

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

Факультет Інформаційної безпеки та електронних комунікацій
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти Магістр
 Спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"
(код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) Інформаційні мережі зв'язку
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри РТТ

к.ф.-м.н., доц. САМОЙЛИК С.С.

« » грудня 20 23 року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА)

ДЕМЯНЕНКУ Роману Олександровичу

(ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) Спосіб синхронного детектування

керівник проекту (роботи) к.т.н., доц., ЧОРНОБОРОДОВ Михайло Петрович
(науковий ступінь, вчене звання, ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батьков.)

затверджені наказом закладу вищої освіти від "14" листопада 2023 року №443

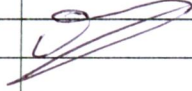
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 10 грудня 2023 р.

3. Вихідні дані до проекту (роботи): Тип модуляції – АМ, КАМ, тип детектора – синхронний, забезпечити відсутність побічних каналів прийому

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Розробити спосіб лінійного синхронного детектування сигналів з АМ й КАМ, інваріантний до початкової фази сигналу, та схеми електричні структурні відповідних пристроїв.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, кількість слайдів, плакатів) презентація роботи в Microsoft PowerPoint

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	ПРІЗВИЩЕ, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-3	ЧОРНОБОРОДОВ М.П., доцент		
Нормо-контроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач		

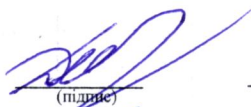
7. Дата видачі завдання «03» вересня 2023 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Аналіз предметної області	05.09.23-15.09.23	виконано
2	Розробка і обґрунтування структурної схеми	15.09.23-01.10.23	виконано
3	Основна частина	01.10.23-30.11.23	виконано

Студент(ка)

Керівник проекту (роботи)


 (підпис)

 (підпис)
Роман ДЕМ'ЯНЕНКО
(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)Михайло ЧОРНОБОРОДОВ
(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 62 с., 32 рис., 9 джерел.

СИНХРОННИЙ ДЕТЕКТОР, АМПЛІТУДНА МОДУЛЯЦІЯ,
ЗМІШУВАЧ, ДЗЕРКАЛЬНИЙ КАНАЛ, ФНЧ, АЧХ.

Об'єкт проектування – детектор синхронний.

Мета роботи – розробка способу синхронного детектування сигналів з симетричною або несиметричною амплітудною й амплітудно-фазовою модуляціями.

Метод дослідження – теоретично-розрахунковий з використанням ЕОМ.

Розроблено спосіб синхронного детектування, що забезпечує високоякісне детектування сигналів з амплітудною й амплітудно-фазовою модуляціями.

За виконання дипломної роботи застосовувалися сучасні методи проектування. Проектування здійснювалося на спеціальному програмному забезпеченні й обчислювальній техніці.

Розроблений спосіб цілком задовольняє умовам технічного завдання.

ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки	6
Вступ.....	7
1 Огляд методів амплітудного детектування і пристроїв їхнього здійснення	10
1.1 Діодний амплітудний детектор.....	10
1.2 Синхронний амплітудний детектор	14
1.3 Приймач із прямим перетворенням сигналу	17
1.4 Синхродин.....	19
1.5 Завадостійкість синхронного амплітудного детектора.....	21
1.6 Перетворювачі частоти.....	23
1.7 Синхронні детектори для вимірювання сигналів низького рівня.....	26
1.8 Практичне виконання синхронних схем обробки сигналу	30
1.9 Альтернативний варіант: простий і інтегрований	33
1.10 Поліпшення схеми синхронізації, що використовує сигнал прямокутної послідовності.....	35
1.11 Мета магістерської роботи	46
2 Технологія синхронного детектування сигналів	47
2.1 Синхронний лінійний детектор сигналу з амплітудною модуляцією (маніпуляцією).....	47
2.2 Відновлення фази КАМ-сигнала з когерентної носійної.....	51
2.3 Результати математичного моделювання.....	55
3 Технологія перетворення частоти без дзеркального каналу	56
3.1 Змішувач без дзеркального каналу.....	56
3.2 Розрахунок величини пригнічення сигналу	60
Висновки	61
Перелік джерел посилань	62

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

АД	–	амплітудний детектор
АМ	–	амплітудна модуляція
АЦП	–	аналогово-цифровий перетворювач
АЧХ	–	амплітудно-частотна характеристика
ВАХ	–	вольт-амперна характеристика
КАМ	–	квадратурна амплітудна модуляція
ФАПЧ	–	фазове автопідлаштування частоти
ФНЧ	–	фільтр низьких частот

ВСТУП

У першій роботі Котельникова В.О. [1] з теорії потенційної завадостійкості розглядалися задачі приймання сигналів у каналі із сталими і точно відомими параметрами. Котельников розглядав, власне кажучи, системи приймання сигналів, у яких застосовується синхронне детектування.

Однак синхронний прийом можливий лише в тому випадку, коли система синхронізації дуже точно відстежує всі зміни фази прийнятого сигналу. Останнє припущення, строго кажучи, неправомірно, тому що будь-якій системі фазового автопідлаштування частоти властиві флуктуації й стрибки фази сформованого на її виході опорного сигналу. До середини 50-х років проблема здійснення синхронного прийому сигналів залишалася нерозв'язаною.

Для передавання дискретних повідомлень на практиці застосовувалися сигнали з амплітудною (АМ) й частотною модуляціями (ЧМ), приймання яких здійснювалося шляхом їх детектування. І перший час дослідження в області теорії приймання дискретних повідомлень були спрямовані на визначення оптимальних алгоритмів некогерентного прийому цих сигналів і отримання формул, що дозволяють розрахувати імовірність їхнього хибного прийому.

Очевидно, першою роботою, у якій містилися підсумки досліджень питань прийому сигналів у каналі з невизначеною фазою, з'явилася фундаментальна стаття американських вчених Петерсона У., Бирдзолла Т. й Фокса У., у якій було приведено структурні схеми оптимальних приймачів й дано оцінку завадостійкості некогерентного прийому сигналів.

Котельников В.О., що переключився після створення своєї теорії в 1947 р. на інші наукові проблеми і тому припинив працювати у відкритій їм новій області, опублікував у 1959 р. роботу [2], у якій розглянув одну специфічну задачу некогерентного прийому широкосмугових сигналів й

порівняв завадостійкість когерентного і некогерентного приймання таких сигналів.

Усебічні дослідження питань приймання сигналів у каналі зв'язку з невизначеною фазою сигналів виконав у середині 50-х років видатний радянський учений Фінк Л.М. Він знайшов структуру оптимальних демодуляторів і отримав формули, що визначають їх завадостійкість. Отримані ним результати увійшли до його широко відомої у СРСР монографії, перше видання [3] якої було опубліковано в 1963 р., а друге – у 1970 р. Фінк розглянув не тільки питання некогерентного прийому в оптимальних за Котельниковим приймальних пристроях, але й в інших пристроях, що застосовувались на практиці. Їм, зокрема, було досліджено питання завадостійкості прийому сигналів ЧМ із використанням частотного дискримінатора. Подібні дослідження були виконані також американськими ученими В.Р. Бенетом і Дж.А. Залтцем.

Можливість підвищення завадостійкості прийому сигналів внаслідок застосування синхронного детектування була усвідомлена інженерами ще задовго до появи теорії Котельникова. Протягом тривалого часу, починаючи з 30-х років цього століття, вчені й інженери намагалися здійснити принципи когерентного прийому сигналів ФМ. А перші ідеї із застосування цих принципів зустрічаються в патентах, починаючи з 1917 р. У 1928 р. видатним американським ученим Г. Найквистом було опубліковано першу теоретичну статтю, присвячену питанням фазової вибірконості сигналів. Першу практичну схему синхронного прийому здійснив у 1932 р. французький інженер О. Бельсиз.

Важливі винаходи і дослідження в області синхронного прийому дискретних сигналів були зроблені радянськими вченими А.А. Пистолькорсом, В.І. Сифоровим, Е.Г. Мамотом і Д.В. Агєєвим у 1933-1935 р.р. Однак здійснити синхронний прийом сигналів з фазовою модуляцією (ФМ) не вдавалося, тому що не було знайдено способи усунення "зворотної роботи" за формування опорного сигналу, необхідного для

здійснення когерентного детектування.

У 1954 р. професором Н.Т. Петровичем було зроблено важливий винахід, що дозволив застосувати ідеї синхронного прийому на практиці [4]. Суть цього винаходу полягала в тому, що поточна інформація про переданий сигнал змінювала фазу носійної частоти на протилежну відносно того значення, що вона мала за передавання сигналу у попередній момент часу. Такий метод передачі дозволяв використовувати коливання попередньої послідовності в якості опорного для синхронного детектування сигналу, прийнятого в даний момент. У літературі він отримав назву "відносно-фазова модуляція" (ВФМ).

1 ОГЛЯД МЕТОДІВ АМПЛІТУДНОГО ДЕТЕКТУВАННЯ І ПРИБОРІВ ЇХНЬОГО ЗДІЙСНЕННЯ

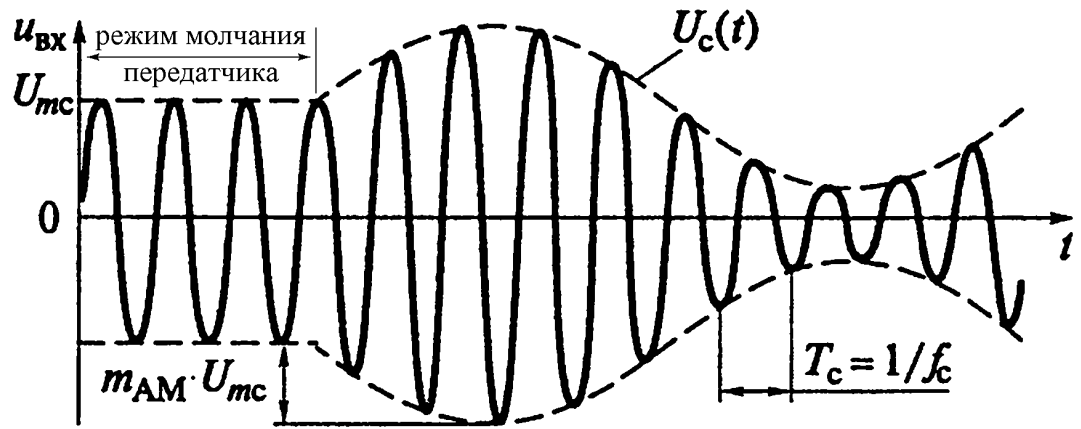
1.1 Діодний амплітудний детектор

Амплітудний детектор (АД) – це пристрій, напруга на виході якого змінюється за законом модуляції амплітуд вхідного гармонійного коливання.

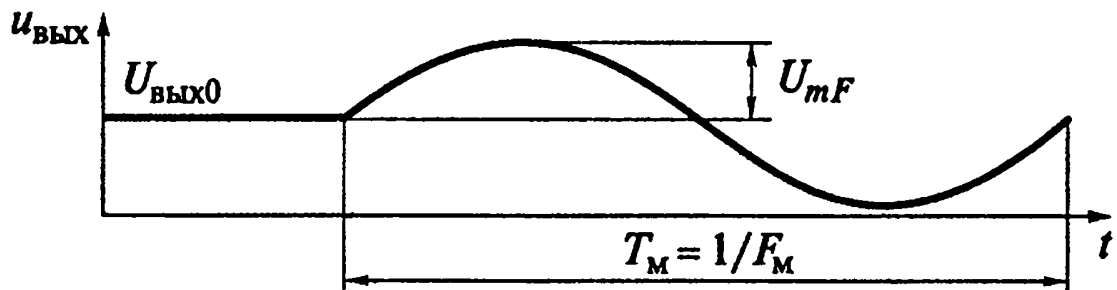
Детектування сигналів з амплітудною модуляцією (АМ) зводиться до випрямлення радіочастотних коливань і згладжування пульсацій фільтром, що вносить мінімальні частотні спотворення до сигналу частоти модуляції. Для випрямлення радіочастотних коливань застосовуються високочастотні діоди й транзистори. Спільним для всіх типів детекторів є наявність крутого вигину у вольт-амперній характеристиці (ВАХ). Цей вигин для діодів знаходиться в області нульових анодних напруг.

Розглянемо перетворення сигналу в амплітудному детекторі. Припустимо, що на вхід детектора подається високочастотна модульована напруга $u_{\text{ВХ}}(t)=u_c(t)=U_c(t)\cdot\cos(\omega_c t+\Phi_c)$ (рис. 1.1 а). На виході ідеального амплітудного детектора мусить виділитись обвідна високочастотної напруги $u_{\text{ВІХ}}(t)=U_c(t)$ (рис. 1.1, б).

Подамо високочастотну напругу $u_{\text{ВХ}}(t)$ (рис. 1.2 а) на діод, робочу крапку якого обрано на нижньому вигині (зламі) його вольт-амперної характеристики (рис. 1.2 б). Струм діода $i_d(t)$ у цьому випадку матиме форму імпульсів, що проходять у навантаження R_H під час додатніх півхвиль вхідної напруги. Величина імпульсів вихідного струму у навантаженні i_H буде прямо пропорційною амплітудам додатніх півхвиль вхідного сигналу, тому обвідна вихідних імпульсів $I_H(t)$ за своєю формою повторює обвідну високочастотної модульованої напруги $U_c(t)$ (рис. 1.2 в). Тобто пульсації вихідної напруги – великі. Іншими словами, вихідний сигнал – не безупинний.



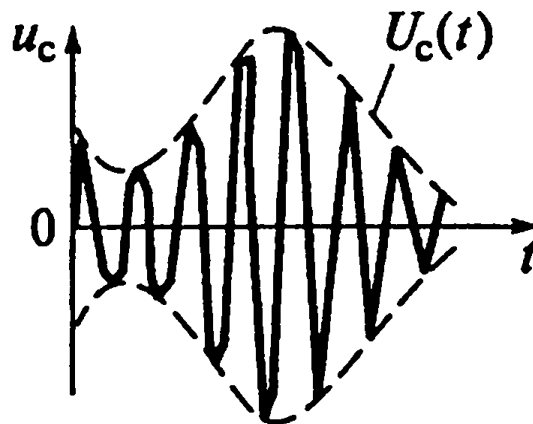
а)



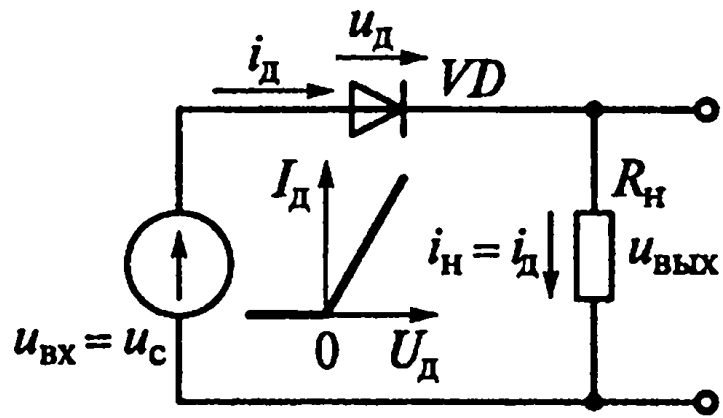
б)

а – вхідний; б – вихідний.

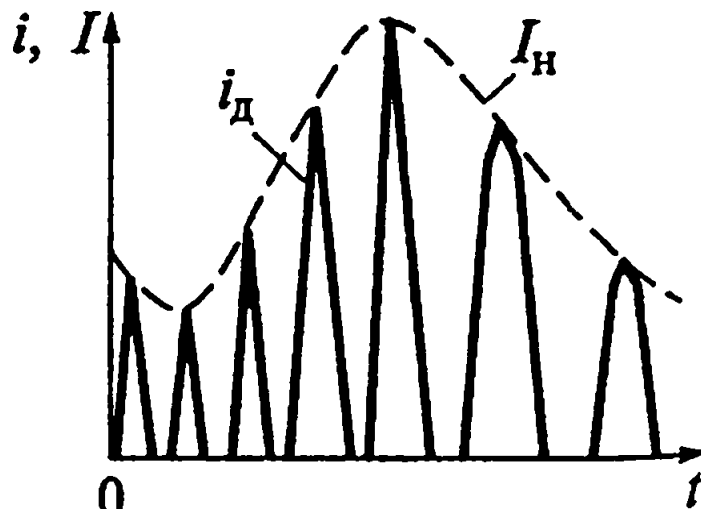
Рисунок 1.1 – Сигнали амплітудного детектора



а)



б)



в)

а – вхідний сигнал; б – схема увімкнення діода; в – вихідний сигнал.

Рисунок 1.2 – Діод з робочою крапкою на зламі його ВАХ

Для зменшення пульсацій, навантаження діода $R_{\text{н}}$ шунтують ємністю $C_{\text{н}}$ (рис. 1.3). У такій схемі амплітудного детектора джерело сигналу, діод і навантаження увімкнено послідовно, а розв'язання високо- і низькочастотних кіл забезпечується за виконання умови:

$$(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_H)^{-1} \ll R_H \ll (2 \cdot \pi \cdot F_B \cdot C_H)^{-1}. \quad (1.1)$$

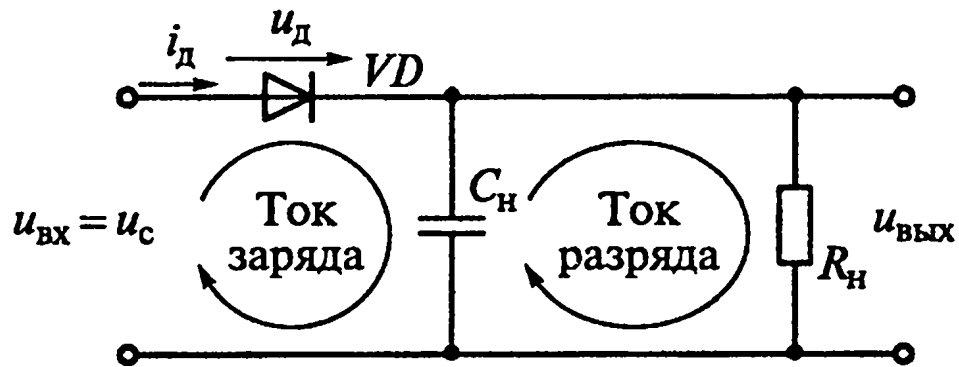


Рисунок 1.3 – Контури амплітудного детектора

У режимі мовчання передавача (під час відсутності модульовального сигналу), стала вихідна напруга на конденсаторі, що накопичує заряд, має два цикли (рис. 1.4). У першому циклі відбувається швидке заряджання конденсатора C_H (ділянки 1-2 і 3-4) через опір відкритого діода R_d . В другому циклі відбувається розряд конденсатора C_H через резистор R_H (ділянка 2-3). Крапки зміни циклів асиметричні щодо максимумів вхідної напруги, оскільки напруга на початку заряджання менше, ніж у її кінці.

