На НВЧ в основному використовуються підсилювачі на ПТШ, включені по схемі із спільним витоком (СВ), що має такий же коефіцієнт шуму, як і схема із спільним затвором (СЗ), але більший коефіцієнт передачі потужності. Тому при використанні схем з СВ менше позначаються шуми подальших каскадів.

Іноді, за наявності запасу з підсилення, для збільшення смуги пропускання ТрП на ПТШ використовують негативний зворотний зв'язок, що змінює вхідний опір транзистора. Внаслідок цього, стає можливим застосування простіших узгоджувальних ланцюгів (УЛ), знижується чутливість ТрП до зміни параметрів транзистора, підсилювач стає безумовно стійким. Такі каскади можуть використовуватися без застосування вхідних і вихідних розв'язуючих пристроїв, зокрема в монолітних ТрП. Широкопasmовий резистивний зворотний зв'язок, що просто реалізовується, декілька збільшує Кш тому в МШП застосовується і зворотний зв'язок на реактивних елементах.

У монолітних схемах ТрП замість пасивних УЛ застосовують активне узгодження – на вході МШП включають каскад з СЗ, а на виході – каскад з СС. У широкопasmових ТрП, при виборі польових транзисторів, що погоджують, з крутизною $S=1/\rho$, рівної провідності МПЛ, може бути досягнуто узгодження в смузі декількох октав, зниження Кш на 1,5...2 дБ і збільшенні підсилення. Активні узгоджуючі ланцюги на ПТШ займають значно меншу площу в порівнянні з пасивними.

Живлення ПТШ здійснюється двома способами: з використанням двохполярного джерела напруги і однополярного – з автозсувом транзистора. Ланцюг автозсуву R і C є, в останньому випадку, ланцюгом негативного зворотного зв'язку по постійному струму, що стабілізує параметри ТрП. Втрати шунтуючих конденсаторів погіршують параметри підсилювального каскаду, особливо з підвищенням частоти. Враховуючи це, на підвищених частотах віддають перевагу схемі живлення з двохполярним джерелом напруги.

Шуми ПТШ в основному мають теплове походження, тому при зниженні у декілька разів фізичної температури ТрП приблизно в стільки ж разів зменшується

його шумова температура. Крім того, унаслідок зростання рухливості електронів в GaAs при охолодженні, на декілька децибел зростає підсилення ПТШ [9].

Про параметри кращих зарубіжних МШП можна робити висновки по рекламних проспектах фірми NEC. Вона випускає МШП на ПТШ, що мають наступні значення шумової температури і, відповідно, що розрізняються за вартістю:

у діапазоні 3,625...4,2 ГГц з температурою – 32, 37, 42, 47 К; без охолодження – 55, 70, 80 К;

у діапазоні 18,6... 19,5 ГГц без охолодження – 200, 250, 300 К.

Можна виділити чотири основні типи ТрП:

- однотактні;
- балансні;
- комбіновані;
- відбивні.

Найбільш широкого поширення набули достатньо прості у виконанні однотактні підсилювачі. Як правило, однотактні підсилювачі на біполярних транзисторах вимагають застосування феритових розв'язуючих пристроїв, що приводить до збільшення габаритних розмірів і є недоліком цього типу підсилювачів.

Широкого поширення набули балансні підсилювачі, що складаються з двох однотактних підсилювачів, включених паралельно за допомогою 3-децибельних мостів.

Балансні транзисторні підсилювачі мають ширший динамічний діапазон, чим однотактні (на балансний каскад поступає тільки половина загальної потужності сигналу), більш високу надійність, оскільки відмова транзистора в одному плечі веде лише до зменшення K_p на 6 дБ при збереженні працездатності підсилювача. Крім того, балансні підсилювачі легко каскадують, менш схильні до самозбудження, не вимагають застосування розв'язуючих феритових пристроїв, що додатково обмежують ширину смуги робочих частот.

До недоліків балансного підсилювача слід віднести погіршення його чутливості із-за втрат на віддзеркалення (вхідний КСВН моста в смузі не краще 1,5) і дисипативних втрат у високоомних лініях мостів.

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ МІКРОХВИЛЬОВОГО ТРАКТУ РАДІОПРИЙМАЧА СУПУТНИКОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

2.1 Характеристика елементів приймального тракту

Розробку функціональної схеми приймального тракту проведемо на базі вибраної структурної схеми супергетеродина приймача з подвійним перетворенням частоти. Функціональна схема тракту прийому, повинна містити наступні частини:

- антену;
- диплексер;
- МШП;
- смугово-пропускні фільтри ;
- підсилювачі проміжної частоти ;
- змішувачі.

Розглянемо детальніше елементи тракту НВЧ, які використовуються для побудови земної станції [12].

Антену є параболічним рефлектором діаметру $D = 1.2$ м і опромінювач для прийому сигналів з круговою поляризацією правого обертання.

Відбитий рефлектором сигнал йде на опромінювач. Його призначення – передати прийнятій антеною енергію ЕМХ супутника по хвилеводу до приймача.

Опромінювач – один з найважливіших вузлів антенної системи, тому до нього висувають певні вимоги:

- 1) Діаграма спрямованості повинна бути осесиметричною і без бічних пелюсток;
- 2) Опромінювач не повинен сильно затінювати параболічну антену, оскільки це приводить до спотворення її діаграми спрямованості і зниження коефіцієнта використання поверхні параболоїда обертання.

Опромінювачами параболічних антен є слабонаправлені антени. Це можуть бути рупори, щілинні антени, спіралі, діелектричні антени і ін.

Хвилевід круглого перетину більшою мірою задовольняє вимогам, що пред'являються до опромінювачів антенних систем – діаграма спрямованості осесиметрична, на відміну від пірамідального (прямокутного) хвилеводу.

Електромагнітна хвиля, що розповсюджується в просторі від передавальної антени супутника до антени земної станції, характеризується поляризацією, тобто орієнтацією вектора напруженості електричного поля E щодо поверхні Землі. Земна станція приймає з супутника «Експресс-А» сигнал з круговою поляризацією правого обертання, а випромінює сигнал з круговою поляризацією лівого обертання.

З виходу опромінювача сигнал поступає на диплексер, який виконаний на хвилеводі круглого перетину. Диплексер здійснює розділення приймального і передавального трактів, засноване на поляризаційній селекції електромагнітних хвиль.

Диплексер повинен задовольняти вимозі по придушенню сигналу передавача, що просочується в приймальний тракт до необхідного рівня.

Нижче приведені типові параметри диплексорів С – діапазону:

- розв'язка між прийомом і передачею: не менше 110 дБ;
- кроссполаризація: не менше – 40 дБ;
- робочий діапазон частот:
 - а) на прийом: 3600...4200 МГц;
 - б) на передачу: 5,925...6,525 МГц;
- втрати: не більше 0,25 дБ;
- діаметр хвилеводу: $D = 58$ мм.

З виходу диплексора через сигнал поступає на вхід Y -циркулятора, що є симетричним H -площинним зчленуванням трьох прямокутних хвилеводів, в центр якого поміщений феритовий циліндр.

Циркулятор – це пристрій, в якому рух потоку енергії відбувається в строго певному напрямі, залежному від орієнтації зовнішнього магнітного поля, що манагнічує ферит [16].

Принцип роботи циркулятора пояснимо за допомогою рис. 2.1.

МШП призначений для підсилення до необхідного рівня слабких входних сигналів, що приймаються антеною. У діапазоні частот 3600...4200 МГц сигнал з виходу смугового фільтру поступає на хвильоводний вхід МШП, а далі через хвильоводно-мікросмужний перехід на вхід першого каскаду. МШП виконаний за гібридно-інтегральною технологією. Підсилений сигнал з хвильоводного виходу МШП подається на вхід першого змішувача.

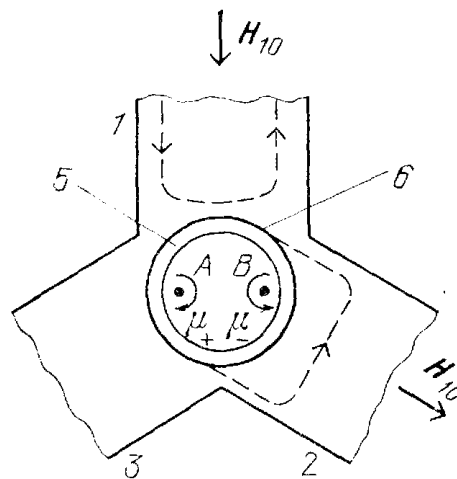


Рисунок 2.1 - Y-циркулятор

Хвиля H_{10} , що поступає на вхід циркулятора по хвильоводу 1, перетвориться у області фериту в дві хвилі, які оббігають диск назустріч один одному, одна за годинниковою стрілкою, інша проти неї. Напрями обертання вектораобразовавшихся $\vec{H}$ хвиль протилежні (у точках А і В), тому їх фазові швидкості при подмагничивании фериту однорідним полем H_0 , різні. Параметри фериту і напруженості поля підбирають так, щоб обидві хвилі приходили до хвильоводу 3 в протифазі. При цьому електромагнітна енергія поступатиме з хвильоводу 1 в хвильовід 2 і не потрапляти в хвильовід 3. Аналогічним чином пояснюється проходження енергії з плеча 2 в плече 3, з плеча 3 в плече 1.

У даному приймальному тракті циркулятор використовуватиметься як вентиль для усунення відбитої від входу смугового фільтру хвилі, а також для узгодження виходу диплексора з хвильоводним входом смугового фільтру.

Робоча смуга хвильоводних Y-циркуляторів досягає 30%, втрати в прямому напрямку складають 0,15...0,5 дБ, в зворотному – понад 20...30 дБ.

З виходу циркулятора сигнал поступає на вхід хвильоводного смугового фільтру.

У таблиці 2.1 приведені довідкові дані хвильоводних смугових фільтрів, що випускаються ВАТ „Радиофизика”, які застосовуються у вхідних хвильоводних ланцюгах земних станцій супутникових систем зв'язку С-діапазона. Фільтри випускаються в чотирьох модифікаціях: WF-12-1, WF-12-2, WF-12-3, WF-12-3В. Перетин хвильоводних входів фільтру 58х25 мм.

Таблиця 2.1 - Довідкові дані смугових фільтрів

Параметр	Діапазон частот, ГГц	WF-12-1	WF-12-2	WF-12-3	WF-12-3В
Втрати, дБ	3,6 – 4,2	0,15	0,15	0,15	0,15
Придушення, дБ	5,925–6,525	70	85	100	100

2.2 Визначення номіналів проміжних частот і частот гетеродина

Як частота першого перетворення на НВЧ вибирають частоту, що лежить в діапазоні 0,8...2 ГГц, а для другого перетворення – стандартну частоту 70 МГц.

Перший змішувач здійснює перетворення сигналів з діапазону 3600...4200 МГц на проміжну частоту 925 МГц. Як перший змішувач виберемо двохдіодний балансний змішувач (БЗ) на 3-х децибельних мостах. Основною перевагою БЗ є можливість фазового придушення амплітудних шумів гетеродина на 15...30 дБ, в наслідок чого коефіцієнт шуму змішувача знижується на 2...5 дБ, а при великому рівні шумів гетеродина – на 5...10 дБ. Крім того, завдяки придушенню в балансній схемі парних гармонік гетеродина рівень бічних продуктів перетворення менше – підвищуються перешкодостійкість і динамічний діапазон. Втрати перетворення такого змішувача складають 5...8 дБ, а коефіцієнт шуму 7...10 дБ.

Використовуючи частотний план стовбурів супутника «Експресс-А», призначеного для роботи в міжнародній супутниковій службі «Інтерспутник», що знахо-

диться на геостационарній орбіті, зображений на рис. 2.2. визначимо діапазон перебудови і крок сітки частот 1-го гетеродина Г1.

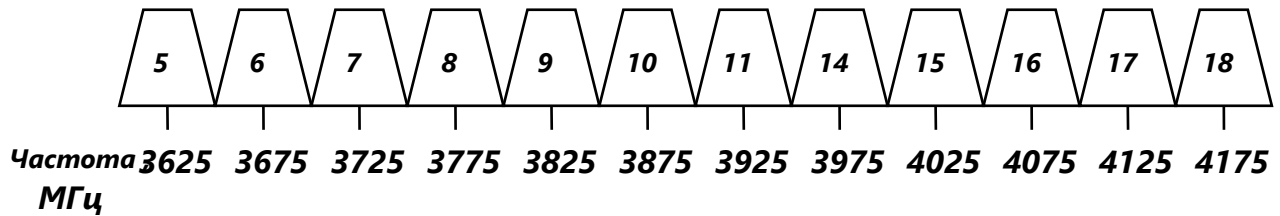


Рисунок 2.2 - Частотний план стовбурів супутника «Експрес - А»

Як видно з рисунка, частоти 12 каналів рознесено по частоті на величину 50 МГц. Отже крок сітки частот гетеродина складе $\Delta f_c = 50$ МГц.

Частоти перебудови гетеродина знаходяться із співвідношень [15]

$$f_{г.макс} = f_{нес.макс} - f_{пч1},$$

де $f_{нес.макс}$ – максимальне значення несучої частоти.

В даному випадку $f_{нес.макс} = 4175$ МГц;

$f_{нес.мин}$ – мінімальне значення несучої частоти.

В даному випадку $f_{нес.мин} = 3625$ МГц;

$f_{пч1} = 925$ МГц – вибране значення проміжної частоти першого перетворення.

Одержимо

$$f_{г.макс} = 4175 - 925 = 3250 \text{ МГц}$$

$$f_{г.мин} = 3625 - 925 = 2700 \text{ МГц.}$$

Таким чином перший гетеродин повинен перебудовуватися в діапазоні частот $f_{г.макс} \dots f_{нес.макс} = 2700 \dots 3250$, $f_{г.макс} \dots f_{нес.макс} = 2700 \dots 3250$ МГц з кроком $\Delta f_c = 50$ МГц.

Кількість фіксованих частот гетеродина складе

$$N = \frac{f_{г.макс} - f_{г.мин}}{\Delta f_c} + 1 = \frac{3250 - 2700}{50} + 1 = 12.$$

Таким чином, перебудовувавши гетеродин, на проміжну частоту $f_{пч1}$ можна перенести будь-який з 12-ти каналів.

З коаксіального виходу першого змішувача перетворений сигнал поступає на смуговий фільтр. Смуговий фільтр здійснює виділення смуги частот стовбурів $\Delta f = 36$ МГц, який був перетворений на проміжну частоту 925 МГц і придушення комбінаційних складових першого перетворення частоти. Як смуговий фільтр можна використовувати монолітний твердотільний фільтр з високоякісної термостабільної кераміки, що формує АЧХ частотного стовбура з втратами не більше 1 дБ.

Перший підсилювач проміжної частоти виконує функцію підсилення виділеного потоку даних шириною $\Delta f = 36$ МГц на середній частоті 925 МГц.

