

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ

**«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Радіотехнічний факультет

Кафедра радіоінженерії

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

 Сергій ЛІТВІНЦЕВ

«12» червня 2025 р.

Дипломна робота

на здобуття ступеня бакалавра за освітньою програмою

«Інформаційна та комунікаційна радіоінженерія»

спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

на тему: «Дослідження інтермодуляції в міксерах на К-діапазон»

Виконав (-ла):

студент (-ка) III курсу, групи РІ-п21

Корольов Владислав Валерійович



Керівник:

асистент

Козачук Максим Андрійович



Рецензент:

професор

Васильєв Володимир Миколайович

Засвідчую, що у цій дипломній
роботі немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент (-ка) _____

Київ – 2025 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Радіотехнічний факультет

Кафедра радіоінженерії

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітня програма «Інформаційна та комунікаційна радіоінженерія»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

 Сергій ЛІТВІНЦЕВ

«14» квітня _____ 2025 р.

ЗАВДАННЯ

**на дипломну роботу студенту
Корольову Владислав Валерійовичу**

1. Тема роботи «Дослідження інтермодуляції в міксерах на К-діапазон», керівник проекту Козачук Максим Андрійович, асистент, затверджені наказом по університету від «29» травня 2025р. №1841-с

2. Термін _____ подання _____ студентом _____ роботи 12 червня. _____

3. Вихідні дані до роботи Робочий діапазон, тип міксерів, параметри сигналів, критерії дослідження, середовище дослідження

4. Зміст пояснювальної записки Вступ, огляд літературних джерел, аналіз нелінійностей у міксерах, теоретичні аспекти інтермодуляційних спотворень, методика експериментальних вимірювань, аналіз результатів, висновки.

5. Консультанти розділів проекту

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв

6. Дата видачі завдання _____ квітня 2025 р.

Календарний план

з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
	Аналіз технічного завдання	10.05.2025 – 13.05.2025	Виконано
	Огляд літератури	14.05.2025 – 17.05.2025	Виконано
	Проведення експериментів з вимірювання інтермодуляції у лабораторії та аналіз отриманих результатів	18.05.2025 – 27.05.2025	Виконано
	Оформлення пояснювальної записки	28.05.2025 – 09.06.2025	Виконано

Студент



Владислав КОРОЛЬОВ

Керівник



Максим КОЗАЧУК

АНОТАЦІЯ

Темою даного дипломного проєкту є «Дослідження інтермодуляційних спотворень у міксерах К-діапазону».

Дипломний проєкт викладено на 87 сторінках, які включають 68 ілюстрації, 18 таблиць, 18 посилань.

У дипломному проєкті досліджено інтермодуляційні спотворення, що виникають у міксерах під час роботи в К-діапазоні ($\approx 18\text{--}26,5$ ГГц). Проведено порівняння двох міксерів (НМС264LC3В та НМС264LM3) за допомогою експериментів з двотональним сигналом на різних рівнях потужності та атенюації. Отримані результати використано для оцінки лінійності пристроїв та ефективності їх застосування у високо-частотних системах.

ANNOTATION

The topic of this diploma project is “ Intermodulation research in K-band mixers ”. The diploma project is presented on 87 pages, including 68 illustrations, 18 tables, 18 references.

The thesis project investigates the intermodulation distortions that occur in mixers when operating in the K-band ($\approx 18\text{-}26.5$ GHz). Two mixers (HMC264LC3B and HMC264LM3) were compared using experiments with a two-tone signal at different power and attenuation levels. The obtained results are used to evaluate the linearity of the devices and the efficiency of their application in high-frequency systems.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП	8
РОЗДІЛ 1. МІКСЕРИ	10
1.1 Призначення та застосування міксерів	10
1.2 Принцип роботи	13
1.3 Параметри міксерів	15
РОЗДІЛ 2. ІНТЕРМОДУЛЯЦІЯ	17
2.1 Сутність інтермодуляції	17
2.2 Види інтермодуляційних спотворень	22
2.3 Походження інтермодуляційних спотворень у міксерах.....	25
2.4 Методи дослідження та вимірювання	26
2.6 Стандарти вимірювання спотворень сигналу	29
РОЗДІЛ 3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ.....	32
3.1 Мета експерименту	32
3.2 Опис дослідження	32
3.3 Дослідження загальної інтермодуляції в міксерах без фільтрів та виключно з вихідним фільтром.....	36
3.4 Дослідження інтермодуляції в міксерах без підсилювачів	50
3.5 Дослідження інтермодуляції в міксерах з підсилювачами	65
Висновок	85
Список використаних джерел	86

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

RF – вхідний сигнал, порт вхідного сигналу.

LO – сигнал гетеродину, порт гетеродину.

IF – проміжний сигнал, порт вихідного сигналу після змішування.

IP2 (Second-order Intercept Point) — параметр другої точки перетину.

IP3(Third-order Intercept Point) – параметр третьої точки перетину.

PIM – пасивна інтермодуляція.

GaAs MESFET — польовий транзистор на арсеніді галію з метал-напівпровідниковим переходом

pHEMT — псевдоморфний високоефективний транзистор з високою рухливістю електронів

SiGe HBT — біполярний транзистор з гетеропереходом на основі кремнію та германію

ІМД – інтермодуляція/інтермодуляційні

ВСТУП

Міксери (частотні перетворювачі) відіграють ключову роль у сучасних радіотехнічних системах (як у приймачах, так і у передавачах). Вони призначені для перетворення сигналу з однієї частоти на іншу без зміни інформаційного змісту сигналу. У радіоприймачах міксер дозволяє переносити прийнятий високочастотний сигнал на проміжну чи низьку частоту, зручну для подальшої обробки та фільтрації. В радіопередавачах, навпаки, міксер здійснює підняття частоти модульованого сигналу до рівня несучої, на якій здійснюється передача. Завдяки міксерам реалізуються гетеродинні (супергетеродинні) архітектури, що забезпечують високу чутливість і селективність приймачів, а також гнучкість налаштування частоти в передавачах. [1]

Одним із небажаних наслідків використання міксерів та інших нелінійних елементів є виникнення інтермодуляційних спотворень. Інтермодуляція виникає через нелінійність характеристик: при одночасній присутності декількох сигналів на вході пристрою генеруються нові складові спектра на комбінаційних частотах вхідних сигналів. Ці інтермодуляційні складові не несуть корисної інформації та можуть накладатися на робочі частоти, створюючи перешкоди для потрібних сигналів. Наслідком є зменшення динамічного діапазону системи, погіршення якості прийому та передачі, а також можливі взаємні завади між сусідніми каналами. В системах зв'язку та радіолокації інтермодуляційні спотворення особливо небезпечні, оскільки вони можуть маскувати слабкі сигнали або імітувати хибні цілі. [7]

К-діапазон, частоти приблизно від 18 до 26,5 ГГц, належить до діапазону мікрохвиль, тобто сантиметрові хвилі та межує з міліметровим діапазоном. Він активно використовується у сучасних бездротових технологіях. Зокрема, у системах зв'язку п'ятого покоління виділено діапазони частот близько 24–27 ГГц, що дозволяє забезпечити надвисокі швидкості передавання даних на малих відстанях. Також частоти К-діапазону

застосовуються в радіолокаційних системах, наприклад в автомобільних радарх 24 ГГц для високоточного виявлення об'єктів, а також у супутниковому зв'язку та метеорологічних радарх.

Робота електронних компонентів у К-діапазоні супроводжується низкою специфічних складнощів. По-перше, коротша довжина хвилі вимагає високої точності виготовлення компонентів і розводки схем, оскільки навіть незначні паразитні елементи можуть впливати на характеристики. По-друге, втрати сигналу на високих частотах зростають, тому міксери повинні мати мінімальні власні втрати та шум, щоб забезпечити достатній рівень сигналу. По-третє, важливою вимогою є висока лінійність міксерів у цьому діапазоні: потужні сигнали не повинні призводити до насичення або появи надмірних інтермодуляційних складових. Крім того, потрібна належна ізоляція між портами міксера (RF, IF, LO), щоб запобігти витоків сигналів і додатковим спотворенням. Таким чином, проєктування міксерів для К-діапазону потребує передових технологій та ретельного врахування високочастотних ефектів. [11]

Розширення використання К-діапазону в зв'язку та радіолокації зумовлює актуальність детального вивчення інтермодуляційних спотворень у міксерах цього діапазону. Високочастотні системи 5G та сучасні радари пред'являють підвищені вимоги до лінійності і динамічного діапазону компонентів. Навіть незначна нелінійність міксера на цих частотах може спричинити появу завад, що обмежують продуктивність системи. Тому у межах цієї роботи буде проведено дослідження інтермодуляційних характеристик двох різних типів міксерів, зокрема їх здатності протистояти нелінійним спотворенням. Для цього буде застосовано два різні методи вимірювання інтермодуляції, що дозволить не лише порівняти ефективність самих міксерів, а й оцінити переваги та недоліки кожного з методів. Такий підхід дасть змогу визначити, який з аналізованих міксерів краще придатний для роботи в К-діапазоні, а також який метод дослідження є більш інформативним і точним для оцінки інтермодуляційних спотворень.

РОЗДІЛ 1. МІКСЕРИ

1.1 Призначення та застосування міксерів

Міксер – це трипортовий пристрій, що виконує перетворення частоти сигналу. Він має порти RF, LO і IF, де RF – порт вхідного сигналу, LO – порт гетеродину, а IF – порт вихідного сигналу після змішування. На виході змішувач формує суми та різниці частот двох вхідних сигналів. Завдяки цьому міксери забезпечують зміну частоти: у супергетеродинному приймачі RF-порту відповідає радіочастотний сигнал, а на виході IF-порту отримують проміжний сигнал більш низької частоти, тоді як у передавачі відбувається зворотній процес – підвищення частоти від IF до RF. Зміщення частоти дозволяє накопичувати посилення, фільтрацію та інші операції на зручному інтермедіатному рівні, що є основою гетеродинних схем та інших архітектур зв'язку. [1]

За видом елементів виділяють пасивні та активні міксери.

Пасивні міксери реалізують функцію змішування через нелінійний елемент без власного підсилення, але у них існує перетворювальне загасання потужності. Такі конструкції відзначаються простотою, широким діапазоном частот і хорошим рівнем спотворень інтермодуляції при невисокій ціні. Отже, розберемо основні переваги та недоліки пасивних міксерів. Переваги:

- Низький рівень шуму — не вносять додаткового шуму, оскільки не підсилюють сигнал.
- Широкий частотний діапазон роботи, включно з К-діапазоном і вище.
- Висока термостійкість і стабільність параметрів.
- Високий рівень ізоляції між портами (особливо у подвійно балансованих схемах).

- Добре підходять для роботи з великими сигналами, оскільки мають високу динамічну межу.

Недоліки:

- Втрати перетворення (conversion loss): типові значення 6–9 дБ.
- Не забезпечують підсилення — потрібно зовнішнє підсилення.
- Обмежені можливості управління (немає регулювання посилення тощо).

Активні міксери, навпаки, побудовані на базі транзисторних каскадів і забезпечують конверсійне підсилення. Активні топології менш чутливі до узгодження навантаження і зазвичай мають нижче коефіцієнти спотворень, але вимагають живлення та складніші в реалізації. Розберемо переваги та недоліки активних міксерів.

Переваги:

- Можуть забезпечувати підсилення сигналу (тобто мають коефіцієнт перетворення > 0 дБ).
- Можливість інтеграції в складні схеми та системи на кристалі (SoC).
- Зазвичай мають кращу керованість (управління зміщенням, живленням тощо).
- Компактність у вигляді MMIC-рішень.

Недоліки:

- Вищий рівень власного шуму, що може погіршити чутливість приймача.
- Менший динамічний діапазон — швидше входять у режим насичення при сильних сигналах.
- Чутливі до перегріву та коливань напруги живлення.
- Складніше забезпечити хорошу ізоляцію між портами без додаткових схем.

Існують три основні топології міксерів: незбалансовані, однобалансні та двобалансні.

Незбалансований міксер просто поєднує два вхідні сигнали без спеціального балансування, через що на виході присутні оригінальні компоненти вхідного сигналу, гетеродину та проміжної частоти. [1]

Однобалансний міксер містить один балансувальний елемент та два нелінійні елементи, що дозволяє ізолювати деякі компоненти і зменшити інтермодуляцію. [2]

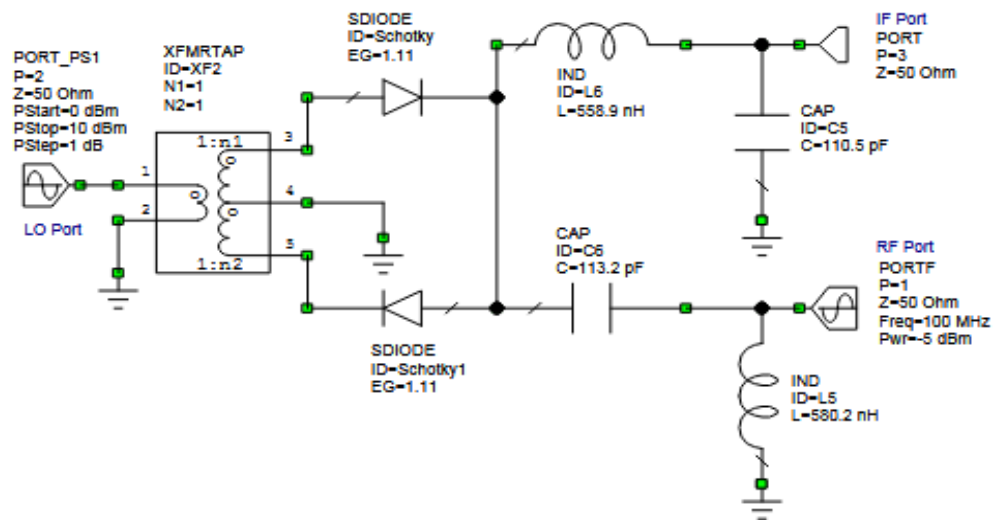


Рисунок 1 – Приклад схеми однобалансного міксеру [2]

Подвійно збалансований міксер, наприклад, як класичний кільцевий діодний міксер, містить два балуни та чотири діоди; це забезпечує високу ізоляцію між портами RF, LO та IF і істотно знижує рівень інтермодуляційних продуктів, аж до 75% менше порівняно з незбалансованим варіантом. [2]

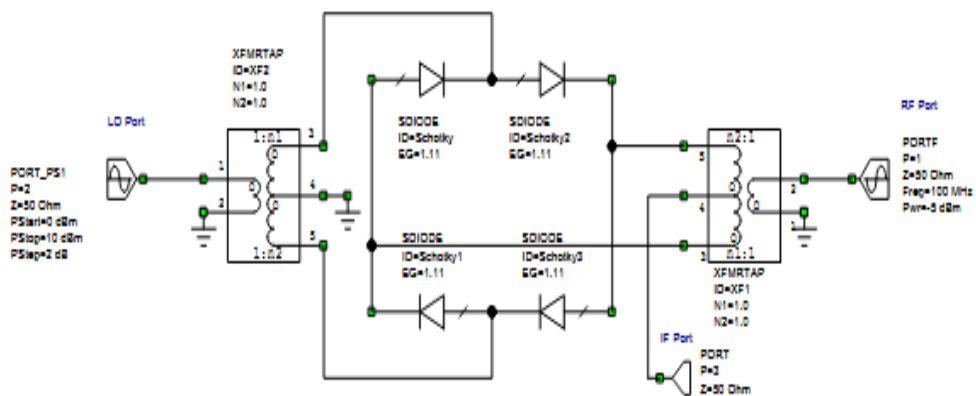


Рисунок 2 – Приклад схеми двобалансного міксеру [2]

1.2 Принцип роботи

Основою роботи міксеру є перемноження вхідного сигналу з сигналом локального гетеродина. Ідеальним міксером є нелінійний елемент, що створює суму та різницю частот але також він утворює багату варіативність гармонік та інших небажаних продуктів вхідного сигналу. На рисунку 3 ми можемо розглянути перетворення частоти з її підвищенням, де сигнал гетеродину (LO) на доволі високій частоті під'єднаний до одного з вхідних портів міксеру. Сигнал гетеродину (LO) можна представити як: [1]

$$v_{LO}(t) = \cos 2\pi f_{LO} t \quad (1)$$

На інший вхід міксеру подається нижча проміжна частота. Цей сигнал в основному має інформацію чи дані які треба передати, і може бути представлений як:

$$v_{IF}(t) = \cos 2\pi f_{IF} t \quad (2)$$

На виході ідеального міксеру ми отримуємо продукт змішення проміжного сигналу та сигналу гетеродина:

$$v_{RF}(t) = K v_{LO}(t) v_{IF}(t) = K \cos 2\pi f_{LO}(t) \cos 2\pi f_{IF}(t) = \frac{K}{2} [\cos 2\pi (f_{LO} - f_{IF})t + \cos 2\pi (f_{LO} + f_{IF})t], \quad (3)$$

де K – це стала яка відповідає втратам напруги через перетворенням у міксері. На виході ми отримуємо суми та різниці частот вхідних сигналів:

$$f_{RF} = f_{LO} \pm f_{IF} \quad (4)$$

Спектри вхідного та вихідного сигналів показано на рисунку 1а, де видно, що міксер виконує модуляцію сигналу гетеродина (LO) сигналом проміжної частоти (IF). Сума і різниця частот $f_{LO} \pm f_{IF}$ називаються бічними смугами частоти несучої f_{LO} :

- $f_{LO} + f_{IF}$ — верхня бічна смуга;
- $f_{LO} - f_{IF}$ — нижня бічна смуга .

Двобічносмуговий сигнал містить обидві бічні смуги, верхню і нижню, як показано у рівнянні, тоді як однобічносмуговий сигнал формується або шляхом фільтрації, або за допомогою спеціального однобічносмугового змішувача. [1]

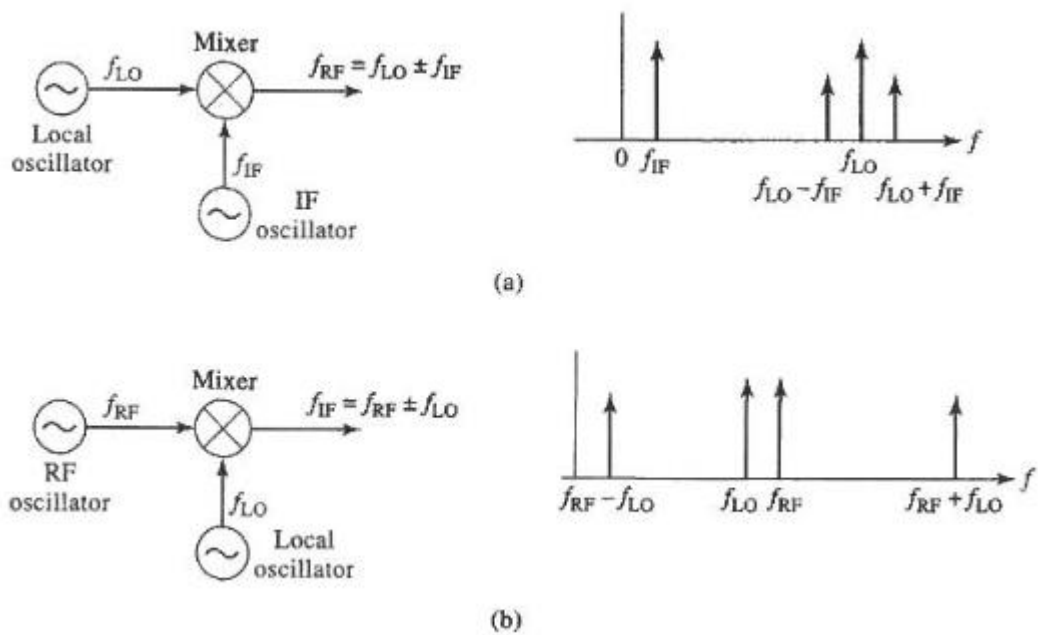


Рисунок 3 – Частотне перетворення. а) З підвищенням частоти.

б) З пониженням частоти [1]

1.3 Параметри міксерів

- Коефіцієнт перетворення – це співвідношення потужності на виході IF до потужності на вході RF. Для активних міксерів визначають конверсійний коефіцієнт (conversion gain > 0), а для пасивних – конверсійне затухання CL (conversion loss). Зазвичай перераховують у децибелах: високий коефіцієнт конверсії (або мале затухання) вважається кращим, оскільки більше вхідної потужності перетворюється в корисний вихідний сигнал. [1]

- Ізоляція між портами – вимірюється різницею сигналу, що подається на один порт, і витоку цього сигналу на інший порт. Наприклад, RF–LO-ізоляція показує, наскільки мало RF-сигналу «просочується» на вихід LO, і навпаки. Висока ізоляція означає мінімальні витoki сигналів між портами. Особливо важливо, що LO-сигнал не потрапляє на IF-порт, адже сильний LO на виході може породжувати власні спотворення і насичувати підсилювач IF.

- Точка компресії 1 дБ (P1dB) – це рівень вхідної потужності RF, при якому коефіцієнт конверсії міксер погіршується на 1 дБ від лінійного значення. Цей параметр визначає верхню межу лінійного діапазону приймача або передавача: при перевищенні точки компресії міксер сильно нелінійно спотворює сигнал. Високий рівень 1-dB точки свідчить про ширший динамічний діапазон і кращу здатність витримувати потужні сигнали. [11]

РОЗДІЛ 2. ІНТЕРМОДУЛЯЦІЯ

2.1 Сутність інтермодуляції

Інтермодуляція – це вид нелінійних спотворень, який полягає в появі в вихідному сигналі нових частотних компонент, відсутніх на вході, через одночасну присутність кількох частот на вході нелінійного елемента. Інтермодуляція виникає внаслідок нелінійних характеристик елементів – як активних, діоди, транзистори тощо, так і пасивних при великих потужностях, наприклад, контактні з'єднання антенних трактів. Якщо на вхід пристрою з нелінійною передатною характеристикою подаються сигнали двох або більше різних частот, то на виході з'являються додаткові частотні компоненти, відсутні у вхідному спектрі. Ці компоненти утворюються в результаті взаємної модуляції між складовими вхідного сигналу і не обмежуються гармоніками кожної окремої частоти. На відміну від гармонічних спотворень інтермодуляція генерує частоти, що дорівнюють сумам і різницям між різними вхідними частотами, а також між їхніми гармоніками. Така фізична природа явища описується розкладом нелінійної характеристики в ряд Тейлора або більш загальним рядом Вольтерра. У результаті навіть невеликі нелінійності у діодах чи транзисторах міксерів призводять до появи цілого спектру побічних сигналів – інтермодуляційних продуктів.

