

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДНІПРОВСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

Рязанцев О. В.

**Конспект лекцій**

з дисципліни

**«Радіоприймальні та радіопередавальні пристрої»**

2 частина

освітньо-професійної програми першого (бакалаврського) рівня  
вищої освіти  
зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»  
за освітньо-професійною програмою «Телекомунікації та радіотехніка»

Затверджено:

Редакційно-видавничою  
секцією науково-методичної  
ради ДДТУ

від \_\_\_\_\_ 20\_\_ р. протокол № \_\_\_\_\_

Кам'янське

20\_\_

Розповсюдження і тиражування без офіційного дозволу Дніпровського державного технічного університету заборонено.

Конспект лекцій з дисципліни «Радіоприймальні та радіопередавальні пристрої» (2 частина) освітньо-професійної програми першого (бакалаврського) рівня вищої освіти зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка», укл. Рязанцев О.В., Кам'янське; ДДТУ, 20\_\_ р. – \_\_ с.

Укладач: к.ф.-м.н. Рязанцев О.В.

Відповідальний за випуск:

Зав. каф. «АРРТ»

Рязанцев О. В., к.ф.-м.н.

Рецензент: С'янов О. М., д.т.н., проф. каф. АРРТ

Затверджено на засіданні кафедри апаратури радіозв'язку, радіомовлення і телебачення, від «\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ р., протокол № \_\_\_\_.

Цей конспект лекцій не є оригінальним науковим текстом та укладач не претендує на авторство і першоджерело. Цей текст створено на основі існуючих європейських і вітчизняних практик, нормативних документів, методичних розробок окремих закладів вищої освіти, а також на матеріалах і кейсах Національного агентства і забезпечення якості вищої освіти.

Коротка анотація видання. В конспекті лекцій (2 частина) наведено матеріал, що викладається на лекціях, а також матеріал для самостійної роботи, надані приклади і довідкові дані. Зокрема наведено структури та принципи функціонування основних типів радіоприймальних пристроїв для аналогових та цифрових сигналів та методи обробки цих сигналів.

## ЗМІСТ

1.	Призначення і класифікація РПрП	4
1.1.	Класифікація за призначенням	5
1.2.	Класифікація за діапазоном частот	5
1.3.	Класифікація по виду модуляції	7
1.4.	Класифікація за способом побудови тракту	9
1.4.1.	Приймач прямого посилення	10
1.4.2.	Регенеративний приймач	11
1.4.3.	Супергетеродинний радіоприймач	11
1.4.4.	Приймач прямого перетворення	13
1.5.	Класифікація за способом живлення	15
2.	Якісні показники РПрП	16
2.1.	Чутливість РПрП	16
2.2.	Частотна селективність	17
2.3.	Спотворення сигналу	19
2.4.	Динамічний діапазон РПрП	21
2.5.	Діапазон частот	21
2.6.	Завадостійкість	22
2.7.	Внутрішні шуми РПрП	22
2.7.1.	Коефіцієнт шуму	24
2.7.2.	Шумова температура	26
2.7.3.	Коефіцієнт шуму пасивного чотириполосника	26
2.7.4.	Коефіцієнт шуму багатокаскадного підсилювача	27
2.7.5.	Шумові властивості РПрП	30
3.	Вхідні кола	32
3.1.	Значення та характеристики	32
3.2.	Особливості вхідних облаштувань різних частотних діапазонів	33
3.2.1.	Схеми підключення ВЦ до антени	36
4.	Перетворювачі частоти	36
4.1.	Загальні принципи перетворення частоти	36
4.2.	Загальна теорія перетворення частоти	37
4.3.	Частотна характеристика перетворювача	42
4.3.1.	Лінійний режим роботи ПЧ	43
4.3.2.	Нелінійний режим роботи ПЧ	44
4.4.	Вибір проміжної частоти	45
4.5.	Основні типи перетворювачів частоти	49
	Література	51

## 1. Призначення і класифікація РПрУ

Сучасні облаштування прийому і обробки сигналів (УПОС) складаються з власне радіоприймальних пристроїв (РПрП) і облаштувань обробки сигналів. Під радіоприймальним пристроєм розуміють частину приймального комплексу, що містить тракти радіочастоти, проміжної частоти і демодулятор. Іншу частину, у тому числі декодери, УНЧ і так далі відносять до облаштувань обробки. Радіоприймальним називається пристрій, призначений для прийому, перетворення і посилення повідомлень, що передаються за допомогою електромагнітних хвиль..

У загальному випадку РПрП складається з приймальної антени, приймача і крайового пристрою.

У антені (А) під дією електромагнітного поля виникають електричні коливання, які подаються на вхід приймача.

У приймачі відбувається виділення потрібного сигналу з безлічі інших сигналів. Сигналом називається електричне відображення повідомлення, що несе корисну інформацію. Це звичайно напруга або струм, один з параметрів якого (амплітуда, частота, фаза та ін.) змінюється залежно від характеру повідомлення.

Прийом можна розбити на три етапи:

посилення корисного сигналу;

обробка сигналу, що приймається, з метою зменшення впливу.

Проте це відносно, оскільки, наприклад, перший і другий етапи можуть виконуватися одночасно одним функціональним вузлом.

Відтворюючий пристрій (ВУ) реєструє повідомлення. В якості ВУ може бути гучномовець, кінескоп, друкуюче облаштування (принтер, плоттер, факс) та ін. Повідомлення може також реєструватися іншими пристроями, із запам'ятовуванням потрібної інформації (АЦП, RAM, магнітна стрічка, стример і ін.). Нині телевізійне або звукове повідомлення може прийматися ЕОМ, одночасно оброблятися, записуватися, редагуватися і відтворюватися.

РПрУ класифікуються по їх призначенню, діапазону частот, що приймаються, виду модуляції, способу побудови тракту, способу живлення, місцю установки і так далі. Проте тут також немає чітких меж, оскільки один приймач може поєднувати в собі безліч функцій (приймач з АМ і ЧМ, приймач на ДВ, СВ, КВ, УКВ, портативний зі вбудованим блоком живлення і так далі).

## 1.1.Класифікація за призначенням

Класифікація РПрУ за призначенням приведена на рис. 1.1.

## 1.2.Класифікація за діапазоном частот

Діапазон частот, що приймаються, залежить від призначення РПрУ. Так, для радіомовних приймачів існують наступні діапазони.

Для звукових:

ДВ : від 148 до 285 кГц (новий стандарт) та від 150 до 408 кГц (старий),

СВ : від 525 до 1607 кГц,

КВ : від 3.95 до 26.1 МГц (7 вузьких участків зазначеного ГОСТом),

УКВ I : від 65.8 до 74 МГц,

УКВ II : від 100 до 108 МГц.

Для телевізійних:

МВ : від 48,5 до 230 МГц (12 каналів)

ДМВ : від 470 до 958 МГц (48 каналів)

На ДВ і СВ станції розташовані з кроком 9 кГц. На ДВ всього 15 каналів: 1-й – 153 кГц...15-й – 279 кГц. На СВ усього 120 каналів: 1-й – 531 кГц...120-й – 1602 кГц. На КВ станції розташовані з сіткою 5 кГц, але в одному регіоні з кроком 10 кГц.

За рекомендацією МККРТ (Міжнародний консультативний комітет з радіомовлення і телебачення), спектр радіочастот ділиться на діапазони, які приведені в таблиці.

Таблиця

Хвилі	Назва діапазону	Частоти
100 – 10 км	Мириаметрові	3 – 30 кГц
10 – 1 км	Кілометрові (длинные – ДВ)	30 – 300 кГц
1 – 0,1 км	Гектометрові (середні - СВ)	300 – 3000 кГц
100 – 10 м	Декаметрові (короткі - КВ)	3 – 30 МГц
10 – 1 м	Метрові	30 – 300 МГц
100 – 10 см	Дециметрові	300 – 3000 МГц
10 – 1 см	Сантиметрові	3 – 30 ГГц
10 – 1 мм	Міліметрові	30 – 300 ГГц
1 - 0,1 мм	Дециміліметрові	300 – 3000 ГГц

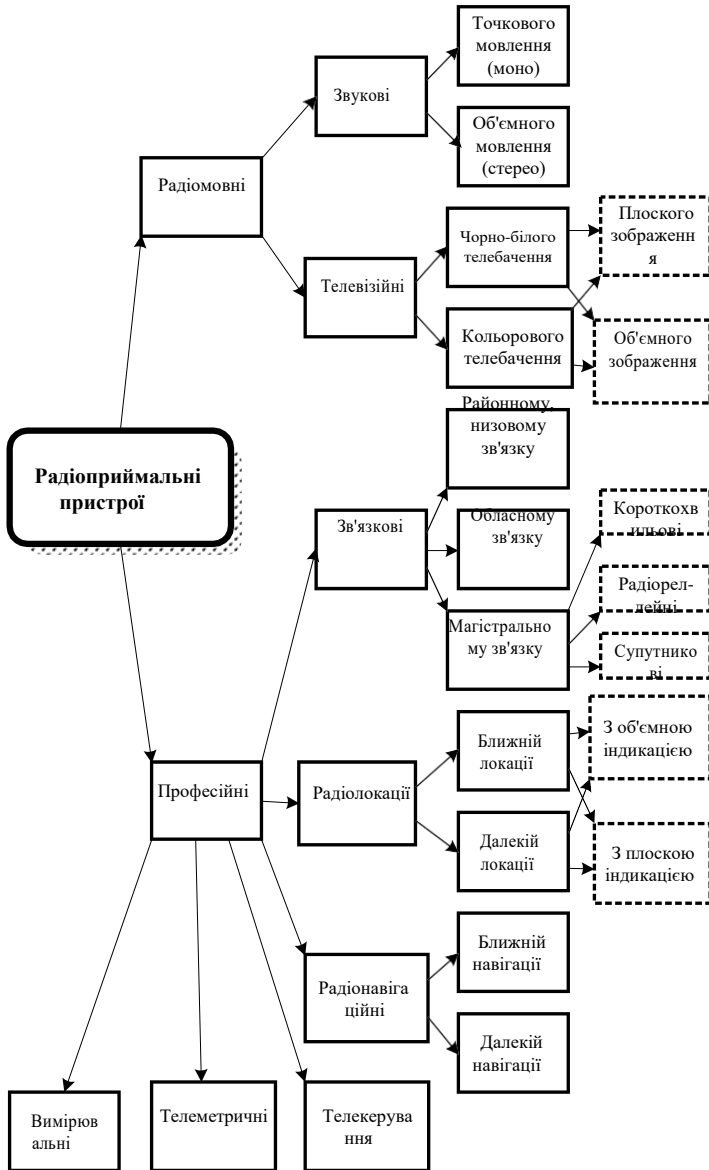


Рис. 1.1

Приймач може бути призначений для роботи на одній або декількох фіксованих частотах, у безперервному або переривчастому діапазоні частот. Для діапазонних приймачів визначається число піддіапазонів, коефіцієнти перекриття для них і запаси перекриття по частоті між піддіапазонами.

