

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
**Національний університет «Запорізька політехніка»**

**Інститут інформатики та радіоелектроніки**  
**Факультет радіоелектроніки та телекомунікацій**  
(повне найменування інституту, факультету)

**Кафедра радіотехніки та телекомунікацій**  
(повне найменування кафедри)

## **Пояснювальна записка**

до дипломного проекту (роботи)  
бакалавра  
(ступінь вищої освіти)

на тему **ПРИЙМАЛЬНИЙ ТРАКТ СИГНАЛІВ MLS СИСТЕМИ ГЛІСАДНОЇ  
ПОСАДКИ ЛІТАКА**

Виконав: студент 4 курсу, групи РТз-218сп  
спеціальності 172 «Телекомунікації та  
радіотехніка»

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) «Радіотехніка»

Гринюк Геннадій Анатолійович  
(прізвище та ініціали)


Керівник Бугрова Т.І.  
(прізвище та ініціали)

Рецензент Касьян М.М.  
(прізвище та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
**Національний університет «Запорізька політехніка»**  
 (повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет Інститут інформатики та радіоелектроніки, ФРЕТ  
 Кафедра Радіотехніка та телекомунікації  
 Ступінь вищої освіти Бакалавр  
 Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»  
 (код і найменування)  
 Освітня програма (спеціалізація) «Радіотехніка»  
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

## ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТТ

 к.т.н., доц Морозавка С.В.
«   » червня 2021 року

## ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА (КИ)

Гринюка Геннадія Анатолійовича

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) Приймальний тракт сигналів MLS системи глісадної посадки літака

керівник проекту (роботи) Бугрова Тетяна Іванівна, к.т.н., доцент

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

затверджені наказом закладу вищої освіти від «30» квітня 2021 року № 164

2. Строк подання студентом проекту (роботи) 26 травня 2021 року

3. Вихідні дані до проекту (роботи) Система сигналів – MLS; чутливість 2,5 мкВ;  
 вибірковість по сусіднім каналам  $\geq 30$ дБ; діапазон приймальних частот 870 – 1002 МГц;  
 допустимі спотворення – 6 дБ; частоти сигналів модуляції – 1300 Гц, 2100 Гц

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) \_\_\_\_\_

1. Аналіз технічного завдання.





2. Розробка функціональної схеми приймача.

3. Розробка принципової схеми.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

Презентація роботи в Microsoft PowerPoint (10 слайдів) з поясненням алгоритму проведення  
 розробки функціональної схеми приймача, основні математичні формули, що  
 використовувалися в роботі та наведення статистичних даних у вигляді графіків.

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-3	Бугрова Т.І., доцент	02.04.21	25.05.21
нормокон	Мороз Г.В., ст. викладач		
троль			

7. Дата видачі завдання «02» квітня 2021 року.

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Аналіз технічного завдання	1 тиждень	
2	Розробка функціональної схеми приймача	4 тижні	
3	Розробка принципової схеми	2 тижні	
4	Оформлення ПЗ та презентації	1 тиждень	
5	Перевірка ПЗ, нормоконтроль	1 день	
6	Перевірка на добросовісність	1 день	

Студент(ка)

  
(підпис)

Гринюк Г.А.  
(прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи)

  
(підпис)

Бугрова Т.І.  
(прізвище та ініціали)

підпис)

(прізвище та ініціали)

## РЕФЕРАТ

ПЗ: 80 сторінок, 14 таблиць, 43 рисунки, 9 джерел

Об'єкт дослідження – універсальний приймальний пристрій сигналів MLS системи глісадної посадки літака.

Мета проекту – розробка структури приймального тракту, здатного працювати, як у складі обладнання літаків, так у складі пристроя аналізу сигналів MLS глісадної посадки літаків згідно ТЗ.

Метод дослідження – інженерний, розрахунково-аналітичний, чисельний з використанням стандартних програмних пакетів: Microsoft Word, MathCAD, MultiSIM, AWR Design Environment.

У процесі проектування розроблено функціональну схему приладу, висунуто вимоги до вузлів приймального тракту, зроблений вибір елементної бази та обгрунтовано застосування вибраних елементів принципової схеми, розроблено принципові схеми підключення окремих вузлів приладу.

Прилад виконано на сучасній елементній базі, в схемі управління застосовано мікроконтролер типу PIC16F1508, в схемі каналу обробки вхідних сигналів та каналу формування еталонних сигналів застосовано цифровий сигнальний процесор типу ADSP 2181.

АНАЛОГОВО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ПРИЙМАЛЬНИЙ ТРАКТ, ВЧ ФІЛЬТР, КОМУТАТОР, ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ, МІКРОКОНТРОЛЕР, МАЛОШУМЛЯЧИЙ ПІДСИЛЮВАЧ, ДЕТЕКТОР, АМПЛІТУДНА МОДУЛЯЦІЯ, СИГНАЛЬНИЙ ПРОЦЕСОР

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП .....	8
1 АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ.....	11
1.1 Аналіз вимог технічного завдання.....	11
1.2 Теоретичні відомості .....	12
1.3 Принцип дії та опис конструкції.....	17
2 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ПРИЙМАЧА.....	20
2.1 Побудова функціональної схеми .....	20
2.2 Смуга пропускання.....	22
2.3 Розподіл припустимих спотворень .....	25
2.4 Фільтр проміжної частоти .....	27
2.5 Структура преселектора.....	28
2.6 Розподіл підсилення .....	30
2.7 Режими роботи приймача сигналів.....	39
2.8 Режим вимірювання сигналів приймача .....	43
2.9 Умови автокалібровки.....	44
2.10 Вимоги до схеми індикації і управління .....	44
3 РОЗРОБКА ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ.....	46
3.1 Вибір смугового фільтра ВЧ.....	46
3.2 Вибір малошумлячого ПВЧ.....	47
3.3 Вибір змішувача.....	51
3.4 Вибір смугового фільтра проміжної частоти.....	55
3.5 Вибір підсилювача проміжної частоти.....	57
3.6 Вибір смугового фільтра на ПАХ .....	61
3.7 Вибір атенюатора.....	63
3.8 Вибір синтезатора частоти і генератора опорної частоти .....	65
3.9 Вибір АЦП.....	69

	6
3.10 Вибір системи живлення приймача .....	73
ВИСНОВКИ.....	79
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	80

**ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ**

- АБ – акумуляторна батарея
- АПЧ – автоматичне підстроювання частоти
- АРУ – автоматичне регулювання посилення
- ВЧ – висока частота
- ГРМ – гліссадний радіомаяк
- КАМ – коефіцієнт амплітудної модуляції
- КК – вузький канал
- КРМ – курсовий радіомаяк
- НЧ – низька частота
- ПКАМ – парціальний коефіцієнт амплітудної модуляції
- ППЧ – підсилювач проміжної частоти
- ПФ – смуговий фільтр
- ПЧ – проміжна частота
- РГМ – різниця глибин модуляції
- РМК – радіомаяк курсовий
- РРУ – ручне регулювання підсилення
- РРЧ – ручне регулювання частоти
- СГМ – сума глибин модуляцій
- СО – сигнал впізнання
- ФАПЧ – фазове автопідстроювання частоти
- ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач
- ЦСП – цифровий сигнальний процесор
- MLS – інструментальна система посадки

## ВСТУП

У сучасному світі, при активному розвитку цивільної авіації та стійкої тенденції до зростання обсягу перевезень пасажирів і вантажів на внутрішніх і міжнародних лініях зростає інтенсивність повітряного руху. У зв'язку з цим стає затребувана безпеку організації повітряного руху під час заходу на посадку за приладами. Для цього сучасні аеродроми використовують курсо-гліссадну систему посадки (англ. ILS (Instrument Landing System)).

Радіомаякова курсо-гліссадна система призначена для виконання розрахунку і здійснення заходу на посадку в складних метеорологічних умовах вдень і вночі повітряних суден. Система ILS складається з курсового та гліссадного радіомаяків, що забезпечують навігацію повітряних суден на злітно-посадкову смугу аеродрому. Будь-яке відхилення в роботі курсо-гліссадної системи від норми відразу ж впливає на прилади в літаку, призахідному на посадку, і може привести до небезпечних відхилень від правильного курсу і висоти.

Антенна система КРМ є багатоелементною антенною решіткою, що складається з лінійного ряду спрямованих антен метрового діапазону частот з горизонтальною поляризацією. Діапазон робочих частот КРМ 108-112 МГц (використовується 40 канална сітка частот, де кожної частоті КРМ поставлена у відповідність певна частота ГРМ). КРМ розміщують за межами злітно-посадкової смуги на продовженні її осьової лінії. Його антенна система формує в просторі одночасно дві горизонтальні діаграми випромінювання. Перша діаграма має один широкий пелюстка, спрямований уздовж осьової лінії, в якому несуча частота промодулірована по амплітуді сумою сигналів з частотою 90 і 150 Гц. Друга діаграма має два вузьких протифазних пелюстки по ліву і праву сторону від осьової лінії, в яких радіочастота промодулірована по амплітуді різницею сигналів з частотою 90 і 150 Гц, а несуча пригнічена. В результаті складання сигнал розподіляється в просторі таким чином, що при польоті уздовж осьової лінії глибина



модуляції сигналів 90 і 150 Гц однакова, а значить різниця глибин модуляції (РГМ) дорівнює нулю. При відхиленні від осьової лінії глибина модуляції сигналу однієї частоти зростає, а інший – падає, отже, РГМ збільшується в позитивну або негативну сторону. При цьому сума глибин модуляції (СГМ) в зоні дії маяка підтримується на постійному рівні бортове пілотажно-навігаційне обладнання вимірює величину РГМ, визначаючи сторону і кут відхилення повітряного судна від посадкового курсу.

Антенна система ГРМ являє собою в найпростішому випадку решітку з двох рознесених по висоті спрямованих антен дециметрового діапазону з горизонтальною поляризацією (решітка «0»). Діапазон робочих частот ГРМ 329-335 МГц. ГРМ розміщують з боку, протилежного ділянці забудови та руліжних доріжках, на відстані 120-180 м від осі ЗПС навпаки зони приземлення. Видалення ГРМ від порога ЗПС визначається таким чином, щоб при заданому куті нахилу глісади опорна точка (точка над торцем ЗПС, через яку проходить прямолінійна частина глісади) перебувала на висоті  $15 \pm 3$  м для радіомаякової системи посадки I і II категорії і  $(15 + 3) - 0$  м для систем III категорії. Діаграма спрямованості антеної системи ГРМ в результаті відображення радіохвиль від поверхні землі, тому до чистоти зони, що безпосередньо прилягає до антеної системи ГРМ, пред'являються особливі вимоги. Щоб зменшити вплив нерівностей підстильної поверхні на діаграму спрямованості, а, отже, і викривлення лінії глісади, використовується антенна решітка з трьох вертикально рознесених антен (решітка «М»). Вона забезпечує знижену потужність випромінювання під малими кутами до горизонту. ГРМ використовує той же принцип роботи, що і КРМ, але частоти модуляційних сигналів прийняті 1300 Гц та 2100 Гц. Його антенна система формує в просторі одночасно дві вертикальних діаграми випромінювання, з одним широким пелюстком і з двома вузькими – вище і нижче площині глісади (площині нульового значення РГМ). Перетин площині курсу і площини глісади дає лінію глісади, яку можна назвати

прямою тільки умовно, так як в ідеальному випадку вона являє собою гіперболу, яка в далекій зоні наближається до прямої, що проходить через точку приземлення. В реальних умовах через нерівності рельєфу місцевості і перешкод в зоні дії радіомаяків лінія глісади схильна до викривлень, величина яких нормується для кожної категорії системи посадки.

Метою даного проекту є розробка універсального приймального тракту аналізатора сигналів посадки і навігації формату MLS для контролю курсово-гліссадною радіосистеми, який дозволяє проводити аналіз параметрів ВЧ сигналу випромінюваного курсовим і гліссадним радіомаяками. Тим самим перевіряючи працездатність системи, без застосування льотних перевірок.

# 1 АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ

## 1.1 Аналіз вимог технічного завдання

Проектований приймач сигналів MLS розроблений на новітній перспективній елементній базі в порівнянні з існуючим аналізатором КСП-80, комплектуючі вироби даного пристрою вже зняті з виробництва (прилади, індикатори, змінні резистори, джерела живлення і т.д.). За новим технічним завданням перелік реальних вимірюючих показників відрізняються в 10 разів більше, ніж у аналогів. Перелік параметрів на етапі експлуатації визначено міжнародними вимогами (документ 8071 ICAO). Є сполучення з будь-яким комп'ютером із записом параметрів і формування сигналів контролю в графічному вигляді при прогонах, відшуканні несправностей і т.д. Працюючи від вбудованих батарей прилад дозволяє використовувати проводити в зоні формування діаграми спрямованості, вимірювання і запис положення середньої лінії курсу, чутливості до зсуву, викривленні середньої лінії курсу при русі по злітно-посадкової смуги із записом параметрів. Автоматичне вимірювання всіх параметрів окремо по вузькому і широкому (кліренс) каналам, дозволяє замінити 4-6 стандартних приладів загальної застосовності. Вимірювання параметрів в зоні дії радіомаяків з прив'язкою до місцевості дозволяє знизити обсяг льотних перевірок та відповідно знизити витрати на експлуатацію. Малогабаритне, маловагоме, кейсове виконання приладу дозволяє використовувати один прилад на два маяки. Завдяки чому знижуються витрати на експлуатацію при перевірці та технічному обслуговуванні навігаційного обладнання.

## 1.2 Теоретичні відомості

На рисунку 1.1 зображені зони дії курсового і гліссадного радіомаяків у двох площинах простору, показана відстань розташування радіомаяків.

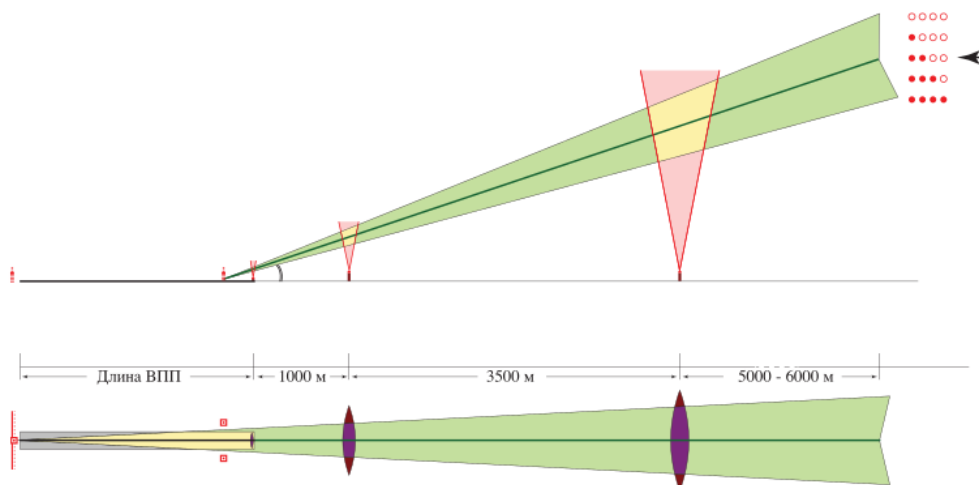


Рисунок 1.1 – Зображення зон дії радіомаяків

На рисунку 1.2 показана конструкція радіомаяка з розташованими антенними комплексами.



Рисунок 1.2 – Конструкція гліссадного радіомаяка в аеропорту Гановера

Згідно з технічним завданням, необхідно розробити універсальний приймальний тракт, придатний працювати у складі льотного обладнання і у складі спеціального вимірювального обладнання наземної служби контролю параметрів та ремонту апаратури сигналів MLS. Принцип дії аналізатора заснований на перетворенні частоти вбудованим супергетеродинамним вимірювальним приймачем, який калібрується від внутрішнього калібратора, що діє за принципом прямого цифрового синтезу. Конструктивно приймальний прилад оформлений у вигляді портативного приладу їх міцного пластмасового матеріалу. На лицьовій стороні приладу розміщується табло цифрового індикатора, а під ним панель управління. Прилад має вхідний роз'єм для підключення ВЧ сигналу, роз'єм живлення і роз'єм USB для зв'язку з комп'ютером. Сигнал формату ILS описується формулою 1.1.

$$S(n\Delta t) = (1 + K_1 \sin(2\pi F_1 n\Delta t) + K_2 \sin(2\pi F_2 n\Delta t)) \sin(2\pi F_c n\Delta t), \quad (1.1)$$

де  $K_1$  і  $K_2$  – ПКАМ модуляційних сигналів з частотами  $F_1=F_2$  ( $K_1$  і  $K_2 = 30\%$ );

$F_c$  – несуча частота АМ сигналу;

$\Delta t$  – період дискретизації.

Графічне уявлення сигналу формату ILS представлено на рисунку 1.3.

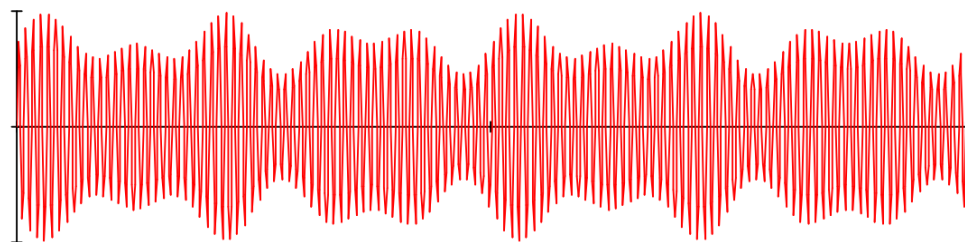


Рисунок 1.3 – Графічне представлення сигналу ILS

Амплітудний спектр сигналу  $S(n \cdot \Delta t)$  представлений на рисунку 1.4.

