

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
Факультет інформаційних технологій
Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ

Бакалавр

Освітній рівень

Система автоматичного керування підсиленням

Назва теми

Галузь знань 17 «Електроніка та телекомунікації»

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

Шифр і назва спеціальності

Освітня програма «Електронні інформаційно-комунікаційні системи та мережі»

Шифр КПЕКР.230320.01.05 ПЗ

Виконав: здобувач 3 курсу, група ЕКРс-23-1

Підпис

Д.Р. Островський

Ініціали, прізвище

Керівник: д-р техн. наук, проф.

Підпис, дата

Ю.М. БОЙКО

Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:
Зав. Кафедри телекомунікацій,
медійних та інтелектуальних
технологій

підпис

С.К. ПІДЧЕНКО

Ініціали, прізвище

05 06 2026 р.

Хмельницький 2026

Хмельницький національний університет

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

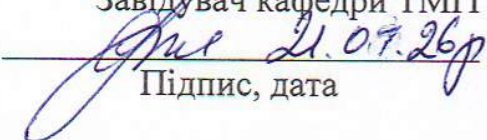
Освітній рівень бакалавр

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Спеціальність 172 Електронні комунікації та радіотехніка

Освітня програма «Електронні інформаційно-комунікаційні системи та мережі»

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ТМІТ


Підпис, дата

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ

ОСТРОВСЬКОМУ Денису Руслановичу

1 Тема проєкту: Система автоматичного керування підсиленням керівник проєкту БОЙКО Юлій Миколайович, д.т.н, професор.

Затверджено наказом по університету від «20» 01. 2026р. № 7

2 Строк подання здобувачем роботи на кафедру: 05.06.2026р.

3 Вихідні дані до проєкту

Розробити телекомунікаційну мережу за технологією розумного будинку.

В ході виконання кваліфікаційного проєкту потрібно:

- розглянути особливості побудови систем автоматичного керування підсиленням;
- розробити структуру системи автоматичного регулювання підсилення;
- дослідити комбіновану систему АРП для бездротового зв'язку, у якій спільно працюють аналогове регулювання підсилення в радіочастотному тракті і цифрове коригування рівня після аналого – цифрового перетворювача;
- провести розрахунок системи аналогового регулювання підсилення.

4 Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити):

- 1) Аналітичний огляд літературних джерел по темі кваліфікаційного проєкту
- 2) Вибір і техніко-економічне обґрунтування структури системи автоматичного регулювання підсилення
- 3) Розрахунок системи автоматичного регулювання підсилення.

5 Перелік графічного матеріалу. 1) Система автоматичного керування підсиленням. Схема електрична принципова; 2) Система автоматичного керування підсиленням. Схема електрична структурна; 3) Система автоматичного керування підсиленням. Часові діаграми; 4) Система цифрового бездротового зв'язку.

6 Консультанти розділів кваліфікаційного проекту

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

7 Дата видачі завдання 20.01.2026

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів (розділів) кваліфікаційного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Вступ. Аналітичний огляд літературних джерел по темі кваліфікаційного проекту	20.03.26	Вик.
2	Вибір і техніко-економічне обґрунтування структури системи автоматичного регулювання підсилення	15.04.26	Вик.
3	Розрахунок системи автоматичного регулювання підсилення	15.05.26	Вик.
4	Висновки. Підготовка презентаційних матеріалів за результатами виконання кваліфікаційного проекту.	02.06.2026	Вик.

Здобувач


Підпис

Д.Р. Островський
Ініціали, прізвище

Керівник проекту


Підпис

Ю.М. Бойко
Ініціали, прізвище

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційного проєкту:

«Система автоматичного керування підсиленням».

Автор роботи: Островський Денис Русланович

Керівник роботи: доктор техн., проф. Бойко Юлій Миколайович.

Пояснювальна записка: 84 сторінок, 13 рисунків, 36 джерел.

Графічна частина: 4 креслення, 14 презентаційних слайдів.

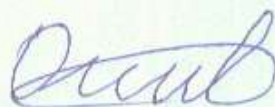
КЛЮЧОВІ СЛОВА: АВТОМАТИЧНЕ РЕГУЛЮВАННЯ ПІДСИЛЕННЯ, КЕРОВАНІЙ ПІДСИЛЮВАЧ, АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, OFDM, 5G NR, ПК-ФАКТОР СИГНАЛУ, ДЕТЕКТОР ДЮЧОГО ЗНАЧЕННЯ, ГІБРИДНА СИСТЕМА АРП

Метою кваліфікаційного проєкту є розроблення і розрахунок системи автоматичного керування підсиленням в мобільних телекомунікація.

У роботі виконано огляд літературних джерел, розглянуто аналогові, цифрові та гібридні підходи до побудови АРП, досліджено особливості сучасних систем для OFDM, LTE та 5G, а також обґрунтовано доцільність використання гібридної архітектури, у якій грубе регулювання здійснюється в аналоговій частині тракту перед аналого-цифровим перетворювачем, а точне доведення рівня – у цифровій частині після оцифрування. Такий підхід дозволяє поєднати широкий динамічний діапазон, захист від переповнення АЦП та високу точність нормування рівня сигналу. Показано, що AD8336 є керованим підсилювачем із лінійною в децибелах характеристикою, має діапазон регулювання 60 дБ та крутизну керування близько 50 дБ/В. У роботі виконано статичні розрахунки рівнів сигналу, визначено необхідний діапазон регулювання, обґрунтовано вибір цільового рівня на вході аналого-цифрового перетворювача та показано необхідність поєднання грубого ступінчастого і точного безперервного регулювання.

Д.Р. Островський

Ініціали, прізвище здобувача



02.06.26

Підпис, дата

ЗМІСТ

Вступ.....	6
1 Аналітичний огляд літературних джерел по темі кваліфікаційного проекту.	8
1.1 Сучасні бездротові системи зв'язку.....	8
1.2 Системи зв'язку з OFDM.....	13
1.3 Аналоговий контур системи АРП.....	16
Висновки до першого розділу.....	21
2 Вибір і техніко-економічне обґрунтування структури системи автоматичного регулювання підсилення	23
2.1 Розробка і аналіз структурної схеми системи АРП.....	23
2.2 Система зв'язку з автоматичним регулюванням підсилення.....	25
2.3 Алгоритм роботи системи АРП у режимах швидкого захоплення, фіксації та супроводу.....	37
Висновки до другого розділу.....	40
3 Розрахунок системи автоматичного регулювання підсилення.....	42
3.1 Статичні розрахунки системи АРП.....	42
3.2 Вибір елементної бази системи АРП.....	56
3.3 Розрахунок системи автоматичного керування підсиленням.....	61
3.4 Особливості систем автоматичного керування підсиленням.....	64
Висновки до третього розділу.....	66
Висновки.....	68
Перелік джерел посилання.....	69
Додаток А Презентаційні матеріали.....	

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ					
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата	Система автоматичного керування підсиленням			Літера	Аркуш	Аркушів
Розробив	Островський									5
Перевірив	Бойко Ю.М.				Пояснювальна записка			ХНУ, гр. ЕКРс-23-1		
Н. контр.	Стецюк В.І.									
Затв.	Підченко С.К									

ВСТУП

Актуальність теми.

Необхідність використання систем автоматичного регулювання підсилення (АРП) в мобільних телекомунікаціях полягає в тому, що приймач працює в умовах змінного рівня сигналу, а всі наступні вузли тракту потребують сигналу в обмеженому, керованому діапазоні. Рівень прийнятого сигналу може змінюватися в широких межах через завмирання, затінення та завади, тому приймач повинен підтримувати рівень сигналу в широкому діапазоні – від -98 дБм до -20 дБм.

Для мобільного зв'язку це критично через наявність аналого-цифрового перетворювача. Якщо підсилення надто велике, вхід цього перетворювача перевантажується, виникає обрізання сигналу, і корисна інформація безповоротно спотворюється. Якщо підсилення надто мале, сигнал стає близьким до рівня шуму квантування, що погіршує точність демодуляції та декодування. Виділяють дві ключові задачі АРП: утримувати середню потужність сигналу базової смуги частот в заданих межах на вході аналого-цифрового перетворювача і водночас підтримувати потужність вихідного цифрового сигналу на опорному рівні.

Тобто, без АРП мобільний приймач не може надійно працювати при реальних змінах радіоканалу. Користувач рухається, змінюється відстань до базової станції, з'являються імпульсні завади, відбиття, затінення будівлями та сусідніми передавачами. Це змінює амплітуду сигналу, а АРП підлаштовує тракт так, щоб демодулятор отримував придатний для обробки сигнал.

Також необхідне забезпечення завадостійкості та якості приймання. Для LTE, 5G та інших систем з багатьма носійними головне завдання АРП – не допустити перевантаження перед оцифруванням і водночас не “втопити” слабкий сигнал у шумах. Аналогове підсилення обирається так, щоб втримати сигнал у безпечному діапазоні на вході аналого-цифрового перетворювача, а цифрове підсилення вже після цього точно доводить рівень до опорного значення. Тобто АРП є умовою правильної роботи цифрового приймального тракту.

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		6

Автоматичне регулювання підсиленням застосовують для систем з ортогональним частотним ущільненням. Приймач необхідно захистити від сильних завад і блокувальних сигналів. Разом із корисним сигналом на вході можуть бути завади більшої амплітуди. АРП потрібна для того, щоб сильний сторонній сигнал не загнав тракт у насичення.

Для мобільних телекомунікацій є потреба в поєднанні аналогового та цифрового регулювання. Класична система АРП складається з керованого елемента підсилення, детектора, опорного джерела і порівнювального вузла.

АРП потрібна, щоб автоматично компенсувати великі зміни рівня сигналу в радіоканалі; не допустити насичення приймальних каскадів і обрізання сигналу в аналого-цифровому перетворювачі; не втратити слабкі сигнали на фоні шуму квантування; дати демодулятору і декодеру сигнал зі стабільним рівнем; забезпечити стійку роботу в багатонесучих системах і при швидких змінах умов приймання; зменшити складність аналогової частини, перенісши точне коригування в цифрову область.

Мета і задачі кваліфікаційного проєкту.

Метою кваліфікаційного проєкту є розроблення і розрахунок системи автоматичного керування підсиленням в мобільних телекомунікаціях. Для досягнення цієї мети поставлені наступні завдання:

- провести аналіз принципів побудови систем автоматичного керування підсиленням в мобільних телекомунікаціях;
- дослідити комбіновану систему АРП для бездротового зв'язку, у якій спільно працюють аналогове регулювання підсилення в радіочастотному тракті і цифрове коригування рівня після аналого – цифрового перетворювача;
- провести розрахунок системи аналогового регулювання підсилення.

Структура та обсяг кваліфікаційного проєкту. Кваліфікаційний проєкт складається із вступу, трьох розділів, висновків, переліку джерел посилання та додатків. Кваліфікаційний проєкт має загальний обсяг 84 сторінок, з яких основний зміст викладений на 74 сторінках друкованого тексту, містить 13 рисунків. Перелік джерел посилання складається з 36 джерел.

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		7

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ ПО ТЕМІ КВАЛІФІКАЦІЙНОГО ПРОЄКТУ

1.1 Сучасні бездротові системи зв'язку

В даний час системи зв'язку будуються на основі технології SDR, які дозволяють підтримувати безліч додатків з високою швидкістю передачі даних, таких як потокове відео, біометричні дані, IP-дані, голос, дані про навколишнє оточення, забезпечуючи високий рівень мобільності. Завдяки зростанню вимог системи зв'язку розвиваються у напрямі широкосмугових та цифрових систем, здатних забезпечити передачу даних із високою швидкістю. Технологія SDR дозволяє розробляти апаратуру приймання, що здійснює підтримку широкого спектру стандартів зв'язку. Перепрограмування SDR-трансивера для його адаптації під інший стандарт зв'язку не тягне за собою зміни апаратної частини.

Традиційні архітектури приймачів можуть використовуватись і для SDR, але мають конструктивні обмеження на реалізацію антиаліасингового фільтра та АЦП. Для широкосмугових систем зв'язку потрібна частота дискретизації АЦП вище 240 МГц, а для вузькосмугових – отримання високого динамічного діапазону – потрібен 16-розрядний АЦП з АРП регулювання підсилення приймача щодо максимального вхідного рівня АЦП.

Системи SDR із високою швидкістю передачі мають високе енергоспоживання. Одним із варіантів зниження енергоспоживання є використання гібридних (аналогових та цифрових) структур приймачів (рис. 1.1).

Розглянемо узагальнення підходів мінімізації розрядності та кількості високочастотних кіл, АЦП використовуються в гібридних структурах приймачів.

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ			
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата				
Розробив	Островський				Система автоматичного керування підсиленням Аналітичний огляд літературних джерел по темі кваліфікаційного проєкту Пояснювальна записка	Літера	Аркуш	Аркушів
Перевірив	Бойко Ю.М						8	
Н. контр.	Стецюк В.І.				ХНУ, гр. ЕКРс-23-1			
Затв.	Підченко С.К							

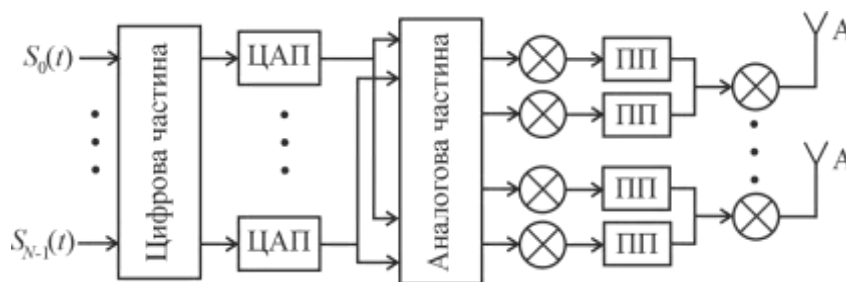


Рисунок 1.1 – Цифровий приймач системи зв'язку

Для приймачів SDR/CR (від англ. Cognitive Radio – когнітивне радіо) в роботі [3] реалізований детектор потужності з динамічним діапазоном від -80 до 0 дБм і чутливістю 30 мВ/дБ, а в роботі [4] запропонована схема детектора потужності, як ключового блоку для систем когнітивного радіо дБ та смузі виявлення $0,2-30$ МГц з мінімальною чутливістю 83 дБмВт. Алгоритм, що використовує адаптивний лінійний суматор для оцінки вхідної потужності в широкому діапазоні, запропонований [5] (рис. 1.2), реалізований у випробувальному стенді космічного зв'язку і навігації [6].

Одним із варіантів побудови мультистандартного SDR-приймача є приймач з низькою проміжною частотою та зі змінною частотою дискретизації АЦП для стандартів зв'язку E-GSM/UMTS/IEEE 802.11a. Він використовує переваги змінної частоти дискретизації зменшення вимог до антиалиасинговому фільтру. Автори в [7] запропонували багатостандартні структури приймачів із субдискретизацією. Однак, вони схильні до джиттера і субдискретизованих теплових шумів, викликаних низькими частотами дискретизації і складністю побудови антиалиасингового фільтра. Простий алгоритм компенсації дисбалансу коефіцієнта передачі та фази у приймачах прямого перетворення з модуляцією QPSK з квадратурною обробкою радіосигналу представлений у [8] та інших роботах. Для приймача з модуляцією QPSK система когерентної АРП показана на рисунку 1.3. Схема АРП складається з детектора підсилення (GD), інтегратора та двох помножувачів.

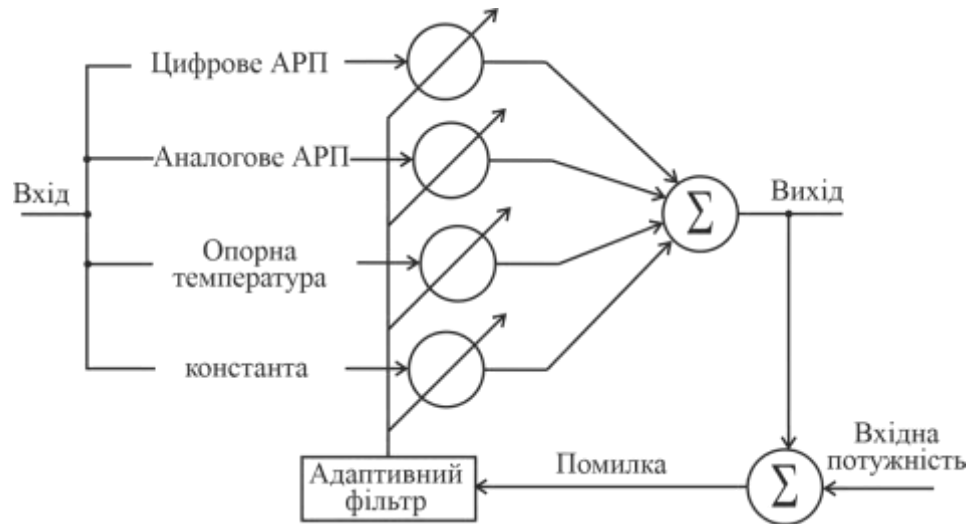


Рисунок 1.2 – Адаптивний лінійний суматор для оцінки вхідної потужності

Значення параметра χ_{igt} визначається бажаним рівнем вхідного сигналу. Параметр β використовується для керування шириною смуги пропускання в контурі АРП та швидкістю збору даних. Параметр λ_{ref} запобігає обнуленню вихідного сигналу помножувача, встановлюючи його постійне значення. Хоча він впливає на якість роботи системи АРП в режимі, але не впливає на швидкість збору та оцінки даних.

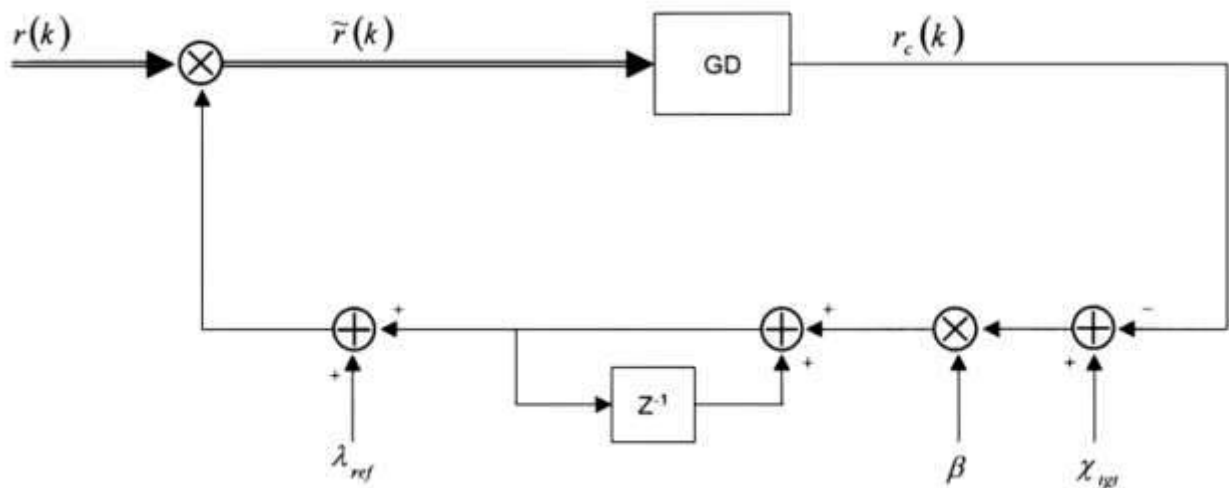


Рисунок 1.3 – Схема когерентної системи автоматичного регулювання підсилення

У структурі приймача з низькою проміжною частотою для зменшення невідповідності квадратурних складових каналу (I/Q), додається адаптивна схема компенсації невідповідності I/Q. У роботі [9] пропонується алгоритм роботи

системи АРП із зворотним регулюванням для широкосмугового SDR радіоприймача з детектором PSK-сигналів. Запропонований алгоритм має високу швидкість регулювання. Мінімальний час регулювання становить один період сигналу синхронізації, однак його можна змінювати за допомогою фільтра системи АРП. У роботі [10] розглядається реалізація АРП на базі SDR приймача Ettus N210 системи IEEE 802.11a/g/n, яка дозволяє отримати діапазон регулювання 92 дБ.

Звичайний підхід для виявлення моменту приходу пакета заснований на обчисленні потужності сигналу, що приймається, і порівнянні його з пороговим значенням. Детектори імпульсів на основі детекторів потужності не вимагають преамбули, вони не можуть адаптуватися до різних каналів мобільного зв'язку. Причина цього полягає в тому, що потужність сигналу, що приймається, змінюється зі зміною рівня шуму і умов поширення. Отже, фіксоване значення порога призводить до високої ймовірності помилкового спрацьовування або низької ймовірності виявлення.

Широкосмугові системи з пакетною передачею даних вимагають швидкої реакції алгоритмів автоматичного регулювання підсилення. Розмір кожного пакета вибирається таким чином, щоб параметри каналу залишалися незмінними протягом часу передачі кожного пакета. Отже, операції синхронізації, а також оцінка різних параметрів каналу повинні виконуватися в кожному пакеті незалежно. У таких системах однією з основних проблем на стороні приймача є виявлення початку кожного пакета даних. Для коротких пакетних передач повільна реакція системи АРП може суттєво вплинути на швидкість передачі.

У роботі [11] запропоновано двопетльовий алгоритм АРП, що забезпечує високу швидкість регулювання для приймачів ультраширокополосних сигналів. Перший контур регулює прийнятий сигнал, покращуючи синхронізацію, а другий контур здійснює регулювання рівня для покращення відношення сигнал/шум.