### 1.3. Класифікація по виду модуляції

Залежно від виду модуляції сигналів, що приймаються, РПрУ можна розділити на два великі типи: це приймачі з амплітудною модуляцією (АМ) і з частотною модуляцією (ЧМ). Безперервні АМ - сигнали найбільше застосування знайшли в радіомовленні, системах зв'язку, радіоуправління, радіонавігації і телеметрії. АМ - приймачі охоплюють діапазони від ДВ до Кв. Залежно від режиму роботи радіолінії, розрізняють одноканальні і багатоканальні системи. У одноканальних лініях модулює служить одно низькочастотна напруга з діапазоном модулюючих частот від ФМІН (FH) до ФМАКС (FB) або з фіксованою частотою F. Воно безпосередньо модулює сигнал з частотою f, що несе.

У багатоканальних лініях модулюючий сигнал складається з декількох різної низькочастотної напруги, якою спочатку модулюються сигнали з частотами fPi, віддаленими один від одного на рівній інтервал fП, що піднесуть. Потім ці сигнали з тими, що модульованими, що піднесуть складаються і утворюють результуючий сигнал, за допомогою якого модулюється передаваний сигнал з частотою f.

Параметри мовних АМ - сигналів:

діапазон робочих частот: від 148 кГц до 26,1 МГц (ДВ, СВ, КВ діапазони),

$F_B$  – до 5 кГц, проміжна частота  $f_{\text{ПР}} = 465$  кГц,

частотна відстань між сусідніми каналами  $\Delta f_{\text{СК}} - 9$  кГц – для ДВ і СВ, 10 кГц для КВ,

Безперервні ЧМ - сигнали найчастіше застосовуються в радіомовленні і в системах зв'язку, радіоуправління і телеметрії. Зазвичай в приймачах ЧМ ставиться обмежувач амплітуди перед частотним детектором. Оскільки корисна інформація закладена в зміні частоти, то за допомогою обмежувача амплітуди істотно ослабляється паразитна амплітудна модуляція сигналу перешкодами, а це дозволяє поліпшити якість прийому. Радіолінії з частотною модуляцією також можуть бути одноканальними і багатоканальними.

Методи побудови багатоканальних ліній зв'язку з частотною модуляцією для передачі телеграфних, телефонних і телеметричних сигналів розрізняються характером побудови декодуючих пристроїв, що включаються на виході приймача для розділення каналів. Так само, як і в лініях з АМ, власне ЧМ - приймач закачується груповим, або лінійним підсилювачем, з виходу якого неподілені каналні сигнали передаються на декодуючий пристрій. Системи управління з ЧМ сигналами зазвичай будуються так, що для передачі кожного одиничного сигналу управління вибирається певна частота модуляції. Щоб мати необхідний набір різних команд, використовується декілька різних частот модуляції, рівних потрібній кількості команд.

Після частотного детектора в подібних приймачах ставляться фільтри, налаштовані на частоти модуляції сигналу. За кожним фільтром вкладається свій низькочастотний тракт, що при необхідності має підсилювальні каскади.

Параметри вітчизняних мовних ЧМ - сигналів:

діапазон робочих частот: УКВІ (65,8-74 МГц), УКВІІ (100-108 МГц),

девіація –  $\pm (50 \text{ або } 75) \text{ КГц}$ , проміжна частота  $f_{\text{пр}} = 10,7 \text{ МГц}$ ,

$\Delta f_{\text{СК}} - 120 - 180 \text{ КГц}$ .

Слід особливо виділити приймачі сигналів з однією бічною смугою (ОБП), які, як правило, використовуються в телеметрії. Сигнали з ОБП дозволяють практично удвічі звузити ширину спектру сигналу і збільшити дальність дії радіолінії при тій же потужності радіопередавача, що і в лініях з двосмуговими сигналами.

Розрізняють також телевізійний (ТБ) сигнал. У нього амплітудна модуляція з частково пригніченою бічною смугою для зображення і частотна модуляція - для звукового супроводу.

У професійних приймачах часто застосовують дискретні сигнали - амплітудна, частотна, фазова маніпуляція або телеграфія (АТ, ЧТ, ФТ). У радіолокації, радіонавігації, телекеруванні, радіотелеметрії, імпульсному радіозв'язку і у ряді інших областей радіотехніки застосовують імпульсні сигнали. В основному це приймачі метрових, дециметрових і сантиметрових хвиль. Як правило, вони працюють на фіксованих частотах. Перехід від однієї фіксованої частоти до іншої здійснюється або повною зміною високочастотного блоку



або частковою заміною елементів цього блоку і перебудовою гетеродина. Значно рідше такі приймачі мають перебудовувані преселектори.

#### **1.4. Класифікація за способом побудови тракту**

У приймачах застосовується або пряме посилення сигналів до демодулятора, або посилення з гетеродинним перетворенням частоти. Приймачі прямого посилення прості, проте характеризуються порівняно низькими показниками якості. Їх чутливість обмежена таким, що зменшується з підвищенням робочої частоти посиленням, а селективність - можливим числом перебудовуваних в діапазоні частот, зв'язаних в налаштуванні, коливальних контурів і трудністю сполучення великого числа контурів. Приймачі прямого посилення знаходять, як правило, застосування в діапазонах ДВ і СВ. У них підсилювач радіочастоти (УРЧ) посилює сигнали і здійснює основну селекцію. Демодулятор виділяє повідомлення (наприклад, звукової програми), яке через регулятор посилення поступає на підсилювач звукових частот (УЗЧ).

Для підвищення посилення і селективності приймачів прямого посилення застосовують позитивний зворотний зв'язок (ПОС). Міра ПОС зазвичай регулюється, наприклад, конденсатором змінної місткості. Такий приймач називається регенеративним. Недоліки регенеративних приймачів - ускладнення налаштування, залежність параметрів від напруги живлення і інших чинників, значні спотворення сигналів.

У діапазоні УКВ застосовують надрегенеративні приймачі. Принцип надрегенерації полягає в застосуванні глибокої ПОС, достатньої для самозбудження радіочастотних коливань в УРЧ, і в періодичному перериванні самозбудження з надзвуковою частотою. При цьому середнє за період переривання посилення може досягати мільйона, що дозволяє отримати високу чутливість приймача. Проте селективність надрегенеративного приймача невелика.

Приймачі супергетеродинів характеризуються високими показниками якості, проте мають складнішу схему. Вхідний ланцюг (ВЦ) і УРЧ здійснюють посилення і попередню селекцію сигналів, що сприяє зменшенню спотворень в змішувачі перетворювача частоти (ПЧ). У змішувачі відбувається перетворення модульованого коливання з частотою сигналу, що приймається, в модульоване коливання проміжної частоти (постійною для цього приймача) без

зміни форми тієї, що огинає. Частота сигналу, що приймається, визначається частотою гетеродина і проміжною частотою (зазвичай  $f_C = f_H - f_P$ ). Підсилювач ПЧ виконує основну селекцію сигналу, що приймається, і посилює його до рівня, достатнього для нормальної роботи детектора. Постійність налаштування фільтру проміжної частоти (ФПЧ) дозволяє збільшити число резонансних контурів або використати пьезокерамічні, електромеханічні фільтри зосередженої селекції (ФСС), фільтри на ПАВ та ін. Таким чином досягається висока селективність по сусідньому каналу прийому. Чутливість приймачів супергетеродинів майже не залежить від частоти налаштування, оскільки посилення сигналу здійснюється, в основному, в підсилювачі проміжної частоти (УПЧ). Легко досяжний запас посилення дозволяє застосувати систему автоматичного регулювання посилення (АРУ) і розширити тим самим динамічний діапазон приймача. Недолік приймачів супергетеродинів - наявність побічних каналів прийому, з яких основними (найбільш небезпечними) є дзеркальний і прямий канали. Послаблення прийому по побічних каналах здійснюється підвищенням селективності преселектора і лінійності УРЧ, а також правильним вибором значення проміжної частоти  $f_P$ .

У приймачах прямого перетворення частота гетеродина дорівнює частоті сигналу, що приймається, тому ПЧ дорівнює нулю. Отже, модульоване коливання з частотою сигналу, що приймається, перетвориться в змішувачі в напругу повідомлення, яке виділяється ФНЧ, а змішувач є синхронним детектором. Для синхронізації гетеродина необхідно застосовувати систему фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ). Чутливість приймача прямого перетворення визначається посиленням УЗЧ, а селективність - крутизною спаду АЧХ ФНЧ. Достоїнства такого приймача - простота, відсутність високочастотного дзеркального каналу і комбінаційних перешкод. Недоліки - наявність низькочастотного дзеркального каналу прийому, чутливість до наведень фону змінного струму, можливість самозбудження УЗЧ внаслідок великого посилення, підвищене випромінювання з частотою гетеродина, можливість прямого детектування сильних сигналів з АМ від місцевих радіостанцій.