Наприклад, якщо вхідні сигнали мають частоти f_1 і f_2 , то на виході з'являються компоненти на частотах f_1+f_2 , $|f_1-f_2|$, а також на гармоніках цих сигналів і їх сумах/різницях

$$f_{IMD} = m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2 \quad (5)$$

де m і $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

Ці комбінації двох вхідних частот називаються продуктами інтермодуляції, і порядок певного продукту визначається як $|m| + |n|$. Наприклад, квадратний член з рівняння дає такі чотири продукти інтермодуляції другого порядку:

друга гармоніка ω_1 : $m = 2, n = 0$, порядок: 2

друга гармоніка ω_2 : $m = 0, n = 2$, порядок: 2

різниця частот: $m = 1, n = -1$, порядок: 2

сума частот: $m = 1, n = 1$, порядок: 2

Усі ці продукти другого порядку є небажаними в підсилювачі, але в міксері сума або різниця частот утворює потрібні вихідні сигнали. У будь-якому випадку, якщо ω_1 і ω_2 близькі між собою, то всі продукти другого порядку будуть розташовані далеко від ω_1 або ω_2 , і їх можна легко відфільтрувати на виході компонента. [7]

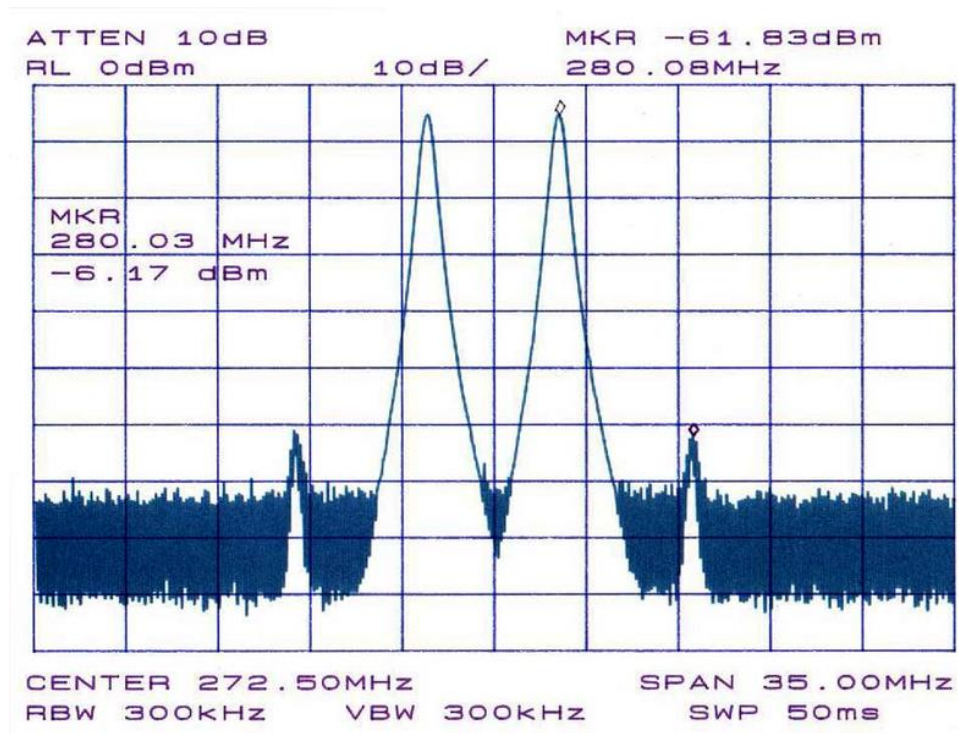


Рисунок 4 - Спектр, що ілюструє виникнення інтермодуляції [16]

Два сильних тони на 270 МГц і 275 МГц породжують побічні піки на частотах ~ 265 МГц та ~ 280 МГц. Ці компоненти є інтермодуляційними продуктами 3-го порядку, типу $2f_1 - f_2$ та $2f_2 - f_1$, оскільки $2 \cdot 270 - 275 = 265$, а $2 \cdot 275 - 270 = 280$. Вони розташовані близько до основних сигналів, тому здатні створювати інтерференцію в межах каналу, і до того ж їх важко відфільтрувати. У наведеному прикладі рівень цих спотворень приблизно на 55–56 дБ нижчий за рівень основних несучих, що було достатньо низько для прийнятної роботи системи. Проте в разі гіршої лінійності або меншого запасу потужності такі інтермодуляційні складові могли б суттєво завадити прийому корисного сигналу.

Інтермодуляційні спотворення є одним з головних чинників, що обмежують якість і завадозахищеність сучасних систем зв'язку. Додаткові несподівані частотні компоненти, що виникають через інтермодуляцію, можуть потрапляти в смугу пропускання системи і діяти як внутрішні завади. В підсилювачах і приймачах вони проявляються підвищенням рівня шумоподібних перешкод, які маскують слабкі сигнали. Ефективно, інтермодуляція знижує відношення сигнал/шум і динамічний діапазон тракту, що для цифрових систем означає погіршення показників помилковості. Зокрема, в цифрових каналах збільшення рівня інтермодуляційних спотворень призводить до росту бітової похибки (Bit Error Rate) і зниження пропускної спроможності передачі даних. Якщо ж інтермодуляційні продукти досягають достатньої великої амплітуди, вони можуть повністю перевантажити або заглушити корисний сигнал, спричиняючи втрату інформації (випадіння фрагментів даних, переривання зв'язку тощо). Покращення лінійності компонентів (наприклад, застосування лінійних підсилювачів, передкорекція сигналу) прямо зменшує рівень інтермодуляції і тим самим підвищує завадостійкість системи.

Проблема інтермодуляції особливо критична для приймачів високочастотних систем. Навіть якщо на вході приймача стоять смугові

фільтри, здатні пригнічувати позасмугові сигнали, дуже сильні сигнали поблизу робочого діапазону можуть проникати у підсилювачі проміжної частоти через нелінійність. Взаємодія двох (або більше) таких потужних сигналів призводить до появи інтермодуляційних компонентів прямо в смузі прийому, тобто на тій же частоті, що й слабкий корисний сигнал. Цей ефект називають інтермодуляційними перешкодами. Вони обмежують чутливість приймача і його здатність розрізняти сигнали в умовах присутності сильних сусідніх передавачів – наприклад, на спільних антенних майданчиках або в багатоканальних вузлах зв'язку. З точки зору стандартизації, для оцінки цього явища вводять показники динамічного діапазону за інтермодуляцією та точки перетину (IP2, IP3), що характеризують, при яких рівнях сигналів починають домінувати продукти 2-го і 3-го порядку. [7]

Для передавачів інтермодуляція означає випромінювання небажаних побічних спектральних компонентів поза межами відведеної смуги. Це призводить до взаємних завад в сусідніх каналах і збільшення займаної смуги частот. Якщо рівень таких випромінювань перевищує допустимі нормами межі, це загрожує порушенням емісійних вимог та створенням перешкод іншим користувачам радіочастотного ресурсу. Тому у високоякісних передавачах, наприклад, базових станціях 5G, супутникових передавачах реалізують лінійні підсилювачі з глибоким класом А або застосовують лінійні технології, щоби мінімізувати інтермодуляційні випромінювання. Варто відзначити, що інтермодуляція може виникати навіть у формально пасивних компонентах тракту – явище, відоме як пасивна інтермодуляція. Наприклад, потужні сигнали в антенному дуплексері чи фідері здатні генерувати інтермодуляційні продукти на окислах, негерметичних контактах або феритових елементах. Такі спотворення аналогічно створюють завади, знижують чутливість приймача і можуть навіть блокувати зв'язок. Задля високої якості сигналу сучасні антенно-фідерні системи, особливо для LTE/5G, вимагають використання компонентів з низьким РІМ, оскільки

навіть -150 dBc рівень пасивної інтермодуляції може деградувати показники каналу. [7]

Особливу роль у виникненні інтермодуляційних спотворень відіграють міксери. З одного боку, міксер навмисно використовує нелінійний елемент, наприклад, діод Шотткі або транзистор, для перемноження сигналу з коливаннями гетеродина. Завдяки цьому відбувається бажане частотне перетворення – утворення на виході компоненти з різницевою або сумарною частотою, яку використовують як проміжну частоту. З іншого боку, та сама нелінійність автоматично породжує і небажані комбінації частот, тобто інтермодуляційні продукти. Таким чином, міксер є джерелом інтермодуляції у трактові приймача або передавача, й рівень цих спотворень визначає якість всієї системи. Для мінімізації проблем застосовують схемотехнічні рішення, що пригнічують певні компоненти. Зокрема, подвійно балансовані міксери (кільце з діодів) забезпечують взаємну протифазну компенсацію парних компонентів, що приводить до придушення всіх парних гармонік і інтермодуляційних продуктів парного порядку. Це усуває, наприклад, вихід на частоті гетеродину і компоненти типу $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$, покращуючи вибірковість. Втім, продукти непарного порядку, 3-го, 5-го і так далі все одно залишаються і зазвичай саме вони обмежують параметри лінійності. Для їх кількісної оцінки вводять параметр третьої точки перетину (IP3) – таку умовну точку перетину графіків потужності основного тону і третього інтермодуляційного продукту. Чим вище IP3 вузла, тим вищий рівень сигналу він може обробити без значних інтермодуляційних викривлень. Підвищення цього показника є одним з головних завдань при розробці високолінійних міксерів К-діапазону. [1]

Отже, проблема інтермодуляції набуває особливої актуальності у високочастотному К-діапазоні, приблизно 18–26,5 ГГц, де навіть незначні нелінійності здатні викликати суттєві спотворення через високий рівень робочих частот і велику щільність каналів. В таких системах (супутниковий зв'язок, 5G-міліметрові мережі, багатоканальні радіорелейні лінії тощо)

одночасно передаються сигнали з великою шириною смуги і високим порядком модуляції, що робить їх чутливими до інтермодуляції. Забезпечення високої лінійності міксерів і підсилювачів у К-діапазоні є критичною умовою для досягнення високої якості та надійності зв'язку. Саме тому дослідження інтермодуляційних явищ у міксерах цього діапазону має важливе науково-практичне значення для розробки сучасних систем зв'язку з поліпшеними показниками завадозахищеності та вірності відтворення сигналів. [7]

2.2 Види інтермодуляційних спотворень

Продукти другого порядку включають наступні частотні компоненти:

- суму $f_1 + f_2$,
- різницю $|f_1 - f_2|$,
- а також гармоніки: $2f_1$ і $2f_2$.

Якщо частоти f_1 і f_2 розташовані симетрично відносно нуля, то компонент $f_1 + f_2$ буде знаходитися на значно вищій частоті — зазвичай поза смугою прийому, і тому легко відфільтровується. Натомість компонент $f_2 - f_1$ може виявитися низькочастотним і навіть наближатися до постійної складової. У приймачах такого типу спотворення другого порядку часто проявляються у вигляді ефекту детектування або появи постійного зміщення, особливо коли $f_1 \approx f_2$ і їх різниця дуже мала. Це може призводити до зростання рівня шуму в системі через неконтрольовану амплітудну модуляцію.

У передавачах сумарні частоти другого порядку зазвичай також лежать поза межами корисної смуги передачі й можуть бути ефективно відфільтровані.

Продукти третього порядку є найбільш критичними для роботи приймально-передавальних пристроїв. Приклади таких продуктів:

$$- 2f_1 - f_2,$$

$$- 2f_2 - f_1.$$

Якщо f_1 і f_2 — це частоти двох сусідніх каналів, то, наприклад, $2f_1 - f_2$ буде дуже близьким до f_1 — всього на $|f_1 - f_2|$ від нього. Це означає, що такі інтермодуляційні продукти потрапляють всередину смуги пропускання приймача, безпосередньо поряд з корисним сигналом.

Жоден фільтр не зможе вибірково усунути ці складові, оскільки вони знаходяться дуже близько до корисних частот — часто в тій самій смузі. Через це спотворення третього порядку особливо небезпечні для приймачів: вони знижують співвідношення сигнал/шум (SIR), можуть викликати спотворення сигналу і навіть імітувати неіснуючі джерела сигналу.

У передавачах продукти третього порядку проявляються у вигляді розширення спектра сигналу — виникають нові піки за межами основного каналу, які можуть створювати завади сусіднім каналам. Цей ефект часто називають підвищеним рівнем крос-модуляції. Саме тому основні параметри лінійності передавачів, зазвичай визначаються рівнем інтермодуляції третього порядку.

Продукти вищих порядків (четвертого, п'ятого) також можуть з'являтися, однак їх амплітуда зазвичай суттєво менша. Із зростанням порядку інтермодуляції рівень цих складових швидко зменшується — зазвичай на десятки децибелів з кожним наступним порядком.

Крім того, більшість продуктів високого порядку знаходяться далеко за межами робочої смуги системи. Наприклад, п'ятий порядок для двох тонів створює частоти виду:

$$- 3f_1 \pm 2f_2,$$

$$- 3f_2 \pm 2f_1.$$

Деякі з них можуть знову опинитися близько до основного спектра, але їхня амплітуда буде настільки низькою, що вони рідко викликають критичні завади.

У практичних вимірюваннях зазвичай концентруються на інтермодуляційних продуктах 3-го порядку, інколи також 5-го — адже саме вони найбільш впливають на лінійність системи.

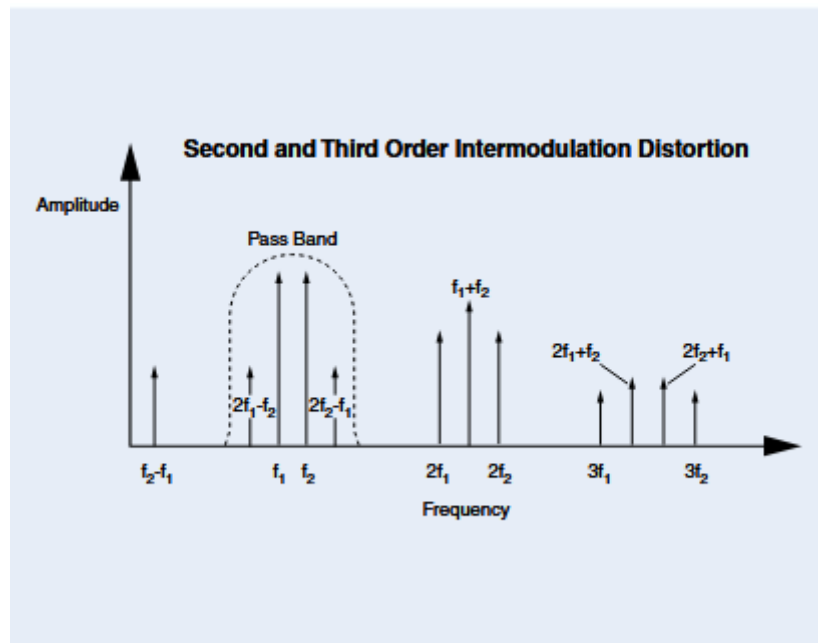


Рисунок 5 - Спектр інтермодуляційних спотворень другого та третього порядку [4]

2.3 Походження інтермодуляційних спотворень у міксерах

Фізично джерелом інтермодуляції є нелінійна передавальна характеристика пристрою. В ідеальній лінійній системі принцип суперпозиції гарантує, що сигнали різних частот не перемішуються – вихід містить тільки ті самі частоти, що й на вході, можливо, з іншими амплітудами. А при нелінійному елементі, вихідна величина є нелінійною функцією вхідної, тому одночасна присутність двох коливань призводить до появи доданків з комбінованими частотами. Нелінійність можна математично описати рядом Тейлора або Вольтерра, підставляючи суму двох гармонік.

При розкритті степенів виникнуть члени з сумами і різницями вихідних частот. Таким чином, інтермодуляція – неминучий наслідок будь-якої нелінійності, якщо в сигналів більше ніж одна частотна складова. [7]

У радіотехнічних системах інтермодуляція, як правило, є небажаною. Вона призводить до спуріозних випромінювань та інтерференції: інтермодуляційні продукти можуть потрапляти в сусідні канали зв'язку або перекриватися з корисними сигналами, погіршуючи їх розбірливі. Єдиний виняток – коли нелінійність навмисно використовується для змішування сигналів у міксерах або модуляторах. У таких випадках ми свідомо подаємо, наприклад, сигнал гетеродину й несучий сигнал на нелінійний елемент, аби отримати нову частоту. Але навіть при цьому, окрім бажаного комбінованого продукту, неминуче виникають небажані інтермодуляційні спотворення. Отже, для того щоб уміти мінімізувати вплив інтермодуляції важливо розуміти її природу та характеристики. [1]

2.4 Методи дослідження та вимірювання

- Двотональний тест – використовується для вимірювання IP3. На входи міксера подають дві близькі частоти f_1 і f_2 і вимірюють спектр вихідного сигналу. Головна характеристика – це співвідношення потужностей корисних тонів і інтермодуляційних продуктів третього порядку на виході. За лінійної роботи міксера відношення залишається сталим, а при високих рівнях вхідного сигналу ІМ-продукти починають зростати більш круто. [7]

- Метод вимірювання через точку перетину третього порядку (TOI):

$$TOI = P_{OUT} + \left| \frac{IP_{dBc}}{2} \right| \quad (6)$$

де TOI — це точка перетину третього порядку, P_{OUT} — вихідна потужність базового сигналу, а IP – продукт інтермодуляції відносно базового сигналу, вимірюється в dBc. [4]

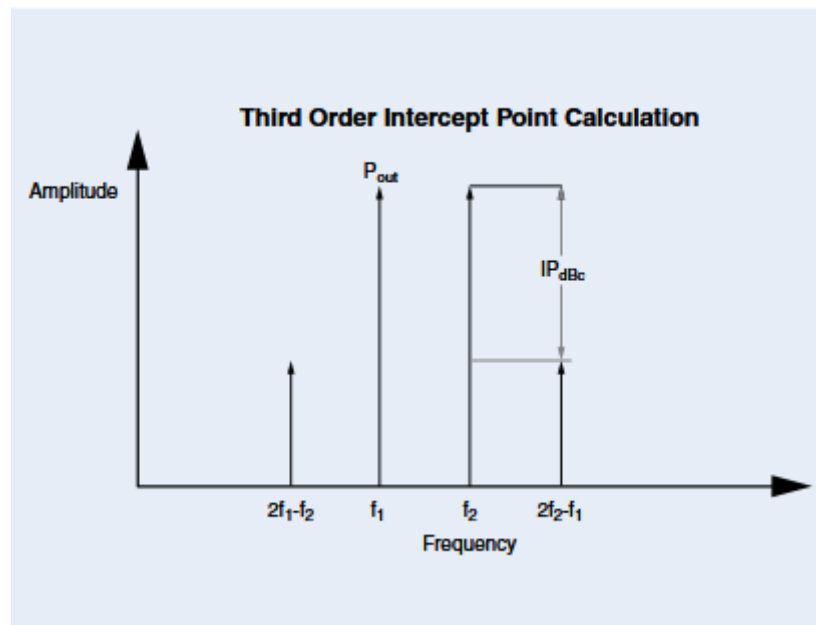


Рисунок 6 - Спектр сигналів для обчислення точки перетину третього порядку (TOI) [4]

2.5 Вплив інтермодуляційних спотворень на приймачі і передавачі, способи мінімізації.

Інтермодуляційні спотворення є одним з головних чинників, що обмежують динамічний діапазон радіосистем. В приймачах, як вже розглядалось, інтермодуляційні спотворення призводить до зниження чутливості, оскільки сильні сигнали, які знаходяться поза смугою можуть створювати інтермодуляційні перешкоди прямо в смузі прийому. Наприклад, два потужних сусідніх канали можуть породити інтермодуляцію 3-го порядку, який ляже на частоту слабого далекого каналу, фактично маскуючи його.

В передавачах інтермодуляція теж шкідлива: по-перше, вона означає, що частина потужності передавача витрачається не на корисний сигнал, а на паразитні частоти. По-друге, ці побічні випромінювання можуть створювати перешкоди іншим системам. Регулюючі органи встановлюють жорсткі норми на рівні побічних випромінювань, тож сильні інтермодуляційні складові можуть призвести до порушення цих норм. Особливо критично це для багатонасінних передавачів, де інтермодуляція між каналами збільшує рівень шуму і помилок. [7]

Для забезпечення належної роботи, інтермодуляцію намагаються мінімізувати на всіх рівнях: від конструкції компонентів до схемних рішень і системних методів. Основні підходи можна розділити на конструктивні, схемотехнічні та технологічні:

- Конструктивні методи. Сюди відноситься вибір топології міксерів, яка сама по собі зменшує утворення інтермодуляції. Наприклад, балансні міксери конструктивно пригнічують значну частину інтермодуляційних продуктів завдяки симетрії і взаємному відмінанню паразитних гармонік. Застосування подвійно або навіть потрійно збалансованих схем суттєво підвищує лінійність вузла. Інший конструктивний прийом – забезпечити високу ізоляцію портів, щоб запобігти повторному змішанню та взаємному впливу сигналів. Це досягається правильним розташуванням гібридних розв'язок,

використанням ізоляторів на вході/виході, екрануванням високочастотних ланцюгів. Також важливе фільтрування: перед міксером у приймачі ставлять вхідні смугові фільтри, які відсікають надто далекі по частоті потужні сигнали, аби вони не створили інтермодуляцію всередині смуги. В передавачі після міксера або підсилювача обов'язково ставлять фільтр низьких гармонік, щоб зрізати компоненти за межами каналу.

- Схемотехнічні методи. На рівні схемного вирішення застосовують спеціальні режими роботи і компенсаційні прийоми для лінійності. Один з методів – це поляризація нелінійного елемента таким чином, щоб він працював в найбільш лінійній ділянці характеристики. Наприклад, транзистор у активному міксері можна змістити по постійному струму до області, де він буде близький до лінійної. Для діодних міксерів інколи використовують невелике попереднє зміщення діода, щоб зменшити кривизну вольт-амперної характеристики біля нуля – це може знизити парні спотворення. Наступний підхід – негативний зворотний зв'язок або передкорекція: у підсилювачах часто додають ланки, що генерують спотворення із протилежною фазою, які компенсують нелінійність. В міксерах такий метод застосовується рідко через їх широкосмуговість, але в деяких активних схемах можливе часткове використання локального зворотного зв'язку, щоб згладити характеристику.

- Технологічні методи. Це вибір і вдосконалення самих компонентів та матеріалів з метою підвищення лінійності. Наприклад, вибір типу діода або транзистора: діоди Шотткі різних бар'єрів, GaAs MESFET, pHEMT чи SiGe HBT – всі мають різні нелінійні властивості. Як правило, для максимального динамічного діапазону обирають компоненти, здатні працювати при високих рівнях сигналу без насичення: діоди з низьким опором у відкритому стані і малим зарядом (для швидкого переключення), транзистори з високою граничною частотою f_T і високою напругою пробою (щоб витримували великі амплітуди сигналів). Сучасні GaN HEMT транзистори славляться дуже високим IP3 в підсилювачах – можливо, їх застосування в активних міксерах

К-діапазону теж перспективне з точки зору лінійності. Інший технологічний аспект – ретельність виготовлення: щоб зменшити пасивну інтермодуляцію, використовують високоякісні роз'єми і хвилеводи з покриттям, яке не окислюється (срібло, золото), уникають стиків різнорідних металів, забезпечують надійні механічні з'єднання. В серйозних системах навіть дрібні кріплення повинні бути підібрані, щоб не було іржавих болтів, здатних генерувати РІМ.

2.6 Стандарти вимірювання спотворень сигналу

У міжнародних радіочастотних стандартах питання небажаних випромінювань розглядаються дуже детально. Наприклад у рекомендації ITU-R SM.1446 визначаються типи інтермодуляційних продуктів та методики їх вимірювання у передавачах зі складними модульованими сигналами. Цей документ розбиває інтермодуляційні продукти на п'ять типів: одноканальні, багатоканальні, міжпередавальні, інтермодуляція через активну антену, інтермодуляція через пасивні кола та через атенюацію передавача. Стандарт описує декілька процедур вимірювання різних типів для одноканального та багатоканального спектру де присутня інтермодуляція. В одноканальні типи вимірювання входять такі способи тестування: двотонове, трьотонове, тестування шумом та тестування через цифрову модуляцію. Але для вимірювання багатоканального спектру використовуються тести з несучими частотами, тобто однесуча, двонесуча з комбінацією їх частот, багато-несуча (від 7 до 15 несучих), через частотно-гнучкий генератор сигналів, тест із прямим вимірюванням бітової похибки. Такі визначення дозволяють уніфікувати процедури тестування та порівнювати лінійність обладнання різних виробників.