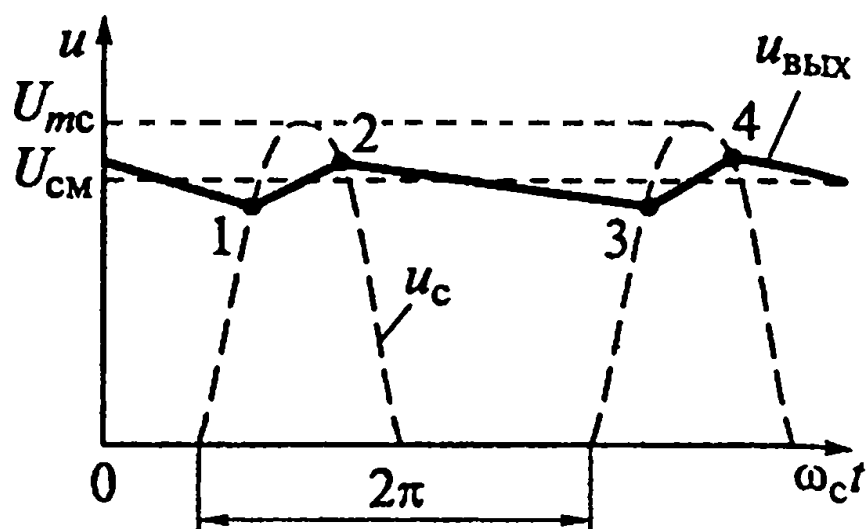


Рисунок 1.4 – Перетворення сигналу в амплітудному детекторі

Чим дужча нерівність $2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_n \cdot R_n \gg 1$, тим менше розряд ємності і пульсації зпрямленої напруги. Крпки зміни циклів відповідають зміні знака напруги на діоді, рівній сумі прикладеної напруги $u_c(t)$, вихідного зсуву $U_{зм}$ й напруги у навантаженні $U_{вих}(t)$.

Результат детектування вхідного сигналу (рис. 1.1, а) наведено на рисунку 1.5.

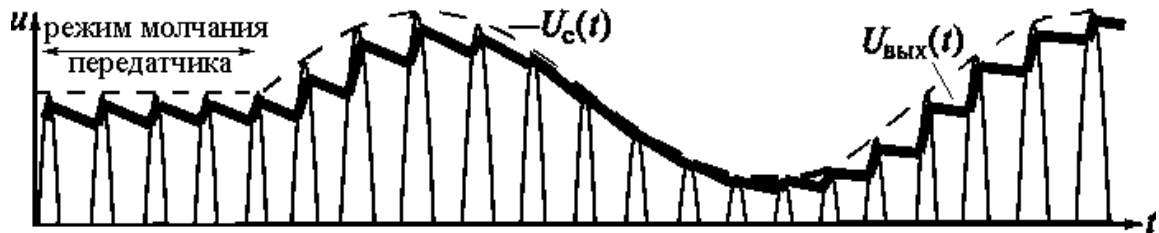


Рисунок 1.5 – Згладжування пульсацій амплітудного детектора

Простота діодного амплітудного детектора є перевагою, а до його основних недоліків відносять низьку завадостійкість і великий рівень нелінійних спотворень.

Ліпшими параметрами як за завадостійкістю, так і за якісними характеристиками, описується когерентний прийом АМ-сигналу.

1.2 Синхронний амплітудний детектор

Типову схему синхронного амплітудного детектора, призначеного для роботи в діапазоні помірковано високих частот, наведено на рисунку 1.6. Параметри навантаження нелінійного елемента в плечах балансової схеми вибираються аналогічно як для діодного амплітудного детектора, що працює в лінійному режимі. За цього необхідно забезпечити певну сталу часу навантаження для усунення нелінійних спотворень, частотних спотворень функції модуляції, а також для забезпечення надійної фільтрації високочастотних складових вихідного струму.

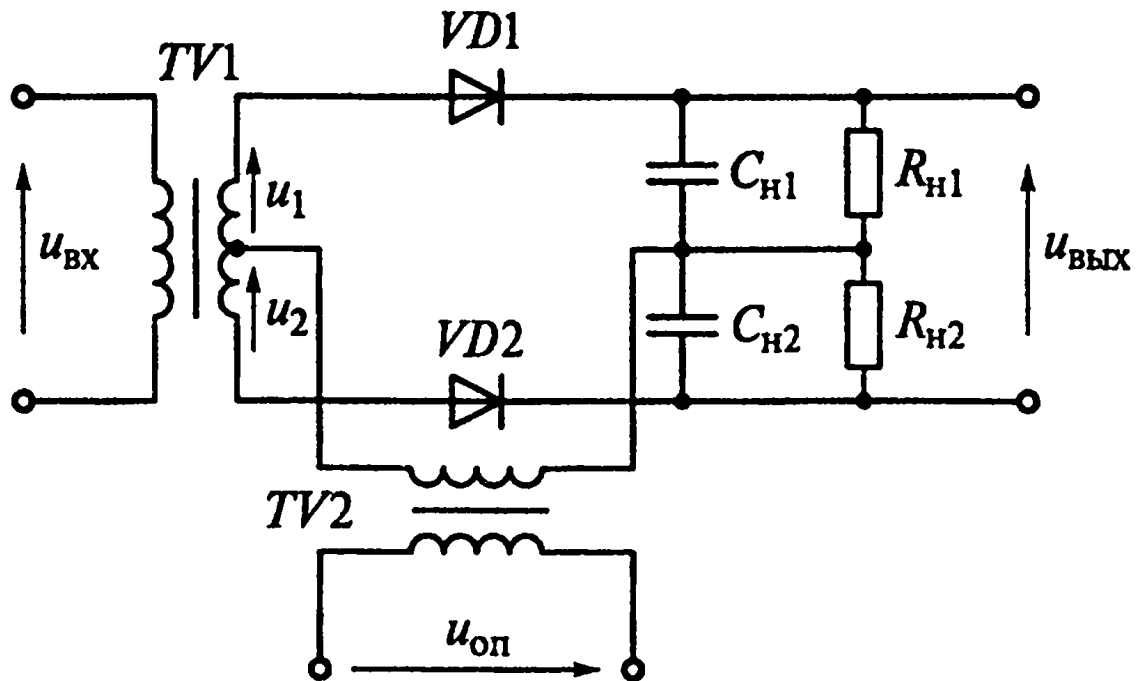


Рисунок 1.6 – Типова схема синхронного амплітудного детектора

З рисунку 1.6 видно, що схеми синхронних амплітудних детекторів не мають принципових відмінностей від схем перетворювачів частоти. Тому, синхронний амплітудний детектор є, власне кажучи, виродженим перетворювачем частоти, у якого коливання опорного генератора й сигналу – синфазні.

Через використання в синхронних амплітудних детекторах інформації про фазу сигналу, виходить цілком усунути ортогональну стосовно корисного сигналу складову завади і забезпечити більш високу завадостійкість роботи радіоприймального приладу.

За когерентного детектування, відношення потужності сигналу до потужності флуктуаційної завади на виході синхронного амплітудного детектора лінійно залежить від відношення сигнал/завада на його вході. Лінійні властивості синхронного амплітудного детектора обумовлюють високу завадостійкість радіоприймального приладу: пригнічення 50% потужності вхідної завади, а також усування побічних каналів прийому. Крім того, синхронний амплітудний детектор не має властивості пригнічення

слабкого сигналу сильною завадою, що істотно полегшує обробку сигналу за вхідного відношення сигнал/шум менше за 1.

Синхронні амплітудні детектори можуть бути побудовані на перемножувачах. Схема синхронного амплітудного детектора на рисунку 1.7 здійснюється з'єднанням перемножувача з фільтром нижніх частот (ФНЧ).

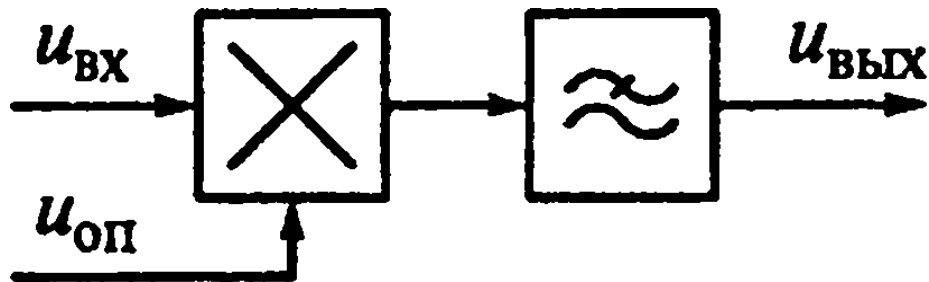


Рисунок 1.7 – Синхронний амплітудний детектор на перемножувачеві

Якщо на перший вхід перемножувача подається напруга сигналу $u_c(t) = U_c(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \Phi)$, а на другий вхід – опорна напруга $u_{оп}(t) = U_{м\,оп}(t) \cdot \cos(\omega_{оп} \cdot t + \Phi)$, то на виході перемножувача з коефіцієнтом передачі $K_{пер}$ маємо:

$$u_{пер}(t) = K_{пер} \cdot u_c(t) \cdot u_{оп}(t) = 0,5 \cdot K_{пер} \cdot U_c(t) \cdot U_{м\,оп} \cdot [1 + \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \Phi)]. \quad (1.2)$$

На виході ФНЧ із коефіцієнтом передачі $K_{ФНЧ}$ маємо $u_{вих}(t) = 0,5 \cdot K_{пер} \cdot K_{ФНЧ} \cdot U_c(t) \cdot U_{м\,оп}$.

Опорну напругу $u_{оп}$ за синхронного детектування звичайно формують із прийнятого сигналу за допомоги системи фазового автоматичного підлаштування частоти (ФАПЧ).

Схему кореляційного АД наведено на рисунку 1.8. На виході перемножувача маємо $u_{пер}(t) = K_{пер} \cdot u_c^2(t) = K_{пер} \cdot U_c^2(t) \cdot [1 + \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \Phi)]$. А на виході схеми видобування квадратного кореня $u_{вих}(t) = K_{АД} \cdot U_c(t)$.

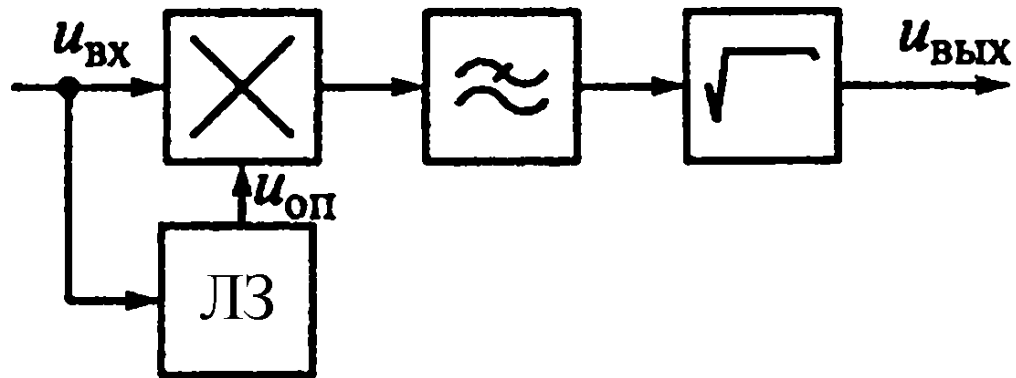


Рисунок 1.8 – Кореляційний амплітудний детектор

Кореляційний амплітудний детектор простіше за синхронний, оскільки опорним коливанням є сам вхідний сигнал. Однак кореляційний амплітудний детектор має приблизно в 2 рази гірше відношення сигнал-шум на виході.

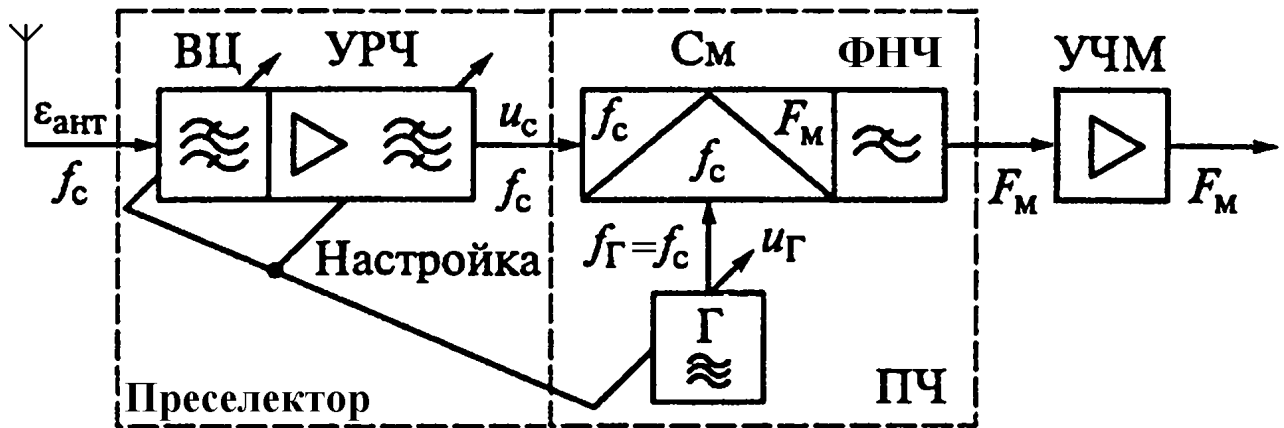
Синхронні амплітудні детектори використовуються в радіоприймачах прямого перетворення, квадратурних приймачах для поділу двохпрограмною передачі на одній носійній частоті, а також у приймачах з односмуговою амплітудною модуляцією сигналів.

1.3 Приймач із прямим перетворенням сигналу

За принципом синхронного детектування працюють приймачі з прямим перетворенням сигналу [1, стор. 120], що є частковим випадком супергетеродинного приймача з однократним перетворенням частоти. Вибравши частоту гетеродина f_r , рівну частоті прийнятого сигналу f_c , отримуємо рівну нулю проміжну частоту ($f_{пр} = |f_r - f_c| = |f_c - f_c| = 0$), внаслідок чого спектр інформаційного повідомлення переноситься відразу до області звукових частот.

Перехід на нульову проміжну частоту дозволяє спростити схему супергетеродинного приймача шляхом заміни смугового фільтра (на виході перетворювача частоти) на ФНЧ, внаслідок чого відпадає необхідність у підсилювачі проміжної частоти і детекторі.

Структурну схему приймача прямого перетворення частоти подано на рисунку 1.9.



ВК – вхідне коло, УРЧ – підсилювач радіочастоти, См – змішувач, ФНЧ – фільтр нижніх частот, Г – гетеродин, ПЧ – перетворювач частоти, УЧМ – підсилювач частоти модуляції F_M .

Рисунок 1.9 – Приймач прямого перетворення частоти

Основним вузлом приймача прямого перетворення є перемножувач (змішувач См) двох високочастотних коливань. У випадку перемножування напруг сигналу $u_c(t) = U_{mc} \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \Phi_c)$ і гетеродина $u_r(t) = U_{mr} \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \Phi_r)$ на виході перемножувача формується частотний компонент $K \cdot U_{mc} \cdot U_{mr} \cdot \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + \Phi_c + \Phi_r)$ з частотою $2 \cdot f_c$ і стала складова $K \cdot U_{mc} \cdot U_{mr} \cdot \cos(\Phi_c - \Phi_r)$. На виході ФНЧ виділяється компонент $u_{np}(t) = K \cdot U_{mc} \cdot U_{mr} \cdot \cos(\Phi_c - \Phi_r) = U_{mnp} \cdot \cos(\Phi_{np})$.

Наведені співвідношення показують, що за зміни амплітуди чи частоти або фази сигналу закон цієї зміни буде зберігатися в процесі перетворення.

На жаль, багато приймачів прямого перетворення чутливі до паразитних витоків гетеродина, тому що енергія гетеродина передається до демодулятора антеною чи іншим шляхом. Будь-які сигнали витоку гетеродина можуть бути змішані з основним сигналом гетеродина і, таким

чином, може бути сформовано сталий зсув, що вносить відчутну похибку до сигналу основної частоти. Тому необхідно забезпечити гарну ізоляцію між гетеродином змішувача й ВЧ-портами для мінімізації витоків гетеродина.

Найбільшим недоліком приймачів прямого перетворення є їхня сприйнятливість до різних джерел шуму за сталого струму, що призводить до формування сталого зсуву. Причиною виникнення небажаних сигналів звичайно є неузгодженість імпедансу підсилювача і змішувача. Жорсткий контроль технологічних процесів виготовлення інтегральних мікросхем дозволяє пом'якшити багато проблем, пов'язаних з виникненням сталого зсуву через можливу неузгодженість імпедансу.

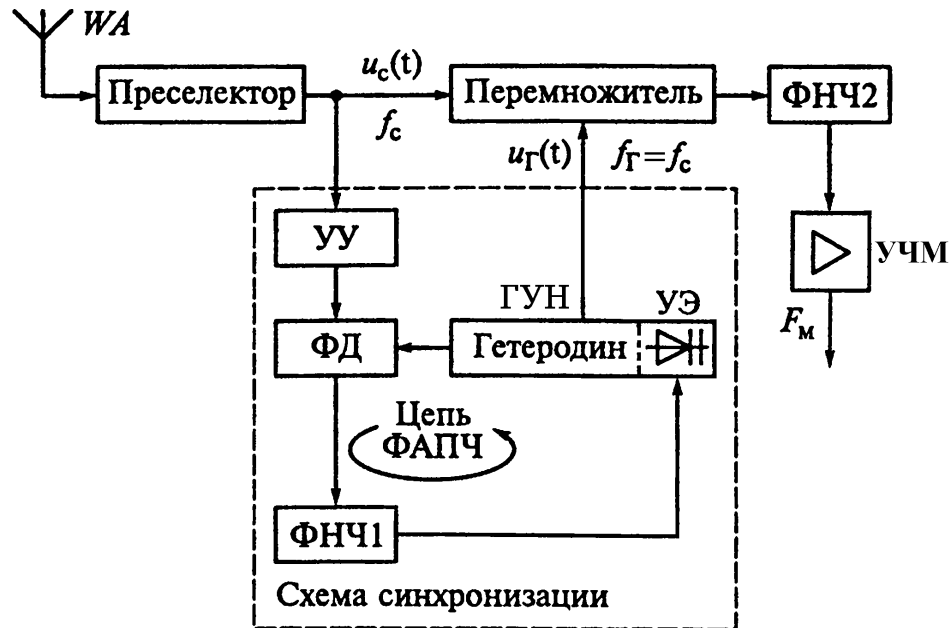
1.4 Синхродин

Практичне застосування приймачів прямого перетворення знайшов синхродин, що відрізняється тим, що в ньому здійснюється когерентне приймання сигналів за рахунок введення кіл частотної й фазової синхронізації гетеродина. Ці кола забезпечують точний збіг частоти і фази гетеродина з носійним коливанням прийнятого сигналу, що дозволяє уникнути спотворення інформації.

Структурну схему синхродина наведено на рисунку 1.10.

Синхродин має наступні переваги порівняно до супергетеродинних радіоприймачів:

- а) малі нелінійні спотворення завдяки детектуванню в режимі сильних сигналів, що забезпечується за рахунок великої амплітуди гетеродина;
- б) високу вибірковість, що досягається за допомоги ФНЧ високого порядку (ФНЧ₂), який не перелаштовується;
- в) додаткову вибірковість завдяки пригніченню завад сильним сигналом (гетеродином);
- г) фазову вибірковість, обумовлену тим, що вихідна напруга пропорційна $\cos(\Phi_c - \Phi_r)$.