#### **1.4.1. Приймач прямого посилення**

Структурна схема приймача прямого посилення зображена на рис.

1.2.

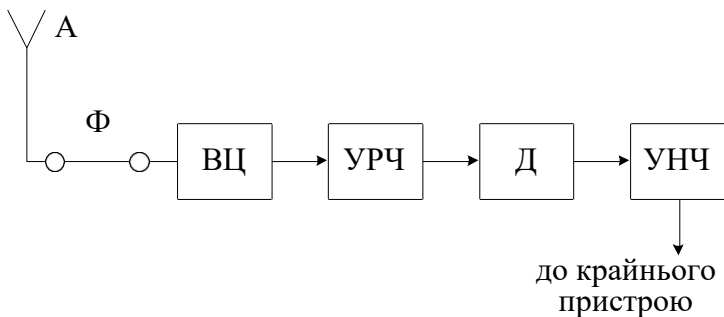


Рис. 1.2

Електромагнітні коливання, що наводяться в антені (А) через сполучний фідер (Ф), подаються у вхідний ланцюг (ВЦ), що представляє резонатор, налаштований на частоту сигналу, що приймається. Виділений сигнал посилюється в підсилювачі радіочастоти (УРЧ), в якому також можуть використовуватися резонансні ланцюги, що додатково забезпечує частотну вибірковість.

Після посилення сигнал детектується: для АМ - сигналу - амплітудним детектором (ПЕКЛО), а для ЧМ - частотним (ЧД). Детектор (Д) з ВЧ - коливання виділяє корисний модулюючий сигнал, який посилюється в підсилювачі низької частоти (УНЧ) і поступає на крайовий виконавчий пристрій.

У приймачі прямого посилення основне посилення здійснюється в УРЧ, коефіцієнт посилення якого  $K_y=10^6-10^7$ .

#### 1.4.2. Регенеративний приймач

Регенеративний приймач - це приймач прямого посилення з позитивним зворотним зв'язком (ПОС) в УРЧ. У нім позитивний зворотний зв'язок періодично міняється з деякою високою частотою (опір, що вноситься в контур, - негативний). Амплітуда коливань, що вносяться, перевищує амплітуду сигналу в  $10^4$  раз.

#### 1.4.3. Супергетеродинний радіоприймач

Структурна схема приймача супергетеродина зображена на рис.1.3.

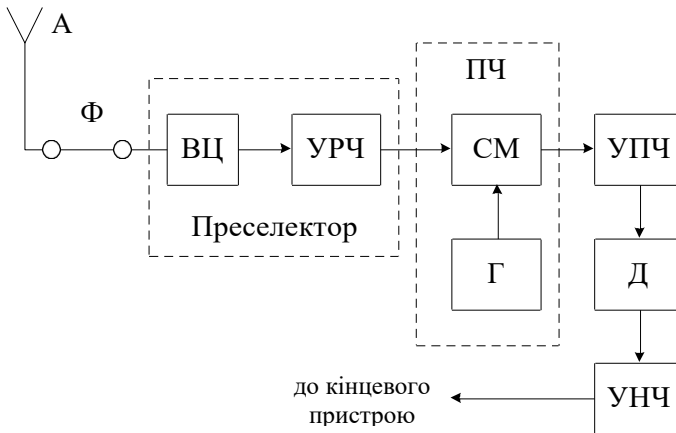


Рис. 1.3

У приймальній антені виникає ЕДС ЕА з частотою сигналу  $f_C$ . Вхідний ланцюг і УРЧ містять резонансні ланцюги, налаштовані на частоту  $f_C$ . Посилена напруга сигналу УС з виходу УРЧ поступає на перетворювач частоти (ПЧ). З виходу ПЧ сигнал поступає на підсилювач проміжної частоти (УПЧ), що містить виборчу систему і власне підсилювач. Частина приймача до ПЧ називають преселектором. ПЧ складається зі змішувача (СМ) і гетеродина (Г). Г - допоміжний генератор, частота якого змінюється разом з налаштуванням преселектора. СМ - нелінійний шестиполіусник, який здійснює перенесення спектру частот з однієї області в іншу. ПЧ, змінюючи частоту сигналу, не впливає на форму модулюючої функції, тобто діє по відношенню до сигналу, що приймається, як лінійний параметричний ланцюг. Тому частину РПрУ до детектора називають лінійною по відношенню до повідомлення, що приймається.

З теорії нелінійних електричних ланцюгів відомо, що якщо на вході СМ діють сигнали з частотами  $f_C$  і  $f_T$ , то на його виході отримаємо ряд комбінаційних частот  $|\pm n f_T \pm m f_C|$ , де  $n, m = 1, 2, 3$ ,

Резонансний ланцюг на виході змішувача налаштований на проміжну частоту  $f_{П} = f_T + f_C$  або  $f_{П} = f_C - f_T$ .

Якщо  $f_T > f_C$  - це верхнє налаштування частоти гетеродина, якщо  $f_T < f_C$  - нижнє налаштування частоти гетеродина.

Частіше, особливо в побутових приймачах,  $f_T < f_C$ , т.е. перетворювач знижує частоту сигналу.

Іноді спектр частот переносять вгору, тоді приймач супергетеродина називають інфрадином.

Якщо сигнал приймають в деякому діапазоні частот, то для збереження постійного значення проміжної частоти частоту гетеродина змінюють разом з налаштуванням преселектора так, щоб

$$f_{\Pi} = f_{\Gamma} - f_{C} = \text{const.}$$

Перетворення частот, що приймаються, в постійну частоту має ряд переваг:

- резонансні ланцюги УПЧ не перебудовують, що спрощує їх конструкцію;
- перенесення спектру в область нижчих частот дозволяє легко здійснити основне посилення в УПЧ;
- використання зниженої частоти дозволяє звужити смугу пропускання (підвищити вибірковість), підвищити коефіцієнт посилення і стійкість УПЧ;
- на низькій частоті схемні рішення простіші.

Приймач супергетеродина має і недолік - наявність побічних каналів прийому, основні з яких - дзеркальний і прямий.

Якщо на вхід приймача поступить сигнал з частотою побічного каналу, рівною  $f_{\text{зк}} = f_{C} + 2f_{\Pi}$ , то після перетворення отримаємо

$$f_{\text{зк}} - f_{\Gamma} = f_{C} + 2f_{\Pi} - f_{\Gamma} = f_{\Gamma} + f_{\Pi} - f_{\Gamma} = f_{\Pi},$$

тобто частота дзеркального каналу перетвориться в частоту  $f_{\Pi}$  і в УПЧ посилюється також, як і частота сигналу. З діаграми, приведеної на мал. 1.4, видно, що дзеркальний канал може бути пригнічений тільки в преселекторі.

Якщо частота сусіднього каналу то після перетворення отримаємо:

$$f_{\Gamma} - f_{\text{СК}} = f_{\Gamma} - (f_{C} - \Delta f) = f_{\Pi} + \Delta f.$$

Сусідній канал не потрапляє в смугу УПЧ, тобто вибірковість по сусідньому каналу забезпечується в УПЧ.

Прямий канал - це частота, співпадаюча з частотою налаштування УПЧ -  $f_{\Pi}$ .

#### 1.4.4. Приймач прямого перетворення

На рис. 1.5 приведена структурна схема приймача прямого перетворення.

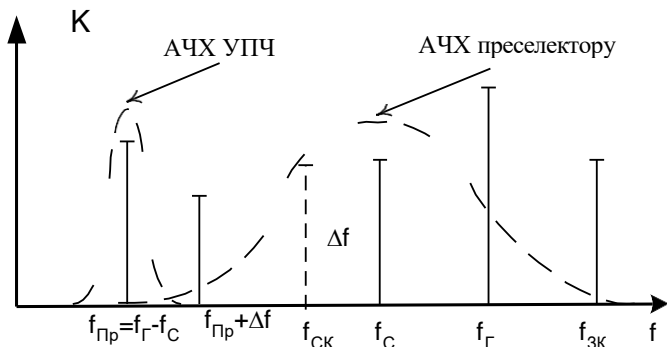


Рис.1.4

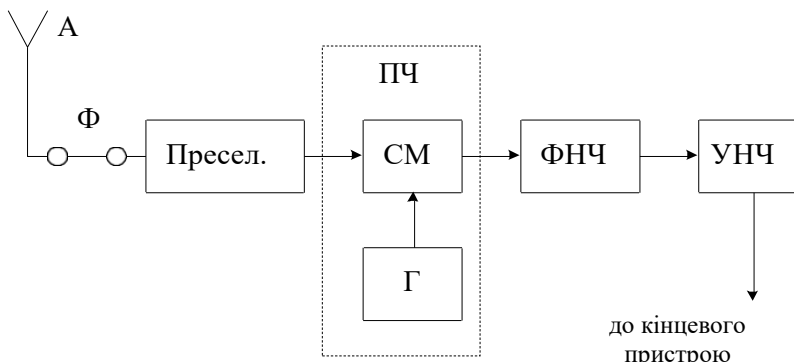


Рис. 1.5

Так, для телефонного каналу смуга повідомлення, що приймається, рівна 3кГц. Частота гетеродина має бути відбудована від частоти сигналу, що приймається, на (0,5 - 1) кГц так, щоб на виході СМ не було нульового биття.

У такому приймачі основне посилення здійснюється в УНЧ, коефіцієнт посилення якого  $K_U = 104 - 106$ . Таке посилення дозволяє отримати чутливість до доль мікрвольт.

Перевагою такого приймача є простота, недолік - наявність двох бічних смуг прийому.

До приймачів прямого перетворення відноситься синхродин, схема якого представлена на мал. 1.6, де ЦС - ланцюг синхронізації; СГ - синхронний гетеродин.