ITU-R SM.329-8 надає визначення «спурієвого випромінювання» де зазначено що це сукупності гармонічних, паразитних, інтермодуляційних та частотоперетворених компонентів, що випромінюються поза корисною

смугою сигналу. Згідно з цим стандартом, спурією є будь-які випромінювання за межами необхідної смуги, які можуть бути зменшені без втрати інформації, як вже було зазначено до них входять гармонічні, паразитні, інтермодуляційних та перетворені продукти. Отже, будь-які інтермодуляційні продукти технічно розглядаються як спурії у загальному спектрі. Обмеження на рівні спурійних випромінювань часто задаються в прилеглих рекомендаціях ITU або окремих стандартах, таких як, стандарт IEEE Std 377-1980 і становлять основу регламенту небажаних сигналів у радіомережах.

Військові стандарти (MIL-STD)

У військових вимогах лінійність пристроїв також строго регламентована. Зокрема, MIL-STD-188-243A для тактичних одномовних радіостанцій встановлює обмеження на рівень інтермодуляції та спурій. У розділі 5.2.2.4.3 цього стандарту зазначено: «Будь-який інтермодуляційний продукт, утворений двома рівними по рівню тональними сигналами, не повинен перевищувати -38 дБм на повній вихідній потужності при максимальній радіочастоті». Тобто, інтермодуляція третього порядку повинна бути менше на 38 дБ за основний сигнал при повній потужності передавача. Так само, у розділі 5.2.3.7.2 для приймачів вказано, що інтермодуляційні продукти мають бути на щонайменше 20 дБ для вузької смуги та менше 40 дБ для широкої смуги за відносний рівень приймача. Це гарантує, що навіть при наявності двох сильних вхідних сигналів прилад не створює значущого внутрішнього шуму.

Стандарти галузевих організацій: ETSI, 3GPP

Європейський союз та міжнародні спілки зв'язку використовують власні технічні норми, що охоплюють небажані випромінювання. Хоча ETSI чи 3GPP безпосередньо не визначають обов'язкових двотонових ІМД-перевірок, вони стримують усі побічні сигнали. Наприклад, в ETSI EN 300 422-1 (стандарт для бездротових мікрофонів та PMSE) передбачено, що найбільший рівень будь-якого продукту ІМД має бути щонайменше на 40 дБ нижчим за вихідну потужність передавача.

Формулювання стандарту прямо: «максимальний результуючий ІМД-продукт повинен бути щонайменше на 40 дБ нижче за вихідну потужність пристрою». Це означає, що навіть втрачені чи неочікувані ІМД-компоненти не повинні перевищувати заданий рівень, інакше пристрій не пройдёт сертифікацію ETSI.

У стандартах 3GPP спурії зазвичай регулюються як «небажані випромінювання», які включають гармоніки, паразитні та ІМД-продукти. Зокрема, в одному з документів 3GPP зазначено, що «спурієві випромінювання – це випромінювання, спричинені небажаними ефектами передавача, такими як гармоніки, паразитні випромінювання, ІМД-продукти та частотоперетворені продукти».

РОЗДІЛ 3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ

3.1 Мета експерименту

Метою даного експерименту є дослідження інтермодуляційних спотворень у міксерах на рівнях потужностей, які не охоплені в їхніх даташитах. Також аналізується виникнення і поведінка інтермодуляційних складових при змішуванні двох сигналів з близькими частотами однакової амплітуди, значення якої встановлювалося на рівнях -5, 0 та 5 дБм.

Дослідження проводиться в різних конфігураціях тракту прийому та передачі: без фільтрів, з вихідним фільтром, з підсилювальним трактом та без нього. Основна мета — оцінити, як зазначені чинники впливають на спектр інтермодуляційних складових при двотоновому збудженні нелінійного пристрою, тобто міксера, та виявити умови, за яких рівень спотворень досягає критичних значень. У результаті нелінійної взаємодії цих сигналів на виході з'являються як основні результуючі, так і побічні інтермодуляційні продукти. Зокрема, із нелінійних членів розкладу вихідного сигналу виникають спотворення третього порядку, що мають частоти $2f_1 - f_2$ і $2f_2 - f_1$, а також спотворення п'ятого порядку, частотою яких є наприклад $3f_1 - 2f_2$, $3f_2 - 2f_1$. Ці нелінійні компоненти знаходяться ближче до основних частот і являються доволі помітними, а нелінійність елементів міксера дає змогу побічним інтермодуляційними компонентам суміщатися з основними, утворюючи спектр із множинними частотами.

3.2 Опис дослідження

У ході дослідження інтермодуляції використовувалися міксери серії HMC264 від Analog Devices моделі HMC264LM3 та HMC264LC3B. Це двобалансні активні міксери, які спеціально розроблені для роботи в міліметровому діапазоні частот. Оскільки у даташитах даних міксерів

відсутня інформація про інтермодуляцію, а присутня характеристика IP3 визначена не для тих потужностей на якій буде проводитись дослідження, тобто на 5, 0, та -5 дБм, то дослідження являється актуальним та необхідним для подальшого використання цих міксерів у роботі.[17],[18]

Обидві версії (LM3 та LC3B) мають однакову електричну схему, однак відрізняються форм-фактором: LM3 — у пластиковому корпусі з планарним монтажем, LC3B — у пластиковому корпусі для поверхневого монтажу.

Міксери мають доволі стабільну роботу при високих частотах, що робить їх придатними для систем із щільним спектральним плануванням. Типові значення інтермодуляції при 5 дБм на входному тоні складають $-22 \dots -25$ дБс, що відповідає середньому рівню лінійності для активних балансних схем у цьому діапазоні.

Модель HMC264 використовує схему діодного балансного міксера з гібридними трансформаторами, що забезпечує хорошу ізоляцію між портами RF, LO та IF, зокрема LO–IF та LO–RF. Це критично важливо для мінімізації зворотного впливу LO-сигналу на RF-тракт, особливо при аналізі спектрів інтермодуляції.

Було запропоновано дві блок-схеми за якими можна зробити дане дослідження.

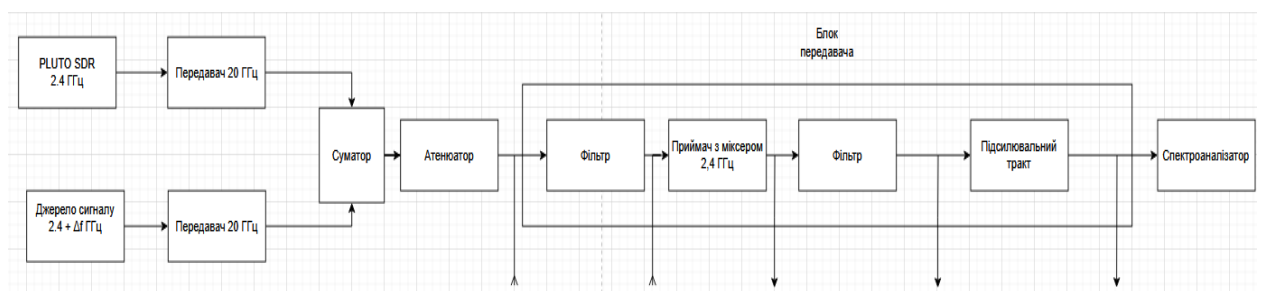


Рисунок 7 – Блок-схема з міксером в приймачі

Основні компоненти:

1. PLUTO SDR (2.4 ГГц) — програмно-визначуваний радіопередавач, який використовується як одне з джерел сигналу. Забезпечує тон із частотою 2.4 ГГц та регульованою амплітудою. Налаштовується за допомогою застосунку GNU Radio.
2. Генератор сигналів ($2.4 + \Delta f$ МГц) — друге джерело сигналу, яке формує синусоїдальний сигнал із частотою, зміщеною відносно SDR на величину Δf , що створює двотонову ситуацію для тестування.
3. Передавачі — підсилювачі або множники частоти, які здійснюють перенесення сигналів із 2.4 ГГц до приблизно 20 ГГц, щоб подати сигнал на мікшер у К-діапазоні. Обидва джерела сигналів проходять через однакові тракти підсилення.
4. Суматор — пасивний пристрій, що поєднує два сигнали в один канал.
5. Атенюатор — змінює рівень потужності перед подачею на наступний каскад, дозволяючи досліджувати вплив потужності на інтермодуляційні спотворення.
6. Фільтр — використовується для пригнічення небажаних гармонік перед та після формування сигналу.
7. Приймач з міксером (2.4 ГГц) — відновлює сигнал до базової частоти (IF), що дозволяє аналізувати спектр на частотах, які зручно спостерігати за допомогою доступного спектроаналізатора.
8. Підсилювальний тракт — обидва джерела сигналів проходять через окремі підсилювачі, які забезпечують необхідний рівень потужності після міксера.
9. Спектроаналізатор — кінцевий блок системи, який реєструє спектр сигналу після проходження всіх каскадів. Саме на цьому етапі фіксуються продукти інтермодуляції $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$ та вищих порядків.

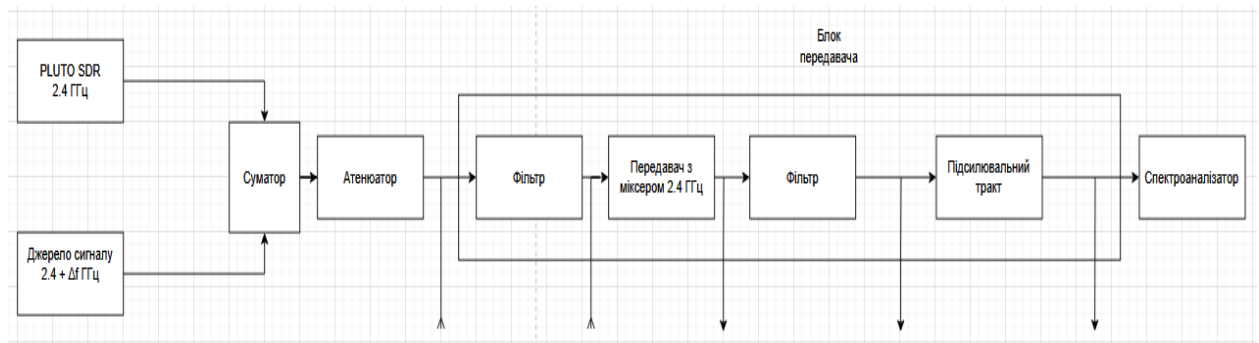


Рисунок 8 – Блок-схема з міксером в передавачі

На рис.8 наведено спрощений варіант структурної схеми експерименту, який відрізняється від попередньої відсутністю тракту приймача, а також більш прямим трактом передачі сигналу на спектроаналізатор.

Основні відмінності:

- На відміну від першої схеми, у цій конфігурації немає блоку приймача на 2.4 ГГц, тобто сигнал не повертається до нижчої частоти після обробки. Це означає, що аналіз проводиться без пониження до проміжних частот, а безпосередньо в К-діапазоні.

- Після підсилювача сигнал безпосередньо подається на спектроаналізатор, що спрощує тракт вимірювання, але водночас висуває вищі вимоги до частотного діапазону спектроаналізатора.

- Такий підхід до вимірювання дозволяє оцінити безпосередній спектр сигналу у високочастотному діапазоні, без проміжного перетворення.

Оскільки блок-схема з досліджуваним міксером на передавачі являється більш простою у реалізації, то під час експерименту будемо використовувати саме її.

Спочатку, щоб дослідити вплив вхідних та вихідних фільтрів на міксер, зробимо дослідження, де перевіримо які значення інтермодуляції покаже сам міксер і які з вихідним та вхідним фільтром. Потім щоб дослідити загальну інтермодуляцію міксерів проведемо дослідження без наступного підсилювального тракту і тільки після цього ми будемо перевіряти роботу з

усіма компонентами. Також для повноти досліджень впливу інтермодуляційних спотворень сигнал буде досліджуватись на різних потужностях за допомогою зміни атенюації на цифровому атенюаторі. За Δf , тобто різницю між несучими частотами, візьмемо значення 300 кГц, 1 МГц та 5 МГц.

3.3 Дослідження загальної інтермодуляції в міксерах без фільтрів та виключно з вихідним фільтром

Щоб перевірити як фільтри впливають на інтермодуляційні спотворення ми, як вже й було зазначено, зробимо дослідження «чистого» міксера, а потім під'єднаємо вихідний фільтр, щоб дослідити його вплив. Проводитись дослідження буде на міксері HMC264LC3B та на різницях частот, які були зазначені раніше.

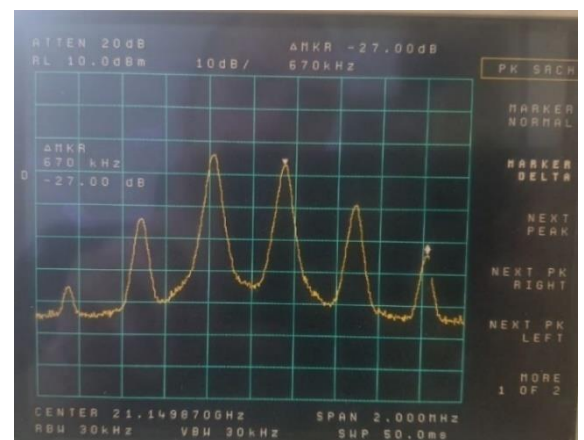
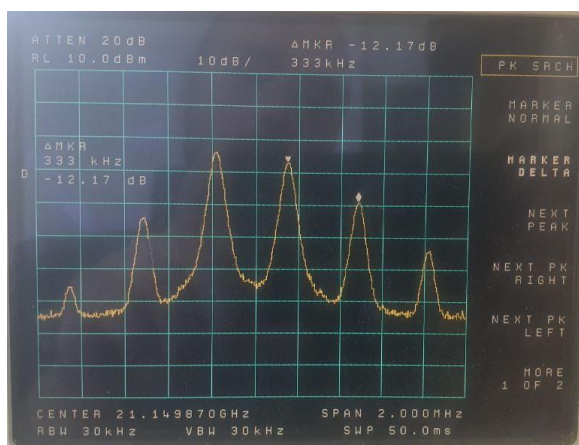


Рисунок 9 - Спектр сигналу невідфільтрованого міксера HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

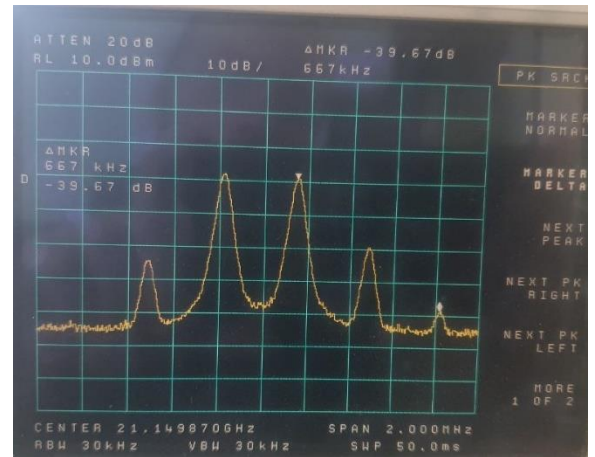
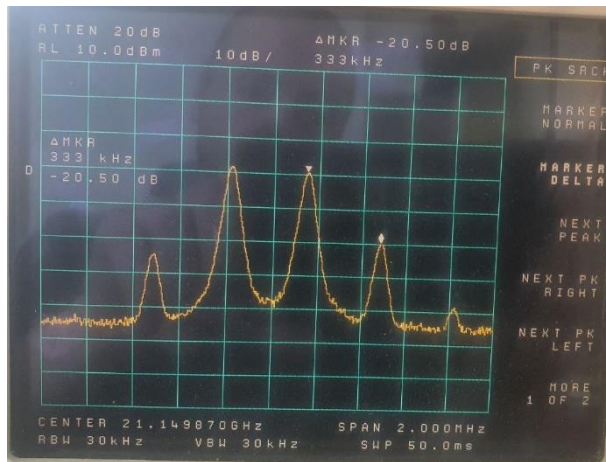


Рисунок 10 - Спектр сигналу невідфільтрованого міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

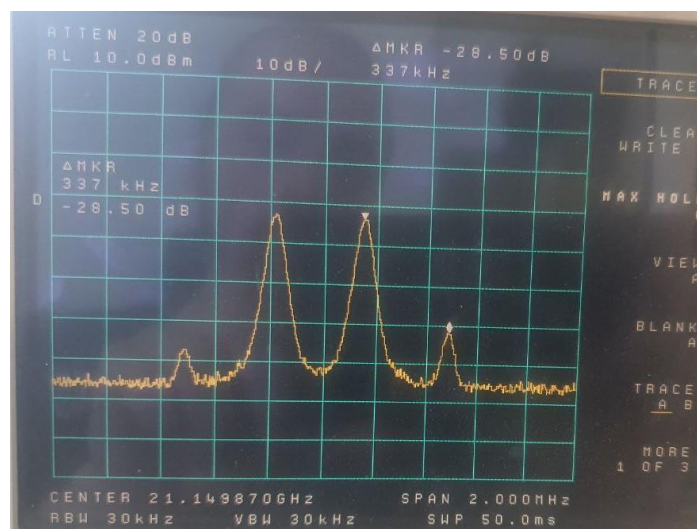


Рисунок 11 - Спектр сигналу невідфільтрованого міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 1 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень невідфільтрованого сигналу з різницею частот 300 кГц

	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, кГц	Пікова потужність інтермодуляції, ΔдБ
1	5	333	-12,17
	5	670	-27,00
2	0	333	-20,50
	0	667	-39,67
3	-5	337	-28,50

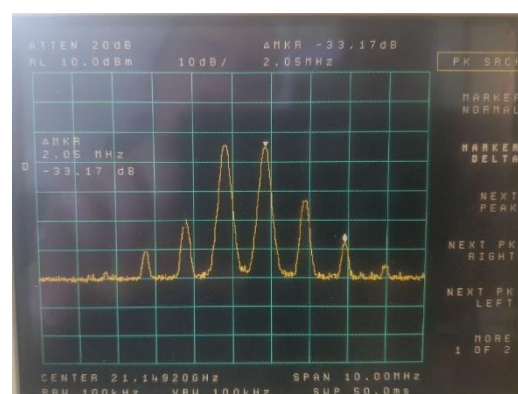
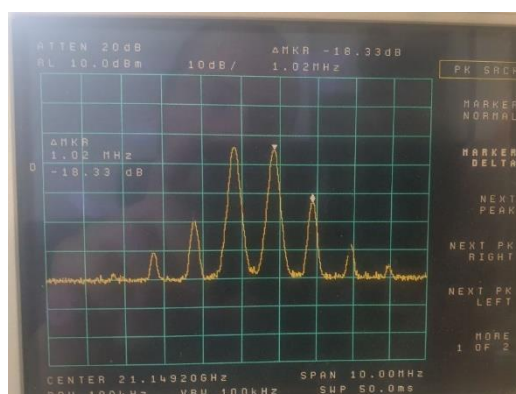


Рисунок 12 - Спектр сигналу невідфільтрованого міксера НМС264LC3В з різницею частот в 1 МГц із заданою атенуацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

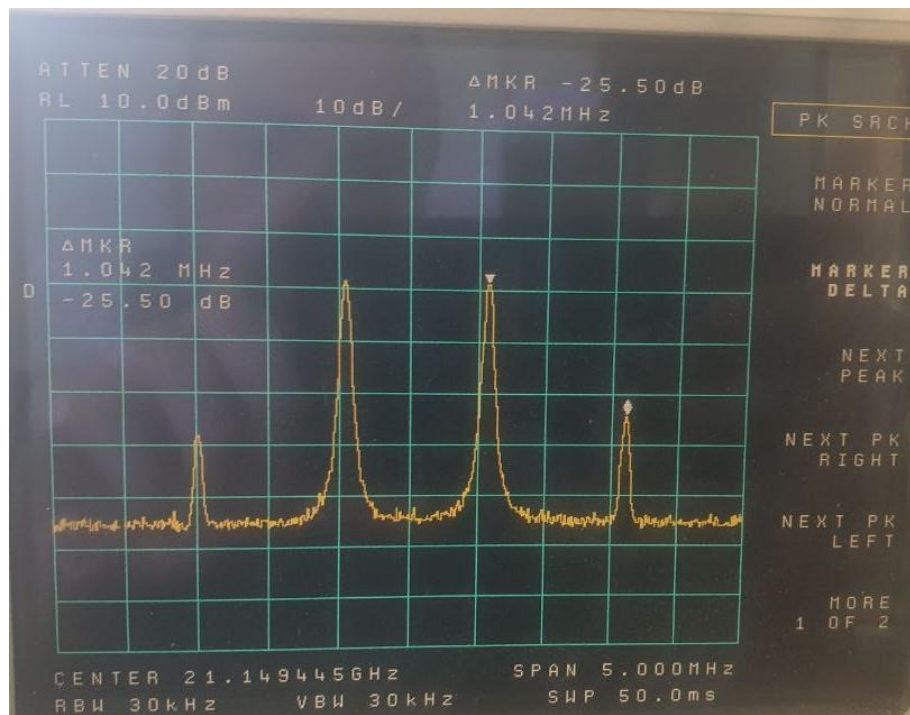


Рисунок 13 - Спектр сигналу невідфільтрованого міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

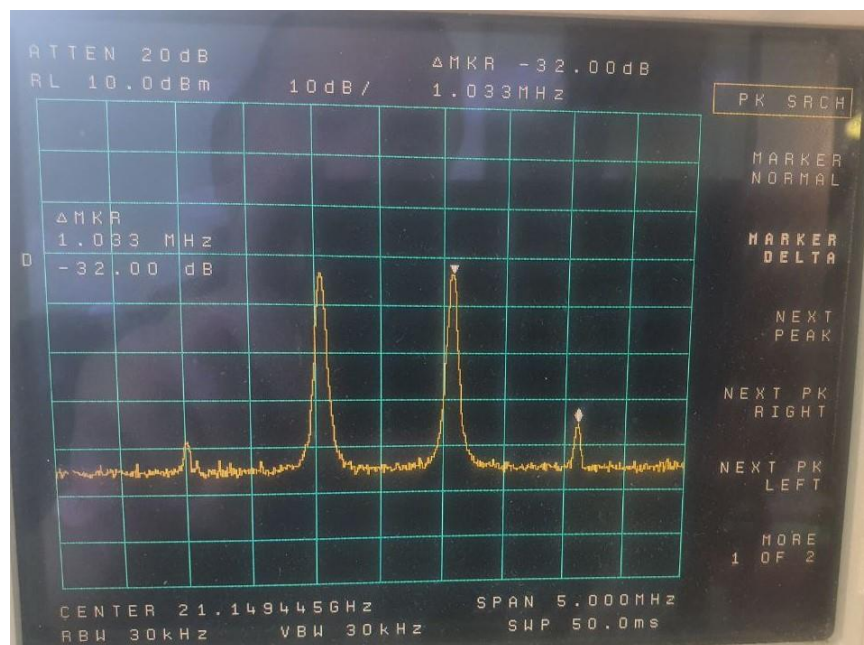


Рисунок 14 - Спектр сигналу невідфільтрованого міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 2 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень невідфільтрованого сигналу з різницею частот 1 МГц