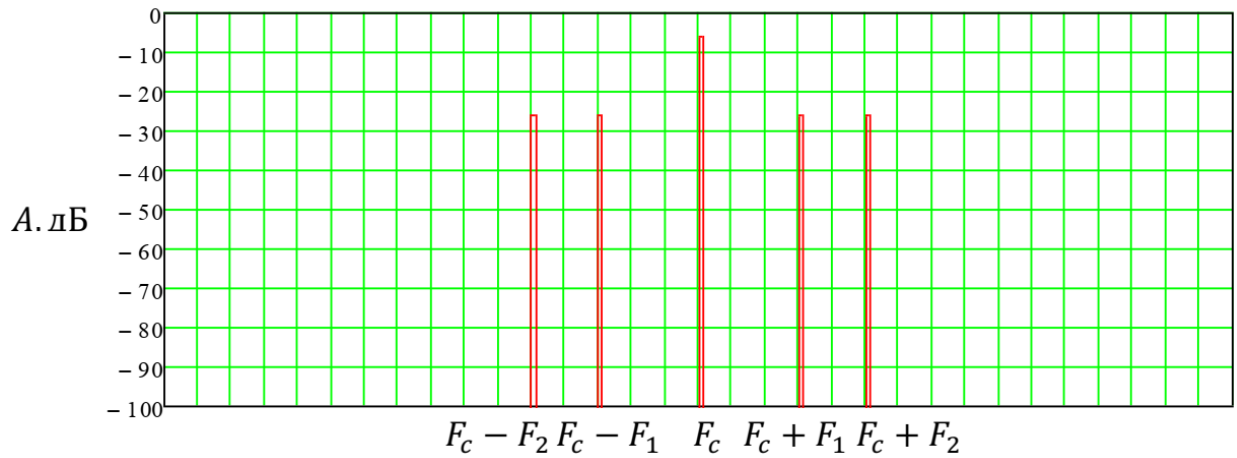
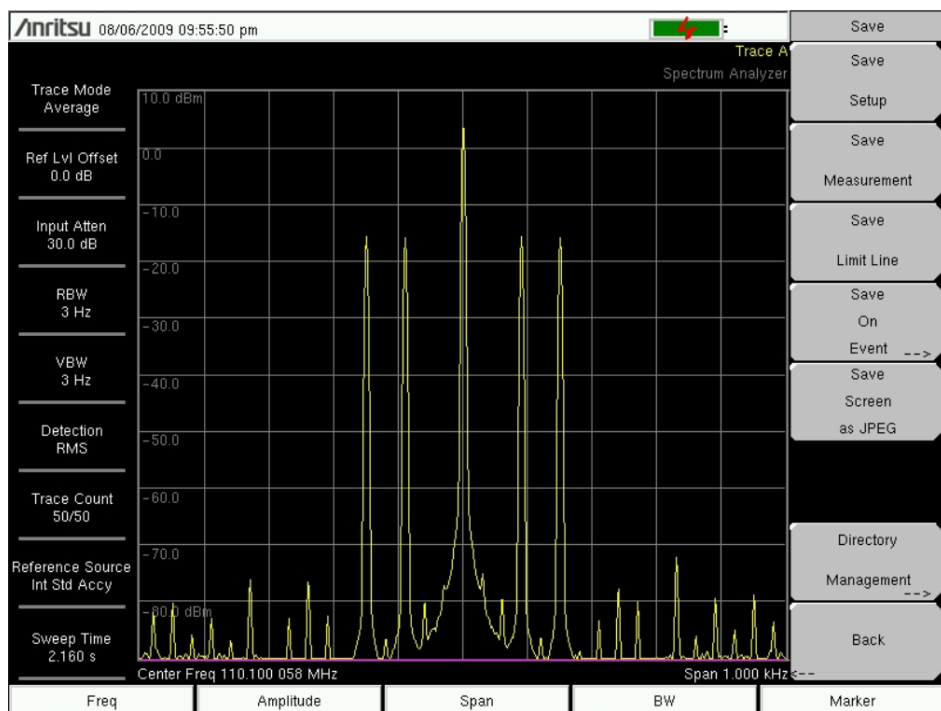


Рисунок 1.4 – Амплітудний спектр сигналу ILS

Спектральний склад реального сигналу, виміряний аналізатором спектру Anritsu MS2721B представлений на рисунку 1.5.



Риснок 1.5 – Спектральний склад реального сигналу ILS

Побудуємо модель тракту, використовуючи апроксимацію степенем рядом для нелінійності підсилювальної характеристики. Ряд описується формулою 1.2.

$$H(U) = U + \sum_{n=2}^{11} \frac{U^n}{170n^2}, \quad (1.2)$$

Дана модель зображена на рисунку 1.6.

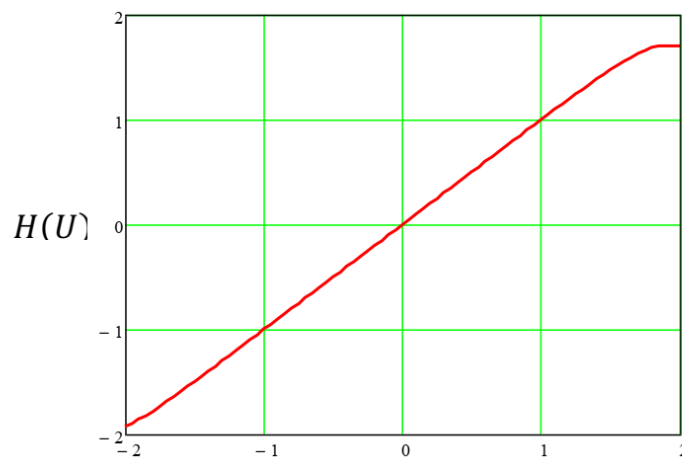


Рисунок 1.6 – Модель тракту

Припустим сформовано амплітудно змодульований сигнал за формулою 1.2, і тоді ми отримаємо спектральний склад нашого спотвореного сигналу (рис. 1.7).

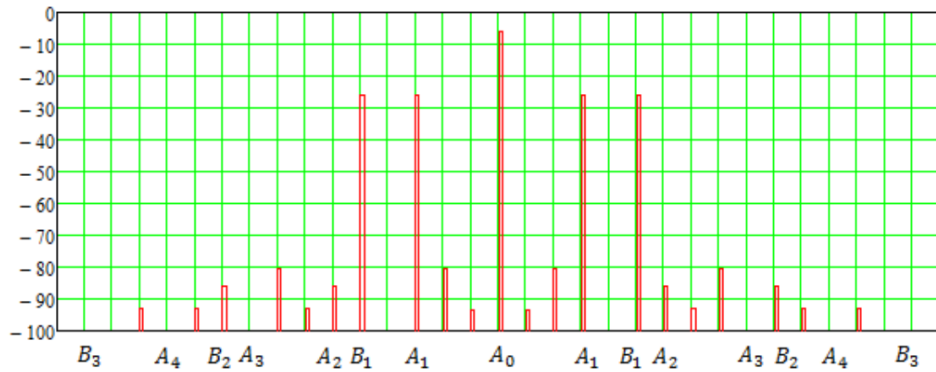


Рисунок 1.7 – Спектральний склад спотвореного сигналу

Отримуємо, що при коефіцієнті гармонік модулюючих сигналів, формули 1.3 і 1.4 маємо спотворення величин ПКАМ формули 1.5 і 1.6.

$$K_{ГА} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n}}{A_1} \cdot 100\% = 0.103\% \quad (1.3)$$

$$K_{ГВ} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} B_n}}{B_1} \cdot 100\% = 0.103\% \quad (1.4)$$

$$K_{И1} = \frac{2A_1}{A_0} \cdot 100\% = 19.931\% \quad (1.5)$$

$$K_{И2} = \frac{2B_1}{B_0} \cdot 100\% = 19.931\% \quad (1.6)$$

Звідки отримуємо, що РГМ і СГМ спотворюються на величини:

- РГМ =  $K_{И2} - K_{И1} = 0\%$  ;
- СГМ =  $K_{И2} + K_{И1} = 39,863\%$ .

Таким чином, при коефіцієнті гармонік 0,1 % маємо похибку в формуванні:

- ПКАМ =  $20,0 - 19,931 = 0,069\%$  ;
- СГМ =  $40,0 - 39,863 = 0,137\%$  ;



– РГМ = 0 %.

Отже змінюючи коефіцієнти гармонік сигналу можна переконатися, що його збільшення призводить до зростання похибок ПКАМ, РГМ і СГМ і, відповідно, зменшення коефіцієнта гармонік зменшує помилку ПКАМ, РГМ і СГМ. Вимірюючи сигнал еталонного генератора аналізатором спектра можна переконатися в тому, що коефіцієнт гармонік еталонного генератора не перевищує 0,1 % і, відповідно, можна стверджувати, що сигнал формується з необхідною точністю.

Сигнали стандарту MLS відрізняються від сигналів ILS тільки частотними характеристиками. Частоти сигналів курсового радіомаяка знаходяться у діапазоні 870-934,9 МГц, а частоти гліссадного радіомаяка знаходяться у діапазоні 935,1-1002 МГц. Принципи модуляції та формування випромінюваних сигналів залишаються незмінними.

### 1.3 Принцип дії та опис конструкції

Принцип роботи полягає в вимірі параметрів ВЧ сигналу, поданим ВЧ вхід приладу. Вимірювання проводяться методом порівняння вхідного і каліброваного еталонного сигналів. Структурна схема приведена на рисунку 1.8.



Рисунок 1.8 – Структурна схема приймального тракта

Прилад складається з шести основних частин:

- ВЧ частина;
- цифрова частина;
- індикатори;
- перетворювачі напруги;
- акумуляторна батарея;
- джерело живлення від мережі.

Реалізація приймального тракту побудована на супергетеродинному типі радіоприймачів дозволяє отримати більше підсилення, що збільшує чутливість нашого прилада і підвищити його вибіркові властивості. Так як фільтрацію сигналу в каналі проміжної частоти можна реалізувати зі значно більшими високими параметрами, через те що його не потрібно перебудовувати по частоті і що ПЧ значно менше за ВЧ.

ВЧ частина складається з наступних елементів приймального тракту:

- смуговий фільтр вхідного сигналу;
- преселектор, малошумлячий підсилювач;
- змішувач сигналів, вхідного ВЧ і сигналу гетеродина;
- смуговий фільтр сигналу проміжної частоти;
- підсилювач проміжної частоти ППЧ;
- вихідний смуговий фільтр проміжної частоти;
- детектор сигналів I і Q;
- атенуатор;
- вихідний підсилювач сигналу проміжної частоти;
- аналого-цифровий перетворювач.

Цифрова частина складається з наступних елементів приладу:

- сигнальний процесор обробки сигналів у цифровій формі;
- формувач еталонних сигналів;
- запам'ятовуючий пристрій;

– однокристальний мікроконтролер для управління процесом обробки сигналів і формування сигналів для індикації для виводу на дисплей.

Перетворювачі напруги складаються з перетворювачів типу DC-DC і стабілізаторів напруги живлення усіх різноманітних елементів і вузлів приладу.

## 2 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ПРИЙМАЧА

### 2.1 Побудова функціональної схеми

Схема приймального тракту з супергетеродинною схемою має хорошу чутливість і вибірковість. На рисунку 2.1 приведена повна функціональна схема приймального тракту.

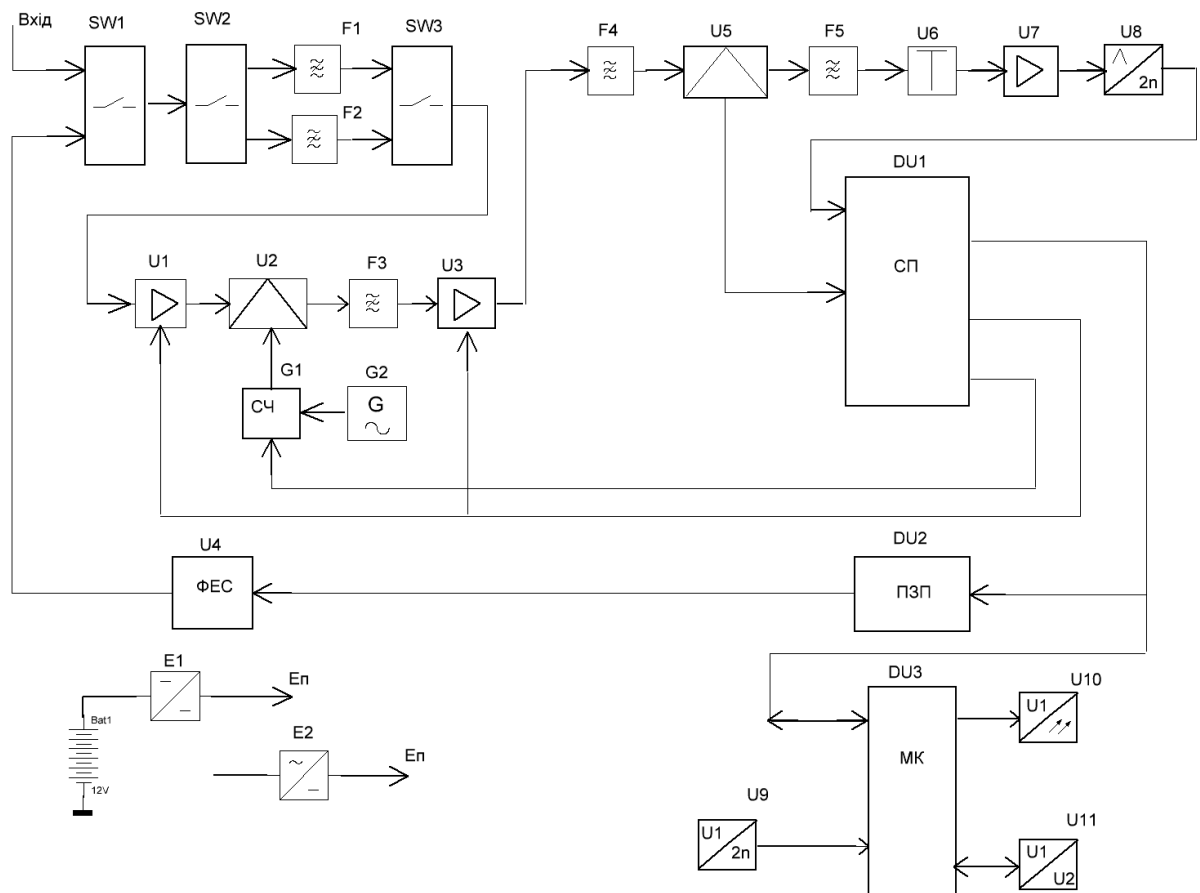


Рисунок 2.1 – Функціональна схема приймача

Приймальний тракт супергетеродинний з одним перетворенням частоти ПЧ1 = 140 МГц. Вхідні смугові фільтри F1 і F2 налаштовані на частоти курсового (870,1-934,9 МГц) і глісадного (935,1-1002,1 МГц) радіомаяків. Переключаються фільтри комутаторами SW21 і SW3 відповідно

до встановленої робочої частоти приладу. Відфільтрований ВЧ сигнал надходить на малошумливий підсилювач МШП U1 з регульованим коефіцієнтом підсилення. Регулювання здійснюється в діапазоні від 0 до 26 дБ в залежності від вхідного рівня сигналу сигнальним процесором. Далі сигнал надходить на змішувач частот U2. Гетеродин змішувача, синтезатор частот СЧ G1 має крок перебудови менше 1 кГц, що дозволяє фазовим методом підстроювання вимірювати несучу частоту вхідного сигналу. Для синхронізації синтезатора частот застосован кварцовий автогенератор опорної частоти ГОЧ G2. Сигнал проміжної частоти 140 МГц зі змішувача надходить на смуговий фільтр F3 і далі на малошумящий підсилювач проміжної частоти ППЧ U3 з діапазоном регулювання посилення близько 70 дБ. Далі посилений сигнал подається на квадратурний детектор U5, на виході якого виходить дві ортогональні складові сигналу I і Q. Після розкладання нашого сигналу на квадратурні складові вони обробляються сигнальним процесором DU1, виділяючи з сигналу всі необхідні для вимірювання дані.

Далі сигнал надходить на атенюатор U6 і лідсилювач U7 і на вхід швидкодіючого АЦП U8. Атенюатор управляється СП. Усі ці сигнали надходять на входи сигнального процесора DU1, де перетворюються за заданим алгоритмом в сигнали управління. Для управління і обробкою результатів сформованих сигналів застосован мікроконтролер DU3. На вхід мікроконтролера МК надходять сигнали з клавіатури U9, для вибору режиму роботи приладу, вихідні сигнали МК надходять на індикатори U10, відображаючи необхідну інформацію. Модуль перетворювача сигналів U11 застосован для зв'язку з ПК для програмування мікроконтролера по шинах інтерфейса SPI. Модуль DU2 запам'ятовуючий пристрій призначен для зберігання еталонних сигналів та зберігання параметрів прийнятих сигналів.

Еталонний генератор виконаний з використанням принципу прямого цифрового синтезу сигналу. Сигнал формується математично сигнальним

процесором, що дозволяє формувати сигнали з будь-якими значеннями амплітуди, частоти і фази, як модулюють сигналів, так і сигналів несучої частоти. Сформовані цифрові дані надходять на ЦАП, в якому відбувається перетворення в ВЧ сигнал, який подається на смуговий фільтр, аналогічний фільтру у вхідному каскаді приймального тракту. Після цього сигнал регулюється по амплітуді підсилювачем А2. Діапазон регулювання перекриває весь діапазон вхідних напруг і становить близько 100 дБ.

Комутатором SW1 проводиться підключення приймача або до вхідного роз'єму, або до схеми ФЕС U4 формування еталонних сигналів на час калібрування прилада.

Живлення приладу здійснюється або від зовнішнього джерела живлення напругою 24 В модулем E2, або від вбудованої акумуляторної батареї модулем E1. Стабілізатором напруги формуються всі необхідні напруги для живлення модулів приладу:

- 1,8 В – живлення сигнального процесора;
- 3,3 В – живлення периферії сигнального процесора, пристрої введення виведення;
- 1,8 В – живлення цифрового синтезатора частот;
- 5 В – живлення індикатора;
- 5 В – живлення підсилювачів U1, U3, U7;
- 3,3 В живлення квадратурного детектора U5, синтезатора G1, генератора опорної частоти G2.

Контролер заряду стежить за станом батареї і режимами заряду – розряду.

## **2.2 Смуга пропускання**

Мінімальна величина смуги пропускання приймача дорівнює ширині смуги частот  $f_{\text{сп}}$  спектра прийнятого сигналу, при пропусканні якої

спотворення сигналу, відтвореного приймачем, не перевищують припустимих, значень наведених у завданні на проектування.

Для АМ сигналів смуга пропускання радіочастотної частини:

$$\Delta f_{\text{сп}} = 2 \cdot F_{\text{max}}, \quad (2.1)$$

де  $F_{\text{max}}$  – верхня гранична частота спектра сигналу на виході приймача, на якій лінійні спотворення не перевищують припустимих.

Смуга пропускання радіочастотної частини приймача  $f_{\text{п}}$  може бути прийнята рівної розрахованій вище ширині спектра прийнятого сигналу, якщо допускається підстроювання приймача по частоті під час експлуатації:

$$\Delta f_{\text{п}} \approx \Delta f_{\text{сп}}. \quad (2.2)$$

В інших випадках смуга пропускання повинна бути розширена на величину  $\Delta f_{\text{нес}}$  можливого відхилення частоти сигналу на виході змішувача від робочої частоти ФПЧ (при багаторазовому перетворенні частоти – самого вузькосмугового ФПЧ). Це відхилення виникає через нестабільність несучої частоти передавача  $\Delta f_c$ , частоти гетеродина  $\Delta f_r$  і робочої частоти ФПЧ  $\Delta f_{\text{пр}}$ , а також неточності установки заданих частот сигналу  $\Delta f_c$  і гетеродина  $\Delta f_r$  (при безпідстроювальному радіозв'язку) і доплерівського зсуву частоти прийнятого сигналу. Якщо  $D_c$ ,  $D_r$ ,  $D_{\text{пр}}$ ,  $D_{\text{ус}}$  і  $D_{\text{дг}}$  є максимальними величинами відносної нестабільності несучої частоти сигналу  $f_c$ , частоти гетеродина  $f_r$ , робочої частоти ФПЧ  $f_{\text{пр}}$ , відносної неточності установки несучої частоти сигналу і гетеродина відповідно, то максимальне відхилення частоти перетвореного сигналу в обидва боки від робочої частоти ФПЧ знаходиться так:

$$\Delta f_{\text{HECT}} = 2\sqrt{(D_c^2 + D_{\text{вс}}^2)f_c^2 + (D_r^2 + D_{\text{гр}}^2)f_r^2 + D_{\text{пр}}^2 f_{\text{пр}}^2} + \Delta f_{D_{\text{max}}}, \quad (2.3)$$

де  $\Delta f_{D \max} = v_{R \max} / \lambda_c$ , причому  $v_{R \max} / \lambda_c$  – модуль максимальної можливої радіальної складової швидкості, чи зближення, або віддалення передавача і приймача;

$\lambda_c$  – довжина хвилі сигналу на трасі розповсюдження радіохвиль.