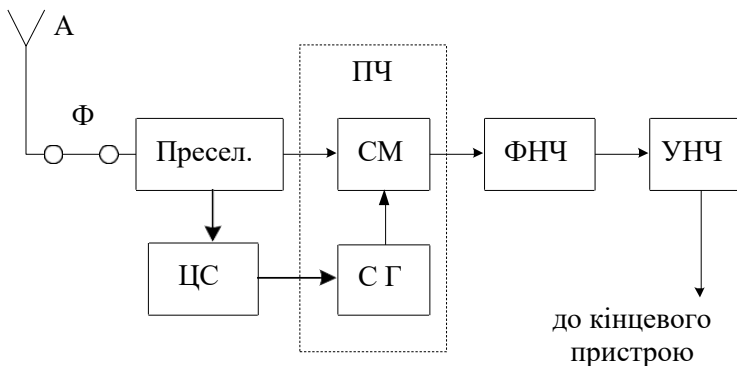


Рис. 1.6

Можлива побудова асинхронного приймача з двома квадратурними каналами. При цьому не потрібна синхронізація до фази.

### 1.5. Класифікація за способом живлення

За способом живлення РПрУ ділять на приймачі:

- з автономним або зовнішнім джерелом;
- від акумуляторів (батареї) або мережі;
- з універсальним джерелом живлення.

Ці способи часто поєднуються один з одним, тому тут чітких меж немає.

## 2. Якісні показники РПрУ

Сучасні РПрУ характеризуються великим числом показників і експлуатаційно-технічних характеристик. Розглянемо деякі з них без урахування призначення РПрУ.

Основні показники РПрУ повинні визначати міру його придатності для прийому сигналів в умовах дії перешкод.

До основних показників відносяться:

- Чутливість.
- Вибірковість (частотна селективність).
- Завадостійка, стабільність роботи.
- Рівень спотворень сигналів, що приймаються.
- Динамічний діапазон.
- Діапазон частот, що приймаються.
- Електромагнітна сумісність.
- Надійність.
- Габарити, вага (особливо актуально на літальних апаратах).
- Вартість.

Розглянемо деякі з них детальніше.

### 2.1. Чутливість РПрУ

Під чутливістю розуміють здатність приймача приймати слабкі сигнали. Кількісно чутливість оцінюється мінімальним рівнем сигналу, що приймається, при якому ще забезпечується нормальне функціонування виконавчого пристрою, при заданому відношенні сигнал/шум на виході приймача.

На помірні високі частотах чутливість оцінюється мінімальною ЕДС або мінімальною напруженістю поля, для більш високих частот - мінімальною потужністю сигналу на вході приймача.

Розрізняють чутливість, обмежену посиленням (потенційну), реальну, порогову, тангенціальну і максимальну (граничну).

Чутливість, обмежена посиленням, характерна для приймачів з порівняно малим посиленням в умовах, коли власні шуми мало впливають на прийом, тобто вона визначається заданою потужністю на виході.

Реальна чутливість враховує вплив власних шумів. Вона визначається як мінімальний рівень сигналу на вході, що реалізовує задане співвідношення сигнал/шум, при якому на виході РПрУ забезпечується нормальна потужність (50 мВт для апаратів з



номінальною вихідною потужністю більше 150 мВт і 5 мВт для апаратів з номінальною вихідною потужністю 150 мВт і менш). Для АМ це - 20 дБ, для ЧМ - 26 дБ, для ЧМ - стерео - 36 дБ.

Максимальна (порогова або гранична) чутливість відрізняється від реальної тим, що вона виміряна при співвідношенні сигнал/шум на виході детектора 6 дБ).

Тангенціальна чутливість (рис. 2.1) використовується для оцінки приймачів імпульсних сигналів.

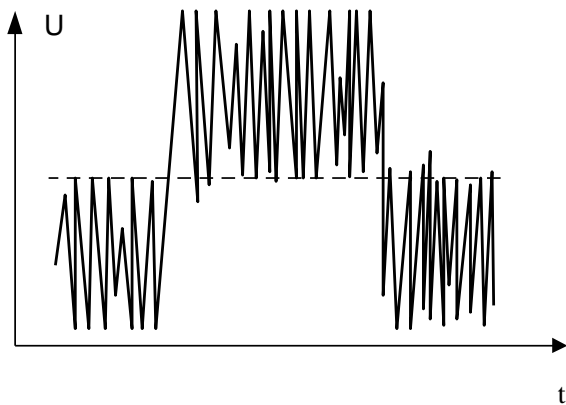


Рис. 2.1

Вона дорівнює мінімальній потужності сигналу, при якій на екрані осцилографа (у емпірі напруги на виході детектора) спостерігається збіг верхньої і нижньої межі шумів за відсутності і наявності сигналу.

Іноді для характеристики чутливості РПрУ вводять оцінки коефіцієнта шуму, еквівалентної шумової температури і т.д.

## 2.2. Частотна селективність

Частотною селективністю називається властивість приймача виділяти корисний сигнал з безлічі інших сигналів, відмінних по частоті.

При оцінці селективності за частотною характеристикою каскадів РПрУ використовують співвідношення

$$\sigma_{\Delta f} = 20 \lg \frac{K_0}{K_{\Delta f}} \text{ [дБ]},$$

де  $K_0$  – резонансний коефіцієнт передачі,

$K_{\Delta f}$  – коефіцієнт передачі при заданому розладі  $\Delta f$ .

Крива селективності приведена на рис. 2.2.

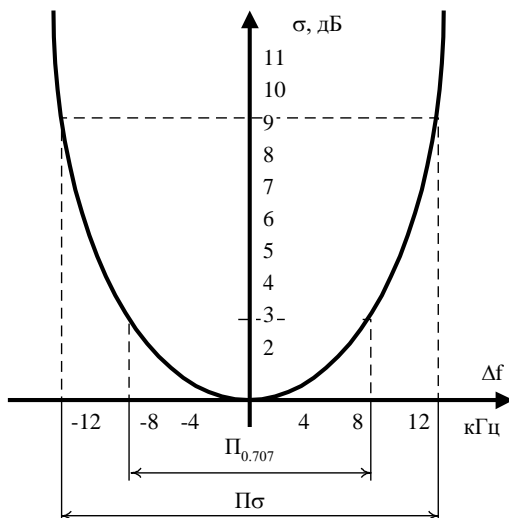


Рис. 2.2

Величина  $\sigma$  характеризує послаблення сигналу, що заважає, при розладі.

Ідеальною з точки зору селективності є прямокутна характеристика, де в смузі прийому  $\sigma=0$ , а за її межах  $\sigma \rightarrow \infty$ .

Можна говорити, що селективність - це функція, зворотна до амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) виборчих ланцюгів приймача. У смузі прийому, для ідеального каскаду, коефіцієнт передачі нескінченний, а за її межами - дорівнює нулю.

Зазвичай смугу пропускання вимірюють на рівні.

$$\sigma = -3 \text{ дБ} \left( \frac{K}{K_0} = 0,707 \right) \text{ або } \sigma = -6 \text{ дБ} \left( \frac{K}{K_0} = 0,5 \right);$$

Міра близькості реальної характеристики до ідеальної оцінюється коефіцієнтом прямокутності

$$k_{\Pi\sigma} = \frac{\Pi_{\sigma}}{\Pi_{0,7}},$$

де  $\Pi_{0,7}$  – смуга пропускання на рівні 0,7,

$\Pi_{\sigma}$  – смуга пропускання при послабленні  $\sigma$

Для ідеальної характеристики  $k_{\Pi\sigma} = 1$ , а для реальної  $k_{\Pi\sigma} > 1$ .

Іноді в літературі зустрічається величина, зворотна коефіцієнту прямокутності.

При оцінці РПрУ однією з основних оцінок є селективність по сусідньому каналу. У ДВ- і СВ- діапазонах частоти радіомовних станцій, що несуть, розподілені з кроком 9 кГц, а в УКВ - 120 кГц. Селективність по сусідньому каналу визначається ФСС УПЧ (для супергетеродинів).

Приймач супергетеродина окрім селективності по сусідньому каналу характеризується селективністю по побічних каналах і передусім на частотах дзеркального і прямого каналу. Ці види селективності визначаються преселектором.

Якщо для оцінки селективності на вхід РПрУ підключають одне джерело сигналу, то в цьому випадку говорять про односигнальну селективність, яка визначається тільки лінійними селективними ланцюгами.

У реальних умовах на вході РПрУ є присутніми декілька сигналів, які можуть взаємодіяти між собою за рахунок нелінійності приймального тракту.

Для точнішої оцінки впливу перешкод, що враховує нелінійні ефекти при одночасній дії сигналу і перешкоди, використовують багатосигнальні методи виміру селективності (в основному двох або трьохсигнальний методи) - таким чином, отримують реальну селективність (вибірковість).

### 2.3. Спотворення сигналу

Усі спотворення сигналу, створювані РПрУ, можна розділити на лінійні і нелінійні.

Лінійними спотвореннями є неточність в передачі співвідношень між різними спектральними складовими сигналу. Міра лінійних спотворень оцінюється за частотними характеристиками окремих каскадів і усього тракту РПрУ.

Частотна характеристика приймача по усьому тракту називається кривій вірності або вірністю відтворення.

За частотною характеристикою визначають значення верхніх  $F_B$  і нижніх  $F_H$  частот пропускання, смугу пропускання  $\Delta F = F_B - F_H$  коефіцієнт нерівномірності АЧХ на нижній  $M = \frac{K_0}{K_H}$  і верхній

$$M_B = \frac{K_0}{K_B} \text{ частотах.}$$

Нелінійними спотвореннями сигналу, що приймається, називають ефект появи у вихідному сигналі спектральних складових, відсутніх у вхідному сигналі. Для РПрУ під вхідним сигналом слід розуміти низькочастотну модулюючу напругу.