У роботі [12] запропоновано систему АРП для систем стандарту DVB-S2 (від англ. Digital Video Broadcasting - Satellite - Second Generation). Оскільки в DVB-S2 використовується модуляція APSK (від англ. amplitude phase shift keying -

амплітудно-фазова маніпуляція), в якій інформація закладена в зміну амплітуди сигналу, вона вимагає більш швидкої та точної роботи блоку АРП. Пропонований метод АРП специфічний для DVB-S2 і не може застосовуватися безпосередньо до інших систем. Для боротьби з перешкодами та збільшення динамічного діапазону було запропоновано реалізацію двопетльової АРП для мультистандартного DTV-тюнера (від англ. Digital Television) з діапазоном підсилення 95 дБ. Був отриманий аналогічний результат при реалізації DVB-H тюнера (від англ. Digital Video Broadcasting - Handheld) з прямим перетворенням для пристроїв, що носяться, але з більш вузьким діапазоном частот, що приймаються. В [13] дана структура системи АРП і проаналізовано її динамічний діапазон стосовно систем супутникового цифрового телевізійного мовлення (рис. 1.4), де $|Re(\hat{s}(k))| = |Im(\hat{s}(k))| = \sqrt{2}/2$ – опорний рівень для модуляції QPSK.

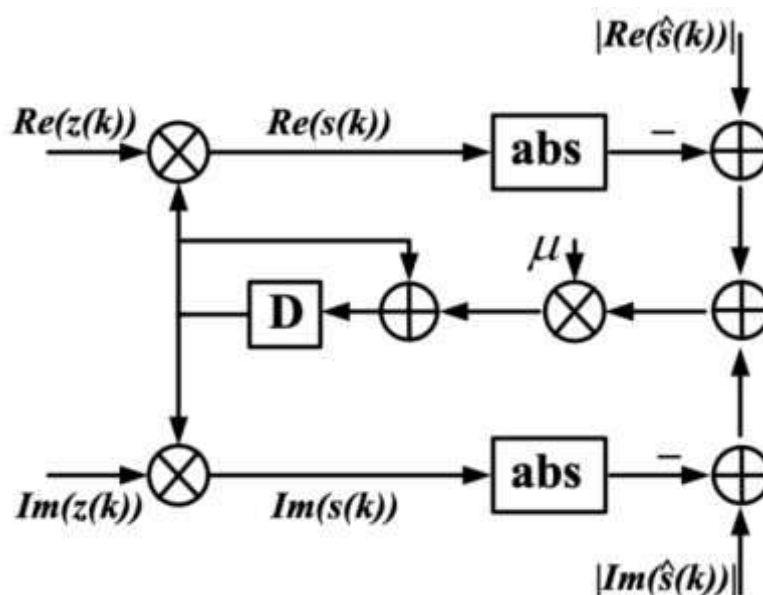


Рисунок 1.4 – Система АРП DVB-H тюнера

Для морських систем зв'язку в роботі [14] вперше вказали, що недостатній контроль підсилення в системі зв'язку АІС (автоматична ідентифікаційна система) призводить до насичення АЦП і запропонували нові алгоритми АРП для ефективного управління величиною підсилення сигналу, що приймається в умовах невідомої потужності і часу затримки поширення. Пропонований спосіб

полягає в тому, що значення початкового підсилення встановлюється максимальним, і потім значення підсилення зменшується при виявленні більшої потужності сигналу, що приймається.

1.2 Системи зв'язку з OFDM

Для систем зв'язку з OFDM пропонують різні варіанти реалізації алгоритмів АРП. Системи з OFDM і типами модуляції 16-QAM і 64-QAM мають високе відношення пікової потужності сигналу до середньої (PAPR – peak-to-average power ratio), яке викликає нелінійні спотворення сигналу, що приймається в режимі насичення підсилувача. Незважаючи на спроби зменшити PAPR за рахунок обмеження амплітуди, фільтрації, використання методів резервування несучої і методу вставки станів (tone injection), при якому збільшується кількість станів модуляції, кожен символ з базового набору може бути представлений декількома способами, сигнал досить часто призводить до насичення АЦП. Крім того, системи з OFDM або типами модуляції високого порядку вимагають високої розрядності АЦП, тому сигнал на його вході повинен бути якомога більшим для забезпечення високої ефективної розрядності. Спосіб обмеження амплітуди зменшення PAPR заснований на ослабленні і фільтрації прийнятого сигналу, рівень якого перевищує робочий діапазон АЦП. Однак, якщо оцінка потужності сигналу, що приймається, в моменти перевантаження АЦП здійснюється неправильно, то не можна очікувати коректної роботи приймача. Для усунення даного недоліку в роботі [15] запропонували схему системи АРП, що містить корелятор і пороговий детектор і що дозволяє коректно оцінювати потужність прийнятого сигналу у разі перевищення робочого діапазону АЦП, а також пропонують систему АРП, реалізовану на основі детектора пакетів, який дозволяє виконати оцінку потужності сигналу набагато точніше. У роботі [16] пропонується швидкий алгоритм АРП для багатоканальних MIMO-OFDM (від англ. Multiple-input, multiple-output orthogonal frequency-division multiplexing)

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		13

систем з використанням двопетльової системи АРП зі зворотним регулюванням для поліпшення контролю коефіцієнта передачі та збільшення швидкості спрацьовування, в той же час забезпечуючи стабільність системи АРП. Пропонований алгоритм динамічно змінює коефіцієнт передачі прийнятого сигналу, який має великі коливання рівня через ефекти завмирання при багатопроменевому поширенні. Для багатодіпазонного багатоканального приймача з МІМО запропоновано алгоритм оцінки рівня сигналу, що дозволяє застосовувати АЦП з нижчою розрядністю, забезпечуючи швидку швидкість регулювання. У роботі [17] проведено експериментальне дослідження ефективності системи з OFDM зі смугою пропускання 8 МГц, що працює на частоті 340 МГц у каналах з повільними завмираннями, а також запропоновано алгоритм АРП, що має динамічний діапазон 80 дБ, при використанні якого досягається максимальна швидкість передачі даних 24 Мбіт/с. У роботі [18] запропоновано алгоритм автоматичного регулювання підсилення у два етапи. На першому етапі обчислюються величини рівнів сигналів за короткий період часу, щоб збільшити швидкість спрацьовування АРП для сигналів, що призводять до насичення приймального тракту, що надійшли в точку прийому різними маршрутами і у разі прийому сигналу з низьким відношенням сигнал/шум. На наступному етапі відбувається усереднення миттєвих значень рівня сигналу протягом тривалого часу для отримання точних значень коефіцієнта підсилення. На додаток до швидкої реакції на тривалість половини першого символу OFDM, пропований цифровий алгоритм АРП може точно регулювати підсилення з похибкою менше 4% від необхідного рівня, а також використовуватися для максимізації відношення сигнал/шум прийнятих сигналів.

Для бездротові персональні мережі зв'язку використовують швидкодіючу схема АРП для приймача сигналів стандарту IEEE 802.15.4, яка може виконати регулювання підсилення менш ніж за 1,5 символу. Регулювання здійснюється підсилювачем з лінійним дБ коефіцієнтом передачі, тому для сигналів з великим динамічним діапазоном пропована схема АРП забезпечує швидку реакцію і високу точність регулювання. Запропонована схема може працювати в умовах

низького відношення сигнал/шум. Однак проблема цього алгоритму полягає в тому, що він підходить тільки для систем з QPSK і не може використовуватися з іншими способами модуляції.

Для мобільних систем зв'язку UMTS/LTE (Universal Mobile Telecommunications System/Long Term Evolution – Універсальна мобільна телекомунікаційна система) з модуляціями QPSK, 16-QAM та 64-QAM запропоновано три алгоритми реалізації АРП. В одному з них як коефіцієнт підсилення широкосмугового тракту використовується мінімальне значення серед значень коефіцієнтів підсилення для кожної смуги, а вже в цифровій частині компенсується різниця підсилення. Для систем LTE із тимчасовим поділом (TDD – Time-division duplexing) пропонується алгоритм АРП, заснований на обчисленні середнього значення амплітуди. Швидкодія запропонованого алгоритму залежить від вибору кількості рівнів квантування АЦП і кроку регулювання коефіцієнта передачі підсилювача зі змінним підсиленням. Оптимальні значення цих параметрів вибираються безпосередньо за результатами практичного моделювання і автори не наводять теоретичної моделі для вибору цих параметрів.

Основна функція системи АРП - збільшити динамічний діапазон приймальної системи в умовах електромагнітної обстановки, що змінюється. Це твердження справедливе, як для аналогових радіоприймачів, так і приймачів з цифровою обробкою радіосигналу, де динамічний діапазон приймача обмежений розрядністю АЦП та її шумами. Застосування багатопетлевих систем АРП в головному тракті прийому дозволяє отримати радіоприймальний пристрій з більшим динамічним діапазоном, що покращить приймання.

У міру збільшення вхідного сигналу регулювання підсилення в багатопетлевій системі АРП відбувається послідовно від виходу до входу приймача. Іншими словами, чим більший рівень сигналу на вході приймача, тим сильніша система АРП зменшує коефіцієнт передачі вхідних каскадів преселектора, що призводить до зростання загального коефіцієнта шуму системи. Найбільший динамічний діапазон регулювання мають гібридні системи АРП, які здійснюють регулювання як аналогової, так і цифрових частинах приймача.

На основі проведеного аналізу можна узагальнити класифікацію систем АРП наступним чином:

- за способом реалізації: аналогові, цифрові, гібридні.
- за способом подачі керуючого сигналу: з прямим, зворотним і комбінованим регулюванням.
- за способом зміни коефіцієнта передачі шляхом зміни режиму роботи електронного приладу по постійному струму; шляхом зміни глибини зворотного зв'язку; шляхом зміни опору, що шунтує навантаження; шляхом зміни загасання рівня сигналу атенюатором.
- за наявністю затримки: без затримки; із затримкою.
- за ступенем швидкодії: інерційні та швидкодіючі.
- за типом характеристики керуючого сигналу: лінійна та експоненційна.

1.3 Аналоговий контур системи АРП

Розглянемо класичний аналоговий контур АРП/AGC для приймача, що складається з ланок: регульований підсилювач VGA (лінійний у dB) → детектор рівня → порівняння із setpoint → інтегратор → керування підсиленням VGA (плюс узгоджувальний атенюатор між виходом VGA і детектором, щоб не перевантажити детектор), як показано на рисунку 1.5.

1) Які переваги такої побудови системи АРП

- Вибір IVGA (input-VGA) як “пасивний атенюатор + фіксований підсилювач” дає майже сталу допустиму вихідну амплітуду при різних коефіцієнтах підсилення — це саме те, що потрібно для приймальної АРП. Керований підсилювач VGA на виході гірше для АРП через деградацію допустимого вихідного рівня на малих підсиленнях.

- Питання “gain pumping” (коли АРП починає “підкачувати” законну амплітудну модуляцію) вирішується вибором досить вузької смуги контуру. Її оцінили експериментально для W-CDMA і взяли приблизно 200 Гц як компроміс

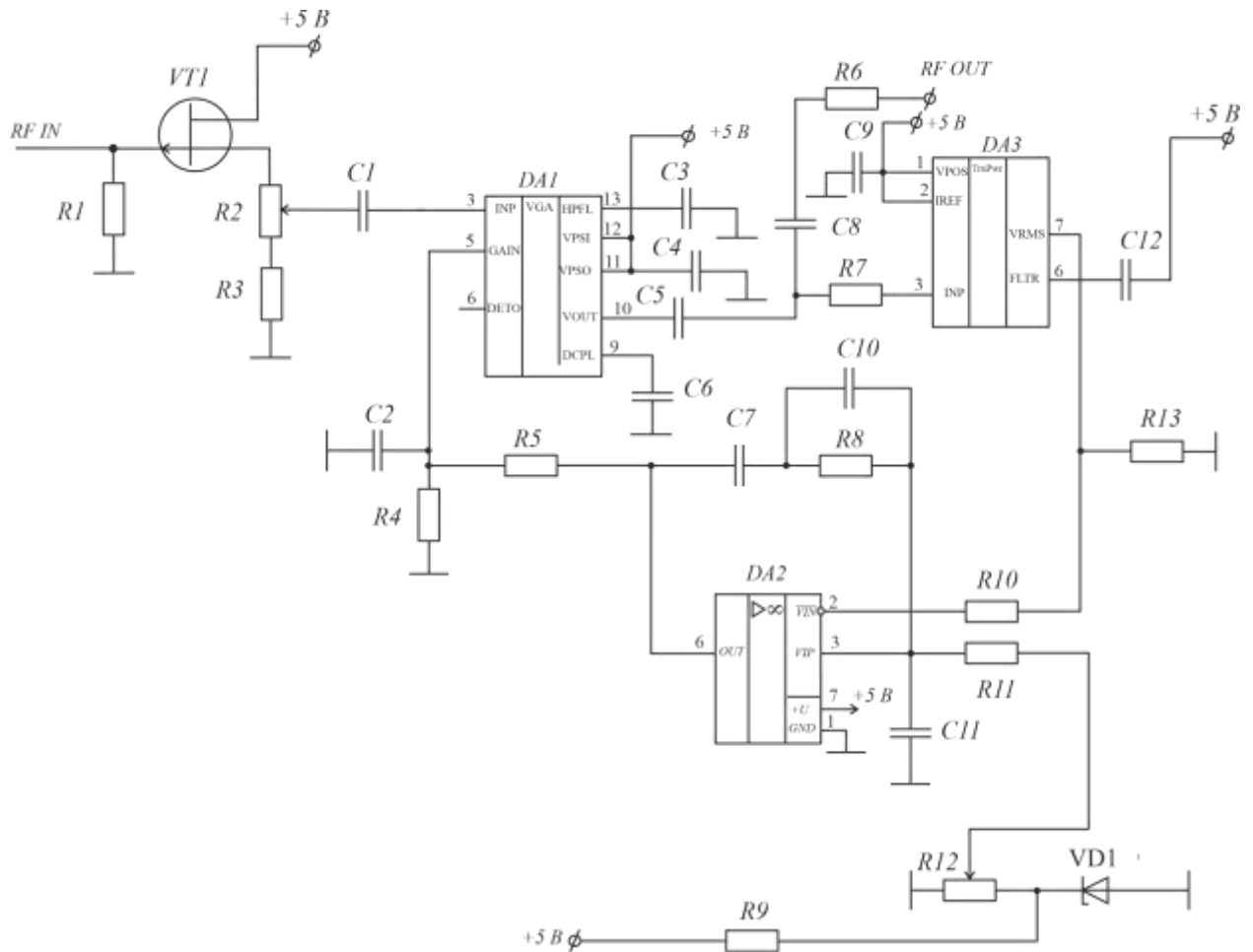


Рисунок 1.5 – Схема класичного контуру АРП

(припустимо до ~ 0.5 dB p-р модуляції підсилення).

- Компенсація полюса RMS-детектора (детектора середньоквадратичних значень напруги): RMS-детектор має внутрішній “mean” фільтр (додатковий полюс), тому роблять нуль ($R_{comp} + C_{integ}$), щоб отримати керовану першопорядкову динаміку малого сигналу. Це типова грамотна петля: один домінуючий полюс (інтегратор) + введений нуль для компенсації зайвого полюса.

2) Де в цього рішення “вузькі місця”

- Асиметрія реакції на кроки рівня: для великих спадів рівня контур може входити в режим, близький до “slew-rate limited” – повільного відновлення (частково через нелінійність детектора/обмеження сигналів помилки).

- “Overload delay” інтегратора: якщо сигнал довго відсутній, інтегратор “накручує” керування в насичення, а при появі сильного сигналу потрібно час, щоб вийти з насичення. Цю проблему усувають за допомогою атенуатором між

інтегратором і входом керування VGA (щоб межі інтегратора відповідали робочому діапазону керування VGA).

- Залежність від типу детектора: RMS, або квадратичний детектор дають незалежність точки рівноваги від форми сигналу (корисно для OFDM та високого PAPR), але додають шум і впливають на динаміку; логарифмічний детектор, або детектор обвідної по-іншому поведуться на великих кроках і можуть робити рівновагу залежною від коефіцієнту форми.

3) Більш сучасні рішення (що зазвичай роблять зараз)

Варіант А — AGC всередині сучасних RF-трансиверів (цифрова машина станів). У багатьох SDR/RF SoC AGC реалізований як цифровий алгоритм, який керує набором аналогових ступенів підсилення (LNA/mixer/VGA) + має режими fast-attack / slow-attack, пороги, кроки зміни підсилення, “freeze” після преамбули тощо. Наприклад, в AD9361 це описано як fast/slow attack автоматичного регулювання підсилення із порогоми та кроками оновлення.

Плюси: швидке “захоплення” на старті пакета, менше ризику насичення аналого-цифрового перетворювача, легко робити пакетний режим (“відпрацювали на преамбулі — зафіксували коефіцієнт підсилення”).

Мінуси: залежність від конкретного чіпа/реєстрів і “чорного ящика”.

Варіант В — Гібрид: груба аналогова АРП + цифрове нормування рівня

Типовий “сучасний” підхід у приймачі з ADC:

1. грубо виставляємо аналоговий gain так, щоб не кліпувати ADC (ціль — рівень нижче 0 dBFS із запасом/headroom),

2. точно підганяємо рівень уже цифровим множником у базовій смузі.

Texas Instruments у матеріалі по software-AGC прямо говорить про вибір рівня відносно headroom нижче 0 dBFS як базовий принцип.

Плюси: краще керування SNR/перевантаженням, гнучкість під різні сигнали (особливо OFDM).

Мінуси: потрібно акуратно вибирати вікна оцінки потужності/швидкості оновлення, щоб не ловити pumping.

Варіант С — Чисто цифровий AGC (DSP/FPGA/SDR)

Це те, що часто роблять у GNU Radio/FPGA: оцінка рівня ($|I+jQ|$, RMS/peak), фільтр, fast attack + slow decay, обмежувачі. У GNU Radio є готові блоки рівневих контролерів з attack/decay, включно з AGC3.

Плюси: максимум контрольованості/видимості (ідеально для навчальних стендів на Zynq/MPSoc).

Мінуси: якщо аналоговий тракт може насититися до ADC, то тільки цифровим AGC ви це не виправите — потрібен хоча б coarse analog gain.

Варіант D — Сучасні VGAs/IF-рішення з кращою інтеграцією

Якщо вам потрібна саме “аналогова” петля (IF/аналогові стенди), доцільно дивитися на новіші/інші VGA та типові схеми застосування (наприклад, сімейство на кшталт AD8338 + рекомендації в аплікаційних нотах).

4) Що можна змінити у наявному контурі, не змінюючи ідеологію

1. Anti-windup / кероване насичення інтегратора: не лише атенюатор, а й “розумне” обмеження/скидання керування (особливо для burst-систем). Це різко зменшує overload delay (проблема, яку автор якраз підсвічує).

2. Двошвидкісний контур: fast-attack для захисту від перевантаження + slow-decay для плавності (те, що роблять цифрові AGC в трансиверах).

3. Вибір детектора під ваш сигнал: для OFDM/5G/LTE зазвичай хочуть waveform-independent регулювання (RMS/потужність), але зі свідомим вибором часу усереднення та смуги утримування

Для класичного кола АРП важливо:

- Правильний вибір VGA для приймача: автоматичний рівень слабше залежить від встановленого підсилення (менше шансів “зламати” лінійність при малих коефіцієнтах підсилення).

- Ризик – якщо смуга контуру завелика, АРП починає “підкачувати”

- Детектор і crest factor: “закон” детектора (envelope/square/RMS/log) впливає на роботу детектора істинного середньоквадратичного значення, що робить рівновагу менш залежною від типу сигналу.

- Практичний вибір смуги контуру (приклад): для W-CDMA можна емпірично вибрати відповідно до смуги сигналу.

- Анти-windup або “overload delay”: можна показати типову проблему інтегратора (вихід інерційний до швидких змін на вході).

— масштабування або використання атенюатора для керуючої напруги, щоб інтегратор не йшов у “глибоке” насичення.

Розглянемо, чому для OFDM, 5G та LTE систем це треба адаптувати. У OFDM високий PAPR. Для OFDM часто наводять порядок приблизно 9–12 dB PAPR, залежно від сигналу на вході та параметрів.

Щоб піки не вганяли детектор у кліпінг, середній рівень треба опускати щонайменше на crest factor нижче максимуму (в прикладі рахують це для ~18 dB).

Друга критична річ для OFDM: якщо AGC змінює gain всередині корисного вікна OFDM, це б’є саме “gain pumping”, тільки вже дуже помітне.

3) Більш сучасні рішення під 5G та LTE систем зв’язку

А) “Пакетний/слотовий” AGC: швидко налаштувались → зафіксувались

У багатьох сучасних RX AGC робиться як state machine:

1. Fast attack на преамбулі/першій частині пакета,

2. Gain lock на корисні дані,

3. повільні корекції лише коли дозволено (між слотами/кадрами).

Навіть у практичних рекомендаціях по AD9361 прямо рекомендують: визначити оптимальний gain на преамбулі й “замкнути” його на решту пакета.

В) “Оновлення gain по межі тайм-слоту”

Це дуже “в стилі LTE/5G”: підлаштовуватися не безперервно, а квантувати зміни під структуру кадру. Напр., для ADRV9002 є опція синхронізувати лічильник оновлення gain з межами time-slot (щоб коефіцієнт підсилення не змінювався посеред символів).

С) Дві петлі: груба аналогова + точна цифрова

Типова сучасна архітектура:

- аналогова “coarse” AGC керує LNA та VGA, а також атенюаторами, щоб не перевантажити АЦП;

- цифрова AGC (множник/скейлер після АЦП) доводить рівень “під FFT/еквалайзер” без ризику перегрузу аналогової частини.