Другий змішувач здійснює друге перетворення частоти, а саме перенесення сигналу з частоти $f_{пч1} = 925$ МГц на стандартну частоту другого перетворення $f_{пч2} = 70$ МГц. Як другий змішувач виберемо БЗ, виконаний в інтегральному виконанні на ДБШ. При цьому частота 2-го гетеродина буде рівна

$$f_{г} = f_{пч1} - f_{пч2} = 925 - 70 = 855 \text{ МГц}$$

З виходу другого змішувача сигнал поступає на смуговий LC фільтр із смугою пропускання $\Delta f = 36$ МГц. Далі сигнал поступає на другий підсилювач проміжної частоти, який виконує функцію підсилення виділеного потоку даних шириною $\Delta f = 36$ МГц на частоті 70 МГц.

Таким чином, за рахунок перебудови першого гетеродина із заданим кроком частот і фіксованій частоті другого гетеродина забезпечується виділення будь-якого з 12-ти стовбурів шириною $\Delta f = 36$ МГц і перенесення його на несучу частоту 70 МГц.

Подальше перетворення інформаційного сигналу відбувається в демодуляторі.

2.3 Вибір системи АРП

Автоматичне регулювання підсилення (АРП) застосовується для розширення динамічного діапазону приймача і підтримки в заданих межах вихідної напруги. При цьому усуваються перевантаження в каскадах при прийомі сильних сигналів і, таким чином, запобігають появі неприпустимих нелінійних спотворень і досягається нормальна робота демодуляторів.

Принцип дії системи АРП полягає в автоматичній зміні коефіцієнтів підсилення (передачі) окремих каскадів приймача при зміні рівня сигналу, що приймається. Система АРП повинна містити регульовані каскади підсилення і коло регулювання. Коло регулювання виробляє напругу, що управляє, впливає на регульовані елементи підсилювального тракту. Звичайно коло регулювання містить випрямляч (амплітудний детектор) і ФНЧ [15].

У якості АРП виберемо систему АРП із зворотним регулюванням, яка знаходить найбільш широке застосування (рис. 2.3). У даній системі напруга, що управляє, визначається рівнем напруги сигналу на виході регульованого каскаду. Така система АРП є найбільш простою і дозволяє одержати амплітудну характеристику приймача, близької до ідеальної.

У НВЧ трактах регульованими каскадами є як правило каскади МШП і ППЧ. Як правило регулюють підсилення каскадів, що підсилюють сигнали порівняно малого рівня. Регулювання підсилення в одному з останніх каскадів небажане, а іноді і недопустиме, оскільки при великих рівнях сигналу на вході регульованого каскаду важко уникнути великих нелінійних спотворень. З урахуванням сказаного регулювання підсилення необхідно застосувати в МШП.

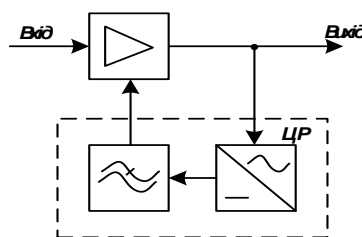


Рисунок 2.3 - Структурна схема системи АРП із зворотним регулюванням

У каскадах на ПТШ для регулювання підсилення використовують залежність крутизни характеристики стока-затвора від напруги на затворі.

Регулювання підсилення каскаду на ПТШ може бути зворотним і прямим. При зворотному регулюванні, коли транзистор закривається з метою зменшення підсилення, для отримання більшої чутливості регулювання необхідно, щоб опір навантаження каскаду був набагато менше внутрішнього опору транзистора, а опір джерела сигналу був набагато менше вхідного опору каскаду.

Найчастіше використовують пряме регулювання підсилення. У каскадах на ПТШ воно здійснюється шляхом зміни напруги зсуву на затворі, що приводить до зміни струму транзистора, а отже і коефіцієнта підсилення каскаду.

2.4 Розподіл підсилення по трактах приймача

Розрахунок коефіцієнтів передачі трактів приймача проведемо по методиці, викладеній у роботі [9] виходячи з реальної чутливості приймача мкВ і допустимих амплітуд на входах:

- першого змішувача $U_{\text{м.см1}} \approx 100 \dots 200 \text{ мкВ}$;
- другого змішувача $U_{\text{м.см2}} \approx 1 \dots 2 \text{ мВ}$;
- демодулятора $U_{\text{м.дем}} \approx 1 \text{ В}$ (для частотного і фазового).

Потужність сигналу на вході демодулятора (виході приймача) складе

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{м.дем}}^2}{Z} = \frac{1^2}{50} = 0,02 \text{ Вт} = 20 \text{ мВт або } P_{\text{вых[дБ]}} = -17 \text{ дБВт.}$$

Необхідний коефіцієнт підсилення приймального тракту складе

$$K_{\text{р[дБ]}} = P_{\text{вых[дБ]}} - P_{\text{с.вх[дБ]}} = -17 - (-117) = 100 \text{ дБ.}$$

Коефіцієнт підсилення приймального тракту $K_{\text{р}}$ визначається як сума підсилень і загасань, що вносяться його каскадами. Для структурної схеми тракту, приведеної на рис.1.5

$$K_{P[\text{дБ}]} = K_{\text{МШУ}[\text{дБ}]} - L_{\text{СМ1}[\text{дБ}]} + K_{\text{УПЧ1}[\text{дБ}]} - L_{\text{СМ2}[\text{дБ}]} + K_{\text{УПЧ2}[\text{дБ}]} \quad (2.1)$$

де $K_{\text{МШУ}[\text{дБ}]}$ – коефіцієнт підсилення МШП;

$K_{\text{УПЧ1}[\text{дБ}]}, K_{\text{УПЧ2}[\text{дБ}]}$ – коефіцієнти підсилення ППЧ1 і ППЧ2 відповідно;

$L_{\text{СМ1}[\text{дБ}]}, L_{\text{СМ2}[\text{дБ}]}$ – втрати перетворення в першому і в другому змішувачі. Для балансного змішувача $L_{\text{СМ1}[\text{дБ}]} = L_{\text{СМ2}[\text{дБ}]} = 8 \text{ дБ}$.

Прийmemo $U_{\text{м.см1}} = 150 \text{ мкВ}$, $U_{\text{м.см2}} = 1,5 \text{ мВ}$.

Для забезпечення величини K_p з урахуванням втрат перетворення в змішувачах і допустимих амплітуд напруг на їх входах, коефіцієнти підсилення ПРЧ, ППЧ1 і ППЧ2 розраховуються таким чином

$$K_{\text{МШУ}[\text{дБ}]} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{\text{м.см1}} \cdot K_{\text{ЗАП}}}{\sqrt{2} \cdot E_{\text{А0}}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{150 \cdot 10^{-6} \cdot 7}{1,41 \cdot 13,6 \cdot 10^{-6}} \right) \approx 35 \text{ дБ},$$

$$K_{\text{УПЧ1}[\text{дБ}]} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{\text{м.см2}}}{U_{\text{м.см1}}} \right) + L_{\text{СМ1}[\text{дБ}]} = 20 \cdot \log \left(\frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{150 \cdot 10^{-6}} \right) + 8 = 28 \text{ дБ},$$

$$K_{\text{УПЧ2}[\text{дБ}]} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{\text{м.дем}}}{U_{\text{см2}}} \right) + L_{\text{СМ2}[\text{дБ}]} = 20 \cdot \log \left(\frac{1}{1,5 \cdot 10^{-3}} \right) + 8 \approx 64 \text{ дБ},$$

де $K_{\text{ЗАП}} = 5 \dots 10$ – коефіцієнт запасу підсилення.

Перевіримо отримані результати. Підставляючи одержані значення коефіцієнтів підсилення трактів у вираз (2.1) одержимо

$$K_{P[\text{дБ}]} = 35 - 8 + 28 - 8 + 64 = 111 \text{ дБ}.$$

Таким чином можна зробити висновок, що необхідний коефіцієнт підсилення приймального тракту забезпечується. На підставі одержаних даних складаємо структурну схему тракту (рис.2.4).

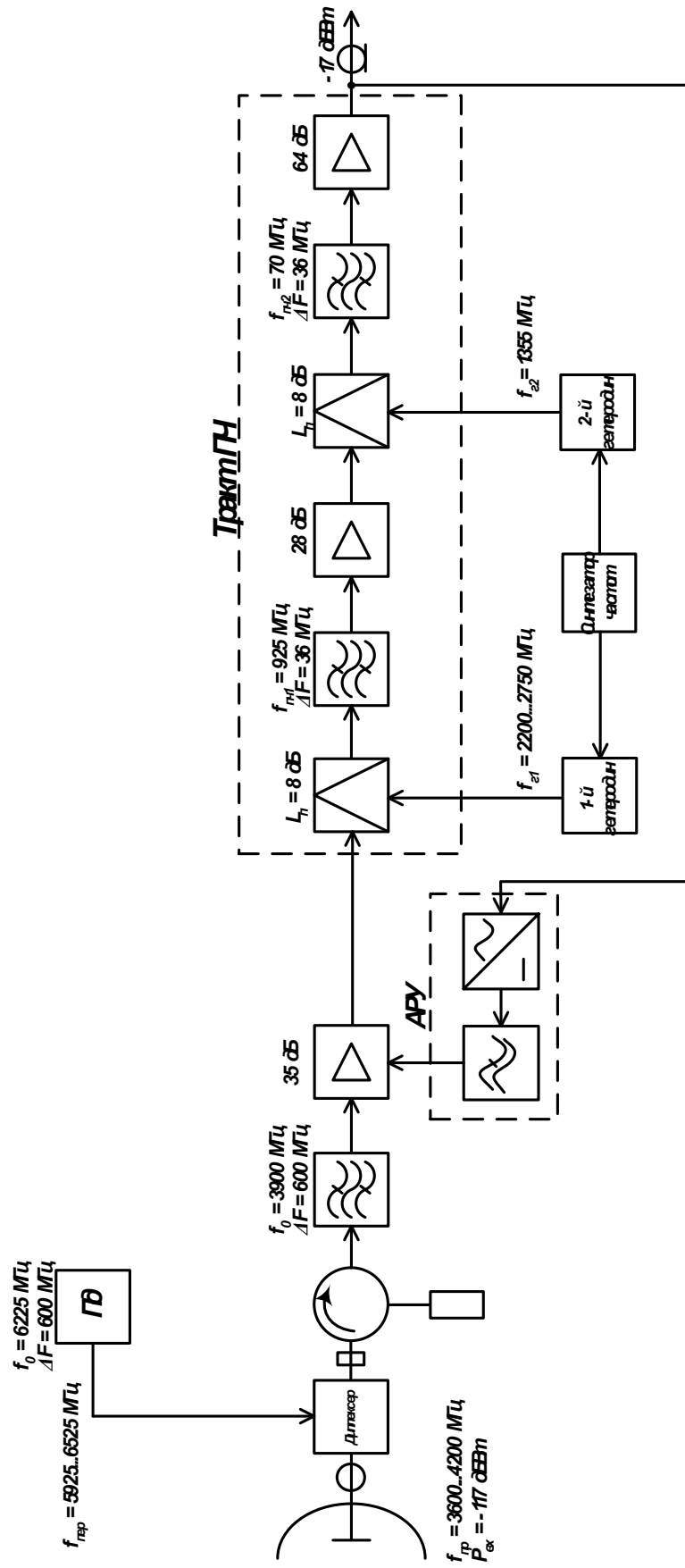


Рисунок 2.4 - Структурна схема приймального НВЧ тракту

2.5 Формулювання вимог до приймальної системи

Отже, на основі проведеного енергетичного розрахунку а також розподілу підсилення по трактах приймача сформулюємо основні вимоги:

- 1) забезпечення реальної чутливості не гірше $P_{A0[\text{дБ}]} = -120 \text{ дБВт}$;
- 2) забезпечення коефіцієнта підсилення приймального тракту не менше $K_{P[\text{дБ}]} = 100 \text{ дБ}$;
- 3) забезпечення потрібного придушення перешкод по дзеркальному каналу, каналу ПЧ, сусідньому каналу прийому;
- 4) забезпечення сумарного коефіцієнта шуму приймального тракту не більше $K_{\Sigma[\text{дБ}]} = 3,18 \text{ дБ}$.

3 РОЗРАХУНОК ТА МОДЕЛЮВАННЯ НВЧ МАЛОШУМЛЯЧОГО ПІДСИЛЮВАЧА

3.1 Безструктурні моделі НВЧ транзистора

В основі розрахунку та аналізу транзисторного НВЧ МШП лежить модель транзистора. Це може бути структурна (фізична) модель, тобто еквівалентна схема транзистора, або безструктурна модель, що представляє транзистор у вигляді еквівалентного чотириполосника.

Перевагою структурної моделі є висока інформативність; еквівалентна схема характеризує поведінку транзистора в діапазоні частот і дозволяє встановлювати зв'язок між її елементами і характеристиками транзистора. Безструктурна модель транзистора менш інформативна, вона строго справедлива лише на одній частоті. Для визначення частотної залежності параметрів транзистора треба провести вимірювання на різних частотах. Проте безструктурні моделі точніші, оскільки їх параметри можуть бути зміряні значно точнішим, ніж параметри еквівалентної схеми.

НВЧ транзистор як еквівалентний чотириполосник може бути описаний, наприклад, Y - або H -параметрами, які зазвичай використовуються на нижніх частотах. Для вимірювання цих параметрів необхідно забезпечити режими холостого ходу та короткого замикання, які важко здійсненні на НВЧ із-за впливу паразитних елементів схеми. Більш підходять для його опису параметри матриці розсіювання або S -параметри, оскільки вони вимірюються в лініях з узгодженими навантаженнями, що на НВЧ найпростіше [16].

Розрахунок НВЧ МШП прийнято проводити з використанням безструктурної моделі транзистора в S -параметрах. При необхідності безструктурна модель може бути доповнена структурною моделлю. Обидві моделі взаємозв'язані: по S -параметрах транзистора, заміряних на декількох частотах, можна визначити (або уточнити) елементи його еквівалентної схеми і навпаки, відома еквівалентна схема дозволяє розрахувати S -параметри на будь-якій частоті діапазону, в якому ця схема коректна.

3.2 Системи S- і S'- параметрів транзистора

В системі S-параметрів транзистор представляється у вигляді чотириполюсника, включеного в лінію передачі з хвильовим опором Z_0 . Лінія узгоджена з генератором (джерелом сигналу) і навантаженням, тобто опори генератора Z_G і навантаження Z_H рівні хвильовому опору лінії (рис. 3.1).

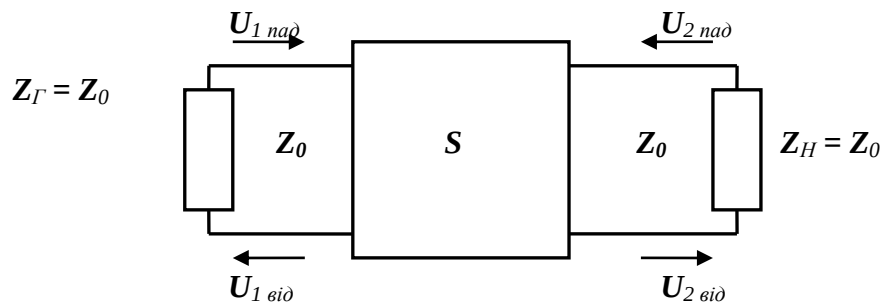


Рисунок 3.1 - До визначення S-параметрів транзистора

Чотириполюсник в узгодженій лінії передачі з хвильовим опором передачі Z_0 .