Необхідна смуга пропускання приймача:

$$\Delta f_{\Pi} = \Delta f_{СП} + \Delta f_{\text{гет}}. \quad (2.4)$$

Якщо при прийомі припустиме ручне підстроювання частоти приймача (наприклад, при радіомовному прийомі), то в (2.4) варто прийняти  $f_{\text{гет}} = 0$ . Якщо приймач настроюватимуся вручну на сигнал, а потім включається частотне автопідстроювання гетеродина, то:

$$\Delta f_{\Pi} = \Delta f_{СП} + \frac{\Delta f_{\text{гет}}}{K_{\text{ЧАП}}}, \quad (2.5)$$

де  $K_{\text{ЧАП}} = 2 - 25$  – коефіцієнт частотного автопідстроювання.

При цьому у розрахунку  $f_{\text{гет}}$  по (2.4) потрібно покласти  $D_{\text{ус}} = 0$  і  $D_{\text{уг}} = 0$ .

Для приймачів з фазовим автопідстроюванням частоти гетеродина (наприклад, для деяких приймачів сигналів ОБС)  $f_{\text{гет}} = 0$ . Величини відносних нестабільностей  $D_c$ ,  $D_g$  і  $D_{\text{пр}}$  залежать від того, які резонатори використані у задаючих генераторах передавача і гетеродина, а також у фільтрі проміжної частоти. До передавачів пред'являється вимога обов'язкової кварцевої стабілізації частоти, тому навіть у простих портативних передавачів довгострокова відносна нестабільність частоти  $D_c < 1 \cdot 10^{-5}$ . Звичайно  $D_c = 10^{-6}$ , а при використанні сигналів ОБС на КХ вона повинна бути порядку  $10^{-6} - 10^{-7}$  ( $D_g$  такого ж порядку). У стаціонарних пристроях при подвійному термостатуванні досягаються  $D_c$  і  $D_g$  порядку  $10^{-8} - 10^{-9}$  ([4] с. 377).



Гетеродина, що перестроюватимуться по частоті, мають  $D_{\Gamma} = 10^{-3} - 10^{-5}$ , а при ретельно виконаній термокомпенсації коливальної системи і стабілізації напруги живлення  $D_{\Gamma}$  наближається до  $10^{-6}$ . У пьезокерамічних фільтрів проміжної частоти  $D_{\text{пр}} = 10^{-4} - 10^{-5}$ , в електромеханічних  $D_{\text{пр}} = 10^{-5} - 10^{-6}$ , у кварцевих — порядку  $10^{-6}$ . Відносні погрішності установки частоти сигналу ( $D_{\text{ус}}$ ) і гетеродина ( $D_{\text{уг}}$ ) повинні бути хоча б утворює менше відповідних відносних нестабільностей частоти.

Приймаємо наступні значення відносних нестабільностей:  $D_{\text{с}} = 2,5 \cdot 10^{-6}$ ,  $D_{\Gamma} = 1,5 \cdot 10^{-5}$ ,  $D_{\text{пр}} = 6 \cdot 10^{-5}$ ,  $D_{\text{ус}} = 0,5 \cdot 10^{-5}$ ,  $D_{\text{уг}} = 2 \cdot 10^{-5}$ ,  $\Delta f_{\text{дмакс}} = 100$  Гц, тоді отримаємо  $\Delta f_{\text{нест}} = 310$  Гц. Частоти модуляції для КРМ – 1500 Гц, а для ГРМ – 2100 Гц. Припустима смуга радіочастотної частини складає  $\Delta f_{\Pi} = 4,5$  кГц.

### 2.3 Розподіл припустимих спотворень

Основні лінійні спотворення сигналу на верхніх частотах модуляцій вносить сама вузькосмугова частина приймача, звичайно це ФПЧ (при багаторазовому перетворенні частоти – фільтр найнижчої проміжної частоти). На нижніх модуляційних частотах лінійні спотворення вносять тільки ПЗЧ.

У приймачах АМ сигналів і сигналів ОБС основні нелінійні спотворення вносяться каскадами з найдужчими сигналами, тобто останнім каскадом ППЧ і останніми каскадами ПЗЧ. Можливі також спотворення при слабких сигналах в амплітудному детекторі.

Відповідно до цього пропонується орієнтовний розподіл зазначених у завданні припустимих лінійних спотворень на верхній частоті модуляції між елементами структурної схеми приймачів, який приведений в таблиці 2.1. Цей розподіл даний у виді часток від загальних спотворень, виражених у децибелах. ДХ, СХ, КХ, МХ і ДЦХ – відповідно довгі, середні, короткі, метрові і дециметрові хвилі. Лінійні спотворення в преселекторі складають

істотну частину від загальних у приймачі, тому що смуга пропускання преселектора на цих частотах порівнянна з загальною смугою пропускання.

Таблиця 2.1 – Розподіл лінійних спотворень

Тип приймача	Преселектор	ФПЧ	Детектор	ПЗЧ
АМ(ДХ)	0.4	0.5	0.05	0.05
АМ(СХ)	0.2	0.7	0.05	0.05
АМ і ОБС (КХ)	0.05	0.85	0.05	0.05
ЧМ (МХ, ДЦХ) (МВ, ДМБ)	0.05	0.85	0.05	0.05

Приклад використання таблиці, при загальних лінійних спотвореннях  $d_n = 6$  дБ у приймачі ОБС сигналів на КХ припустимі спотворення (тобто ослаблення спектральних складових сигналу на краях смуги пропускання) мають бути:

– в преселекторі,  $d_{п.прес} = 0,05 \cdot 6 = 0,3$  дБ;

– в ФПЧ,  $d_{п.фпч} = 0,85 \cdot 6 = 5,1$  дБ;

– в детекторі,  $d_{п.дет} = 0,05 \cdot 6 = 0,3$  дБ;

– в ПЗЧ,  $d_{п.пзч} = 0,05 \cdot 6 = 0,3$  дБ.

Розподіл, який рекомендується, між елементами структурної схеми припустимих нелінійних спотворень, представлено також у виді часток від загального коефіцієнта нелінійних спотворень і наведено в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Розподіл нелінійних спотворень

Вид	Змішувач	ФПЧ	ППЧ	Детектор	ПЗЧ
АМ	0,1	–	0,3	0,3	0,3
ОБС	0,1	0,1	0,2	0,1	0,5
ЧМ	–	0,4	–	0,4	0,2
ОБСД	0,1	0,2	0,3	0,3	0,1

Приклад використання таблиці, при загальному припустимому коефіцієнті нелінійних спотворень  $K_{ни} = 2\%$  у приймачі АМ сигналів припустимі нелінійні спотворення вузлів складають:

- у змішувачі  $K_{нисм} = 0,1 \cdot 2 = 0,2\%$ ;
- у ФПЧ  $K_{фпч} = 0,2 \cdot 2 = 0,4\%$ ;
- у ППЧ  $K_{ниупч} = 0,3 \cdot 2 = 0,6\%$ ;
- у детекторі  $K_{нидет} = 0,3 \cdot 2 = 0,6\%$ ;
- у ПЗЧ  $K_{ниузч} = 0,3 \cdot 2 = 0,6\%$ .

#### 2.4 Фільтр проміжної частоти

ФПЧ є основним частотно вибірконим пристроєм супергетеродина. Він повинний задовольняти двом вимогам:

- забезпечувати ослаблення  $d_c$  перешкод від найближчих по частоті сторонніх радіостанцій неменш зазначеного в ТЗ;
- створювати ослаблення  $d_n$  на краях розрахованої вище смуги пропускання приймача  $f_n$  не більш знайденого в п. 2.2.

В сучасних приймачах з аналоговою обробкою сигналів у якості ФПЧ застосовуються готові твердотільні фільтри (називані далі фільтрами зосередженої селекції (ФЗС)). У додатку А приведені дані кварцевих, п'єзокерамічних і електромеханічних фільтрів, що дозволяють вибрати ФПЧ. При цьому в першу чергу варто звертатися до самих високочастотних

фільтрів, тому що, чим вище проміжна частота  $f_{\text{пр}}$ , тим простіше структура преселектора, при якій реалізується задане ослаблення перешкод по побічних (зокрема – по дзеркальному) каналах прийому і тем менше ймовірність того, що через складність структури преселектора прийдеться використовувати подвійне перетворення частоти.

В приймачах АМ і ОБП сигналів можлива компенсація занадто сильних лінійних перекручувань у фільтрі шляхом відповідного підйому АЧХ підсилювача звукових чи частот використання УПЧ одного – двох каскадів із двома зв'язаними контурами при сильному зв'язку. В останньому випадку виходить додаткове ослаблення перешкод по сусідніх каналах, однак використання таких каскадів вдається тільки на відносно низьких проміжних частотах, коли  $\Delta f_{\text{п}} / \Delta f_{\text{пр}} = 0,05 - 1$ .

У сучасних схемах приймачів повсюдно застосовуються фільтри на ПАХ, які мають досить високі показники прямокутності АЧХ і високу ступень придушення сигналу поза смугою пропускання, виготовляються виробниками на різні діапазони частот.

## 2.5 Структура преселектора

В ТЗ на приймач приведено вимогливе послаблення завад по дзеркальному каналу прийому  $d_{\text{зтр}}$ , яке сумісно з вибраною проміжною частотою визначає потрібну структуру преселектора, який не забезпечує послаблення завад по сусідньому каналу.

Якщо прийнята структурна схема приймача не є інфрадинною, то фільтри преселектора уявляють собою смугові фільтри різноманітної складності.

Найбільше поширення здобули слідуєчи структури преселекторів.

Вхідні ланцюги з одним резонатором, які створюють на частоті дзеркального канала  $f_3$  послаблення  $d_3$  дБ,  $f_3 = f_c + f_{\text{пч}}$ ,

$$d_3 = 20 \cdot \lg \sqrt{1 + a_3^2}, \quad (2.6)$$

де  $a_3 = \frac{(f_3 - f_c)}{f_c} / \delta_3$ , є узагальнена розстройка контура на частоті сигнала та з вибраним значенням еквівалентного загасання резонатора.

Преселектор з однорезонаторним вхідним ланцюгом і каскадом підсилення сигнальної частоти (УСЧ) з одним резонатором мають:

$$d_3 = 20 \cdot \lg \cdot (\sqrt{1 + a_3^2})^2 \approx 40 \cdot \lg (a_3). \quad (2.7)$$

Після визначення структури преселектора сліду дорівняти реалізоване в ньому ослаблення дзеркальної перешкоди  $d_3$  до необхідної величини згідно з завданням  $d_{зтр}$ . Треба розглядати можливість зробити преселектор, що неперестроюється. Для цього потрібно розрахувати його смугу пропускання  $\Pi_{прес}$  при перестроюванні по каналах. Якщо різниця частот  $f_{сmax} - f_{сmin}$  завбільшки смуги пропускання, то преселектор може не перебудовуватися при зміні частоти сигналу від каналу до каналу. Однак при цьому на крайніх частотах сигнал послабляється в розстроєному преселекторі на  $d_e < 3$  дБ і ослаблення дзеркальної перешкоди на цих частотах також виявляється меншим.

Разом, результатами розрахунку структури преселектора приймача, побудованого не по інфрадинній схемі, є:

- структура преселектора;
- еквівалентне загасання його резонаторів  $b_{ес}$ , що повинно бути реалізоване при детальній розробці преселектора;
- передбачуване додаткове ослаблення сигналу в преселекторі  $d_c$ , що виникає через відмінність частоти прийнятого сигналу, щодо частоти настроювання преселектора внаслідок обмеженості смуги пропускання

преселектора, що неперебудовується.

Вимоги до смугових фільтрів задаються у виді їхніх смуг пропускання (звичайно за рівнем 3 дБ) і послаблення при визначеній розстройці від середньої частоти. Такі фільтри зручно будувати у виді фільтрів Чебишева з коливаннями АЧХ на 1-3 дБ у межах смуги пропускання і монотонним зростанням ослаблення за її межами, тому що фільтри Баттерворта при однакових вимогах до ослаблення вимагають більшого числа елементів схеми, а еліптичні фільтри не дають монотонного росту послаблення при збільшенні розстроювання. При цьому для одержання меншого послаблення сигналу в смузі пропускання, що виникає через дисипативні втрати, будуть кращими, застосовуються П-образні ланки для ФНЧ і Т-образні ланки ФВЧ, які мають меншу кількість котушок індуктивності.

## 2.6 Розподіл підсилення

Загальне підсилення напруги в приймачі  $K_{\Sigma}$  визначається необхідною потужністю сигналу  $P_{\text{вих}}$  на виході ППЧ, тобто на вході АЦП, і чутливістю у виді ефективного значення з.д.о.  $E_A$  сигналу в антені:

$$K_{\Sigma} = \sqrt{P_{\text{ВВХ}} R_H} / E_A. \quad (2.8)$$

В приймачах АМ сигналів, у яких використовуються амплітудні детектори, напруга проміжної частоти на вході детектора повинна бути достатньою для забезпечення лінійного детектування при сигналі в антені, рівному чутливості. Це дозволяє знайти необхідне посилення сигналу в радіочастотній частині приймача АМ сигналів:

$$K_{PC} = U_{\text{ВХ.Д}} / E_A. \quad (2.9)$$

В приймачах сигналів ОБС – АМ лінійність детектування забезпечується досить великою амплітудою (близько 1В) напруги відновленого несучого коливання, подаваного на детектор. Тому ефективна напруга сигналу на вході детектора ОБС  $U_{вхд}$  звичайно приймають рівним 20-50 мВ (при менших  $U_{вхд}$  помітне додавання шумів детектора і наступних ланцюгів, а при великих – виявляється помітними нелінійні перекручування при детектуванні). Необхідне підсилення радіочастотної частини знаходиться по (2.2).

В високочутливих приймачах для одержання низького коефіцієнта шуму використовують узгодження антени з вхідними ланцюгами і досить велике малошумляче підсилення сигналу до змішувача, рівень власних шумів якого звичайно істотно вище, ніж у підсилювачів сигнальної частоти (ПСЧ). Якщо посилення до змішувача по потужності  $K_{рс} > 20$ , то внесок змішувача і наступних ланцюгів у коефіцієнт шуму радіочастотної частини виявляється зневажливим. Максимальний розмах вхідної напруги АЦП становить 2,5 В,  $U_{вх дет} = U_{вх АЦП}$ . Тоді маємо значення  $K_{рч}$  по напрузі рівне  $0,5 \cdot 10^6 = 114$  дБ, а по потужності значення  $K_{рч} = 57$  дБ. Приймаємо з запасом  $K_{рч} = 60$  дБ.

Розрахуємо максимальну потужність на виході ПЧ

$$P_{пчмакс} = \frac{U_{вхацп}^2}{2 \cdot R_0} = \frac{2,5^2}{100} = 62,5 \text{ мВт} = -12 \text{ дБ.}$$

При номінальному вхідному опорі рівному хвильовому опорі приймача  $R_0 = 50$  Ом і максимальної амплітуди напруги на вході АЦП  $U_{max} = 2,5$  В.

Одночасно  $E_s$  може бути заданна відносна температура шумів на виході антени  $t_a$ , що характеризує рівень зовнішніх шумових перешкод в ефірі в діапазоні робочих частот приймача.

Тоді може бути розрахована номінальна потужність сигналу  $P_{с.ном}$ , що

віддається антеною у вхідні ланцюги приймача при погодженні, тобто при рівності (активних складових вихідного опору антени  $R_A$  і вхідного опору вхідних ланцюгів  $R_{ВХВЧ}$  і при рівності нулю суми їх реактивних складових:

$$P_{с.ном} = E_A^2 / 4 \cdot R_A. \quad (2.10)$$

Чутливість приймача, описувана потужністю  $P_{с.ном}$ , виражається через властивості елементів приймача в такий спосіб:

$$P_{с.ном} = \kappa \cdot T_0 \cdot \Delta f_{эф} \cdot (t_A + N - 1) \cdot \gamma_{вх} \cdot d_c^2, \quad (2.11)$$

де  $\kappa T_0 = 4 \cdot 10^{-18} \text{ Вт} / \text{кГц} = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт} / \text{Гц}$ ;

$P_{с.ном}$  – номінальна спектральна щільність потужності теплового шуму при стандартній температурі  $T_0 = 293^\circ \text{ К}$ ;

$\Delta f_{эф} = 1,4 \cdot \Delta f_{сп}$  – ефективна смуга пропускання радіочастотної частини приймача,  $\Delta f_{эф} = 6,3 \text{ кГц}$ ;

$N$  – коефіцієнт шуму приймача;

$\gamma_{вх}$  – відношення сигнал/шум на вході детектора, при якому на вході приймача розвивається зазначене в завданні  $\gamma_{вих} = 16 \text{ дБ} = 40$ ;

$d_c = 3 \text{ дБ} = 2$ , загасання сигналу в преселекторі;

$t_a = 1$ , шумова температура антени в узгодженому режимі.

Ослаблення сигналу в преселекторі  $d_c$  на краях робочого діапазону частот (у преселекторі, що неперестроюється,) чи через помилку сполучення перебудови преселектора і гетеродина (у преселекторі, що перебудовується). З деяким запасом можна прийняти  $d_c = 2$ .

Рівняння (2.17) дозволяє знайти припустимий коефіцієнт шуму  $N$ , при якому чутливість приймача виявляється рівною заданої  $3 \text{ мкВ}$ .



$$N_{\text{доп}} = \frac{P_{\text{с.ном}}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta f_{\text{эф}} \cdot \gamma_{\text{вх}} \cdot d_C^2} - t_A + 1 \quad (2.12)$$

Шумову температуру слід узяти рівною одиниці. Тоді одержимо значення  $N = 10$ , що складає значення 10 дБ по потужності.

Знаючи  $P$  пч  $max$  і динамічний діапазон ППЧ ( $D_{\text{ППЧ}} = 20$  дБ) можемо визначити мінімальну потужність на вході ПЧ:

$$P_{\text{пчмін}} = P_{\text{пчмакс}} - D = -20 - 12 = -32 \text{ дБ.}$$

У приймачах ОБП коефіцієнт передачі детектора  $K_d = 0,8 = 1$  дБ.