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		20

(Плюс — цифрову можна “заморозити” на корисному вікні OFDM.)

D) Захист від піків окремим “overload path”

Окремий швидкий детектор переповнення/кліпінгу (ADC overload, peak) робить миттєвий step-down gain, а повільна петля вже “доприбирає” RMS-помилку. Це прямо відповідає проблемі crest factor з вашого PDF, тільки реалізується сучасніше (розділення “peak protection” і “RMS regulation”).

E) Гібрид feedforward+feedback / constant settling time

Якщо вам важливо дуже швидко ловити рівень (бурст/TDD), використовують:

- гібридні AGC (feedforward+feedback), що зменшують час встановлення,
- підходи constant settling time AGC (класика Khoury).

4) Практична “настройка” під OFDM/5G/LTE (короткий чек-лист)

1. Виберіть target-рівень в dBFS із запасом під PAPR: якщо очікуєте ~9–12 dB PAPR, цільовий RMS має бути істотно нижче повної шкали, щоб піки не кліпували.

2. Fast-attack тільки на преамбулі/SSB/пілотах, далі gain lock на корисних даних (мінімізує “gain pumping”).

3. Якщо потрібна підстройка під зміну умов — робіть оновлення gain лише на межах слотів/пакетів.

4. Далі необхідно додати anti-windup (як у PDF) або еквівалентний механізм у цифровому контролері, щоб після “тиші” не ловити довгий overload delay.

Висновки до першого розділу

У першому розділі проведено аналітичний огляд літературних джерел, присвячених системам автоматичного регулювання підсилення в сучасних приймальних трактах бездротових систем зв’язку. Встановлено, що в умовах розвитку систем зв’язку роль системи автоматичного регулювання підсилення істотно зростає, оскільки саме вона забезпечує узгодження рівня прийнятого

сигналу з допустимим діапазоном аналого-цифрового перетворювача, розширення динамічного діапазону приймача та підвищення стійкості роботи в різних умовах.

Для різних стандартів зв'язку, типів модуляції та режимів передавання даних застосовуються аналогові, цифрові та гібридні системи, а також однопетльові, двопетльові та комбіновані алгоритми регулювання. Це свідчить про відсутність універсального рішення та про необхідність адаптації системи автоматичного регулювання підсилення до конкретних умов роботи.

Показано, що для OFDM систем, основними вимогами до АРП є висока швидкодія, точність встановлення рівня та стійкість до значних коливань потужності сигналу. Високий коефіцієнт піковості сигналів OFDM ускладнює роботу приймального тракту, оскільки збільшує ймовірність насичення підсилювачів та аналого-цифрового перетворювача.

Найбільш перспективними є гібридні структури автоматичного регулювання підсилення, у яких поєднуються грубе аналогове регулювання на радіочастоті або на проміжній частоті та точне цифрове нормування рівня сигналу після аналого-цифрового перетворення. Такі системи дозволяють реалізувати швидке захоплення рівня на початку пакета або слота, фіксацію коефіцієнта підсилення на час приймання корисних даних, а також повільне коригування лише в допустимі моменти часу.

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		22

2 ВИБІР І ТЕХНІКО–ЕКОНОМІЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ СТРУКТУРИ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ПІДСИЛЕННЯ

2.1 Розробка і аналіз структурної схеми системи АРП

Система автоматичного регулювання підсилення – це комбінована приймальна система для бездротового зв’язку, у якій спільно працюють аналогове регулювання підсилення в радіочастотному та змішувальному тракті і цифрове коригування рівня після аналого–цифрового перетворювача. Приймач підсилює, перетворює вниз по частоті, оцифровує сигнал, а далі блок АРП змінює підсилення приймального тракту та додатково масштабує цифрові відліки до потрібної середньої потужності. Рішення орієнтоване на системи з ортогональним частотним ущільненням (OFDM) та на широкі зміни рівня вхідного сигналу. Грубе регулювання виконується в аналоговій частині приймача, а точне доведення рівня до норми – у цифровій частині. Змінне аналогове підсилення в малошумному підсилювачі або змішувачі, аналого–цифровий перетворювач, видалення постійної складової, цифровий керований підсилювач, вимірювач потужності та контролер АРП. Контролер порівнює виміряну потужність із заданим опорним рівнем і керує як аналоговим, так і цифровим підсиленням. В одному з описаних варіантів система має чотири аналогові стани підсилення, кожен зі своїм значенням аналогового підсилення. Еволюція кіл автоматичного регулювання підсилення (АРП) йде від простого аналогового контуру до гібридної аналогово–цифрової системи. Для систем зв’язку з OFDM, на яких працюють сучасні стандарти LTE та 5G, “найкращі показники” (EVM + відсутність кліпінгу + чутливість) дає гібридна архітектура: аналоговий грубий

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ			
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата				
Розробив		Островський			Система автоматичного керування підсиленням Вибір і техніко-економічне обґрунтування структури системи автоматичного регулювання підсилення Пояснювальна записка	Літера	Аркуш	Аркушів
Перевірів		Бойко Ю.М					23	
Н. контр.		Стецюк В.І.				ХНУ, гр. ЕКРс-23-1		
Затв.		Підченко С.К						

контур coarse-AGC до АЦП (щоб не перевантажити АЦП) з цифровим точним AGC після АЦП (для точного нормування під FFT та еквалайзер) із заморозкою коефіцієнту підсилення усередині OFDM-слоту та символів.

Рекомендоване місце встановлення для основного AGC (критичного):

1. Перед АЦП (аналоговий VGA/DSA в baseband/IF) – це головний регулятор, бо саме він гарантує, що піки OFDM не кліпують АЦП.

2. Coarse-керування в RF-фронтенді (LNA/атенюатор ступенями) – як “груба” підстройка, щоб тримати лінійність/динамічний діапазон при дуже сильних сигналах і не псувати чутливість при слабких.

Після АЦП (цифровий AGC) – тільки для дрібного доведення рівня (тримає RMS на потрібному рівні для FFT). 5G має жорсткі вимоги по якості модуляції – для 256QAM, EVM = 3.5%. Якщо АЦП переповнюється, EVM погіршується.

3GPP задає нумерологію: $\Delta f = 15 \text{ кГц} \cdot 2^\mu$ для $\mu=0..4$. Якщо $N_{FFT} = 4096$, тоді комплексна частота дискретизації визначається виразом:

$$F_s = N_{FFT} \cdot \Delta f$$

Для $\Delta f = 30 \text{ кГц}$, отримуємо $F_s = 122.88 \text{ МГц}$

Для частотного діапазону FR1 смуга 5G підтримує канали до 100 МГц, обирається відстань між підносійними SCS = 30 кГц, отримуємо частоту дискретизації квадратурних каналів I та Q по 122.88 Msps

Щоб внесок квантування був “не помітний” необхідно, щоб квантування давало суттєво меншу помилку, ніж бюджет EVM (із запасом під PAPR OFDM).

Практично (і це те, що найчастіше спрацьовує для 5G – OFDM): для FR1 (до 100 МГц): розрядність АЦП 12 біт як мінімум для запасу по динаміці EVM.

Мінімальний “best practice” алгоритм AGC для 5G OFDM

– Швидкий захист від перевантаження (peak/overload path): якщо ADC overload → швидкий step-down gain.

– Повільніша RMS-петля (power tracking): підвести RMS до цільового рівня з back-off під PAPR.

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		24

– Lock/freeze на корисні OFDM-символи (оновлення gain – тільки між слотами/на преамбулі/пілотах).

2.2 Система зв'язку з автоматичним регулюванням підсилення

Така схема АРП працює в логарифмічній області, тобто регулювання ведеться в децибелах, а не безпосередньо в лінійних амплітудах. Переваги такого підходу: швидша збіжність, перетворення мультиплікативних змін потужності на адитивні, а також більш симетрична перехідна реакція і для сильних, і для слабких сигналів. Крім того, система використовує два режими роботи: режим захоплення, де АРП оновлюється швидше і за меншою кількістю відліків, та режим супроводу, де оновлення повільніше, але оцінка потужності точніша. Це вже типова архітектура для реального цифрового приймача.

Ще одна перевага – наявність порогів перемикання станів і гістерезис. Система не “смикає” підсилення туди-сюди біля межі, а має верхні й нижні пороги для переходу між аналоговими станами. Це робить роботу стійкішою.

У сучасних системах цифрового мобільного зв'язку АРП є поєднанням аналогової і цифрової частин: аналогова частина захищає аналого-цифровий перетворювач від перевантаження; цифрова частина точно підтягує рівень до заданого; керування прив'язане до структури кадру та символів; є режими швидкого захоплення і стабільного супроводу; є перемикання дискретних станів і компенсація затримок. Основне регулювання підсилення виконується до аналого-цифрового перетворювача, щоб не допустити обрізання сигналу, а точне нормування можна робити вже в цифровій частині.

Рисунок 2.1 показує загальну структурну схему бездротової системи зв'язку, у якій є передавач і приймач. Блок обробки даних передавача і пілотних сигналів виконує кодування, перемежування і відображення даних, що передаються на символи цифрової модуляції. Крім того, він формує пілотні

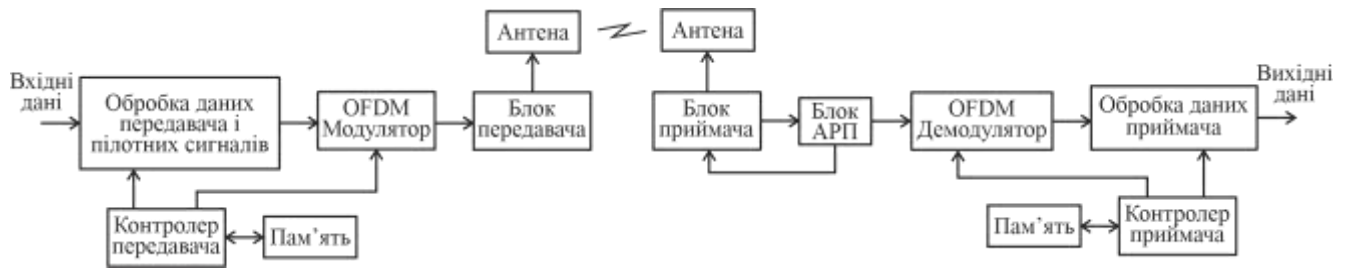


Рисунок 2.1 – Загальна структурна схема бездротової системи зв'язу

символи, тобто відомі опорні сигнали, потрібні на приймальній стороні для правильної обробки сигналу – синхронізації, оцінювання каналу. Інформаційний символ – це модуляційний символ для даних, а пілотний символ – модуляційний символ для опорного сигналу.

OFDM модулятор об'єднує інформаційні та пілотні символи, виконує модуляцію з ортогональним частотним ущільненням і формує OFDM-символи, які в подальшому передаються по радіоканалу.

Блок передавача перетворює сигнал у аналогову форму, підсилює, фільтрує, переносить вгору за частотою і формує модульований радіосигнал для випромінювання в антену.

Через передавальну антену сформований сигнал випромінюється в бездротовий канал.

Контролер передавача керує роботою вузлів передавача, а пам'ять зберігає програмні коди і дані, потрібні для роботи передавача.

Приймач потрібний для приймання сигналу з каналу за допомогою антени, нормування його рівня, демодуляції та відновлення даних, що передавались.

Блок приймача виконує фільтрацію, підсилення, перетворення вниз за частотою і далі оцифровує сигнал базової смуги частот, формуючи вхідні відліки для наступного блока. Тобто це аналогово-цифрова підготовка сигналу до подальшої цифрової обробки.

Блок автоматичного регулювання підсилення (АРП) виконує автоматичне регулювання підсилення, змінює підсилення блока приймача, множить вхідні

відліки на коефіцієнт підсилення і формує відліки із потрібною потужністю. Тобто поєднується керування аналоговим трактом і цифрове нормування рівня.

Наступний блок виконує OFDM-демодуляцію вихідних відліків після АРП і формує оцінки інформаційних символів, які були передані передавачем.

Блок обробки даних приймача виконує зворотні до передавальної сторони операції: цифрову демодуляцію, депеременування та декодування. На виході цього блока отримують уже декодовані дані. Контролер приймача керує роботою вузлів приймача. У пам'яті зберігається інформація, потрібна для роботи приймального тракту та його алгоритмів керування.

Сучасна система цифрового мобільного зв'язку – це повноцінна програмно-керована система, де керування роботою модулів виконується контролерами, а параметри та програми зберігаються в пам'яті.

На рисунку 2.2 показано узагальнену структурну схему приймача з автоматичним регулюванням підсилення.

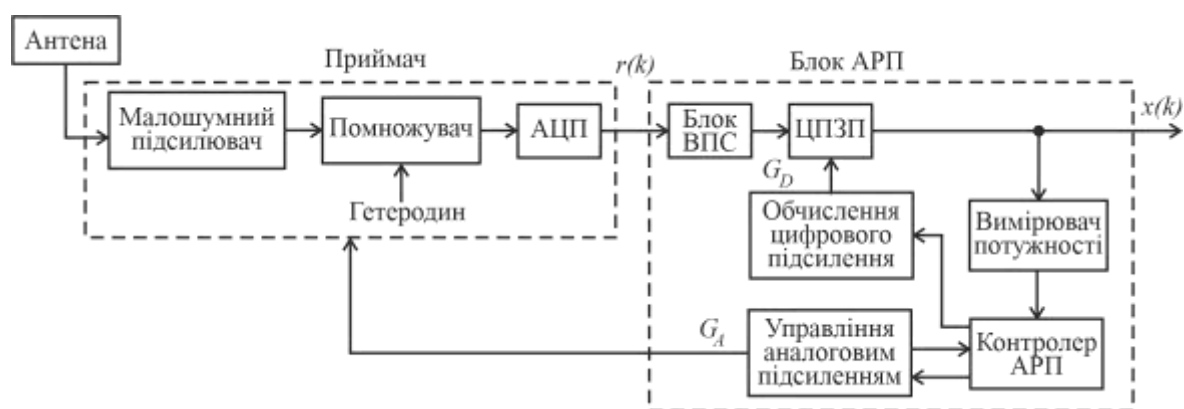


Рисунок 2.2 – Структурна схема приймача (ВПС – блок вилучення постійної складової, ЦПЗП – цифровий підсилювач з змінним підсиленням)

Призначення всієї схеми таке: прийняти сигнал змінного рівня, не перевантажити аналого-цифровий перетворювач і водночас отримати на виході цифрові відліки з майже сталою середньою потужністю для подальшої обробки.

Наведемо послідовність перетворень сигналів у приймачі сучасної бездротової системи цифрового зв'язку.

1. Антена приймає радіосигнал і подає його в приймальний тракт. Далі сигнал надходить у блок приймача, де спочатку проходить через малошумний підсилювач LNA 210. Його завдання – підсилити слабкий сигнал на вході, не вносячи надто великого власного шуму.

2. Змішувач виконує перетворення вниз за частотою. Він отримує сигнал від локального генератора LO і переносить прийнятий радіочастотний сигнал у базову смугу, тобто в нижчу частотну область, зручну для подальшої цифрової обробки. Патент прямо зазначає, що тут може бути або багатокаскадне перетворення через проміжну частоту, або пряме перетворення в базову смугу.

3. Аналого-цифровий перетворювач оцифровує сигнал базової смуги частот і формує вхідні цифрові відліки $r(k)$. Ці відліки зазвичай є комплексними, тобто мають синфазну і квадратурну складові. Саме тому для цієї точки дуже важливо правильно виставити підсилення: якщо сигнал буде занадто великий, відбудеться перевантаження перетворювача; якщо занадто малий – погіршиться співвідношення сигнал – кількість рівнів квантування.

4. Блок вилучення постійної складової прибирає постійне зміщення з цифрових відліків. Це потрібно для того, щоб зміщення нуля не спотворювало оцінку потужності та наступне регулювання підсилення. Після цього сигнал надходить у DVGA – цифровий підсилювач зі змінним підсиленням. Він множить відліки на цифровий коефіцієнт підсилення G_D і формує вихідні відліки $x(k)$ з потрібною середньою потужністю.

5. Вимірювач потужності контролює рівень вихідних відліків і формує оцінки потужності $P(n)$, де n – номер інтервалу оновлення АРП. Цей блок орієнтується на сигнал після цифрового підсилювача, тобто на $x(k)$. АРП має утримувати вихідний рівень біля заданої точки.

6. Контролер АРП – це центральний керуючий вузол. Він отримує виміряну потужність, порівнює її з опорним рівнем, який у патенті названо цільовою точкою цифрового підсилювача, і обчислює помилку регулювання. Далі ця помилка фільтрується, щоб система не реагувала занадто різко на випадкові

коливання. В результаті контролер формує два напрями керування: один – для аналогового підсилення, другий – для цифрового підсилення.

7. Блок керування аналоговим підсиленням формує коефіцієнт G_A для приймального тракту. Саме він вирішує, чи треба змінити аналогове підсилення в радіочастотній частині, наприклад у малошумному підсилювачі, змішувачі або в обох вузлах. Аналогове підсилення змінюється дискретними кроками, тобто не плавно, а переходом між станами. Це спрощує апаратну реалізацію приймача.

8. Блок обчислення цифрового підсилення визначає коефіцієнт G_D для цифрового підсилювача DVGA. Його роль – виконати точне доведення рівня, уже після грубого аналогового налаштування. Цифрове підсилення не лише відслідковує зміну рівня сигналу, а й компенсує стрибки, які виникають, коли аналогове підсилення перемикається між дискретними станами. Саме тому загальна система працює м'якше, ніж суто дискретний аналоговий регулятор.

Отже, головна ідея цієї схеми така: аналогова частина бере на себе грубе регулювання, щоб утримати сигнал у допустимому діапазоні на вході аналого-цифрового перетворювача, а цифрова частина виконує точне регулювання, щоб на виході отримати майже сталу потужність.

Якщо пояснити фізичний зміст роботи схеми на прикладі, то:

- коли вхідний сигнал дуже слабкий, система вибирає велике аналогове підсилення, щоб підняти сигнал над шумами квантування АЦП;

- коли сигнал стає сильнішим, система переходить на менший аналоговий коефіцієнт, щоб уникнути перевантаження;

- після кожного такого перемикання цифровий підсилювач підлаштовує рівень точніше. Тобто схема одночасно бореться і з занадто малим рівнем, і з занадто великим рівнем. Це особливо корисно для бездротових приймачів, де рівень сигналу сильно змінюється через завмирання, затінення та завади.

Рисунок 2.3 показує, як у системі АРП прийнятий сигнал розподіляється між чотирма станами аналогового підсилення і за якими порогами система перемикається між цими станами.

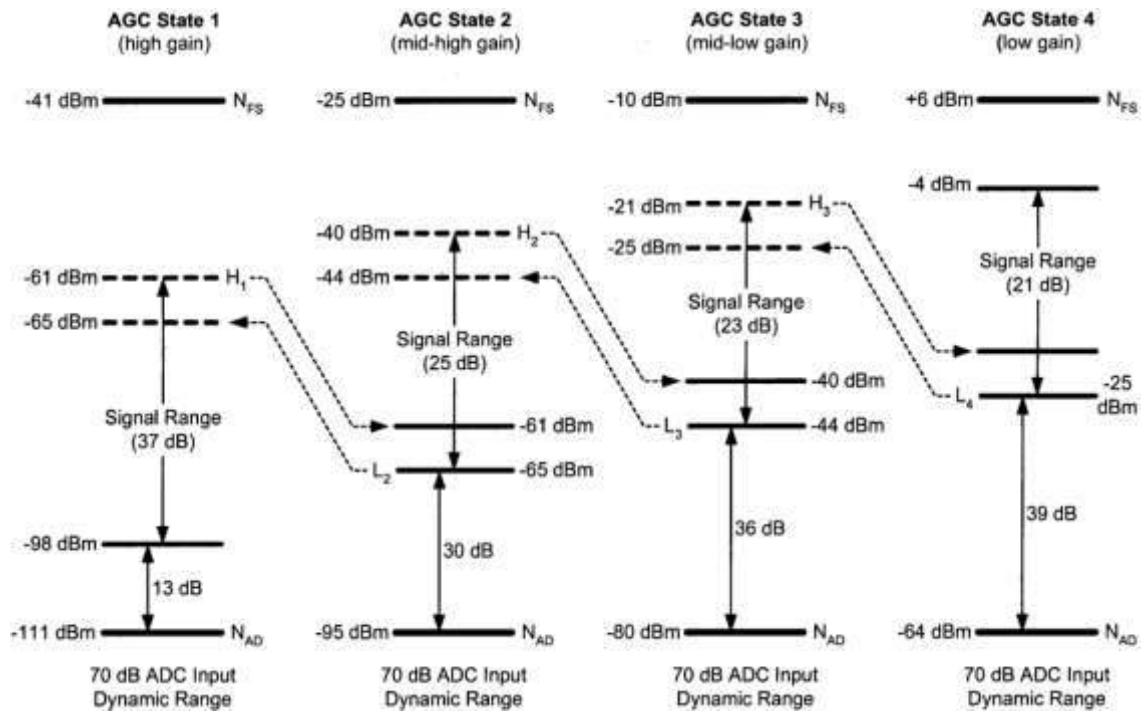


Рисунок 2.3 – Часові діаграми системи АРП

Це графічне пояснення логіки вибору коефіцієнту підсилення. Приймач має чотири стани АРП:

- стан 1 – найбільше аналогове підсилення,
- стан 2 – середньо-високе,
- стан 3 – середньо-низьке,
- стан 4 – найменше аналогове підсилення.

Для цих станів визначені коефіцієнти підсилення: $x+47$ дБ, $x+31$ дБ, $x+16$ дБ і x дБ, де x – найменше підсилення, яке залежить від будови приймача.