УУ – вузькосмуговий підсилювач, ФД – фазовий детектор, ГУН – генератор, керований напругою, УЭ – керований елемент.

Рисунок 1.10 – Синхродин

Зазначені переваги може бути досягнуто за умови синхронізації коливань гетеродина і сигналу з точністю до фази, що здійснює ФАПЧ. За збурення синхронізації, синхродин втрачає підсилення, пропорційне $\cos(\Phi_c - \Phi_r)$, фазову вибірковість і, крім того, виникають завади у формі биттів з частотою $|f_r - f_c|$.

Кільце ФАПЧ складається з фазового детектора ФД, фільтра нижніх частот ФНЧ1 і генератора, керованого напругою (ГУН).

Для фазового автопідлаштування частоти використовується принцип порівняння частоти і фази вихідного сигналу, зформованого генератором, керованим напругою, із прийнятим сигналом на частоті f_c у фазовому детекторі.

1.5 Завадостійкість синхронного амплітудного детектора

У [5 , стор. 320] наведено аналітичні вирази для синхронного детектування, що полягає у перемножуванні носійного промодульованого синусоїдального коливання і сигналу гетеродина з частотою, рівною частоті носійного синусоїдального коливання. Цей вираз в аналітичній формі набуває вигляду:

$$e(t)=k \cdot e_r(t) \cdot [\cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta_0 + \theta_r) + \cos(\theta_0 - \theta_r)], \quad (1.3)$$

де k – коефіцієнт підсилення перемножувача;

e_r – амплітуда сигналу гетеродина;

$e(t)$ – сигнал модуляції (передана інформація);

ω_0 – частота носійного коливання і частота гетеродина ($\omega_0 = \omega_r$, ω_r – частота гетеродина);

θ_0 – фаза носійного промодульованого сигналу;

θ_m – фаза гетеродина.

Після фільтрації і видалення з (1.3) частини зі значенням $2\omega_0$, вихідний сигнал:

$$E=e(t) \cdot \cos(\theta_0 - \theta_r), \quad (1.4)$$

дорівнюватиме сигналу модуляції з точністю до константи: $E=k \cdot e_r(t) \cdot \cos(\theta_0 - \theta_r)$. З (1.4) видно, що на виході перетворювача виділяється переданий сигнал модуляції з модульованого за амплітудою сигналу. За цього, відносно вхідного коливання, за $e(t) \ll e_r$ обробка, власне кажучи, є лінійною.

Основною перевагою цього способу детектування сигналу, розробленого в 1934 р. Е. Г. Момотом і названим синхронним детектуванням, є підвищена чутливість детектора до слабких сигналів на тлі шумів (слабка кореляція шуму і синусоїди сигналу гетеродина на заданій частоті ω_0).

Недоліком такого детектора є труднощі забезпечення синхронізму гетеродина з частотою прийнятого сигналу, що забезпечується за допомоги фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ) гетеродина, і дрейфом нуля в підсилювачах. Особливо це помітно на тлі завад.

Окрім того, ФАПЧ володіє певними інерційними властивостями, що викликає додаткові спотворення сигналу (1.4) за перелаштовування ФАПЧ у випадку швидкої зміни фази носійного колювання.

За випадкового зсуву фази сигналу амплітудної модуляції, що детектується, внаслідок дії в каналі нормального шуму з нульовим середнім і гаусовим розподілом щільності ймовірності, ймовірність появи помилки за детектування АМ-сигналу визначається так [6, стор. 157]:

$$P_c = Q\left(\sqrt{\frac{(1-\rho) \cdot E_c}{N_0}}\right), \quad (1.5)$$

де $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ – гаусів інтеграл ймовірності виникнення помилки;

E_c/N_0 – відношення сигнал/шум;

ρ – коефіцієнт взаємної кореляції детектованого $S_1(t)$ й опорного $S_2(t)$ сигналів;

E_c – енергія сигналу;

N_0 – спектральна щільність шуму.

Як відомо, оптимальним буде той приймач, що забезпечить мінімум P_c . Коефіцієнт взаємної кореляції [6, стор. 157] визначається в такий спосіб:

$$\rho = \frac{1}{E_c} \cdot \int_0^T S_1(t) \cdot S_2(t) dt, \quad (1.6)$$

де E_c – енергія, що затрачено на передавання одного біта.

Якщо сигнали $S_1(t)$ і $S_2(t)$ розглядати як вектори на комплексній площині, то більш зручною є формула:

$$\rho = \cos(\theta), \quad (1.7)$$

де θ – кут між векторами зсуву фаз між коливаннями $S_1(t)$ і $S_2(t)$.

Отже, ρ може мінятися в межах від 0 до ± 1 , що призведе до збільшення похибки визначення P_c у $\sqrt{1-\rho}$ раз.

1.6 Перетворювачі частоти

Перетворення частоти обумовлює особливості супергетеродинного радіоприймального прилашту, що виявляються, насамперед, в утворенні побічних каналів прийому: коливання проміжної частоти можуть формуватися не тільки внаслідок перетворення сигналу відповідно до формули $f_{\text{пр}} = |f_r - f_c|$, але й через дію завади з частотою f_z , що задовольняє умові $|n \cdot f_z \pm m \cdot f_r| = f_{\text{пр}}$, де $n, m = 0, 1, 2, \dots$

Потрапивши до смуги пропускання підсилювача проміжної частоти (УПЧ), завади накладаються на прийнятий сигнал і спотворюють його. Тому, побічними каналами прийому називаються смуги частот, що знаходяться за межами каналу, на який налаштовано радіоприймальний пристрій, але сигнали яких можуть проходити на його вихід. Найбільшу небезпеку нормальному прийому радіосигналів становить дзеркальний канал і канал прийому на проміжній частоті. Якщо в приймачів прямого перетворення ($f_{\text{пр}} = 0$) канал прийому на проміжній частоті як такий – відсутній, то боротьба з дзеркальним каналом прийому є актуальною задачею для всіх гетеродинних радіоприймальних пристроїв.

Дзеркальним називається побічний канал прийому радіосигналів, що відрізняється за частотою від частоти налаштування приймача на подвоєне значення проміжної частоти: $f_{z,\text{до}} = f_c + 2 \cdot f_{\text{пр}}$ (при верхнього налаштування

частоти гетеродина).

Один зі шляхів пригнічення сигналу дзеркальної частоти за перетворень сигналу полягає у використанні методу фазового пригнічення замість традиційного частотно-виборчого пригнічення за допомоги досить дорогих фільтрів, що мають великі габарити. При такого підходу, пригнічення небажаних компонентів забезпечується тригонометричним розв'язанням задачі фільтрації. Цей метод перетворення сигналу використовується у змішувачах із пригніченням дзеркального каналу, у переважній більшості випадків заснованих на архітектурі Хартлі (рис. 1.11), запропонованої ще в 1928 р. [7, с. 112].

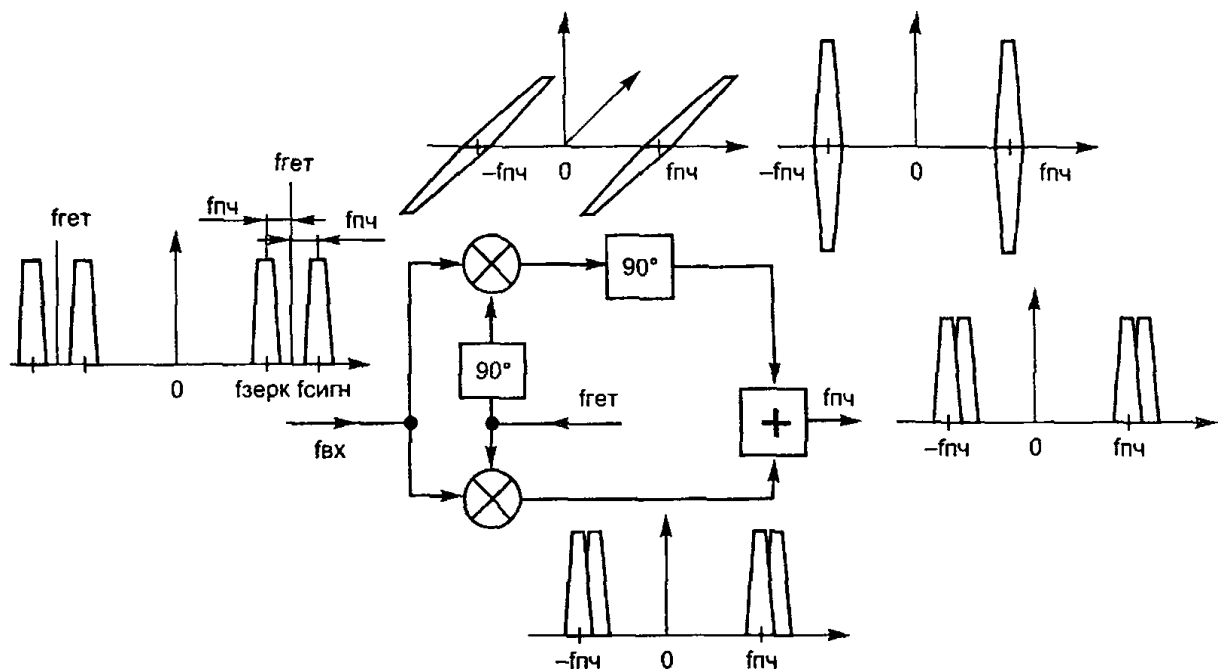


Рисунок 1.11 – Змішувач за архітектурою Хартлі

У схемі Хартлі використовується два змішувачі, на які подаються квадратурні сигнали гетеродина. Сигнал проміжної частоти розділяється на синфазну (I) й квадратурну (Q) компоненти. Перед об'єднанням, у суматорі, сигнальні компоненти цих двох каналів зсовуються відносно один одного на 90° . Дзеркальний і нормальний сигнали мають від'ємне й додатне

розлаштування від частоти гетеродина, відповідно. Сигнали нормального і дзеркального каналів перетворюються за частотою в двох змішувачах, керованих квадратурними фазами гетеродина. Сигнали з виходів змішувачів потім зсовуються за фазою на 90° один відносно одного. Додаючи ці два сигнали, можна вибрати нормальний і пригнічити дзеркальний сигнал, а за отримання різниці – вибиратиметься дзеркальний сигнал. Це пов'язано з тим, що сигнали нормального каналу на вхід суматора після перетворень подаються з однаковою фазою, у той час як сигнали дзеркального каналу – у протифазі. Внаслідок цього, за додавання, отримані протифазні напруги взаємно компенсуються, і сигнал дзеркального каналу – пригнічується.

Інший різновид архітектури Хартлі відомий як приймач із пригніченням дзеркального каналу Вейвера. Результат досягається шляхом зсуву фаз сигналу в одному каналі на 90° за допомоги другого гетеродина, як це показано на рисунку 1.12.

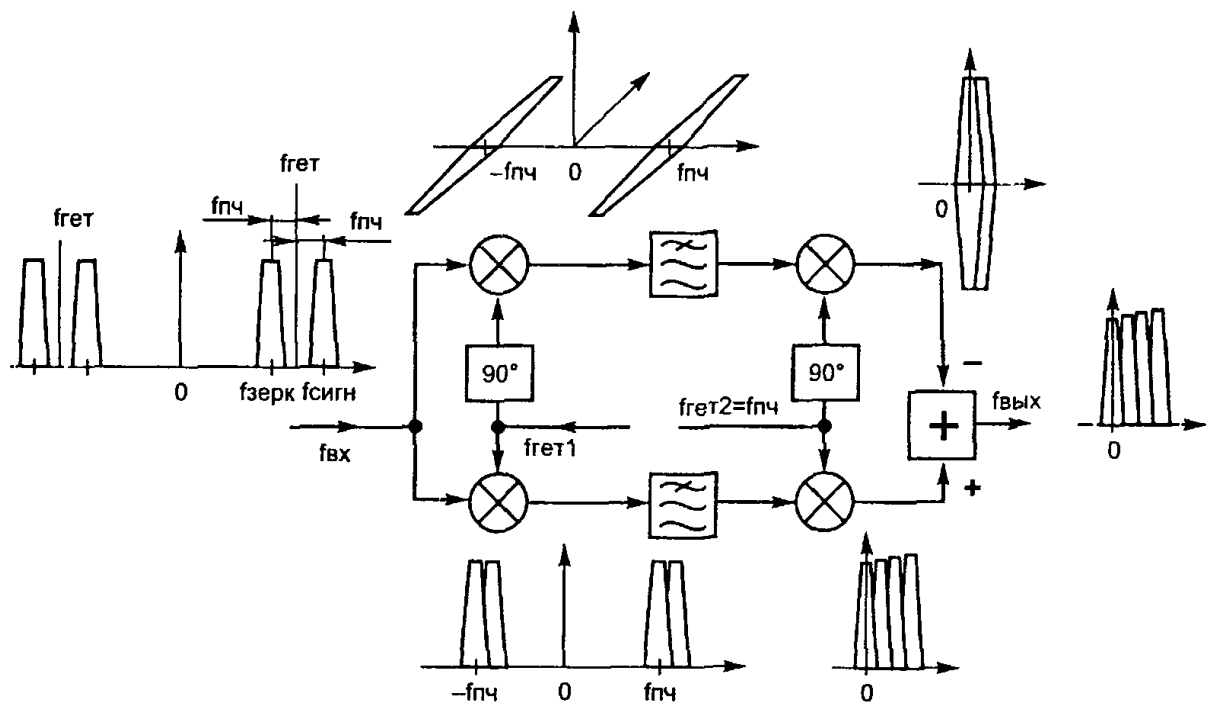


Рисунок 1.12 – Змішувач за архітектурою Вейвера

Рівень пригнічення дзеркального каналу залежить від ідентичності амплітуд сигналів у квадратурних каналах. Ефективність функціонування таких змішувачів залежить, в основному, від ідентичності квадратурних I/Q каналів. Тобто розбалансу коефіцієнта передачі і фази в квадратурних каналах. Ступінь пригнічення дзеркального сигналу залежить від ідентичності амплітуд сигналів у двох квадратурних каналах і точності установки фаз фазообертачів. З цих причин, ця концепція стала практично застосовуватись тільки після достатнього розвитку технології інтегральних схем, коли два канали перетворення РЧ-сигналів добре узгоджені всередині корпусу й однаково поведуться за температурних змін.

Реальне пригнічення дзеркального сигналу за такою архітектурою обмежено 40..45 дБ через залишкову невідповідність коефіцієнтів підсилення в квадратурних каналах. Для більшого пригнічення дзеркального каналу треба робити дуже якісний фільтр зосередженої селекції з великою крутизною, що є складною задачею і веде до збільшення вартості приймача.

1.7 Синхронні детектори для вимірювання сигналів низького рівня

Синхронні детектори здатні витягати слабкі сигнали, що знаходяться нижче рівня шуму, що може бути корисним за вимірювань дуже малих опорів чи поглинання відбиття світла від джерел на яскравому тлі, вимірювання деформації тощо. Тобто, у всіх випадках, де є присутнім значний рівень шуму.

У багатьох системах шум наростає за зменшення частоти і досягає максимуму за нульової частоти. Для прикладу: операційні підсилювачі мають флікер-шум ($1/f$ шум), а світлотехнічні вимірювання завжди залежать від мінливих умов навколишнього оточення. Переміщення вимірювання від низькочастотного шуму збільшує співвідношення сигнал/шум, що дозволить детектувати сигнали з низьким рівнем. Так, модуляція джерела світла з частотою кілька кілогерців полегшує вимірювання відбитого світла, що в

іншому випадку було б ускладнене внаслідок зашумленості корисного сигналу. На рисунку 1.13 показано, як модуляція уможлиблює відновлення сигналу, що у вихідному виді був (мав значення) нижче рівня шуму.

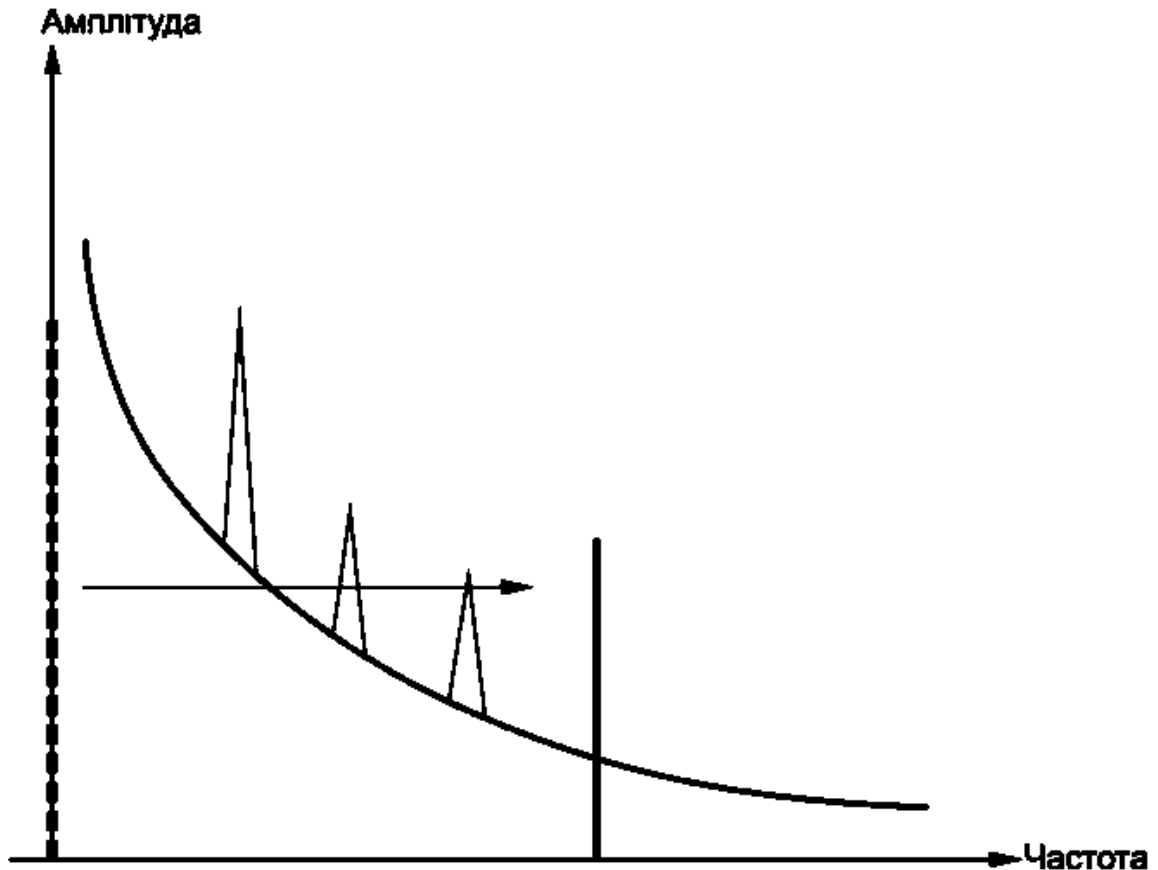


Рисунок 1.13 – Модуляція переміщає сигнал (у частотній області) із зашумленої області спектра

Існує кілька методів модуляції сигналу збурення. Найпростіший з них – періодичне вмикання/вимикання джерела сигналу. Даний спосіб добре працює за керування світлодіодами, керування напругою живлення майданчиків тензодатчиків і в деяких інших схемах. З лампами розжарювання, що використовуються в апаратурі спектроскопії, і в інших джерелах збуреного випромінювання, які не можна швидко вмикати і вимикати, модуляцію можна здійснити за допомоги механічного затвора.