Для визначеності приймемо $Z_0=50$ Ом. На вході і виході чотириполюсника є падаючі і відбиті хвилі напруги, ($i=1$ для входу, $i=2$ для виходу), зв'язок між якими задається параметрами матриці розсіювання хвиль напруги (S-параметрами)

$$U_{1отр} = S_{11} \cdot U_{1пад} + S_{12} \cdot U_{2пад}, \quad U_{2отр} = S_{21} \cdot U_{1пад} + S_{22} \cdot U_{2пад}.$$

Матрицю розсіювання хвиль напруги прийнято називати просто матрицею розсіювання. Параметри матриці розсіювання мають ясний фізичний сенс

$$S_{11} = \frac{U_{1отр}}{U_{1пад}} \Big|_{U_{2пад}=0}, \quad S_{22} = \frac{U_{2отр}}{U_{2пад}} \Big|_{U_{1пад}=0}$$

- коефіцієнти віддзеркалення напруги від входу і виходу чотириполюсника при узгодженні на його виході ($U_{2\text{пад}} = 0$) і вході ($U_{1\text{пад}} = 0$) відповідно

$$S_{21} = \frac{U_{2\text{отр}}}{U_{1\text{пад}}} \Big|_{U_{2\text{пад}}=0}, \quad S_{12} = \frac{U_{1\text{отр}}}{U_{2\text{пад}}} \Big|_{U_{1\text{пад}}=0}$$

- коефіцієнти прямої і зворотної передачі напруга, визначені при тих же умовах.

Матриця розсіювання характеризує чотириполюсник, навантажений на чисто резистивні опори Z_0 . У реальних же підсилювачах транзистор виявляється навантаженим на опори, не тільки не рівні Z_0 , але в загальному випадку комплексні. Довільно навантажений чотириполюсник прийнято описувати параметрами матриці розсіювання хвиль потужності (S'-параметрами) [8].

У системі S'-параметрів транзистор у вигляді еквівалентного чотириполюсника включається в загальному випадку на стику двох ліній передачі, не узгоджених з генератором (джерелом сигналу) і навантаженням (рис. 3.2). Вхідна лінія, що підводить, трансформує опір генератора Z_Γ в опір Z_1 в площині вхідних клем чотириполюсника, а вихідна лінія, що підводить, – опір навантаження Z_H в опір Z_2 в площині його вихідних клем. Транзистор при цьому навантажений на опори Z_1 і Z_2 , в загальному випадку, комплексні.

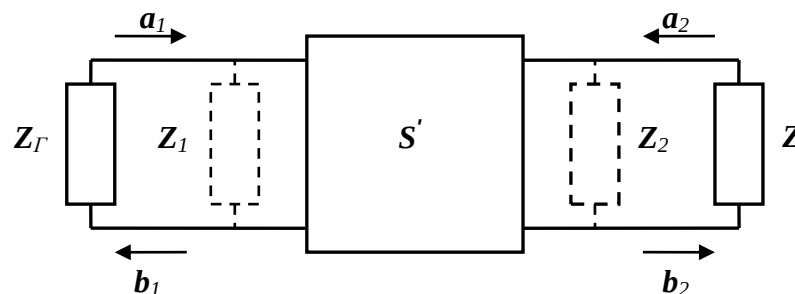


Рисунок 3.2 - До визначення S' – параметрів транзистора

Падаючі ai і відбиті bi хвилі потужності на вході ($i=1$) і виході ($i=2$) чотириполюсника зв'язані між собою матрицею розсіяння хвиль потужності

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix},$$

$$\text{де} \quad a_i = \frac{U_i + Z_i \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}}, \quad b_i = \frac{U_i - Z_i^* \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}}, \quad (i=1, 2);$$

U_i, I_i – комплексні амплітуди напруги і струмів на вході і виході чотириполюсника;

Z_i – комплексні опори генератора ($i=1$) і навантаження ($i=2$) в площині вхідних і вихідних клем чотириполюсника відповідно;

$$S'_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S'_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} - \text{коефіцієнти віддзеркалення від входу і виходу чотириполюсника при узгодженні його на виході (} a_2=0 \text{) і вході (} a_1=0 \text{) відповідно;}$$

$S'_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S'_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} - \text{коефіцієнти прямої і зворотної передачі, визначені}$

за тих же умов.

Комплексні величини ai і bi прийнято називати хвилями потужності, хоча вони мають розмірність кореня квадратного з потужності. Відносини цих величин, тобто S' -параметри, не мають ясного фізичного сенсу. Проте введення хвиль ai, bi , а також матриці розсіяння S' доцільно по наступних причинах. По-перше, квадрати модулів ai, bi дійсно є падаючими і відбитими хвилями потужності, а їх відносини — коефіцієнтами передачі і віддзеркалення потужності. По-друге, при рівності опорів Z_i хвильовому опору Z_0 S' -параметри зводяться до S -параметрів.

S' -параметри транзистора не можуть бути зміряні безпосередньо, а можуть бути розраховані за допомогою S -параметрів.

3.3 Розрахунок малопотужних підсилювачів на транзисторах

Розрахунок МШП проведемо по методиці, викладеній в роботі [17].

Розрахунок включає наступні етапи:

1. вибір транзистора;
2. вибір схеми включення транзистора;
3. вибір режиму роботи транзистора;
4. вибір числа каскадів, розрахунок трансформаторів, що погоджують, і ланцюгів зворотного зв'язку;
5. вибір схеми живлення;
6. складання електричної схеми.

Розглянемо кожен етап розрахунку докладніше.

3.3.1 Вибір типу транзистора

Виберемо польовий транзистор з бар'єром Шоттки (ПТШ) N76038а японської фірми NEC, який в порівнянні з біполярним транзистором забезпечує нижчий рівень шумів в робочому діапазоні частот.

3.3.2 Вибір схеми включення транзистора

Для польового транзистора використовується схема включення із спільним витоком (СВ), спільним затвором (СЗ) і спільним стоком (СС). У схеми з СВ кращі підсилювальні властивості і хороша стійкість, але іноді для узгодження з генератором застосовують схему з СЗ, а для узгодження з навантаженням - схему з СС. Це пов'язано з тим що при невеликих значеннях опору навантаження z_n і на низьких частотах вхідний опір схеми з СЗ і вихідним опором для схеми з СС мають невелику реактивну складову і близькі до $1/S_0$ ($S_0 = \partial I_c / \partial U_{зи}$ – крутизна транзистора). Недолік цих двох схем в тому, що вони мають малу стійкість і великий вихідним (СЗ) або вхідним (СС) опором.

3.3.3 Вибір режиму роботи транзистора

Параметри ПТШ в значній мірі залежать від напруги живлення. Розрізняють режими, оптимальний по шуму і оптимальний по підсиленню потужності. Наприклад, при напрузі $U_c = 4$ В транзистор має максимальне підсилення при струмі $I_{сн} = 80$ мА, мінімум коефіцієнта шуму при струмі 17 мА. Комплексні коефіцієнти віддзеркалення навантаження і джерела сигналу, при яких реалізуються максимальне підсилення та мінімальний шум, різні. Схема однокаскадного транзисторного підсилювача з колами, що узгоджують, навантаженням і генератором показана на рис. 3.3.

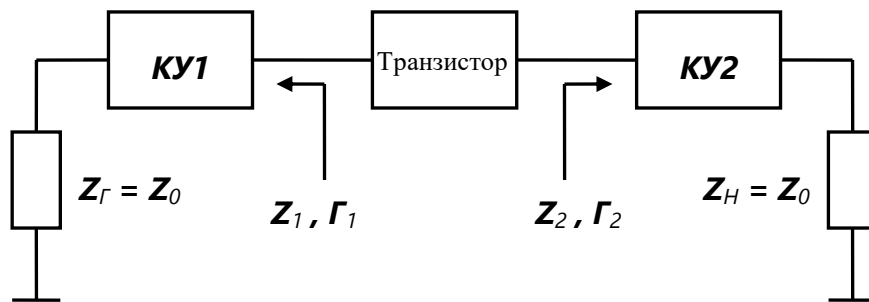


Рисунок 3.3 - Структурна схема однокаскадного підсилювача

Транзисторний підсилювач НВЧ може забезпечити задані електричні характеристики в тому випадку, якщо транзистор правильно навантажений, тобто якщо опори джерела сигналу і навантаження в площині транзистора мають цілком певні значення. Опори ж реальних джерела сигналу і навантаження, як правило, рівні 50 Ом, тому підсилювач повинен включати кола, що узгоджують, здійснюють трансформацію опорів. Відповідно до структурної схеми підсилювача, зображеної на рис. 3.3. КУ1 і КУ2 – кола, що узгоджують, на вході і виході підсилювача, причому КУ1 трансформує опір реального джерела сигналу $Z_{Г}=Z_0$ в опір Z_1 в площині транзистора, а КУ2 трансформує $Z_{Н}=Z_0$ в Z_2 .

Структурна схема підсилювача, представлена на рис. 3.3 є простою. При необхідності вона може бути доповнена іншими ланцюгами, які, наприклад, здійснюють вирівнювання амплітудно-частотної характеристики підсилювача (при широкій смузі пропускання).

При розрахунку транзисторного НВЧ підсилювача слід звертати увагу на забезпечення його стійкості. Стійкість підсилювача визначається S-параметрами транзистора і опорами, на які він навантажений. На порівняно низьких частотах транзистор володіє вираженими невзаємними властивостями і підсилювач на такому приладі працює стійко [16].

У діапазоні НВЧ транзистор в значній мірі втрачає властивість невзаємності із-за наявності паразитних зворотних зв'язків (як внутрішніх, так і зовнішніх), тому при деяких опорах джерела сигналу і навантаження в площині транзистора підсилювач може збудитися.

Самозбудження підсилювача можливе лише у разі, коли резистивна складова вхідного і (або) вихідного опору транзистора стає негативною. Негативному резистивному опору відповідає коефіцієнт віддзеркалення, модуль якого більше одиниці. Так, якщо негативною є резистивна складова вхідного опору транзистора, то $|S'_{11}| > 1$, а якщо вихідного, то $|S'_{22}| > 1$. Вхідний опір транзистора залежить від опору його вихідного навантаження, а вихідний — від опору вхідної.

Підсилювач вважається безумовно стійким в заданому діапазоні частот, якщо він не збуджується в цьому діапазоні при будь-яких опорах пасивних зовнішніх навантажень (Z_1 і Z_2 на рис. 3.3). Якщо існують навантаження, здатні привести підсилювач до самозбудження, то він є умовно стійким, або потенційно стійким, або потенційно нестійким.

Можна показати, що для безумовної стійкості підсилювача необхідно і достатнє виконання наступних співвідношень

$$|S_{12} \cdot S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2,$$

$$|S_{12} \cdot S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2,$$

$$2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}| < 1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2, \quad (3.1)$$

де $\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$.

Останню нерівність (3.1) прийнято записувати у вигляді, де параметр

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|}$$

називається коефіцієнтом стійкості (відзначимо, що K -інваріантний коефіцієнт стійкості, оскільки не залежить від системи матричних параметрів, в якій він визначається). Умова $K > 1$, що є необхідним, але недостатньою умовою безумовної стійкості підсилювача, означає, що можливе одночасне комплексно-зв'язане узгодження на вході і виході транзистора. При $K < 1$ транзистор можна погоджувати тільки з одного боку. Випадок $K = 1$ є граничним, коли двостороннє узгодження можливе.

Умови безумовної стійкості іноді записують у вигляді

$$K > 1 \quad B_1 > 0 \quad (3.2)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2. \quad (3.3)$$

Порушення будь-якої з нерівностей (3.2) робить підсилювач потенційно нестійким, тобто при певних опорах джерела сигналу або навантаження він може збудиться. Тому доцільно будувати підсилювачі безумовно стійкі, що стійко працюють при будь-якому навантаженні.

3.3.4 Вибір схеми живлення

Живлення ПТШ здійснюється двома способами: з використанням двохполярного джерела напруги і однополярного – з автозсувом транзистора. Ланцюг автозсуву R і C є, в останньому випадку, ланцюгом негативного зворотного зв'язку по постійному струму, що стабілізує параметри ТРп. Втрати шунтуючих конденсаторів погі-

ршують параметри підсилювального каскаду, особливо з підвищенням частоти. Враховуючи це, як схема живлення вибираємо схему живлення з двохполярним джерелом напруги, яке роздільно живить ланцюг затвора і ланцюг стоку ПТШ [20].

3.4 Розрахунок транзисторного МШП

Розрахуємо малошумлячий підсилювач на вибраному ПТШ з наступними вимогами, що пред'являються до нього виходячи з енергетичного розрахунку радіолінії і розподілу підсилення по трактах приймача:

- робоча смуга частот підсилювача: $f_{\min} \dots f_{\max} = 3600 \dots 4200$ МГц ;
- середня частота смуги частот: $f_0 = 3900$ МГц ;
- коефіцієнт шуму підсилювача: $K_{\Sigma[\text{дБ}]} \leq 1,46$ дБ ;
- необхідний коефіцієнт підсилення: $G_{A[\text{дБ}]} \geq 35$ дБ ;
- конструкція: гібридно-інтегральна.

Розрахунок буде проводитися з використанням на ЕОМ пакету прикладних програм моделювання НВЧ схем Microwave Office.

Лінійні параметри транзистора *N76038a* представлені в таблицях 3.1 і 3.2.

Задамося для першого каскаду наступним режимом роботи: $U_{\text{си}} = 3\text{В}$;
 $U_{\text{зи}} = -1\text{В}$; $I_{\text{си}} = 10\text{мА}$.

Використовуючи ЕОМ перевіряємо виконання умови стійкості підсилення в робочому діапазоні частот. Графік коефіцієнта стійкості K показаний на рис. 3.4. Як видно з графіка на рис. 3.4 коефіцієнт стійкості K менше одиниці, т.е. транзистор є нестійким. Можливі наступні варіанти підвищення стійкості з використанням резистивного навантаження, включеного у вхідний або вихідний ланцюг (рис 3.5).

В даному випадку виберемо схему, зображену на рис 3.5,в, оскільки для вибраного транзистора ця схема забезпечує найменший рівень шуму в порівнянні з іншими схемами при виконанні умов безумовно стійкої роботи. Номі-

нал резистора підбирається за допомогою ЕОМ і в даному випадку рівний $R1 = 40$ Ом. Графік коефіцієнта стійкості після стабілізації транзистора показаний на рис. 3.6.