Рисунок побудовано відносно входу АЦП. Верхня горизонтальна риска – це N_{FS} , тобто повна шкала АЦП, межа перевантаження. Нижня риска – це N_{AD} , тобто підлога квантувального шуму АЦП. Відстань між ними – 70 дБ вхідного динамічного діапазону АЦП. Це визначені межі сигналу, що приходить з антени.

Посередині для кожного стану показано вертикальну ділянку Signal Range – це діапазон рівнів прийнятого сигналу, який обслуговує даний стан АРП. Для рисунка 2.3 задаються такі діапазони:

- для стану 1: від -98 до -61 дБм,
- для стану 2: від -65 до -40 дБм,

для стану 3: від -44 до -21 дБм,

для стану 4: від -25 до -4 дБм.

слабкі сигнали обробляються з великим підсиленням, а сильні – з малим.

Числа біля стрілок 37 дБ, 25 дБ, 23 дБ, 21 дБ показують ширину діапазону сигналу, який покриває відповідний стан. Тобто стан 1 покриває найбільший діапазон слабких сигналів, а стан 4 – вузький діапазон сильніших сигналів. Це пов'язано з тим, що система повинна одночасно не втратити слабкий сигнал у шумах і не перевантажити аналого-цифровий перетворювач сильним сигналом.

Дуже важливі на рисунку позначення H_1, H_2, H_3 та L_2, L_3, L_4 . H означає верхній поріг перемикання, а L – нижній поріг перемикання. Логіка така:

- якщо рівень сигналу перевищує верхній поріг H_m , система переходить у наступний стан з меншим аналоговим підсиленням;

- якщо рівень сигналу падає нижче нижнього порога L_m , система переходить у попередній стан з більшим аналоговим підсиленням.

Для цього прикладу на рисунку пороги такі:

$H_1 = -61$ дБм, $L_2 = -65$ дБм;

$H_2 = -40$ дБм, $L_3 = -44$ дБм;

$H_3 = -21$ дБм, $L_4 = -25$ дБм.

Тобто, наприклад, коли сигнал зростає і перевищує -61 дБм, система переходить зі стану 1 у стан 2. Але назад зі стану 2 у стан 1 вона повернеться не одразу, а лише тоді, коли сигнал впаде нижче -65 дБм.

Саме тут реалізовано гістерезис, тобто “зону нечутливості до дрібних зворотних коливань”, що становить 4 дБ. Це означає, що після перемикання в інший стан сигнал повинен змінитися ще на 4 дБ у зворотному напрямку, перш ніж система повернеться назад. Такий підхід потрібен, щоб АРП не почала безперервно перемикатися туди-сюди через випадкові флуктуації рівня сигналу.

Пунктирні похилі лінії на рисунку якраз і показують маршрути перемикань між станами. Вони з'єднують верхній поріг одного стану з нижнім порогом сусіднього і демонструють, що діапазони навмисно перекриваються. Сусідні діапазони перекриваються на 4 дБ. Це перекриття і створює гістерезис.

Нижні стрілки з числами 13 дБ, 30 дБ, 36 дБ, 39 дБ показують, наскільки нижня межа робочого сигналу в кожному стані знаходиться вище підлоги квантувального шуму аналого-цифрового перетворювача. Особливо важливий стан 1: там найслабший сигнал знаходиться лише на 13 дБ вище підлоги шуму квантування. Це пов'язано з вимогою зберегти прийнятне відношення сигналу до шуму квантування навіть для дуже слабких сигналів.

Розглянемо класичні схеми контуру АРП, які прямо відповідають наступній схемі: VGA → детектор рівня → порівняння з опорною напругою → інтегратор або фільтр → керування підсиленням. VGA + RMS-to-DC + ОП компаратор

Analog Devices AN-934, Figure 5 “AGC Circuit Using the AD8336” – дуже наочна схема повного контуру:

- AD8336 як VGA (керований у dB),
- AD736 як RMS-to-DC детектор,
- AD8551 як підсилювач помилки/петльовий фільтр (по суті інтегратор/повільний регулятор),
- опорна напруга через ADP3339.

Як адаптувати ці “прості” схеми під OFDM/5G (щоб не псувати EVM)

Щоб контур був дружній до OFDM (високий PAPR), практично завжди роблять так:

1. Coarse analog AGC перед АЦП, щоб не допустити переповнення на піках.
2. Freeze/hold gain всередині OFDM-слоту:

AGC захоплює рівень на преамбулі або пілотах і не змінює коефіцієнт підсилення під час корисних символів (інакше буде гірший EVM).

Необхідно робити так:

1. AGC Перед АЦП (аналоговий VGA) – це головний регулятор, бо саме він гарантує, що піки OFDM (високий PAPR) не кліпають АЦП.

2. Coarse-керування в RF-фронтенді (LNA або атенюатор ступенями) – як груба підстройка, щоб тримати лінійність/динамічний діапазон при дуже сильних сигналах і не псувати чутливість при слабких.

Рекомендоване місце AGC (як у сучасних 5G-трактів)

Антенa → BPF → (DSA ступенями) → LNA (режими/ступені) → мікшер → IF/Baseband фільтр → VGA (аналоговий, керований у dB) → anti-alias LPF → АЦП → цифровий скейлер (fine AGC) → FFT/еквалайзер.

1) “Головний” AGC перед АЦП

– Це точний регулятор, який тримає рівень так, щоб АЦП працював близько до оптимуму, але з запасом під піки OFDM.

– Класична реалізація: VGA + детектор рівня + фільтр контуру (servo loop).

2) Coarse-керування у RF-фронтенді (LNA/ступеневий атенюатор)

– Це грубий захист динамічного діапазону: коли сигнал дуже сильний, ви знижуєте рівень ще до переходу на проміжну частоту.

– У радіочастотних додатках така ланка перетворень: ступеневий атенюатор + режими LNA або AGC як частина приймального тракту.

Для мобільних телекомунікацій з OFDM, щоб не псувати EVM роблять:

1. Швидкий захист від перевантаження: швидко зменшують коефіцієнт підсилення, а якщо не вистачає – підключають RF-ступені.

2. Повільніший RMS-контур для точного рівня. Підводять RMS до заданої точки (із запасом під PAPR), але без змін усередині корисних OFDM-символів.

3. Оновлення коефіцієнту підсилення необхідно синхронізувати з фреймом.

UE (приймання в TDD зі слотами? прямий I/Q baseband перед АЦП

На рисунку 2.4 наведена принципова схема системи автоматичного регулювання підсилення.

Для UE, TDD, прямий I/Q baseband перед АЦП найкраще працює гібрид:

ступеневий RF gain (coarse) + аналоговий VGA перед АЦП (main AGC) + “freeze” gain всередині слоту.

1) Де ставити AGC у вашому тракті (рекомендована структура)

Антенa → BPF → (RF DSA/LNA ступені, coarse) → мікшер → I/Q baseband LPF → 2×VGA (I та Q, спільне керування) → anti-alias LPF → 2×АЦП → DSP

Чому саме так для 5G-OFDM:

або RMS тільки з I (простота),
або краще – детектор по I^2+Q^2 (але це вже трохи складніше аналогово; часто роблять це цифрово після АЦП як “fine”).

Варіант В (ще простіше по елементній базі): VGA з вбудованим AGC AD8338 має вбудований RMS – контур системи АРП: ви задаєте ціль через VAGC відносно VREF, а конденсатор на DETO задає швидкодію.

Це швидкий прототип аналогової системи АРП перед АЦП.

3) Як зробити це для систем 5G. Для TDD найкращий режим такий:

1. Fast-attack (дуже швидко) на початку прийому/пакета
2. Зафіксувати підсилення на корисні OFDM-символи
3. Дозволити оновлення лише на межі слотів або у “вікні” пілотів/DM-RS

Це не теорія – так реалізовано в практичних трансиверах:

– В AD9361 UG-570 прямо є поведінка “AGC in Fast Attack Mode locks the gain” для TDD.

– В ADRV9002 є опція синхронізувати лічильник оновлення AGC з межою time-slot (щоб gain не стрибав посеред слоту).

4) Коли перемикає RF coarse (LNA/DSA), а коли достатньо VGA

– VGA (перед АЦП) працює постійно і робить “точно” підведення рівня.

– RF coarse вмикає лише якщо VGA впирається в межі:

якщо керування VGA близько до мінімуму (майже все “задавили”), значить сигнал занадто сильний → додайте атенюацію в RF (DSA) або зменшіть LNA-ступінь, і поверніть VGA в середину діапазону;

якщо керування VGA близько до максимуму, сигнал слабкий → підніміть LNA-ступінь/зменшіть RF-атенюацію, і знову поверніть VGA в середину.

Це зменшує інтермодуляцію в RF (при сильних сигналах) і не вбиває чутливість (при слабких).

5) Частота дискретизації АЦП “із 5G” (через нумерологію)

3GPP задає Δf і слотність (кількість слотів на 1 мс залежить від μ).

Тому на практиці в UE часто беруть “телеком-частоти” дискретизації, узгоджені з Δf , наприклад:

- $\mu=0$ (15 кГц) → 61.44 Msps
- $\mu=1$ (30 кГц) → 122.88 Msps
- $\mu=2$ (60 кГц) → 245.76 Msps
- $\mu=3$ (120 кГц) → 491.52 Msps

(Це вже інженерна реалізація, але “прив’язка” до 5G – через Δf з TS 38.211.)

б) Розрядність АЦП

3GPP не фіксує “N біт”, але через вимоги EVM (наприклад, 256QAM = 3.5%) видно, що запас по квантуванню має бути хороший.

Практична рекомендація для UE–приймача:

- FR1: 12 біт (гарний баланс для EVM і динаміки)
- FR2/високі Fs: 10–12 біт (часто 12, якщо дозволяє потужність/швидкість)

Принципова схема системи АРП приведена на рисунку 2.4

Ключові вимоги до системи АРП для мобільного абонента 5G:

1. Не допустити кліпінгу АЦП на піках OFDM (PAPR), бо це миттєво псує EVM. Аналогові статті з проектування RX прямо формулюють роль AGC: під сильним сигналом петля AGC підтримує “майже сталий” рівень на вході АЦП, щоб уникнути перевантаження.

2. Не робити “амплітудної модуляції” зміною коефіцієнту підсилення під час корисних OFDM–символів, інакше ламається ортогональність підносійних, зростають завади між підносійними (ICI) → деградація. У роботах по burst–OFDM підкреслюють, що підлаштування VGA має завершитися до FFT, інакше страждає ортогональність.

3. Працювати “по слотах/бурстах” (TDD–логіка): швидко зловити рівень на початку прийому й зафіксувати gain на прийом корисної частини. Це є навіть у практичних трансиверах: в AD9361 описано режим, де fast–attack AGC переходить у стан “gain lock” (а в RSSI–режимі є варіант “AGC in Fast Attack Mode locks the gain” як корисний для TDD).

4. Бути сумісним із нумерологією 5G (15/30/60/120/240 кГц тощо) – бо слот/символи стають коротшими з ростом SCS, а часу на встановлення AGC стає менше. TS 38.211 визначає ці нумерології в таблиці 4.2–1.

5. Тримати жорсткі EVM вимоги (наприклад, для 256QAM у NR вказано 3.5% EVM у вимогах BS; як орієнтир чутливості до нелінійностей).

Детальна розкладка структури (UE, direct-conversion, I/Q перед АЦП)

(0) Антена → BPF (RF фільтр перед підсиленням)

Це потрібно для того, щоб:

– відсікти позасмугові завади (особливо важливо для UE поруч із сильними передавачами, які створюють завади),

– полегшити роботу LNA/мікшера (менше шансів інтермодуляції).

(1) RF coarse-gain: DSA / LNA ступені (грубо, “великими кроками”)

Роль: “Захист лінійності” та грубе укладання сигналу у робочу область тракту ще до мікшера.

2.3 Алгоритм роботи системи АРП у режимах швидкого захоплення, фіксації та супроводу

Система автоматичного регулювання підсилення в сучасному приймачі мобільного зв'язку повинна забезпечувати не лише підтримання потрібного середнього рівня сигналу, а й швидку адаптацію до різких змін вхідної потужності, запобігання перевантаженню аналого-цифрового перетворювача та стабільність рівня під час приймання корисних символів. Для систем з ортогональним частотним ущільненням, зокрема LTE та 5G, це особливо важливо, оскільки високий коефіцієнт піковості сигналу та жорсткі вимоги до якості модуляції не допускають довільної зміни коефіцієнта підсилення всередині корисного інтервалу приймання. Саме тому доцільно використовувати алгоритм роботи АРП, який містить три основні режими: швидке захоплення рівня, фіксацію підсилення та супровід рівня сигналу. Такий підхід узгоджується з обраною гібридною структурою, де грубе регулювання здійснюється в аналоговій частині приймача, а точне доведення рівня — у цифровій частині.

Режим швидкого захоплення використовується на початку приймання пакета або слота, коли рівень вхідного сигналу ще невідомий і може суттєво відрізнятись від оптимального. У цьому режимі система АРП працює з підвищеною швидкістю: оцінювання потужності виконується за коротким інтервалом відліків, а коефіцієнт підсилення змінюється більшими кроками, ніж у режимі сталого супроводу. Основне завдання цього режиму полягає в тому, щоб за мінімальний час перевести сигнал у робочу область аналого-цифрового перетворювача, не допустивши його перевантаження та водночас не залишивши сигнал занадто малим відносно шумів квантування. У разі виявлення переповнення аналого-цифрового перетворювача або перевищення порогового рівня система негайно зменшує аналогове підсилення, а за потреби додатково перемикає грубий ступінчастий стан у радіочастотному тракту.

У гібридній системі автоматичного регулювання підсилення режим швидкого захоплення реалізується одночасною роботою двох частин. Аналогова частина змінює коефіцієнт підсилення малошумного підсилювача, змішувача або керованого підсилювача перед аналого-цифровим перетворювачем, тоді як цифрова частина оцінює потужність сигналу та коригує цифровий коефіцієнт нормування. При цьому грубе регулювання застосовується лише тоді, коли точне регулювання підходить до меж свого діапазону. Така організація дає змогу швидко вивести сигнал у допустиму область і зменшує ризик перевантаження на ранніх каскадах приймального тракту.

Після завершення швидкого захоплення і встановлення сигналу в робочу область система переходить у режим фіксації підсилення. Його призначення полягає в тому, щоб утримувати коефіцієнт підсилення сталим під час приймання корисних OFDM-символів. Це необхідно через те, що зміна коефіцієнта підсилення всередині корисного інтервалу призводить до додаткової амплітудної модуляції сигналу самим контуром АРП, що викликає погіршення якості демодуляції та збільшує помилку вектора модуляції. Тому після встановлення потрібного рівня на початку приймального інтервалу коефіцієнт підсилення “заморожується” і не змінюється до завершення приймання пакета.

Режим фіксації особливо важливий для систем з часовим поділом, де приймання та передавання чергуються в часі, а структура сигналу організована у вигляді слотів і символів. У цьому випадку система АРП виконує швидке налаштування на початку інтервалу приймання, після чого блокує зміну підсилення на час приймання корисних даних. Якщо в системі передбачені пілотні або опорні інтервали, саме вони використовуються для первинного встановлення рівня. Таким чином, режим фіксації дає змогу забезпечити стабільний рівень сигналу на вході цифрового демодулятора та зменшити вплив АРП на якість приймання.

Після завершення корисного інтервалу приймання або в спеціально виділених часових вікнах система переходить у режим супроводу. У цьому режимі оцінювання потужності виконується за довшим інтервалом спостереження, а зміна коефіцієнта підсилення відбувається повільніше і точніше. Основне завдання цього режиму – компенсувати повільні зміни рівня сигналу, що виникають через завмирання, переміщення абонента, затінення або зміну умов поширення радіохвиль. На відміну від режиму швидкого захоплення, тут пріоритет надається не швидкості, а точності та стійкості регулювання.

У режимі супроводу контролер АРП порівнює оцінене значення потужності з заданим опорним рівнем, формує помилку регулювання та через фільтр керує аналоговим і цифровим коефіцієнтами підсилення. Якщо рівень сигналу змінюється незначно, корекція виконується лише цифровою частиною. Якщо ж цифровий коефіцієнт підсилення наближається до межі допустимого діапазону, контролер формує команду на перемикання аналогового стану підсилення, після чого цифрова частина компенсує стрибок і доводить рівень до потрібного значення. Для запобігання частим перемиканням між сусідніми станами застосовується гістерезис, тобто різні верхній і нижній пороги переходу.

Алгоритм роботи системи автоматичного регулювання підсилення можна подати у такій послідовності:

1. На початку приймання вмикається режим швидкого захоплення рівня.
2. Вимірювач потужності оцінює рівень прийнятого сигналу.

3. Якщо сигнал перевищує допустимий рівень або виникає переповнення аналого-цифрового перетворювача, система негайно зменшує коефіцієнт аналогового підсилення.

4. Якщо сигнал є надто слабким, система збільшує аналогове або цифрове підсилення до досягнення робочої області.

5. Після досягнення заданого рівня і завершення початкової настройки система переходить у режим фіксації підсилення.

6. На час приймання OFDM-символів коефіцієнт підсилення не змінюється.

7. Після завершення корисного інтервалу або у спеціально дозволеному часовому вікні вмикається режим супроводу, у якому відбувається повільне і точне коригування рівня.

8. Якщо в процесі супроводу цифрове регулювання наближається до межі свого діапазону, виконується перемикання грубого аналогового стану з подальшою точною цифровою компенсацією.

Запропонований алгоритм поєднує переваги швидкого реагування та точного регулювання. Режим швидкого захоплення зменшує ймовірність перевантаження аналого-цифрового перетворювача на початку приймання, режим фіксації запобігає спотворенню корисних символів через зміну коефіцієнта підсилення, а режим супроводу забезпечує точне підтримання рівня сигналу в умовах повільних змін каналу. У підсумку така організація АРП забезпечує кращу стійкість, вищу якість демодуляції та раціональніше використання динамічного діапазону приймального тракту.

Висновки до другого розділу

У другому розділі виконано вибір і обґрунтування структури системи автоматичного регулювання підсилення для сучасного бездротового приймача. Показано, що для широкосмугових систем з ортогональним частотним ущільненням доцільно застосовувати гібридну аналогово-цифрову структуру, у

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		40

якій грубе регулювання здійснюється в радіочастотному та змішувальному тракті, а точне доведення рівня виконується після аналого-цифрового перетворення. Така побудова дає змогу одночасно запобігати перевантаженню аналого-цифрового перетворювача, зберігати чутливість приймача і формувати на виході цифрові відліки з майже сталою середньою потужністю.

Установлено, що для систем LTE та 5G найкращі результати забезпечує архітектура, в якій основне автоматичне регулювання підсилення розміщується перед аналого-цифровим перетворювачем, оскільки саме ця ланка безпосередньо запобігає обрізанню піків сигналу. При цьому грубе регулювання вхідного рівня доцільно реалізувати в радіочастотному фронтенді за допомогою ступеневого атенюатора або зміни режимів малошумного підсилювача, а точне регулювання – у тракті проміжної або базової смуги за допомогою керованого підсилювача.

У розділі обґрунтовано, що для 5G важливими є не лише ширина смуги і частота дискретизації, а й часова організація регулювання підсилення. Алгоритм регулювання підсилення має бути узгоджений зі слотовою структурою сигналу. Тому обґрунтовано використання режимів швидкого захоплення рівня на початку приймального інтервалу, фіксації підсилення під час приймання корисних символів та повільного супроводу тільки у дозволені моменти часу.

Важливою перевагою обраної структури є використання порогів перемикання станів, що робить її нечутливою до малих зворотних змін рівня.

Окремо встановлено, що в умовах роботи з сигналами OFDM із високим відношенням пікової потужності до середньої необхідно передбачати швидкий захист від перевантаження та утримання запасу до межі повної шкали АЦП.

3 РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ПІДСИЛЕННЯ

3.1 Статичні розрахунки системи АРП

Розглянемо статичні розрахунки для контура АРП: грубе керування в радіочастотному тракті + основне АРП безпосередньо перед АЦП у квадратурному (I/Q) тракті для реалізації на керованому підсилювачі AD8336 та вимірювачі діючого значення AD736.

1) Вихідні дані з 5G NR для мобільного абонента

1.1. Нумерологія та підносійна. Для 5G NR підтримуються кроки підносійних 15/30/60/120/240 кГц – це “нумерологія” OFDM.

Для частоти 3,5 ГГц у широких смугах беруть $SCS = 30$ кГц.

1.2. Смуга 100 МГц → кількість ресурсних блоків (NRB)

Для $SCS = 30$ кГц і каналу 100 МГц стандарт задає $NRB = 273$.

Звідси “зайнята” корисними підносійними смуга:

$$B_{occ} = NRB \cdot 12 \cdot \Delta f = 273 \cdot 12 \cdot 30 \cdot 10^3 \approx 98,28 \cdot 10^6 \text{ Гц}$$

(Решта – захисні смуги та крайові ефекти фільтрації).

2) Діапазон вхідних рівнів приймача UE за 3GPP → скільки дБ має “погасити/підсилити” АРП

2.1. Чутливість для частоти 3,5 ГГц, $SCS = 30$ кГц, для смуги пропускання каналу 100 МГц при використанні двох приймальних антени:

у довідниках наведено рівень ≈ -85.6 дБм (на кожен антенний порт).

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ			
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата	Система автоматичного керування підсиленням Розрахунок системи автоматичного регулювання підсилення Пояснювальна записка	Літера	Аркуш	Аркушів
Розробив		Островський					42	
Перевірив		Бойко Ю.М						
Н. контр.		Стецюк В.І.						
Затв.		Підченко С.К						ХНУ, гр. ЕКРс-2341

2.2. Максимальний вхідний рівень. У довідниках наведені рівні -20 дБм (для 64-QAM) та близько -22 дБм (для 256-QAM).