Наскрізний розрахунковий коефіцієнт підсилення всього тракту за потужністю складає 60 дБ, а з урахуванням втрат у пасивних елементах складає  $P_{\text{вхмін}} = 79$  дБ, приймаємо 80 дБ,  $P_{\text{вхмакс}} = -30$  дБ.

$$G_{\text{макс}} = P_{\text{пчмін}} - P_{\text{вхмін}} = -32 + 70 = 38 \text{ дБ,}$$

$$G_{\text{мін}} = P_{\text{пчмакс}} - P_{\text{вхмакс}} = -12 + 30 = 18 \text{ дБ.}$$

Величина ослаблення підсилення МШП під дією АРУ:

$$\Delta G = G_{\text{макс}} - G_{\text{мін}} = 38 - 18 = 20 \text{ дБ.}$$

Необхідне максимальне значення коефіцієнта підсилення відповідає  $G_{\text{max}} = 38$  дБ і забезпечується УВЧ і каскадом ППЧ з урахуванням втрат в пасивних вузлах тракту (таблиця 2.3).

Таблиця 2.3 – Втрати в пасивних вузлах тракту

Вузол	Вхідний смуговий фільтр	Змішувач	1 ПФ диплексор	1 ПАФ	ПАФ фільтр 2
Втрати, дБ	3	6 – 8	2 – 3	2,5	2,5

Сумарні втрати становлять 19 дБ, приймаємо значення втрат 20 дБ, з урахуванням втрат у детекторі. Відповідно сумарне підсилення радіочастотного тракту має скласти 80 дБ, а сумарна зміна коефіцієнта підсилення всього тракту  $\Delta G_{\Sigma}$  складає  $20 + 20 = 40$  дБ.

Необхідне підсилення УВЧ визначимо враховуючи шумові властивості змішувача. Потужність шумів, наведена до входу УВЧ.

$$P_{\text{швх}} = k \cdot T \cdot \Delta f, \quad (2.13)$$

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

$T = 293$  °К – температура;

$\Delta f = \Delta f_{\text{шеф}} = 1,32$  МГц, – узагальнена ефективна шумова ширина смуги пропускання на вході ПВЧ.

$$P_{\text{швх}} = 4 \cdot 10^{-15} \cdot 1,32 \cdot 10^3 = 5,3 \cdot 10^{-12} = -112 \text{ дБ.}$$

Прийmemo, що відношення сигнал / шум на виході УВЧ при мінімальній потужності сигналу на вході детектора  $\gamma_{\text{вх}}$  в 16 дБ / Вт і втрати на ПФ близько мінус 3 дБ, відношення сигнал шум на виході становить:

$$\gamma_{\text{вих}} = P_{\text{свх}} - P_{\text{швх}} - P_{\text{ПФ}} = -80 + 112 - 3 = 29 \text{ дБ.}$$

Коефіцієнт підсилення від входу тракту до входу змішувача:

$$G_{\text{прес}} = P_{\text{швх}} + \gamma_{\text{вих}} - P_{\text{свх}} . \quad (2.14)$$

Потужність сигналу на вході преселектора:

$$P_{\text{свх}} = P_{\text{швх}} - N = -112 + 12 = 102 \text{ дБ.}$$

$$G_{\text{прес}} \geq -112 + 29 - (-100) = 17 \text{ дБ.}$$

Параметри  $G_{\text{прес}}$  і  $IP_{3\text{пвч}}$  визначають відносний рівень інтермодуляційних спотворень, що вносяться підсилювачем високої частоти,  $IP_{3\text{пвч}}$  – точка перетину по інтермодуляційній складовій третього порядку по виходу.

$$B \text{ [дБ]} = 2 \cdot (IP_{3\text{пвч}} - G_{\text{прес}} - P_{\text{макспвч}}), \quad (2.15)$$

де  $B$  – відносне послаблення інтермодуляційних спотворень;

$IP_{3\text{пвч}}$  – точка перетину по інтермодуляційній складовій третього порядку по виходу;

$P_{\text{макс пвч}}$  – максимальна потужність корисного сигналу на вході ПВЧ;

$G_{\text{прес}}$  – коефіцієнт підсилення преселектора МШП.

$$P_{\text{макс пвч}} = -80 \text{ дБ} - 3 \text{ дБ} = -83 \text{ дБ.}$$

Для сучасних інтегральних малошумливих підсилювачів дециметрового діапазону  $IP_3$  становить – 25 дБ / Вт (40 дБм) і менш. З формули 2.9 випливає, що:

$$G_{\text{прес}} \leq IP_{3\text{пвч}} - P_{\text{макс пвч}} - B_{\text{мін}} / 2, \quad (2.16)$$

де  $B_{min} = 80$  дБ – мінімальний рівень відносного ослаблення інтермодуляційних складових.

Тоді:

$$G_{пвч1} \leq -25 + (83) - 80 / 2 = 18 \text{ дБ.}$$

Таким чином, підсилення УВЧ має лежати в межах 16-19 дБ. Необхідне підсилення УПЧ становить при цьому  $80 - (16 - 19) = 64 - 61$  дБ. Для забезпечення відношення сигнал / шум і зниження нелінійних спотворень в ППЧ доцільно використовувати три УПЧ: перший – до ПЧ фільтра на ПАР і 2 після фільтрів і атенюатора. Підсилення кожного ППЧ з запасом повинно складати 18-20 дБ.

Для визначення необхідних параметрів побудуємо параметричну модель тракту ПЧ і отримаємо залежності відносини сигнал / шум і рівня інтермодуляційних складових на ПЧ – виході від потужності вхідного сигналу, використовуємо для цих цілей середу MathCad відповідно до поданої нижче функціональною схемою приймального тракту на рисунку 2.2.

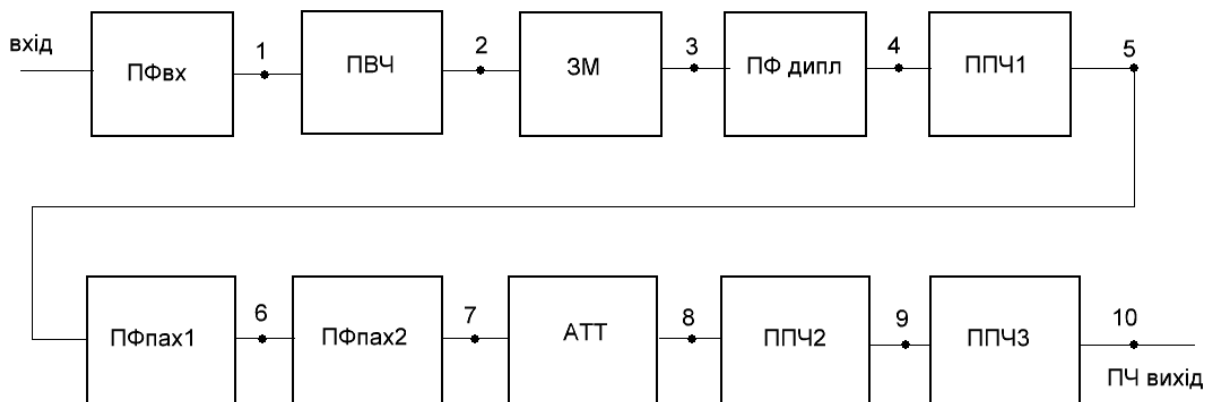


Рисунок 2.2 – Параметрична модель приймального тракту ПЧ

З огляду на вимоги ТЗ, відношення сигнал / шум на виході приймача при мінімальній потужності сигналу на вході становить 16 дБ. Відносне послаблення інтермодуляційних спотворень на ПЧ виході має бути не менше 80 дБ. Максимальна потужність сигналу на виході тракту ПЧ становить мінус 20 дБ / Вт.

Елементи тракту необхідно замінити параметрическими моделями, які враховують шумові, підсилювальні властивості і параметри лінійності кожного з елементів. Кожен блок описується набором параметрів:

- $G_n$  – коефіцієнт підсилення (ослаблення), [дБ];
- $N_n$  – коефіцієнт шуму (для фільтрів і атенюатора =  $-\infty$ ), [дБ];
- $OIP_{3n}$  ( $IP_{3n}$ ) – точка перетину по інтермодуляційною складової третього порядку по виходу (входу), [дБм].

В таблиці 2.4 представлено набір параметрів окремих елементів тракту, що забезпечують виконання вимог ТЗ.

Таблиця 2.4 – Набір параметрів окремих елементів тракту, що забезпечують виконання вимог ТЗ

Параметри	СФ1	ПВЧ	ЗМ	СФ2	ППЧ1	Фільтр на ПАХ	Фільтр на ПАХ	АТГ	ППЧ2	ППЧ3
G, дБ	-4	17	10	-2	20	- 2,5	- 2,5	-3- 31	18	18
N, дБ	$\infty$	10	12	$-\infty$	2,5	$-\infty$	$-\infty$	$\infty$	2,5	2,5
$OIP_3$ , дБм	$\infty$	37	33	$\infty$	40	$-\infty$	$-\infty$	55	40	40

На рисунках 2.3 і 2.4 зобразимо залежності відносини сигнал / шум на ПЧ виході (суцільною лінією) і відношення рівня інтермодуляційних

спотворень на ПЧ виході (пунктирна лінія) від потужності сигналу на вході приймача  $P_{вх}$ . Як видно з представлених графіків, мінімальне ослаблення атенюатора необхідно встановити при вхідній потужності сигналу менш мінус 62 дБ / Вт.

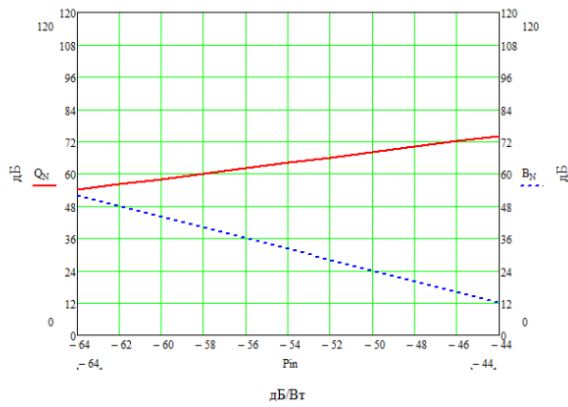
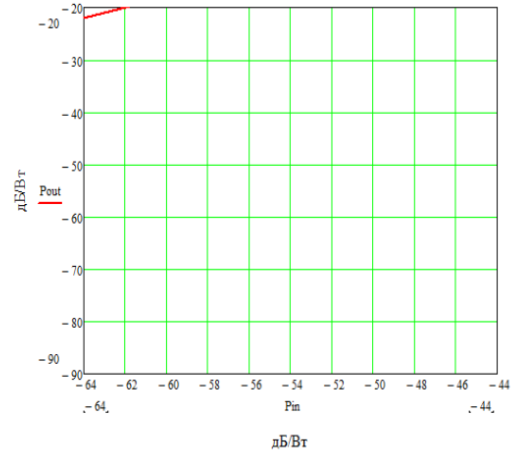
а)  $Q_{пч}$  и  $V_{пч}$  от  $P_{вх}$ ;б)  $P_{пч}$  от  $P_{вх}$ .

Рисунок 2.3 – Залежність характеристик  $Q_{пч}$ ,  $V_{пч}$ ,  $P_{пч}$  при встановленні значення атенюатора – 3 дБ

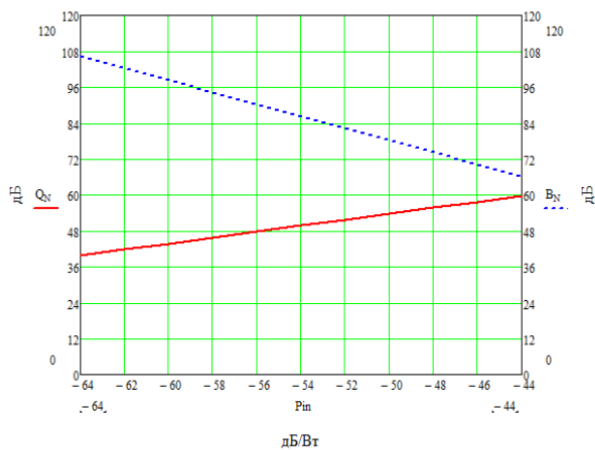
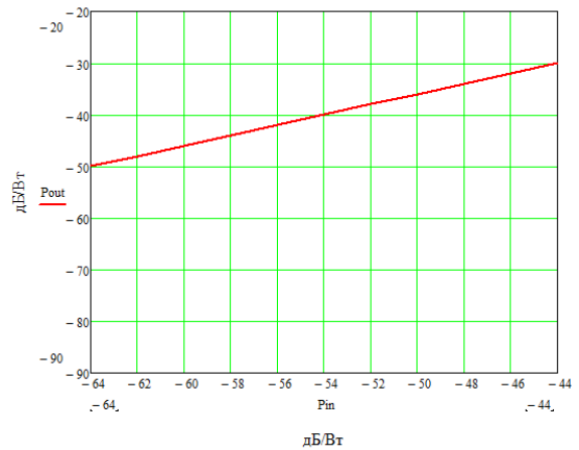
а)  $Q_{пч}$  и  $V_{пч}$  от  $P_{вх}$ ;б)  $P_{пч}$  от  $P_{вх}$ .

Рисунок 2.4 – Залежність характеристик  $Q_{пч}$ ,  $V_{пч}$ ,  $P_{пч}$  при встановленні значення атенюатора – 31 дБ

## 2.7 Режими роботи приймача сигналів

Після вибору в головному меню режиму роботи приладу для курсового або глісадного радіомаяка, необхідно провести установку параметрів вимірювань, для чого необхідно увійти в меню "Установки", які представлені на рисунку 2.5.

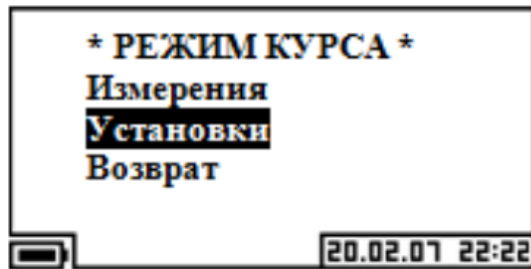


Рисунок 2.5 – Відображення меню установки

У запропонованому меню в ручну ми встановлюємо параметри вимірювання радіомаяка представлений на рисунку 2.6.

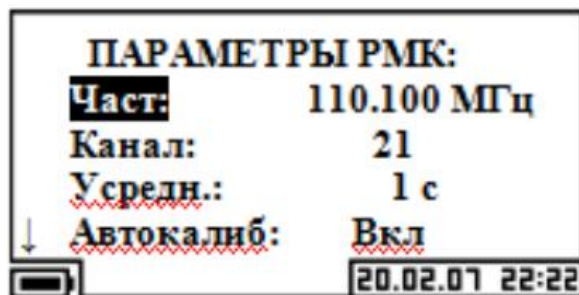


Рисунок 2.6 – Параметри курсового радіомаяка

Встановлювані параметра радіомаяка:

– "Част." – частота радіомаяка для режиму курсу 108 ... 112 МГц, для режиму глісади 329 ... 335 МГц;

- "Канал" – канал, відповідний встановленій частоті, що встановлюються значення для системи ILS 1 – 40 змінюваних каналів;
- "усереднити" – час усереднення Реальні показники можуть відрізнитися, що встановлюються значення від 1 до 20 секунд;
- "Автокаліб." – режими роботи калібрування, при значенні "Увімкнути" калібрування приймального тракту приладу проводиться автоматично, при "Викл" калібрування здійснюється за командою користувача;
- "АРУ" – автоматичне регулювання посилення, в вимкненому режимі посилення задається користувачем;
- "АПЧ" – АПЧ, у включеному режимі проводиться захоплення несучої частоти маяка і вимір несучої частоти, в вимкненому режимі відбувається ручна регулювання частоти;
- "Гет.вверх" – в значенні "Увімкнути" гетеродин встановлюється в значення  $F_{ВХ} + F_{ПЧ}$ , де  $F_{ВХ}$  несуча частота вхідного сигналу, а  $F_{ПЧ}$  проміжна частота приймача, в значенні "Викл"  $F_{ВХ} - F_{ПЧ}$ ;
- "Ф АПЧ мод." – фазова автопідстроювання частот модуляції, при значенні "Увімкнути" проводиться безперервне спостереження за частотами модуляцій сигналу маяка, при "Викл" автоподстройка проводиться одноразово після запуску вимірювання.

В основному режимі роботи включені АРП, АПЧ і автокалібровка. Після запуску вимірювання проводиться пошук сигналу за наявністю несучої частоти. Якщо несуча відсутня, то в рядку стану відображається "ПОШУК". При наявності сигналу проводиться захоплення сигналу по рівню несучої і ФАПЧ сигналів модуляції 90 і 150 Гц. Під час захоплення сигналу в рядку стану відображається "ЗАХОПЛЕННЯ". Після захоплення проводиться калібрування приймального тракту приладу, при цьому в рядку стану відображається "ВИМІР", при якому всі вимірювання мають фактичні величини. Перекалібрування проводиться автоматично. У режимі ручного



калібрування, вона здійснюється тільки по команді користувача. Даний режим призначений при частих змінах сигналу, викликаних, наприклад, регулюванням устаткування або польових вимірах. Якщо сигнал виходить за калібровані межі, то прилад переходить в некалібрований режим, при якому в рядку стану відображається "некалібр." при такому режимі виміряні величини можуть відрізнятися від фактичних.

Режим ручного регулювання посилення призначений для відносного вимірювання рівня вхідного сигналу. Наприклад, для зняття діаграми спрямованості антени або зміни потужності передавача маяка. Перевагою даного режиму є те, що на захоплення сигналу по рівню потрібно значно менший час. У режимі АПЧ проводиться автоподстройка частоти гетеродина під значення несучої частоти сигналу. В поле параметра F ВЧ відображається виміряне значення несучої частоти. Для двочастотних систем ILS захоплення несучої частоти проводиться за наступним алгоритмом:

- захоплюється несуча, яка має більший рівень;
- захват проводиться в смузі від мінус 12,5 кГц до плюс 12,5 кГц щодо встановленої частоти;
- якщо в процесі вимірювання відбудеться перерозподіл рівнів несучих частот (зміна секторів ШК на КК або навпаки), але при цьому частота розносу буде більше смуги пропускання приймача (більш потужна несуча частота відстоїть більш ніж на 12,5 кГц), то переходу на іншу частоту не станеться. В цьому випадку робочу частоту приймача необхідно встановити вручну.

У деяких старих системах (СП – 75, СП – 80) передавачі мають великий рівень паразитного девіації несучої частоти. Тому система АПЧ може не захоплювати цей сигнал. В цьому випадку вимір режиму несучої частоти відключається і робоча частота приладу задається користувачем. Регулювання частоти відбувається від мінус 0,1 кГц до плюс 0,1 кГц.