Нелінійні спотворення оцінюються за наступними параметрами:

– коефіцієнт нелінійних спотворень

$$k_H = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}};$$

– коефіцієнт гармонік

$$k_G = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1};$$

– коефіцієнт інтермодуляційних спотворень

$$k_{II} = \frac{\sqrt{(U_{f_2-f_1} + U_{f_2+f_1})^2 + (U_{f_2-2f_1} + U_{f_2+2f_1})^2 + \dots}}{U_{f_2}},$$

де  $U_1, U_2 \dots$  - діючі (чи амплітудні) значення напруги першої, другої і так далі гармонік вихідного колювання.

Ряд параметрів оцінює міру нелінійних спотворень в режимі прийому стереофонічних сигналів. Сюди відносяться перехідні загасання, пригнічення надтональних частот і їх комбінацій із звуковими частотами.

Крім того, до нелінійних спотворень слід віднести фон мережі, генерацію і мікрофонний ефект. Їх зменшують різними рішеннями схемотехнік (для зменшення фону мережі - стабілізатори живлення, для пригнічення мікрофонного ефекту - незначна, на декілька Гц, зміна частоти сигналу, прийнятого мікрофоном).

## 2.4. Динамічний діапазон РПрУ

Динамічним діапазоном РПрУ прийнято називати відношення максимального вхідного сигналу до мінімального:

$$D = 20 \lg \left[ \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \right];$$

Рівень максимального сигналу обмежений допустимими нелінійними спотвореннями, що виникають із-за перевантаження останніх каскадів УПЧ. Мінімальний рівень вхідного сигналу визначається чутливістю приймача.

У сучасному РПрУ  $D = 60 \div 120$  дБ.

Розширення динамічного діапазону досягається підвищенням чутливості і підвищенням діапазону дії АРУ.

## 2.5. Діапазон частот

Діапазоном робочих частот називається смуга, в межах якої може перебувуватися РПрУ.

Відносна ширина діапазону оцінюється коефіцієнтом перекриття

$$k_D = \frac{f_{0 \max}}{f_{0 \min}};$$

Значення  $k_D$  обмежено в першу чергу конструктивними можливостями змінного конденсатора, у якого

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} \approx 25 \div 50, \text{ тогдa}$$

$$k_D = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} \approx 5 \div 7;$$

З урахуванням паразитних місткостей реальне  $k_D \leq 2 \div 3$  і значення зменшується із зростанням частоти.

Часто діапазон частот розбивають на піддіапазони, при цьому, діапазони частково перекривають один одного для забезпечення можливості налаштуватися на будь-яку частоту в межах усього діапазону.

Зазвичай перебувувються по піддіапазону, використовуючи конденсатори змінної місткості. Але в деяких приймачах перебувудову здійснюють змінними індуктивностями або пов'язаними індуктивностями (варіометри, ферроваріометри). Такий спосіб знайшов широке застосування в старих автомобільних приймачах.

## 2.6. Завадостійкість

Завадостійка характеризує здатність РПрУ забезпечувати прийом переданих сполучень із заданою достовірністю.

Для кількісної оцінки завадостійкої використовують:

- 1) при прийомі дискретних сигналів - вірогідність помилки при заданому співвідношенні сигнал/шум;
- 2) при прийомі аналогових сигналів - необхідне відношення сигнал/шум на вході РПрУ при заданому відношенні сигнал/шум на виході;
- 3) для телефонних каналів - артикулярний критерій (розбірливість мови);
- 4) в радіолокації застосовують вірогідність неправдивої тривоги. Це вірогідність того, що станеться фіксація неіснуючої мети.

## 2.7. Внутрішні шуми РПрУ

Навіть при короткозамкнутому вході приймача або підсилювача на їх виході завжди є напруга, обумовлена власними (внутрішніми) перешкодами. Ці перешкоди можна розділити на дві основні групи.

До першої групи слід віднести перешкоди, обумовлені недостатньою фільтрацією пульсацій джерела живлення і наведення зовнішніх полів. Рівень цих перешкод можна знизити за допомогою рішень схемотехнік або конструктивних.

До другої групи перешкод відносять власні флуктуаційні шуми, обумовлені тепловими і електричними процесами в ланцюгах. Флуктуаційні шуми принципово неусувні і є головною причиною обмеження чутливості.

Будь-який ланцюг, що має омичний опір, являється источник- кому теплового шуму.

Середній квадрат значення ЕДС шуму визначається формулою Найквіста для нескінченно малої смуги df

$$\overline{dE_{III}^2} = 4kTRdf,$$

де  $k \approx 1,38 \cdot 10^{-23}$   $\frac{\text{Дж}}{\text{град}}$  – постійна Больцмана,

T – абсолютна температура шумлячого ланцюга,

R – омичний опір шумлячого ланцюга.

В цьому випадку шумлячий ланцюг з опором  $R$  можна представити у вигляді ідеального нешумлячого опору  $R$  і еквівалентного генератора ЕДС  $dE_{\text{ш}}$ . Якщо перейти від генератора

току  $dI_{\text{ш}}$ , то шумлячий ланцюг представляється у провідності  $G = \frac{1}{R}$ , підключеною паралельно генератору току

$$\overline{dI_{\text{ш}}^2} = 4kTGdf.$$

Для розрахунків інтерес представляє шумова ЕДС для смуги, обмеженої частотною характеристикою РПРУ.

Середній квадрат напруги шуму на виході РПРУ:

$$\overline{U^2} = 4kTR \int_0^{\infty} K^2(f) df,$$

де  $K(f)$  – коефіцієнт передачі виборчого підсилювача.

За еквівалентну ЕДС шуму приймають величину  $E_{\text{ш}} = \frac{U_{\text{ш}}}{K(f_0)}$ , де

$U_{\text{ш}} = \sqrt{\overline{U_{\text{ш}}^2}}$ ,  $K(f_0)$  — коефіцієнт передачі на частоті налаштування  $f_0$ .

Враховуючи, що спектр шуму в смузі прийому є величиною пості-

йною, можна записати:  $E_{\text{ш}}^2 = 4kTR \int_0^{\infty} \frac{K^2(f)}{K^2(f_0)} df$ ,

де  $\Pi_{\text{э}} = \int_0^{\infty} \left| \frac{K(f)}{K(f_0)} \right| df$  – ефективна шумова смуга прийому.

На практиці для поодинокого контура зазвичай  $\Pi_{\text{э}} \approx 1,1 \cdot \Pi_{0,707}$ , для резонансних ланцюгів більш високого порядку  $\Pi_{\text{э}} \approx \Pi_{0,707}$ .

Тоді використовуючи поняття шумової смуги пропускання, запишемо ЕДС і струм шуму таким чином:

$$E_{\text{ш}}^2 = 4kTR\Pi_{\text{э}}^2, I_{\text{ш}}^2 = 4kTG\Pi_{\text{э}}^2.$$

### 2.7.1. Коефіцієнт шуму

Розглянемо підсилювальний каскад з входним опором  $R_{ВХ}$ , до входу якого підключений еквівалентний генератор з внутрішнім опором  $R_{И}$ , що створює ЕДС (рис.2.3):

$$E_{Ш} = 4kTRП_{\ominus} \quad (2.1)$$

Потужність шуму, що виділяється на опори

$$P_{Ш} = \frac{E_{Ш}^2 \cdot R_{ВХ}}{(R_{И} + R_{ВХ})^2} \cdot$$

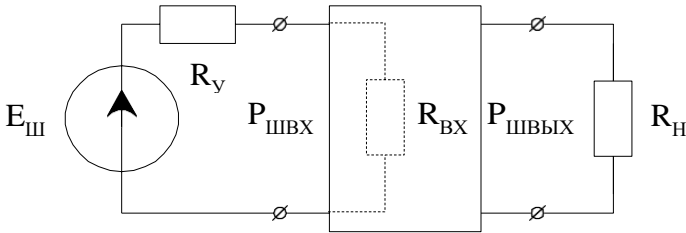


Рис. 2.3

У разі узгодження (за  $R_{И} = R_{ВХ}$ ) чотириполюснику віддається максимально можлива потужність шуму  $P_{Ш.ВХ.НОМ}$ .

$$P_{Ш.ВХ.НОМ} = \frac{E_{Ш}^2}{4R_{ВХ}} = \frac{E_{Ш}^2}{4R_{И}}, \quad (2.2)$$

Вона називається номінальною потужністю шуму джерела (на вході), і не залежить від опору джерела.

Підставляючи (2.1) в (2.2) маємо

$$P_{Ш.ВХ.НОМ} = kTП_{\ominus}$$

У реальних умовах підсилювальний каскад може бути не погоджений з джерелом сигналу ( $R_{ВХ}$ ), тоді, ввівши поняття коефіцієнта розузгодження



$$b = \frac{P_{\text{Ш.ВХ.}}}{P_{\text{Ш.ВХ.НОМ}}}, \quad (2.3)$$

можна записати:  $P_{\text{Ш.ВХ.}} = bP_{\text{Ш.ВХ.НОМ}} = bkT\Pi_{\text{Э}}$ .

На виході підсилювача діє потужність шуму  $P_{\text{Ш.ВЫХ.}}$ , яка складається з посиленних шумів джерела сигналу  $P_{\text{Ш.ВЫХ.ИД}}$

$$P_{\text{Ш.ВЫХ.}} = P_{\text{Ш.ВЫХ.ИД}} + P_{\text{Ш.СОБ.}}$$

Если сам усилитель не шумит, то есть является идеальным с точки зрения шумов, то мощность шума на его выходе

$$P_{\text{Ш.ВЫХ.ИД}} = P_{\text{Ш.ВЫХ.}} \cdot K_p = bkT\Pi_{\text{Э}}K_p, \quad (2.4)$$

где  $K_p = \frac{P_{\text{Ш.ВЫХ.ИД}}}{P_{\text{Ш.ВХ.}}}$  – коефіцієнт посилення підсилювача по потужності.