Вузькосмуговий фільтр пропускання пригнічує всі, окрім потрібної

смуги частот, що дозволяє відновити вихідний сигнал, однак проектування фільтра з необхідними характеристиками на дискретних елементах буває непростю справою. Альтернативним розв'язком стає схема, у якій синхронний демодулятор виконує перенесення модульованого сигналу в область нульової частоти, у той час як пригнічені частотні складові не синхронізуються з опорним сигналом. Пристрій, що діє на основі даного принципу, називається синхронним підсилювачем.

На рисунку 1.14 наведено просту схему застосування синхронного підсилювача. Джерело випромінювання, модульоване з частотою 1 кГц, опромінює тестову поверхню. Фотодіод вимірює відбитий від даної поверхні світлову течу, пропорційну значенню величини забруднення. Опорний і вимірюваний сигнали є синусоїдальними хвилями (гармоніками) з однаковою частотою і фазою, але різними амплітудами. Опорний сигнал, керуючий джерелом світла, має фіксоване значення амплітуди, а амплітуда вимірюваного сигналу залежить від коефіцієнта відбиття.

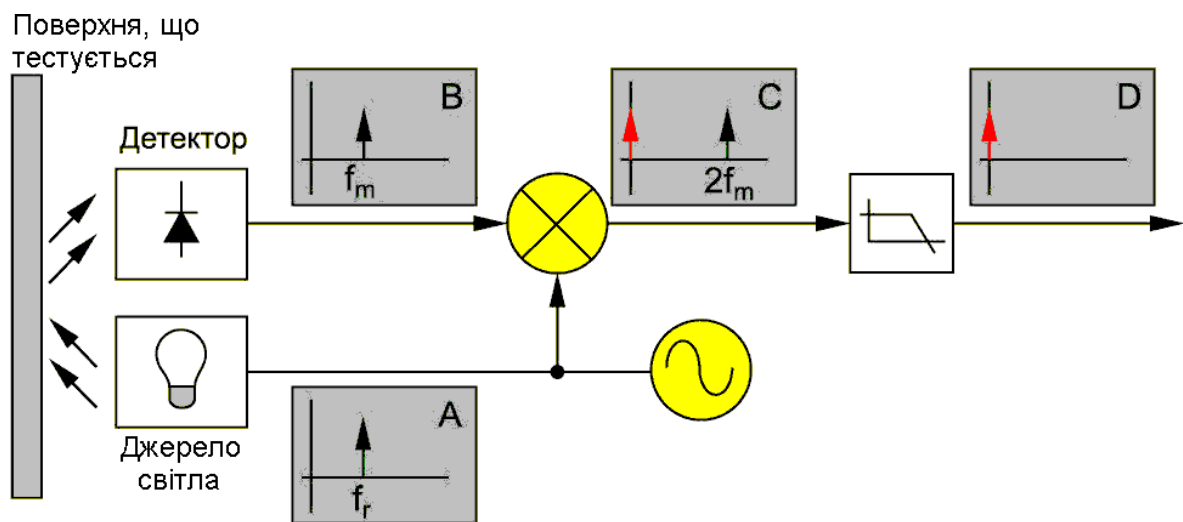


Рисунок 1.14 – Схема вимірювання величини забруднення поверхні, здійснена на синхронному підсилювачеві

Результатом перемножування двох синусоїдальних сигналів є сигнал, що містить сумарні і різницеві гармоніки. У даному випадку вихідні сигнали мають однакову частоту, тобто в результаті з'явиться сигнал з нульовою частотою і сигнал з подвоєною частотою вихідних сигналів. Мінус вказує на зміну фази сигналу на 180° . Фільтр нижніх частот (low-pass filter) відфільтрує усе, окрім сигналу на нульовій частоті.

$$A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t) \cdot B \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t) = 1/2 \cdot [A \cdot B - A \cdot B \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t)].$$

Перевага даного способу вимірювання наочно виявляється, коли потрібно виміряти зашумлений вхідний сигнал. У результаті перемножування модульований сигнал переміщується назад до нульової частоти, у той час як інші сигнали переміщуються на інші, відмінні від нульової, частоти. На рисунку 1.15 наведено ситуацію, коли на вході вимірювальної системи присутні потужні джерела шуму на частотах 50 Гц й 2,5 кГц. Корисний сигнал з дуже низьким рівнем модулюється синусоїдою з частотою 1 кГц. Результатом множення сигналу на вході системи з опорним сигналом буде потрібний нам сигнал на нульовій частоті і побічні сигнали на частотах 950 Гц, 1050 Гц, 1,5 кГц, 2 кГц і 3,5 кГц. Як зазначено вище, сигнал з нульовою частотою містить необхідну інформацію, а фільтр низьких частот може відфільтрувати всі інші складові.

Будь-які шумові складові, розташовані в частотній області близько до корисного сигналу, з'являться на частотах, що знаходяться близько до нульової частоти, тому у край важливо вибрати таку частоту модуляції, поблизу якої немає сильних джерел шуму. Якщо це неможливо – рекомендується застосувати фільтр нижніх частот з дуже малою частотою зрізу і великою крутістю частотної характеристики, нехай і з великим часом установлення сигналу.

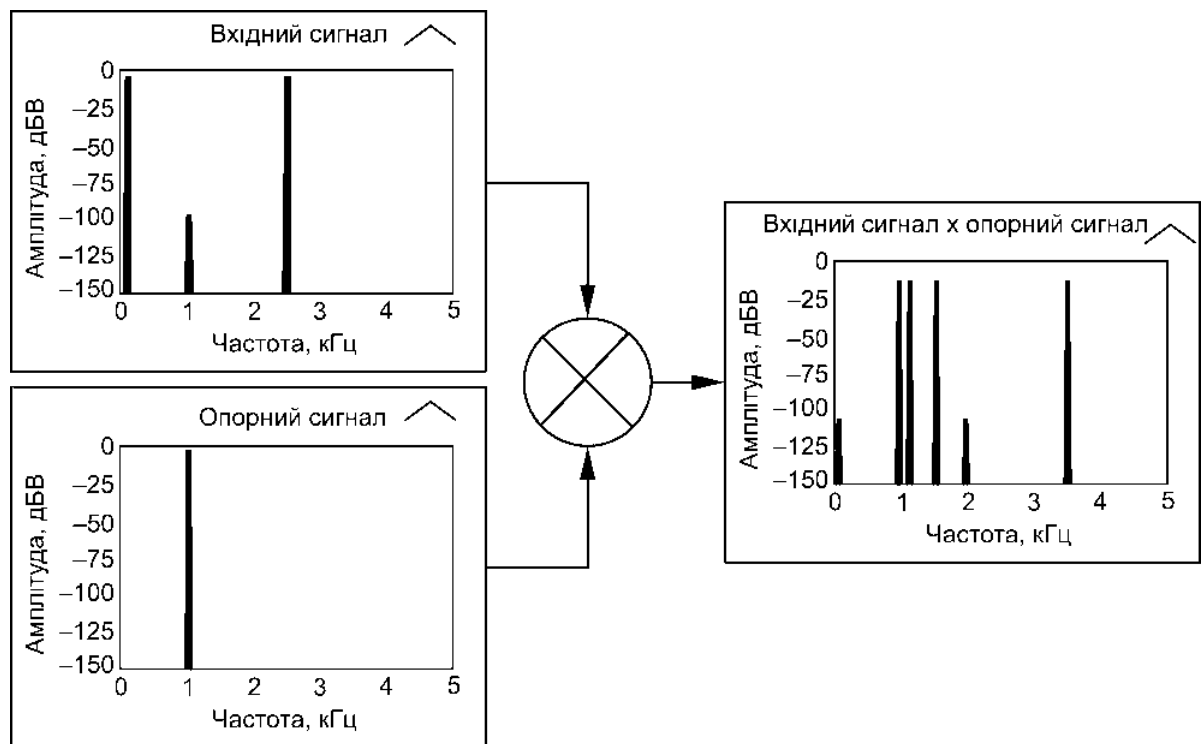


Рисунок 1.15 – Синхронна демодуляція "витягає" слабкий сигнал з частотою 1 кГц за наявності на вході потужних джерел шуму з частотою 50 Гц та 2,5 кГц

1.8 Практичне виконання синхронних схем обробки сигналу

Модуляція джерела сигналу синусоїдальним сигналом не завжди можлива, от чому в деяких випадках застосовують модуляцію прямокутною імпульсною послідовністю. Генерування сигналу збурення прямокутної форми значно простіше, ніж генерування синусоїдальної хвилі, оскільки дана задача може бути розв'язана досить простим способом – наприклад, за допомоги виведення мікроконтролера, що керує аналоговим ключем чи напівпровідниковим транзистором MOSFET.

На рисунку 1.16 наведено простий варіант здійснення синхронного підсилювача. Мікроконтролер чи інший пристрій генерує сигнал збурення – прямокутну послідовність, що створюватиме відгук з датчика. Перший

підсилювальний каскад є трансімпедансним підсилювачем у випадку, якщо як датчик використовується фотодіод, чи інструментальним підсилювачем, якщо підсилюється сигнал з тензодатчика.

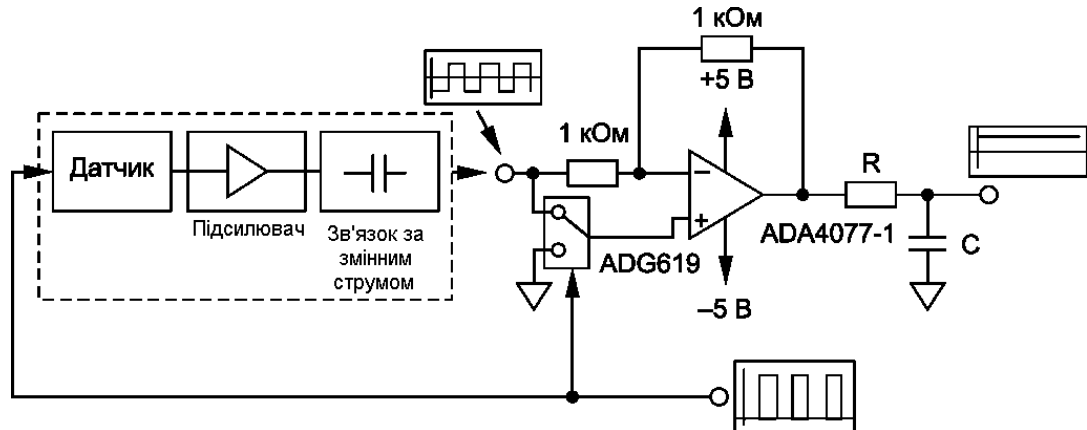


Рисунок 1.16 – Синхронний підсилювач, що використовує прямокутну хвилю як сигнал збурення

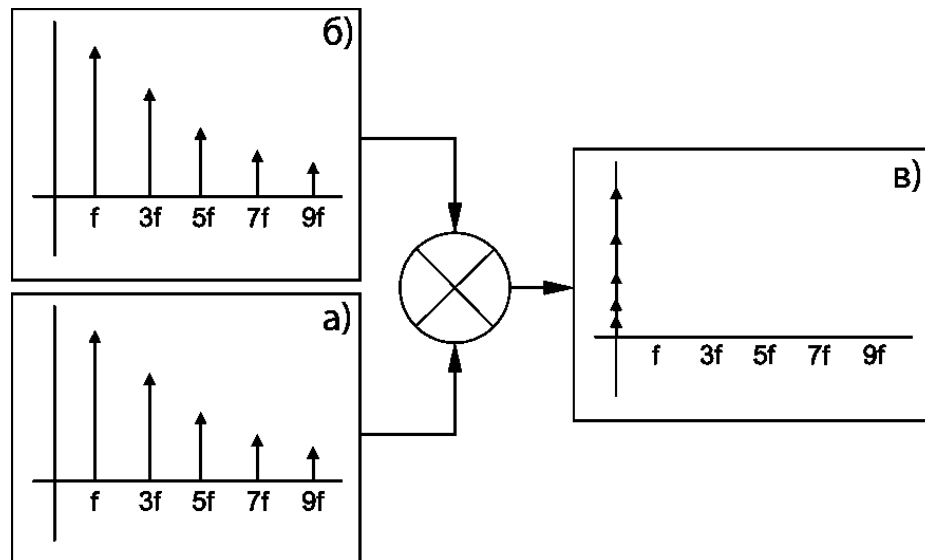
Схему комутації сигналу збурення здійснено на SPDT-ключі ADG609. Коли сигнал збурення набуває додатних значень, коефіцієнт підсилення підсилювача встановлюється рівним $+1$. У періоді від'ємної напівхвилі коефіцієнт підсилювача встановлюється рівним -1 . Математично, ця операція еквівалентна множенню вимірюваного сигналу на прямокутну хвилю. На виході схеми RC-фільтр прибирає інші частотні складові сигналу, вихідна напруга сигналу з нульовою частотою дорівнює половині розмаху обмірюваної прямокутної послідовності.

Незважаючи на те, що схема проста, вибір придатного операційного підсилювача дуже важливий. Вхідний каскад зі зв'язком за змінним струмом значно зменшує низькочастотний вхідний шум, але не усуває флікер-шум і зсув помилки останнього підсилювача. Прецизійний підсилювач ADA4077-1, що має шум 250 нВ (пікове значення) у смузі частот від 0,1 до 10 Гц і дрейф зсуву 0,55 мкВ/°C є ідеальним вибором для даної схеми.

Синхронний підсилювач, що використовує прямокутну послідовність,

– простий, але має гіршу здатність до усунення шумів, ніж підсилювач, що застосовує синусоїдальну послідовність. На рисунку 1.17 зображено частотну діаграму сигналу збурення – прямокутної послідовності й опорного сигналу. Прямокутна послідовність складається з нескінченної суми синусоїдальних хвиль, а її спектр включає всі непарні гармоніки. Перемноження двох прямокутних послідовностей однакової частоти є перемноженням кожної синусоїдальної складової опорного сигналу з кожною синусоїдальною складовою вимірюваного сигналу. Результатом буде сигнал з нульовою частотою, що містить енергію всіх гармонік прямокутної послідовності. Небажані сигнали, що знаходяться на частотах непарних гармонік, не буде відфільтровано, хоча вони і зменшаться на деяку величину – в залежності від того, на частоті якої гармоніки вони знаходяться. Відповідно, важливо вибрати таку частоту модуляції, щоб частоти її складових не збігалися за частотою з відомими джерелами шуму чи гармоніками (сигналами). Для усунення шуму в лінії, наприклад, можна вибрати частоту сигналу модуляції в 1,0375 кГц, що не збіжиться з гармоніками сигналу 50 чи 60 Гц, а на відміну від сигналу модуляції 1 кГц, що матиме сполучення з двадцятотою гармонікою 50 Гц періодичного сигналу.

Незважаючи на описане вище обмеження, схема проста і має малу вартість. Використання малoshумлячого підсилювача і правильний вибір частоти модуляції зробить схему вимірювання значно досконалішою, ніж спроба досягти подібних параметрів, просто вимірюючи сигнал нульової частоти.



а – вхідний сигнал; б – опорний сигнал; в – їх множення одне на одного.

Рисунок 1.17 – У випадку якщо вхідний (а) сигнал і опорний (б) є прямокутними послідовностями, їхнє множення (в) один на одного дозволить ефективно демодулювати кожну гармоніку вхідного сигналу

1.9 Альтернативний варіант: простий і інтегрований

Схема, приведена на рисунку 1.16, містить операційний підсилювач, ключ, кілька дискретних компонентів і вимагає сигналу тактування з мікроконтролера. Альтернативний варіант – використовувати інтегрований синхронний демодулятор, показаний на рисунку 1.18. Мікросхема ADA2200 містить буферний вхід, програмований НІХ-фільтр, помножувач і блок зсуву опорного сигналу на 90° , що робить можливим вимірювання чи компенсацію фазового зсуву між опорним й вимірюваним сигналами.

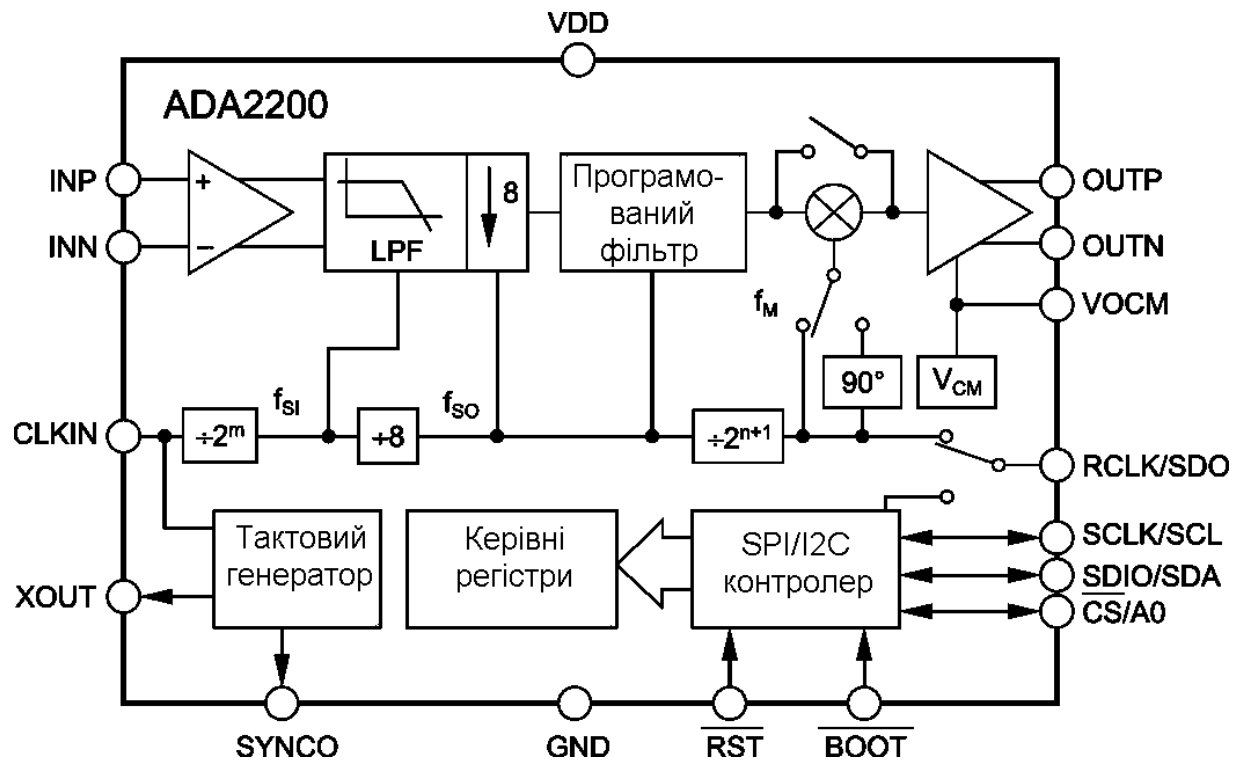


Рисунок 1.18 – Структурна схема ADA2200

Здійснення схеми синхронного детектування на ADA2200, наведеної на рисунку 1.19, – просте і додатково вимагає тільки джерела тактового сигналу з частотою в 64 рази більшої частоти опорного сигналу. Початкове налаштування програмованого фільтра визначає його як смуговий фільтр, що усуває необхідність здійснення зв'язку за змінним струмом. Аналоговий вихід виводить отримані в результаті множення сигналів складові "дзеркального" каналу (images) відносно частоти вибірки, тому для усунення небажаних складових використовується RC-фільтр, який дозволяє сігма-дельта АЦП вимірювати тільки демодульований сигнал на нульовій частоті.