Таблиця 3.1 - Система S-параметрів транзистора

F , Гц	S_{11}	$Arg(S_{11})$, град	S_{21}	$Arg(S_{21})$, град	S_{12}	$Arg(S_{12})$, град	S_{22}	$Arg(S_{11})$, град
0,1	0,99	-2	3,29	178	0,006	101	0,63	-2
0,5	0,99	-9	3,29	171	0,013	82	0,63	-16
1,0	0,99	-17	3,25	163	0,020	78	0,62	-12
1,5	0,97	-25	3,25	155	0,030	71	0,61	-19
2,0	0,95	-34	3,22	147	0,040	66	0,60	-24
3,0	0,90	-51	3,15	131	0,060	57	0,58	-35
4,0	0,84	-68	3,07	115	0,080	47	0,54	-46
5,0	0,77	-86	2,97	99	0,090	37	0,50	-58
6,0	0,70	-106	2,83	84	0,100	28	0,45	-70
7,0	0,64	-126	2,66	69	0,110	21	0,41	-81
8,0	0,61	-145	2,51	55	0,110	16	0,37	-92
9,0	0,58	-165	2,37	42	0,110	10	0,33	-104
10,0	0,57	175	2,21	27	0,110	7	0,30	-118
11,0	0,58	156	2,05	15	0,120	3	0,27	-136
12,0	0,60	139	1,87	2	0,120	0	0,27	-157
13,0	0,64	125	1,72	-10	0,120	-1	0,27	-178
14,0	0,67	114	1,57	-20	0,120	-2	0,30	164
15,0	0,71	104	1,45	-32	0,130	-4	0,34	150
16,0	0,74	95	1,32	-41	0,130	-8	0,39	135
17,0	0,77	86	1,19	-52	0,130	-12	0,44	122
18,0	0,78	80	1,09	-61	0,140	-17	0,46	111

Таблиця 3.2 - Значення коефіцієнта шуму транзистора N76038a

F , ГГц	0,5	1,0	2,0	4,0	6,0	8,0	10,0
$K_{ш}$, дБ	0,40	0,45	0,60	0,80	1,10	1,35	1,60

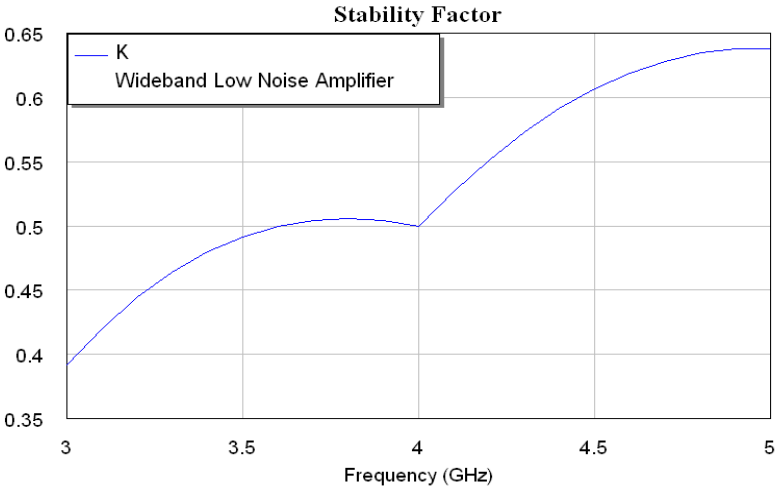


Рисунок 3.4 - Залежність коефіцієнта стійкості K від частоти

Як видно з цього графіка умови безумовної стійкості в діапазоні робочих частот $K > 1$, $B_1 > 0$ виконуються, тобто тепер транзистор є безумовно стійким. При цьому в схемі із загальним витоком на частотах $f_{\min} \dots f_{\max} = 3600 \dots 4200$ МГц коефіцієнт шуму і підсилення відповідно рівні: $K_{ш.г[дБ]} = 2,39 \dots 2,43$ дБ; $G_{A[дБ]} = 9,44 \dots 8,92$ дБ.

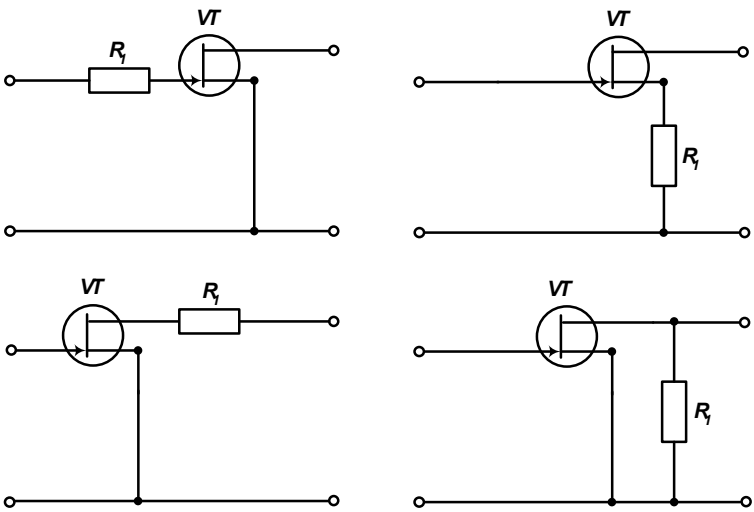


Рисунок 3.5 - Варіанти резистивной навантаження транзистора для підвищення коефіцієнта стійкості

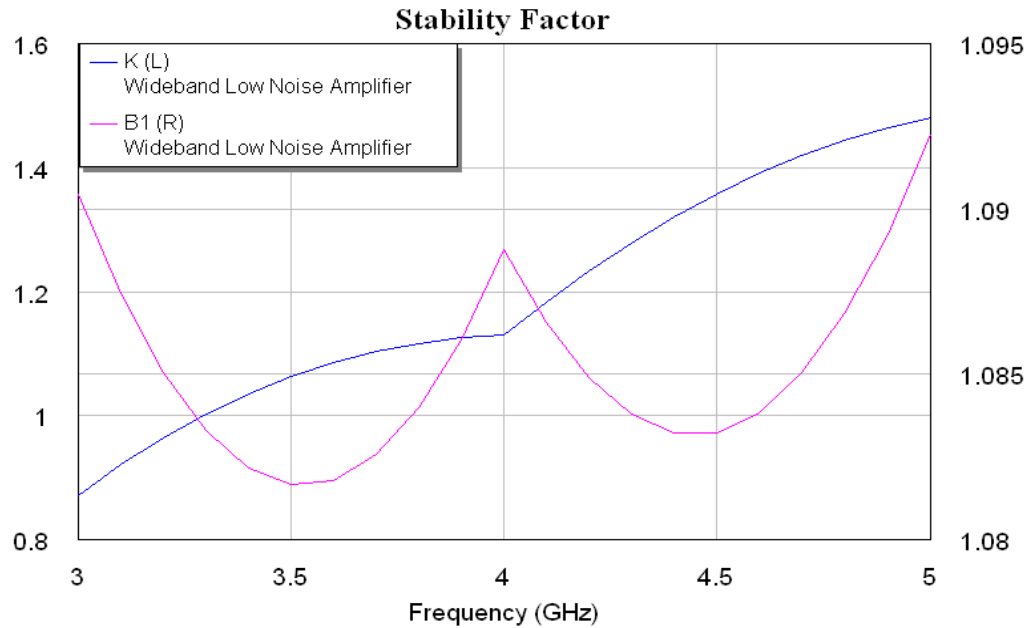


Рисунок 3.6 - Залежність коефіцієнта стійкості K і допоміжного коефіцієнта B від частоти

Коефіцієнт шуму всього підсилювача на верхній частоті діапазону без урахування втрат в схемах узгодження і можливої зміни режиму роботи транзисторів в подальших каскадах

$$K_{\Sigma} \approx 1 + \frac{K_{\Sigma T} - 1}{1 - 1/G_A}; \quad K_{\Sigma T} = 10^{0,1 \cdot K_{\Sigma T} [\text{дБ}]} = 10^{0,243} \approx 1,75; \quad G_A = 10^{0,1 \cdot G_A [\text{дБ}]} = 10^{0,982} \approx 7,8;$$

$$K_{\Sigma} \approx 1 + \frac{1,75 - 1}{1 - 1/7,8} \approx 1,86 \text{ або } K_{\Sigma [\text{дБ}]} = 10 \cdot \lg(K_{\Sigma}) = 10 \cdot \lg 1,86 \approx 2,7 \text{ дБ}$$

Необхідне число каскадів підсилення:

$$k = \frac{G_{A[\text{дБ}]} \text{треб}}{G_{A[\text{дБ}]} \text{макс}},$$

де $G_{A[\text{дБ}]} \text{треб}$ – необхідний коефіцієнт підсилення МШУ;

$G_{A[\text{дБ}]} \text{макс}$ – максимальний коефіцієнт підсилення МШП на верхній частоті робочого діапазону.

$$k = \frac{35}{8,92} \approx 4.$$

Значення вхідної провідності транзистора на частоті $f_0 = 3900$ МГц складає

$$Y_{\text{BX}} = 0,00349 + j \cdot 0,0137 \text{ См}$$

Ця провідність відповідає паралельному з'єднанню резистивної g_{BX} і реактивною b_{BX} провідності. Оскільки реактивна складова вхідної провідності має позитивний знак, то вона носить ємнісний характер. Для ПТШ *N76038a* резистивная провідність g_{BX} буде плавніше залежати від частоти, чим реактивна провідність b_{BX} . Тому вхідний опір представимо у вигляді послідовного кола RC (рис 3.7) [20/]

$$r_{\text{BX}} = \frac{g_{\text{BX}}}{\gamma}; \quad x_{\text{BX}} = \frac{b_{\text{BX}}}{\gamma}; \quad \gamma = g_{\text{BX}}^2 + b_{\text{BX}}^2;$$

$$\gamma = (0,00349)^2 + (0,0137)^2 \approx 1,999 \cdot 10^{-4} \text{ См}^2;$$

$$r_{\text{BX}} = \frac{0,00349}{1,999 \cdot 10^{-4}} \approx 17,46 \text{ Ом};$$

$$x_{\text{BX}} = \frac{0,0137}{1,999 \cdot 10^{-4}} \approx 68,53 \text{ Ом};$$

$$C_{\text{BX}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot x_{\text{BX}}}; \quad C_{\text{BX}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 3900 \cdot 10^6 \cdot 68,53} \approx 0,6 \cdot 10^{-12} = 0,6 \text{ пФ}.$$

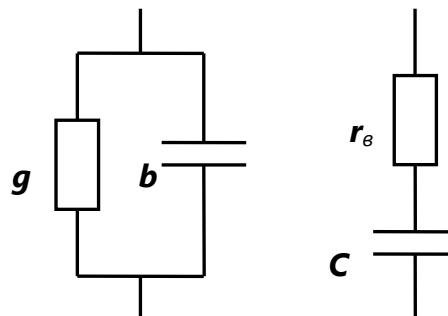


Рисунок 3.7 - Перетворення паралельного з'єднання елементів вхідного опору в послідовне з'єднання

Для узгодження підсилювача по входу з опором $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ обчислимо смугу підсилювача і декремент загасання.

Смуга частот підсилювача

$$w = \frac{(f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}})}{f_0}; \quad w = \frac{4200 - 3600}{3900} \approx 0,154 \text{ або } 15,4\%$$

Значення декремента загасання

$$\delta = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_{\text{вх}} \cdot r_{\text{вх}}}{w} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 3900 \cdot 10^9 \cdot 0,6 \cdot 10^{-12} \cdot 17,46}{0,154} \approx 1,67;$$

Оскільки $w = 15,4\% > 5\%$, то підсилювач є широкосмуговим.

Для компенсації вхідній ємкості на центральній частоті потрібна індуктивність

$$L_1 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2 \cdot C_{\text{вх}}} = \frac{1}{(2 \cdot 3,14 \cdot 3900 \cdot 10^6)^2 \cdot 0,6 \cdot 10^{-12}} \approx 3,03 \text{ нГн};$$

Реальна індуктивність на вході транзистора

$$L_{\text{вх}} = L_1 - L_{12} = 3,03 - 0,47 = 2,56 \text{ нГн}.$$

Довжина цієї індуктивності при виконанні її у вигляді МПЛ з хвильовим опором $Z_1 = 120 \text{ Ом}$ складе

$$l_{\text{вх}} = \frac{\lambda_0}{2 \cdot \pi} \cdot \arctg\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L_{\text{вх}}}{Z_1}\right) = \frac{77}{2 \cdot 3,14} \cdot \arctg\left(\frac{2 \cdot 3,14 \cdot 3900 \cdot 10^6 \cdot 2,56 \cdot 10^{-9}}{120}\right) \approx 5,9 \text{ мм}$$

($0,077 \cdot \lambda_0$ або $27,72^\circ$).

Індуктивність шлейфу

$$L_{ш12} = \frac{X_{12}}{2 \cdot \pi \cdot f_0} = \frac{12,09}{2 \cdot 3,14 \cdot 3900 \cdot 10^6} \approx 0,49 \text{ нГн};$$

Довжина цього шлейфу $l_{ш12}$ з хвильовим опором $Z_1 = 120 \text{ Ом}$ складе

$$l_{ш12} = \frac{\lambda_0}{2 \cdot \pi} \cdot \arctg\left(\frac{X_{12}}{Z_1}\right) = \frac{77}{2 \cdot 3,14} \cdot \arctg\left(\frac{12,09}{120}\right) \approx 1,23 \text{ мм} (0,016 \cdot \lambda_0 \text{ або } 5,75^\circ);$$

Після підключення елементів вхідного кола, що узгоджує, набудемо наступних значень доступного коефіцієнта підсилення $G_{A[\text{дБ}]}$ і коефіцієнта шуму $K_{ш[\text{дБ}]}$ для одного каскаду підсилювача, які зображені на рис.3.8.

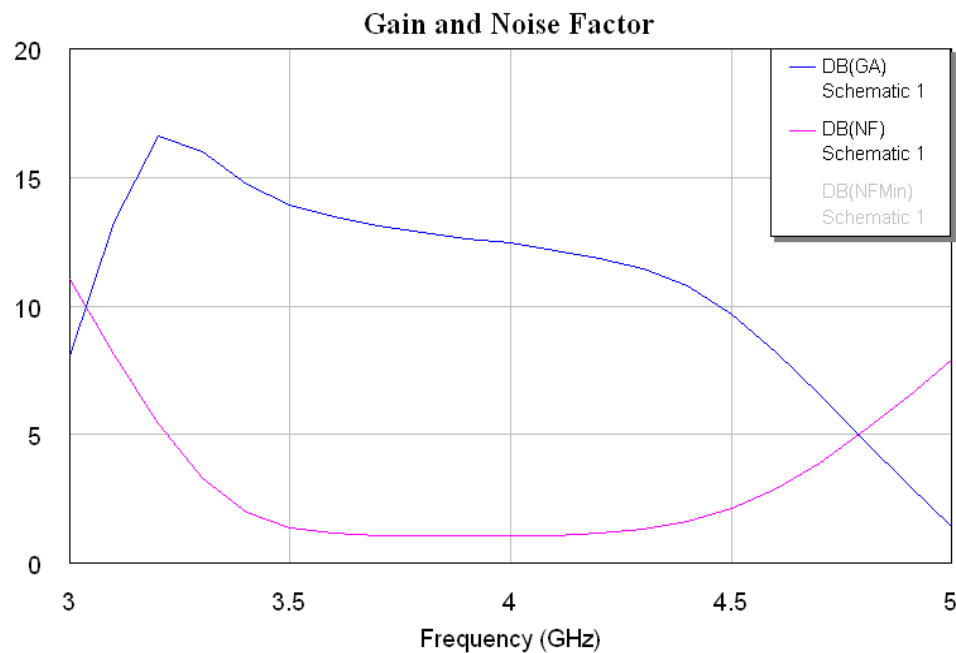


Рисунок 3.8 - Частотна залежність коефіцієнта підсилення $G_{A[\text{дБ}]}$ і коефіцієнта шуму $K_{ш[\text{дБ}]}$ для одного каскаду МШП, узгодженого по входу

Величина коефіцієнта підсилення в робочому діапазоні частот рівна: $G_{A[\text{дБ}]} = 13,5 \dots 11,9 \text{ дБ}$, а коефіцієнта шуму $K_{ш[\text{дБ}]} = 1,03 \dots 1,14 \text{ дБ}$.