Вимірювані параметри курсового радіомаяка:

- Р ГМ – різниця глибин модуляцій сигналів 90 і 150 Гц;
- СГМ – сума глибин модуляцій сигналів 90 і 150 Гц;
- UBЧ – рівень вхідного сигналу;
- FBЧ – виміряна / встановлена несуча частота вхідного сигналу;
- F90 – частота сигналу 90 Гц;
- F150 – частота сигналу 150 Гц;
- K90 – КАМ 90 Гц; – K150 – КАМ 150 Гц;
- Ph 90 / 150 – різниця фаз між сигналами 90 і 150 Гц;
- К Г90 – коефіцієнт гармонік сигналу 90 Гц;
- КГ150 – коефіцієнт гармонік сигналу 150 Гц;
- КСО – КАМ сигналу впізнання;
- FCO – частота сигналу впізнання;
- TCO – період повторення сигналу впізнання;
- Точка – тривалість точки коду СО;
- Тире – тривалість тире коду СО;
- Рвнутр – внутрісімвольная пауза в кодi СО;
- Р зовнішні – міжсимвольні пауза в кодi СО.

Вимірювані параметри глісадного маяка:

- Р ГМ – різниця глибин модуляцій сигналів 90 і 150 Гц;
- СГМ – сума глибин модуляцій сигналів 90 і 150 Гц;
- UBЧ – рівень вхідного сигналу;
- FBЧ – виміряна несуча частота вхідного сигналу;
- F90 – частота сигналу 1300 Гц;
- F150 – частота сигналу 2100 Гц;
- К 90 – КАМ 1300 Гц;
- К150 – КАМ 2100 Гц;
- Ph 1300 / 2100 – різниця фаз між сигналами 1300 і 2100 Гц;
- КГ1300 – коефіцієнт гармонік сигналу 1300 Гц;
- КГ2100 – коефіцієнт гармонік сигналу 2100 Гц.

## 2.8 Режим вимірювання сигналів приймача

Для переходу до вимірювання параметрів ВЧ сигналу, випромінюваного маяком, необхідно вибрати пункт "Вимірювання". Після цього на індикаторі приладу буде відображатися вікно вимірювань яка зображена на рисунку 2.7.



Рисунок 2.7 – Вікно вимірювань

У вікні вимірювання містить такі варіанти позначок:

- 1 – тип маяка: КУРС – курсової радіомаяк,
- ГЛІСС – гліссадний радіомаяк;
- 2 номер робочого каналу від 1 до 16;
- 3 частота каналу;
- 4 поле режиму калібрування і АРП;
- 5 код сигналу при вході;
- 6 стрілки, що вказують на можливість перегортання параметрів в зазначеному стрілкою напрямку;
- 7 – час і дата;
- 8 – рядок стану;
- 9 – індикатор стану батареї;

– 10 – поле виведення

## **2.9 Умови автокалібровки**

Умови, при яких відбувається автокалібровка приймального тракту аналізатора сигналів:

- початкове включення режиму вимірювання;
- зміна несучої частоти на величину більше 5 кГц;
- зміна рівня вхідного сигналу (режим АРУ);
- зміна температури всередині корпусу аналізатора на більш ніж 3° С;
- кожні 15 хвилин роботи пристрою;
- зміна рівня посилення (режим РРУ).

Результати калібрування використовуються для корекції похибок виникають в приймальному тракті приймач.

## **2.10 Вимоги до схеми індикації і управління**

Схема індикації і управління необхідна для завдання необхідного каналу прийому, запису в ПЗП і виведення необхідного параметра на дисплей, а також виведення контактів, для зручності зняття рівня і форми сигналу вимірювальними приладами при налаштуванні і контролі справності обладнання. Індикатори, роз'єм і контакти повинні виводиться на передню панель приймача і бути доступні обслуговуючому персоналу.

Управління відбувається за допомогою чотирьох кнопок, а в якості дисплея застосовуються чотири 8-сегментних індикатора. Для виведення інформації на індикатори застосуємо регістри зсуву, які необхідні для зменшення кількості контактів, що йдуть від ЗП. Принцип роботи зсувного регістру такий: при надходженні на тактовий вхід тактового імпульсу позитивної полярності, регістр зчитує біт з входу даних і записує його в

молодший розряд, дана процедура повторюється циклічно 8 разів, тільки біт, записаний раніше, зсувається на один розряд старше, а його місце займає знову прийшов біт. По завершенню прийому байта, проходить 9 такт, і старший біт записується в молодший розряд наступного регістра і процедура повторюється, поки всі чотири регістри не будуть заповнені, щодо їх повного заповнення, інформація починає записуватися заново.

У схемі також присутні два світлодіодних індикатора «Аварія» та «Ремонт», необхідні для індикації відповідних режимів роботи приймача. На рисунку 2.8 представлена структурна схема блока індикації.

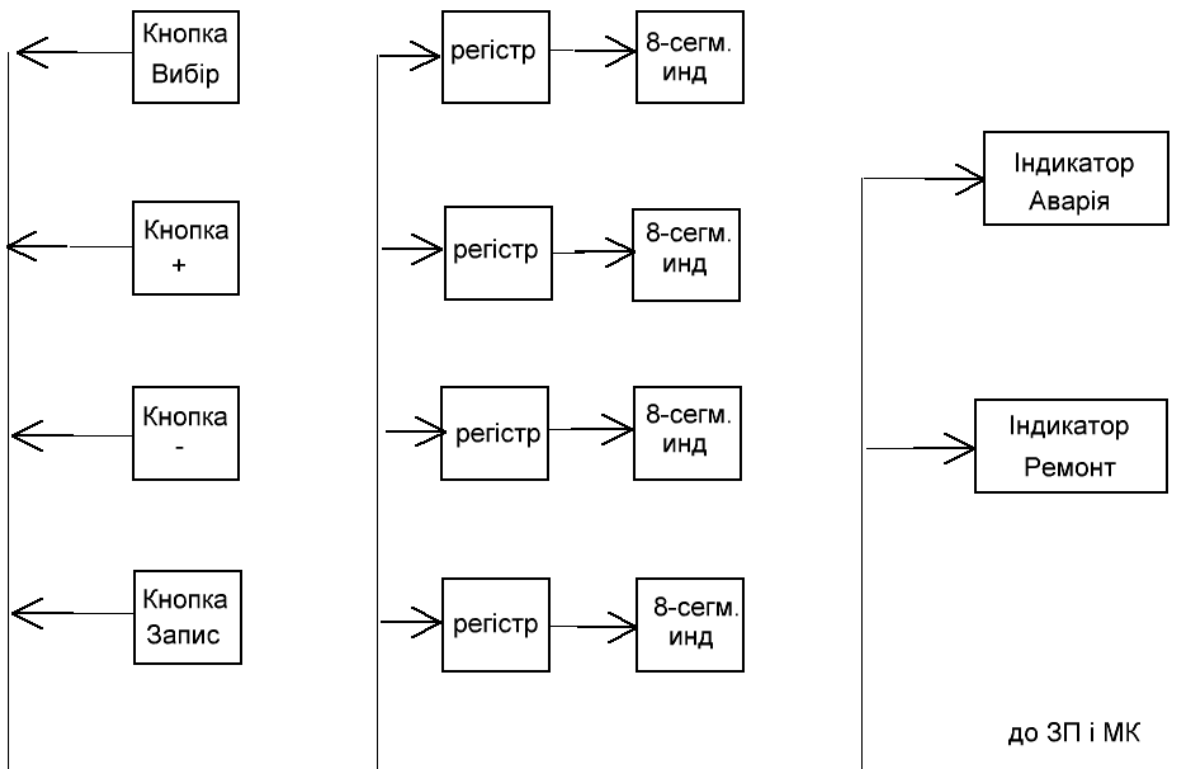


Рисунок 2.8 – Структурная схема блока індикації

### 3 РОЗРОБКА ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ

Вибір складу елементів принципової схеми проведемо для сигналів стандарту MLS, які розповсюджуються в діапазоні 870 МГц – 1002 МГц.

При виборі компонентів були розглянуті ІМС різних провідних зарубіжних фірм виробників радіоелектронних пристроїв, таких як: Analog Devices, Minicircuits, TexasInstruments, Altera, Hittite, RFMD, M / A-COM. Також було розглянуто ряд вітчизняних виробників ІМС.

#### 3.1 Вибір смугового фільтра ВЧ

У розробці проекту були пред'явлені наступні вимоги до смуговому фільтру преселектора:

– смуга пропускання, МГц,	872 ... 1002;
– нижня смуга затримання, МГц,	0 – 800;
– верхня смуга затримання, МГц,	від 1080;
– втрати в смузі пропускання, дБ,	не більше 4;
– ослаблення в смузі затримання, дБ,	не менше 50;
– опір джерела і навантаження, Ом,	50;
– КСХН, разів	не більше 1,5.

Визначено найоптимальнішим варіантом буде застосування смугового фільтра на основі мікрополоскової технології. Він забезпечить основні вимоги вибіркової по дзеркальному каналу і по побічних каналах прийому, а також має круті фронти і необхідний рівень придушення в потрібному частотному діапазоні. За допомогою програми AWR Design Environment змодельюємо фільтр, що задовольняє нашим вимогам, і покажемо його параметри на рисунку 3.1.

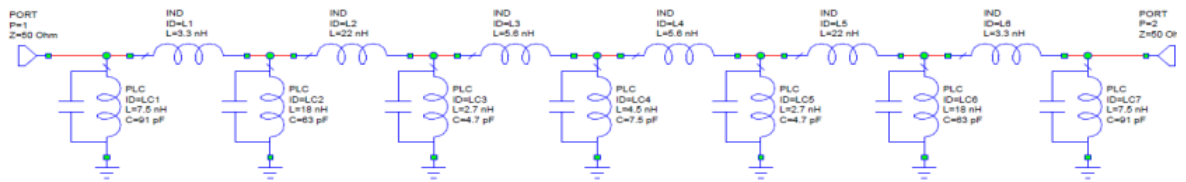


Рисунок 3.1 – Принципова схема фільтра преселектора

Відповідно до рисунка 3.2, спроектований фільтр задовольняє необхідним вимогам, заданим в ТЗ.

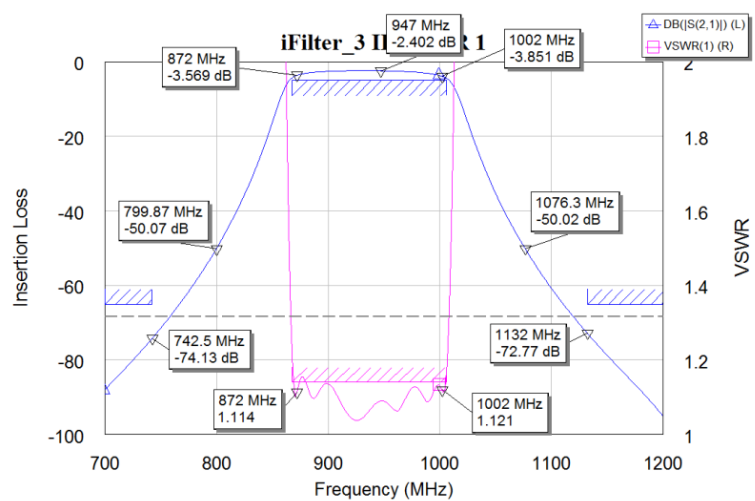


Рисунок 3.2 – Реальна АЧХ і КСХ фільтра преселектора

### 3.2 Вибір малозумлячого ПВЧ

Відповідно до вимог необхідно, щоб малозумлячий підсилювач відповідав наступним технічним вимогам:

- коефіцієнт підсилення 16 ... 19 дБ;
- коефіцієнт шуму не більше 1,1 дБ;
- ОІР 3 не менше 37 дБм;

– частотний діапазон

850 ... 1200 МГц.

Крім цього мав високу стабільність характеристик, високу надійність роботи, малі габарити. Даний підсилювач буде застосований в тракці ПВЧ, а також після синтезатора частоти, для збільшення рівня сигналу перед змішувачем.

Розглянемо різні типи ПВЧ, які представлені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Малошумні УВЧ

Вузол	Фірма виробник	Тип	Параметр			
			G, дБ	F, дБ	OIP <sub>3</sub> , дБм	PI, дБм
ПВЧ	Analog	ADL5601	15,0	3,8	40,0	19,0
	Devices	ADL5541	15,0	3,5	40,0	19,5
	Hittite	HMC617LP3	15,0	0,5	37,0	20,0
	Minicircuits	HXG-242	15,0	2,2	42,0	22,2
	M/A-COM	CMM6004-AN	15,0	1,7	41,0	23,0
		MAAM-009560	15,0	3	42,0	28,5
	RFMD	RF2884	15,0	1,2	35,0	10,0

МШУ фірми Analog Devices не підходять по заданим вимогам підсилення і рівня шуму. Підсилювачі фірми RFMD не задовольняє по рівню OIP<sub>3</sub>. Нашим вимогам задовольняє ІМС HMC617LP3 фірми Hittite, так як даний підсилювач має коефіцієнт посилення в 16 дБ, володіє низьким рівнем шуму, і підходить за рівнем OIP<sub>3</sub>.

Типова схема включення наведена на рисунку 3.3.



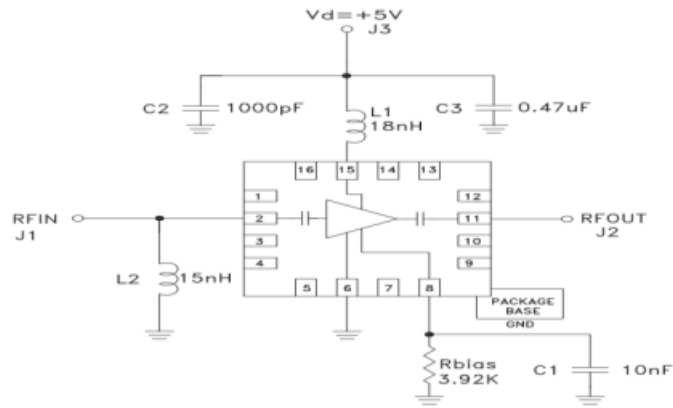


Рисунок 3.3 – Типова схема включення ПВЧ

Як ми бачимо з рисунку 3.3, необхідно застосовувати елементи обв'язки, рекомендовані фірмою виробником мікросхеми. Резистор на виході 8 прийемо 3,9 кОм зі стандартного ряду E24.

Уявімо деякі характеристики мікросхеми, які заявив виробник.

Залежність коефіцієнта шуму від температури і частоти зображена на рисунку 3.4.

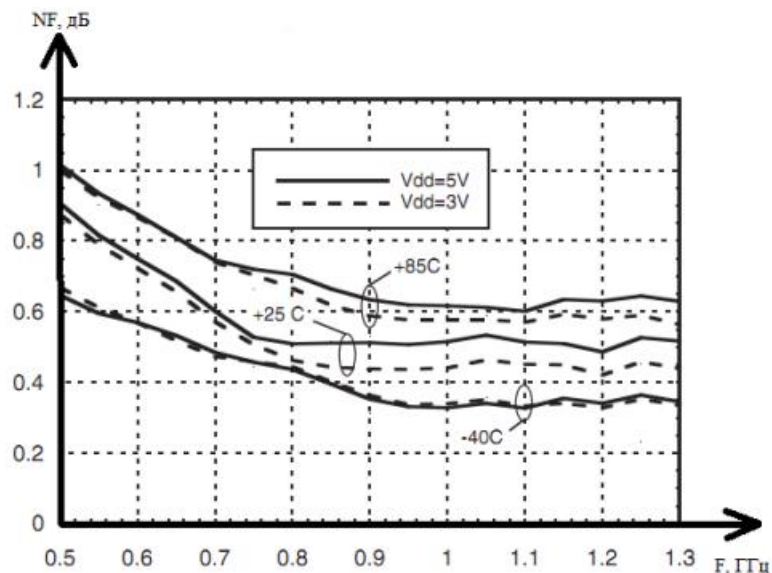


Рисунок 3.4 – Залежність коефіцієнта шуму від температури і частоти

В документації на мікросхему сказано, що узгодження не потрібно.

В середовищі AWR Design Environment створимо модель підсилювача, щоб промоделювати поведінку підсилювача в реальних умовах. Відповідно до технічної документації, дана схема використовується для сигналів з частотою 550 – 1200 МГц і  $V_{dd} = +5\text{ В}$ .

За допомогою програми AWR Design Environment створимо модель підсилювача і отримаємо залежність КСХН і коефіцієнта посилення при зміні частоти. На рисунку 3.5 представлено зміна коефіцієнта підсилення від частоти.

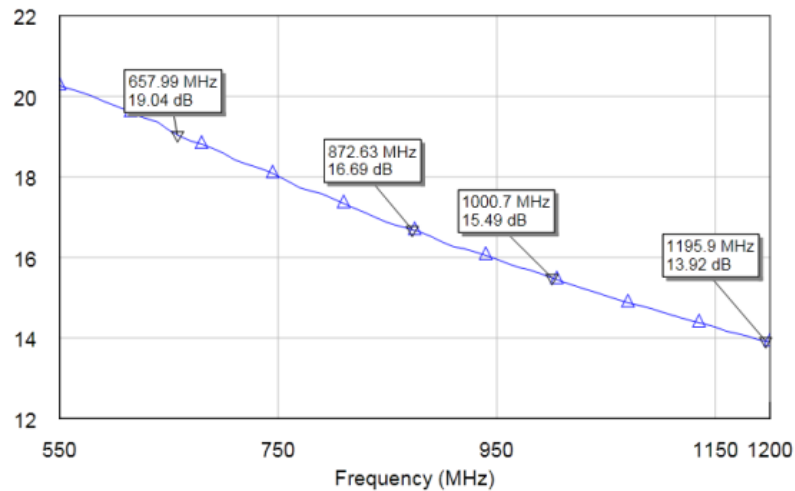


Рисунок 3.5 – Зміна коефіцієнта підсилення

На рисунку 3.6 представлена зміна КСХН від частоти.

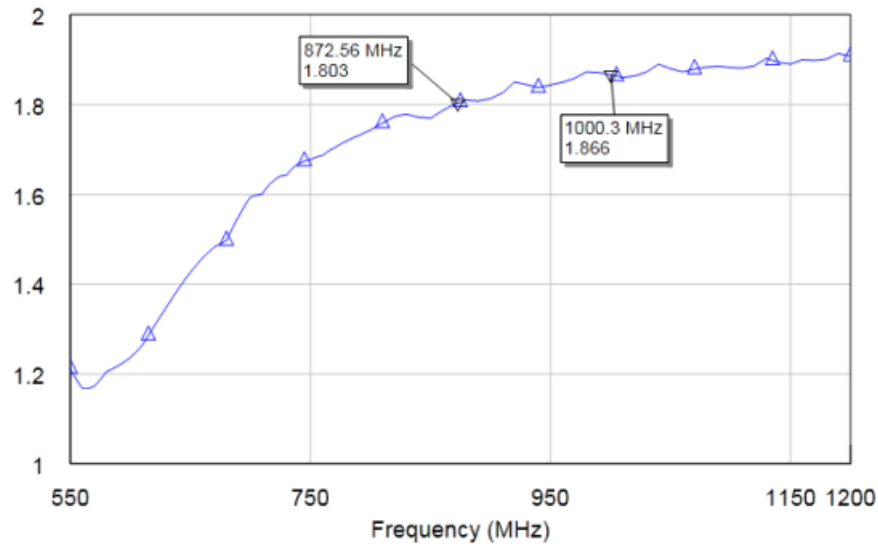


Рисунок 3.6 – Зміна КСХН від частоти

З рисунків видно, що корекція схеми підключення не обов'язкова, так як значення коефіцієнта стоячої хвилі, і зміна коефіцієнта посилення укладаються в значення, заявлені виробником, і задовольняють нашим вимогам. Малошумлячий підсилювач високої частоти виконується в корпусі для поверхневого монтажу QFN16.