	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, МГц	Пікова потужність інтермодуляції, ΔдБ
1	5	1,02	-18,13
	5	2,05	-33,17
2	0	1,042	-25,50
3	-5	1,033	-32,0

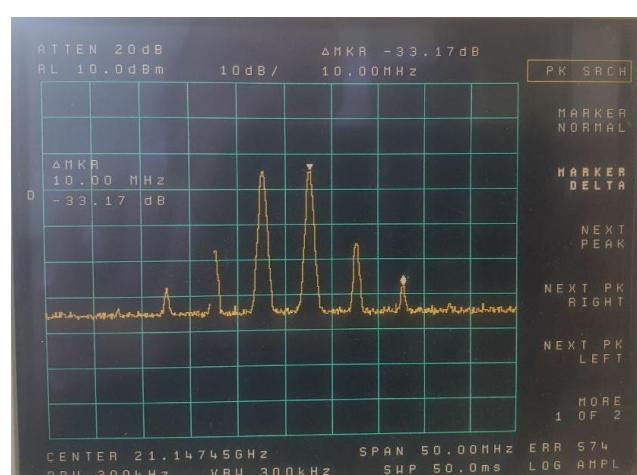
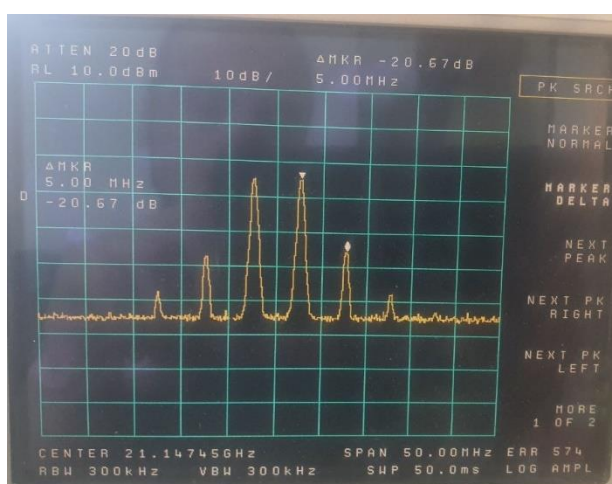


Рисунок 15 - Спектр сигналу невідфільтрованого міксера HMC264LC3B з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

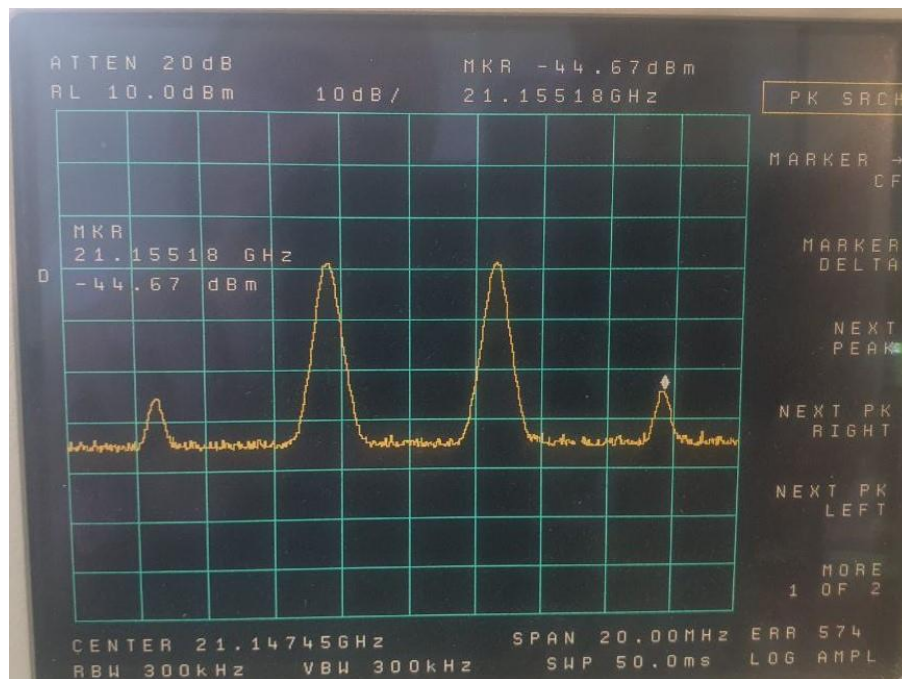


Рисунок 16 - Спектр сигналу невідфільтрованого міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

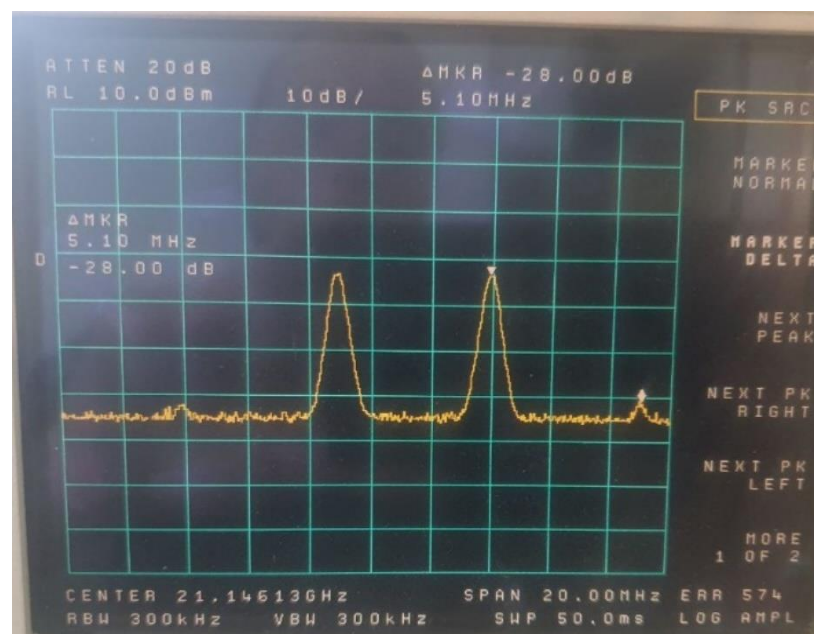


Рисунок 17 - Спектр сигналу невідфільтрованого міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 3 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень невідфільтрованого сигналу з різницею частот 1 МГц

	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, МГц	Пікова потужність інтермодуляції, ΔдБ
1	5	5	-20,67
	5	10	-33,17
2	0	5,03	-25,50
3	-5	5,10	-28

Нижче наведемо графік порівняння даних з таблиць які ми отримали при дослідженнях.

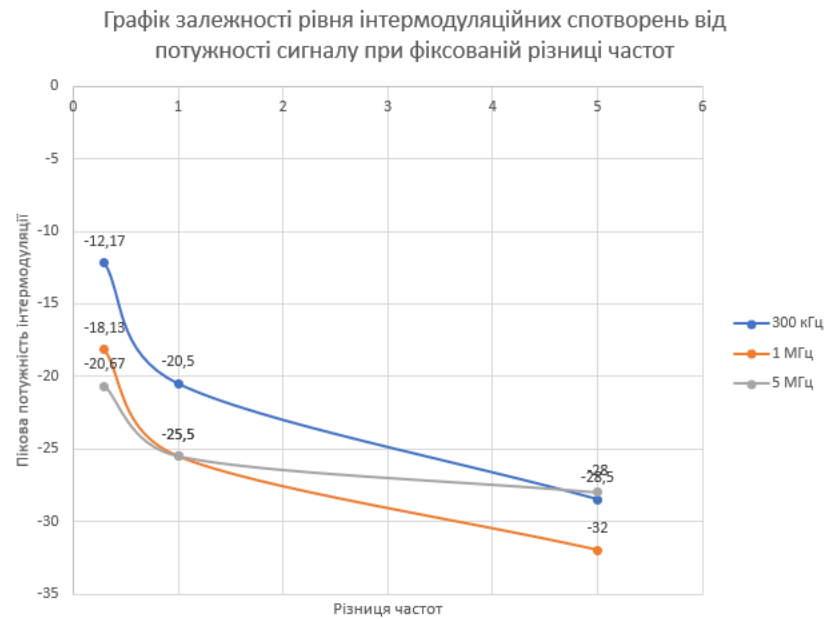


Рисунок 18 – Графік залежності рівня інтермодуляційних спотворень 3-го порядку від різниці частот на невідфільтрованому міксері HMC264LC3B

Отже, виходячи з отриманих результатів, які занесені до таблиць та графіку ми можемо чітко бачити типову роботу міксера без фільтрації, тобто чим вища потужність і менше рознесення тим гірше інтермодуляція. Тому, щоб довести доцільність фільтрів на цих потужностях зробимо наступне дослідження на тому ж самому міксері тільки під'єднавши вихідний фільтр.

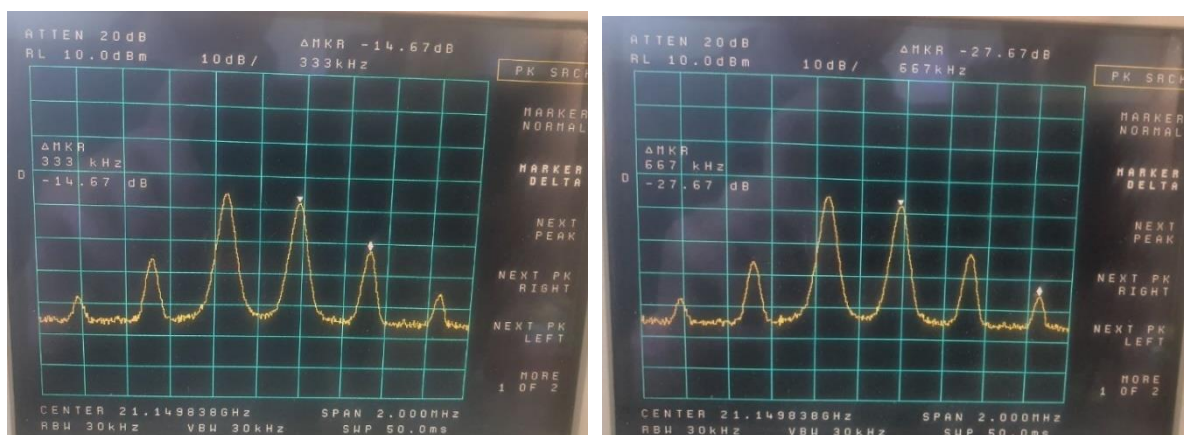


Рисунок 19 - Спектр сигналу з вихідним фільтром міксера HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц із заданою атенуацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

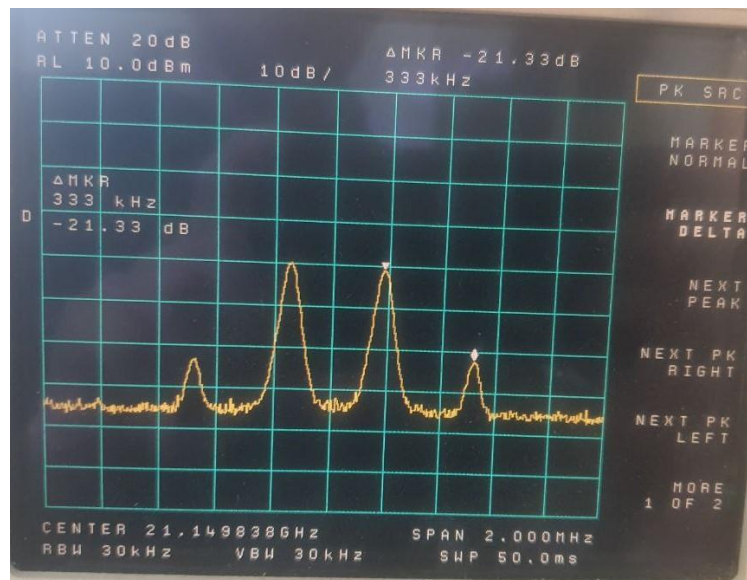


Рисунок 20 - Спектр сигналу з вихідним фільтром міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

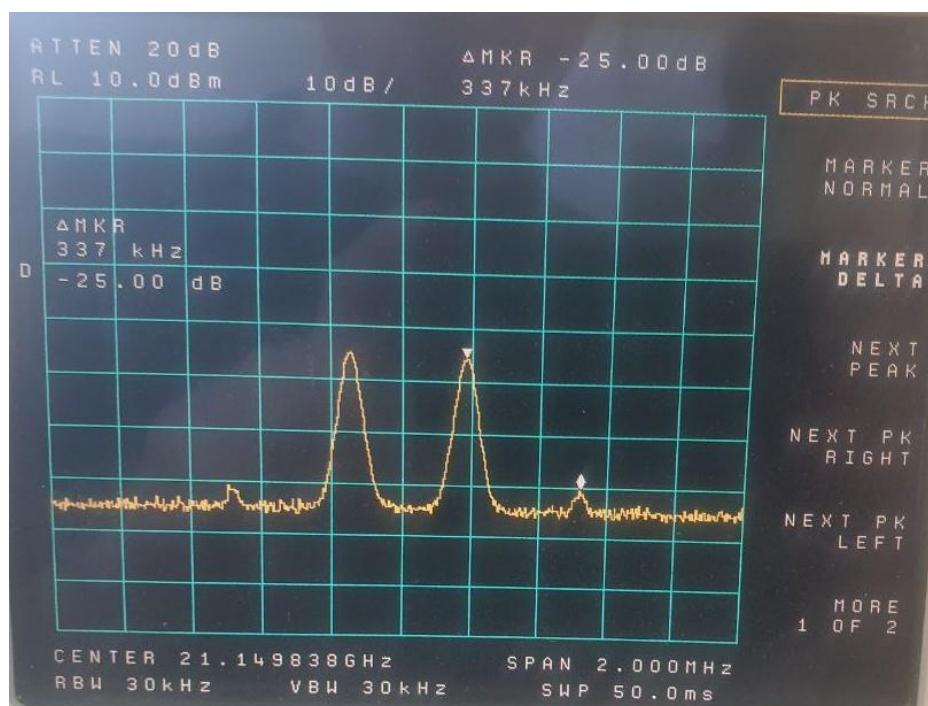


Рисунок 21 - Спектр сигналу з вихідним фільтром міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 4 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу з вихідним фільтром з різницею частот 300 кГц

	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, кГц	Пікова потужність інтермодуляції, ΔдБ
1	5	333	-14,67
	5	667	-27,67
2	0	333	-21,33
3	-5	337	-25

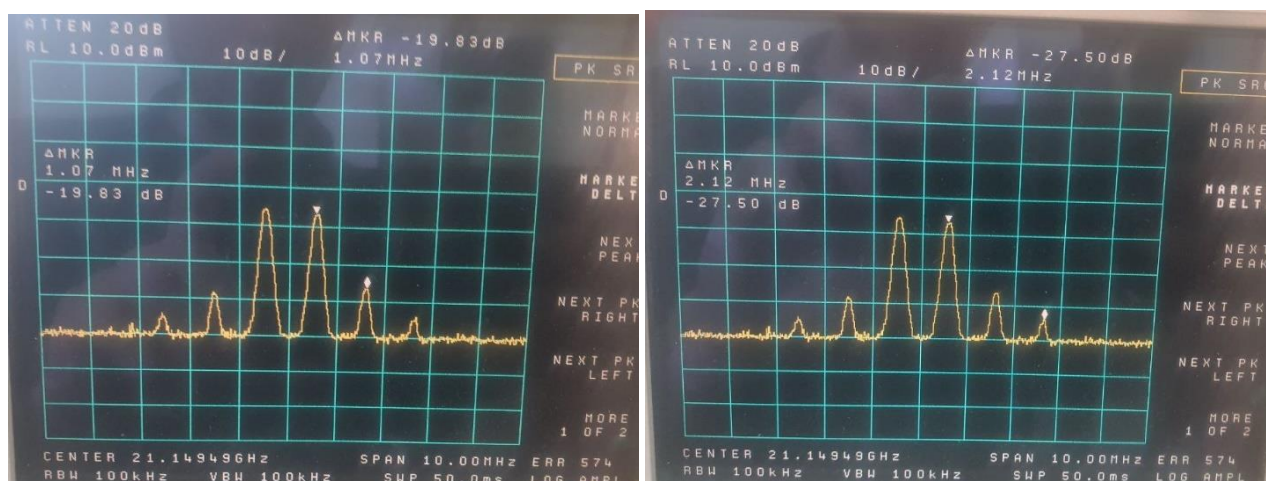


Рисунок 22 - Спектр сигналу з вихідним фільтром міксера НМС264LC3В з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

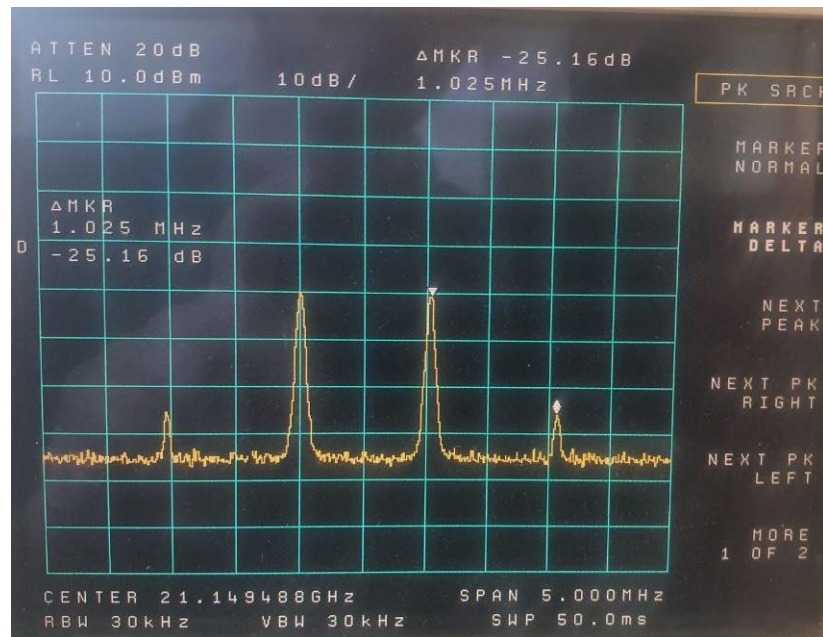


Рисунок 23 - Спектр сигналу з вихідним фільтром міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

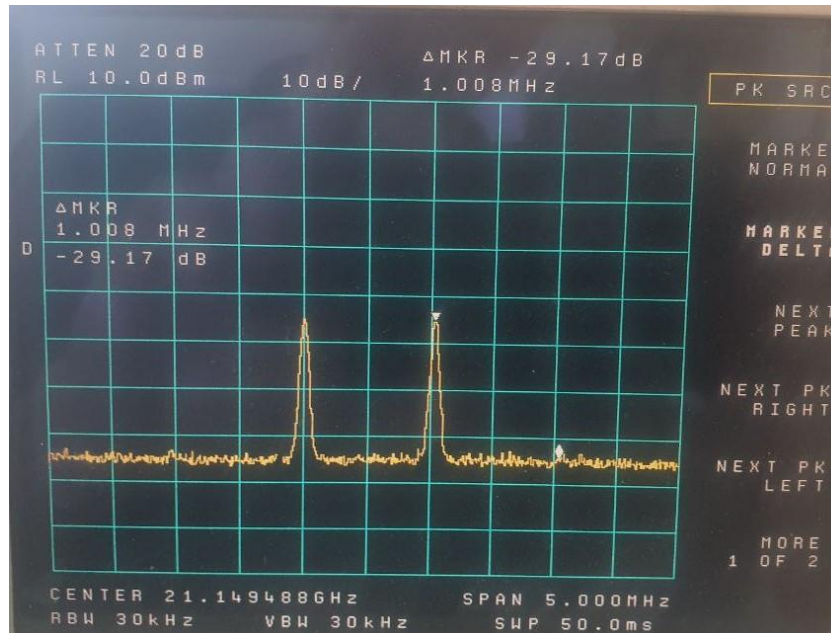


Рисунок 24 - Спектр сигналу з вихідним фільтром міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 5 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу з вихідним фільтром з різницею частот 1 МГц

	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, кГц	Пікова потужність інтермодуляції, ΔдБ
1	5	1,07	-19,83
	5	2,12	-27,50
2	0	1,025	-25,16
3	-5	1,008	-29,17

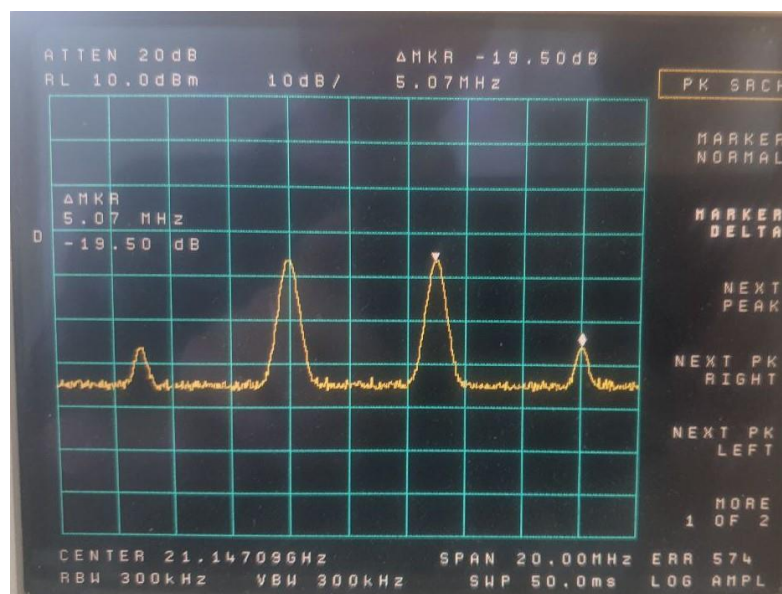


Рисунок 25 - Спектр сигналу з вихідним фільтром міксеру НМС264LC3В з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

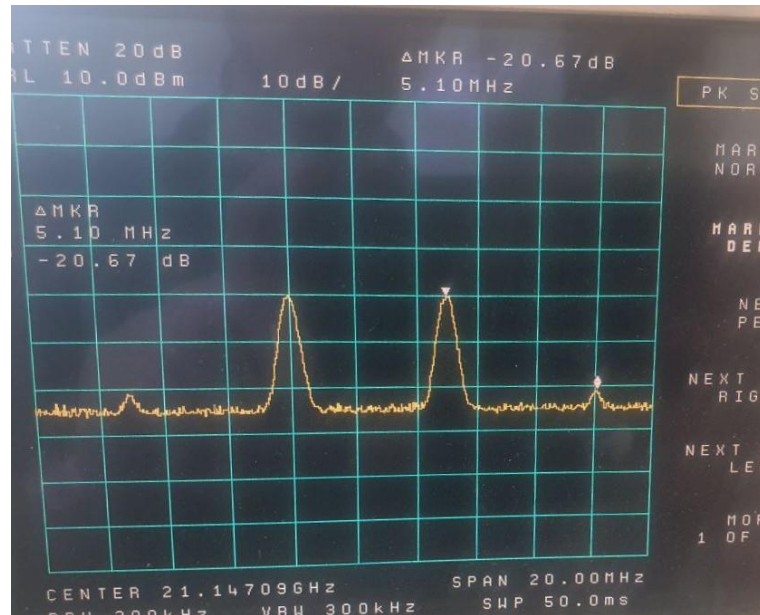


Рисунок 26 - Спектр сигналу з вихідним фільтром міксеру НМС264LC3В з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