Відмінність  $P_{\text{Ш.ВЫХ.}}$  реального (що шумить) підсилювача від  $P_{\text{Ш.ВЫХ.ИД}}$  – ідеального характеризує його шумові властивості.

Величина, що показує в скільки разів потужність шумів на виході реального підсилювача  $P_{\text{Ш.ВЫХ.}}$  більше потужності шумів на виході ідеального підсилювача  $P_{\text{Ш.ВЫХ.ИД}}$ , називається коефіцієнтом шуму

$$\text{Ш} = \frac{P_{\text{Ш.ВЫХ.}}}{P_{\text{Ш.ВЫХ.ИД}}} = \frac{P_{\text{Ш.ВЫХ.ИД}} + P_{\text{Ш.СОБ.}}}{P_{\text{Ш.ВЫХ.ИД}}} = 1 + \frac{P_{\text{Ш.СОБ.}}}{bkT\Pi_{\text{Э}}K_p} \quad (2.5)$$

Для ідеального підсилювача  $\text{Ш} = 1$ .

Для однозначності оцінки коефіцієнта шуму за джерело сигналу умовно приймають генератор ЭДС, що знаходиться при кімнатній температурі  $T_0=293$  К ( $20^\circ\text{C}$ ), тоді коефіцієнт шуму - це відношення повної вихідної потужності шумів до тієї частини цих шумів на виході, яка обумовлена тепловим шумом опору джерела при кімнатній температурі

$$\text{Ш} = 1 + \frac{P_{\text{Ш.СОБ.}}}{bkT_0\Pi_{\text{Э}}K_p}.$$

Можна дати іншу інтерпретацію поняттю коефіцієнта шуму. На вході підсилювача сигнал є присутнім завжди на тлі шумів і характеризується

відношенням  $\frac{P_{C.VX.}}{P_{Ш.VX.}}$ . Після проходження підсилювача додаються

власні шуми і співвідношення сигнал/шум на виході  $\frac{P_{C.VЫX.}}{P_{Ш.VЫX.}}$  буде менше ніж на вході. *Коефіцієнт шуму характеризує в скільки разів погіршується відношення сигнал/шум при проходженні сигналу через підсилювач*

$$Ш = \frac{\frac{P_{C.VX.}}{P_{Ш.VX.}}}{\frac{P_{C.VЫX.}}{P_{Ш.VЫX.}}} = \frac{P_{C.VX.} \cdot P_{Ш.VЫX.}}{P_{Ш.VX.} \cdot P_{C.VЫX.}}$$

На практиці часто коефіцієнт шуму виражають в дБ

$$Ш_{дБ} = 10 \lg Ш$$

### 2.7.2. Шумова температура

Разом з коефіцієнтом шуму широко використовується поняття шумової температури:

$$T_{Ш} = (Ш - 1) \cdot T_0, \quad Ш = 1 + \frac{T_{Ш}}{T_0} = \frac{T_0 + T_{Ш}}{T_0} \quad (2.6)$$

*Шумова температура характеризує власні шуми і показує, на скільки градусів має бути нагрітий еквівалент антени, щоб викликані ним шуми на вході дорівнювали власним шумам. При цьому покладається, що сам чотириполюсник не шумить.*

Поняття шумової температури зручно застосовувати до малошумливих підсилювачів, коефіцієнт шуму яких близький до одиниці.

### 2.7.3. Коефіцієнт шуму пасивного чотириполюсника

Еквівалентна схема ланцюга з пасивним чотириполюсником (ЧП) має вигляд, представлений на рис. 2.4.

Сумарна вихідна потужність ЧП з неузгодженим навантаженням

$$P_{Ш.VЫX.} = b k T_0 P_{\text{вх}},$$

де  $b$ - коефіцієнт розузгодження виходу пасивного ЧП з входом подальшого активного.

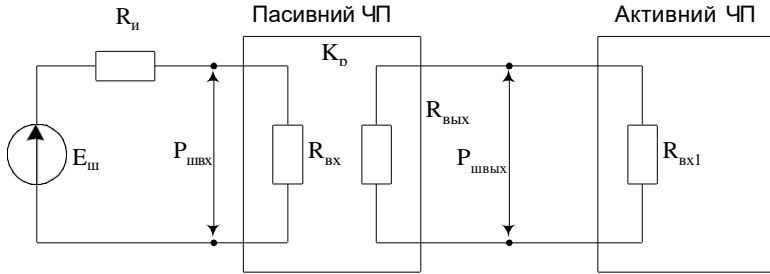


Рис. 2.4

Якщо ЧП що ідеальний, що не шумить, то при  $R_{и}=R_{вх}$

$$P_{ш.ввых.ид.} = K_p k T_0 \Pi_{э.}$$

Тоді за визначенням

$$\Pi = \frac{P_{ш.ввых}}{P_{ш.ввых.ид.}} = \frac{b}{K_p} .$$

При узгодженні ЧП с навантаженням  $R_{ввых}=R_{вх1}$  и  $b=1$ , тоді

$$\Pi = \frac{1}{K_p} ,$$

тобто чим більше коефіцієнта передачі по потужності пасивного ЧП, тим менше його коефіцієнт шуму (при  $K_p \rightarrow 1$ ,  $\Pi \rightarrow 1$ ).

#### 2.7.4. Коефіцієнт шуму багатокаскадного підсилювача

Розглянемо коефіцієнт шуму багатокаскадного підсилювача (рис. 2.5), якщо відомі коефіцієнти передачі по потужності  $K_{p1}$  і коефіцієнти шуму  $\Pi_i$  кожного каскаду, а також коефіцієнти загальний коефіцієнт посилення по потужності

$$K_{p\Sigma} = K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3}$$

Потужність шуму на виході першого каскаду

$$P_{шввых1} = P_{швх1} \cdot K_{p1} + P_{шсоб1} ,$$

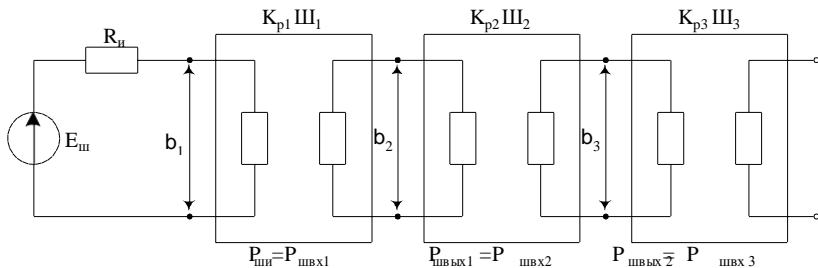


Рис. 2.5

де  $P_{швх1} = b_1 k T_0 \Pi_{\Sigma}$  номінальна потужність джерела шуму.

Потужність шуму на виході другого каскаду

$$P_{швх2} = P_{швх1} \cdot K_{p2} + P_{шсоб2} = P_{швх1} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} + P_{шсоб1} \cdot K_{p2} + P_{шсоб2}$$

Потужність шуму на виході  $i$ -го каскаду

$$P_{швхi} = P_{швх1} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot \dots \cdot K_{pi} + P_{шсоб1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} \cdot \dots \cdot K_{pi} + P_{шсоб2} \cdot K_{p3} \cdot \dots \cdot K_{pi} + \dots + P_{шсобi}$$

Якби підсилювач сам не шумів, то потужність шуму на його виході була б рівна

$$P_{швхид} = P_{швх1} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} \cdot \dots \cdot K_{pi} = P_{швх1} \cdot K_{p\Sigma}$$

Тоді згідно з визначенням коефіцієнта шуму:

$$\Pi_{\Sigma} = \frac{P_{швх}}{P_{швхид}} = 1 + \frac{P_{шсоб1}}{P_{швх1} \cdot K_{p1}} + \frac{P_{шсоб2}}{P_{швх1} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots + \frac{P_{шсобi}}{P_{швх1} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot \dots \cdot K_{pi}}$$

Вирази для коефіцієнтів шуму окремих каскадів відповідно до (2.5) запишуться у виді

Для першого каскаду

$$\Pi_1 = 1 + \frac{P_{шсоб1}}{b_1 k T_0 \Pi_{\Sigma} K_{p1}}$$

Для другого каскаду

$$\Pi_2 = 1 + \frac{P_{шсоб2}}{b_2 k T_0 \Pi_{\Sigma} K_{p2}}$$

$$\frac{P_{\text{ШСОБ}2}}{b_2 k T_0 \Pi_3 K_{P2}} = \text{Ш}_2 - 1$$

Для і-го каскаду

$$\text{Ш}_i = 1 + \frac{P_{\text{ШСОБ}i}}{b_i k T_0 \Pi_3 K_{Pi}}$$

звідси

$$\frac{P_{\text{ШСОБ}i}}{b_i k T_0 \Pi_3 K_{Pi}} = \text{Ш}_i - 1.$$

З урахуванням виразів для коефіцієнтів шуму окремих каскадів отримуємо (рис. 2.4)

$$\text{Ш}_\Sigma = \text{Ш}_1 + \frac{b_2}{b_1} \frac{\text{Ш}_2 - 1}{K_{P1}} + \frac{b_3}{b_1} \frac{\text{Ш}_3 - 1}{K_{P1} \cdot K_{P2}} + \dots + \frac{b_i}{b_1} \frac{(\text{Ш}_i - 1)}{K_{P1} \dots K_{Pi-1}} \quad (2.7)$$

Розглянемо коефіцієнт перед другим доданком з урахуванням того, що  $\frac{P_{\text{ШВХ}}}{P_{\text{ШВХНОМ}}} = \frac{P_{\text{ВХ}}}{P_{\text{НОМ}}}$ , а

$$\frac{b_2}{b_1 K_{P1}} = \frac{P_{\text{ШВХ}2} / P_{\text{ШВХ}2\text{НОМ}}}{(P_{\text{ШВХ}1} / P_{\text{ШВХ}1\text{НОМ}})(P_{\text{ВХ}1} / P_{\text{ВХ}1\text{НОМ}})} = \frac{P_{\text{ВХ}1\text{НОМ}}}{P_{\text{ВХ}2\text{НОМ}}} = \frac{P_{\text{ВХ}1\text{НОМ}}}{P_{\text{ВХ}1\text{НОМ}}} = \frac{1}{K_{P1\text{НОМ}}},$$

де  $K_{P1\text{НОМ}}$  – номінальний коефіцієнт посилення по потужності (при узгодженні по входу і виходу) каскаду, відповідно

$$\frac{b_3}{b_1 K_{P1} K_{P2}} = \frac{1}{K_{P1\text{НОМ}} K_{P2\text{НОМ}}} \text{ і т.д.}$$

тоді

$$\text{Ш}_\Sigma = \text{Ш}_1 + \frac{\text{Ш}_2 - 1}{K_{P1\text{НОМ}}} + \frac{\text{Ш}_3 - 1}{K_{P1\text{НОМ}} \cdot K_{P2\text{НОМ}}} + \dots \quad (2.8)$$

З отриманих співвідношень виходить, що результуюче значення коефіцієнта шуму для багатокаскадного підсилювача в основному визначається значеннями  $\text{Ш}_1$  і  $K_{P1}$  першого підсилювального каскаду.