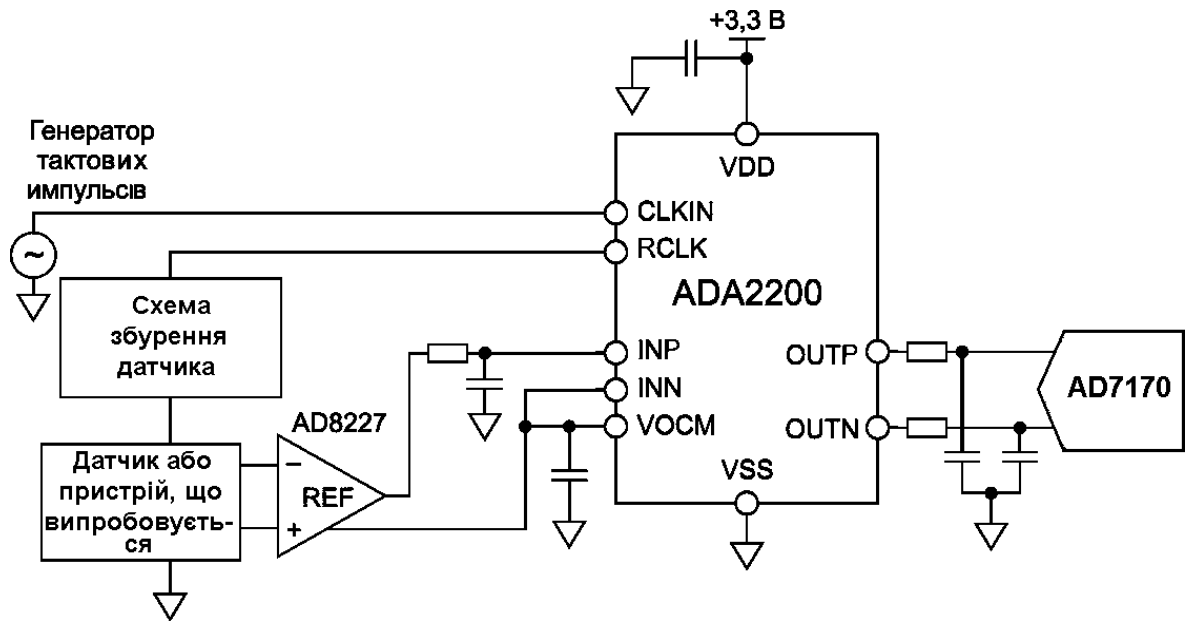


Рисунок 1.19 – Синхронний підсилювач, здійснений на ADA2200

1.10 Поліпшення схеми синхронізації, що використовує сигнал прямокутної послідовності

На рисунку 1.20 зображено удосконалення схеми з модуляцією прямокутною послідовністю. Датчик збуджується прямокутною послідовністю, а вимірюваний сигнал збільшується із синусоїдальною хвилею з такою же частотою і фазою. Потім, коли частина сигналу на основній частоті "переміститься" на нульову частоту, у той час як всі інші гармоніки перемістяться на частоти, відмінні від нульовий, це дозволить відфільтрувати фільтром нижніх частот усі сигнали, крім вимірюваного сигналу (з нульовою частотою).

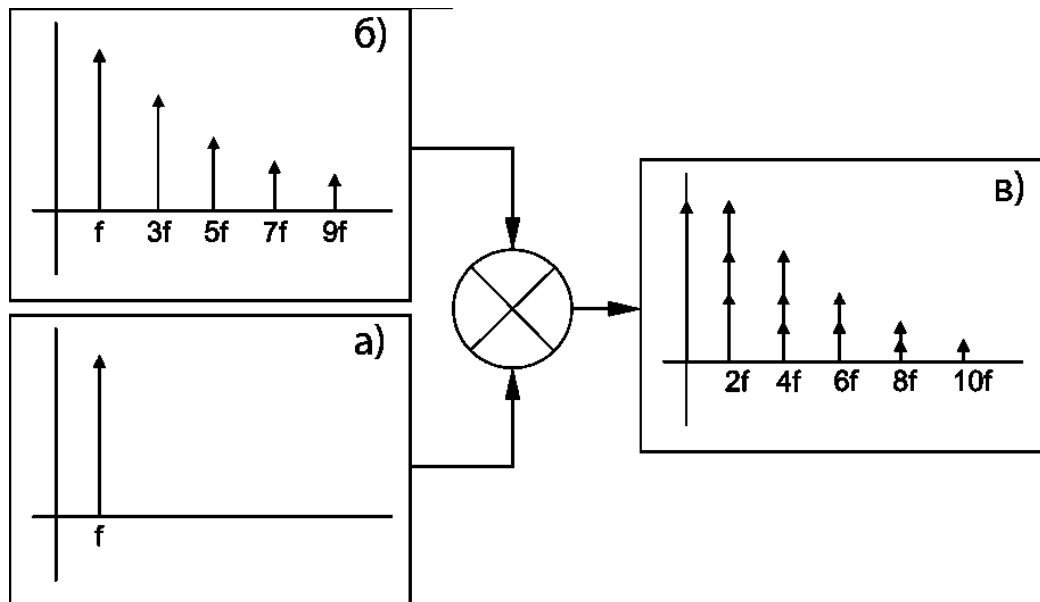


Рисунок 1.20 – Використання синусоїдальної хвилі замість опорного сигналу запобігає появі шуму від демодуляції на нульовій частоті

Додаткова складність полягає в тому, що будь-який фазовий зсув між опорним і вимірюваним сигналами призводить до зменшення значення вихідного сигналу, на відміну від ситуації, коли сигнали цілком збігаються по фазі. Це може відбутися, якщо схема узгодження сигналу датчика містить фільтри, що вносять фазову затримку. У схемі з аналоговим синхронним підсилювачем єдиний спосіб впоратися з цим – вмикати до кола опорного сигналу схему фазової компенсації. Ця задача – нетривіальна, оскільки схема мусить бути такою, що налаштовується, щоб можна було компенсувати різну затримку, а також залежність від температури і точності використаних компонентів.

Більш проста альтернатива – увімкнення до схеми другої стадії множення сигналів, додаткового блоку, що здійснює множення вимірюваного й опорного сигналів, зсунутого на 90° . Результатом даної зміни стане можливість отримання сигналу, незалежного від фази вхідного сигналу (рис. 1.21).

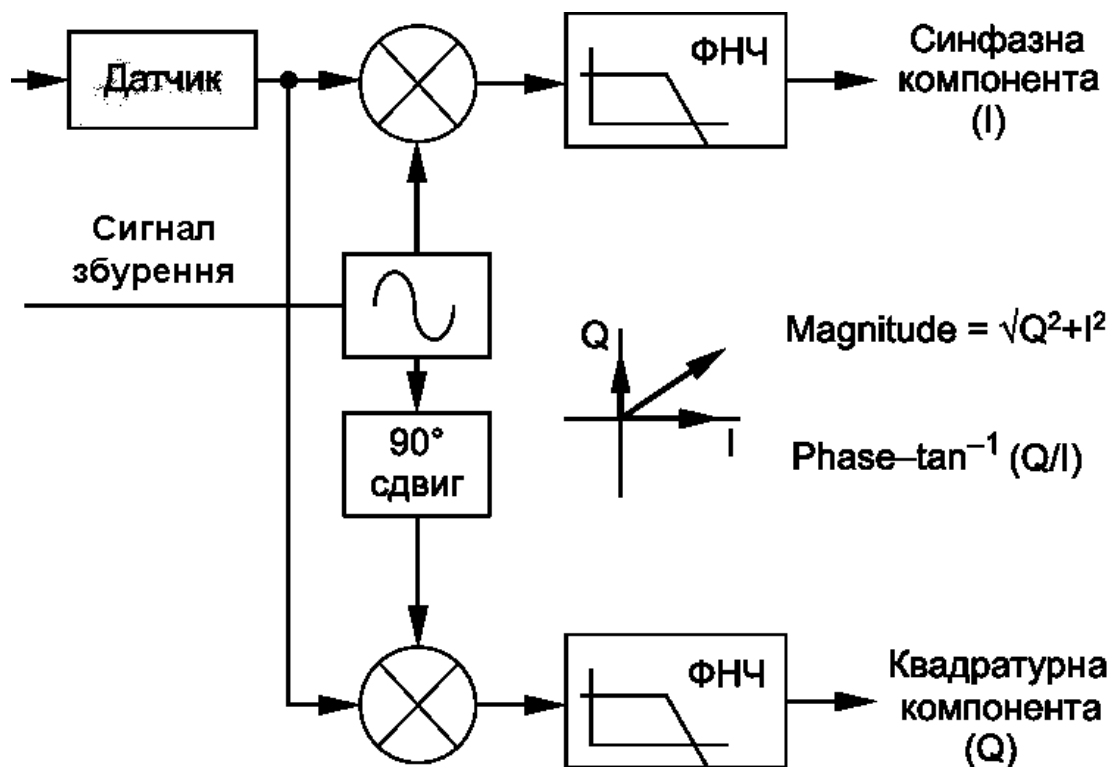


Рисунок 1.21 – Використання квадратурної версії опорного сигналу для обчислення амплітуди і фази

На виході помножувача (обох операцій множення) виходять сигнали, пропорційні синфазній (I) й квадратурній (Q) складовій вхідного сигналу. Для обчислення амплітуди вхідного сигналу потрібно просто знайти корінь із суми квадратів I- й Q-сигналів. Додаткова перевага даної архітектури – в тому, що вона дозволяє обчислювати різницю фаз між сигналом збурення/опорним і вхідним сигналом.

Усі синхронні підсилювачі, про які піде мова далі, генерують опорний сигнал для збурення датчика. Остаточне удосконалення полягає у використанні зовнішнього сигналу в якості опорного. Наприклад, на рисунку 1.22 наведено систему, у якій використовується широкосмугове джерело світла – лампа розжарювання для оцінки оптичних властивостей поверхні. Система вимірює параметри, що дозволяють оцінити коефіцієнт відбиття дзеркала чи забруднення поверхні. У даному випадку, застосування механічного затвора (диска) для модуляції – значно простіше, ніж побудова

схеми з електронною модуляцією. За допомоги недорогого датчика положення, встановленого на механічному затворі, генерується сигнал прямокутної послідовності, що подається на синхронний підсилювач. Замість того щоб використовувати даний сигнал безпосередньо, за допомоги схеми ФАПЧ генерується синусоїдальний сигнал з тією же частотою і фазою, що і вихідний. Важлива умова здійснення даної ідеї полягає в тому, що у згенерованого синусоїдального сигналу мусить бути низький рівень спотворень.

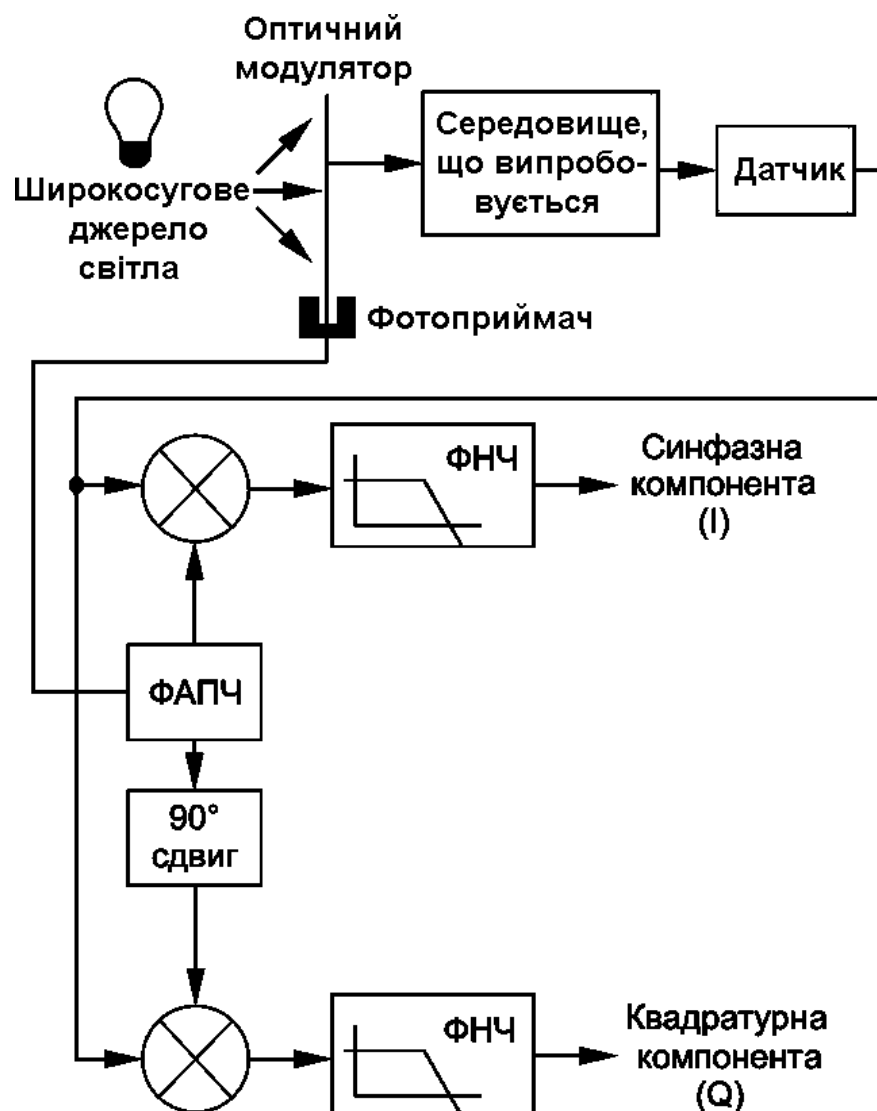


Рисунок 1.22 – Використання схеми ФАПЧ для захоплення частоти зовнішнього опорного сигналу

Хоча дана схема може бути здійснена на дискретних компонентах – ФАПЧ й помножувачі, використання FPGA (мікросхем програмованої логіки) за побудови подібних схем дає значні переваги. На рис. 1.23 зображено схему синхронного підсилювача, здійсненого на FPGA, вхідний каскад якої побудовано на операційному підсилювачі з нульовим дрейфом зсуву ADA4528-1 й 24-розрядному сігма-дельта АЦП AD7175. Даний додаток не передбачає роботу із широкосмуговими сигналами, тому еквівалентна ширина шумової смуги частот синхронного підсилювача може бути визначена в 50 Гц. У якості тестового прилаштування використовується будь-який датчик, який можна збудовувати зовнішнім сигналом. Схема забезпечує коефіцієнт підсилення, рівний 20, що дозволяє цілком використати динамічний діапазон АЦП. Хоча помилки зсуву постійного рівня не впливають на вимірювання, важливо мінімізувати дрейф зсуву і флікер-шум, оскільки вони зменшують доступний динамічний діапазон, особливо якщо схема підсилювача забезпечує високий коефіцієнт підсилення.

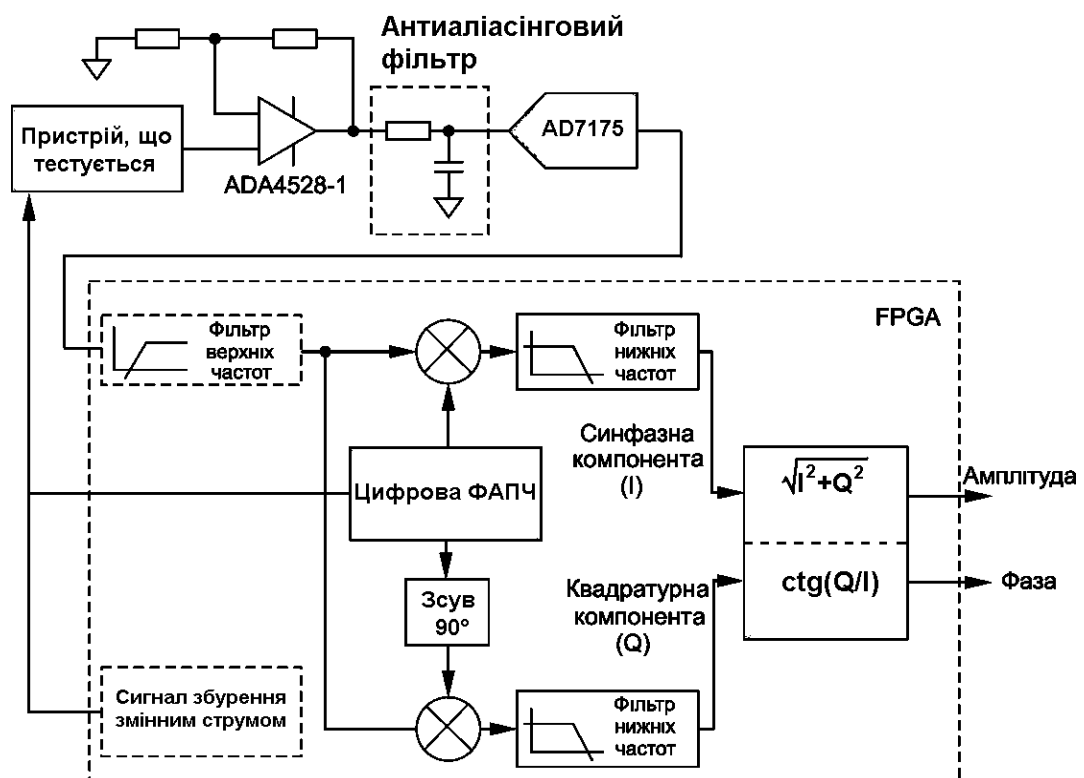


Рисунок 1.23 – Здійснена на FPGA схема синхронного підсилювача

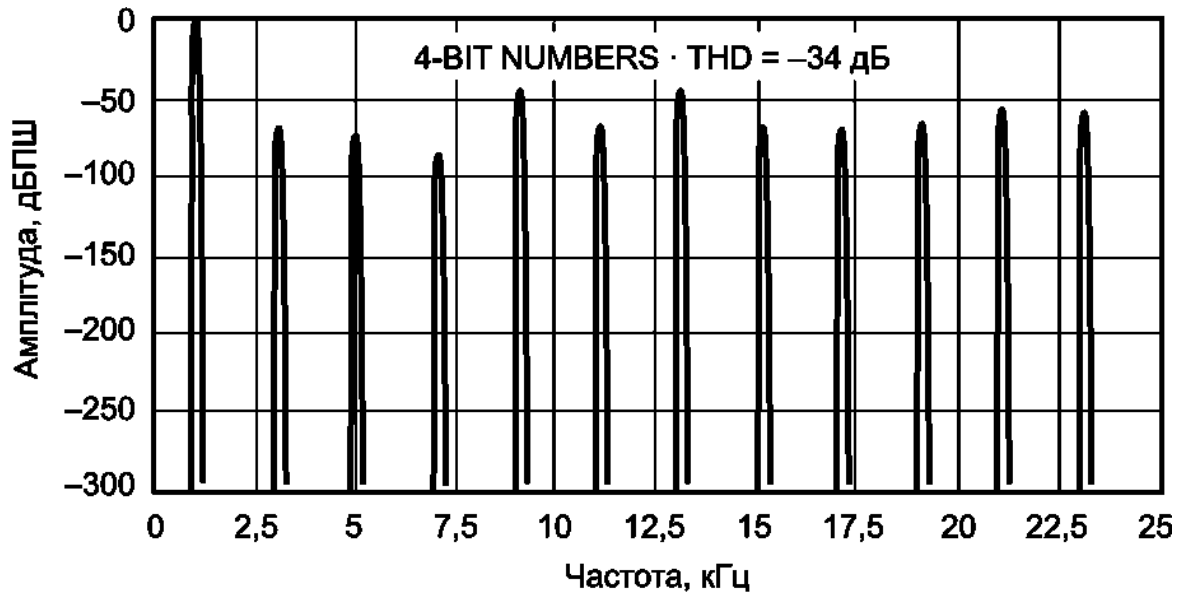
Максимальний зсув підсилювача ADA4528-1 досягає 2,5 мкВ і дорівнює значенню в 10 dBm вхідного діапазону повної шкали аналогового входу AD7175 за опорної напруги в 2,5 В. Цифровий фільтр верхніх частот після АЦП усуває напругу зсуву і низькочастотний шум. Для визначення шуму на виході, в першу чергу, варто обчислити щільність AD7175. У технічній документації зазначено середньоквадратичне відхилення (СКВ) або значення шуму в 5,9 мкВ за швидкості перетворення в 50 kSPS, використання $\text{sinc}5 + \text{sinc}1$ фільтра і вхідного буфера. Еквівалентна ширина смуги шуму в цих умовах становить 21,7 кГц, що дає щільність шуму $40 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$.