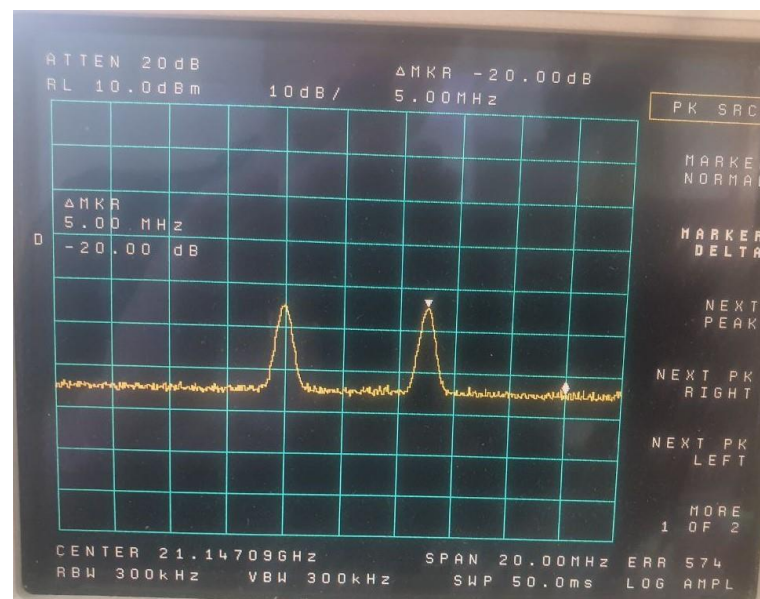


Рисунок 27 - Спектр сигналу з вихідним фільтром міксеру НМС264LC3В з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 6 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу з вихідним фільтром з різницею частот 300 кГц

	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, кГц	Пікова потужність інтермодуляції, дБ
1	5	5,07	-19,50
2	0	5,10	-20,67
3	-5	5	-20,0

Графік залежності рівня інтермодуляційних спотворень від потужності сигналу при фіксованій різниці частот

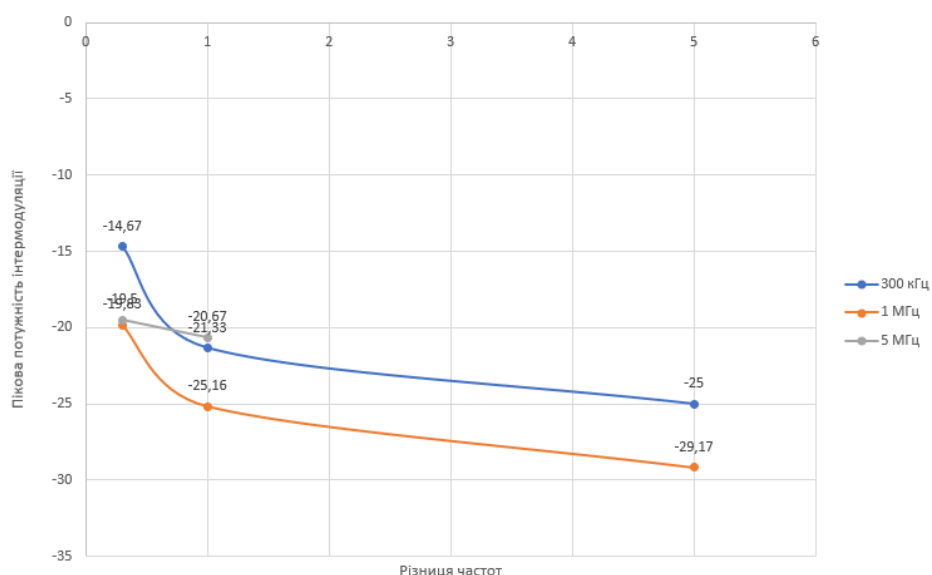


Рисунок 28 – Графік залежності рівня інтермодуляційних спотворень 3-го порядку від різниці частот на міксері HMC264LC3B з вихідним фільтром

Завдяки цьому дослідженню вдалося з'ясувати, що застосування вихідного фільтра у міксері дозволяє суттєво знизити рівень інтермодуляційних спотворень 3-го порядку у порівнянні з невідфільтрованим трактом. Варто зазначити що при великому рознесенні частот в 5 МГц і малій потужності в -5 дБм ефективність фільтру тяжко визначити, оскільки інтермодуляційні компоненти в таких умовах і так опиняються в шумах. Наступним етапом дослідження буде порівняння рівня інтермодуляційних спотворень у тракті з підсилювачем та без нього, але вже з усіма фільтрами, вихідним та вхідним, щоб оцінити вплив підсилення на нелінійність міксера в різних умовах.

3.4 Дослідження інтермодуляції в міксерах без підсилювачів

Спочатку експеримент буде проводитись на міксері HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц, тобто ми будемо мати два основні сигнали з частотами 2450 МГц та 2450.3 МГц, які будуть зміщені до К-діапазону, але не будуть підсилені, тобто будуть мати усі фільтри, вхідний та вихідний. Також на початку не буде задіюватись атенюатор, тому ми будемо мати амплітуду в 5 дБм. Потім ми проведемо цей самий експеримент, але вже на міксері HMC264LM3. Перед початком усіх досліджень варто зазначити, що в отриманих результатах похибкою являється, по-перше, неточність приладу ADALM-PLUTO SDR через що ми на деяких вимірюваннях отримуємо, наприклад, не 300 кГц, а 30 кГц, а по-друге, звичайна похибка встановлення маркерів у спектроаналізаторі.

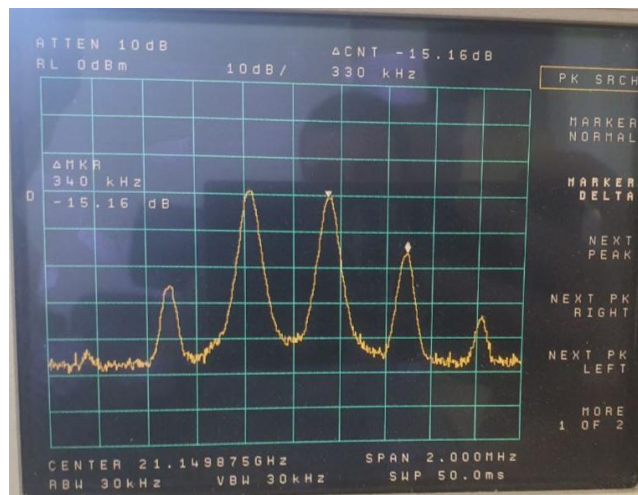


Рисунок 29 - Спектр сигналу міксеру НМС264LC3В з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

Далі ми підвищимо атенюацію до 5 дБ, що призведе до зменшення потужності сигналу на виході, але також дозволить знизити вплив інтермодуляції.

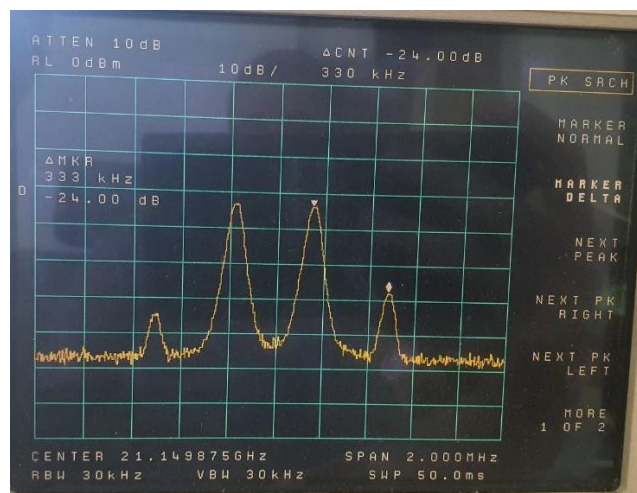


Рисунок 30 - Спектр сигналу міксеру НМС264LC3В з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Підвищимо атенюацію до 10 дБ.

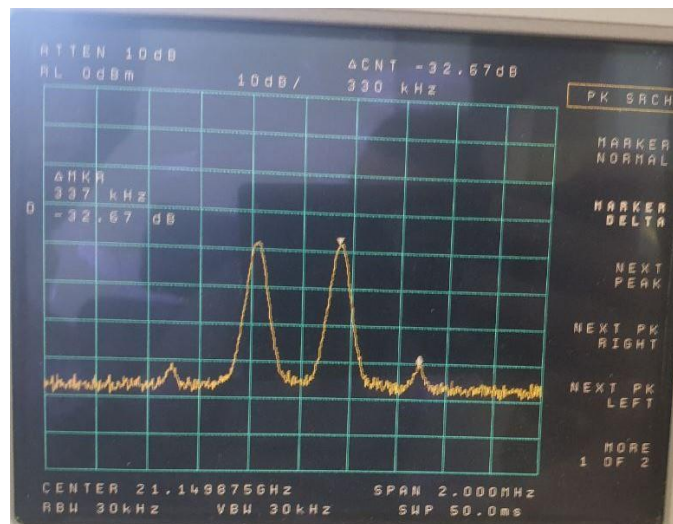


Рисунок 31 - Спектр сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Для більш зрозумілого дослідження зробимо таблицю з порівнянням результатів, щоб дізнатись як зміни на атенюаторі впливають на інтермодуляційні спотворення.

Таблиця 7 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу з різницею частот 300 кГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, кГц	Пікова потужність інтермодуляції, дБ
1	5	340	-15,16
2	0	333	-24,0

Продовження таблиці 7.

3	-5	337	-32,67
---	----	-----	--------

Наступний експеримент буде проводитись з різницею частот в 1 МГц, отже ми отримаємо частоти 2450 МГц та 2451 МГц, які будуть зміщені до К-діапазону, але також не будуть підсилюватись.

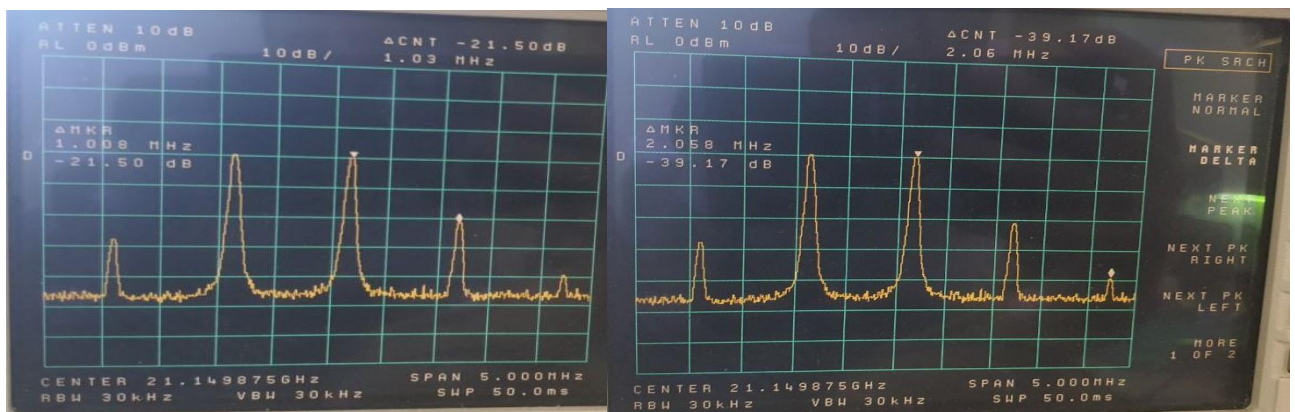


Рисунок 32 - Спектри сигналу міксеру НМС264LC3В з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

Збільшуємо атенюацію до 5 дБ.

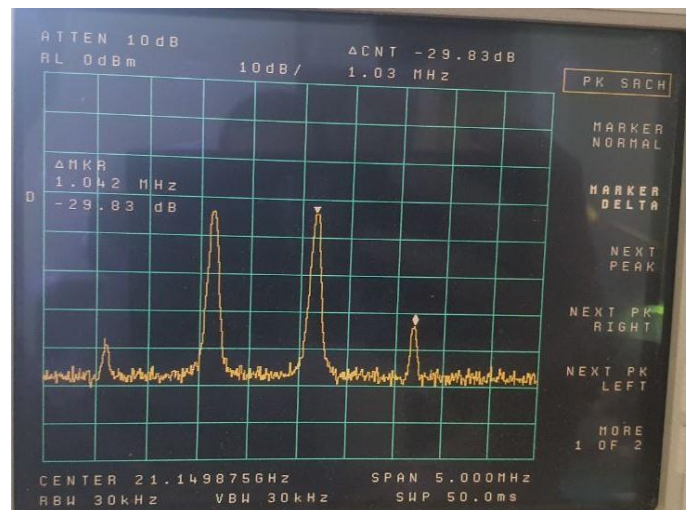


Рисунок 33 - Спектр сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Далі підвищуємо значення на атенюаторі до 10 дБ.

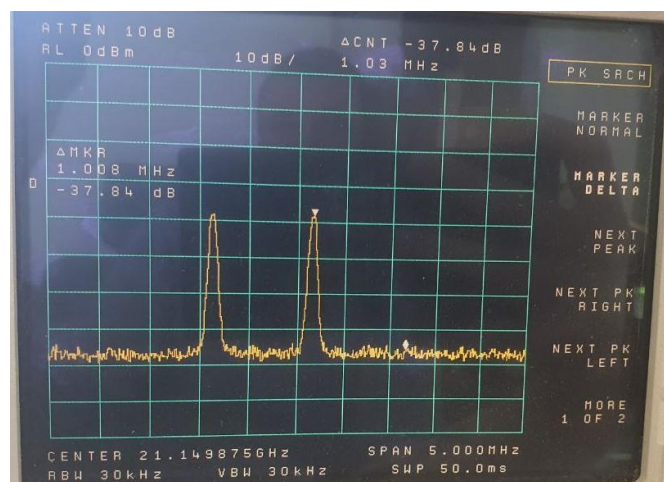


Рисунок 34 - Спектр сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 8 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу з різницею частот 1 МГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, МГц	Пікова потужність інтермодуляції, ΔдБ
1	5	1,008	-21,5
	5	2,058	-39,17
2	0	1,042	-29,83
3	-5	1,008	-37,84 або менше

Наступною різницею частот у нас буде 5 МГц, тому ми отримаємо частоти 2450 та 2455 МГц, які будуть зміщені до К-діапазону, але так само як і минулі експерименти без підсилення.

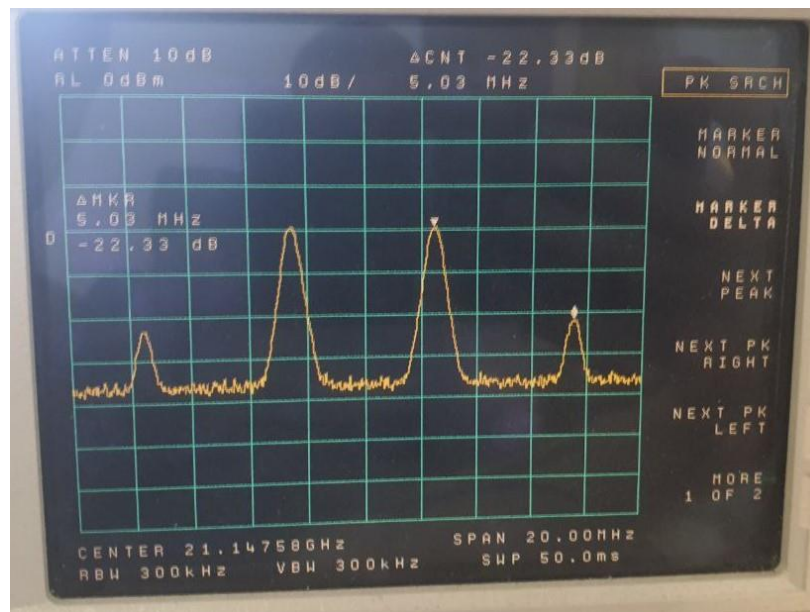


Рисунок 35 - Спектр сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Підвищемо атенюацію до 5 дБ.

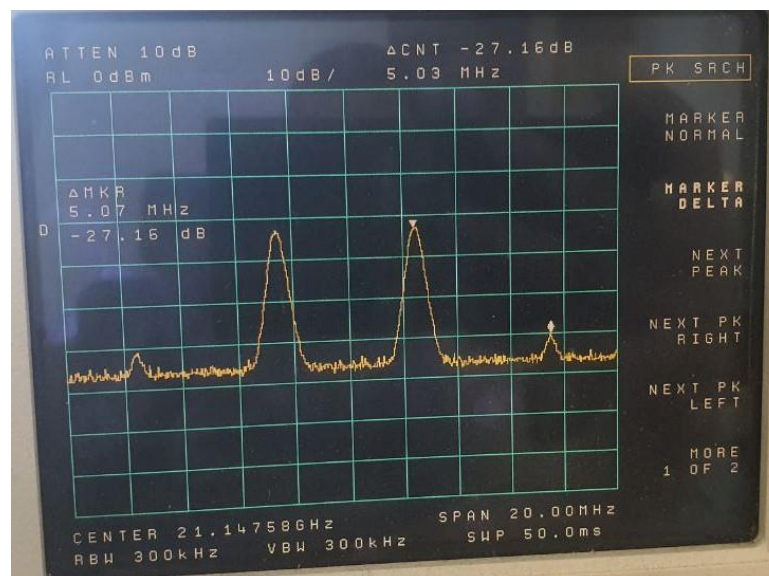


Рисунок 36 - Спектр сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Підвищемо атенюацію до 10 дБ.

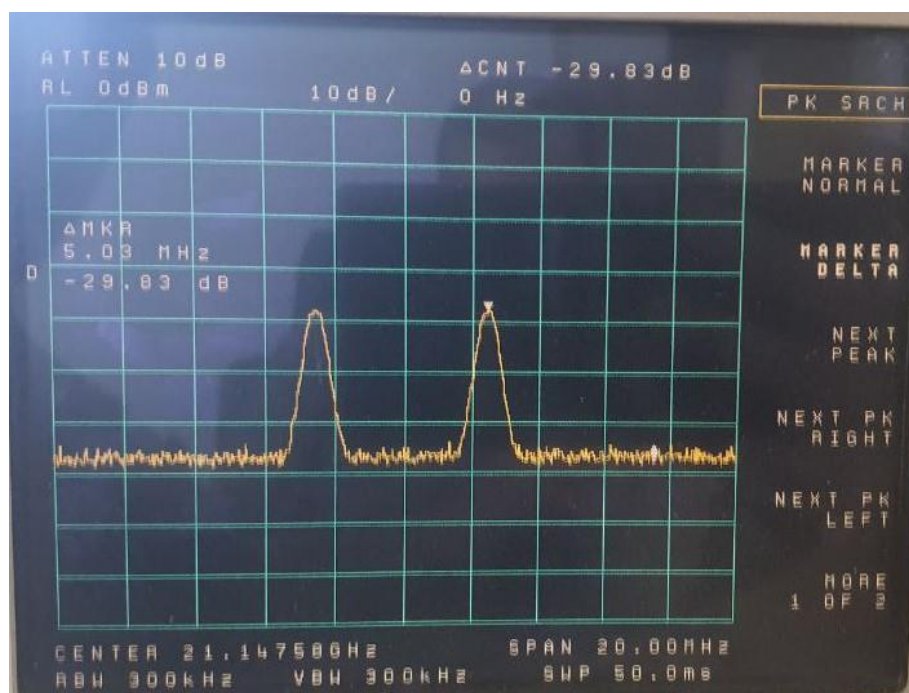


Рисунок 37 - Спектр сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 9 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу з різницею частот 5 МГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, МГц	Пікова потужність інтермодуляції, дБ
1	5	5,03	-22,33
2	0	5,07	-27,16

Продовження таблиці 9.

3	-5	5,03	-29,03 або менше
---	----	------	---------------------

Побудуємо графік.

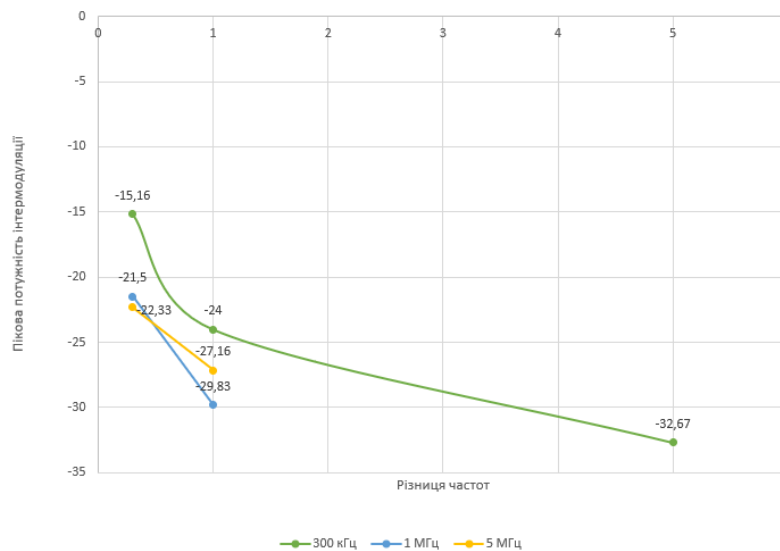


Рисунок 38 – Графік залежності рівня інтермодуляційних спотворень 3-го порядку від різниці частот на міксері HMC264LC3B без підсилення

У результаті дослідження міксера HMC264LC3B без підсилення, але з встановленими вхідним та вихідним фільтрами, можна встановити, що рівень інтермодуляційних спотворень 3-го порядку знижується.

Варто відзначити, що за наявності обох фільтрів, вхідного та вихідного, уже при різниці частот 1 МГц і 5 МГц на потужності -5 дБм інтермодуляційні продукти виявляються нижчими або на рівні шумів, на відміну від попередніх конфігурацій, тобто без вхідного фільтра, де в шумах опинялися лише продукти при 5 МГц.

Таким чином, на основі порівняння з попередніми результатами можна зробити висновок, що оптимального придушення інтермодуляційних спотворень вдається досягти саме у конфігурації з повноцінною фільтрацією на вході та виході міксера. Це особливо важливо для систем з високими

вимогами до чистоти сигналу. Тепер перейдемо до дослідження на іншій моделі міксеру.