Для багатокаскадних підсилювачів з обліком (2.6) і (2.8) маємо

$$T_{\text{Ш}} = T_{\text{Ш}1} + \frac{b_2}{b_1} \frac{T_{\text{Ш}2}}{K_{P1}} + \frac{b_3}{b_1} \frac{T_{\text{Ш}3}}{K_{P1} \cdot K_{P2}}$$

### 2.7.5. Шумові властивості РПрУ

Шумові властивості приймача (мал. 2.6), по аналогії з багатокаскадним підсилювачем, оцінюються коефіцієнтом шуму.

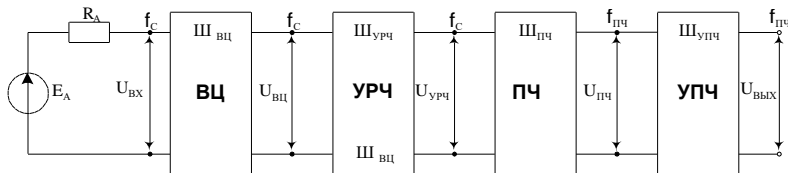


Рис. 2.6

Джерелом сигналу приймача є антена.

Для радіотракту можна записати

$$Ш_{Пр} = Ш_{ВЦ} + K_{рВЦНОМ} \frac{Ш_{УРЧ} - 1}{K_{рВЦНОМ}} + K_{рВЦНОМ} \frac{Ш_{ПЧ} - 1}{K_{рУРЧНОМ}} + K_{рВЦНОМ} \frac{Ш_{УПЧ} - 1}{K_{рУРЧНОМ} \cdot K_{рПЧНОМ}}, \quad (2.10)$$

де  $Ш_{ВЦ}$ ,  $Ш_{УРЧ}$ ,  $Ш_{ПЧ}$ ,  $Ш_{УПЧ}$  - коефіцієнти шуму відповідно вхідному ланцюгу, УРЧ, перетворювача частоти, УПЧ,  $K_{рВЦНОМ}$ ,  $K_{рУРЧНОМ}$ ,  $K_{рПЧНОМ}$ ,  $K_{рУПЧНОМ}$  - коефіцієнти посилення по потужності відповідно до вхідного ланцюга, УРЧ, перетворювача частоти, УПЧ.

Коефіцієнт шуму приймача значною мірою залежить від того, чи є УРЧ, чи ні, оскільки  $Ш_{УРЧ} < Ш_{ПЧ}$ .

На виході приймача сигнал є присутнім на тлі шумів і характеризується відношенням

$$\frac{P_{СВЫХ}}{P_{ШВЫХ}} = \gamma_{ВЫХ}^2.$$

За визначенням, чутливість приймача - це така потужність на його вході  $P_{СВХ} = P_A$ , при якій на виході забезпечується потрібна потужність при заданому співвідношенні сигнал/шум  $\gamma_{ВЫХ}^2$ .

Тоді чутливість, ограничену внутрішніми шумами приймача можна записати в виде

$$P_{\text{СВХ}} = P_{\text{А}} = \frac{P_{\text{СВЫХ}}}{K_{\text{Р}}} = \frac{P_{\text{СВЫХ}}}{K_{\text{Р}}} \frac{P_{\text{ШВЫХ}}}{P_{\text{ШВЫХ}}} = \frac{P_{\text{ШВЫХ}}}{K_{\text{Р}}} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2. \quad (2.11)$$

За визначенням

$$\Pi_{\text{ПР}} = \frac{P_{\text{ШВЫХ}}}{kT_0 \Pi_{\text{Э}} K_{\text{Р}}},$$

звідси

$$P_{\text{ШВЫХ}} = \Pi_{\text{ПР}} kT_0 \Pi_{\text{Э}} K_{\text{Р}}. \quad (2.12)$$

Подставив (2.12) в вираження (2.11) получимо

$$P_{\text{А}} = kT_0 \Pi_{\text{Э}} \Pi_{\text{ПР}} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2 = k(T_0 + T_{\text{ШПР}}) \Pi_{\text{Э}} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2.$$

Вираження встановлює залежність чутливості приймача від його коефіцієнта шуму, або шумової температури.

Якщо чутливість виражена як ЭДС в ланцюзі антени, то використовуючи співвідношення

$$P_{\text{А}} = \frac{E_{\text{А}}^2}{4R_{\text{А}}},$$

отримаємо співвідношення, що описує зв'язок чутливості приймача з його коефіцієнтом шуму

$$E_{\text{А}} = \sqrt{4kT_0 \Pi_{\text{Э}} R_{\text{А}} \Pi_{\text{ПР}} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2}, \quad (2.13)$$

або

$$E_{\text{А}} = \sqrt{4k(T_0 - T_{\text{ШПР}}) \Pi_{\text{Э}} R_{\text{А}} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2}. \quad (2.14)$$

Отже, для "збільшення" чутливості приймача необхідно:

- зменшувати шуми радіотракту;
- звужувати смугу прийому;

- зменшувати необхідне  $\gamma_{\text{ВЫХ}}^2$  (за рахунок застосування завадостійких сигналів);

### 3. Вхідні кола

#### 3.1. Значення та характеристики

Вхідним ланцюгом (ВЦ) називають пасивну частину схеми радіоприймального пристрою (РПрУ), що зв'язує систему антенного фідера (АФ) з входом першого активного елемента (АЭ), - це підсилювач радіочастоти (УРЧ) або перетворювач частоти (ПЧ).

Призначення ВЦ - передача корисного сигналу від антени до входу першого активного елемента РПрУ і попередня фільтрація перешкод від побічних каналів.

ВЦ - це лінійний чотириполюсник, представляючий частотно-вибірчу систему (ЧИС) і що складається з одного або декількох селективних елементів, що виділяють сигнал, що приймається (рис. 3.1).

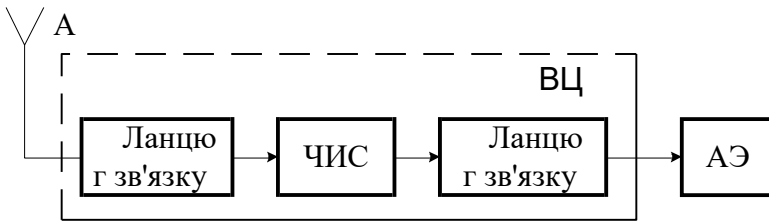


Рис. 3.1

На рис. 3.1  $m$  – коефіцієнт зв'язку антени з ВЦ, а  $n$  – коефіцієнт зв'язку ВЦ з АЭ (навантаженням).

ВЦ може бути налаштована на фіксовану частоту або перебудовуватися в межах заданого діапазону.

Залежно від виду антени ВЦ класифікують як ВЦ з налагодженою або ненастроєною антеною.

Антену вважається налагодженою, якщо її власна резонансна частота співпадає з частотою налаштування ВЦ, інакше антена є ненастроєною.

#### **Основні характеристики ВЦ:**

- коефіцієнт передачі по напрузі, тобто відношення напруги сигналу на вході першого каскаду  $U_{\text{вх}}$  до напруги сигналу в антені  $U_{\text{вх}}^{\text{к.ЭДС}}$

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{U_{\text{вх}}}{E_{\text{А}}};$$



- коефіцієнт передачі по потужності

$$K_{\text{ВЦР}} = \frac{P_{\text{ВХ}}}{P_{\text{А}}};$$

- смуга пропускання  $2f$  це ширина області частот з допустимою нерівномірністю  $K_{\text{ВЦ}} (2\Delta f)$ ;

- селективність - характеризує зменшення коефіцієнта передачі при заданому розладі  $f (K (f))$  в порівнянні з його значенням при резонансі  $K_0 = K(f_0)$

$$\sigma = \frac{K(f_0)}{K(f)};$$

- перекриття заданого діапазону частот. Перебудова може здійснюватися дискретно або плавно. Коефіцієнт перекриття діапазону рівний

$$k_{\text{П}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}};$$

- остійність параметрів ВЦ при перебудові по діапазону, при зміні параметрів антени і активного елементу.

ВЦ разом з підсилювачем сигналів радіочастоти називають преселектором, і вони забезпечують селективність по побічних каналах і загальну попередню фільтрацію перешкод;

### 3.2. Особливості вхідних облаштувань різних частотних діапазонів

При роботі на частотах нижче 100 Мгц контур ВЦ реалізують на зосереджених LC елементах. Схеми різних ВЦ відрізняються один від одного ланцюгами зв'язку і видами фільтрів. В якості фільтрів у ВЦ найчастіше використовують поодинокі коливальні контури.