Широкопasmовий шум ADA4528 із щільністю $5,9 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ виявлюється на виході з величиною $118 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, даючи в результаті сумарну щільність шуму в $125 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. Оскільки цифровий фільтр має еквівалентну ширину шумової смуги частот у 50 Гц, вихідний шум досягає середньоквадратичного значення 881 нВ. За діапазону вхідного сигналу $\pm 2,5 \text{ В}$, динамічний діапазон системи дорівнює 126 дБ. Ширину смуги частот системи може бути використано для зміни її динамічного діапазону шляхом налаштування часу відгуку фільтра нижніх частот, тобто коректуванням його частотної характеристики. Наприклад, установка ширини смуги в 1 Гц дасть динамічний діапазон у 143 дБ, а ширина смуги частот у 250 Гц відповідатиме динамічному діапазону в 119 дБ.

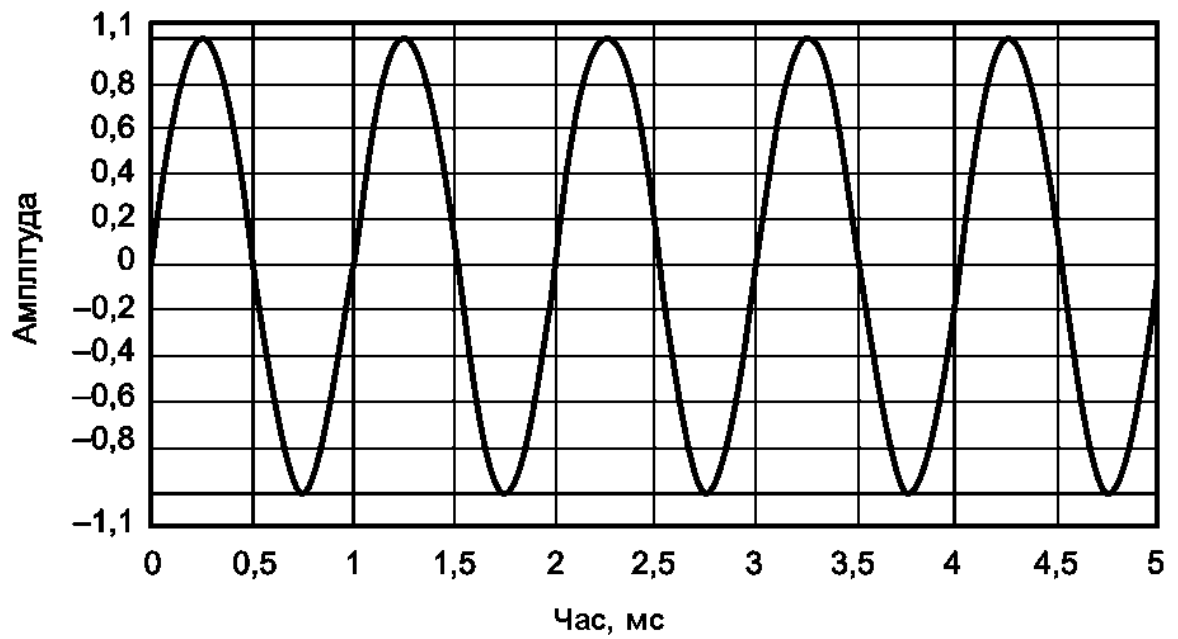
Схема цифрового ФАПЧ захоплює сигнал збурення й генерує синусоїдальну хвилю, причому сигнал збурення може бути як зовнішнім, так і внутрішнім і мати різну форму, не обов'язково синусоїдальну. Усі гармонійні складові опорного сигналу синусоїдальної форми перемножуються з вхідним сигналом, унаслідок чого демодульований шум і інші небажані складові сигналу з'являються на частоті гармонік, як у випадку з перемножуваннями двох сигналів прямокутної послідовності. Перевагою використання цифрової схеми генерування опорного синусоїдального сигналу є дуже малий рівень спотворень, що досягається цифровим налаштуванням.

На рисунках 1.24-1.27 зображено діаграми згенерованих цифровою схемою синусоїдальних сигналів, що мають 4-, 8-, 16- й 32-розрядну точність, відповідно. Очевидно, що, використовуючи 4-розрядну точність, можна отримати результат, що незначно відрізняється від наведеного на рис. 1.15, однак ситуація стрімко змінюється, якщо підвищити точність (розрядність) схеми (генератора). З точністю в 16 розрядів буде досить складно здійснити аналогову схему генератора з таким малим коефіцієнтом нелінійних спотворень, а досягти результату цифрової схеми з 32-розрядною точністю, що має коефіцієнт нелінійних спотворень менш 200 дБ, з аналоговим генератором просто неможливо. Крім того, цифрові схеми генераторів мають прекрасну повторюваність. Однократно сформовані в цифровій формі дані, введені в FPGA, надалі не будуть змінені внаслідок додаткових шумів чи дрейфу.

Після помножувачів, фільтри нижніх частот усувають усі високочастотні складові сигналу, і на виході з'являються синфазна й квадратурна складові сигналу. З еквівалентною шириною шумової смуги шуму 50 Гц немає необхідності робити вибірку даних з частотою 250 kSPS. До фільтрів нижніх частот також можна додати фільтри, що виконують операцію проріджування, щоб зменшити швидкість виведення даних. Останній етап обчислення – обчислення з квадратурних складових амплітуди й фази вхідного сигналу.

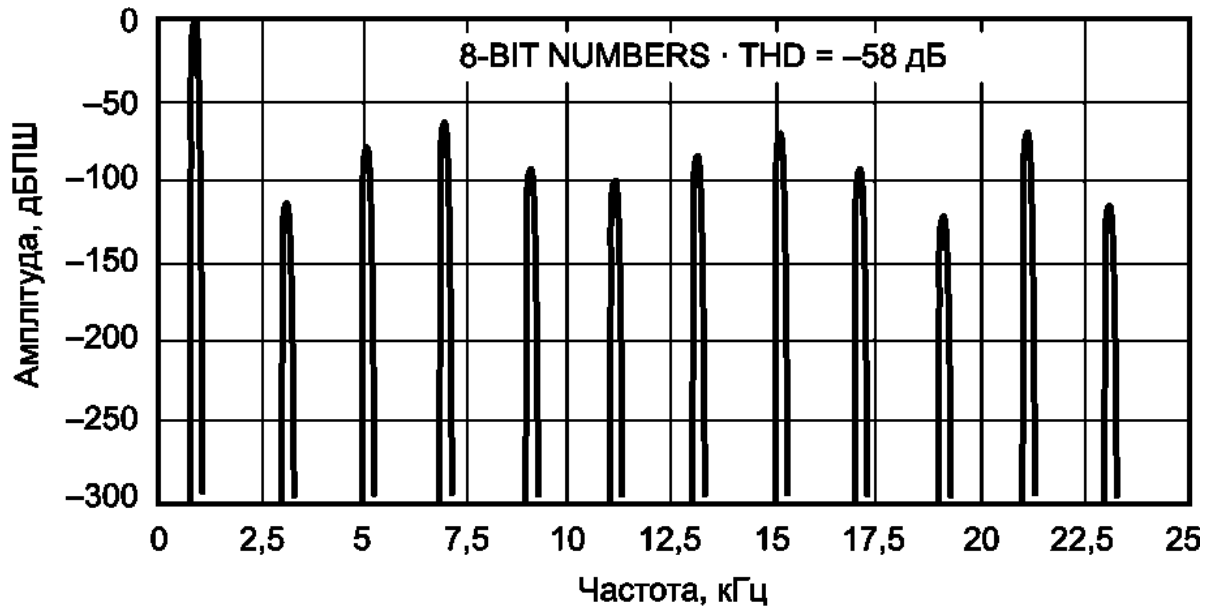


а)

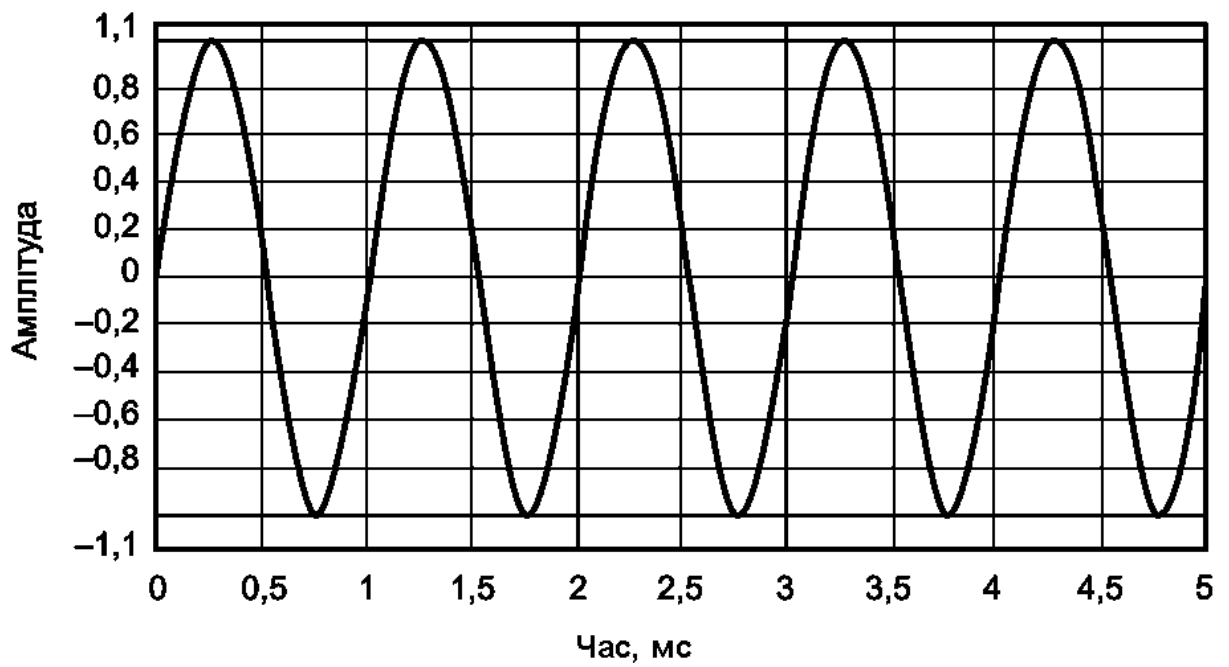


б)

Рисунок 1.24 – Синусоїдальні хвилі, згенеровані цифровою схемою з 4-розрядною точністю

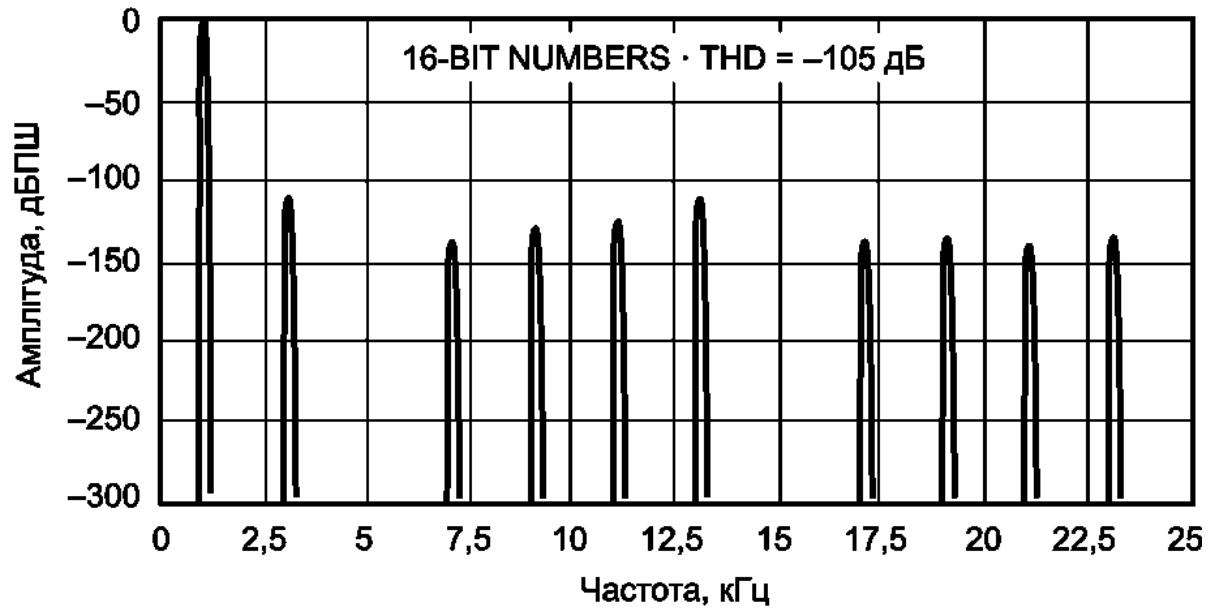


а)

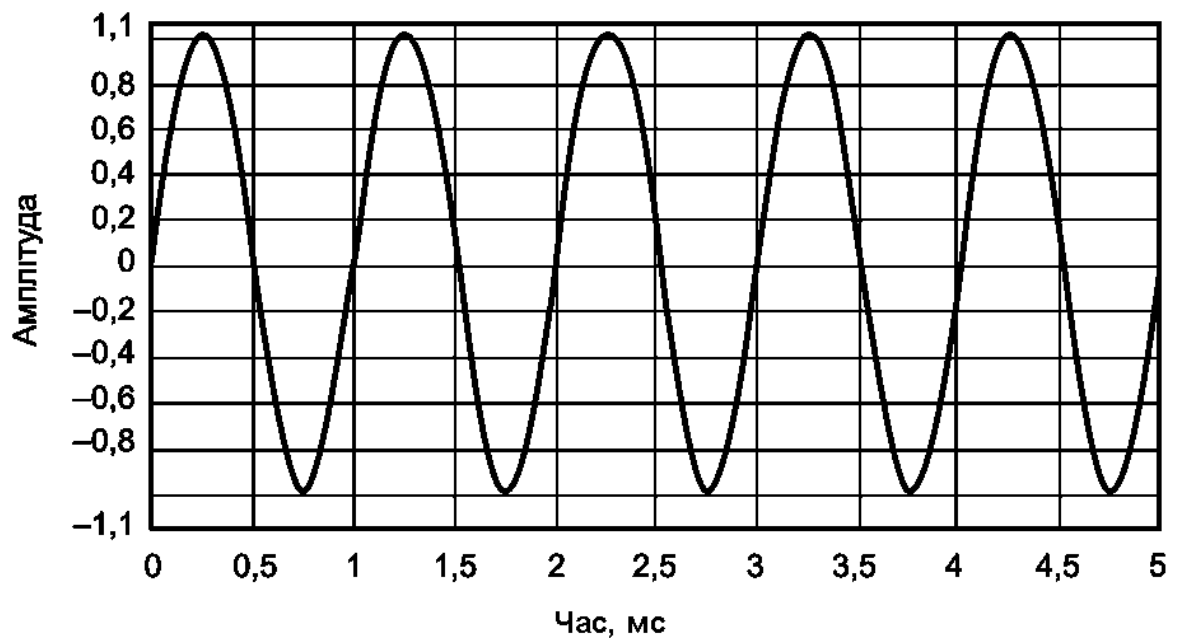


б)

Рисунок 1.25 – Синусоїдальні хвилі, згенеровані цифровою схемою з 8-розрядною точністю

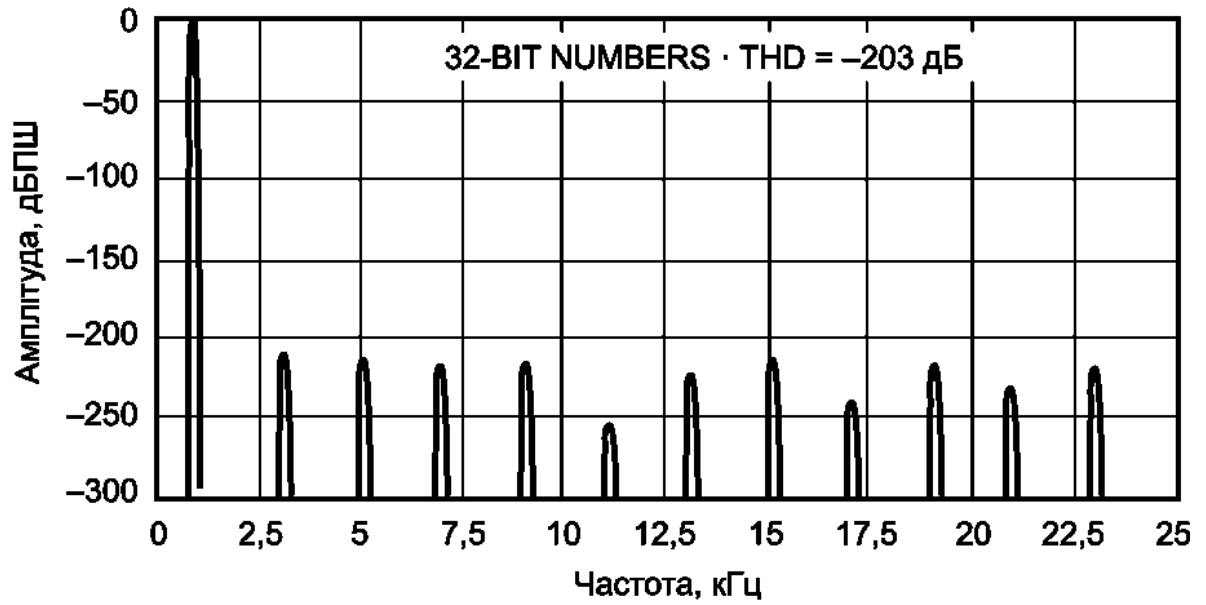


а)