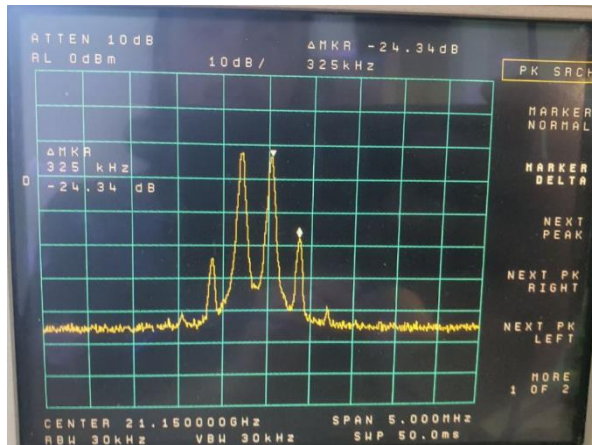


Рисунок 39 - Спектр сигналу міксеру HMC264LM3 з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього та вищих порядків

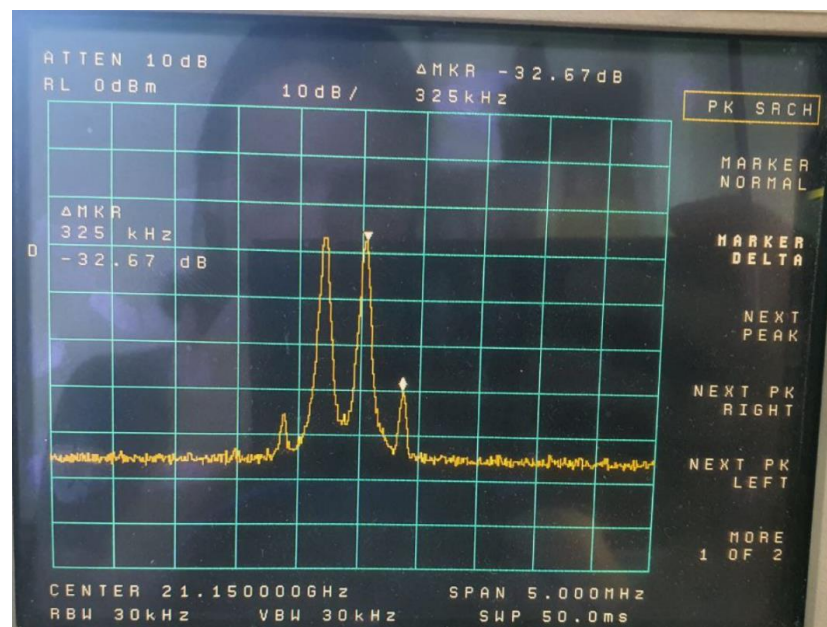


Рисунок 40 - Спектр сигналу міксеру HMC264LM3 з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

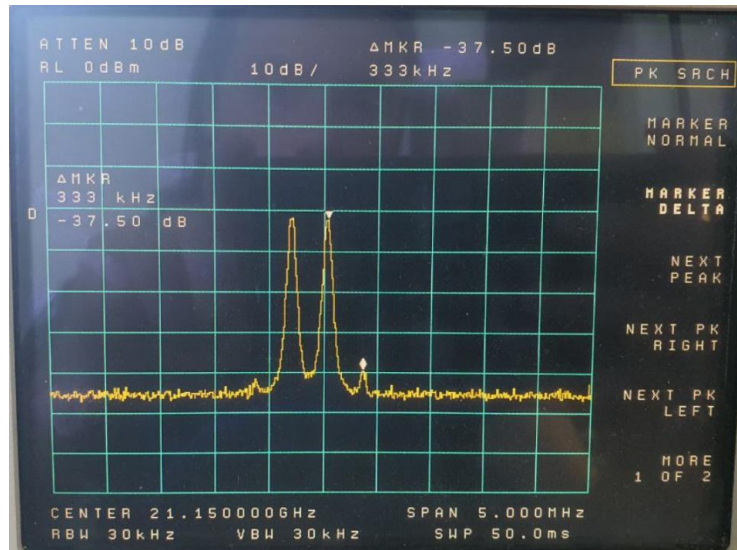


Рисунок 41 - Спектр сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 10 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот 300 кГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБ	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, кГц	Пікова потужність інтермодуляції, дБ
1	5	325	-24,34
	5	667	-46,84
2	0	325	-32,67

Продовження таблиці 10.

3	-5	333	-37,50
---	----	-----	--------

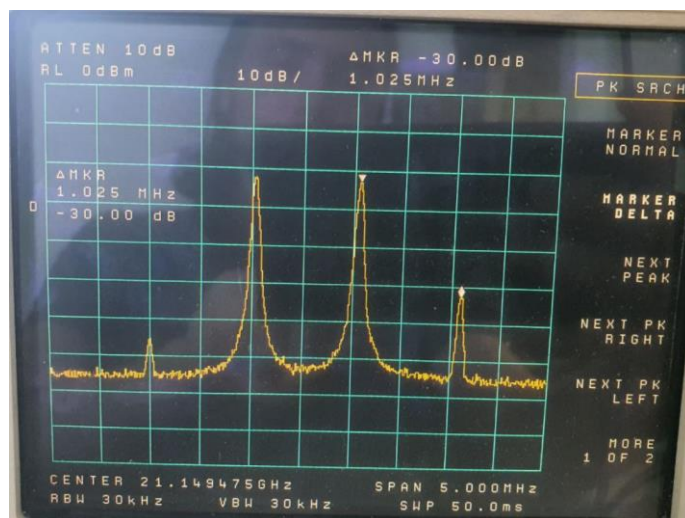


Рисунок 42 - Спектр сигналу міксеру HMC264LM3 з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

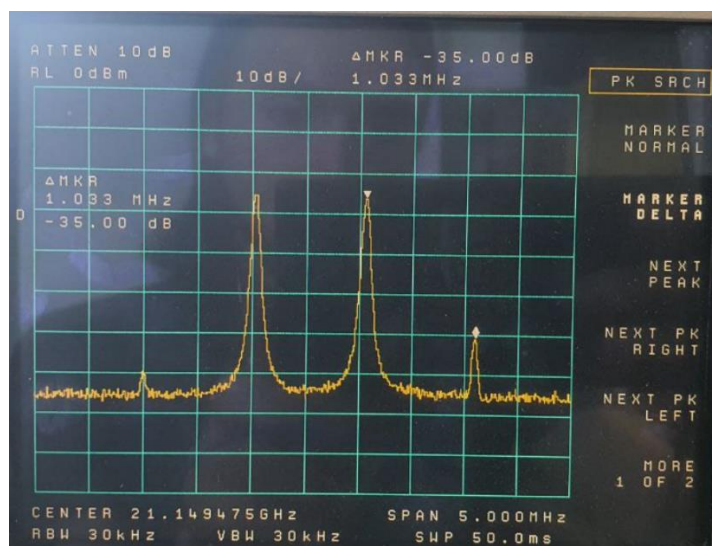


Рисунок 43 - Спектр сигналу міксеру HMC264LM3 з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

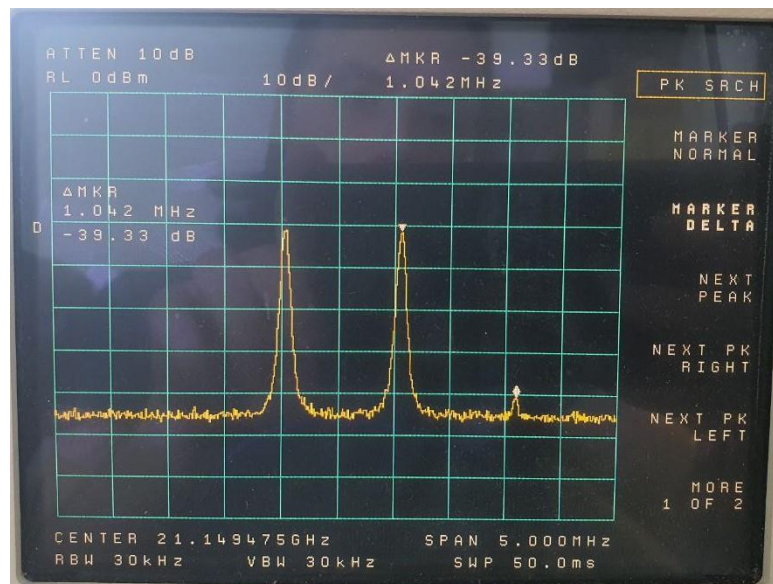


Рисунок 44 - Спектр сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 11 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот 1 МГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, МГц	Пікова потужність інтермодуляції, дБ
1	5	1,025	-30,0
2	0	1,033	-35,00
3	-5	1,042	-39,33

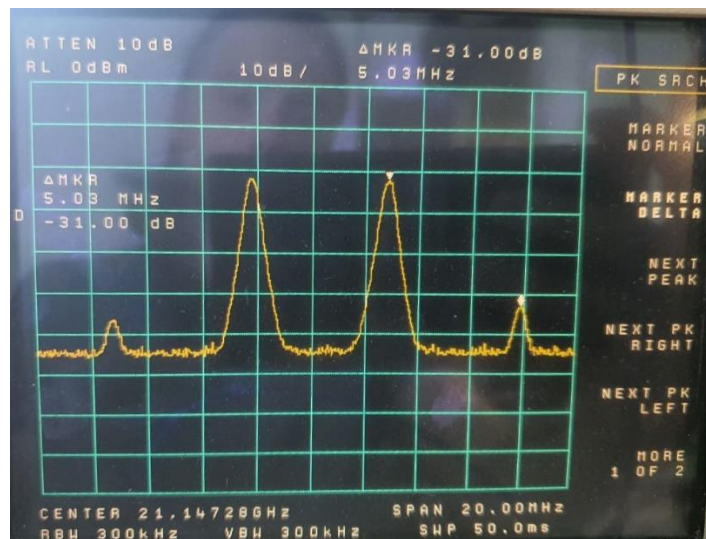


Рисунок 45 - Спектр сигналу мікзера НМС264LM3 з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

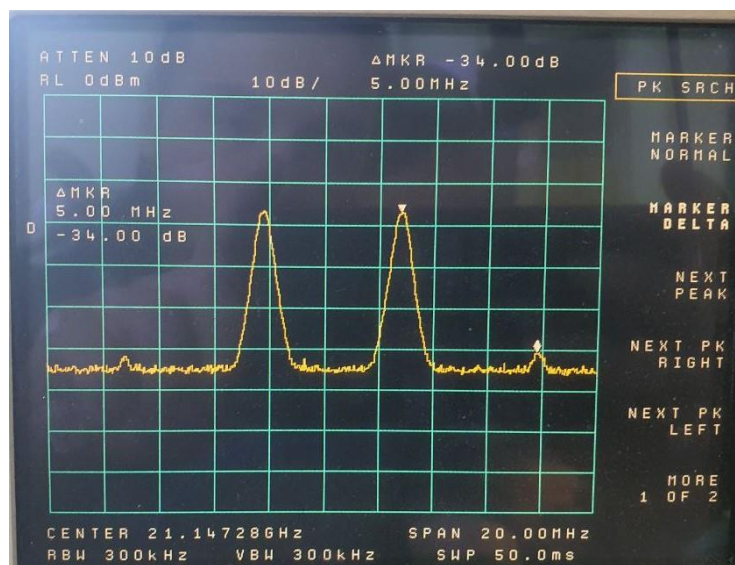


Рисунок 46 - Спектр сигналу мікзера НМС264LM3 з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з мінімальними проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

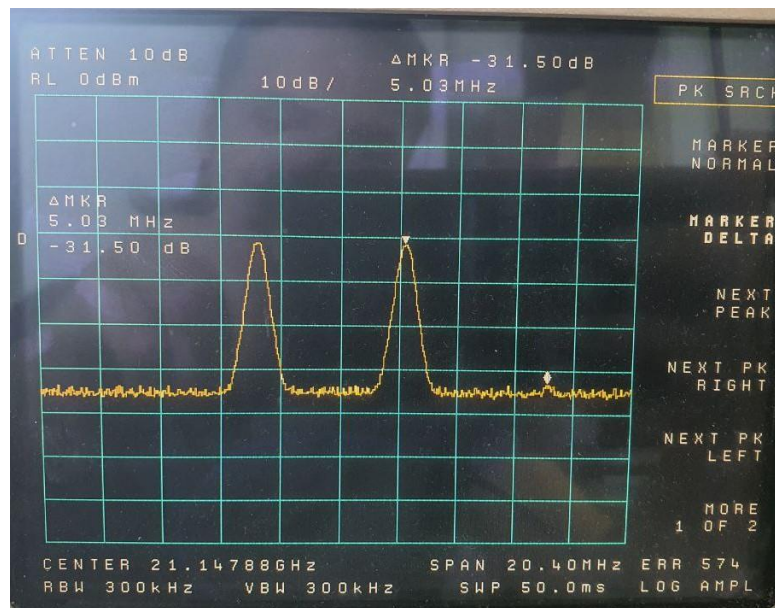


Рисунок 47 - Спектр сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з мінімальними проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Таблиця 12 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот 5 МГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, МГц	Пікова потужність інтермодуляції, дБ
1	5	5,03	-31,0
2	0	5,0	-34,0
3	-5	5,03	-31,50 або менше

Побудуємо графік.

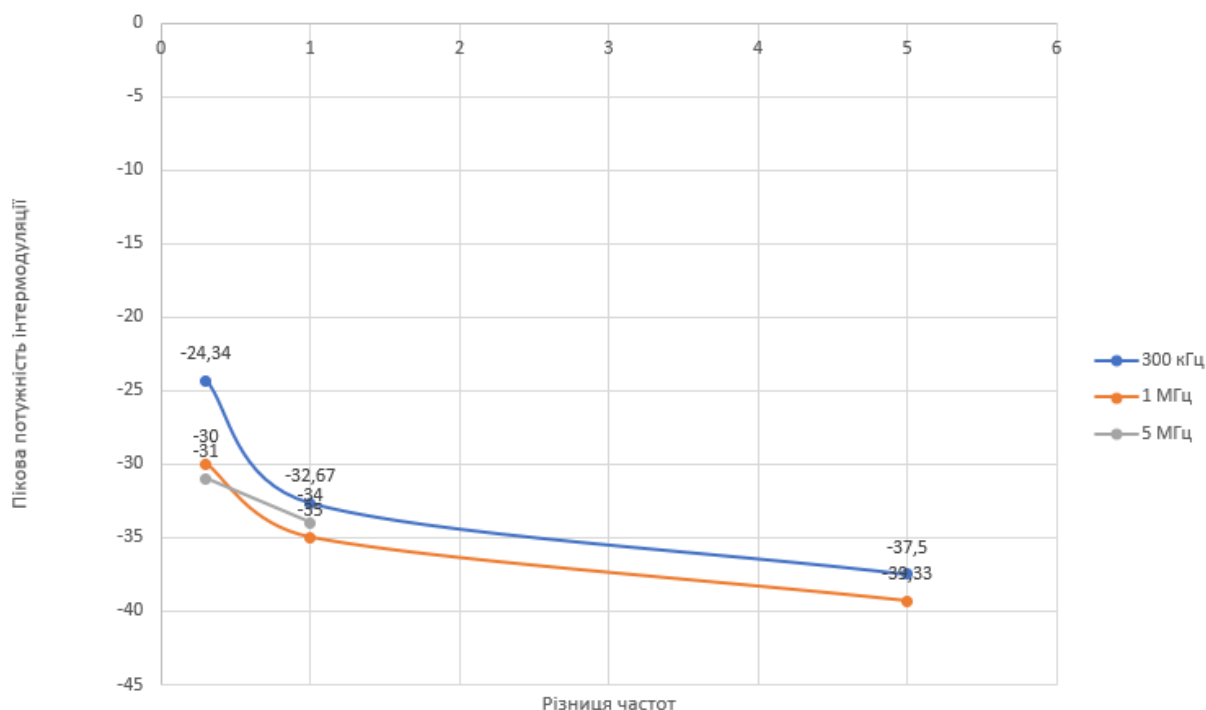


Рисунок 48 – Графік залежності рівня інтермодуляційних спотворень 3-го порядку від різниці частот на міксері HMC264LM3 без підсилення

Провівши дослідження на міксері HMC264LM3 без підсилення та з усіма фільтрами і порівнявши результати з міксером HMC264LC3B можна доволі чітко сказати, що міксер HMC264LM3 показує кращу лінійність та забезпечує нижчий рівень інтермодуляційних спотворень на усіх потужностях на відміну від міксеру HMC264LC3B. Перейдемо до досліджень цих міксерів з використанням підсилювального тракту.

3.5 Дослідження інтермодуляції в міксерах з підсилювачами

Як і до цього експеримент спочатку буде проводитись на міксері HMC264LC3B з різницею частот у 300 кГц, тобто ми знову отримаємо два основні сигнали з частотами 2450 МГц та 2450.3 МГц, які будуть зміщені до К-діапазону, але відміну від попереднього випадку, в цьому експерименті міксери будуть з підсилювачами. Атенюатор спочатку також не

використовується. Потім це буде повторено для міксеру HMC264LM3 з ідентичними умовами.

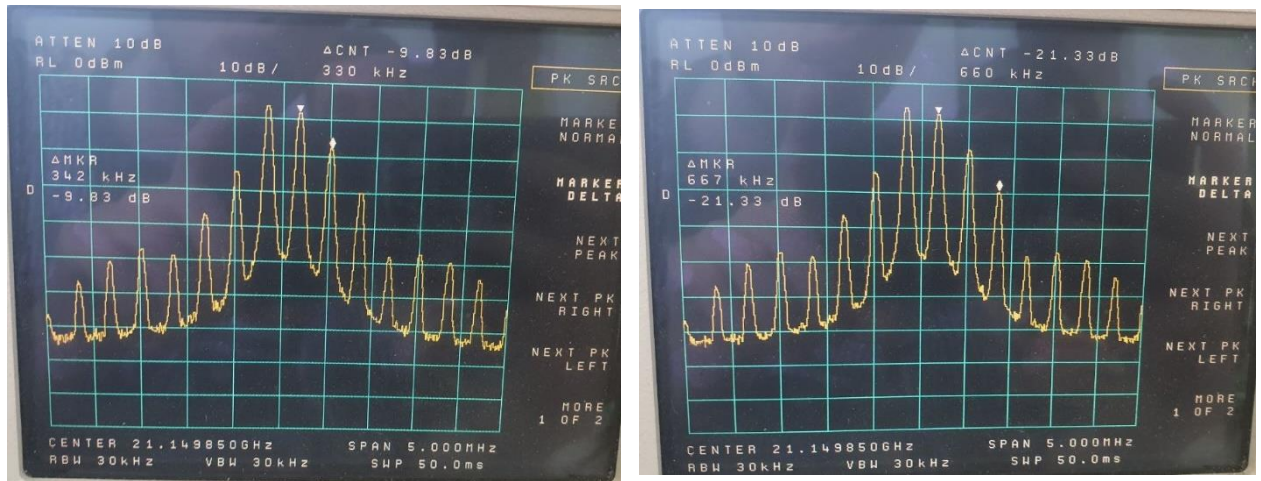


Рисунок 49 - Спектр підсиленого сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

Підвищимо атенюацію до 5 дБ.

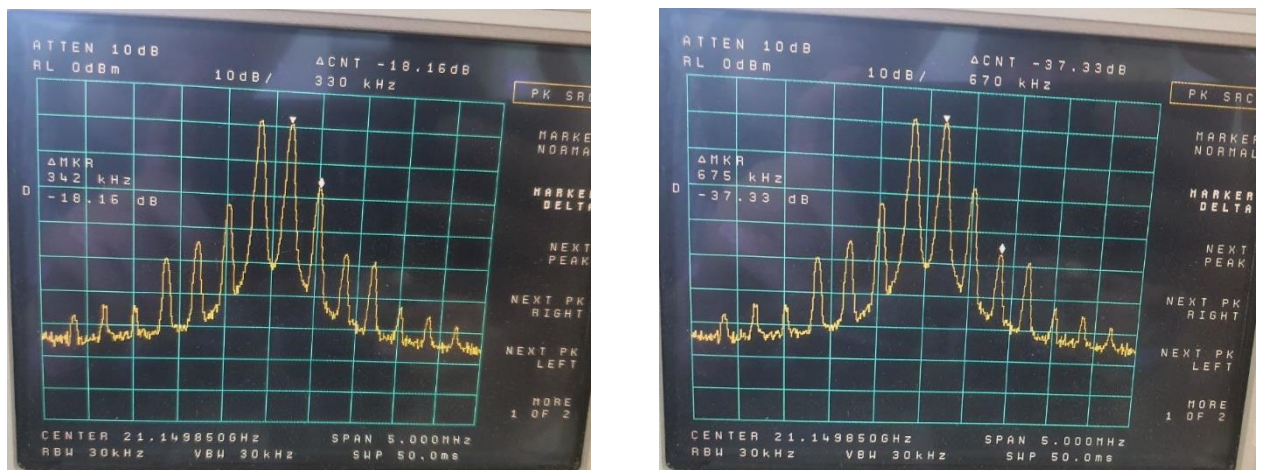


Рисунок 50 - Спектр підсиленого сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

Підвищимо атенюацію до 10 дБ.

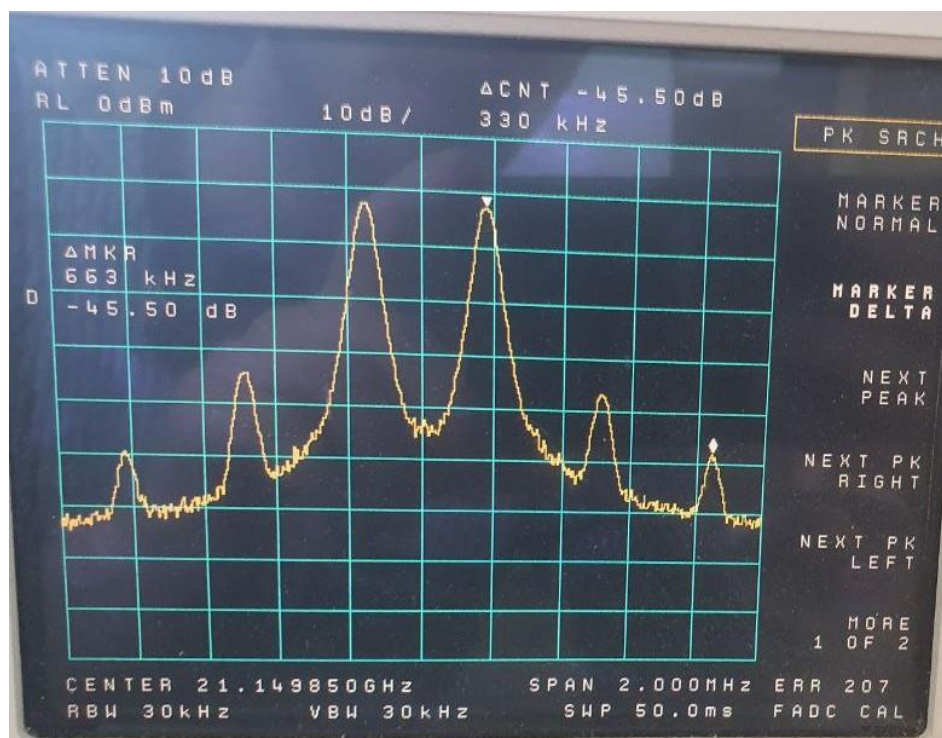
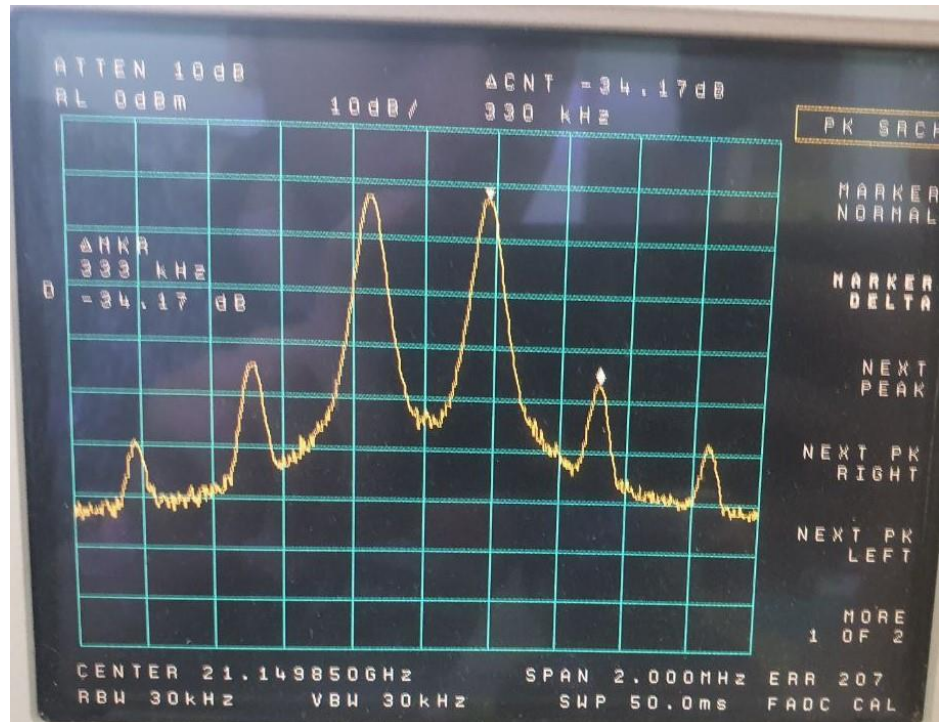


Рисунок 51 - Спектр підсиленого сигналу мікзера HMC264LC3B з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

Таблиця 13 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень підсиленого сигналу міксеру НМС264LC3В з різницею частот 300 кГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, кГц	Пікова потужність інтермодуляції, ΔдБ
1	5	342	-9,83
	5	667	-21,33
2	0	342	-18,16
	0	675	-37,33
3	-5	333	-34,17
	-5	663	-45,50

Наступний експеримент буде проводитись з різницею частот в 1 МГц та підсиленням.