### 3.3 Вибір змішувача

Змішувач виберемо з сформульованих вимог до ІМС. Коротко опишемо принцип перетворення частоти. Змішувач працює по низхідному принципом, так як перетворення вхідного сигналу (ВЧ) змішувачем призводить до зниження його частоти (ПЧ). Даний принцип роботи наочно роз'яснено на рисунку 3.7.

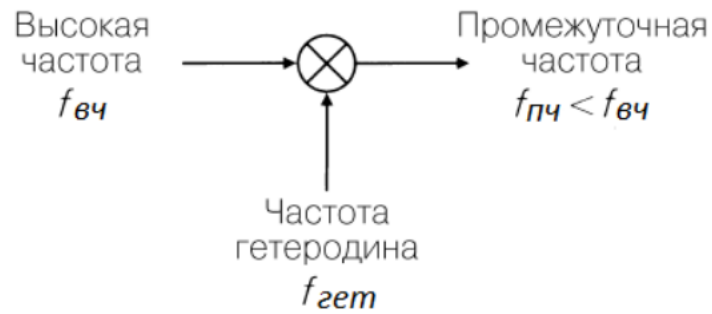


Рисунок 3.7 – Принцип роботи змішувача

Сигнал ВЧ нижче частоти гетеродина, тому сигнал ПЧ виходить в зворотному порядку. На вхід понижуючого змішувача подається ВЧ сигнал:

$$S_{вч}(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_{вч} \cdot t + \varphi(t)). \quad (3.1)$$

І перемножується з сигналом гетеродина:

$$S_{гет}(t) = 2 \cdot \cos \omega_{гет} \cdot t. \quad (3.2)$$

На виході, з урахуванням додаткової складової з сумарною частотою, яку необхідно придушити в фільтрі, маємо:

$$S_{пч}(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_{гет} - \omega_{вч}) \cdot t - \varphi(t) + a(t) \cdot \cos(\omega_{гет} + \omega_{вч}) \cdot t + \varphi(t). \quad (3.3)$$

Тоді спектральний склад сигналу буде виглядати наступним чином, рисунок 3.8.

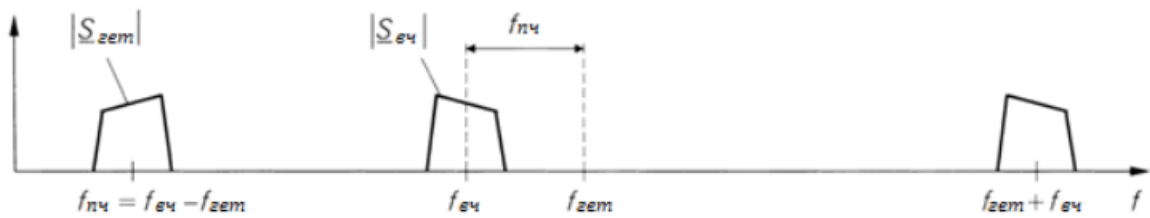


Рисунок 3.8 – Спектральний склад сигналу

Так як в ході перетворення частоти крім корисної прийнятої частоти в проміжну частоту перетворюється також дзеркальна частота  $f_{зк} = f_{гет} - f_{пч}$ . Щоб уникнути такого ефекту, розроблений нами фільтр преселектора володіє такими характеристиками, що всі корисні прийняті частоти збігаються з пропускнуою здатністю, а відповідні дзеркальні частоти – з смугою придушення.

Виходячи з вищевикладеного, сформулюємо вимоги до змішувача:

- вносяться втрати, не більше, дБ мінус 9 ... 12;
- коефіцієнт шуму, не більше, дБ 12;
- ОІР 3 не менше, дБм 30;
- частота на вході RF, МГц 873,6 ... 1000,5;
- частота на вході LO, МГц 1013,6 ... 1140,5;
- частота на виході IF, МГц 140.

ІМС сучасних змішувачів представлені в таблиці 3.2.

Змішувачі фірми Analog Devices мають досить складну схему включення. У змішувачів фірми Minicircuits немає ІМС задовольняють вимогам. Як змішувача виберемо HMC483MS8G фірми Hittite, який працює в діапазоні частот гетеродина 0,7–1,5 ГГц, що задовольняє висунутим вимогам.

Таблиця 3.2 – ІМС першого змішувача

Вузол	Фірма виробник	Тип	Параметр			
			G, дБ	F, дБ	OIP <sub>3</sub> , дБм	PI дБ, дБм
ЗМ	Analog Devices	ADL5811	-7,5	10,7	20	12,0
		ADL5358	-8,3	9,9	17	10,6
	Minicircuits	SYM-30DHW	-6,5	7,5	26	14,0
	Hittite	HMC483MS8G	-9,0	9,0	33	2,
		HMC915LP4	-8,0	8,0	20	18,

Функціональна схема змішувача представлена на рисунку 3.9.

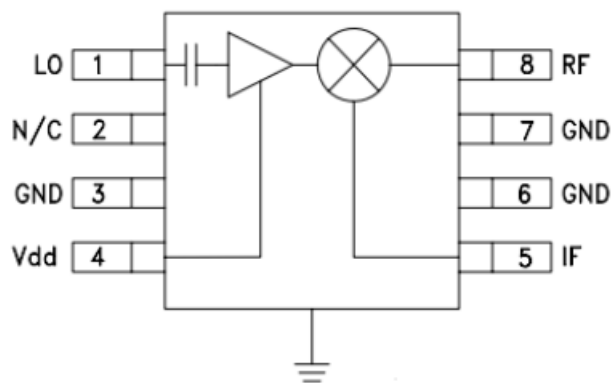


Рисунок 3.9 – Функціональна схема змішувача

Живлення мікросхеми виробляється від напруги +5 В стабілізованого живлення, при струмі споживання 50 мА. На вивод RF надходить вхідний ВЧ сигнал, який змішується з сигналом гетеродина, що приходять на висновок LO. В результаті виділяється сигнал проміжної частоти разом з додатковими складовими, виникли в ході перетворення на виводIF, який надходить на подальшу обробку в тракті ПЧ приймача. небажані складові підлягають придушення за допомогою фільтрів в процесі подальшої обробки сигналу. Для отримання фіксованої частоти на виході IF, сигнал, який надходить з

гетеродина (синтезатора частоти), налаштовується в залежності від обраного каналу прийому. Змішувач виконаний в корпусі для поверхневого монтажу MSOP-8.

### 3.4 Вибір смугового фільтра проміжної частоти

Смуговий фільтр працює на проміжній частоті розташовується після змішувача і перед АЦП і необхідний для фільтрації сигналу від комбінаційних складових, які не повинні пройти в тракт перетворення частоти і не повинні бути оцифровані. Нами було з'ясовано, що для цього завдання найбільше підійде Т-подібний фільтр – діплексер. Він складається з смугасто-проникного і смугасто-загороджувального фільтрів, забезпечує узгодження ланцюгів в 50 Ом. Для цього фільтра не пред'являються високі вимоги по вибірковості, так як комбінаційні складові розташовані досить далеко від центральної частоти, але висуваються жорсткі вимоги за рівнем КСХ, яке повинно наближатися до одиниці на всьому діапазоні частот.

Вимоги для смугового фільтра наступні:

- центральна частота, МГц, 140;
- смуга пропускання за рівнем мінус 3 дБ, МГц, 30;
- нерівномірність у смузі пропускання, дБ, не більше 3;
- опір джерела і навантаження, Ом, 50;
- КСХ не більше 1,35.

За допомогою програми AWR Design Environment побудуємо фільтр-діплексер на зосереджених елементах взявши за основу наведені вимоги.

АЧХ і КСХ фільтра представлені на рисунках 3.10 і 3.11 відповідно.

Принцип роботи даного фільтра наступний: коли ПЧ сигнал проходить через діплексер, і його частота знаходиться поза смуги пропускання, то для таких сигналів діплексер має низький опір і вони замикаються на загальну шину і розсіюються в теплову енергію на резисторах, а сигнали, що входять в

смугу пропускання – проходять практично без втрати потужності. Даний фільтр добре пригнічує позасмугових складові перед лінійним підсилювачем частоти. Елементи виберемо з ряду E24. Схема фільтра представлена на рисунку 3.12.

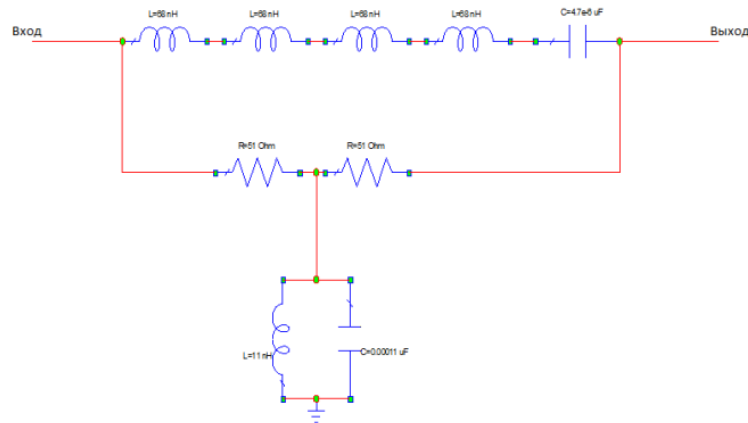


Рисунок 3.10 – Принципова схема фільтру

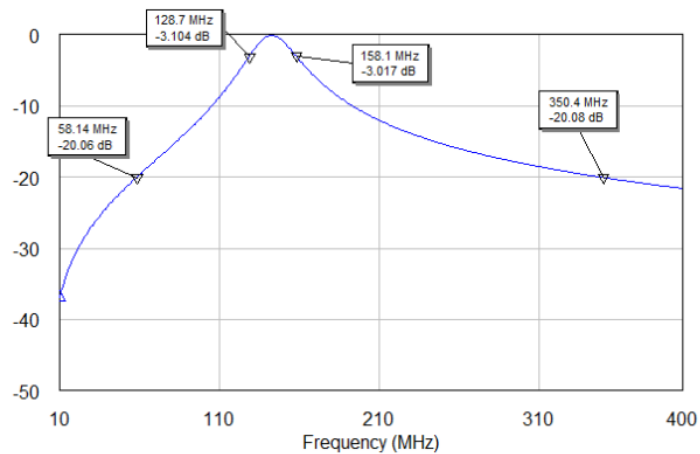


Рисунок 3.11 – АЧХ фільтру



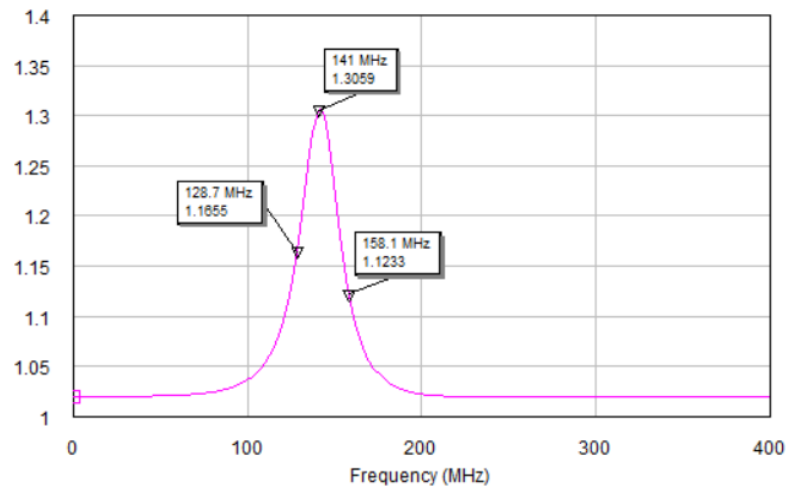


Рисунок 3.12 – КСХ фільтра

### 3.5 Вибір підсилювача проміжної частоти

Відповідно умовою виконання необхідно, щоб підсилювач проміжної частоти відповідав наступним технічним вимогам:

- коефіцієнт підсилення не менше, дБ                    20;
- коефіцієнт шуму не більше, дБ                            3;
- ОІР 3 не менше, дБм                                            40;
- частота, МГц                                                        140;
- малі габарити.

У наведеній нижче таблиці 3.3 розглянемо кілька підсилювачів відомих фірм, і виберемо потрібний нам по характеристикам.

Виходячи з наведеної таблиці, можна зробити висновок, що в нашому приймачі можна застосувати підсилювач ADL5536 фірми Analog Devices.

Типова схема включення виглядає наступним чином, рисунок 3.13.

Схема підключення заявлена виробником мікросхеми. Ланцюги живлення розташовані на виводі 3, фільтр, призначений для усунення паразитного зворотного зв'язку. На вході і виході мікросхеми включені

розподільчі конденсатори C1 і C2, призначені для придушення постійної складової напруги.

Таблиця 3.3 – ІМС ППЧ

Вузол	Фірма виробник	Тип	Параметр			
			G, дБ	F, дБ	OIP <sub>3</sub> , дБм	PI, дБм
ППЧ1	Analog Devices	ADL5536	20,0	3,0	40,0	20,0
	Hittite	HMC741ST89	20,0	2,5	30,0	16,0
	Minicircuits	GVA – 63+	20,0	3,8	34,0	18,8
	M/A –COM	MAAM–009	19,5	6,25	47,0	31,0
	RFMD	SGA6489Z	19,0	2,8	34,0	20,0

Уявімо деякі характеристики підсилювача, які заявив виробник.

На рисунку 3.13 зображено типову схему підключення мікросхеми ADL 5536.

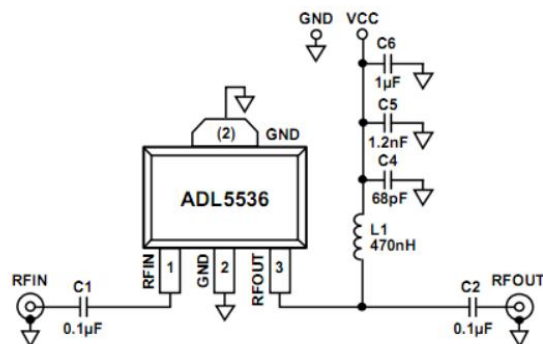


Рисунок 3.13 – Типова схема підключення мікросхеми ADL 5536

На рисунку 3.14 представлена залежність коефіцієнта підсилення від частоти і температури.

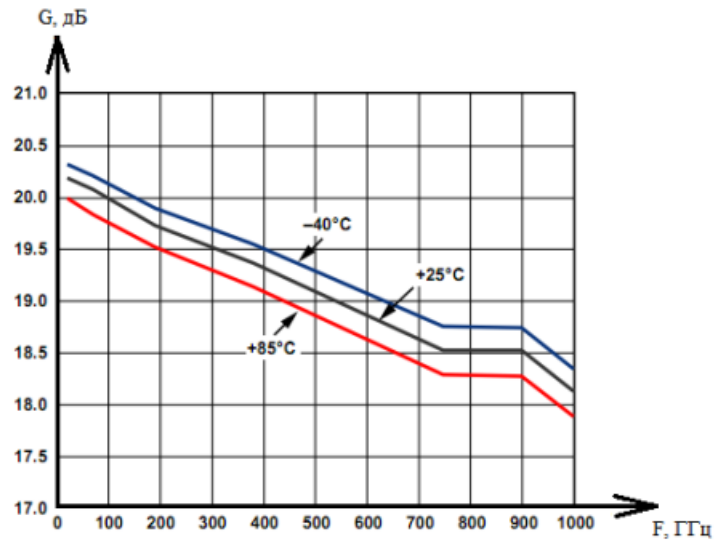


Рисунок 3.14 – Залежність коефіцієнта підсилення мікросхеми ADL 5536 від частоти і температури

Залежність коефіцієнта посилення від температури очевидна, тому не рекомендується піддавати підсилювач сильного нагрівання з боку інших елементів, сильно розсіюють теплову енергію в навколишнє середовище.

Відповідно до технічної документації, дана схема використовується для сигналів з частотою 50 – 1000 МГц і  $V_{dd} = +5$  В. Струм споживання підсилювача складає 105 мА. За допомогою програми AWR Design Environment створимо модель підсилювача і експериментальним шляхом отримаємо залежність КСХН і коефіцієнта посилення при зміні частоти і з'ясуємо, чи потрібна додаткова корекція схеми для досягнення параметрів, що задовольняють поставленим нами вимогам.

На рисунку 3.15 представлено зміну коефіцієнта підсилення від частоти.

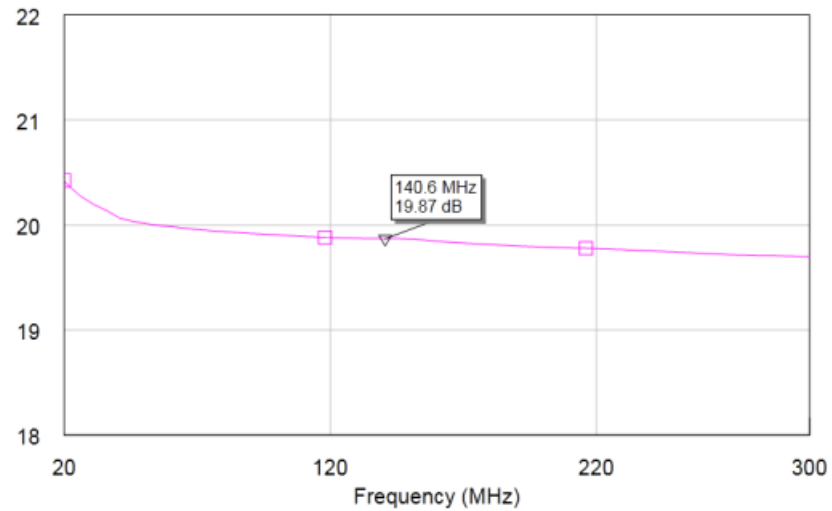


Рисунок 3.15 – Зміна коефіцієнта підсилення від частоти

На рисунку 3.16 представлено зміна КСХН від частоти.

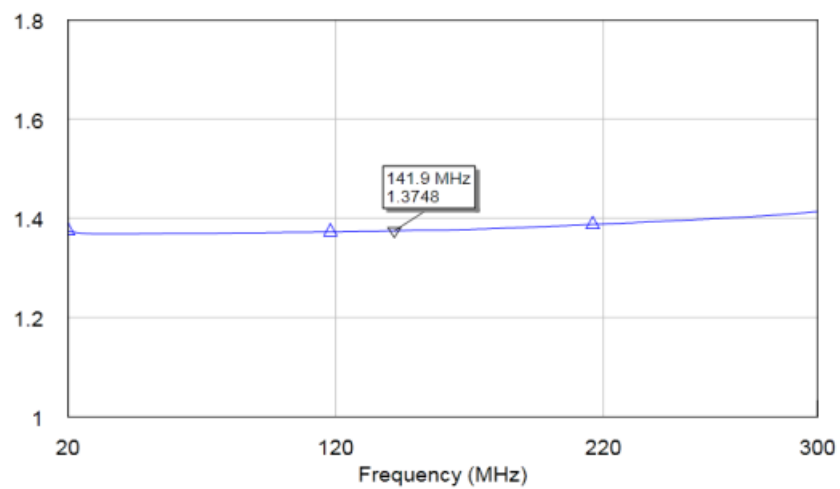


Рисунок 3.16 – Зміна коефіцієнта підсилення від частоти

З рисунків видно, що корекція схеми підключення не обов'язкова, так як значення коефіцієнта стоячої хвилі на частоті 140 МГц задовольняють вимогам завдання. Зміна коефіцієнта посилення практично збігається із

заявленим виробником ІМС значенням, тому по даному параметру включення додаткових елементів теж доцільно.