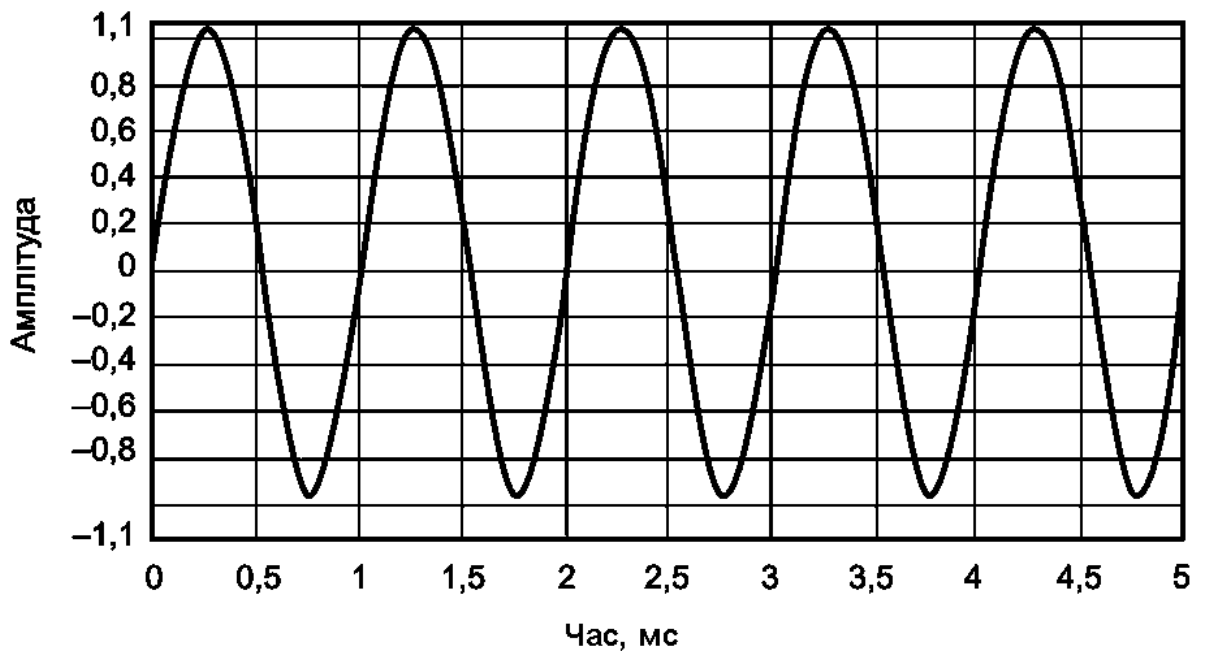


б)

Рисунок 1.26 – Синусоїдальні хвилі, згенеровані цифровою схемою з 16-розрядною точністю



а)



б)

Рисунок 1.27 – Синусоїдальні хвилі, згенеровані цифровою схемою з 32-розрядною точністю

Низькочастотні сигнали малого рівня, що знаходяться нижче рівня шуму, досить складно вимірювати, однак застосування технології модулювання сигналу з наступним його відновленням синхронним підсилювачем дозволяє робити дуже точні вимірювання.

У найпростішому виконанні, синхронний підсилювач будується на операційному підсилювачі, умикненим за схемою з почергово змінюваними коефіцієнтами підсилення. Хоча така схема не забезпечує найкращих шумових характеристик, проте вона має переваги перед звичайною схемою вимірювання сигналу з нульовою частотою в силу простоти виконання і малої вартості здійснення. Удосконалення даної схеми полягає в застосуванні синусоїдальної хвилі як опорного сигналу і увімкненні до схеми помножувача. Однак така схема має обмеження через складність її побудови на аналогових компонентах.

Найкращу продуктивність має система з використанням малошумлячого прецизійного сігма-дельта АЦП для оцифровки вхідного сигналу, схеми цифрової ФАПЧ для генерування опорного сигналу, подальша обробка сигналів у який здійснюється в цифровій формі.

1.11 Мета магістерської роботи

Метою магістерської роботи є опис технології лінійного синхронного детектування сигналів з амплітудною й амплітудно-фазовою модуляціями, що ґрунтуються на принципі лінійної компенсації фазового зсуву продетектованого сигналу відносно опорного гетеродина, а також застосування цієї технології для побудови схем синхронних детекторів з компенсацією фазової помилки сигналу і перетворювачів частоти без дзеркального каналу.

2 ТЕХНОЛОГІЯ СИНХРОННОГО ДЕТЕКТУВАННЯ СИГНАЛІВ

2.1 Синхронний лінійний детектор сигналу з амплітудною модуляцією (маніпуляцією)

Для побудови синхронного лінійного детектора сигналу з амплітудною модуляцією (маніпуляцією), використаємо принцип [8] лінійної компенсації фазового зсуву детектованого сигналу відносно фази сигналу опорного гетеродина. Цей принцип засновано на виділенні фазового зсув промодульованого сигналу у виді функцій $\cos[\theta(t)]$ і $\sin[\theta(t)]$, де $\theta(t)$ – випадковий фазовий зсув детектованого АМ-сигналу відносно опорного колювання гетеродина $\cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]$.

Нехай вихідний сигнал АМ має наступний вигляд на вході приймача:

$$S_1(t) = A(t) \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)], \quad (2.1)$$

де $A(t) = a(t) + n(t)$;

$a(t)$ – амплітуда символу (чи сигнал модуляції) на символному інтервалі часу T ;

$n(t)$ – шумовий компонент.

Для виділення косинусного і синусного зсувів фази, необхідно провести перетворення сигналу (2.1). Помноживши (2.1) на високостабільне опорне колювання $S_2(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$, отримаємо сигнал на виході помножувача:

$$\begin{aligned} B_1(t) &= A(t) \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \\ &= A(t) \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta(t)] + A(t) \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)], \end{aligned} \quad (2.2)$$

де U_0 – амплітуда колювання опорного генератора;

k – коефіцієнт підсилення помножувача.

Вважаючи, що $\theta(t)$ – більш повільна функція, ніж $2 \cdot \omega_0 \cdot t$ (це справедливо, якщо смуга пропускання приймача менше або дорівнює ω_0), пропустимо сигнал (2.2) крізь фільтр низьких частот (ФНЧ) з метою виділення фазового зсуву $\theta(t)$:

$$B_2(t) = A(t) \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)]. \quad (2.3)$$

Оскільки необхідно виділити лише фазовий зсув $\theta(t)$, пропустимо сигнал (2.3) через амплітудний обмежувач з метою усунення амплітудної модуляції:

$$B_3(t) = S_0 \cdot \cos[\theta(t)], \quad (2.4)$$

де $S_0 = \text{const}$ – величина порогу обмеження; за цього, $S_0 > 0$.

Піддаючи вихідний сигнал (2.1) зсуву фази на $\pi/2$ за допомоги фазообертача чи перетворювача Гильберта, отримаємо сигнал:

$$B_4(t) = A(t) \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]. \quad (2.5)$$

Помножимо (2.5) на $S_2(t) = U_0 \cos(\omega_0 \cdot t)$. Тоді синус зсуву фази, необхідний для підстановки до виразу (2.7), можна отримати, проробивши над виразом (2.5) дії, аналогічні (2.2), (2.3) й (2.4), що забезпечить формування сигналу:

$$B_5(t) = S_0 \cdot \sin[\theta(t)]. \quad (2.6)$$

Використовуючи (2.1), (2.4), (2.5), (2.6) й відоме тригонометричне рівняння:

$$\cos(x-y)=\cos(x)\cdot\cos(y)+\sin(x)\cdot\sin(y), \quad (2.7)$$

де $x=\omega_0\cdot t+\theta(t)$;

$y=\theta(t)$.

Отримуємо аналітичний вираз для лінійної компенсації фазового зсуву АМ сигналу:

$$\begin{aligned} S_k(t) &= S_1(\omega_0\cdot t)\cdot B_3(t) + S_1(\omega_0\cdot t - \pi/2)\cdot B_5(t) = S_1(t)\cdot B_3(t) + B_4(t)\cdot B_5(t) = \\ &= A(t)\cdot S_0\cdot k_1\cdot \cos[\omega_0\cdot t + \theta(t)]\cdot \cos[\theta(t)] + A(t)\cdot S_0\cdot k_1\cdot \sin[\omega_0\cdot t + \theta(t)]\cdot \sin[\theta(t)] = \\ &= A(t)\cdot S_0\cdot k_1\cdot \cos[\omega_0\cdot t + \theta(t) - \theta(t)] = A(t)\cdot S_0\cdot k_1\cdot \cos(\omega_0\cdot t), \end{aligned} \quad (2.8)$$

де k_1 – коефіцієнт підсилення помножувачів.

Оскільки отриманий сигнал $S_k(t) = A(t)\cdot S_0\cdot k_1\cdot \cos(\omega_0\cdot t)$ є синхронним із сигналом опорного генератора $S_2 = U_0\cdot \cos(\omega_0\cdot t)$, то їхній коефіцієнт взаємної кореляції $\rho=1$, тому що зсув фаз між ними дорівнює нулю. З цього, у свою чергу, випливає, що їх можна подати на синхронний амплітудний детектор (рис. 2.1) і зробити оптимальне детектування сигналу з метою отримання максимального коефіцієнта кореляції ρ (1.6).

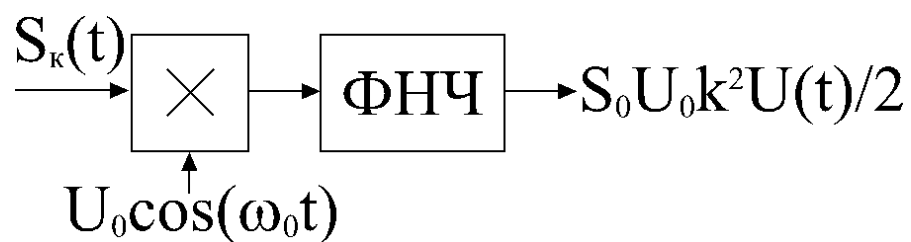
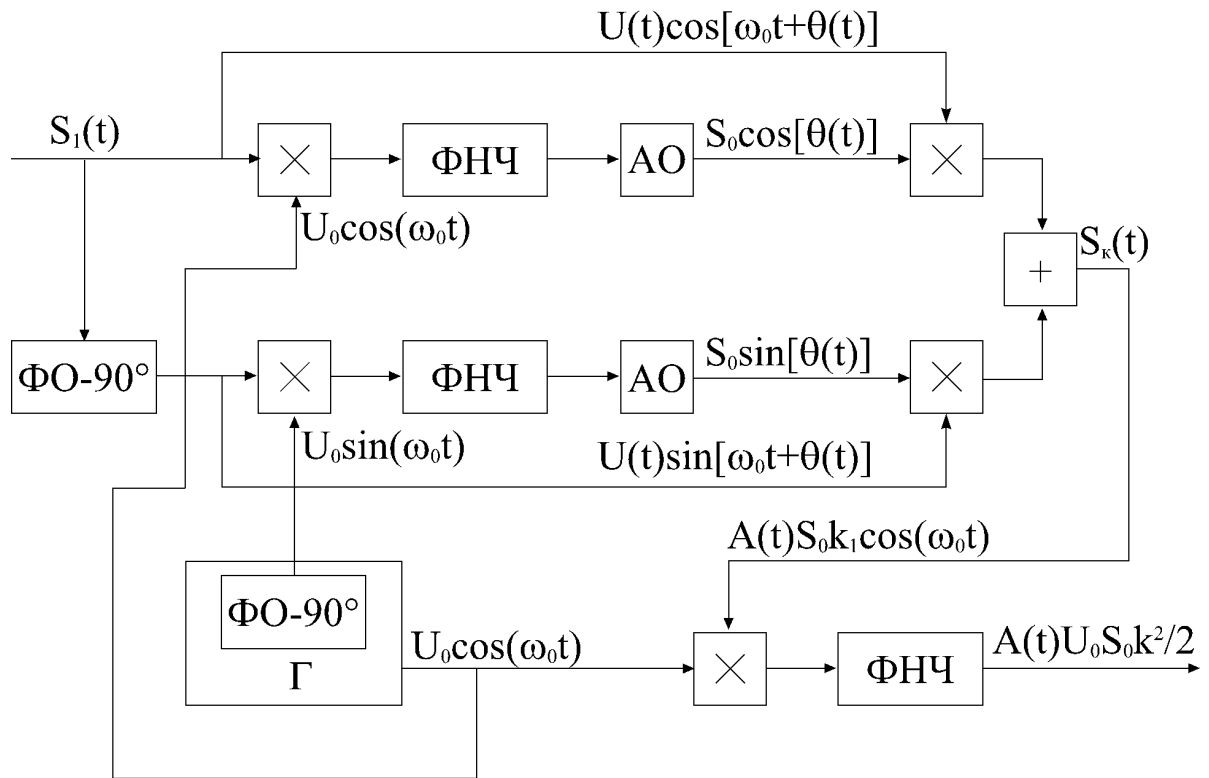


Рисунок 2.1 – Синхронний амплітудний детектор

На рисунку 2.2 наведено структурну схему оптимального лінійного детектора АМ-сигналу.



ФВ – фазообертач; Г – генератор; АО – амплітудний обмежувач.

Рисунок 2.2 – Синхронний детектор АМ-сигналів

У випадку ідеальних перемножувачів, синхронний детектор (рис. 2.2), дозволяє забезпечити лінійне детектування АМ-сигналів за $\rho=1$.

Застосування реальних перемножувачів забезпечує отримання $\rho \approx 1$, що теж дає високі результати, як це можна бачити з (1.5). Цей детектор не містить складних вузлів і дозволяє також усувати будь-які значення фазового зсуву (сигнал $S_k(t)$). Здійснена ФАПЧ є безінерційною, лінійною і працює в усій смузі сигналу $S_1(t)$.

Якщо сигнал змінюється більше, ніж в одному квадранті, то необхідно на виході обмежувачів АО поставити схему формування модуля сигналу $|S_0|$.

2.2 Відновлення фази КАМ-сигнала з когерентної носійної

Вхідний сигнал на вході демодулятора КАМ має вигляд, що описується виразом у виді суми двох АМ сигналів:

$$S_1(t) = a_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] + b_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)], \quad (2.9)$$

де $a_n = A_n + n(t)$ і $b_n = B_n + n(t)$ – амплітуди синфазної і квадратурний складових, відповідно, з урахуванням гауссового шуму $n(t)$;

$\theta(t)$ – випадковий набіг фази сигналу після проходження каналу зв'язку.

З іншого боку, вираз (2.9) також можна записати так:

$$S_1(t) = U_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)], \quad (2.10)$$

де $U_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$;

$\cos(\varphi) = a_n / U_n$;

$\sin(\varphi) = b_n / U_n$.

Вважаючи для простоти викладу, що ω_0 на багато більше, ніж смуга робочих частот фазообертача на $\pi/2$, запишемо вираз для сигналу (2.9) після проходження фазообертача на $\pi/2$ у вигляді:

$$\begin{aligned} S_2(t) &= a_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t) + \pi/2] + b_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t) + \pi/2] = \\ &= -a_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] + b_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] = U_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)]. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Припустимо, що сигнал $S_1(t)$ пройшов пристроєм з функцією двобічного обмежувача рівня сигналу (ОР) і його синфазна і квадратурна амплітуди набули значення, рівні $S_0 > 0$. Тоді можна записати (2.11) як:

$$h_1(t) = S_0 \cdot \{\cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] + \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]\} = \sqrt{2} \cdot S_0 \cdot \cos[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)], \quad (2.12)$$

а сигнал $S_2(t)$ тоді набуде вигляду:

$$h_2(t) = S_0 \cdot \{\cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] - \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]\} = S_0 \cdot \sin[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)] \cdot \sqrt{2}. \quad (2.13)$$

Помножимо (2.12) на $U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$ і, вважаючи коефіцієнт підсилення помножувачів рівним k , отримаємо:

$$\begin{aligned} B_1(t) &= S_0 \cdot \{\cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] + \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]\} \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \\ &= S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{\cos[2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta(t)] + \cos[\theta(t)] + \sin[2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta(t)] + \sin[\theta(t)]\} / 2. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Після проходження через ФНЧ сигналу $B_1(t)$, складову з подвоєною частою носійної ($2 \cdot \omega_0$) буде пригнічено, й сигнал набуде вигляду:

$$G_1(t) = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{\cos[\theta(t)] + \sin[\theta(t)]\} / 2 = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \text{cas}[\theta(t)] / 2, \quad (2.15)$$

де $\text{cas}(a) = \cos(a) + \sin(a)$.

Помножимо (2.13) на $U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)$ і, покладаючи коефіцієнт підсилення помножувача рівним k , отримаємо:

$$\begin{aligned} B_2(t) &= S_0 \cdot \{\cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] - \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]\} \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \\ &= S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{\sin[2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta(t)] + \sin[\theta(t)] + \cos[2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta(t)] - \cos[\theta(t)]\} / 2. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Після проходження через ФНЧ сигналу $B_2(t)$, складову з подвоєною частою носійної ($2 \cdot \omega_0$) буде пригнічено, й сигнал набуде вигляду:

$$G_2(t) = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{-\cos[\theta(t)] + \sin[\theta(t)]\} / 2 = -S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \text{cas}[-\theta(t)] / 2, \quad (2.17)$$

де $\text{cas}(-a) = \cos(a) - \sin(a)$.

Скористаємося відомими тригонометричними тотожностями:

$$\cos(a) + \cos(-a) = 2 \cdot \cos(a),$$

$$\cos(a) - \cos(-a) = 2 \cdot \sin(a),$$

і визначимо фази сигналів:

$$\begin{aligned} G_3(t) &= G_2(t) + G_1(t) = -S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[-\theta(t)]/2 + S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)]/2 = \\ &= S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{\cos[\theta(t)] - \cos[-\theta(t)]\}/2 = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \sin[\theta(t)], \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} G_4(t) &= G_2(t) - G_1(t) = -S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[-\theta(t)]/2 - S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)]/2 = \\ &= -S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{\cos[\theta(t)] + \cos[-\theta(t)]\}/2 = -S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)], \end{aligned} \quad (2.19)$$

Помножимо (2.19) на мінус одиницю (-1), що рівносильно інвертуванню сигналу, й отримаємо:

$$G_5(t) = G_4(t) \cdot (-1) = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)]. \quad (2.20)$$

Використовуючи (2.10), (2.11), (2.18), (2.20) й (2.7), отримуємо аналітичне вираз для лінійної компенсації фазового зсуву КАМ сигналу:

$$\begin{aligned} S_k(t) &= S_1(t) \cdot G_5(t) + S_2(t) \cdot G_3(t) = \\ &= U_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)] \cdot S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)]/2 + U_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)] \cdot S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \sin[\theta(t)]/2 = \\ &= S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot U_n \cdot k \cdot \cos[\omega_0 \cdot t - \varphi]/2 = S_0 \cdot U_0 \cdot k^2 \cdot (a_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t] + b_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t])/2. \end{aligned} \quad (2.21)$$

У такий спосіб отримано, що сигнал $S_k(t)$ дорівнює вихідному КАМ-сигналу (2.9), але з пригніченою випадковою фазовою компонентою $\theta(t)$ з точністю до сталої складової, яка легко може бути усунута масштабувальним підсилювачем або резисторним подільником напруги. За точності резисторів

подільника 0,01% константа дорівнюватиме практично одиниці, що дозволить досить точно налаштувати аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) за перетворення значень a_n й b_n на цифрові символи.