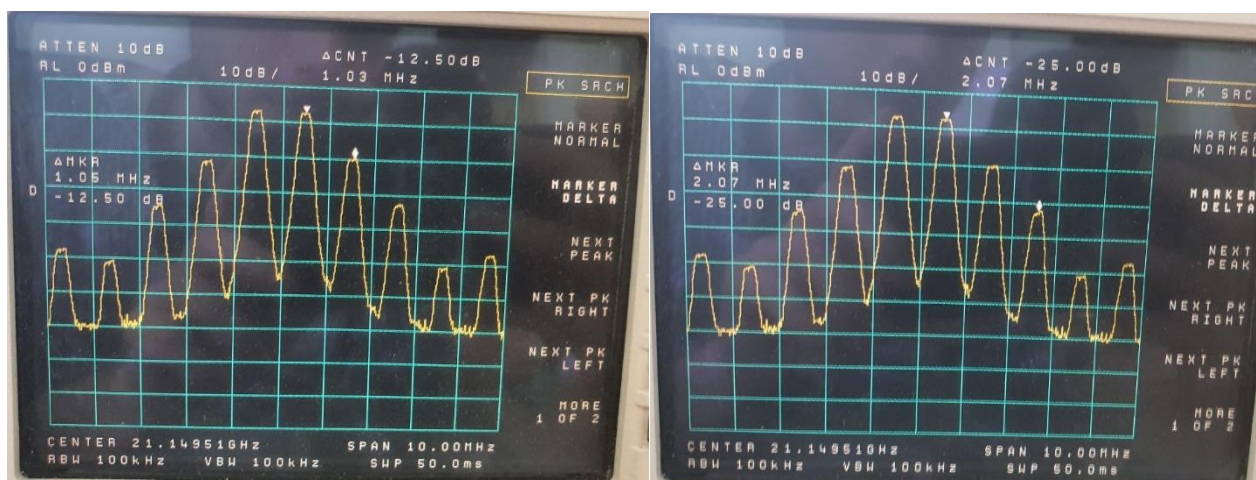


Рисунок 52 – Спектри підсиленого сигналу міксерів НМС264LC3В з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищого порядку

Збільшуємо атенюацію до 5 дБ.

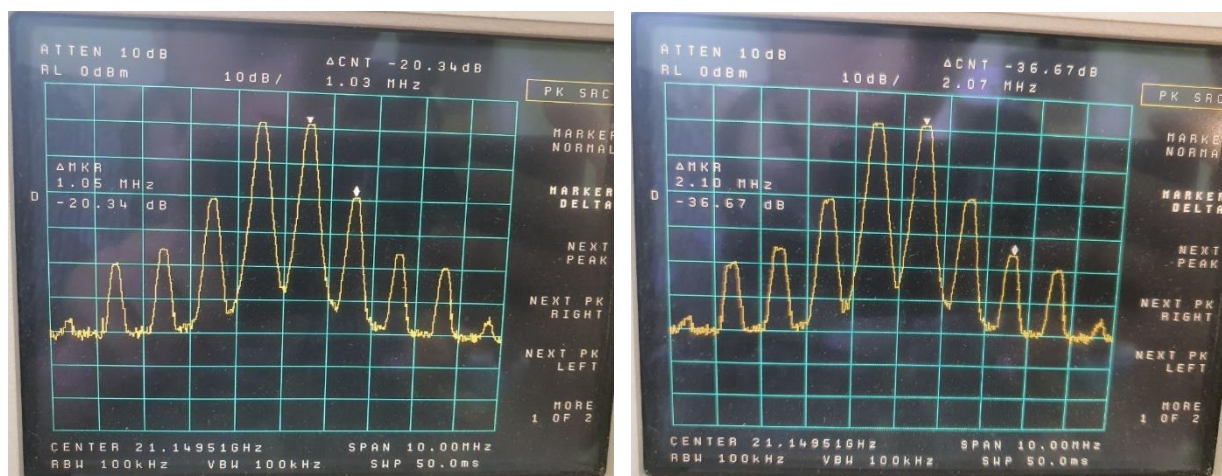


Рисунок 53 – Спектр підсиленого сигналу міксерів НМС264LC3В з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищого порядку

Далі підвищуємо значення на атенюаторі до 10 дБ.

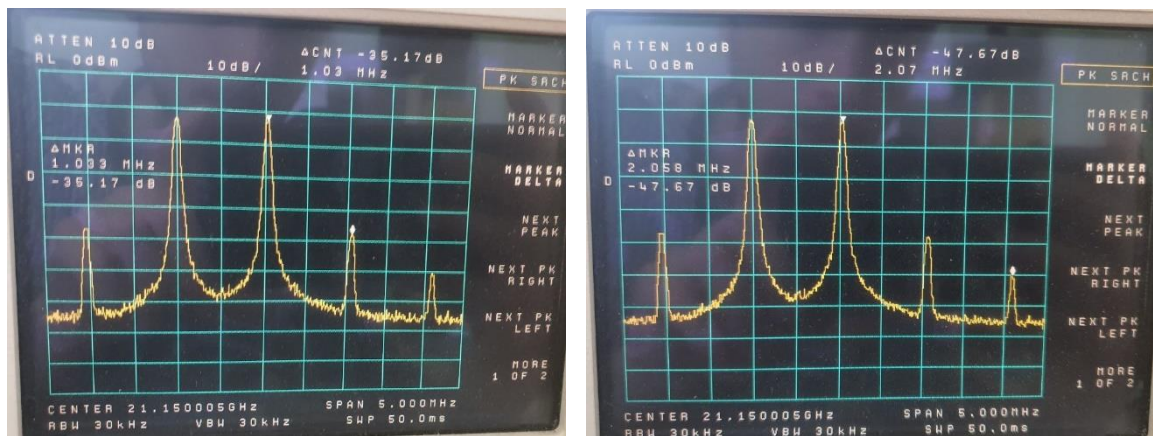


Рисунок 54 – Спектр підсиленого сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищого порядку

Таблиця 14 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот 1 МГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, МГц	Пікова потужність інтермодуляції, дБ
1	5	1,05	-12,50
2	5	2,07	-25,0
3	0	1,05	-20,34
4	0	2,10	-36,77

Продовження Таблиці 14.

5	-5	1,033	-35,17
6	-5	2,058	-47,67

Наступною різницею частот у нас буде 5 МГц, тому ми отримаємо частоти 2450 та 2455 МГц, які будуть зміщені до К-діапазону і будуть підсилені.

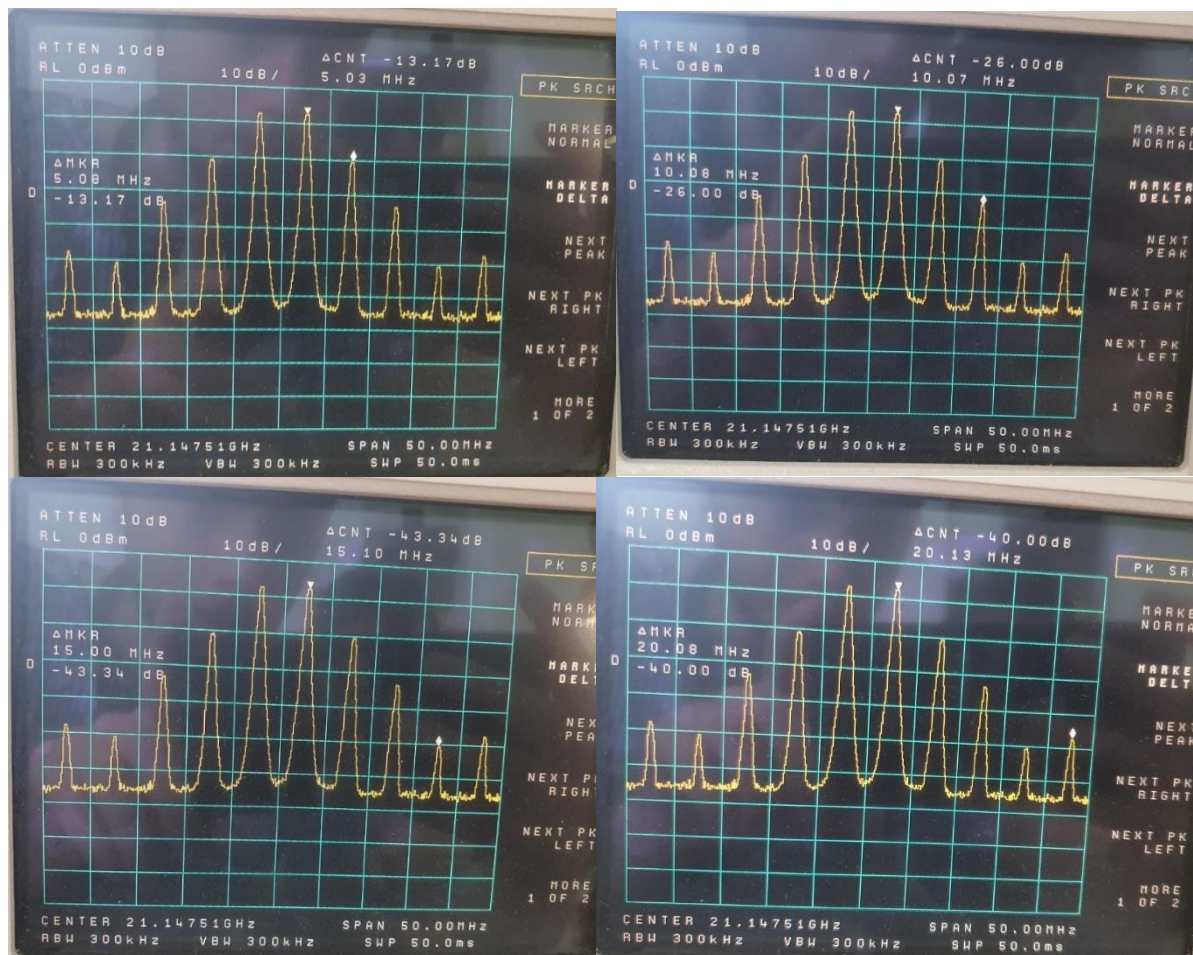


Рисунок 55 – Спектри підсиленого сигналу міксеру НМС264LC3В з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

Підвищемо атенюацію до 5 дБ.

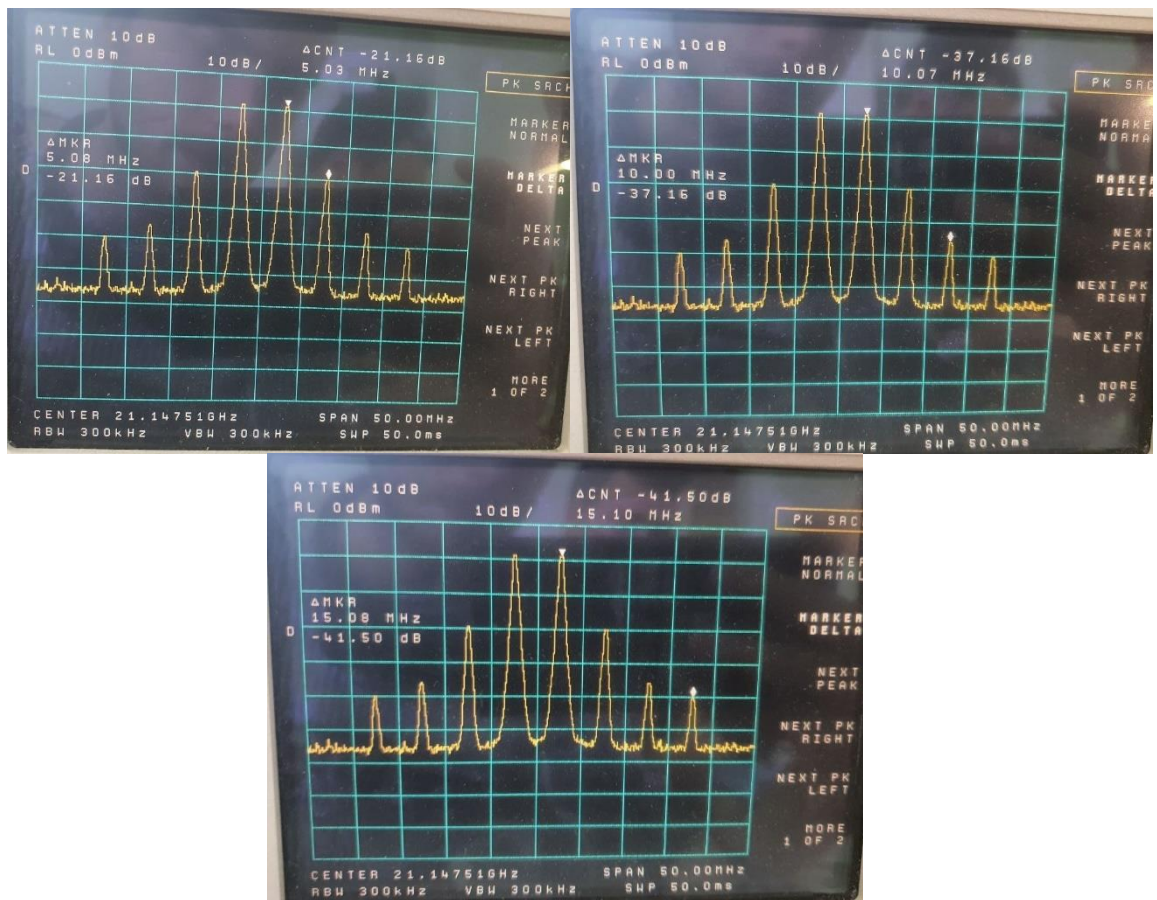


Рисунок 56 – Спектр підсиленого сигналу міксеру HMC264LC3B з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищих порядків

Підвищемо атенюацію до 10 дБ.

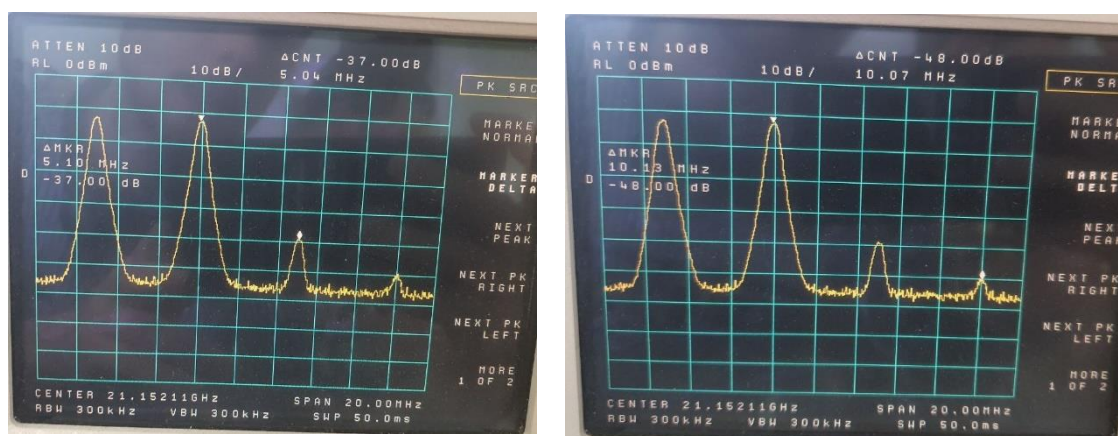


Рисунок 57 – Спектр підсиленого сигналу міксеру НМС264LC3В з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку та вищого порядку

Таблиця 15 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу міксеру НМС264LC3В з різницею частот 5 МГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, МГц	Пікова потужність інтермодуляції, дБ
1	5	5,08	-13,17
2	5	10,08	-26,0

Продовження Таблиці 15

3	5	15,0	-43,34
4	5	20,08	-40,0
5	0	5,08	-21,16
6	0	10,0	-37,16
7	0	15,08	-41,50
8	-5	5,10	-37,0
9	-5	10,13	-48,0

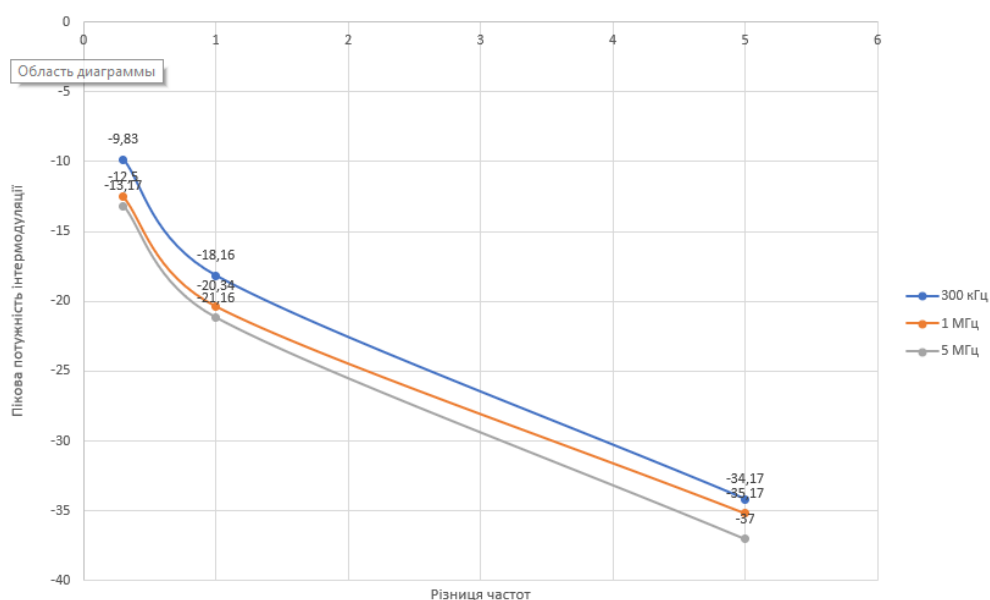


Рисунок 58 – Графік залежності рівня інтермодуляційних спотворень 3-го порядку від різниці частот на міксері HMC264LC3B з підсиленням

Отримані результати на міксері HMC264LC3B у конфігурації з підсиленням підтверджують очікуване: рівень інтермодуляційних спотворень суттєво погіршується, що є наслідком додаткових нелінійностей, які вносить підсилювач. Це цілком логічно, оскільки підсилення високого рівня сигналу після міксера не лише покращує амплітуду, але й супроводжується зростанням інтермодуляційних продуктів, що вже формуються ще до точки змішування. Тепер виконаємо ідентичні дослідження з єдиною різницею, що будемо використовувати міксер HMC264LM3.

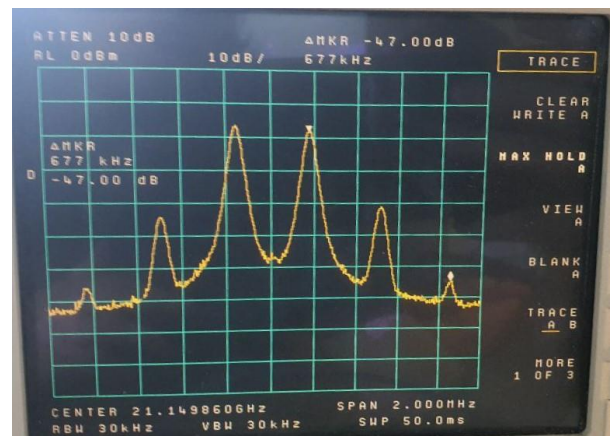
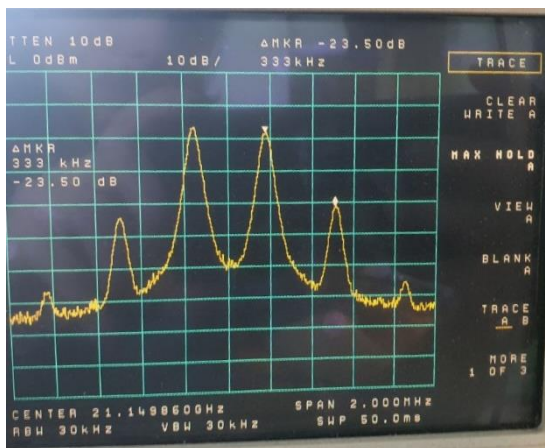


Рисунок 59 - Спектр підсиленого сигналу міксера HMC264LM3 з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього та вищого порядку

Підвищимо атенюацію до 5 дБ.

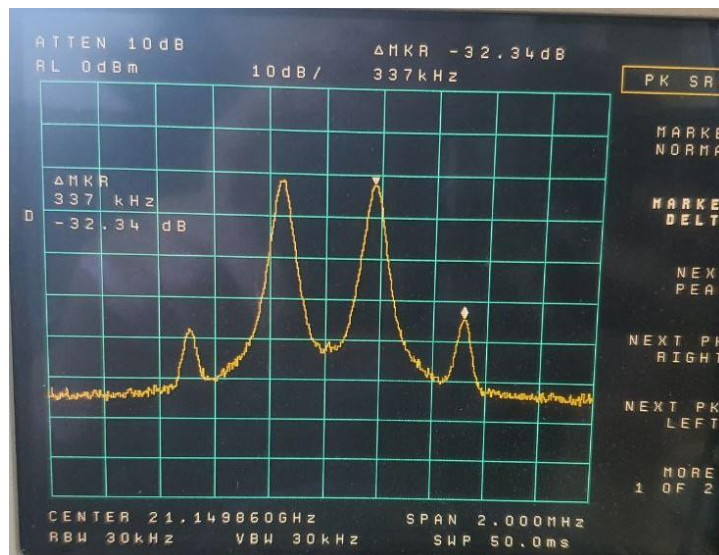


Рисунок 60 - Спектр підсиленого сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку
Підвищимо атенюацію до 10 дБ.