Мікросхема випускається в корпусі SOT-89.

### 3.6 Вибір смугового фільтра на ПАХ

В умови експлуатації нами заявлено наступні вимоги до смугових фільтрів:

- центральна частота, МГц, 140;
- смуга пропускання за рівнем мінус 3 дБ, МГц, 5;
- нижня смуга затримання, МГц, 0 – 136;
- верхня смуга затримання, МГц, від 142;
- нерівномірність у смузі пропускання, дБ, не більше 3;
- ослаблення в смузі затримання, дБ, не менше 50;
- опір джерела і навантаження, Ом, 50.

Необхідно визначитися з типом фільтра, а так же вибрати їх параметри. Розглянемо фільтр на поверхнево-акустичних хвилях (ПАХ фільтр). Фільтр може бути реалізований на базі технології ІМС. ПАХ фільтр складається з передавального і приймального перетворювачів, трансформують електричний сигнал в акустичну хвилю на вході і назад на виході пристрою. Середовищем для підтримки ПАХ служить п'єзоелектричний звукопровід, на полірованій робочій поверхні якого розташовуються перетворювачі. Оскільки більшість типів перетворювачів ПАХ володіє двоспрямованістю випромінювання, то у уникнути паразитних віддзеркалень на торці звукопроводу наносять поглиначі. В результаті багаторазових відображень від країв електродів і неузгодженості фільтра з зовнішніми навантаженнями виникають хвилі, відбиті від перетворювачів.

Недоліком фільтрів на ПАХ служать істотні втрати в смузі пропускання. Відсутність необхідності настройки і малі розміри є перевагами

ПАР-фільтрів. Розглянемо готові рішення ПАХ-фільтрів вітчизняного виробництва. У таблиці 3.4 надані характеристики ПАХ-фільтрів відповідних за діапазоном пропускання сигналу.

Таблиця 3.4 – Характеристики ПАХ фільтра

Тип фільтра	Центральна частота, МГц	Ширина смуги зрізу, МГц	Рівень зрізу, дБ	Рівень придушення, дБ	Загасання у смузі зрізу, дБ
A343–140M1	1'40,0	42,0	– 1,0	– 50,0	– 18,0
A157–140M1	140,0	43,0	– 2,0	– 50,0	– 15,5
AE1565AM–140	140,0	1,25	– 1,5	– 60,0	– 17,2
A055–140M1	140,0	5,4	– 1,5	– 60,0	– 2,5

Як видно з таблиці близький за необхідними параметрами фільтр AE1565AM–140 не задовольняє нас за рівнем ослаблення в смузі пропускання, а нашим вимогам повністю задовольняє смуговий фільтра на A055-140M1, у якого потрібна нам частота 140 МГц входить в смугу пропускання фільтра. Фільтр A055-140M1 випускається в корпусі для поверхневого монтажу, його вид представлений на рисунку 3.17.

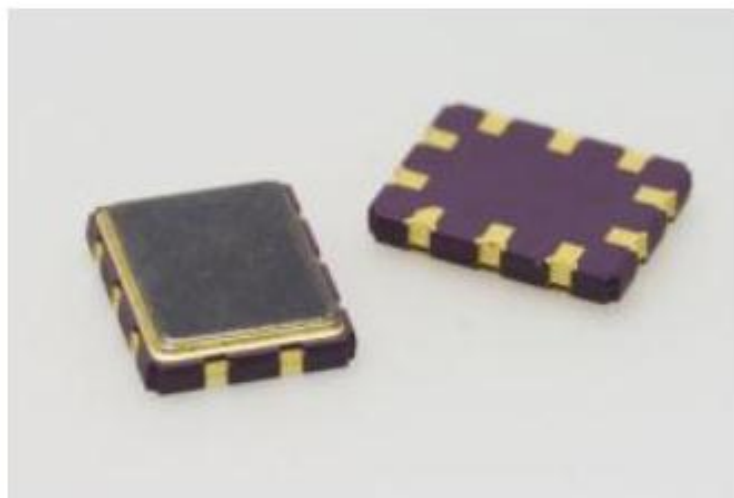


Рисунок 3.17 – Фільтр на ПАХ A055–140M1

### 3.7 Вибір атенюатора

Атенюатор виконує функцію плавного ступеневої або фіксованого зниження інтенсивності сигналу без істотного спотворення його форми і забезпечує постійний рівень потужності на вході АЦП щоб уникнути різних помилок на виході АЦП, спотворення форми сигналу і перевантажень підсилювачів. Виходячи з технічного завдання визначимо необхідні характеристики атенюатора:

– діапазон робочих частот, МГц	0 – 1000;
– внесені втрати, не більше, дБ	3;
– рівень помилки, не більше, дБ	0,5;
– діапазон ослаблення, дБ	3 – 33;
– $OIP_3$ не менше, дБм	50.

Для наших вимог повністю підійде широко застосовується на підприємстві цифровий атенюатор фірми Hittite HMC624LP4. Рівень  $OIP_3$  досить високий і становить 55 дБм, що задовольняє висунутим вимогам, також даний атенюатор має малі втрати рівні 2,8 дБ, що також підходить під пред'явлені вимоги. Рівень помилки становить  $\pm 0,1$  дБ, а діапазон ослаблення становить 0 – мінус 31,5 дБ. Мікросхема має наступну таблицю 3.5 завантаження ослаблення.

Завантаження рівня ослаблення відбувається з керуючого пристрою пам'яті ПЛІС в паралельному режимі шляхом безпосередньої подачі низьких і високих логічних рівнів на адресні лінії D0 ... D5. Логічні рівні позначені одиницями або нулями.

Таблиця 3.5 – Завантаження ослаблення атенюатора

D5	D4	D3	D2	D1	D0	Вносимі втрати, дБ
1	1	1	1	1	1	0
1	1	1	1	1	0	-0,5
1	1	1	1	0	1	-1
1	1	1	0	1	1	-2
1	1	0	1	1	1	-4
1	0	1	1	1	1	-8
0	1	1	1	1	1	-16
0	0	0	0	0	0	-31,5

Рекомендована схема підключення атенюатора виглядає наступним чином рисунок 3.18.

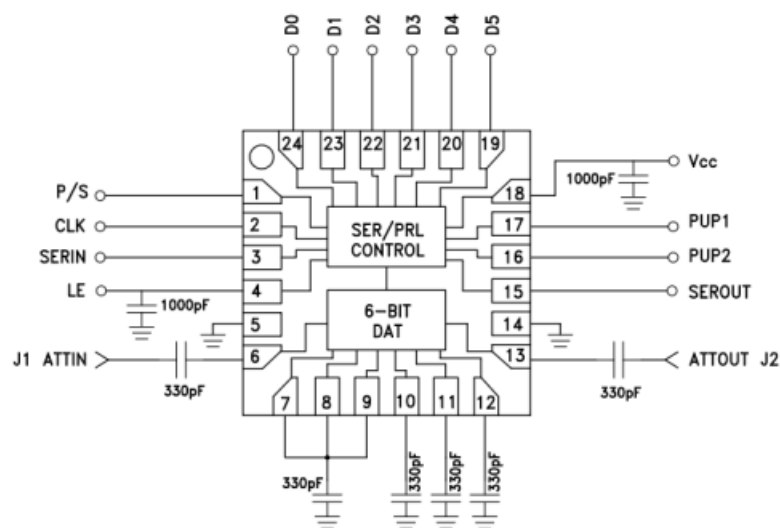


Рисунок 3.18 – Схема підключення атенюатора HMC624LP4

Живлення мікросхеми здійснюється подачею напруги живлення + 5 В від стабілізатора напруги на висновок Vcc через фільтруючий конденсатор в 1000 пФ, що запобігає від наведень перешкод. Струм споживання  $I_{dd} = 2,0$  мА. Вхідний сигнал подається на висновок ATTIN, а знімається з



виведення ATTOUT, також необхідно поставити блокують конденсатори в 330 пФ, як вказано на рисунку 3.18. Атенюатор випускається в корпусі для поверхневого монтажу QFN-24.

### 3.8 Вибір синтезатора частоти і генератора опорної частоти

Як зазначалося раніше, синтезатор частоти призначений для формування сигналу гетеродина відповідно до заданим номером частотного каналу. Працює в режимі підвищення частоти, для виділення сигналу проміжної частоти в змішувачі. Вимоги до синтезатора частот:

- відхилення від сітки частот, кГц, не більше 50;
- відносний рівень другої і третьої гармонік, не більше – 60;
- відносний рівень фазового шуму при відбудові від несучої частоти на 100 кГц, дБ / Гц, не більше – 110;
- частота опорного сигналу, МГц 80;
- рівнем опорного сигналу ТТЛ;
- величина вихідного опору, Ом 50;
- робочий діапазон температур, ° С від – 40 до + 50.

У переліку дозволених для застосування у виробі EPI є ІМС ADF4360-7 (фірми Analog Devices), що містить синтезатор частот (СЧ) і генератор, керований напругою (ГКН).

Компанія Analog Devices випускає широкий спектр мікросхеми ФАПЧ та синтезаторів на основі ФАПЧ. Синтезатори частоти з ФАПЧ представлені сімейством з 9 мікросхем ADF4360 – 0 / 1/2/3/4/5/6/7/8 (таблиця 3.6), реалізованих за єдиною структурною схемою. Схема синтезатора містить вбудований ГКН, цифровий детектор, виконаний на основі фазового компаратора та зарядової схеми, дільник із цільовим коефіцієнтом вхідного та петлевого ділення, а також із загальним коефіцієнтом ділення. Параметри останнього від 0 до 31, від 3 до 8191. Схема вимагає підключення

зовнішнього генератора опорного сигналу з максимальною частотою 80 МГц. Максимальна вихідна частота детектора складається. Напряжение питания всех микросхем однополярного і складається 3,0 – 3,6 В. Для зменшення енергопотреблення надається можливість програмуємої установки великих великих потреб. Усі мікросхеми сімейства випускаються в корпусі. Мікросхеми моделей 0/1/2/3/4/5/6 містять вбудовані індуктивності резонансної системи ГКН. Моделі 7/8 вимагають підключення зовнішніх індуктивностей, для чого передбачені відповідні виводи. Мікросхеми сімейства відрізняються лише діаграмою сіток вихідних частот (таблиця 3.6).

Таблиця 3.6 – Характеристики синтезаторів сімейства ADF4360

Тип ІМС	$F_{\text{вих}}$ (мін.-макс.), МГц	Нормированная спектральная плотность мощности фазового шума, дБм/Гц	Программируемый ток потребления $I_{\text{пот}}$ , мА	Выходная мощность, дБм
ADF4360-0	2450–2725	–217	25–50	–13...–3
ADF4360-1	2050–2450	–217	25–50	–13...–3
ADF4360-2	1850–2150	–217	25–50	–13...–3
ADF4360-3	1600–1950	–217	25–50	–13...–3
ADF4360-4	1450–1750	–217	25–50	–13...–4
ADF4360-5	1200–1400	–217	25–45	–13...–4
ADF4360-6	1050–1250	–217	25–45	–13...–4
ADF4360-7	350–1800	–217	25–45	–13...–4
ADF4360-8	85–400	–217	20–40	–13...–4

Використання такої ІМС забезпечує виконання технічних вимог і спрощує конструювання вузла. На опорний вхід СЧ REF<sub>IN</sub> надходить сигнал від генератора опорної частоти (ГОЧ) рівний 80 МГц. З виходу фазового детектора сигнал через ФНЧ з пропускнуою здатністю 10 кГц надходить на керуючий вхід ГКН. Для узгодження диференціального виходу ГКН з трактом в 50 Ом встановлюється LC – ланцюг на зосереджених елементах, що виконує функцію узгодження. Потужність сигналу на виході ІМС становить мінус (44 – 35) дБ/вт. Струм споживання ІМС становить 26,5 мА, а напруга живлення  $3,3 \pm 0,3$  В. Рівні другої і третьої гармонік ГКН становлять мінус 19 і мінус 9 дБн відповідно. Для їх придушення до рівня мінус 50 дБн необхідно включення ФНЧ з пропускнуою здатністю 1150 МГц і ослабленням

на частоті  $f_{2 \min} = 873,6 \cdot 2 = 1747$  МГц і  $f_{3 \min} = 873,6 \cdot 3 = 2620,8$  МГц, 31 дБ і 41 дБ відповідно. Обмежуючи втрати в ФНЧ величиною 6 дБ отримуємо рівень сигналу без посилення мінус (50 – 41) дБвт. Виходячи з цього можна зробити висновок, що для забезпечення потужності сигналу на вході змішувача мінус (34 – 26) дБ·вт, необхідне посилення 15 – 16 дБ.

Для цих цілей необхідно застосувати підсилювач з низьким рівнем шуму НМС617LP3, що забезпечує необхідне посилення в 16 дБ. Даний підсилювач має струм споживання 88 мА, напруга живлення  $(3 - 5) \pm 0,5$  В.

За рекомендаціями виробника ІМС, ланцюг узгодження будується за схемою, представленої на рисунку 3.19.

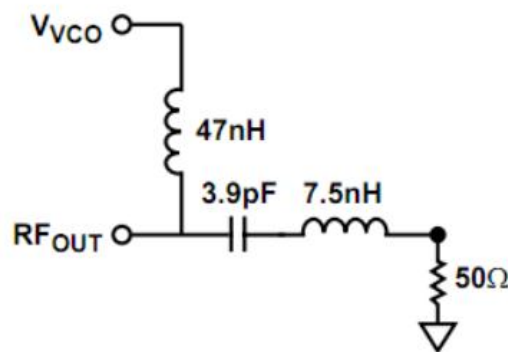


Рисунок 3.19 – Сема підключення ланцюга узгодження

Синтезатор частоти ADF4360-7 має схему підключення, рекомендовану виробником, представлену на рисунку 3.20.

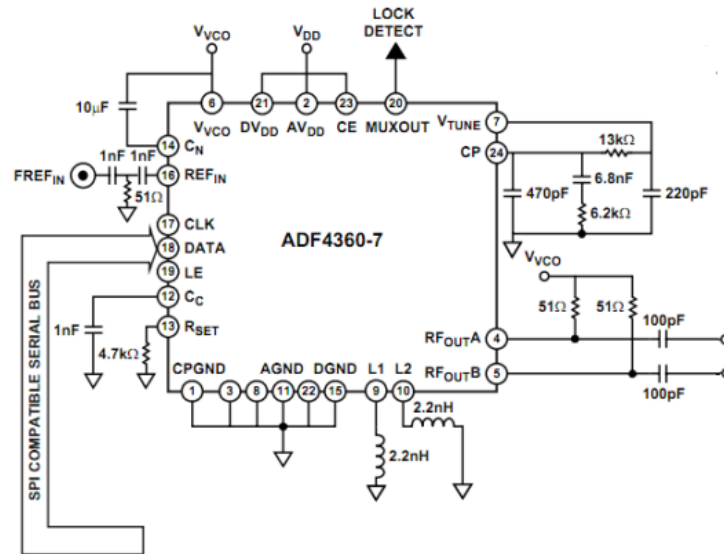


Рисунок 3.20 – Принципова схема синтезатора частоти

Всі номінали деталей обв'язки взяті з стандартного ряду радіодеталей E24 і відповідають налаштуванню на необхідний режим роботи гетеродина.

Синтезатор частоти випускається в корпусі для поверхневого монтажу 24-VQ\_LFCSP. Як вже зазначалося раніше, для синтезатора частоти, а також для синхронізації з АЦП і ПЛІС, необхідний генератор опорної частоти (ГОЧ) 80 МГц. Виявимо необхідні вимоги до генератора:

- номінальне значення частоти, МГц 80
- напруга живлення, В плюс 3.3
- робочий діапазон температур, ° С – 40 до + 55
- рівень сигналу опорної частоти ТТЛ.

Даним вимогам задовольняє генератор опорної частоти фірми Abracon Corporation – ABLJO 80MHZ. Він має наступні характеристики:

- генеріруема частота, МГц 80;
- напруга живлення, В 3,135 ... 3,546;
- потребляеми струм, не більше, мА 25;
- діапазон температур, ° С від – 40 до + 85;

- рівень сигналу опорної частоти ТТЛ;
- температурна нестабільність частоти, в межах  $\pm 25 \cdot 10^{-6}$  ;
- довговременная нестабільність частоти, не більше  $\pm 40 \cdot 10^{-6}$  .

У нашому проєкті, як сказано вище, генератор працює на частоті 80 МГц, перевершує вимоги по температурному режиму, а також задовольняє вимогами по харчуванню та нестабільності. Генератор ABLJO випускається в корпусі для поверхневого монтажу. Загальний вигляд корпусу представлений на рисунку 3.21.

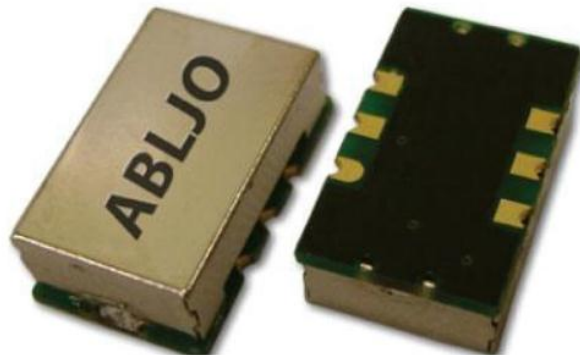


Рисунок 3.21 – Генератор опорного сигналу ABLJO

### 3.9 Вибір АЦП

Згідно з технічним завданням АЦП повинен мати 16-розрядний вихід і частоту дискретизації 300 МГц. Даним вимогам відповідає застосований на підприємстві аналогово-цифровий перетворювач AD9265BCPZ-125 фірми Analog Devices. На рисунку 3.22 зображено ІМС і назва його виводів.

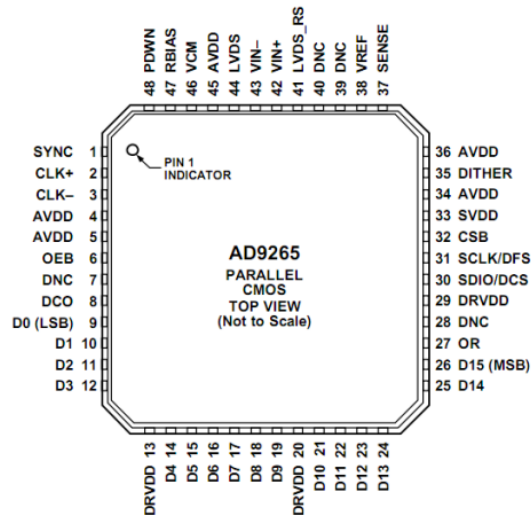


Рисунок 3.22 – AD9265 і назва його виводів

Призначення виводів наведено в таблиці 3.7.