Найбільша шумова температура каскаду МШП в робочому діапазоні складе

$$T_{\text{МШУ}_1} = T_0 \cdot (K_{\text{ш}} - 1);$$

де $T_0 = 290 \text{ К}$ – стандартна температура;

$K_{\text{ш}} = 10^{0,1 \cdot K_{\text{ш}}[\text{дБ}]} = 10^{0,114} = 1,3$ - максимальний коефіцієнт шуму підсилювального каскаду;

$$T_{\text{МШУ}_1} = 290 \cdot (1,3 - 1) = 87 \text{ К},$$

що не перевищує необхідної температури МШП $T_{\text{МШУ}} = 107 \text{ К}$.

Оскільки коефіцієнт підсилення із збільшенням робочої частоти зменшується і нерівномірність підсилення складає 1,6 дБ, то для вирівнювання АЧХ коефіцієнта підсилення виконаємо узгодження транзистора по виходу на верхній частоті діапазону [21]

$$f_{\text{в}} = 4200 \text{ МГц.}$$

Вихідна провідність на цій частоті складе

$$Y_{\text{ВЫХ}} = 0,0107 + j \cdot 0,00855 \text{ См}$$

Ця провідність відповідає паралельному з'єднанню резистивної $g_{\text{вх}}$ і реактивної $b_{\text{вх}}$ провідності. Оскільки реактивна складова вхідної провідності має позитивний знак, то вона носить ємнісний характер.

Тому вихідний опір як і вхідний опір представимо у вигляді послідовного ланцюга RC , параметри якого визначаються нижче

$$r_{\text{ВЫХ}} = \frac{g_{\text{ВЫХ}}}{\gamma}; \quad x_{\text{ВЫХ}} = \frac{b_{\text{ВЫХ}}}{\gamma}; \quad \gamma = g_{\text{ВЫХ}}^2 + b_{\text{ВЫХ}}^2$$

$$\gamma = (0,0107)^2 + (0,00855)^2 \approx 1,876 \cdot 10^{-4} \text{ См}^2;$$

$$r_{\text{ВЫХ}} = \frac{0,0107}{1,876 \cdot 10^{-4}} \approx 57,03 \text{ Ом} ; \quad x_{\text{ВЫХ}} = \frac{0,00855}{1,876 \cdot 10^{-4}} \approx 45,58 \text{ Ом}.$$

Для компенсації вихідної ємності на частоті f_0 необхідно послідовно з нею підключити індуктивність, значення якої визначається з умови послідовного резонансу

$$L_{\text{ВЫХ}} = \frac{x_{\text{ВЫХ}}}{2 \cdot \pi \cdot f_0} = \frac{45,58}{2 \cdot 3,14 \cdot 4200 \cdot 10^6} \approx 1,73 \text{ нГн};$$

Довжина цієї індуктивності в мікрополосковом виконання з хвильовим опором $Z_1 = 120 \text{ Ом}$ складе

$$l_{\text{ВЫХ}} = \frac{\lambda_0}{2 \cdot \pi} \cdot \arctg\left(\frac{x_{\text{ВЫХ}}}{z_1}\right) = \frac{71}{2 \cdot 3,14} \cdot \arctg\left(\frac{45,58}{120}\right) \approx 4,1 \text{ мм} \quad (0,058 \cdot \lambda_0 \text{ або } 20,9^\circ)$$

де $\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{4200 \cdot 10^6} \approx 0,071 \text{ м}$ – довжина хвилі на верхній частоті робочого діапазону;

Коефіцієнт віддзеркалення по виходу складе

$$\Gamma = \frac{z_{\text{ВЫХ}} - z_{\text{н}}}{z_{\text{ВЫХ}} + z_{\text{н}}} = \frac{57,03 - 50}{57,03 + 50} = \frac{7,03}{107,03} \approx 0,066 ;$$

А коефіцієнт бігучої хвилі

$$\text{КБВ} = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} = \frac{1 - 0,066}{1 + 0,066} = \frac{0,934}{1,066} \approx 0,94.$$

Набуте значення КБВ повністю задовольняє режиму узгодження, тому застосування чвертьволнового трансформатора для узгодження резистивної складової вихідного опору транзистора з навантаженням 50 Ом не потрібно.

Номинал опору $R_2 = 103 \text{ Ом}$ і хвильовий опір чвертьволнового трансформатора l_2 , дорівнює $Z_2 = 31 \text{ Ом}$ підібрані з урахуванням отримання як можна меншій нерівномірності підсилення, яка в даному випадку складе $0,3 \text{ дБ}$.

Для подальшого зменшення нерівномірності підсилення а також коефіцієнта шуму за допомогою ЕОМ було проведено коректування параметрів елементів вхідного і вихідного кіл, що узгоджують [22].

Принципова електрична схема одного каскаду підсилювача представлена на рис. 3.9.

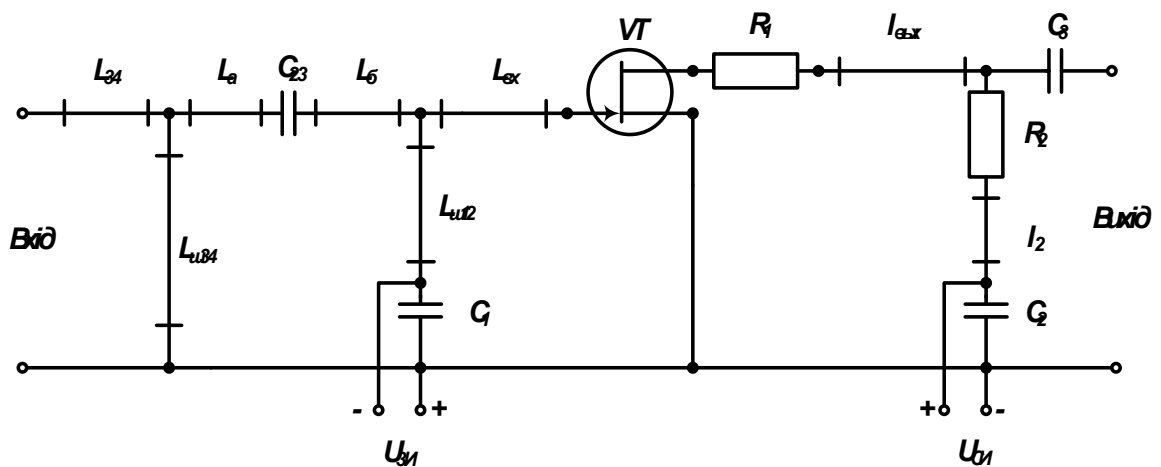


Рисунок 3.9 - Принципова електрична схема одного каскаду підсилювача

Після коректування значень параметрів кіл, що погоджують, за допомогою інструменту Tune програми MicroWave Office отримуємо коефіцієнт підсилення і шуму одного каскаду, частотні характеристики яких зображені на рис. 3.10.

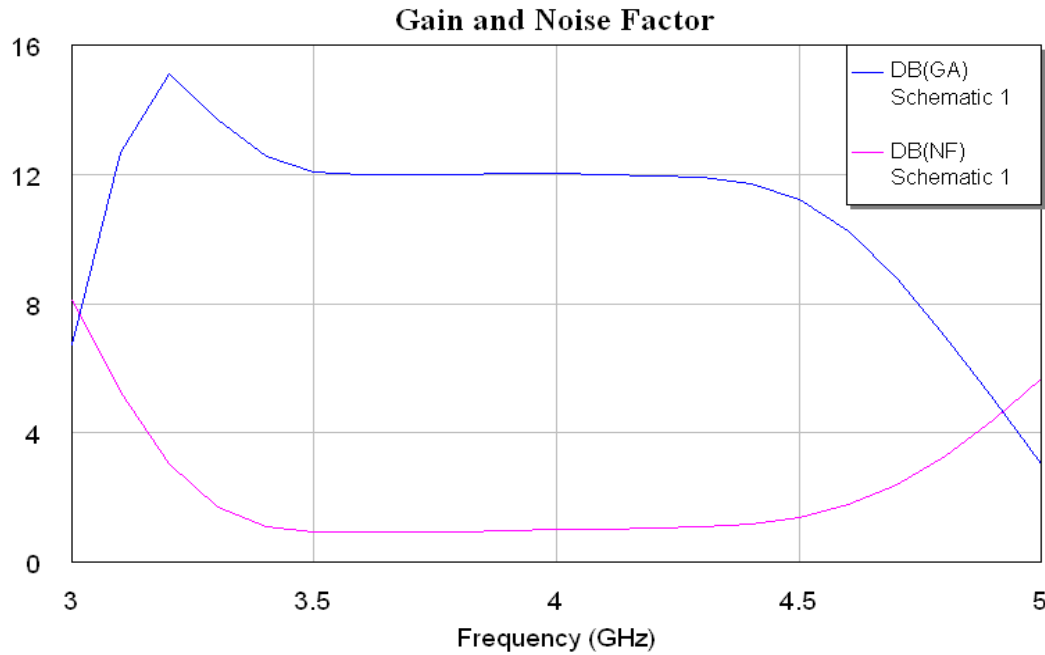


Рисунок 3.10 - Частотна залежність коефіцієнта підсилення $G_{A[\text{дБ}]}$ і коефіцієнта шуму $K_{ш[\text{дБ}]}$ одного каскаду МШП, узгодженого по входу і виходу

Як видно з АЧХ на рис. 3.10, коефіцієнт підсилення в діапазоні робочих частот рівний $G_{A[\text{дБ}]} = 12$ дБ, нерівномірність підсилення повністю відсутня, коефіцієнт шуму змінюється в межах $K_{ш[\text{дБ}]} = 0,906 \dots 1,04$ дБ, що відповідає діапазону шумових температур $T_{\text{МШУ}1} \approx 67 \dots 78$ К.

Таким чином розрахований МШП задовольняє умови індивідуального завдання.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Дослідження мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку відбувалася в приміщенні, яке обладнане комп'ютеризованими робочими місцями. На дослідника мали вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена чи понижена вологість повітря; підвищений рівень статичної електрики; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; недостатня освітленість робочої зони.

2. Психофізіологічні: розумове перевантаження; перенапруга аналізаторів; статичне перевантаження.

Відповідно до визначених факторів формуємо рішення щодо безпечного виконання роботи.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

4.1.1 Обладнання робочого місця

Облаштування робочого місця дослідника мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку, як користувача ПК повинна забезпечувати відповідність всіх елементів робочого місця і їхнього розташування ергономічним вимогам. Робоче місце при виконанні робіт сидячи. Загальні ергономічні вимоги; характеру й особливостям трудової діяльності [22].

Площа, виділена для одного робочого місця з ПК, повинна становити не менш 6 м^2 , а об'єм – не менше 20 м^3 [25].

Природне освітлення має здійснюватись через світлові прорізи, орієнтовані переважно на північ чи північний схід, і забезпечувати коефіцієнт природної освітленості (КПО) не нижче, ніж 1,5%.

Виробничі приміщення повинні обладнуватись шафами для зберігання документів, стелажми, тумбами тощо, з урахуванням вимог до площі приміщень.

У приміщеннях з ПК слід щоденно робити вологе прибирання.

Приміщення із ПК мають бути оснащені аптечками першої медичної допомоги.

При приміщеннях із ПК мають бути обладнані побутові приміщення для відпочинку під час роботи, кімната психологічного розвантаження. В кімнаті психологічного розвантаження слід передбачити встановлення пристроїв для приготування й роздачі тонізуючих напоїв, а також місця для занять фізичною культурою.

Конструкція робочого місця користувача ПК повинна забезпечувати підтримку оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками: стопи ніг – на підлозі або на підставці для ніг; стегна – у горизонтальній площині; передпліччя – вертикальні; лікті – під кутом 70-90° до вертикальної площини; зап'ястя зігнуті під кутом не більше 20° щодо горизонтальної площини, нахил голови – 15-20° щодо вертикальної площини.

Висота робочої поверхні стола для відеотерміналу повинна перебувати в межах 680-800 мм, а ширина – забезпечувати можливість виконання операцій у зоні досяжності моторного поля.

Робочий стіл для ПК повинен мати простір для ніг висотою не менш 600 мм, шириною не менш 500 мм, глибиною на рівні колін не менш 450 мм, на рівні витягнутої ноги - не менш 650 мм.

Робоче сидіння (стілець, крісло) користувача ПК повинен мати наступні основні елементи: сидіння, спинку й стаціонарні або знімні підлокітники.

Екран монітора й клавіатура повинні розташовуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм, з урахуванням розміру алфавітно-цифрових знаків і символів.

Клавіатуру варто розміщати на поверхні стола або на спеціальній, регульованій по висоті, робочій поверхні окремо від стола на відстані 100-300 мм від краю, найближчого до працівника. Кут нахилу клавіатури повинен бути в межах 5-15°.

При організації праці, пов'язаної з використанням ПК, для збереження здоров'я працюючих, запобігання професійним захворюванням і підтримки працездатності передбачаються внутрішньо змінні регламентовані перерви для відпочинку.

Внутрішньозмінні режими праці й відпочинку містять додаткові нетривалі перерви в періоди, що передують появі об'єктивних і суб'єктивних ознак стомлення й зниження працездатності.

Працюючі з ПК підлягають обов'язковим медичним оглядам: попереднім – при влаштуванні на роботу і періодичним – протягом трудової діяльності. Основними критеріями оцінки придатності до роботи з ПК мають бути показники стану органів зору: гострота зору, показники рефракції, акомодатції, стану біноккулярного апарату ока тощо. При цьому необхідно враховувати також стан організму в цілому.

Лінія електромережі для живлення ПК, периферійних пристроїв ПК й устаткування для обслуговування, ремонту й налагодження ПК в приміщенні виконана як окрема групова трипровідна мережа, шляхом прокладання фазових, нульових робочих і нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення електроприладів.

Металеві труби й гнучкі металеві рукави заземлені. Заземлення відповідає вимогам Правил безпечної експлуатації електроустановок споживачів [26].