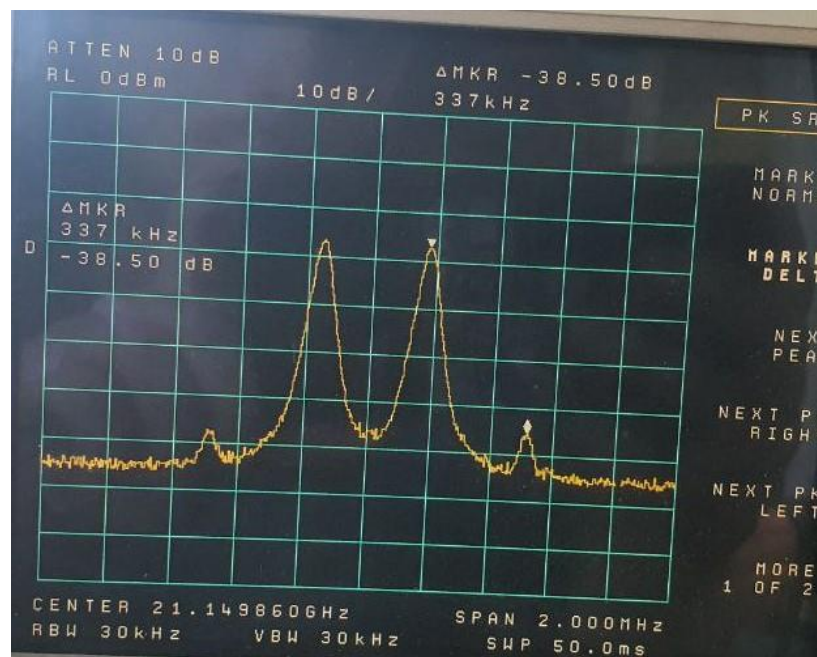


Рисунок 61 - Спектр підсиленого сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот в 300 кГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Зробимо таблицю для порівняння результатів.

Таблиця 16 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень підсиленого сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот 300 кГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, кГц	Пікова потужність інтермодуляції, ΔдБ
1	5	333	-23,50
	5	667	-47,0
2	0	337	-32,34
3	-5	337	-38,50

Наступний експеримент буде проводитись з різницею частот в 1 МГц та підсиленням.

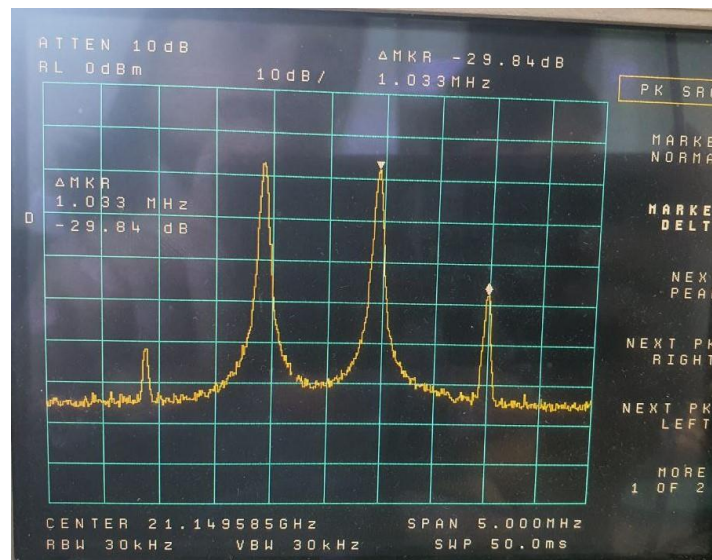


Рисунок 62 - Спектр підсиленого сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Збільшуємо атенюацію до 5 дБ.



Рисунок 63 - Спектр підсиленого сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Далі підвищуємо значення на атенюаторі до 10 дБ.

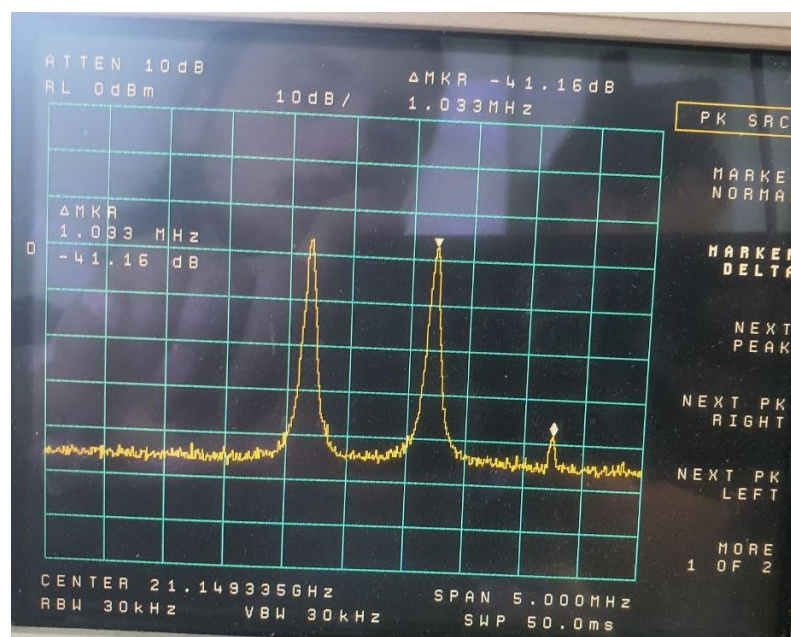


Рисунок 64 - Спектр підсиленого сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот в 1 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Зробимо таблицю для порівняння результатів.

Таблиця 17 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу міксеру НМС264LM3 з різницею частот 1 МГц

№	Потужність яка подається на міксер, дБ	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, МГц	Пікова потужність інтермодуляції, дБ
1	5	1,033	-29,84

Продовження таблиці 17.

2	0	1,033	-37,34
3	-5	1,033	-41,16

Наступною різницею частот у нас буде 5 МГц, тому ми отримаємо частоти 2450 та 2455 МГц, які будуть зміщені до К-діапазону і будуть підсилені.

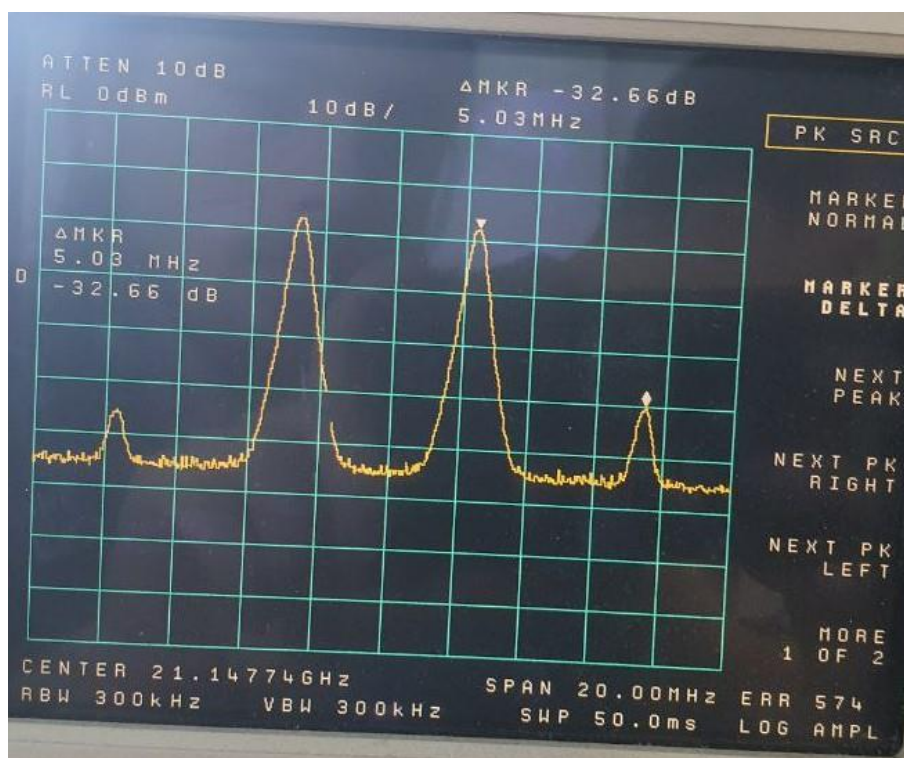


Рисунок 65 - Спектр підсиленого сигналу міксеру HMC264LM3 з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 0 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Підвищемо атенюацію до 5 дБ.

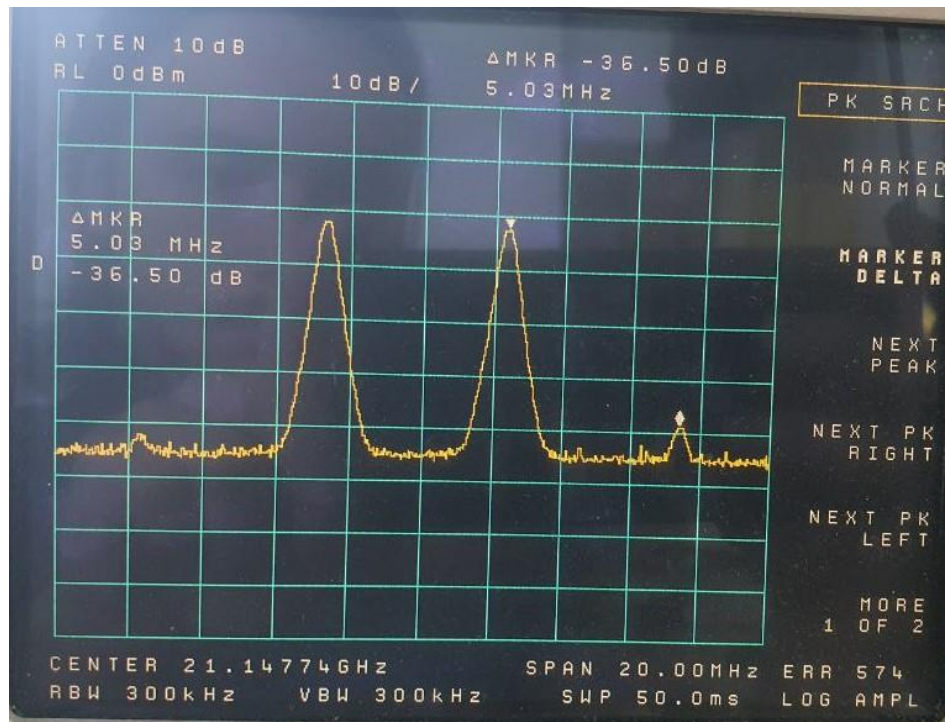


Рисунок 66 - Спектр підсиленого сигналу міксеру HMC264LM3 з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 5 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Підвищемо атенюацію до 10 дБ.

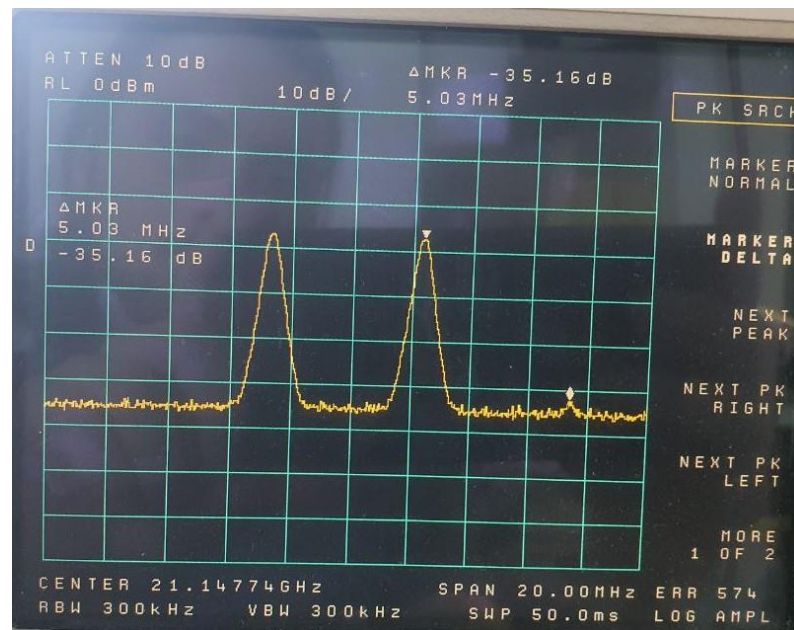


Рисунок 67 - Спектр підсиленого сигналу міксеру HMC264LM3 з різницею частот в 5 МГц із заданою атенюацією 10 дБ з проявами інтермодуляційних спотворень третього порядку

Зробимо таблицю для порівняння результатів.

Таблиця 18 – Вплив потужності на рівень інтермодуляційних спотворень сигналу міксеру HMC264LM3 з різницею частот 5 МГц

№	Значення атенюатора, дБм	Різниця між піками основних частот та інтермодуляції, МГц	Пікова потужність інтермодуляції, дБ
1	5	5,03	-32,60

Продовження Таблиці 18.

2	0	5,03	-36,50
3	-5	5,03	-35,16 або менше

Побудуємо графік.

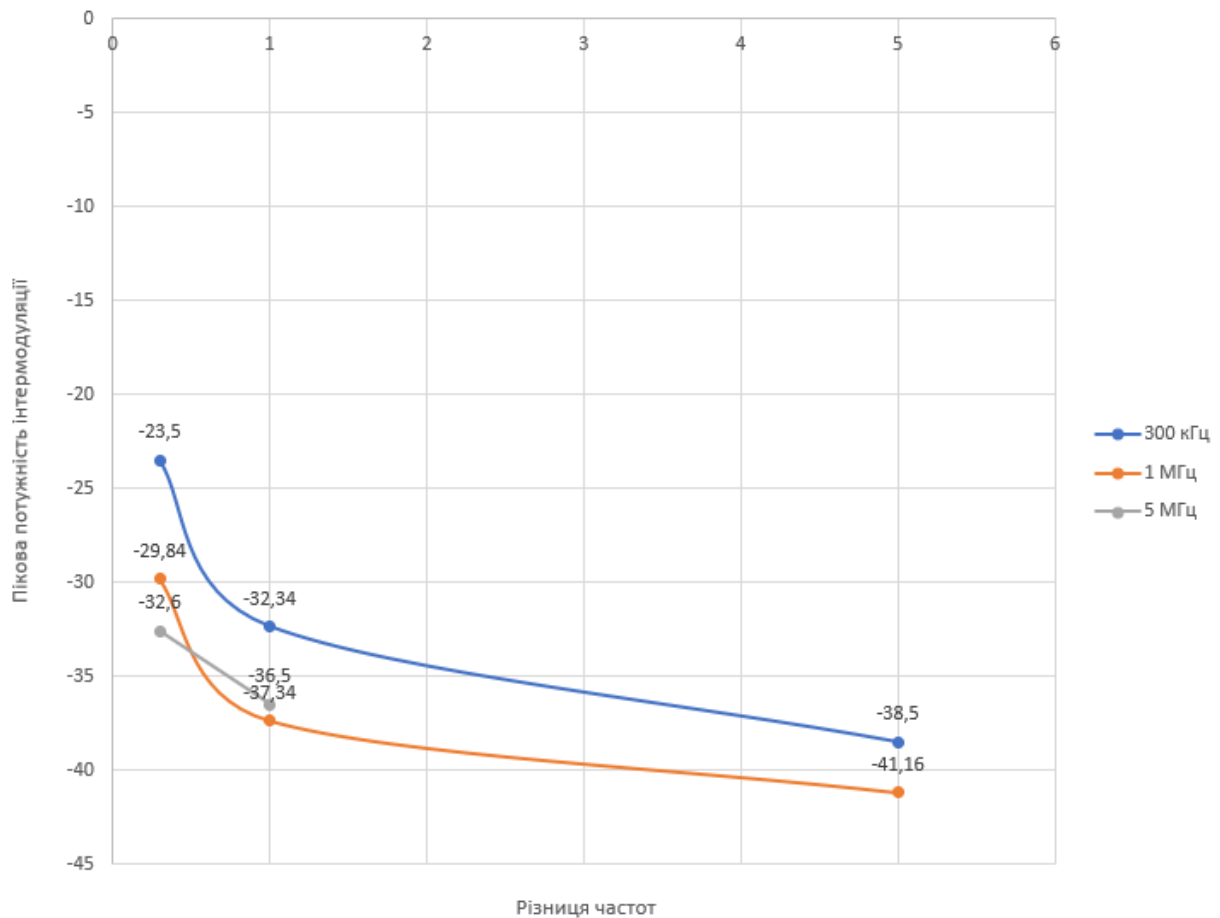


Рисунок 68 – Графік залежності рівня інтермодуляційних спотворень 3-го порядку від різниці частот на міксері НМС264LM3 з підсиленням

Проведене дослідження показало, що додавання підсилення після міксера так само призводить до зростання інтермодуляційних спотворень 3-го порядку, що, як вже було зазначено, пов'язано з додатковими нелінійностями, які вносить сам підсилювач.

Однак, при використанні міксеру НМС264LM3, ситуація виявилась значно кращою, ніж у міксері НМС264LC3В. Навіть у режимі з підсиленням НМС264LM3 демонструє нижчі рівні інтермодуляції, ніж LC3В у тих самих умовах, що свідчить про його вищу лінійність, стабільність та стійкість до перевантаження.

Таким чином, хоча підсилювальний тракт після міксеру дійсно вносить додаткові спотворення, у випадку з НМС264LM3 цей вплив не є критичним, і він зберігає кращі характеристики лінійності навіть за наявності підсилення.

Висновок

У дипломній роботі проведено всебічне дослідження інтермодуляційних спотворень, що виникають у міксерах при роботі в діапазоні К (18–26,5 ГГц), із застосуванням двотонового тесту. Робота охоплює як теоретичне моделювання явища інтермодуляції, так і практичні вимірювання з використанням сучасних засобів генерації та аналізу сигналів.

Основним завданням було оцінити рівень інтермодуляції 3-го порядку, побудувати залежність між потужністю вхідних сигналів, різницею частот та амплітудою небажаних продуктів.

Під час експерименту було змодельовано двотоновий сигнал із заздалегідь заданою різницею частот (Δf) між основними тонами, 300 кГц, 1 МГц, 5 МГц. Застосовуючи міксери НМС264LC3В та НМС264LM3, здійснювалось подавання сигналів з різною потужністю -5, 0, +5 дБм, а результати фіксувались за допомогою спектроаналізатора.

Для повноти аналізу експеримент проводився в кількох режимах:

- без вихідного фільтра — що дозволяло фіксувати повний спектр включно з усіма гармоніками та інтермодуляційними продуктами;
- з вихідним фільтром — що дозволяло оцінити залишкові продукти інтермодуляції в смузі пропускання;
- без підсилення, але з вхідним і вихідним фільтром — для ізоляції власного внеску міксера у нелінійність.
- з підсилювальним трактом після міксера — для дослідження впливу подальших каскадів на нелінійні ефекти;

Результати вимірювань виявили чітку залежність рівня інтермодуляції 3-го порядку від Δf . Найвищі значення інтермодуляції спостерігались при найбільшій частотній різниці, однак ці показники не слід ототожнювати з фактичним зменшенням інтермодуляції — вони можуть бути зумовлені частковим накладенням сигналу на шумовий фон або обмеженням динамічного діапазону аналізатора. Для обох міксерів побудовано графіки залежності інтермодуляції від Δf та потужності.

На основі отриманих результатів для систем, чутливих до інтермодуляційних спотворень, рекомендовано використовувати міксер НМС264LM3, який забезпечує значно кращу лінійність у всьому діапазоні потужностей і частотного рознесення. Міксер НМС264LC3В може застосовуватись лише в менш критичних до інтермодуляційних спотворень 3-го порядку конфігураціях.

Було виявлено, що параметри, зазначені в даташиті, дійсні лише для окремих умов, відмінних від експериментальних, що підтверджує важливість власної верифікації у контексті конкретної конфігурації.

Загалом, результати дослідження показали, що інтермодуляційні спотворення суттєво залежать від частотного плану, типу міксера, режиму вимірювання та наявності чи відсутності фільтраційних елементів. Робота містить як кількісні оцінки рівня інтермодуляції у функції параметрів, так і аналіз джерел виникнення нелінійностей у тракті.

Список використаних джерел

1. David M. Pozar – Microwave Engineering 4th Edition
[http://mwl.diet.uniroma1.it/people/pisa/RFELSYS/MATERIALE%20INTEGRATIVO/BOOKS/Pozar_Microwave%20Engineering\(2012\).pdf](http://mwl.diet.uniroma1.it/people/pisa/RFELSYS/MATERIALE%20INTEGRATIVO/BOOKS/Pozar_Microwave%20Engineering(2012).pdf)
2. C. J. Kikkert - RF Electronics Chapter 5: Mixers
http://mwl.diet.uniroma1.it/people/pisa/SISTEMI_RF/MATERIALE%20INTEGRATIVO/Kikkert_RF_Electronics_Course/07-RF_Electronics_Kikkert_Ch5_Mixers.pdf
3. Cristopher Coleman - An Introduction to Radio Frequency Engineering
[http://ael.chungbuk.ac.kr/lectures/graduate/2019-2/=an%20introduction%20to%20radio%20frequency%20engineering%20\(coleman\).pdf](http://ael.chungbuk.ac.kr/lectures/graduate/2019-2/=an%20introduction%20to%20radio%20frequency%20engineering%20(coleman).pdf)
4. Intermodulation Distortion (IMD) Measurements Using the 37300 Series Vector Network Analyzer
<https://reld.phys.strath.ac.uk/local/manuals/Anritsu37xxxVNA-intermod.pdf>
5. Wallace C. Babcock - Intermodulation Interference in Radio Systems
<https://archive.org/details/bstj32-1-63/mode/1up?view=theater>
6. Helge Granberg - Measuring the Intermodulation Distortion of Linear Amplifiers <https://www.nxp.com.cn/docs/en/engineering-bulletin/EB38.pdf>
7. Jose' Carlos Pedro, Nuno Borges Carvalho - Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits <https://the-eye.eu/public/Books/World%20Tracker%20Library/worldtracker.org/media/library/Engineering/Electrical%20Engineering/Intermodulation%20Distortion%20in%20Microwave%20and%20Wireless%20Circuits.pdf>
8. Chris Bowick - RF CIRCUIT DESIGN
<https://ia601604.us.archive.org/21/items/RFCircuitDesign2ndEdition/RF%20Circuit%20Design%20-%202nd%20Edition.pdf>
9. Stephen A. Mass - Microwave mixers
<https://archive.org/details/microwavemixers0000maas/mode/2up>
10. Пасивне спотворення інтермодуляції [Посилання](#)
11. Understanding Mixers and Their Parameters
<https://www.mwrf.com/technologies/components/article/21846332/microwaves-rf-understanding-mixers-and-their-parameters>
12. Masum Hossain, Brian M Frank, Yahia M. Antar - Performance of a Low Voltage Highly Linear 24 GHz Down Conversion Mixer in 0.18- μ m CMOS

<https://sites.ualberta.ca/~masum/pdfs/mhossain-wmotl2007.pdf#:~:text=,sage%20was%20designed%20to>

13.

<https://class.ece.iastate.edu/djchen/ee507/Mixer%20Design.pdf#:~:text=IF%20or%20RF%20frequency%20for,filtering%20%E2%80%93%20Remove%20unwanted%20frequencies>

14. Intermodulation

<https://en.wikipedia.org/wiki/Intermodulation#:~:text=Intermodulation%20,of%20multiples%20of%20those%20frequencies>

15. Gary Breed - IMD Characteristics and Performance Issues in Wide Bandwidth Systems

https://www.highfrequencyelectronics.com/Mar05/HFE0305_Tutorial.pdf#:~:text=products%20are%20not%20confined%20to,of%20design%20solutions%20than%20reducing

16. Рисунок 4

https://commons.wikimedia.org/wiki/File:RF_Intermodulation_at_280_MHz.png#:~:text=intermodulation%20is%20due%20to%20third,them%20out%20in%20our%20application

17. HMC264LM3 <https://www.mouser.pl/datasheet/2/609/hmc264lm3-3463140.pdf>

18. HMC264LC3B <https://www.mouser.pl/datasheet/2/609/hmc264lc3b-3463044.pdf>