2.3. Потрібний діапазон АРП (за двома контрольними точками):

- $P_{\max} \approx -20$ дБм

- $P_{\min} \approx -85.6$ дБм

Тоді:

$$\Delta P \approx P_{\max} - P_{\min} \approx (-20) - (-85,6) = 65,6 \text{ дБ.}$$

Висновок: щоб тримати АЦП “у коридорі” без насичення і без втрати розрядності, сумарне регулювання (грубе+точне) має давати ≈ 66 дБ тільки між чутливістю та максимумом. (додають ще запас під завади, блокувальні сигнали).

3) Цільовий рівень на вході АЦП з урахуванням OFDM-піків:

- Кліпінг АЦП: “обрізання” піків, коли миттєве значення перевищує повномасштабний діапазон АЦП \rightarrow з’являються сильні нелінійні спотворення.

- Відношення пікової потужності до середньої (PAPR - Peak-to-Average Power Ratio). Для OFDM піки значні, тому орієнтуються на ~ 12 дБ.

Для забезпечення запасу до повного масштабу перетворення АЦП сигнал на вході часто тримають на $0.5 \dots 1$ дБ нижче повного масштабу.

Проведемо розрахунок цільового середньоквадратичного рівня (діючого значення) відносно повного масштабу, якщо:

- коефіцієнт гребеня ≈ 12 дБ,

- запас до повного масштабу ≈ 1 дБ, то середньоквадратичний рівень на вході АЦП має бути приблизно: $L_{\text{RMS}} \approx -(12+1) = -13$ дБ від повного масштабу.

Тобто АРП має “цілити” не в 0 дБ, а близько -13 дБ по середньому рівню, щоб піки не викликали переповнення АЦП.

Будемо орієнтуватись на схему, що використовує AD8336 та AD736.

4.1. Вимірювання діючого значення (AD736)

У класичній схемі детектор “діюче-в-постійну” формує вихідну напругу, пропорційну діючому значенню:

$$V_{out,det} \approx V_{in,RMS}$$

Це передатна функція перетворювача RMS→DC (рівняння $V_{out} = V_{inrms}$).

4.2. Діапазон керованого підсилення (AD8336):

- масштаб керування 50 дБ/В,
- керований діапазон 0...60 дБ,
- для схеми приймають діапазон 60 дБ атенюатор та підсилювач фіксованого підсилення 34 дБ, а абсолютні межі підсилення -26...+34 дБ.

Отже “точна” (безперервна) частина АРП дає 60 дБ.

4.3. Скільки потрібно напруги керування, щоб пройти 60 дБ

За масштабом 50 дБ/В:

$$\Delta V_{кер} \approx \frac{60}{50} = 1,2 \text{ В}$$

(диференційно між входами керування).

Практичний наслідок: навіть 8-бітний ЦАП на 1.2 В дає крок $\approx 1.2/256=4.7\text{мВ}$, що відповідає $\approx 50 \cdot 0.0047=0.23\text{дБ}$ – для “статики” цього достатньо (динаміка – окрема тема).

4.4. Який діапазон рівнів на вході VGA “перекриється”, якщо на виході тримати сталий RMS

Якщо АРП тримає, наприклад, $V_{out}=88\text{мВ}_{RMS}$ (типове значення у прикладі), а підсилення змінюється від -26 до +34 дБ, то лінійні коефіцієнти:

- $G_{max}=10^{34/20} \approx 50.1$
- $G_{min}=10^{-26/20} \approx 0.0501$

Тоді вхідний RMS-діапазон:

$$\Delta V_{in,min} = \frac{88 \cdot 10^{-3}}{50,1} \approx 1,76 \text{ мВ}, \quad \Delta V_{in,max} = \frac{88 \cdot 10^{-3}}{0,0501} \approx 1,76 \text{ В.}$$

Це рівно 60 дБ по амплітуді – що і відповідає керованому діапазону.

5) Чому потрібне “грубе” керування додатково (LNA/ступінчастий атенуатор)

Ми вище отримали, що за 3GPP між REFSSENS та Maximum input level потрібно близько:

$$\Delta P \approx 65.6 \text{ дБ.}$$

А “точна” АРП на AD8336 дає 60 дБ.

Тобто мінімально бракує:

$$\approx 65.6 - 60 = 5.6 \text{ дБ (якщо орієнтуватися на } -20 \text{ дБм),}$$

$$\text{або } \approx 3.6 \text{ дБ (якщо брати } -22 \text{ дБм).}$$

Практичний висновок для 5G-тракту: “точний” VGA-контур не повинен бути єдиним. Додають грубе ступінчасте керування (наприклад, 6-дБ кроками) перед VGA, щоби:

1. Гарантовано перекрити >60 дБ у всіх режимах/температурах/розкидах;
2. Зберегти лінійність при сильних сигналах (щоб не “забити” аналоговий тракт до VGA/АЦП);
3. Лишити VGA працювати в “середині” свого діапазону (краща шумова/лінійна поведінка).

б) Додатково: оцінка “мінімальної ефективної розрядності” АЦП з вимог EVM (і чому цього мало)

3GPP для UE задає граничні значення помилки вектора (EVM), зокрема:

$$\text{- 64-QAM: } 8 \%$$

$$\text{- 256-QAM: } 3.5 \%$$

Як нижню оцінку (дуже грубо) можна пов’язати:

$$\text{SNR} \approx -20 \log_{10}(\text{EVM}).$$

Для 256-QAM: $\text{SNR} \approx 29.1 \text{ дБ}$. Це відповідає “ефективній розрядності” близько:

$$\text{ENOB} \approx \frac{\text{SNR} - 1.76}{6.02} \approx 4.5 \text{ біта.}$$

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		45

Але: це лише нижня межа “по EVM”, без урахування:

- запасу під OFDM-піки (~12 дБ),
- завад і блокувальних сигналів,
- нелінійностей аналогового тракту,
- вимог до динамічного діапазону.

Тому в реальних 5G-приймачах розрядність АЦП значно більша, а роль АРП – критична: вона “підганяє” середній рівень під оптимальну робочу точку АЦП, не допускаючи кліпінгу піків.

Підсумок у цифрах (для частоти 3,5 ГГц, 30 кГц, 100 МГц)

- NRB = 273, зайнята смуга ≈ 98.28 МГц.
- REFSSENS ≈ -85.6 дБм, Maximum input level $\sim -20\dots-22$ дБм \rightarrow потрібно $\approx 64\dots66$ дБ сумарного регулювання.

- “Точна” АРП на AD8336 дає 60 дБ ($-26\dots+34$ дБ), масштаб керування 50 дБ/В \rightarrow треба ≈ 1.2 В керування на повний діапазон.

- Через OFDM-піки (~12 дБ) і запас до повного масштабу АЦП 0.5...1 дБ середній рівень на АЦП доцільно тримати близько $-12.5\dots-13$ дБ від повного масштабу.

- Отже грубе ступінчасте керування перед VGA (LNA/атенюатор) не “опція”, а практична необхідність для 5G-тракту.

Якщо скажете який саме повномасштабний вхід АЦП (напруга диференційна “пік-пік” або діюче значення) і вхідний опір, я підставлю це в п.3 і дам уже числовий цільовий RMS у вольтах (і відповідний опорний рівень для детектора/компаратора) без будь-яких припущень.

Статичні розрахунки рівнів для схеми АРП (грубе керування в радіочастотному тракті + точне АРП перед АЦП у квадратурному I/Q-тракті).

1) Вибір сценарію 5G (приймач UE, FR1, смуга 100 МГц)

Візьмемо типовий TDD-діапазон частоти 3,5 ГГц, крок підносійних 30 кГц, смуга 100 МГц.

1.1. Нижня точка (чутливість)

У таблиці чутливості для частоти 3,5 ГГц при 30 кГц та 100 МГц наведено –85.6 дБм (це мінімальна середня потужність на антенному вході, за якої ще виконується вимога по пропускній здатності).

1.2. Верхня точка (максимальний вхідний рівень)

У таблиці “Maximum input level” для 100 МГц видно два рядки:

- –20 дБм (для випробувального каналу з 64-кратною квадратурною амплітудною модуляцією),
- –22 дБм (для 256-кратної).

Для розрахунку беремо гірший по потужності випадок –20 дБм (вищий сигнал → важче для перевантаження).

2) Прийняті параметри АЦП (реалістичні, з даташиту)

Щоб не “вигадувати”, беру типовий високошвидкісний двоканальний АЦП для I та Q:

- вхідний повний масштаб $2 V_{pp}$ (пік-пік, диференційно),
- внутрішнє навантаження 100Ω (диференційно).

Це дає нам однозначний “пороговий” рівень, від якого рахувати запас до кліпінгу.

V_{pp} (пік-пік) – це різниця між найбільшим і найменшим миттєвим значенням напруги.

3) Цільовий рівень на вході АЦП з урахуванням піків OFDM

3.1. Які піки беремо

Для OFDM/OFDMA типовий коефіцієнт гребеня (відношення “пік/середній рівень”) близький до ~ 12 дБ.

Також у вимірювальних практиках АЦП сигнал часто тримають на 0.5...1 дБ нижче повного масштабу, щоб уникнути кліпінгу.

Кліпінг АЦП – це ситуація, коли миттєві піки виходять за допустимий діапазон АЦП і “обрізаються” (код упирається в максимум/мінімум). Це різко погіршує якість, бо додає нелінійні спотворення.

3.2. Розрахунок у вольтах (для $2 V_{pp}$)

Повний масштаб $2 V_{pp}$ означає:

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		47

- максимальна пікова амплітуда:

$$V_{\text{пik,FS}} = \frac{2}{2} 1,0 \text{ В}$$

Варіант А (щільний, з запасом 1 дБ до кліпінгу):

- дозволений пік з урахуванням запасу 1 дБ:

$$V_{\text{пik,дозв}} = 1,0 \cdot 10^{-1/20} = 0,891 \text{ В}$$

- якщо “пік/середній” = 12 дБ, то

$$V_{\text{RMS}} = \frac{0,891}{10^{12/20}} = \frac{0,891}{3,981} = 0,224 \text{ В}$$

Отже ціль: 224 мВ діючого значення на вході АЦП (для кожного каналу І та Q як “безпечна верхня межа” при піках).

Варіант В (практичніший під обрану схему детектора):

У вашій принциповій схемі використано детектор діючого значення AD736, у якого повний масштаб по вході 200 мВ RMS, і він може вимірювати сигнали з коефіцієнтом гребеня до 5 (з малою додатковою похибкою) саме на цьому рівні.

Тому дуже зручно прийняти ціль АРП = 200 мВ RMS (щоб детектор працював “у своєму номіналі”), а запас до кліпінгу АЦП стане навіть кращим:

- пік при 200 мВ RMS і 12 дБ:

$$V_{\text{пik}} = 0,200 \cdot 3,981 = 0,796 \text{ В}$$

- запас до 1,0 В піка:

$$20 \lg \left(\frac{1,0}{0,796} \right) = 1,98 \text{ дБ}$$

Тобто при 200 мВ RMS ви маєте майже 2 дБ запасу до кліпінгу (це узгоджується з рекомендацією тримати сигнал трохи нижче повного масштабу).

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		48

Далі в розрахунках беремо $V_{\text{RMS,ціль}} = 0.200$ В як найбільш “приземлений” вибір під нашу схему.

4) Статичний діапазон регулювання, який має перекрити АРП (за 3GPP)

Порахуємо, який коефіцієнт підсилення по напрузі потрібен, щоб:

- при -85.6 дБм на антенному вході отримати 0.200 В RMS на вході АЦП,

- і при -20 дБм також отримати 0.200 В RMS (але вже з меншим підсиленням).

4.1. Переведення дБм \rightarrow напруга (еквівалент 50Ω на антенному вході)

$$P_{\text{min}} = -85,6 \text{ дБм} \Rightarrow 2,754 \cdot 10^{-12} \text{ Вт}$$

$$V_{\text{min}} = \sqrt{P_{\text{min}} \cdot 50} = \sqrt{2,754 \cdot 10^{-12} \cdot 50} = 11,7 \text{ } \mu\text{В RMS}$$

$$P_{\text{max}} = -20 \text{ дБм} \Rightarrow 10^{-5} \text{ Вт}$$

$$V_{\text{max}} = \sqrt{10^{-5} \cdot 50} = 22,36 \text{ мВ RMS}$$

(Числа -85.6 дБм і -20 дБм взяті зі стандарту.)

4.2. Потрібне підсилення (у дБ)

Ціль

$$V_{\text{out}} = 0.200 \text{ В RMS.}$$

- для мінімального сигналу:

$$G_{\text{max}} = 20 \lg \left(\frac{0,2}{11,7 \cdot 10^{-6}} \right) = 84,63 \text{ дБ}$$

для максимального сигналу:

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		49

$$G_{\min} = 20 \lg \left(\frac{0,2}{22,36 \cdot 10^{-3}} \right) = 19,03 \text{ дБ}$$

Отже потрібний діапазон регулювання:

$$\Delta G = 84.63 - 19.03 = 65.6 \text{ дБ}$$

Це дуже важливий підсумок: ваша АРП (груба + точна) має перекрити ≈ 66 дБ тільки між чутливістю та максимальним вхідним рівнем.

5) Як це “розкладається” на AD8336 + грубе керування

5.1. Можливості AD8336 як “точної” АРП

Для AD8336 вказано:

- керований діапазон 0...60 дБ,
- абсолютні межі -26...+34 дБ,
- масштаб керування 50 дБ/В.

Звідси статично:

- щоб пройти 60 дБ, потрібна зміна диференційної керуючої напруги приблизно

$$\Delta V_{\text{кер}} = \frac{60}{50} = 1,2 \text{ В}$$

- “ціна” 1 дБ по керуванню:

$$1 \text{ дБ} \approx \frac{1}{50} \text{ В} = 20 \text{ мВ}$$

(це дуже корисно для вибору ЦАП/компараторів у керуванні).

5.2. Чому обов’язково потрібне грубе керування

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		50

Ми отримали необхідні 65.6 дБ регулювання, а AD8336 дає 60 дБ. Отже мінімально бракує: $65.6 - 60 = 5.6$ дБ

Тому “грубе” керування (ступеневий атенюатор/режими малошумного підсилювача) має забезпечити щонайменше 6 дБ. Практично доцільно закласти більше, наприклад 0/6/12/18 дБ, щоб:

- тримати AD8336 ближче до середини діапазону (краще по лінійності/шуму),

- мати запас під сильні завади, які можуть бути більші за “-20 дБм” у реальному середовищі (не тільки корисний сигнал).

б) Перевірка сумісності з AD736 (детектор діючого значення)

AD736 зберігає високу точність для коефіцієнта гребеня до 3, і може вимірювати до 5 (з невеликою додатковою похибкою) при 200 мВ RMS повного масштабу.

У нас коефіцієнт гребеня по напрузі для 12 дБ:

$$10^{12/20} = 3.98 < 5$$

тобто AD736 вкладається в умови, якщо ми тримаємо його вхід близько 200 мВ RMS (як ми і прийняли).

7) Підсумок – готові числові “статичні” параметри для пояснювальної записки

1. Цільовий рівень АРП на вході АЦП (кожен з каналів I та Q):

$$V_{\text{RMS,ціль}} = 0.200 \text{ В}$$

Це узгоджується з повним масштабом детектора AD736 (200 мВ RMS).

2. Перевірка запасу до кліпінгу АЦП ($2 V_{\text{pp}}$):

пік ≈ 0.796 В, запас ≈ 1.98 дБ до 1.0 В піка.

3. Діапазон регулювання підсилення, який треба перекрити (5G частоти 3,5 ГГц, 100 МГц):

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		51

$$\Delta G \approx 65.6 \text{ дБ} (-85.6 \text{ дБм} \rightarrow -20 \text{ дБм})$$

4. Точна АРП на AD8336: 60 дБ, масштаб 50 дБ/В \Rightarrow 1.2 В на весь діапазон, 20 мВ \approx 1 дБ.

5. Грубе керування: мінімум 6 дБ, рекомендовано 0/6/12/18 дБ (для запасу).
(Виведено з $\Delta G - 60$ дБ.)

Ось що оптимально винести на плакат (Лист 4: “Статичні розрахунки АРП”) для вашої теми. Ідея: на одному аркуші має бути вхідні дані зі стандарту \rightarrow обрані цілі \rightarrow ключові формули \rightarrow числовий результат \rightarrow висновок про необхідність coarse+fine.

1) Вихідні дані (короткий блок “Дано”)

5G NR UE, FR1 (частоти 3,5 ГГц), SCS = 30 кГц, BW = 100 МГц

- Чутливість: REFSENS = -85.6 дБм

- Максимальний вхідний рівень: $P_{\max} \approx -20$ дБм (64-QAM)

- Піковість OFDM: PAPR \approx 12 дБ

На плакаті достатньо 3 цифр і джерел.

2) Прийняті інженерні припущення (окремий блок)

АЦП (I та Q): full-scale $2 V_{pp}$ (диф.), тобто 1 В пік

Запас до кліпінгу: 1 дБ нижче повного масштабу

Ціль для детектора AD736: 0.200 В RMS (бо це його типовий повний масштаб)

Тут же коротке визначення на плакаті:

- Кліпінг АЦП – обрізання піків при перевищенні повної розгортки (full-scale) \rightarrow різкі нелінійні спотворення.

3) Основний статичний розрахунок (центр плаката)

3.1. Розрахунок потрібного діапазону регулювання

Показати одну формулу + один числовий результат:

$$\Delta G = P_{\max} - P_{\min} = (-20) - (-85.6) = 65.6 \text{ дБ}$$

Короткий висновок під формулою: АРП повинна перекрити ≈ 66 дБ між чутливістю та максимальним сигналом.

4) Розрахунок цільового рівня на вході АЦП (щоб не було кліпінгу)

Показати логіку “пік \rightarrow RMS”:

1. Повний масштаб АЦП: $2V_{pp} \Rightarrow 1V_{\text{пік}}$

Дозволений пік із запасом 1 дБ:

$$V_{\text{пік,дозв}} = 1 \cdot 10^{-1/20} = 0.891 \text{ В}$$

3. При PAPR = 12 дБ:

$$V_{RMS} = \frac{0,891}{10^{12/20}} = 0,224 \text{ В}$$

Поруч (як спрощення для реалізації з AD736):

- Приймаємо ціль 0.200 В RMS, бо AD736 має повний масштаб 200 мВ RMS

- Перевірка запасу: $V_{\text{пік}} = 0.2 \cdot 10^{12/20} = 0.796 \text{ В} \Rightarrow$ запас до 1 В ≈ 2 дБ.

5) Узгодження розрахунку з елементною базою (короткий блок “що дає наша схема”). AD8336 (точне регулювання):

- Діапазон керування 0...60 дБ

- Чутливість керування: 50 дБ/В \rightarrow для 60 дБ потрібно 1.2 В

Висновок (дуже важливий на плакаті): Потрібно 65.6 дБ, а “fine” VGA дає 60 дБ $\Rightarrow G_{\text{coarse,min}} \geq 65.6 - 60 = 5.6$ дБ

- Тому додаємо грубе керування ≥ 6 дБ (типово кроками 6 дБ: 0/6/12/18 дБ).

б) Один наочний графік (щоб плакат “читався”)

Найкраще – графік “вхідна потужність \rightarrow потрібне підсилення”:

- вісь X: P_{in} від -90 до -20 дБм

- вісь Y: потрібне підсилення G (дБ), щоб отримати 0.200 В RMS на АЦП
горизонтально виділити:

- “Fine-діапазон AD8336 = 60 дБ”

- "Coarse додає 6/12/18 дБ" (ступені)

Цей графік одним поглядом показує, чому без coarse не вистачає.

7) "Підсумкова рамка" внизу плаката (3 рядки)

- Ціль на АЦП: 0.200 В RMS (≈ 2 дБ запас до кліпінгу при PAPR 12 дБ)

- Потрібний діапазон АРП: 65.6 дБ (3GPP)

- Розподіл: 60 дБ (fine VGA) + ≥ 6 дБ (coarse RF)

Розглянемо основні параметри системи автоматичного регулювання підсилення, що розроблена в кваліфікаційному проекті.

1. Опорна чутливість приймача (для частоти 3,5 ГГц, відстані між підносійними 30 кГц, смуги пропускання 100 МГц), -85.6 дБм

2. Значення максимальної вхідної напруги (модуляція 64-QAM, смуга пропускання 100 МГц), -20.2 дБм

3. Значення максимальної вхідної напруги (модуляція 256-QAM, смуга пропускання 100 МГц), -22.3 дБм

4. Потрібний діапазон регулювання ΔG (64-QAM), 65.4 дБ

5. Потрібний діапазон регулювання ΔG (256-QAM), 63.3 дБ

6. Діапазон точного регулювання AD8336, 60 дБ

7. Мінімальний діапазон грубого керування підсилення (щоб покрити модуляцію 64-QAM), 5.4 дБ \rightarrow приймаємо 6 дБ

8. Повний масштаб АЦП, 2.0 В

9. Коефіцієнт гребеня OFDM/OFDMA (практично), ≈ 12 дБ

10. Ціль за запасом 1 дБ до кліпінгу (розрах.), 224 мВ

11. Прийнята ціль (під AD736 full-scale), 200 мВ

12. Запас до кліпінгу при 200 мВ, 1.98 дБ

13. Слот ($\mu=1$), 500 мкс

14. Середня тривалість символу (14/слот), 35.71 мкс

15. Вікно fast-захоплення: 2 символи, 71.4 мкс $\Rightarrow f_c \geq 8.92$ кГц

16. Вікно fast-захоплення: 4 символи, 142.9 мкс $\Rightarrow f_c \geq 4.46$ кГц

17. Приклад повільного стеження ($f_c=100$ Гц), $t_{уст} \approx 6.4$ мс

Розглянемо статичні розрахунки АРП для роботи з OFDM сигналами.