Неприпустимим є:

- експлуатація кабелів і проводів з ушкодженими захисними властивостями за час експлуатації ізоляції; залишення під напругою кабелів і проводів з неізованими провідниками;

- застосування саморобних подовжувачів, що не відповідають вимогам ПУЕ до переносних електропроводів;
- застосування для опалення приміщення нестандартного (саморобного) електронагрівального устаткування або ламп накаливання;
- користування ушкодженими розетками, вимикачами й іншими електровиробами, а також лампами, скло яких має сліди затемнення або здуття;
- підвішування світильників безпосередньо на струмоведучих проводах, обгортання електроламп і світильників папером, тканиною й іншими горючими матеріалами, експлуатація їх зі знятими ковпаками (розсіювачами);
- використання електроапаратури й приладів в умовах, що не відповідають вказівкам (рекомендаціям) підприємств-виготовлювачів.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Параметри мікроклімату нормуються в залежності від: періоду року; категорії робіт; технологічного процесу.

Для нормування параметрів мікроклімату календарний рік поділяється на два періоди:

- холодний період – період року, коли середньодобова температура зовні приміщення нижча за $+10^{\circ}\text{C}$;
- теплий – коли середньодобова температура зовні приміщення становить $+10^{\circ}\text{C}$ і вище.

Робота дослідника мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку за енерговитратами відноситься до категорії 1а [27]. Допустимі параметри мікроклімату для категорії 1а наведені в табл.4.2.1 (відповідно до ДСН 3.3.6.042-99 [28]).

Таблиця 4.2.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для підтримки оптимального рівня мікроклімату в приміщенні передбачено систему опалення та вентиляції повітря. Виміри показників мікроклімату повинні проводитись на початку, в середині і в кінці холодного і теплого періодів року, не менше трьох разів за робочу зміну. При коливаннях показників мікроклімату, пов'язаних з технологічними процесами та іншими причинами, виміри необхідно проводити також при найменших і найбільших значеннях термічних навантажень на працюючих, що мають місце протягом робочої зміни.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

В приміщенні, де здійснюється дослідження, можливими забруднювачами повітря може бути офісна техніка та пил, який потрапляє ззовні. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.2.

Таблиця 4.2.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³	Середньо добова	Клас небезпечності
	Максимально разова		
Фенол	0,01	0,01	3
Формальдегід	0,035	0,003	2
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	4

В повітрі зовнішнього природного середовища, як і в повітряному середовищі приміщень завжди є наявною певна кількість заряджених частинок – іо-

нів. Так в 1 см^3 чистого зовнішнього повітря міститься близько 1000 негативних іонів і понад 1200 позитивних. Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл.4.2.3).

Таблиця 4.2.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см^3	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Для дотримання нормального складу повітря робочої зони в приміщенні використовують припливно-витяжну вентиляцію. Систематично здійснюють провітрювання через віконні отвори та вологе прибирання. Планується встановлення системи кондиціонування.

4.2.3 Виробниче освітлення

Світло впливає не лише на функцію органів зору, а й на діяльність організму в цілому. При поганому освітленні людина швидко втомлюється, працює менш продуктивно, зростає потенційна небезпека помилкових дій і нещасних випадків. Згідно з статистичними даними, до 5% травм можна пояснити недостатнім або нераціональним освітленням, а в 20% воно сприяло виникненню травм. Врешті, погане освітлення може призвести до професійних захворювань, наприклад, таких як робоча мнопія (короткозорість), спазм акомодатії.

При надмірній яскравості джерел світла та оточуючих предметів може відбутись засліплення працівника. Нерівномірність освітлення та неоднакова яскравість оточуючих предметів призводять до частої переадаптації очей під час виконання роботи і, як наслідок цього – до швидкого втомлення органів зору.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні для виконання роботи зазначені у таблиці 4.2.4 (відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 [29]):

Таблиця 4.2.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Місце праці повинно бути розташоване так, щоб уникнути попадання в очі прямого світла. Щоб уникнути світлових відблисків необхідно використовувати обладнання з матовою поверхнею. Для захисту очей від прямого сонячного світла чи джерел штучного освітлення необхідно застосовувати захисні козирки та жалюзі на вікнах.

Для створення оптимальних умов зорової роботи слід враховувати не лише кількість та якість освітлення, а й кольорове оточення. Так, при світлому пофарбуванні інтер'єру завдяки збільшенню кількості відбитого світла рівень освітленості підвищується на 20 – 40% (при тій же потужності джерел світла), різкість тіней зменшується, покращується рівномірність освітлення.

4.2.4 Виробничий шум

Експлуатація переважної більшості технологічного обладнання, енергетичних установок, машин та механізмів пов'язана з виникненням шумів та вібрації різної частоти та інтенсивності, які здійснюють несприятливий вплив на організм людини.

Шум може тимчасово активізувати або постійно пригнічувати психічні процеси організму людини. Фізіологічні та біологічні наслідки можуть проявлятися у формі порушення функцій слуху та інших аналізаторів, зокрема вестибулярного апарату, координуючої функції кори головного мозку, нервової системи, систем травлення і кровообігу.

Індивідуальні особливості людини, пов'язані з різними психологічними реакціями на вплив шуму, суттєво впливають на його сприйняття

Допустимі рівні шуму та вібрації на місцях праці осіб, що працюють з ПК, встановлені санітарними нормами ДсанПіН 3.3.2-007-98 [30], витяг з яких подано в таблиці 4.2.5.

Таблиця 4.2.5 - Допустимі еквівалентні рівні шуму

Вид професійної діяльності, місце праці	Еквівалентні рівні шуму, дБА.
Програмісти	50
Оператори в залах опрацювання інформації на ПК та оператори комп'ютерного набору	65
В приміщеннях для розташування шумних агрегатів	75

Основними заходами боротьби з шумом є усунення або ослаблення причин шуму в самому його джерелі у процесі роботи, використання звукопоглинаючих матеріалів, раціональне планування виробничих приміщень.

4.2.5 Виробничі випромінювання

Оскільки дослідження системи фазового автопідстроювання частоти проводилося за допомогою ПК, то на робочому місці працівника можливий підвищений рівень електромагнітного випромінювання.

Основою функціонування організму є дуже слабкі біоелектричні струми, що синхронізують природні біологічні режими. Штучні ЕМП якщо співпадають з частотами біологічних ритмів мозку або біоелектричною активністю серця чи інших органів людини можуть призвести до десинхронізації функціональних процесів в організмі.

Механізм біологічної дії на організм людини полягає як у тепловому, так і нетепловому специфічному ефекті, тепла дія ЕМП проявляються у підвищенні температури тіла, а також локальному, вибіркового нагріванні тканин, органів, клітин унаслідок переходу електромагнітної енергії у теплову.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітору комп'ютера представлені в табл. 4.2.6.

Таблиця 4.2.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Види поля	Допустимі параметри поля		Допустима поверхнева щільність потоку енергії (інтенсивність потоку енергії), Вт/м ²
	за електричною складовою (E), В/м	за магнітною складовою (H), А/м	
Напруженість електромагнітного поля, 6 кГц...3 МГц	50	5	
3 МГц...30 МГц	2	-	
30 МГц...5 ГГц	-	-	10
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру: УФ-С (220...280 нм)			0,001
УФ-В (280...320 нм)			0,01
УФ-А (320...400 нм)			10,0
в інфрачервоній частині спектру: 0,76... 10,0 мкм			35,0... 70,0
Напруженість електричного поля ВДТ			20 В/м

Для зменшення впливу ЕМП від ПК на дослідника, необхідно дотримуватися регламентованих режимів роботи та відпочинку.

4.3 Пожежна безпека

В приміщенні, де здійснювалося дослідження мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д».

За вогнестійкістю будинок відноситься до другої категорії [31]. Робоча зона приміщення віднесена до класу вибухонебезпечності В-Па та пожежонебезпечності П-Па, оскільки вибухонебезпечна концентрація пилу і волокон може утворюватися лише внаслідок аварії або несправності.

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Система запобігання пожежі включає такі основні напрями:

- запобігання утворенню горючого середовища. Досягається: застосуванням герметичного виробничого устаткування; максимально можливою заміною в технологічних процесах горючих речовин та матеріалів негорючими; обмеженням кількості пожежо- та вибухонебезпечних речовин при використанні та зберіганні, а також правильним їх розміщенням; ізоляцією горючого та вибухонебезпечного середовища; організацією контролю за складом повітря в приміщенні та контролю за станом середовища в апаратах; застосуванням робочої та аварійної вентиляції; відведенням горючого середовища в спеціальні пристрої та безпечні місця; застосуванням в установках з горючими речовинами пристроїв захисту від пошкоджень та аварій; використанням інгібувальних (хімічно активні компоненти, що сприяють припиненню пожежі) та флегматизаційних (інертні компоненти, що роблять середовище негорючим) добавок та ін.
- запобігання виникненню в горючому середовищі (чи внесенню в

нього) джерела запалювання. Досягається: використанням устаткування та пристроїв, при роботі яких не виникає джерел запалювання; використанням електроустаткування, що відповідає за виконанням класу пожежо- та вибухонебезпеки приміщень та зон, груп і категорії вибухонебезпечної суміші; виконанням вимог щодо сумісного зберігання речовин та матеріалів; використанням устаткування, що задовольняє вимоги електростатичної іскробезпеки; улаштуванням блискавкозахисту; організацією автоматичного контролю параметрів, що визначають джерела запалювання; використанням швидкодіючих засобів захисного вимкнення; заземленням устаткування, видовжених металоконструкцій; використанням під час роботи з ЛЗР інструментів, що не допускають іскроутворення; ліквідацією умов для самоспалахування речовин і матеріалів; усуненням контакту з повітрям пірофорних речовин; підтриманням температури нагрівання поверхні устаткування пристроїв, речовин та матеріалів, які можуть контактувати з горючим середовищем нижче гранично допустимої (80 % температури самозаймання).

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні, де проводилося дослідження системи фазового автопідстроювання частоти такі:

- несправна електропроводка (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів);
- залишення без нагляду увімкнутих комп'ютерів, обчислювальної техніки та інших електроприладів.

Для запобігання виникнення пожежі доцільні такі заходи:

- призначення осіб, що відповідальні за пожежну безпеку приміщення;
- систематичне проведення повторних протипожежних інструктажів та занять за програмою пожежно-технічного мінімуму з особами, що відповідальні за пожежну безпеку;
- утримання в справному стані засобів протипожежного захисту.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Протипожежний захист промислових об'єктів забезпечується:

- правильним вибором необхідного ступеня вогнестійкості будівельних конструкцій; правильним об'ємно-планувальним рішенням будівель і споруд; розташуванням приміщень та виробництв з урахуванням вимог пожежної безпеки;
- улаштуванням протипожежних перепон у будівлях, системах вентиляції, опалювальних та кабельних комунікаціях;
- спорудженням протидимного захисту;
- забезпеченням евакуації людей;
- використанням засобів пожежної сигналізації, сповіщення та пожежогасіння;
- організацією пожежної охорони об'єкта;
- засобами, що забезпечують успішне розгортання тактичних дій гасіння пожежі.

Досліджуване приміщення має два переносних (порошкових, водопінних або водяних) вогнегасників з масою заряду вогнегасної речовини 5 кг і більше. Крім того, треба передбачати по одному вуглекислотному вогнегаснику з величиною заряду вогнегасної речовини 3 кг і більше:

- на 20 м² площі підлоги в таких приміщеннях: офісні приміщення з ПЕОМ, комори, електрощитові, вентиляційні камери та інші технічні приміщення; на 50 м² площі підлоги приміщень архівів, машинних залів, бібліотек, музеїв [32].

ВИСНОВКИ

У бакалаврській дипломній роботі проведений аналіз та здійснено обґрунтування вибору структури побудови мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку. Розроблена структурна схема мікрохвильового тракту радіоприймача супутникової системи зв'язку земної станції супутникової системи зв'язку. Виконані розрахунки каскадів тракту, зокрема малошумлячого підсилювача для забезпечення вимог по дотриманню заданого коефіцієнта шуму та підсилення.

Малошумлячий підсилювач забезпечує такі параметри:

- робоча смуга частот підсилювача: $f_{\min} \dots f_{\max} = 3600 \dots 4200$ МГц ;
- середня частота смуги частот: $f_0 = 3900$ МГц ;
- коефіцієнт шуму підсилювача: $K_{ш\Sigma[\text{дБ}]} \leq 1,46$ дБ ;
- необхідний коефіцієнт підсилення: $G_{A[\text{дБ}]} \geq 35$ дБ ;
- конструкція: гібридно-інтегральна.

Розрахунок проводився з використанням ЕОМ та пакету прикладних програм моделювання НВЧ схем Microwave Office.

Як активний елемент підсилювача був обраний польовий транзистор Шотткі типу N76038A. Оскільки коефіцієнт підсилення із збільшенням робочої частоти зменшується і нерівномірність підсилення складає 1,6 дБ, то для вирівнювання АЧХ коефіцієнта підсилення виконаємо узгодження транзистора по виходу на верхній частоті діапазону 4,2 ГГц. Величина коефіцієнта підсилення в робочому діапазоні частот рівна 13,5 дБ ... 11,9 дБ, а коефіцієнта шуму складає значення 1,03 дБ ... 1,14 дБ. Тому потрібно буде використати три підсилювальні каскади в мікрохвильовому тракті радіоприймача супутникової системи зв'язку. Для подальшого зменшення нерівномірності підсилення а також коефіцієнта шуму за допомогою ЕОМ було проведено коректування параметрів елементів вхідного і вихідного кіл, що узгоджують.

Як показали результати розрахунку за допомогою пакету прикладних програм моделювання НВЧ схем MicroWave Office, малошумлячий підсилювач забезпечує задані вимоги по значеннях коефіцієнта підсилення, коефіцієнта шуму, нерівномірності підсилення в смузі частот.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Minoli Daniel. Innovations in satellite communication and satellite technology : the industry implications of DVB-S2X, high throughput satellites, Ultra HD, M2M, and IP: New York: Secure Enterprise Systems Inc, 2015. 420p.
2. Staff, “Geostationary, LEO, MEO, HEO Orbits Including Polar and Sun-Synchronous orbits with Example System and a brief section on Satellite History”, 2001, <http://www.geo-orbit.org>.
3. Satellite Internet Inc., “Satellite Physical Units and Definitions”, <http://www.satellite-internet.ro/satellite-internet-terminology-definitions.htm>.
4. D. Minoli, “Satellite Transmission Systems”, Telecommunication Technologies Handbook, First Edition, Artech House, 1991.
5. D. Jefferies, “Microwaves: Satcoms Applications”, MSc in Satcoms Notes, University of Surrey, Department of Electronic Engineering, School of Electronics and Physical Sciences, Guildford, Surrey, UK, GU2 7XH, 18th March 2004.
6. Agilent Technologies, “Digital modulation in Communications Systems – An introduction”, Application note 1298, march 14, 2002, Doc. 5965-7160E, 5301 Stevens Creek Blvd, Santa Clara, CA, 95051, United States.
4. Staff, “An Introduction to Earth Stations”, Focal point 2007, <http://focalpoint-consulting.com>. 1 bis rue Jasmin, 31800 ST GAUDENS, France.
8. J. E. Laube, Hughes Net, “Introduction to the Satellite Mobility Support Network, Hughes Net User Guide”, 2005–2007.
5. Staff, “The View from Jupiter: High-Throughput Satellite Stems”, White Paper by Hughes, July 2013. Retrieved at www.hughes.com/resources/the-view-from-jupiter-high-throughput-satellite-systems.
6. ETSI TR 102 376 v1.1.1 (2005-02): Digital Video Broadcasting (DVB); User guidelines for the second generation system for Broadcasting; Interactive Services; News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2).
7. Morello A., Mignone V. DVB-S2: The Second Generation Standard for Satellite Broad-band Services. Proceedings of the IEEE, Vol. 94, No. 1, January, 2006.
12. Sheriff R. E., Fun Y. H. Mobile Satellite Communication Networks. – John Wiley

and Sons, Ltd Baffin's Lane, Chichester, West Sussex, PO19 1UD, England, 2001.