Оскільки отриманий сигнал $S_k(t) = S_0 \cdot U_0 \cdot k^2 \cdot (a_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t] + b_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t]) / 2$ є синхронним із сигналом опорного генератора $S_2 = U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$, то їхній коефіцієнт взаємної кореляції $\rho = 1$, тому що зсув фаз між ними дорівнює нулю. З цього, у свою чергу, випливає, що їх можна подати на синхронний квадратурний амплітудний детектор (рис. 2.1) і зробити оптимальне детектування сигналу з метою отримання максимального коефіцієнта кореляції ρ (1.6).

На рисунку 2.3 наведено схему синхронного детектора КАМ-сигналу.

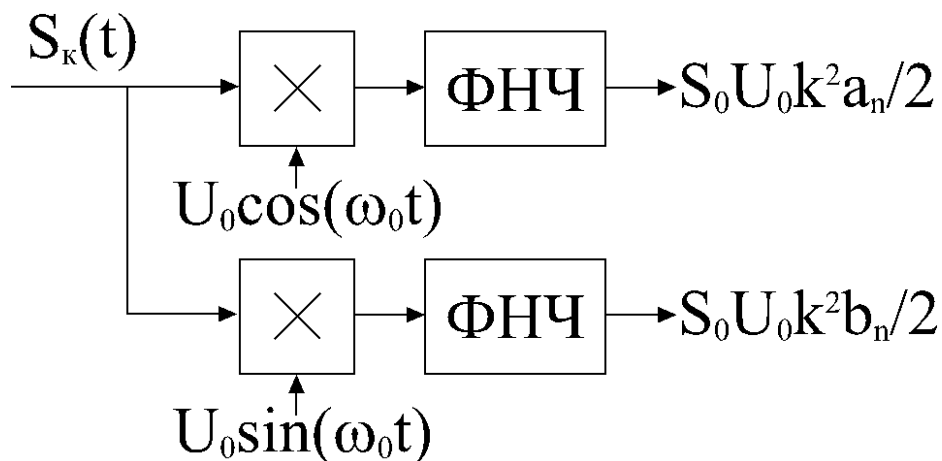


Рисунок 2.3 – Синхронний детектор КАМ-сигналу

Структурну схему прилаштову відновлення когерентного сигналу (ПВКС), що відповідає сигналові $S_k(t)$, що описується виразом (2.21), наведено на рисунку 2.4.

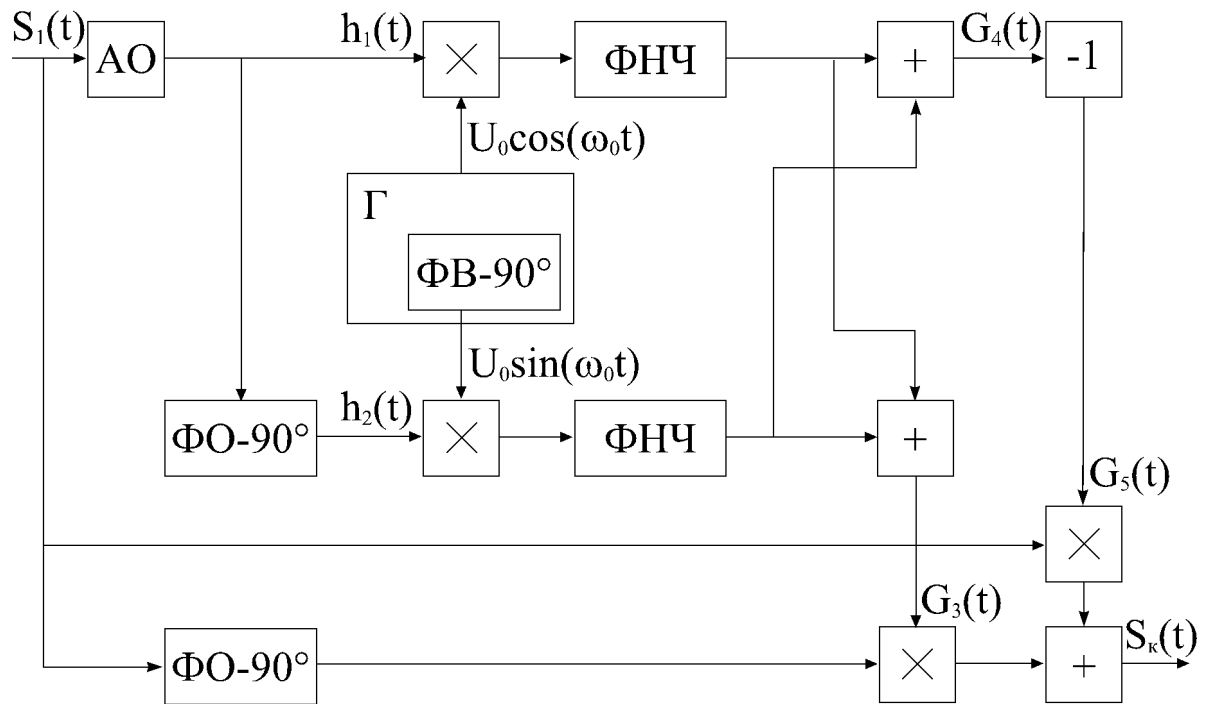


Рисунок 2.4 – Пристрій відновлення когерентного сигналу

2.3 Результати математичного моделювання

Через те, що шум у пристроях перемножування погано корелюється із синусоїдальними сигналами, то його фільтрація починається ще на стадії усування випадкової фази. Так, за результатами імітаційного моделювання для синхронного АМ-детектора (рис. 2.1) у сигналі $S_k(t)$ шум було пригнічено на 16 дБ відносно входу прилаштування компенсації випадкової фази.

З ТЕХНОЛОГІЯ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЧАСТОТИ БЕЗ ДЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛУ

3.1 Змішувач без дзеркального каналу

Скористаємося методом фазової компенсації для перетворювача частоти без дзеркального каналу замість традиційного частотно-вибіркового пригнічування за допомоги досить складних фільтрів.

Нехай на вхід змішувача надходить вхідний сигнал:

$$S_1(t) = A_n \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_c), \quad (3.1)$$

де A_n – амплітуда сигналу;

ω_c – частота радіосигналу;

θ_c – фаза радіосигналу.

Отже, сигнал (3.1) в ортогональному каналі (на виході фазообертача) матиме вигляд:

$$B(t) = A_n \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_c + \pi/2) = -A_n \cdot \sin(\omega_c \cdot t + \theta_c). \quad (3.2)$$

На виході опорного гетеродина присутні сигнали у виді квадратурних складових, зрушені фази на $\pi/2$:

$$S_3(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta_0), \quad (3.3)$$

$$S_4(t) = U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \theta_0), \quad (3.4)$$

де $U_0 = \text{const}$ – амплітуда сигналу опорного гетеродина;

ω_0 – частота опорного гетеродина;

θ_0 – початкова фаза опорного гетеродина.

Знову скористаємося виразом (2.7) для компенсації побічного каналу прийому на частоті дзеркального каналу. Для цього, помножимо вхідний сигнал (3.1) на напругу опорного гетеродина. Тоді в одному квадратурному каналі буде присутній сигнал:

$$S_5(t) = k_1 \cdot A_n \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_c) \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta_0), \quad (3.5)$$

а в іншому –

$$S_6(t) = k_2 \cdot A_n \cdot \sin(\omega_c \cdot t + \theta_c) \cdot U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \theta_0), \quad (3.6)$$

де k_1 і k_2 є коефіцієнтами підсилення помножувачів ортогональних каналів.

Тоді, підставляючи в (2.7) вираз (3.5) і (3.6), на виході суматора буде мати сигнал у виді суми:

$$\begin{aligned} S_7(t) &= S_5(t) + S_6(t) = \\ &= k_1 \cdot A_n \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_c) \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta_0) + k_2 \cdot A_n \cdot \sin(\omega_c \cdot t + \theta_c) \cdot U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \theta_0) = \\ &= A_n \cdot U_0 \cdot \{k_1 \cdot \cos[(\omega_c - \omega_0) \cdot t + \theta_c - \theta_0] + k_1 \cdot \cos[(\omega_c + \omega_0) \cdot t + \theta_c + \theta_0] + \\ &\quad + k_2 \cdot \cos[(\omega_c - \omega_0) \cdot t + \theta_c - \theta_0] + k_2 \cdot \cos[(\omega_c + \omega_0) \cdot t + \theta_c + \theta_0]\} / 2 = \\ &= A_n \cdot U_0 \cdot \{(k_1 + k_2) \cdot \cos(\omega_{\text{пр}} \cdot t + \theta_{\text{пр}}) + (k_1 - k_2) \cdot \cos[(\omega_c + \omega_0) \cdot t + \theta_c + \theta_0]\} / 2, \end{aligned} \quad (3.7)$$

де $\omega_{\text{пр}} = \omega_0 - \omega_3$ – проміжна частота;

$\theta_{\text{пр}} = \theta_0 - \theta_3$ – фаза проміжної частоти.

Для випадку змішувача з підвищенням частоти, необхідно обчислювати різницю сигналів: $s_7(t) = s_5(t) - s_6(t)$.

Зважаючи на те, що за перетворення частоти фази сигналів (3.5) і (3.6), а також фаза сигналу опорного гетеродина не впливають на різницю і суму частот за перетворення частоти, то (3.7) можна записати так:

$$S_7(t) = A_n \cdot U_0 \cdot (k_1 + k_2) \cdot \cos(\omega_{\text{пр}} \cdot t) + \Delta k \cdot \cos[(\omega_c + \omega_0) \cdot t], \quad (3.8)$$

де $\Delta k = k_1 - k_2$.

Величина Δk може набувати два варіанти значень.

Перший: $\Delta k = 0$. Тоді (3.8) матиме вигляд:

$$S_7(t) = A_n \cdot U_0 \cdot (k_1 + k_2) \cdot \cos(\omega_{\text{пр}} \cdot t), \quad (3.9)$$

у якому відсутній дзеркальний канал, а є тільки сигнал, що перенесено на проміжну частоту $\omega_{\text{пр}}$.

Другий: $\Delta k \neq 0$. Тоді в сигналі (3.9) з'явиться невелика залишкова складова сигналу на частоті $\omega_c + \omega_0$:

$$S_7(t) = A_n \cdot U_0 \cdot (k_1 + k_2) \cdot \cos(\omega_{\text{пр}} \cdot t) + \Delta s(t), \quad (3.10)$$

де

$$\Delta s(t) = \Delta k \cdot \cos[(\omega_c + \omega_0) \cdot t]. \quad (3.11)$$

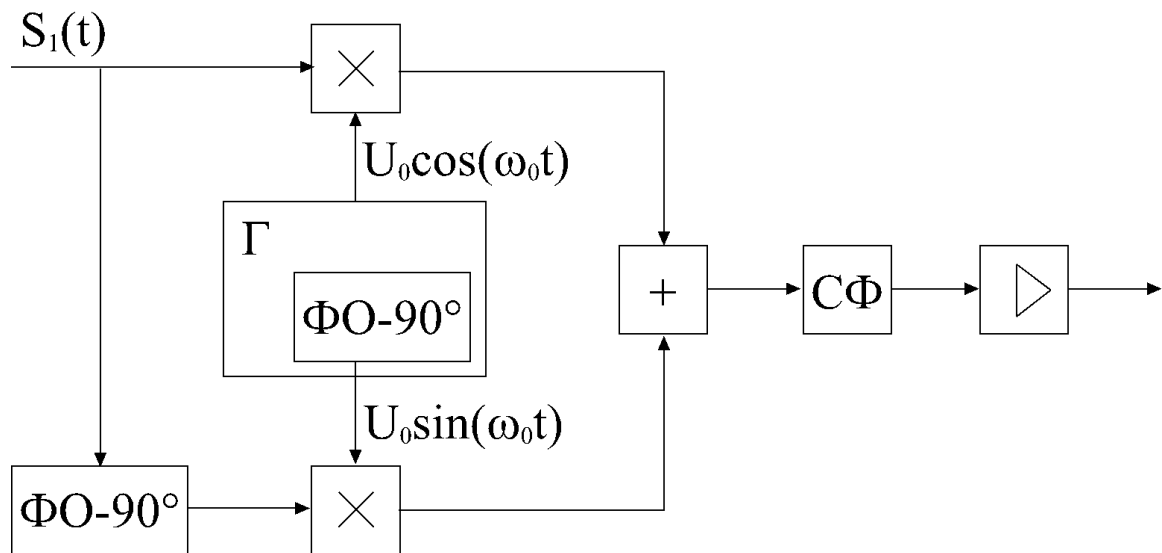
Як видно з (3.11), $\Delta s(t)$ не є залишком дзеркального каналу, оскільки дзеркальний канал має носійну частоту, що відрізняється від частоти корисного радіосигналу f_c на $2 \cdot f_{\text{пр}}$: $f_{\text{з.к}} = f_c + 2 \cdot f_{\text{пр}}$. Оскільки носійна частота сигналу $\Delta s(t)$ $\omega_c + \omega_0 \gg \omega_{\text{пр}}$, то ця складова сигналу (41) може бути легко відфільтрована вихідним смуговим фільтром змішувача. Оскільки $\omega_c + \omega_0 \gg \omega_{\text{пр}}$, то практично повне пригнічення складової $\Delta s(t)$ можна бути досягнуто звичайними RC-фільтрами.

Таким чином, використовуючи вираз (2.7), можна отримати змішувач, що не має дзеркального каналу між прийнятим сигналом і проміжною частотою. За такого підходу, для додаткового пригнічення залишкового сигналу на носійній частоті, можна використовувати прості пасивні фільтри з АЧХ, далекою від ідеальної (з повільним схилом загасання). У цьому

випадку можливе використання звичайного лінійного підсилювача для підсилення сигналу проміжної частоти (замість резонансних підсилювачів) до рівня, необхідного для детектування сигналу. Це дозволяє використання низької проміжної частоти, що спрощує процес фільтрації залишків сигналу і вимикає дрейф нуля підсилювачів як у випадку прямого перетворення частоти.

Тут було розглянуто змішувача зі зниженням частоти, але можливе і підвищення частоти аналогічним чином.

На рисунку 3.1 наведено структурну схему змішувача, що не має на фізичному рівні дзеркального каналу.



ПФ – смуговий фільтр.

Рисунок 3.1 – Структурна схема перетворювача частоти без дзеркального каналу

3.2 Розрахунок величини пригнічення сигналу

Оцінимо величину пригнічення сигналу. Нехай частота сигналу $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c = 1800$ МГц, а проміжна частота $\omega_{пр} = 2 \cdot \pi \cdot f_{пр} = 30$ МГц. Тоді відношення частот становить $\omega_c / \omega_{пр} = 1800 / 30 = 60$ разів чи 6 декад. Якщо звичайний фільтр першого порядку забезпечує загасання 20 дБ/декаду [9, с. 394], то пригнічення відфільтрованого сигналу складе: 6 декад помножити на величину пригнічення (20 дБ/декаду). Тобто, після смугового фільтра забезпечується загасання в 120 дБ. Якщо $\Delta k = 1\%$, що відповідає 0,01 разів чи 40 дБ, то сумарне загасання гармонік вхідного сигналу складе 160 дБ. Ця величина забезпечує відсутність на виході підсилювача високочастотних сигналів на частоті ω_c і дзеркального каналу. Це пояснює те, що синхронні детектори за відходу частоти на кілька десятків герців, що видно з (1.6), припиняють приймати сигнал узагалі. Усе це дозволяє відмовитися від схем супергетеродинів з декількома перетвореннями частоти. Достатнє застосування одного змішувача (рис. 3.1).

ВИСНОВКИ

Таким чином, застосування розроблених оптимальних синхронних лінійних детекторів у системах передачі сигналів і вимірювальних приладів дозволить забезпечити детектування сигналів з мінімальною похибкою навіть за великої швидкості зміни випадкового фазового компонента, внесеної шумом за проходження сигналу каналом зв'язку, що дуже важливо в сучасних широкосмугових системах.

Також слід зазначити, що стабільність задавального (який не перелаштовується) генератора може бути дуже високою і визначатися тільки властивостями обраного типу кварцового резонатора. Отже, стабільність частоти сигналу з усунутою фазовою похибкою дорівнюватиме нестабільності задавального генератора.

Застосування подібних детекторів можливо також у приймачах із прямим перетворенням частоти, що зручно для застосування у СВЧ діапазоні аж до сотень ГГц, тому що за цього відпадає необхідність у перетворенні сигналу з перенесенням на проміжну частоту. Або можливо здійснити перенесення сигналу на низьку проміжну частоту з використанням змішувача, структурну схему якого наведено на рисунку 3.1. Цей змішувач не має дзеркального каналу на фізичному рівні і, як наслідок, знімається проблема параметра пригнічення сигналу за дзеркальним каналом (забезпечується необхідна вибірковість за дзеркальним каналом).

Спільне застосування синхронних детекторів і змішувача, описаних вище, знімає так само і проблему вибіркової за сусіднім каналом (розлаштування на 10 кГц), тому що синхронні детектори не приймають сигнал уже за розлаштувань в кілька десятків герців.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

-
1. Котельников В.А. Теория потенциальной завадостійкості / В.А. Котельников. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – 98 с.
 2. Котельников В.А. Сигналы с максимальной и минимальной вероятностями обнаружения / В.А. Котельников. // Радиотехника и электроника. – 1959. – № 3. – С. 4-15.
 3. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – М.: Советское радио, 1963. – 754 с.
 4. Петрович Н.Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией / Н.Т. Петрович. – М.: Сов. радио, 1965. – 345 с.
 5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. / И.С. Гоноровский. – М.: Сов. Радио, 1977. – 608 с.
 6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. / Б. Скляр. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.
 7. Дингес С.И. Мобильная связь: технология DECT / С.И. Дингес. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 272 с.
 8. Коханов А.Б. Оптимальное синхронное детектирование РАМ сигналов с компенсацией фазового сдвига / А.Б. Коханов, Н.В. Захарченко, И.С. Перекрестов. // Наукові праці УДАЗ ім. А. С. Попова. – 2006. – № 1. – С. 18-22.
 9. Алексеенко А.Г. Микросхемотехника: Учеб. пособие для ВУЗов.- 2-е изд., перераб. и доп. / А.Г. Алексеенко, И.И. Шагурин. – М.: Радио и связь, 1990. – 496 с.