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		54

- REFSENS для частоти 3,5 ГГц, 30 кГц, 100 МГц: -85.6 дБм (рядок для частоти 3,5 ГГц, SCS=30 кГц, стовпчик 100 МГц).

- Максимальний вхідний рівень (100 МГц): у табл. 7.4-1 наведено -20.2 дБм (для 64-QAM) та -22.3 дБм (для 256-QAM) – у витягу з PDF десяткові розділювачі “з’їдаються” як “-202/-223”.

- 14 OFDM-символів у слоті та 2 слоти у підкадрі для $\mu=1$ (normal CP).

- Коефіцієнт гребеня (піковість) OFDM/OFDMA ~ 12 дБ (практично, близько до гаусового шуму).

- AD8336: діапазон VGA 0...60 дБ, абсолютні межі -26...+34 дБ, масштаб 50 дБ/В.

- AD736: 200 мВ діюче як повний масштаб, коеф. гребеня до 5, смуга для 1% похибки >10 кГц (20...200 мВ діюче).

- Приклад АЦП: повний масштаб входу 2 Впик-пик (тобто 1 В пик).

- Підкачка підсилення (небажана модуляція підсилення через занадто широку смугу контуру) та вимога “тримати її в частках децибела”, інакше погіршується помилка модуляції.

REFSENS, максимальний рівень, потрібний діапазон ΔG , можливості AD8336, мінімальна “груба” добавка, параметри піковості, часи слота/символу, мінімальна частота зрізу контуру для швидкого захоплення.

Діапазон регулювання підсилення: вимога 3GPP vs можливості реалізації показує головний висновок: потрібно ≈ 65.4 дБ, а “точне” VGA дає 60 дБ, тому додаємо грубе керування мінімум ≈ 6 дБ.

Вибір смуги контуру: швидке захоплення vs повільне стеження.

Використано просту оцінку для 1-го порядку:

$$t_{\text{зет}} \approx \frac{0,637}{f_c}$$

і порівняно з вікном 2 символи та 4 символи (для $\mu = 1$ це ≈ 71.4 мкс та ≈ 142.9 мкс відповідно).

Це пояснює, чому для 5G/TDD доцільно:

- робити швидке захоплення (кілька кГц...десятки кГц) лише на преамбулі/початку прийому,
- а потім заморозити підсилення (FREEZE), щоб не було “підкачки”.

4. Спрощений малюнок (схема-картинка):

Показує тракт грубе+точне АРП + контур вимірювання рівня + заморозку на час слота + вхід “переповнення АЦП” для швидкого зменшення підсилення.

3.2 Вибір елементної бази системи АРП

Схеми автоматичного регулювання пісилення (АРП) на низьких частотах використовуються в аудіо- та силовому устаткуванні, наприклад, у чутливих мікрофонних передпідсилювачах (передсилювачах) та регуляторах. Схема АРП, що є системою зворотний зв'язок із замкнутим контуром, показано малюнку 1. Контур складається з елемента управління пісилення м, детектора, стабільного опорного напруги і схеми порівняння.



Рисунок 3.1. Схема АРП з використанням підсилювача зі змінним коефіцієнтом пісилення

У даній примітці до застосування описується схема АРП на низьких частотах, що використовує підсилювач зі змінним коефіцієнтом підсилення (VGA) AD8336 з широким динамічним діапазоном як елемент управління пісиленням, перетворювач середньоквадратичного значення в постійний AD736 в якості детектора, недорогий операційний підсилювач AD85 стабілізатор напруги ADP3339 як опорна напруга. Завдяки широкому діапазону керованого пісилення та гнучкості схеми, в даній примітці до застосування використовується AD8336.

Розглянемо регульований підсилювальний елемент (VGA).

VGA (Variable Gain Amplifier) - це підсилювач, в якому пісилення регулюється електронними засобами. VGA є поширеним рішенням для схем автоматичного регулювання пісилення у різних комунікаційних додатках. Ідеальний VGA працює як лінійний підсилювач, не вносячи спотворень.

Елементами кола АРП є детектор, опорний сигнал і схема підсумовування, яка визначає стан петлі, порівнює його зі стабільним опорним сигналом і регулює відповідним чином вихідний сигнал.

AD8336 - це малошумний, однотактний, лінійний (у децибелах), універсальний підсилювач зі змінним коефіцієнтом підсилення, що працює в широкому діапазоні напруг живлення. Він має діапазон підсилення від 6 дБ до 26 дБ. Діапазон підсилення VGA становить від 0 дБ до 60 дБ, з абсолютними межами підсилення від -26 дБ до +34 дБ. Смуга пропускання підсилювача та VGA становить 100 МГц, і підсилювач повністю використовується до 80 МГц. При напрузі живлення ± 5 В максимальна амплітуда вихідного сигналу 7 В.

AD8336 може використовуватися в діапазоні від -14 дБ до +60 дБ з коефіцієнтом підсилення передпідсилювача від 6 дБ до 26 дБ.

Спрощена блок-схема AD8336 показана на рисунку 3.2. AD8336 включає в себе підсилювач із зворотним зв'язком по напрузі, підсилювач з фіксованим коефіцієнтом підсилення 34 дБ, аттенюатор 60 дБ та різні схеми зміщення та інтерфейсу. Незалежний операційний підсилювач із зворотним зв'язком по напрузі може використовуватися в неінвертуючих та інвертуючих конфігураціях.

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		57

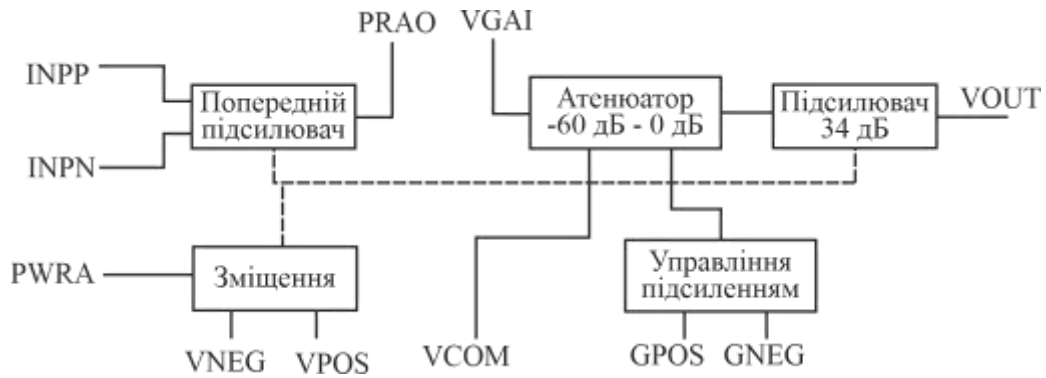


Рисунок 3.2 – Структурна схема AD8336

Смуга пропускання AD8336 становить від постійного струму до 100 МГц із діапазоном підсилення 60 дБ (від -14 дБ до +46 дБ).

У конфігураціях підсилювачів із зворотним зв'язком по напрузі добуток коефіцієнта підсилення на смугу пропускання AD8336 фіксовано (на рівні 600); отже, смуга пропускання зменшується в міру збільшення коефіцієнта підсилення понад номінальне значення. Наприклад, якщо коефіцієнт підсилення передпідсилювача збільшується до 20, смуга пропускання зменшується в 5 разів, приблизно до 20 МГц. Крутизна підсилення становить 50 дБ/В.

Загальне підсилення AD8336 – це сума (у децибелах) підсилення передпідсилювача та підсилення VGA. Підсилення підсилювача розраховується так само, як і для будь-якого операційного підсилювача. Найзручніше розглядати коефіцієнт підсилення пристрою в експоненційному виразі (в децибелах). Рівняння підсилення для VGA має вигляд:

$$VGA\ Gain(dB) = \left[V_{gain}(V) \times \frac{50dB}{V} \right] + 4,4\ dB,$$

де $V_{gain} = V_{GPOS} - V_{GNEG}$.

Коефіцієнт підсилення та діапазон підсилення VGA фіксовані на рівні 34 дБ та 60 дБ відповідно; таким чином, сумарний коефіцієнт підсилення пристрою змінюється шляхом регулювання підсилення підсилювача. При підсиленні підсилювача 12 дБ (4 рази) сумарний коефіцієнт підсилення становить від -14 дБ

до +46 дБ. Таким чином, розрахунок сумарного підсилення (у децибелах) виглядає так:

$$\text{Сумарне підсилення} = G_{\text{PRA}} + [V_{\text{GAIN}} (\text{В}) \times 49,9 \text{ дБ/В}] + 4,4 \text{ дБ}$$

Наприклад, середнє підсилення при підсиленні підсилювача 12 дБ:

$$12 \text{ дБ} + [0 \text{ В} \times 49,9 \text{ дБ/В}] + 4,4 \text{ дБ} = 16,4 \text{ дБ}$$

Шум AD8336 залежить від значення коефіцієнта підсилення. При максимальному значенні V_{GAIN} основним джерелом шуму є підсилювач, але з зменшенням V_{GAIN} шум зміщується. Наведений до входу шум при максимальному коефіцієнті підсилення VGA становить 3 нВ.

При налаштуванні загального коефіцієнта підсилення AD8336 користувач повинен враховувати наведену до входу напругу зміщення підсилювача. При максимальному підсиленні 60 дБ вхідне зміщення напруги 200 мкВ призводить до помилки 200 мВ на виході. Підсилення характеризується рівнянням не інвертуючого операційного підсилювача:

$$\text{Gain} = \frac{R_{\text{FB2}}}{R_{\text{FB1}}} + 1$$

Практична межа підсилення для підсилювача становить від 6 дБ до 26 дБ.

Аудіопідсилювач з автоматичним регулюванням пісилення (АРП) повинен мати наступні характеристики:

- Широкий динамічний діапазон, тобто здатність пісилувати сигнали дуже низького та дуже високого рівня.
- Пісилення з низьким рівнем спотворень у всьому робочому діапазоні.
- Можливість регулювання мінімальної та максимальної межі пісилення .

AD8336 використовує архітектуру X-AMP, що складається з багатоланкової мережі, доступ до яких здійснюється через масив диференціальних підсилювачів, як приведено на рисунку 3.3.



Рисунок 3.3 Багатоланкова мережа AD8336

Ця схемна архітектура пропонує кілька важливих переваг:

- Пасивна резисторна мережа сходів виконує функцію регулювання посилення, не вносячи спотворень.

- Як підсилювач використовується операційний підсилювач з фіксованим коефіцієнтом посилення. Оскільки коефіцієнт посилення операційного підсилювача залишається незмінним, у цьому додатку забезпечується постійна смуга пропускання, низькі спотворення та оптимізовані характеристики при перевантаженнях у широкому діапазоні робочих умов.

AD8336 має широкий діапазон посилення (60 дБ) і розширений діапазон напруги живлення, здатний працювати з джерелами живлення до ± 15 В. Він має нефіксований підсилювач і допускає інвертуючі, неінвертуючі або диференціальні вхідні конфігурації.

Секції попереднього підсилювача та VGA повністю незалежні, і VGA може використовуватися як автономний елемент, якщо не потрібно. Входи керування посиленням повністю диференціальні.

3.3 Розрахунок системи автоматичного керування підсиленням

Визначення рівнів напруги сигналу.

Діапазон керованих напруг сигналу, напруги живлення, а також рівні вхідної та вихідної напруги - всі ці фактори, тісно взаємопов'язані, впливають на топологію схеми АРП. У цьому прикладі мета полягає в тому, щоб повністю використовувати весь діапазон регулювання посилення 60 дБ мікросхеми AD8336. Спочатку припустимо, що напруга живлення становить ± 5 В.

При відомій напрузі живлення встановлюється стабілізована вихідна напруга. Оскільки насичення як у підсилювачі, так і в каскаді з фіксованим посиленням 34 дБ обмежує доступний розмах вихідної напруги до 7 В, легко досягнемо номінальний максимальний розмах 5 В. При розмаху вихідної напруги підсилювача 5 В і атенюаторі X-AMP, встановленому на -26 дБ (множник 0,05), вихідна напруга становить 250 мВ. Якщо коефіцієнт посилення попереднього підсилювача встановлений на $-1\times$ (поодинокий коефіцієнт інвертуючого посилення (еквівалентно коефіцієнту посилення шуму $2\times$)), максимальна вхідна напруга становить 5 В. Нарешті, при діапазоні посилення 60 дБ, мінімальна вхідна напруга становить 5 мВ. Схема АРП працює в діапазоні вхідної напруги 60 дБ (5 мВ – 5 В) з фіксованою вихідною напругою 250 мВ.

Визначення рівнів керуючої напруги.

Диференціальний вхід управління посиленням AD8336 виконує будь-яке необхідне зміщення рівня для доступних управляючих напруг, значно спрощуючи схему управління посиленням. У цьому прикладі вхід GNEG (пін 12) зміщений на 0,75 В, а напруга діапазону посилення на GPOS становить 1,5 В.

Визначення детектора АРП.

Детектор являє собою перетворювач середньоквадратичного значення в постійний струм AD736 і забезпечує точну напругу керування постійного струму, прямо пропорційне середньоквадратичному значенню вихідного сигналу. Вихід AD736 керує інвертуючим входом операційного підсилювача, підключеного для

дуже високого коефіцієнта підсилення по постійному струму для точного управління контуром.

Розглянемо функціональну блок-схему AD736

Обчислює:

- Справжнє середньоквадратичне значення
- Середнє випрямлене значення
- Абсолютне значення

Забезпечує:

- Вхідний діапазон 200 мВ (повна шкала)
- Високий вхідний опір 10^{12} Ом
- Низький вхідний струм зміщення: 25 пА.
- Висока точність: $0,3 \text{ мВ} \leq 0,3\%$ від показання
- Перетворення середньоквадратичного значення до 5 В

AD736 - це малопотужний, прецизійний, монолітний перетворювач справжнього середньоквадратичного значення в постійний струм. Він забезпечує максимальну похибку $\pm 0,3 \text{ мВ}$ від показань при синусоїдальних вхідних сигналах.

AD736 має власний буферний підсилювач на виході, що забезпечує більшу гнучкість проектування (рисунок 3.4). Використовує 200 мкА струм живлення.

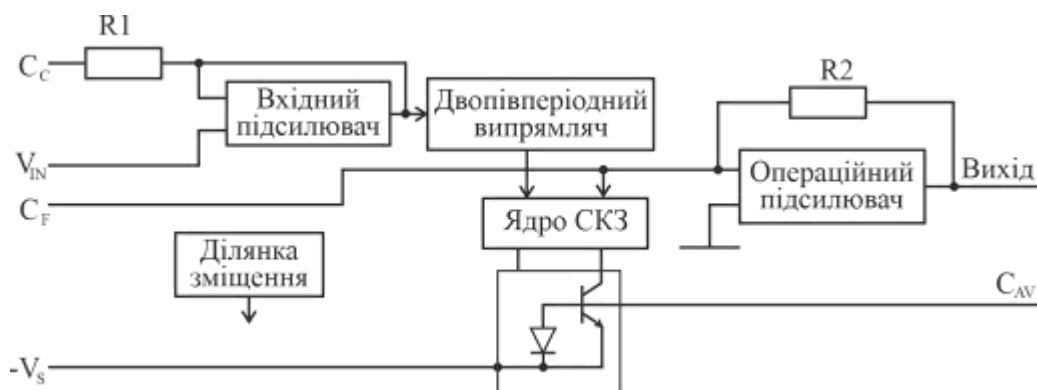


Рисунок 3.4 – Структурна схема AD736

Основні характеристики

1. AD736 здатний обчислювати середнє випрямлене значення, абсолютне значення чи справжнє середньоквадратичне значення різних вхідних сигналів.

2. Для вимірювання справжнього середньоквадратичного значення AD736 потрібен лише один зовнішній компонент – конденсатор, що усереднює.

3. Низьке енергоспоживання 1 мВт робить AD736 придатним для багатьох додатків з живленням від батарей.

4. Високий вхідний опір 10^{12} Ом виключає необхідність використання зовнішнього буфера при підключенні до вхідних атенюаторів.

5. Доступний вхід із низьким імпедансом для додатків, що потребують вхідного сигналу до 300 мВ середньоквадратичного значення, що працює від низької напруги живлення.

Середньоквадратичне значення напруги визначається виразом:

$$V_{RMS} = \sqrt{Avg \cdot (V^2)}$$

Це включає піднесення сигналу до квадрату, обчислення середнього значення і подальше вилучення квадратного кореня.

Визначення схеми порівняння.

AD8551 - це операційний підсилювач з однополярним живленням і дуже низькою напругою зміщення. Напруга, що подається на не інвертуючий вхід, є опорною напругою і визначає середньоквадратичне значення виходу. Порівнювана напруга - це напруга детектора від перетворювача середньоквадратичного значення у постійний струм. Коли вхідна напруга порівняння падає нижче опорної напруги, вихідна напруга порівняння збільшується, щоб відновити вихідний сигнал до номінального рівня.

У довідниках наведено дані для керування АРП для шести частот від 1 мВ до 2 В середньоквадратичної вхідної напруги. АРП має постійну залежність рівня вихідного сигналу від вхідного типового діапазону звукових частот від 20 Гц до 20 кГц. Рівень вихідного сигналу залишається постійним в діапазоні від 2 мВ середньоквадратичного значення до 2 В середньоквадратичного значення.

3.4 Особливості систем автоматичного керування підсиленням

Сучасна АРП – це керувана гібридна система, яка одночасно захищає аналогово-цифровий перетворювач від перевантаження, узгоджує роботу з часовою структурою слота та не допускає погіршення якості модуляції через зайві зміни підсилення. У сучасних радіотрактах це реалізують через цифрову машину станів, кілька часових режимів, пороги, синхронізацію з межею слота.

Для мобільного приймача надійність АРП – це не стільки ресурс елементів, скільки стійкість роботи за реальних умов: при завмираннях каналу, різких змінах рівня, появі сильних завад, пакетному режимі приймання та високій піковості OFDM-сигналу. Практично це означає, що система повинна швидко вивести сигнал у робочу область, не допустити кліпінгу, не “розгойдувати” підсилення і не втратити точність під час приймання корисних символів. Саме такі властивості – швидкість збіжності, стійкість і фіксація коефіцієнта підсилення – розглядаються як ключові показники АРП для OFDM і програмно-визначуваних радіосистем.

У сучасних приймачах основне захисне регулювання виконують до аналогово-цифрового перетворювача, а точне нормування рівня — вже після нього. Це пов’язано з тим, що цифрова частина не може виправити вже наявне обрізання піків. Тому застосовують запас до повної шкали й цільовий рівень нижче 0 дБ від повної шкали, щоб зберегти запас для піків сигналу.

Сучасна АРП майже завжди працює у двох часових режимах: швидкий режим потрібен, щоб швидко “зловити” рівень на початку пакета або слота, а повільний — щоб плавно відстежувати зміни каналу без коливань і підкачування підсилення. У драйвері та документації для ADRV9002 прямо передбачено режим кількох сталих часу: швидка атака і швидке відновлення, а також можливість скидати повільний контур при ввімкненні приймання.

Для систем із часовим дуплексом і пакетним прийманням дуже важливо, щоб коефіцієнт підсилення не змінювався всередині корисних OFDM-символів. У документації до AD9361 прямо вказано режим, у якому швидка АРП після

захоплення фіксує підсилення, і це спеціально позначено як корисне для часово-розділених систем. У налаштуваннях драйвера той самий принцип описується як “швидка АРП із фіксацією підсилення”, придатна для часового дуплексу.

Ще одна сучасна риса – підлаштовувати коефіцієнт підсилення не довільно, а в моменти, пов’язані зі структурою кадру або слота. Для ADRV9002 в документації прямо є опція синхронізації лічильника оновлення АРП із межею часового слота. Це підвищує надійність, бо система не змінює підсилення посеред символу або піднесучого блоку, де це вже погіршує приймання.

Середній контур АРП не завжди встигає на дуже швидкі піки. Тому в сучасних трансиверах додають окремий шлях детектування перевантаження аналогово-цифрового перетворювача. У довіднику до ADRV9040 описано режим, де при спрацюванні детектора перевантаження вмикається саме швидка атака для негайного зменшення підсилення. Це прямо підвищує надійність тракту в умовах різких стрибків рівня.

Сучасні АРП мають не лише “петлю регулювання”, а й набір обмежень: мінімальний та максимальний індекс підсилення, межі збільшення підсилення для швидкого режиму, пороги переходу між станами. У параметрах драйвера AD9361 є окремі обмеження на максимальне збільшення індексу в режимі швидкої АРП та додаткові налаштування рівня фіксації. Такі обмеження потрібні саме для підвищення стійкості й запобігання коливанням.

OFDM має значне відношення пікової потужності до середньої, тому АРП не можна налаштовувати “впритул” до межі повної шкали. У ТІ прямо зазначають, що рівень сигналу має бути нижчим за вибраний запас до повної шкали, який віднімається від сирого коефіцієнта підсилення. Це фактично і є технічна основа надійної роботи без кліпінгу.

У специфікації 3GPP для 5G NR наведені вимоги до помилки вектора модуляції: для 16-кратної квадратурної амплітудної модуляції — 12,5 %, для 64-кратної — 8 %, для 256-кратної — 3,5 %. Чим вищий порядок модуляції, тим стабільнішою має бути АРП. Тому для 256QAM саме якість роботи АРП прямо пов’язана з надійністю приймання.