13. Breynaert D., D'Oreye M. Analysis of the bandwidth efficiency of DVB-S2 in a typical data distribution network. <http://www.newtec.eu/>

8. Шолудько В.Г., Єсаулов М.Ю., Вакуленко О.В., Гурський Т.Г., Фомін М.М. Організація військового зв'язку: навчальний посібник. К.: ВІТІ, 2017. 280 с.

9. Ліпатов А.О., Могильченко М.О., Коломицев М.О. Основи супутникових телекомунікаційних систем: навчальний посібник. К.: ВІТІ НТУУ "КПІ", 2004. 220 с.

10. Теорія і практика управління використанням радіочастотного ресурсу : Навч. посібник / Т.М. Нарытник, П.В. Слободянюк, В.Г. Благодарний, В.Г. Сайко ; за ред. доктора техн. наук, проф. В.Г. Кривуци та Т.М. Наритника. — К.: ДУІКТ, 2012. — 596с.

11. Довідник з управління використанням спектру на національному рівні : навч. посіб. для студ. спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / Т.М. Наритник, Г.Л. Авдєєнко, В.І. Корсун, Д.І. Олійник, В.Ф. Корсак, - КПІ ім. Ігоря Сікорського ; за загальною редакцією Т.М. Наритника. – Електронні текстові дані (1 файл:10,5 Мбайт). – Київ: Талком, 2022. – 320с. ISBN 978-617-8016-70-8 3.

12. The computing load balancing through the orbital computer network of the internet of things (2020) / Ilchenko, M., Narytnik, T., Prisyazhny, V., Kapshtyk, S., Matvienko, S. / Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika), 79 (4), pp. 343-352.

13. ДСТУ ETSI EN 301 526:2015 Електромагнітна сумісність і радіочастотний спектр. Абонентське обладнання з розширенням спектра CDMA у діапазоні частот 450 МГц систем стільникового радіозв'язку та діапазонах частот 410 МГц, 450 МГц і 870 МГц RAN-R. Технічні вимоги та методи випробування (ETSI EN 301 526:2006, IDT);

14. ДСТУ ETSI EN 302 372-2:2016 (ETSI EN 302 372-2:2011, IDT) Електромагнітна сумісність та радіочастотний спектр. Радіолокаційне обладнання ма-

лого радіуса дії діапазонів частот 5,8 ГГц, 10 ГГц, 25 ГГц, 61 ГГц і 77 ГГц для зондування рівня вмісту в резервуарах. Частина 2. Технічні вимоги та методи випробування;

15. ДСТУ ETSI EN 301 893:2017 (ETSI EN 301 893:2017, IDT) Обладнання радіодоступу діапазону частот 5 ГГц. Технічні вимоги та методи випробування — На заміну ДСТУ 7115:2009;

16. ДСТУ ETSI EN 302 065-1:2018 (ETSI EN 302 065-1:2016, IDT) Радіообладнання малого радіуса дії. Обладнання радіотехнології UWB. Частина 1. Вимоги до стандартних UWB-застосувань; 19. ДСТУ ETSI EN 302 065-2:2018 (ETSI EN 302 065-2:2016, IDT) Радіообладнання малого радіуса дії. Обладнання радіотехнології UWB. Частина 2. Вимоги до UWB- відстеження місця розташування

17. Рекомендація MCE-RP.341 “Концепція втрат передачі для радіоліній”.

18. Рекомендація MCE-R P.452 “Процедура прогнозування для оцінювання завад між станціями, які знаходяться на поверхні Землі, на частотах вище за 0,1 ГГц”.

19. Julien De Rosny, Geoffroy Lerosey and Mathias Fink, "Theory of Electromagnetic Time-Reversal Mirrors", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 10, pp. 3139-3149, October 2010.

20. George C. Alexandropoulos et al., "Indoor Time Reversal Wireless Communication: Experimental Results for Localization and Signal Coverage", International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing (ICASSP), pp. 7844-7848, April 2019.

21. C. Prada et al., "The iterative Time Reversal Mirror: A Solution to self Focusing in the Pulse Echo Mode", The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 99, pp. 1119-11129, 1991.

22. D. Rouseff et al., "Underwater Acoustic Communication by Passive –Phase Conjugation: Theory and Experimental results", IEEE Journal of Ocean Engg., vol. 26, pp. 821-831, 2001.

23. ДСТУ OHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог OHSAS 18001:2007 (OHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с.

24. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги. URL: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028.

25. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

26. ДБНВ.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд. К. : Мінбуд України, 2006. 154

27. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>

28. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

29. ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>

30. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

31. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7

32. Наказ Міністерства внутрішніх справ України «Про затвердження Правил експлуатації та типових норм належності вогнегасників». URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0225-18#Text>.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНИЙ МАТЕРІАЛ

МІКРОХВИЛЬОВИЙ ТРАКТ РАДІОПРИЙМАЧА СУПУТНИКОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-206
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехні-
ка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Костишен В.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

«11» 06 2024 р.

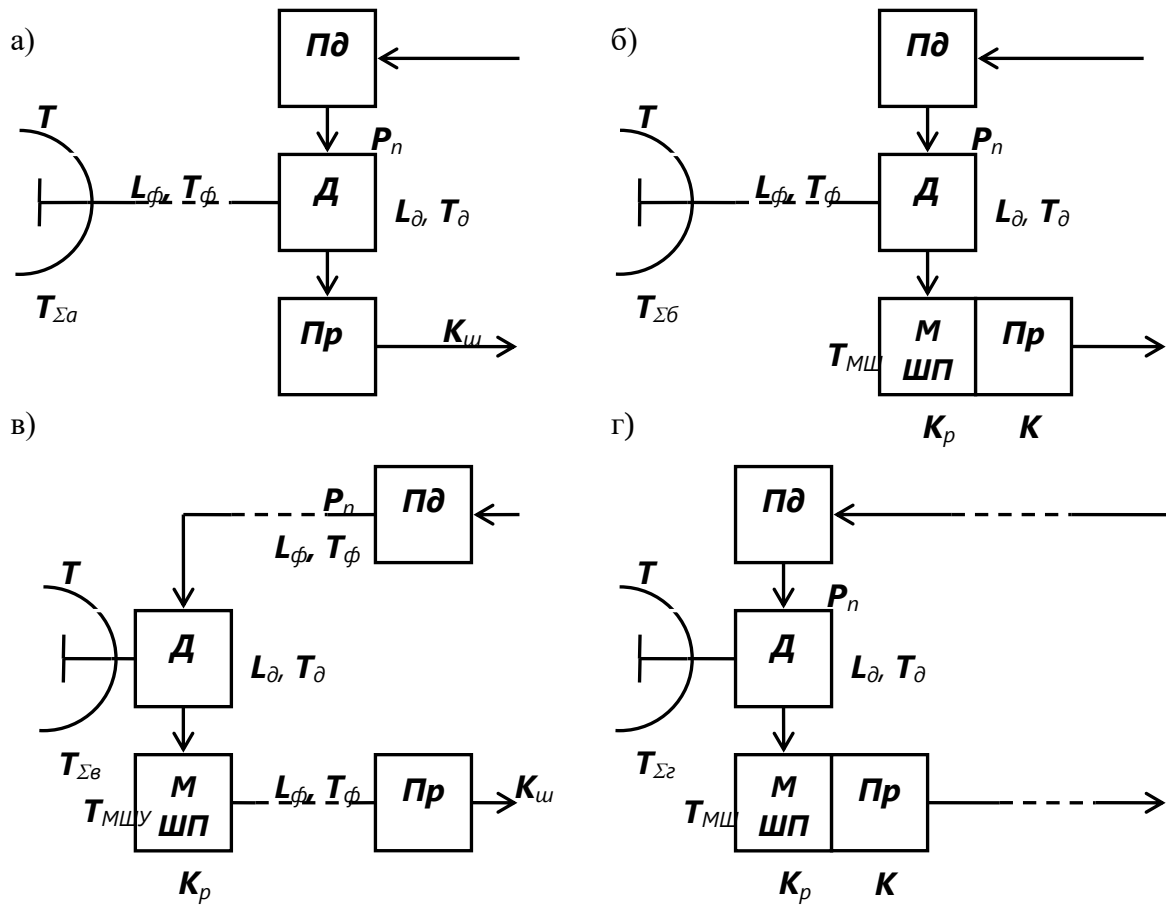


Рисунок 1 - Структурні схеми побудови приймально-передавальних мікрохвильових трактів