Таблиця 3.7 – Призначення виводів мікросхеми AD9265

Позначення	Тип	Функціональне призначення
DRVDD	постійний	Живлення цифрової частини
AVDD	постійний	Живлення аналогової частини
SVDD	постійний	Живлення послідовного інтерфейса SPI
DNC	постійний	Незадієні контакти
AGND	заземлення	Заземлення аналогової частини АЦП
VIN+	вхід	Диференціальний аналоговий вхід (+)
VIN-	вхід	Диференціальний аналоговий вхід (-)
VREF	вхід/вихід	Вхід/вихід референсної напруги
SENSE	вхід	Сигнал вибору режима
RBIAS	вхід / вихід	Синфазний сигнал зміщення аналогових входів

## Продовження таблиці 3.7

Позначення	Тип	Функціональне призначення
VCM	вихід	Синфазний сигнал зміщення аналогових виходів
CLK+	вхід	Тактовий сигнал АЦП – основний
CLK–	вхід	Тактовий сигнал АЦП – додатковий
SYNC	вхід	Вхід синхронізації
D0 – D15	виходи	16-розрядний вихідний цифровий сигнал (КМОП рівні)
OR	Вихід	Сигнал переповнення
DCO	вихід	Вихідний тактовий сигнал
SCLK / DFS	вхід	Сигнал синхронізації інтерфейса SPI
SDIO / DCS	вхід/вихід	Вхід даних інтерфейса SPI
SCB	вхід	Сигнал дозволу роботи інтерфейса SPI
6 OEB	вхід	Вхід підключення мікросхеми
35 DITHER	вхід	Сигнал встановлення процесу згладжування
41 LVDS RR	вхід	Встановлення обмеження виходу
44 LVDS	вхід	Встановлення режиму LVDS
48DWN P	вхід	Дозвол считування

Дана ІМС випускається в 48-виводному варіанті в корпусі 48 – Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP-VQ].

Схема підключення вхідного сигналу до АЦП показана на рисунку 3.23.

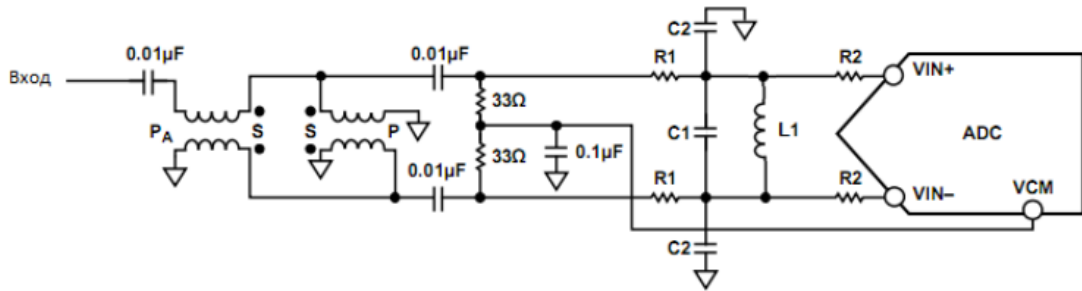


Рисунок 3.23 – Схема підключення АЦП

Значення  $R1$ ,  $R2$ ,  $C1$ ,  $C2$  вибираються відповідно до частоти вхідного сигналу по таблиці 3.8. Індуктивність котушки для частоти вхідного сигналу 140 МГц приблизно дорівнює 130 нГн.

Таблиця 3.8 – Номінали опорів і ємностей для  $R1$ ,  $R2$ ,  $C1$ ,  $C2$ 

Частота вхідного сигналу, МГц	$R1$ , Ом	$C1$ , пФ	$R2$ , Ом	$C2$ , пФ
Від 0 до 100	15	18	15	22
Від 100 до 300	10	10	19	10

У нашому випадку, при частоті вхідного сигналу 140 МГц, номінали  $R1$ ,  $R2$ ,  $C1$ ,  $C2$  однакові і рівні 10 Ом і 10 пФ відповідно. Схема підключення кварцового генератора до АЦП показана на рисунку 3.24.

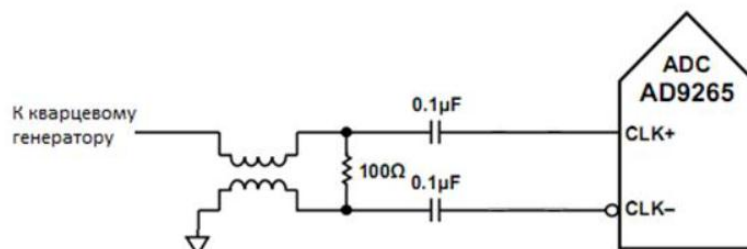


Рисунок 3.24 – Схема підключення до АЦП кварцового генератора



### 3.10 Вибір системи живлення приймача

Перетворювач напруги призначений для перетворення напруги первинного джерела живлення в напругу живлення вузлів приймача.

Основні технічні вимоги до системи живлення радіоприймального тракту сформовані на основі рекомендацій виробників мікросхем.

Вхідна напруга складає значення 15 ... 30 В.

Вихідні напруги і струми споживання окремих елементів і вузлів відображені в таблиці 3.9.

Таблиця 3.9 – Вихідні напруги і струми споживання

Напруга, В	Струм, мА	Вузол
+12 ± 5 %	500	ПЛІС
+1,8 ± 5 %	100	ПЛІС
+1,8 ± 5 %	126	АЦП (аналогова частина )
+1,8 ± 5 %	24	АЦП ( цифрова частина )
+3,3 ± 5 %	200 +150	Синтезатор, ГОЧ. панель управління, ПЗП
+5 ± 5 %	88	ПВЧ
+5 ± 5 %	315	ППЧ, атенюатор
+5 ± 5 %	50	Змішувач
+5 ± 5 %	16	Логарифмічний підсилювач

Живлення приймача здійснюється від плюс (15-30) В постійного напруги. Для забезпечення прийнятних ККД, пульсацій напруги, необхідної потужності і габаритів ПН застосуємо схему в якій, перетворення живлення з плюс (15 ... 30) В до плюс 6 У і плюс 3,3 В виконується на окремій платі живлення і використовується 2 перетворювача DC / DC, а необхідні стабілізовані напруги для використовуваних ІМС: плюс 5 В, плюс 3,3 В,

плюс 1,8 В, плюс 1,2 В отримаємо безпосередньо на платі приймача за допомогою набору лінійних стабілізаторів напруги.

Напруга плюс 5 В, плюс 3,3 можна отримати шляхом лінійної стабілізації напруги плюс 6 В, а напруги плюс 1,2 В, плюс 1,8 В отримаємо лінійної стабілізацією напруги плюс 3,3 В. Функціональна схема перетворювачів напруги і лінійних стабілізаторів зображена на рисунку 3.25.

Виходячи з інформації, відображеній у таблиці 3.10 сформуємо вимоги до DC / DC перетворювачів.

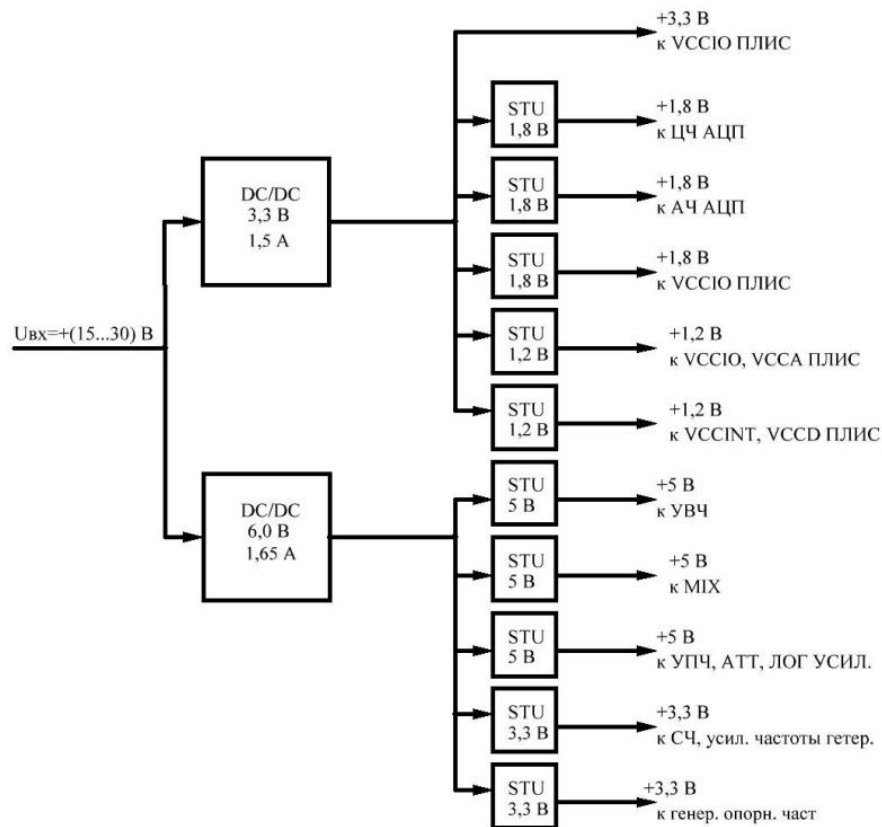


Рисунок 3.25 – Функціональна схема системи живлення

Таблиця 3.10 – Вимоги до перетворювачів DC / DC

U НОМ , В	I МІН , мА	I НОМ , А	P НОМ , Вт
+3,3 ± 5%	750	1,50	4,95
+6,0 ± 5%	820	1,65	9,8

Виходячи із заданих вимог по струму, напрузі і потужності, в платі перетворення напруги застосуємо зазначені в Ері і широко використовувані підприємством перетворювачі живлення СПН 27-05-3.3 і СПН 27-10-06 на плюс 3,3 В і плюс 6 У відповідно. Дані перетворювачі напруги мають такі характеристики:

- |                                    |                   |
|------------------------------------|-------------------|
| – тип                              | СПН 27–05–3.3–І:  |
| – вхідна напруга, В                | + (15 – 30);      |
| – струм, не більше, А              | 0,78;             |
| – вихідна номінальна напруга, В    | 3,3;              |
| – вихідний номінальний струм, А    | 1,52;             |
| – номінальна потужність, Вт        | 5;                |
| – пульсації вихідної напруги, мВ   | 50;               |
| – робочий діапазон температур, ° С | від – 60 до + 85; |
| – тип                              | СПН 27–10–6–І:    |
| – вхідна напруга, В                | плюс (15 ... 30); |
| – струм, не більше, А              | 0,85;             |
| – вихідна номінальна напруга, В    | 6;                |
| – вихідний номінальний струм, А    | 67;               |
| – номінальна потужність, Вт        | 10;               |
| – пульсації вихідної напруги, мВ   | 50;               |
| – робочий діапазон температур, ° С | від -60 до + 85;  |

Стандартне підключення, рекомендоване фірмою виробником показано на рисунку 3.26.

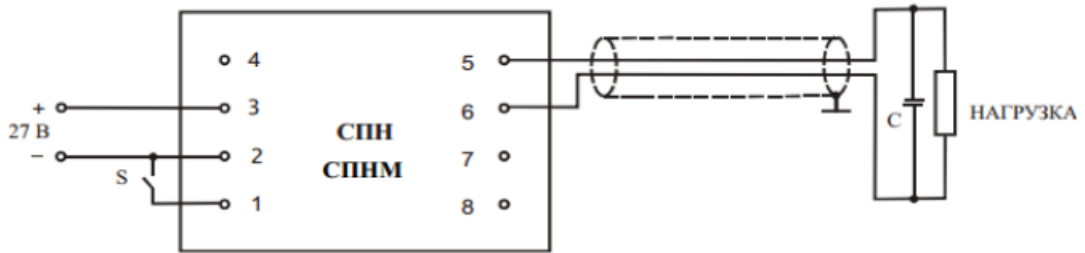


Рисунок 3.26 – Схема підключення модуля харчування

Номінал фільтруючого конденсатора  $C = 0,22 - 0,47$  мкФ.  $S$  –ключ вимикання модуля живлення. Для виключення перешкод, до модулів живлення, і після кожного з них, необхідно використовувати завадопригнічувальні фільтри ФПС 50–0.3. Технічні характеристики фільтрів:

- максимальне вхідна напруга, В 50;
- номінальний струм, А 3;
- внутрішнє падіння напруги, не більше, мВ 300;
- загасіння в діапазоні від 0,1 до 50 МГц, не менше, дБ 30;
- затгасіння на частотах 0,5 МГц, 1 МГц, 5 МГц, не менше, дБ 40.

Сформуємо вимоги до лінійних стабілізаторів по необхідному рівню напруги і струму (таблиця 3.11).

Таблиця 3.11 – Вимоги до лінійних стабілізаторів

U НОМ , В	I МІН , мА	I НОМ , А	P НОМ , Вт
+1,2 ± 5%	500	0,5	0,6
+1,8 ± 5%	180	0,2	0,37
+1,8 ± 5%	25	0,025	0,045
+1,8 ± 5%	200	0,2	0,36
+3,3 ± 5%	150	0,15	0,5
+5,0 ± 5%	88	0,1	0,5

U НОМ , В	I МІН , мА	I НОМ , А	P НОМ , Вт
+5,0 ± 5%	315	0,35	0,175
+5,0 ± 5%	70	0,1	0,5

Заданим вимогам в повній мірі задовольняють регулятори напруги LT1963ES8. Основні характеристики регулятора напруги:

- діапазон вхідних напруг, В 2,5 ... 20;
- діапазон вихідних напруг, В 1,2 ... 20;
- вихідний струм, А 1,5;
- фіксовані значення напруг, В 1,5; 1,8; 2,5; 3,3;
- опорна напруга ( $U_{ADJ}$ ), В 1,2;
- робочий діапазон температур, °С від -40 до +125.

Типова схема включення регулятора напруги представлена на рисунку 3.27. Для захисту від високочастотних електромагнітних завад на вхід регуляторів необхідно поставити фільтри NFE61H фірми Murata.

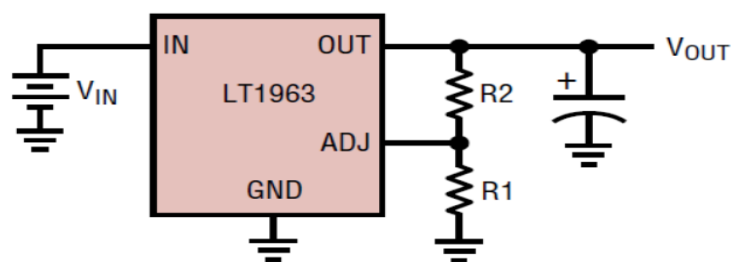


Рисунок 3.27 – Типова схема включення

Мікросхема виконана в корпусі SO-8 для поверхневого монтажу. Для розрахунку номіналів резисторів скористаємося формулою:

$$V_{OUT} = V_{ADJ} \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ} \cdot R2, \quad (3.4)$$

де  $V_{ADJ} = 1,21$  В, опорна напруга;

$I_{ADJ} = 3 \cdot 10^{-6}$ , струм регулюючого виводу;

R1 резистор має бути менше ніж 4,17 кОм.

Для напруги живлення 5 В виберемо R1 = 2,5 кОм, тоді підставляючи значення в формулу (3.4) отримаємо R2 7,9 кОм. Виберемо з стандартного ряду E24 значення опору рівне 8,2 кОм  $\pm 5$  %.

## ВИСНОВКИ

Підсумком виконаної роботи є розробка функціональної схеми і вибір всіх основних елементів ВЧ частини і конструкції універсального радіоприймального тракту, здатного робити у портативному аналізаторі сигналів формату MLS. У складі приймального тракту застосовуються програмований однокристальний мікроконтролер типу PIC16F1508 для забезпечення синхронної роботи усіх елементів і модулів, схема синтезатора частот із застосуванням ІМС типу ADF 4260-7, який формує сітку частот для 40 каналів прийому, швидкодіючий аналогоцифровий перетворювач типу ADL 9265, цифровий сигнальний процесор типу ADSP 2181.

Цей процесор орієнтован на максимальну продуктивність і у більшості своєму має спеціалізовану архітектуру. Така архітектура дозволяє швидко обробляти дані але вона мало ефективна для вирішення задач, пов'язаних з управлінням системи в цілому. Для задач опиту клавіатури, обслуговуванню індикаторів, підтримки різноманітних інтерфейсів обміну, управління зовнішніми виконавчими механізмами зручно і раціонально буде застосовувати мікроконтролера, який за своїми функціями найбільш повно задовольняє поставленим задачам. Багато проектів вирішуються застосуванням зв'язки – DSP-процесор плюс управляючий мікроконтролер, при тому усі основні функції управління і забезпечення взаємодією пристроїв у системі приймає на себе мікроконтролер, а задачі пов'язані з швидкою обробкою даних у аналоговій формі виконує сигнальний процесор. Як правило, сигнальний процесор виконує програму записану у швидкому запам'ятовуючому пристрою (ПЛІС).

Прилад має внутрішню схему послідовного інтерфейсу типу SPI для зв'язку із зовнішнім ПЕОМ.

Прилад відрізняється прийнятною для практичних застосувань точністю вимірювань і відносно малим масогабаритними характеристиками.

**ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. Григорьев О.П. Диоды: Справочник [Текст] / О.П. Григорьев и др. – М.: Радио и связь, 1990. – 336 с.
2. Белинский В.Т. Практическое пособие по учебному конструированию РЭА [Текст] / В.Т. Белинский и др.; под ред. К.Б. Круповского-Синевица. – К.: Вища школа, 1992. – 494 с.
3. Петровский И.И. Логические ИС КР1533, КР1554. Справочник [Текст] / И.И. Петровский. В 2-х частях. – М.: Бином, 1993. – 253 с.
4. Ред Э.Т. Схемотехника приемников: Практическое пособие [Текст] / Э.Т. Ред. Пер. с фр. – М.: Мир, 1989. – 152 с.
5. Ровдо А.А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами [Текст] / А.А. Ровдо. – М.: Лайт Лтд, 2000. – 288 с.
6. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: схемы, блоки, 50-омная техника [Текст] / Э. Ред: Пер. с нем. – М.: Мир, 1990. – 256 с.
7. Фомин Н.Н. Радиоприёмные устройства: Учебник для вузов [Текст] / Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. – М.: Радио и связь, 1996. – 512 с.
8. Воллернер Н.П. Радіоприймальні пристрої: навч. посібник [Текст] / Н.П. Воллернер. – К.: Вища школа, 1993. – 391 с.
9. Богданович Б.М. Радиоприёмные устройства: учебн. пособие для вузов [Текст] / Б.М. Богданович, Н.И. Окулич. – Минск.: Выш. шк., 1991. – 428 с.