					КПЕКР.230320.01.05 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		65

АРП повинна швидко збігатися на початку пакета й тримати підсилення сталим протягом усього пакета. Фіксація підсилення на весь пакет підвищує і швидкість збіжності, і стійкість роботи.

Для мобільних телекомунікацій сучасна надійна АРП має такі ознаки:

- гібридна архітектура з аналоговим захистом до перетворювача і цифровим точним доведенням після нього;

- режим швидкого захоплення на початку пакета;

- фіксація підсилення на час корисних OFDM-символів;

- повільний супровід тільки у дозволені часові вікна;

- окремий канал швидкого реагування на перевантаження;

- пороги, межі й синхронізація оновлення з часовою структурою слота.

Саме така побудова сьогодні розглядається як найбільш стійка й придатна для LTE та 5G-приймачів.

Висновки до третього розділу

У третьому розділі виконано статичні розрахунки системи автоматичного регулювання підсилення для приймача мобільного абонента п'ятого покоління в частотному діапазоні близько 3,5 ГГц при кроці підносійних 30 кГц і смузі каналу 100 МГц. На основі наведених у матеріалах даних прийнято, що для такого режиму кількість ресурсних блоків становить 273, а корисна зайнята смуга дорівнює приблизно 98,28 МГц. Як граничні рівні для розрахунку прийнято чутливість близько $-85,6$ дБм та максимальний вхідний рівень близько -20 дБм, що визначає необхідний сумарний діапазон регулювання приблизно 65,6 дБ. АРП має забезпечувати стійку роботу в широкому діапазоні рівнів вхідного сигналу.

У розділі обґрунтовано вибір цільового рівня на вході АЦП з урахуванням значної піковості сигналів з OFDM. Для обраної структури прийнято доцільний робочий рівень близько 0,2 В діючого значення, що узгоджується з параметрами

детектора AD736 та забезпечує приблизно 2 дБ запасу. Правильний вибір цільового рівня на вході АЦП є важливим для лінійності роботи приймача.

На основі параметрів керованого підсилювача AD8336 встановлено, що його точне регулювання забезпечує діапазон 60 дБ при масштабі керування 50 дБ/В, тобто зміна керуючої напруги в межах 1,2 В. Для реального приймача необхідно доповнювати точний контур грубим ступінчастим регулюванням, наприклад атенюатором з мінімальним кроком не менше 6 дБ.

У розділі також підтверджено доцільність використання як базової елементної бази мікросхем AD8336, AD736, AD8551 і ADP3339. Показано, що AD8336 забезпечує широкий діапазон керованого підсилення, малий рівень шуму та можливість роботи в логарифмічній шкалі, AD736 реалізує перетворення діючого значення сигналу в постійну напругу, пропорційну рівню сигналу, а AD8551 виконує функцію підсилювача помилки та інтегруючої ланки.

Одержані розрахунки показали, що найбільш раціональною для сучасного приймача є дворівнева побудова системи автоматичного регулювання підсилення: грубе аналогове регулювання на попередніх каскадах приймального тракту та точне неперервне регулювання безпосередньо перед аналого-цифровим перетворювачем. Це дозволяє не допустити перевантаження тракту сильними сигналами, а також не втрачати слабкі сигнали на фоні шумів квантування.

ВИСНОВКИ

1. У роботі обґрунтовано гібридну структуру системи АРП: грубе регулювання в радіочастотному тракці, точне регулювання перед АЦП, цифрове доведення рівня після нього, а також роботу в режимах швидкого захоплення, фіксації підсилення та повільного супроводу.

2. Проаналізовано принципи побудови системи автоматичного регулювання підсилення як замкненого контуру, що містить керований підсилювач, детектор рівня, джерело опорної напруги та вузол порівняння. Як базову реалізацію розглянуто схему на основі AD8336, AD736, AD8551 і ADP3339.

3. Встановлено, що система АРП повинна працювати в широкому динамічному діапазоні. Чутливість системи АРП задається на рівні $-85,6$ дБм, а максимальний вхідний рівень становить $-20,2$ дБм, що відповідає діапазону регулювання приблизно $65,4$ дБ.

4. На основі статичних розрахунків показано, що одного точного керованого підсилювача недостатньо для повного покриття потрібного діапазону. Мікросхема AD8336 забезпечує 60 дБ керованого регулювання з масштабом 50 дБ на 1 В, тому додається грубе ступінчасте керування на попередніх каскадах тракту.

5. Обґрунтовано, що для OFDM сигналів потрібен запас за рівнем відносно повного масштабу аналого-цифрового перетворювача, оскільки такі сигнали мають значну піковість. За практичного значення піковості близько 12 дБ середній робочий рівень на вході аналого-цифрового перетворювача слід вибирати нижчим за граничний, щоб уникнути зрізання піків сигналу. Доцільним є встановлення цільового рівня близько $0,2$ В діючого значення, що добре узгоджується з параметрами детектора AD736 та уникає перевантаження перетворювача.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Кваліфікаційний проєкт : методичні вказівки щодо його підготовки та виконання здобувачами вищої освіти (ОР «бакалавр») спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / уклад.: С. К. Підченко, А. А. Таранчук, В. І. Стецюк, О. С. Пивовар. Хмельницький: ХНУ, 2021. – 71 с.

2. Бойко Ю.М. Текстові документи. Загальні вимоги СОУ 207.01:2017 / Ю.М. Бойко, Г.В. Красильникова, Л.І. Першина, Т.Ф. Косянчук. – Хмельницький : ХНУ, 2017. – 45 с.

3. Zhang X., Chi B. Liu B., Wang Z. - 80dBm~ 0dBm dynamic range, 30mV/dB detection sensitivity piecewise RSSI for SDR/CR receivers // IEEE 57th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). IEEE, 2014. – pp. 89-92.

4. Kitsunezuka M., Kodama H., Oshima N., Kunihiro K., Maeda T., Fukaiishi M. A 30-MHz-2.4-GHz CMOS receiver with integrated RF filter and dynamic-range-scalable energy detector for cognitive radio systems //IEEE J. Solid-State Circuits, 2012. – Vol. 47. – № 5. – pp. 1084-1093.

5. Briones J.C., Nappier J.M. SDR input power estimation algorithms //IEEE Aerospace Conference Proceedings, 2013. – pp. 1-9.

6. Johnson S.K., Reinhart R.C., Kacpura T.J. CoNNeCT's approach for the development of three Software Defined Radios for space application //IEEE Aerospace Conference. IEEE, 2012. – pp. 1-13.

7. Barrak R., Ghazel A., Ghannouchi F. Optimized multistandard RF subsampling receiver architecture // IEEE Trans. Wirel. Commun, 2009. – Vol 8. – № 6. – pp. 2901-2909.

8. Song Y.-J., Lee H.-J., Ra S.-W., Kim Y.-W. A joint scheme of AGC and gain/phase mismatch compensation for QPSK DCR // ETRI J, 2004. – Vol 26. – № 5. – pp. 501-504.

9. Zeeshan M., Mehtab Z., Khan M.W. A fast convergence feed-forward automatic gain control algorithm based on RF characterization of software defined radio

// International Conference on Advances in Electrical, Electronic and Systems Engineering (ICAEEES). – IEEE, 2016. – pp. 100-104.

10. Bloessl B., Sommer C., Dressler F. Power matters: Automatic Gain Control for a Software Defined Radio IEEE 802.11 a/g/p receiver // IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS), 2015. – pp. 25-26.

11. Jing B., Xue Y., Ye F., Li N., Ren J. Automatic gain control algorithm with high-speed and double closed-loop in UWB system // IEEE 10th International Conference on ASIC, IEEE, 2013. – pp. 1-4.

12. Oh C., Choi S.H., Jang D.I., Oh D.K. Enhanced automatic gain control using the hybrid gamma parameter in the DVB-S2 system //8th International Conference Advanced Communication Technology. – IEEE, 2006. – Vol 2. – pp. 1167-1171.

13. Vucic M., Butorac M. All-digital high-dynamic automatic gain control // IEEE International Symposium on Circuits and Systems. IEEE, 2009. – pp. 1032-1035.

14. Hwang H., Park G.Y. Automatic gain control for ASM channel in maritime communication // International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC). IEEE, 2015. – pp. 1267-1271.

15. Lee Y., Kang D., Oh W. AGC Algorithm for IEEE 802.11 a Based on Correlator and Threshold Detector // International Conference on Control Engineering and Communication Technology. IEEE, 2012. – pp. 933-935.

16. Lee I.G., Son J., Choi E., Lee S.K. Fast automatic gain control employing two compensation loop for high throughput MIMO-OFDM receivers // IEEE International Symposium on Circuits and Systems. IEEE, 2006. – pp. 1-4.

17. Chen W., Song J., Chen D., Li W., Gulliver T.A. Performance of OFDM with AGC at 340 MHz // Proceedings of 2011 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing. IEEE, 2011. – pp. 422-425.

18. Li C.F., Cheng R.H. A two-stage digital AGC scheme with diversity selection for frame-based OFDM systems // IEEE International Symposium on Circuits and Systems. IEEE, 2006. – pp. 3533-3537.

19. Шинкарук О.М. Приймання та оброблення сигналів: навч. посібник / О.М. Шинкарук, В.І. Правда, Ю.М. Бойко. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 365 с.

1. Tribble A.C. The software defined radio: Fact and fiction // IEEE Radio and Wireless Symposium. IEEE, 2008. – pp. 5-8.
2. Kenington P. RF and baseband techniques for software defined radio. – Artech House, 2005. – 340 p.
3. Rathore R.P.S. Reconfigurable digital radar receiver implemented in FPGA using Under-sampling, Direct IQ generation, Multi-rate filter and pulse compression // IEEE International Microwave and RF Conference. IEEE, 2014. – pp. 174-177.
4. Ben-Romdhane M. Nonuniformly controlled analog-to-digital converter for SDR multistandard radio receiver // IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs, 2011. – Vol. 58. – № 12. – pp. 862-866.
5. Kim H. Adaptive Blocker Rejection Continuous-Time $\Sigma\Delta$ ADC for Mobile WiMAX Applications Bakkaloglu // IEEE J. Solid-State Circuits, 2009. – Vol 44. – № 10. – pp. 2766-2779.
6. Du Q. ALL-digital AGC in CDMA base station receiver // International Conference on Communication Technology Proceedings, 2003. ICCT 2003. IEEE, 2003. – Vol. 2. – pp. 1037-1041.
7. Ayach O. El Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems // IEEE Trans. Wirel. Commun, 2014. – Vol. 13 – № 3 – pp. 1499-1513.
8. Han S. Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G // IEEE Commun. Mag, 2015. – Vol. 53 – № 1 – pp. 186-194.
9. Mo J. Hybrid architectures with few-bit ADC receivers: Achievable rates and energy-rate tradeoffs // IEEE Trans. Wirel. Commun, 2017. – Vol 16. – № 4. – pp. 2274-2287.
10. Ben-Romdhane M., Rebai C., Ghazel A., Desgreys P., Loumeau P. Nonuniformly controlled analog-to-digital converter for SDR multistandard radio receiver // IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs, 2011. – Vol 58. – № 12. – pp. 862-866.

11. Kim M.S., Seong J.S. Design and analysis of an automatic gain control scheme for high-speed satellite communications // IEICE Trans. Commun, 2000. – Vol 83. – № 1. – pp. 99-102.

12. Elahi I., Muhammad K., Balsara P.T. I/Q mismatch compensation using adaptive decorrelation in a low-IF receiver in 90-nm CMOS process // IEEE J. Solid-State Circuits, 2006. – Vol 41. – № 2. – pp. 395-404.

13. Mailaender L. Detection statistics for a packet-based CDMA system // IEEE 49th Vehicular Technology Conference (Cat. No. 99CH36363). – IEEE, 1999. – Vol 1. – pp. 526-530.

14. Mengali U., Morelli M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission // IEEE Trans. Commun, 1997. – Vol 45. – № 1. – pp. 23-25.

15. He X., Zheng Y., Ma C., Ye T. A 95 dB dynamic range automatic gain control circuits and systems for Multi-standard Digital TV tuner // IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). IEEE, 2014. – pp. 2482-2485.

16. Kuo M.-C., Kao S.-W., Chen C.-H., Hung T.-S., Shih Y.-S., Yang T.-Y., Kuo C.-N. A 1.2 V 114 mW Dual-Band Direct-Conversion DVB-H Tuner in 0.13 micro m CMOS // IEEE J. Solid-State Circuits, 2009. – Vol 44. – № 3. – pp. 740-750.

17. Zhang Y., Cao J., Wu C., Han J., Zeng X. Optimized digital automatic gain control for DVB-S2 system // Wireless Telecommunications Symposium (WTS). – IEEE, 2010. – pp. 1-5.

18. Wu H., Li J., Dai B., Liu Y. The Impact of AGC on Cyclic Prefix Length for OFDM Systems // IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). IEEE, 2017. – pp. 1-6.

19. Zhang X.-X., Zhao Y. Joint estimation for both AGC and DC based on distribution function for OFDM systems // IEEE International Conference on Communications. – IEEE, 2008. – pp. 1312-1316.

20. Jimenez V.P.G., Garcia M.-G., Serrano F.J.G., Armada A.G. Design and implementation of synchronization and AGC for OFDM-based WLAN receivers // IEEE Trans. Consum. Electron, 2004. – Vol 50. – № 4. – pp. 1016-1025.

21. Hwang H., Kim D. Automatic gain control for multi carrier in OFDM systems // The 20th Asia-Pacific Conference on Communication (APCC2014). IEEE, 2014. – pp. 239-242.
22. Han S.H., Lee J.H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission // IEEE Wirel. Commun, 2005. – Vol 12. – № 2. – pp. 56-65.
23. Li X., Cimini Jr L.J. Effects of clipping on the performance of OFDM with transmitter diversity // Proc. IEEE Vehicular Technology Conferences, 1997. – Vol 3. – pp. 1634-1638.
24. Armstrong J. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering // Electron. Lett, 2002. – Vol 38. – № 5. – pp. 246-247.
25. O’neill R., Lopes L.B. Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals // Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE, 1995. – Vol 1. – pp. 71-75.
26. Tellado J. Peak-to-average power reduction for multicarrier modulation // Ph. D. Thesis, Stanford University, 1999. – 165 p.
27. Chu C.Y., Lai J.T., Wu A.Y. Robust packet detector based automatic gain control algorithm for OFDM-based ultra-wideband systems // 2007 IEEE Workshop on Signal Processing Systems. IEEE, 2007. – pp. 403-406.
28. Lai J.T., Chu C.Y., Wu A.Y., Chen W.C. A robust band-tracking packet detector (BT-PD) in OFDM-based ultra-wideband systems // IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementation. IEEE, 2006. – pp. 165-170.
29. Mollén C., Choi J., Larsson E.G., Heath R.W. Uplink performance of wideband massive MIMO with one-bit ADCs // IEEE Trans. Wirel. Commun, 2017. – Vol 16. – № 1. – pp. 87-100.
30. Studer C., Durisi G. Quantized massive mu-mimo-ofdm uplink // IEEE Trans. Commun, 2016. – Vol 64. – № 6. – pp. 2387-2399.
31. Ohta T., Denno S., Morikura M. A novel RF devices imperfection estimation in multiband MIMO receivers with baseband AGC // IEEE 23rd International

Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications-(PIMRC). IEEE, 2012. – pp. 2190-2194.

32. Han Y., Wang Z., Li L., Zhao Y. A fast automatic gain control scheme for IEEE 802.15. 4 receiver // The 2nd IET International Conference on Wireless, Mobile & Multimedia Networks (ICWMMN), 2008. – pp. 167-170.

33. Sobaihi K., Hammoudeh A., Scammell D. Automatic Gain Control on FPGA for Software-Defined Radios // Wireless Telecommunications Symposium 2012. IEEE, 2012. – pp. 1-4.

34. Hwang H., Kim D. Automatic gain control for multi carrier in OFDM systems // The 20th Asia-Pacific Conference on Communication (APCC2014). IEEE, 2014. – pp. 239-242.

35. Jang J.H., Choi H.J. A fast automatic gain control scheme for initial cell search in 3GPP LTE TDD system // 13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT2011). IEEE, 2011. – pp. 833-838.

36. Yuyao S., Yongqing W., Dewei S., Siliang W. Digital AGC based on coherent adjustment cycle for DSSS receiver // China Commun. 2015. – Vol 12 – № 2 – pp. 95-106.

Позначення	Найменування		Кількість	Примітка
	<u>Конденсатори</u>			
C1, C3, C8	К10-42, 70 пФ 50В, Е24, ±20%	ОЖО.460.116 ТУ	3	
C2, C6	К10-42, 39 пФ 50В, Е24, ±20%	ОЖО.460.116 ТУ	2	
C4, C7	К10-42, 510 пФ 50В, Е24, ±20%	ОЖО.460.116 ТУ	2	
C5	К10-42, 100 пФ 50В, Е24, ±20%	ОЖО.460.116 ТУ	1	
	<u>Мікросхеми</u>			
DA1	ADP3339АКС-1.5		1	
DA2	AD8336		1	
DA3	AD8551		1	
DA4	AD736		1	
	<u>Резистори</u>			
R1	МЛТ-0,125; 1 МОм; Е24; ±10%	ОЖО.461.513 ТУ	1	
R2	МЛТ-0,125; 430 Ом; Е24; ±1%	ОЖО.461.513 ТУ	1	
R3	МЛТ-0,125; 10 кОм; Е6; ±20%	ОЖО.461.513 ТУ	1	
R4	МЛТ-0,125; 1 кОм; Е24; ±10%	ОЖО.461.513 ТУ	1	
R5	МЛТ-0,125; 15 кОм; Е24; ±10%	ОЖО.461.513 ТУ	1	
R6	МЛТ-0,125; 33 кОм; Е24; ±10%	ОЖО.461.513 ТУ	1	
R7, R8	МЛТ-0,125; 200 Ом; Е24; ±10%	ОЖО.461.513 ТУ	2	
R9	МЛТ-0,125; 390 Ом; Е24; ±10%	ОЖО.461.513 ТУ	1	
R10	МЛТ-0,125; 3 кОм; Е24; ±10%	ОЖО.461.513 ТУ	1	
	<u>Роз'єднання</u>			
XS1	OWP-4		1	
XS2	OWP-2		1	

					КПЕКР.230320.01.05 ПЕЗ					
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата	Система автоматичного керування підсиленням			Літера	Аркуш	Аркушів
Розробив	Островський Д									
Перевірив	Бойко Ю.М.									
Н. контр.	Стецюк В.І.							ХНУ, гр. ЕКРс-23-1		
Затв.	Підченко С.К.				Перелік елементів					

Д о д а т о к А

Презентаційні матеріали



Кваліфікаційний проєкт

Система автоматичного керування підсиленням

Островський Д.Р., гр. ЕКР_с-23-1

Керівник – д.т.н., проф. Бойко Ю.М.

Мета і задачі проєкту

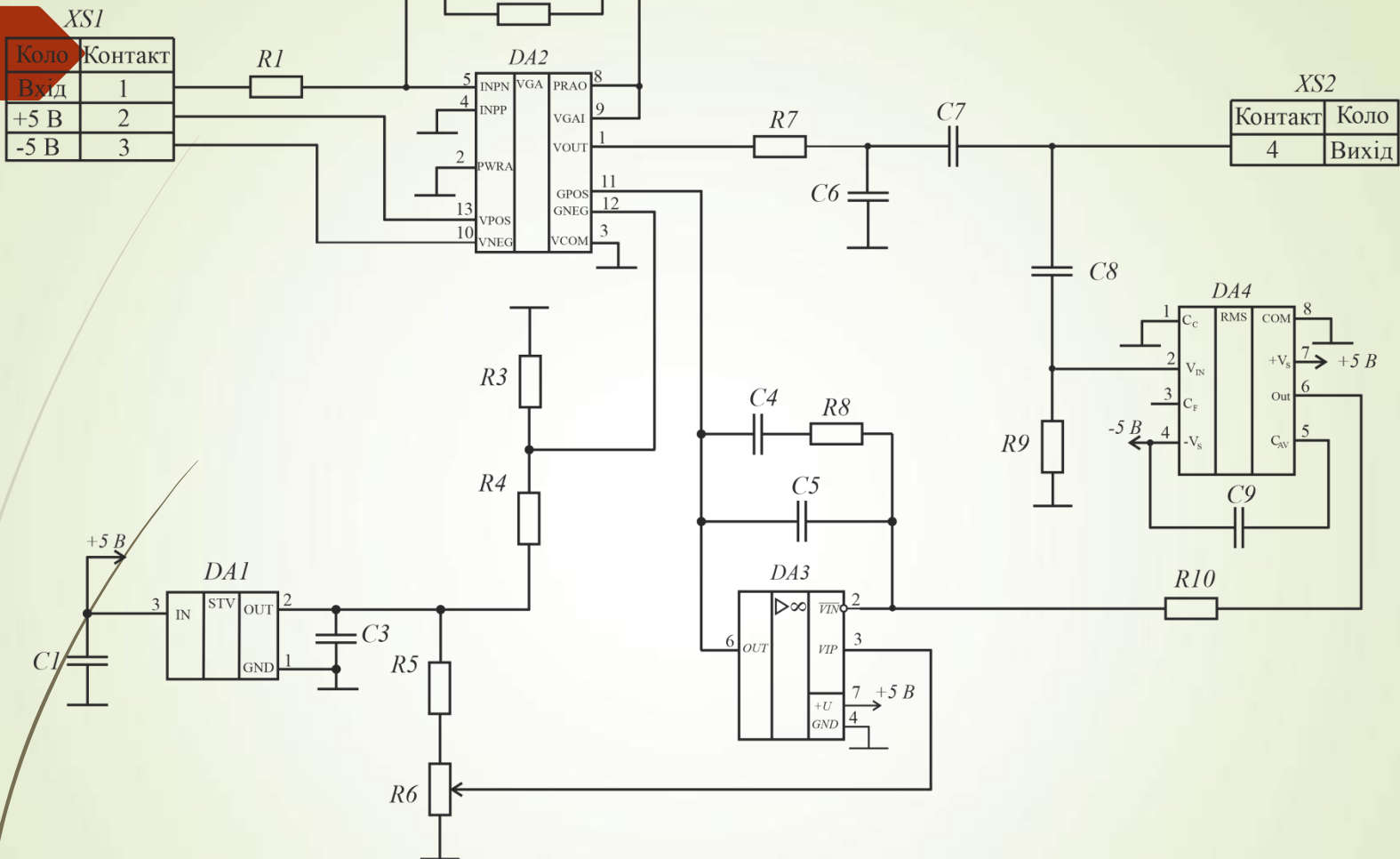
Метою кваліфікаційного проєкту є розроблення і розрахунок системи автоматичного керування підсиленням в мобільних телекомунікаціях.