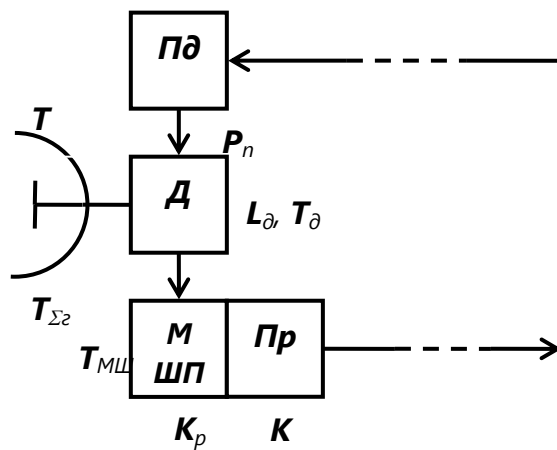


Рисунок 2 - Структурна схема вибраного приймального тракту НВЧ

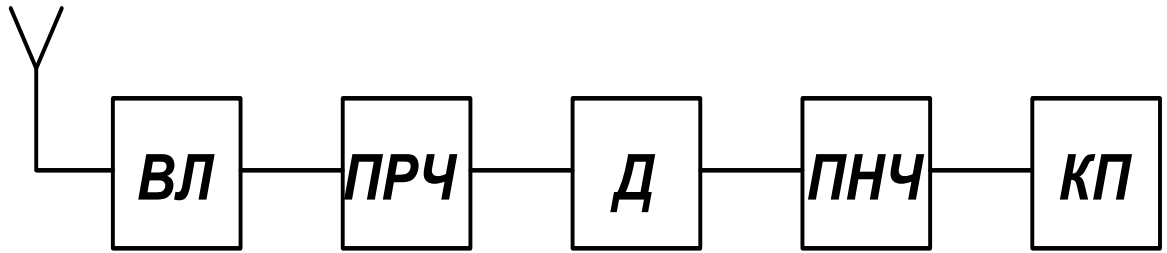


Рисунок 3 - Структурна схема приймача прямого підсилення

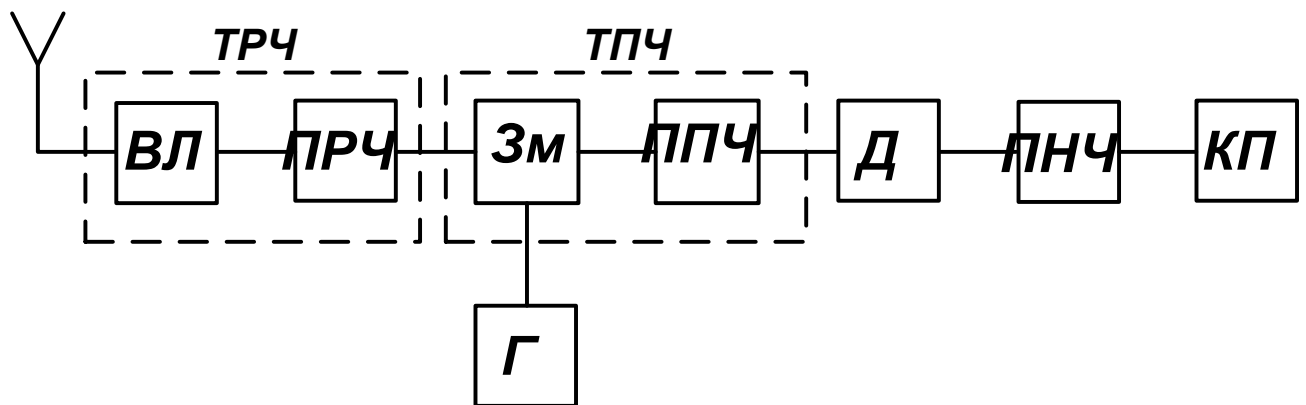


Рисунок 4 - Структурна схема приймача типу супергетеродина

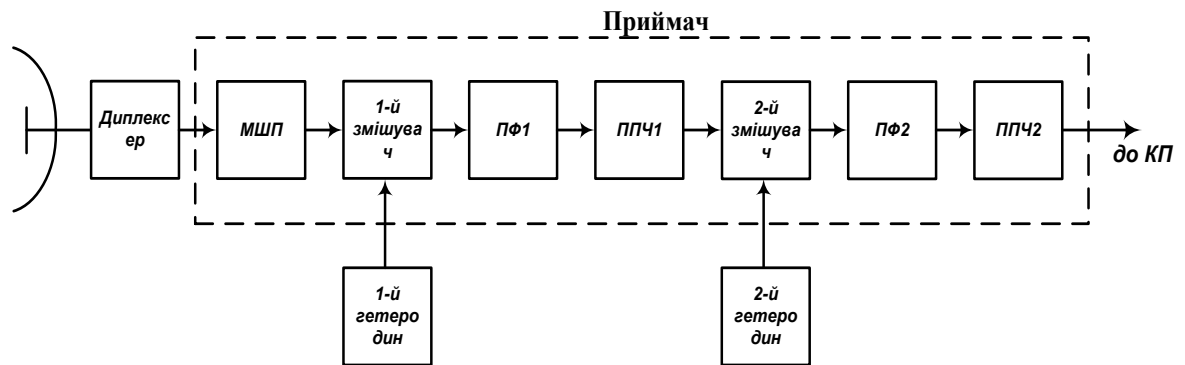


Рисунок 5 - Структурна схема приймального НВЧ тракту супергетеродина

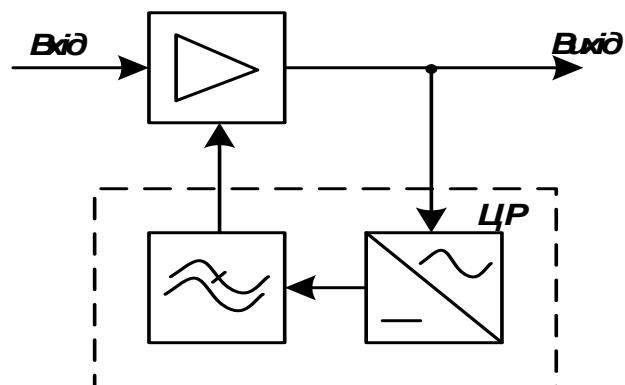


Рисунок 6 - Структурна схема системи АРП із зворотним регулюванням

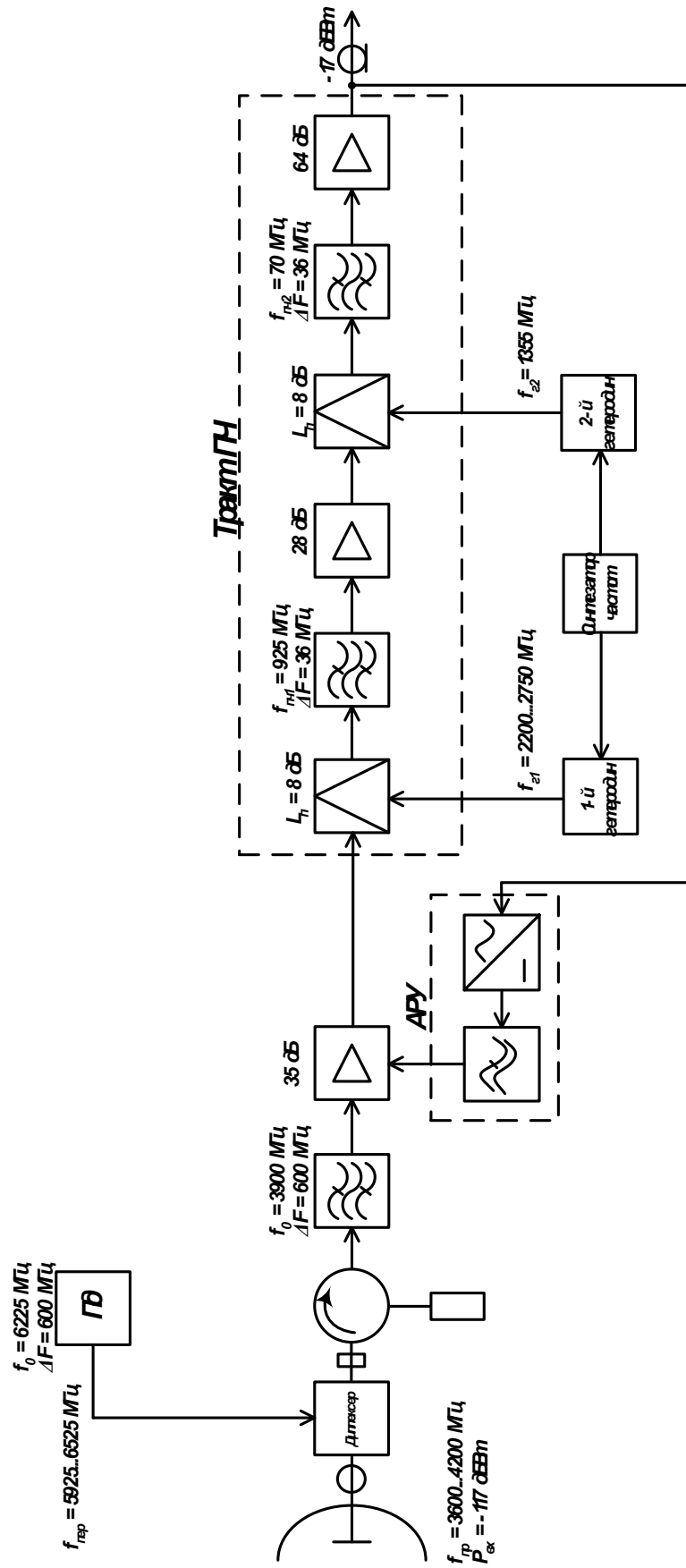


Рисунок 7 - Структурная схема приемного НВЧ тракта

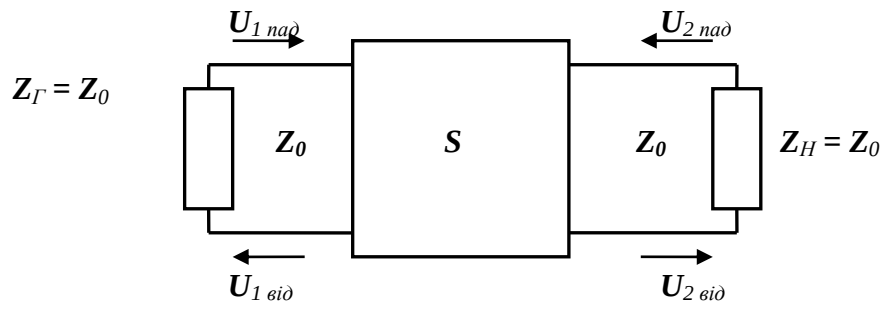


Рисунок 8 - До визначення S-параметрів транзистора

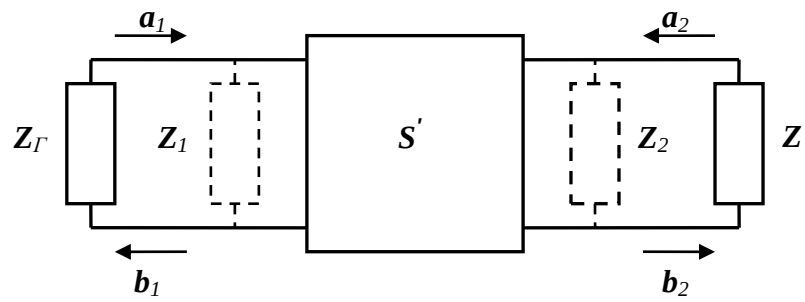


Рисунок 9 - До визначення S' – параметрів транзистора

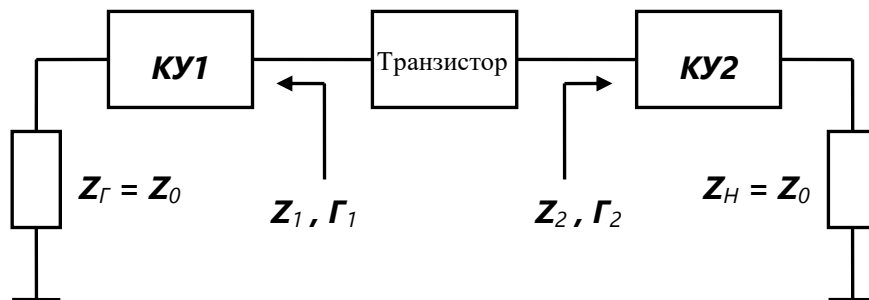


Рисунок 10 - Структурна схема однокаскадного підсилювача

Таблиця 1 - Значення коефіцієнта шуму транзистора N76038a

F , ГГц	0,5	1,0	2,0	4,0	6,0	8,0	10,0
$K_{ш}$, дБ	0,40	0,45	0,60	0,80	1,10	1,35	1,60

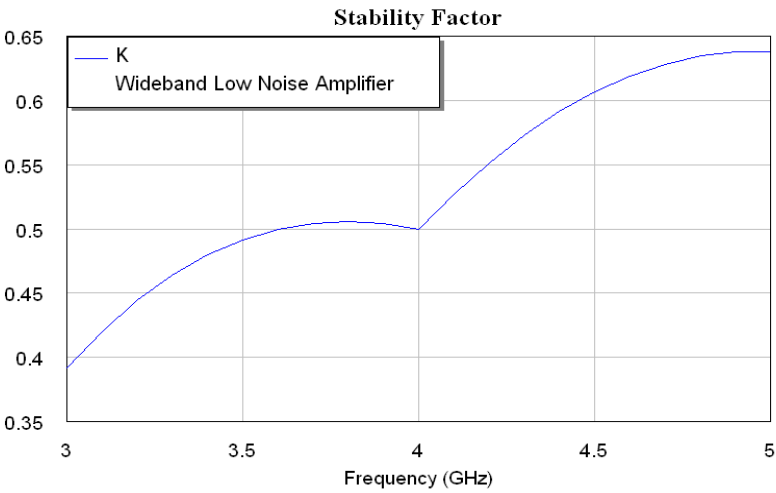


Рисунок 11 - Залежність коефіцієнта стійкості K від частоти

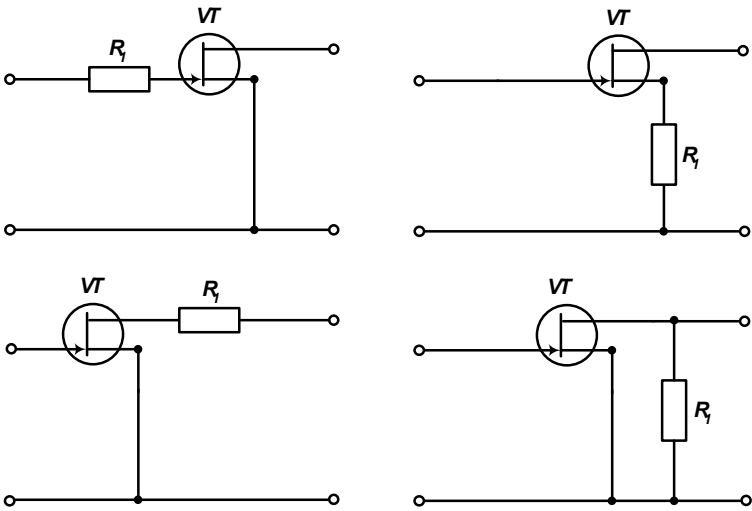


Рисунок 12 - Варіанти резистивної навантаження транзистора для підвищення коефіцієнта стійкості

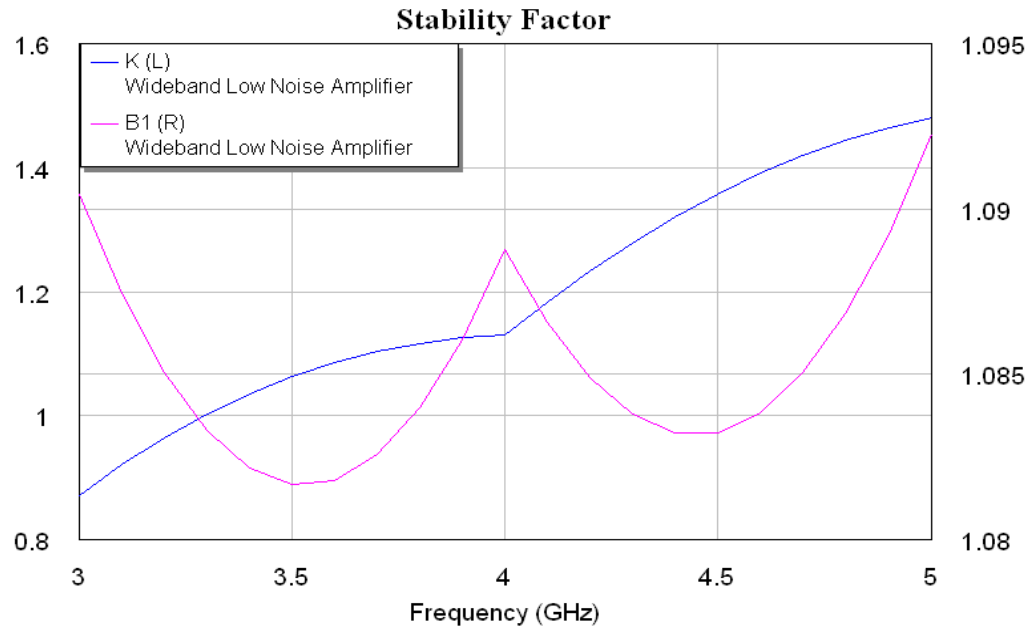


Рисунок 13 - Залежність коефіцієнта стійкості K і допоміжного коефіцієнта B від частоти

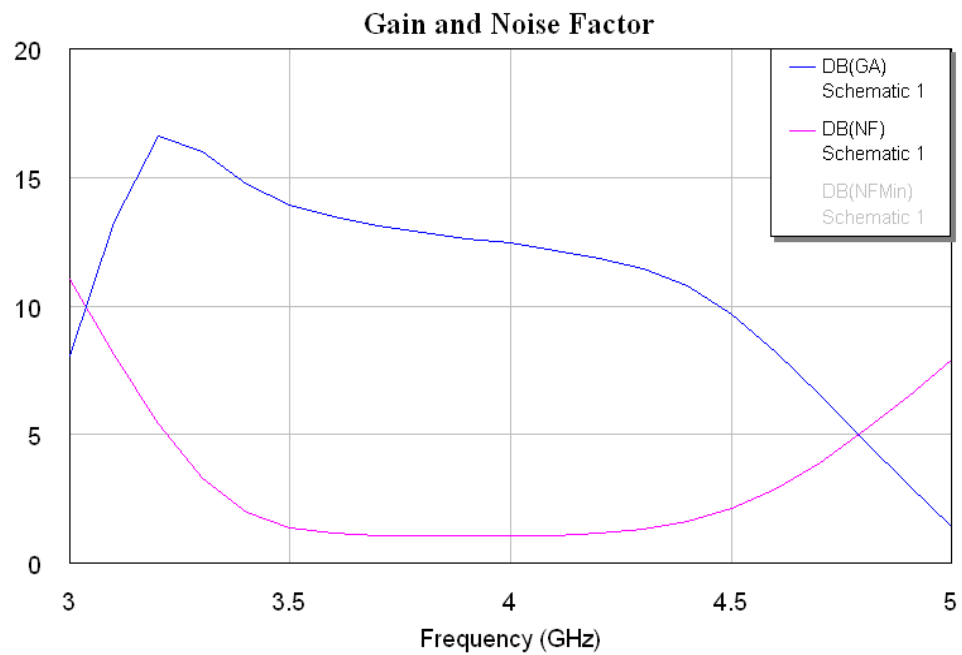


Рисунок 14 - Частотна залежність коефіцієнта підсилення $G_{A[дБ]}$ і коефіцієнта шуму $K_{ш[дБ]}$ для одного каскаду МШП, узгодженого по входу

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
МІКРОХВИЛЬОВИЙ ТРАКТ РАДІОПРИЙМАЧА СУПУТНИКОВОЇ
СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Мікрохвильовий тракт радіоприймача супутникової системи зв'язку»

Тип роботи: БДР (БДР, МКР)

Підрозділ ІРТС, ІЕС (кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 89,4% Схожість 10,6%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

- ☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- ☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.
- ☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Особа, відповідальна за перевірку


(підпис)

Олександр ЗВЯГІН
(прізвище, ініціали)

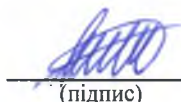
Ознайомлені з повним звітом подібності, який був згенерований системою Unicheck щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Віктор КОСТИШЕН
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Андрій СЕМЕНОВ
(прізвище, ініціали)