Для досягнення цієї мети поставлені наступні завдання.

– провести аналіз принципів побудови систем автоматичного керування підсиленням в мобільних телекомунікаціях;

– дослідити комбіновану систему АРП для бездротового зв'язку, у якій спільно працюють аналогове регулювання підсилення в радіочастотному тракті і цифрове коригування рівня після аналого – цифрового перетворювача;

– провести розрахунок системи аналогового регулювання підсилення.



XS1

Коло	Контакт
Вхід	1
+5 В	2
-5 В	3

XS2

Контакт	Коло
4	Вихід

Мікросхема	Вивід	Живлення	GND
DA1	4	+5 В	1
DA2	13	+5 В	3
DA3	7	+5 В	4
DA4	7	+5 В	8

Вил.	Арк.	Надокумента	Підпис	Дата
Розробив		Островський Д.		
Перевірів		Бойко Ю.М.		
Т.контр.				
Н.контр.		Стецюк В.І.		
Затвердив		Підченко С.К.		

КПЕКР.230320.01.05 ЕЗ

Система автоматичного керування підсиленням

Схема електрична принципова

Літера	Маса	Масштаб
у		
Аркуш	Аркуші 1	

ХНУ
гр. ЕКРс-23-1

КПЕКР.230320.01.05 Е1

Вхідний
сигналЗразкова
напруга

					КПЕКР.230320.01.05 Е1				
Вил.	Арк.	Недокумента	Підпис	Дата	Система автоматичного керування підсиленням		Літера	Маса	Масштаб
					Схема електрична структурна		у		
Розробив		Островський Д.					Аркуш	Аркуші 1	
Перевірів		Бойко Ю.М.							
Т.контр.									
Н.контр.		Стецюк В.І.					ХНУ		
Затвердив		Підченко С.К.					гр. ЕКРс-23-1		

Структурна схема приймача цифрової системи бездротового зв'язку

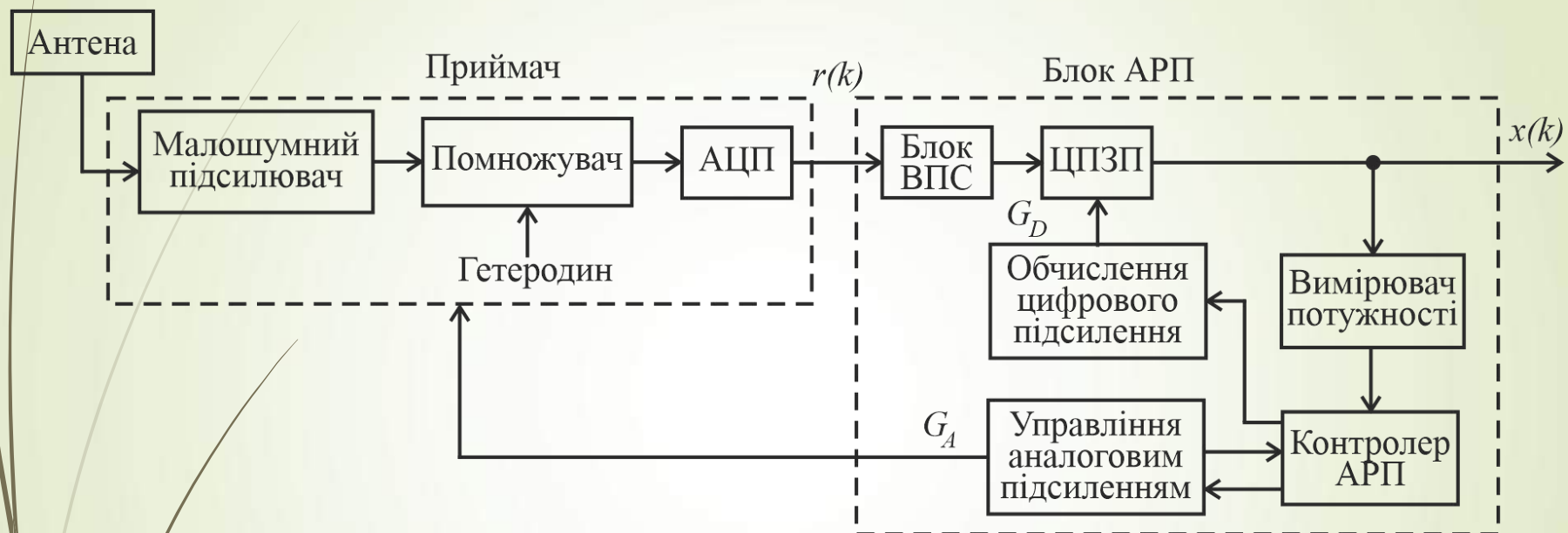


Рисунок 5.1 – Структурна схема приймача (ВПС – блок вилучення постійної складової, ЦПЗП – цифровий підсилювач з змінним підсиленням)

Графічне пояснення логіки вибору коефіцієнту підсилення

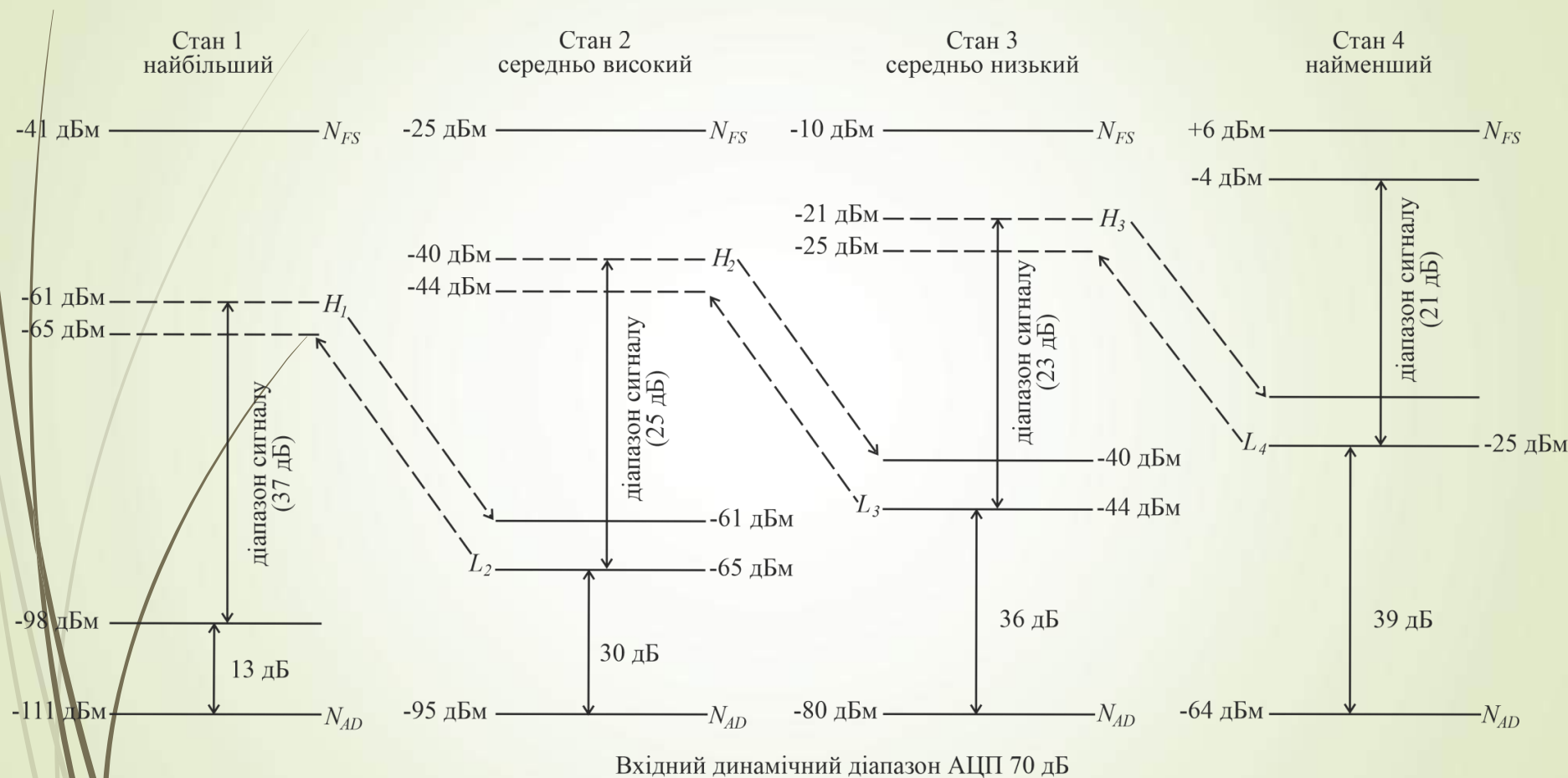


Рисунок 6.1 - Графік вибору коефіцієнту підсилення

1. У роботі обґрунтовано гібридну структуру системи АРП, що виконує: грубе регулювання в радіочастотному тракті, точне регулювання перед АЦП, цифрове доведення рівня після АЦП, а також роботу в режимах швидкого захоплення, фіксації підсилення та повільного супроводу.
2. Проаналізовано принципи побудови аналогової системи автоматичного регулювання підсилення як замкненого контуру, що містить керований підсилювач, детектор рівня, джерело опорної напруги та вузол порівняння.
3. Встановлено, що система АРП повинна працювати в широкому динамічному діапазоні. Чутливість системи АРП становить $-85,6$ дБм, а максимальний вхідний рівень $-20,2$ дБм, що відповідає діапазону регулювання $65,4$ дБ.
4. На основі статичних розрахунків показано, що одного точного керованого підсилювача недостатньо для повного перекриття потрібного діапазону. Мікросхема AD8336 забезпечує 60 дБ керованого регулювання з масштабом 50 дБ на 1 В, тому додається грубе ступінчасте керування на попередніх каскадах.
5. Обґрунтовано, що для OFDM сигналів потрібен запас за рівнем відносно повного масштабу аналого-цифрового перетворювача, оскільки такі сигнали мають високий пік-фактор. Для пік-фактора 12 дБ, середній рівень на вході АЦП слід вибирати нижчим за граничний, щоб уникнути зрізання піків сигналу.

Anti-Plagiarism (<http://ap.km.ua>) v-16.718**Максимальне співпадіння з одним документом 2.0%****Словники перевірки: UA, US, RU. Помилки в документах: 12%**

ID: 272882 Назва: Система автоматичного керування підсиленням Додано в БД: 2026-05-31 Автора: Островський Денис Русланович Керівник: Бойко Юрій Миколайович Консультанти: Оponentи:	Документ		Сумарний збіг по Базі Даних	
	Символи	Лексеми	Символи	Лексеми
	92085	829	2004 (2%)	29 (3%)

Джерело плагіату

ID	Опис	Наявність плагіату в документі	
		Символи	Лексеми

Протокол аналізу звіту подібності науковим керівником

Заявляю, що я ознайомився (-лась) з Повним звітом подібності, який був згенерований Системою виявлення і запобігання плагіату щодо роботи:

Автор: Артем ОСТРОВСЬКИЙ TR2-22-1

Співавтор:

Назва: БКР Островський Д Р TR2-22-1 Система автоматичного керування підсиленням

Науковий керівник: Юлій БОЙКО д.т.н., проф.

Підрозділ: Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Коефіцієнт подібності 1: 3.68%

Коефіцієнт подібності 2: 0.18%

Мікропробіли: 0

Заміна букв: 19

Інтервали: 0

Білі знаки: 0

Дата створення звіту: 2026-05-31 19:35:47.0

Після аналізу Звіту подібності констатую наступне:

Запозичення, виявлені в роботі є законними і не є плагіатом. Рівень подібності не перевищує допустимої межі. Таким чином робота незалежна і приймається.

Запозичення не є плагіатом, але перевищено граничне значення рівня подібностей. Таким чином робота повертається на доопрацювання.

Виявлено запозичення і плагіат або навмисні текстові спотворення (маніпуляції), як передбачувані спроби укриття плагіату, які роблять роботу невідповідною вимогам законодавства (Ст. 32. ЗУ Про вищу освіту, пункт 3.1, Ст. 42. ЗУ Про освіту) та вимог НАЗЯВО (Критерій 5), а також кодексу етики і процедурам. Таким чином робота не приймається.

Обґрунтування:

Коефіцієнти подібності (3,68% і 0,18%) не перевищують допустимого порогу. Виявлені жодні випадки прямого заплігату, тавтології, повторення, узагальнені формулювання, описки, навмисних спотворень текстів. Робота вважається прийнятною.

Дата 02.06.2026

експерт

Відгук на кваліфікаційний проєкт виконаний за темою
«Система автоматичного керування підсиленням»
студента гр. ЕКРс-23-1 Островського Д.Р.

У бакалаврському кваліфікаційному проєкті розглянуто систему автоматичного керування підсиленням для сучасного приймального тракту безпроводних телекомунікацій. Актуальність теми зумовлена розвитком широкосмугових систем зв'язку четвертого і п'ятого поколінь, у яких застосовуються сигнали з ортогональним частотним ущільненням, значним пік-фактором та жорсткими вимогами до якості модуляції. Для квадратурної амплітудної модуляції високих порядків вимоги до вектора помилки модуляції суворі, що потребує надійного захисту аналого-цифрового перетворювача від перевантаження і точного підтримання робочого рівня сигналу.

У кваліфікаційному проєкті студента Островського Д.Р. виконано огляд літературних джерел, розглянуто аналогові, цифрові та гібридні підходи до побудови АРП, досліджено особливості сучасних систем для OFDM, LTE та 5G, а також обґрунтовано доцільність використання гібридної архітектури, у якій грубе регулювання здійснюється в аналоговій частині тракту перед аналого-цифровим перетворювачем, а точне доведення рівня – у цифровій частині після оцифрування. Як базову реалізацію системи обрано замкнений контур автоматичного регулювання підсилення на основі керованого підсилювача AD8336, детектора діючого значення AD736, операційного підсилювача AD8551 та джерела опорної напруги ADP3339. Показано, що AD8336 є керованим підсилювачем із лінійною в децибелах характеристикою, має діапазон регулювання 60 дБ та крутизну керування близько 50 дБ/В. У роботі виконано статичні розрахунки рівнів сигналу, визначено необхідний діапазон регулювання, обґрунтовано вибір цільового рівня на вході аналого-цифрового перетворювача та показано необхідність поєднання грубого ступінчастого і точного безперервного регулювання.

У результаті виконання проєкту обґрунтовано структуру сучасної системи автоматичного керування підсиленням для мобільних телекомунікацій, визначено її основні параметри та сформульовано практичні рекомендації щодо побудови гібридної системи АРП для приймачів із сигналами OFDM. Отримані

результати можуть бути використані під час подальшого проектування, моделювання та реалізації приймальних трактів систем LTE і 5G.

В цілому під час роботи над кваліфікаційним проектом студент Островській Д.Р. проявив себе як грамотний спеціаліст в галузі телекомунікацій, показав вміння та навички і набуті компетентності в дослідженні системи автоматичного керування підсиленням.

Кваліфікаційний проект виконано на високому технічному рівні, він має безперечну актуальність в області сучасних телекомунікацій, а студент Островській Д.Р. заслуговує оцінки «відмінно».

Професор кафедри телекомунікацій, медійних
та інтелектуальних технологій



Бойко Ю.М.

Завідувачу кафедри телекомунікацій,
медійних та інтелектуальних технологій
д.т.н., професору ПІДЧЕНКУ Сергію
здобувача вищої освіти
ОСТРОВСЬКОГО Дениса
ФІТ, гр. ЕКР_c-23-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення про систему забезпечення академічної доброчесності у Хмельницькому національному університеті, згідно з яким виявлення академічного плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту і застосування заходів академічної відповідальності, ознайомлений (а). Про використання спеціалізованих програмних засобів (СПЗ) StrikePlagiarism та Anti-Plagiarism для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на наявність академічного плагіату оповіщений (а). Надаю університету право на передачу мого кваліфікаційного проєкту для обробки та збереження в базах даних СПЗ і використання роботи для виявлення академічного плагіату в інших роботах, які перевіряються СПЗ.

Також надаю свою згоду на обробку й збереження університетом мого кваліфікаційного проєкту «Система автоматичного керування підсиленням» в Інституційному репозитарії Хмельницького національного університету.

Проєкт надається для перевірки в електронному варіанті. Електронна версія мого кваліфікаційного проєкту збігається (ідентична) з друкованою.

28.05.2025

дата


підпис

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

РЕЦЕНЗІЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Дипломник: Островський Денис Русланович

Тема роботи: Система автоматичного керування підсиленням

Спеціальність 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

Обсяг дипломної роботи

Кількість листів креслень 4 Кількість сторінок записки 84

1. Короткий зміст роботи та прийнятих рішень в результаті виконаного наукового дослідження У кваліфікаційному проєкті розглянуто систему автоматичного керування підсиленням для сучасного приймального тракту безпроводних телекомунікацій. Актуальність теми зумовлена розвитком широкосмугових систем зв'язку четвертого і п'ятого поколінь, у яких застосовуються сигнали з OFDM, значним пік-фактором та жорсткими вимогами до якості модуляції. Метою проєкту є аналіз, обґрунтування структури та розрахунок системи АРП для приймача мобільного зв'язку. У роботі виконано огляд літературних джерел, розглянуто аналогові, цифрові та гібридні підходи до побудови АРП, досліджено особливості сучасних систем для OFDM, LTE та 5G, а також обґрунтовано доцільність використання гібридної архітектури, у якій грубе регулювання здійснюється в аналоговій частині тракту перед АЦП, а точне доведення рівня — у цифровій частині після оцифрування. У роботі проаналізована структурна схема пристрою, виконано статичні розрахунки рівнів сигналу, визначено необхідний діапазон регулювання, обґрунтовано вибір цільового рівня на вході АЦП.

2. Висновок про відповідність роботи дипломному завданню Кваліфікаційний проєкт відповідає виданому завданню

3. Характеристика виконання кожного розділу, ступінь використання останніх досягнень науки та техніки і передових методів роботи: У першому розділі проведено аналітичний огляд літературних джерел, присвячених системам автоматичного регулювання підсилення. Встановлено, що в умовах розвитку систем зв'язку роль системи автоматичного регулювання підсилення істотно зростає, оскільки саме вона забезпечує узгодження рівня прийнятого сигналу з допустимим діапазоном аналого-цифрового перетворювача, розширення динамічного діапазону приймача та підвищення стійкості роботи в різних умовах. У другому розділі виконано вибір і обґрунтування структури системи автоматичного регулювання підсилення. Показано, що для широкосмугових

систем з ортогональним частотним ущільненням доцільно застосовувати гібридну аналогово-цифрову структуру, у якій грубе регулювання здійснюється в радіочастотному та змішувальному тракці, а точне доведення рівня виконується після аналого-цифрового перетворення. У третьому розділі виконано статичні розрахунки системи автоматичного регулювання підсилення. На основі отриманих результатів дана оцінка сітки ресурсів.

4. Позитивні сторони роботи: У роботі використана сучасна елементна база, проведені розрахунки, проаналізовані режими роботи пристрою.

5. Негативні сторони роботи: У роботі бажано було би більше уваги приділити схемотехніці точного регулювання підсилення. Присутні невеликі граматичні помилки. Однак, ці недоліки не мають принципового значення, суттєво не впливають на кінцевий результат і не знижують загального враження від проведеної роботи.

6. Оцінка графічного оформлення та пояснювальної записки роботи: Графічне оформлення та пояснювальна записка виконані згідно вимог ЄСКД

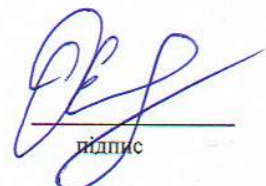
7. Відгук про роботу в цілому: Кваліфікаційний проєкт виконаний на високому рівні, має безперечну актуальність в області телекомунікацій. Результати дослідження мають важливе практичне застосування при дослідженні систем автоматичного керування підсиленням.

8. Інші зауваження: немає

9. Оцінка дипломної роботи: Кваліфікаційний проєкт відповідає встановленим вимогам і заслуговує оцінки «відмінно», а її автор Островський Д.Р. - присвоєння кваліфікації бакалавра за спеціальністю «Електронні комунікації та радіотехніка»

10. Рецензент (прізвище, ім'я, по батькові, місце роботи) Єрмоєнко Олександр Іванович – к.т.н., доцент кафедри фізики, математики та інформатики

« 3 » червня 2026р.



підпис