На рис. 3.2-3.6 приведені практичні схеми зв'язку ВЦ, що найчастіше зустрічаються, з антеною і активним елементом.

На рис 3.2,а - приведена схема з трансформаторним зв'язком між контуром ВЦ L До, СК і антеною; і с автотрансформаторним зв'язком з першим активним елементом.

На рис. 3.2,б приведена схема з ємнісним зв'язком контура ВЦ з антеною і з автотрансформаторним зв'язком з активним елементом.

Якщо як активний елемент використовується польовий транзистор, то за рахунок великого вхідного опору включення контура може бути повним.

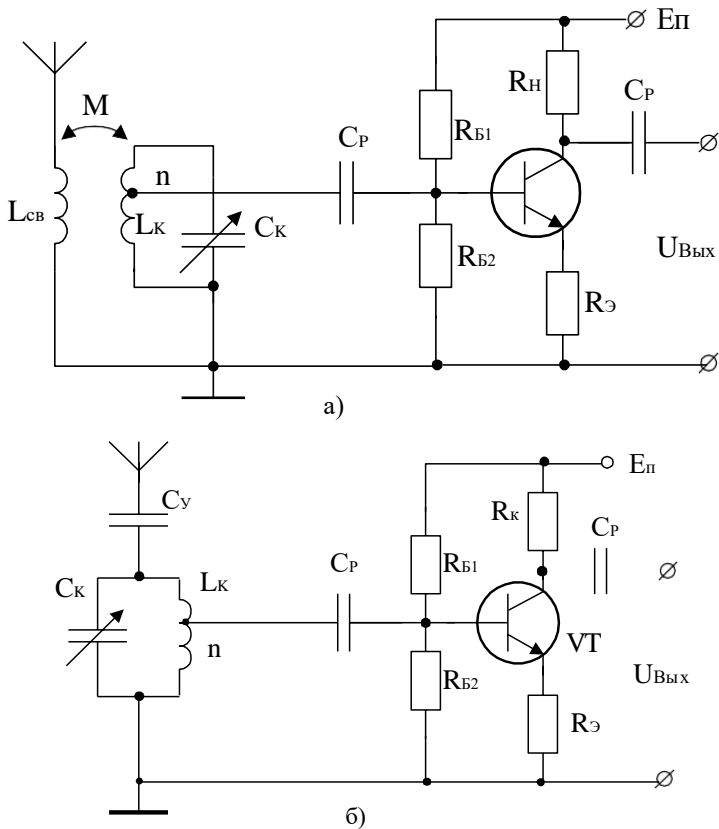


Рис. 3.2

На рис 3.3 приведена схема ВЦ і УРЧ. Зв'язок контура ВЦ  $L_{к1}C_{к1}$  с антенною ємнісна через  $C_{СВА}$ , с навантаженням - усередині ємнісна, через  $C_{С}$  вн. Конденсатори  $C_{П С1}$  і  $C_{П С2}$  введені для компенса розкиду параметрів контура  $L_{к}$ ,  $C_{к}$ . Якщо як активний елемент використовується польовий транзистор, то за рахунок великого вихідного опору включення контура може бути повним.

На рис.3.4 приведена схема двоконтурної ВЦ, в якій зв'язок першого контура з антенною трансформаторний. Зв'язок між контурами — внутрішньоємнісна через  $ССВ_2$  і внешнеємкостная, через  $C_{СВ1}$ .

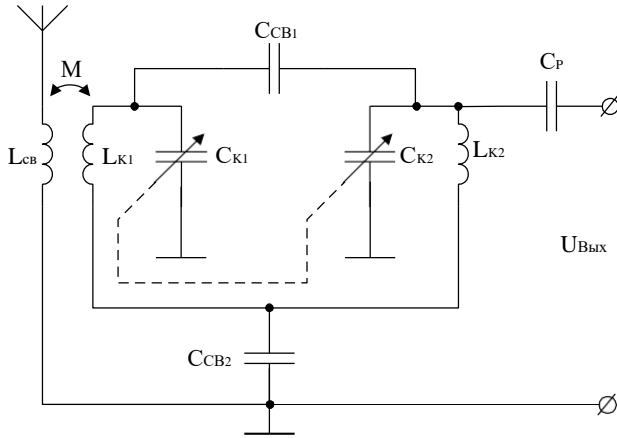


Рис. 3.4.

Двоконтурна ВЦ дозволяє підвищити селективність преселектора по побічних каналах, проте вимагає складного налаштування і зведеного КПЕ.

### 3.2.1. Схеми підключення ВЦ до антени

Найбільш поширений трансформаторний зв'язок (мал. 3.5, а), який може, як буде показано нижче, працювати в режимах подовження і укорочення.

Автотрансформаторний зв'язок зазвичай застосовують при роботі від штирьових антен (рис 3.5, б). Внешнеемкостная зв'язок (мал. 3.5, в і г) може мати досить високий коефіцієнт передачі, але має значну нерівномірність КВЦ по діапазону, тому переважна для розтягнутих діапазонів, а також для ВЦ з індуктивним налаштуванням. Внутрішньоємнісний зв'язок (мал. 3.5, д) застосовується при антенах з малою місткістю і дозволяє реалізувати досить постійний коефіцієнт передачі ВЦ по діапазону. Для отримання більшої постійності коефіцієнта передачі застосовують конденсатор  $C_{ук}$ .

Комбінований зв'язок (трансформаторна і ємнісна, мал. 3.5, е) забезпечує високе значення  $K_0$ , малу нерівномірність  $K_0$  по діапазону, проте гірше ослабляються високочастотні побічні канали.

## 4. Перетворювачі частоти

### 4.1 Загальні принципи перетворення частоти

Перетворювачем частоти називатимемо пристрій, що здійснює перенесення спектру радіосигналу з однієї області частот в іншу без зміни його структури, отже, без зміни закону модуляції сигналу.

Перетворювач частоти (мал. 5.1) містить змішувач СМ і допоміжний генератор, що називається гетеродином Г. До складу перетворювача може входити фільтр Ф, необхідний для виділення корисного продукту перетворення.

У загальному випадку перетворення частоти можна розглядати як результат перемножування напруги сигналу

$$u_C = U_C \cos \omega_C t + \varphi_C \quad (5.1)$$

і напруга гетеродина

$$u_G = U_G \cos(\omega_G t + \varphi_G). \quad (5.2)$$

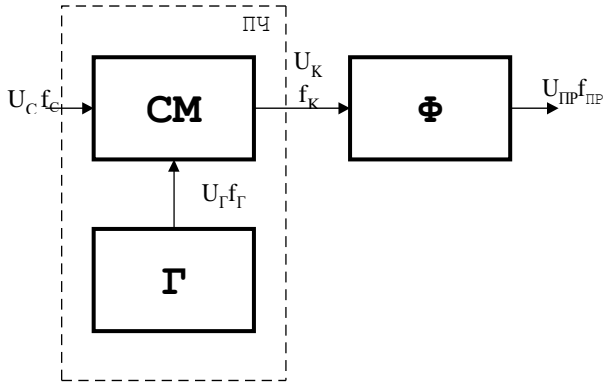


Рис. 5.1

Перемножити напругу можна двома способами: за допомогою нелінійного елементу НЭ або за допомогою лінійного ланцюга зі змінними параметрами (параметричний ланцюг). У загальному випадку в результаті перетворення двох напруги на виході змішувача з'являється безліч комбінаційної складової напруги з частотами

$$\omega_K = |\pm k\omega_\Gamma \pm n\omega_C|,$$

де  $k$  і  $n$  - цілі позитивні числа.

Фільтр  $\Phi$  виділяє напругу однієї з комбінаційних частот, яка і береться за проміжну.

В результаті на виході фільтру формується напруга перетвореної частоти

$$u_{ПЧ} = K_{ПЧ} U_\Gamma U_C \cos(\omega_{ПЧ} t + \varphi_{ПЧ}) = U_{ПЧ} \cos(\omega_{ПЧ} t + \varphi_{ПЧ}), \quad (5.3)$$

де  $K_{ПЧ}$  - постійний коефіцієнт, залежний від параметрів перетворювача.

Амплітуда, частота і фаза перетвореної напруги мають той же закон зміни (закон модуляції), що і напруга сигналу.

Перетворювач частоти характеризується в основному тими ж якісними показниками, що і підсилювач радіочастоти.

## 4.2 Загальна теорія перетворення частоти

Розглянемо основні положення загальної теорії перетворення частоти. Будь-який змішувач можна розглядати як нелінійний

шестиполіусник (рис 5.2), на виході якого включено виборче навантаження  $Z_H$ , налаштоване на проміжну частоту.

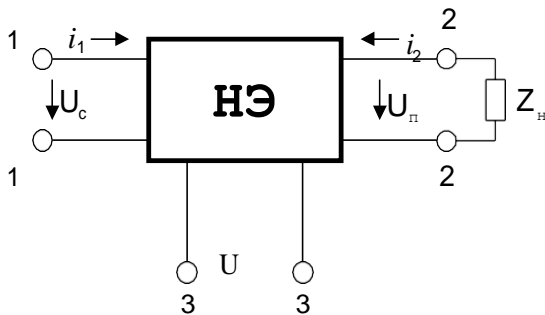


Рис. 5.2

На входах шестиполіусника діють напруги сигналу, гетеродина і проміжної частоти, відповідно (5.1)(5.2)(5.3).

Вихідний струм змішувача  $i_2$  можна представити, як функцію трьох змінних

$$i_2 = \phi ( u_{\Gamma}, u_C, u_{\Pi} ).$$

При нормальній роботі змішувача напруги  $u_C$  і  $u_{\Pi}$  малі в порівнянні з  $u_{\Gamma}$  і функцію можна розкласти в ряд Тейлора по мірах крихти змінних  $u_C$  і  $u_{\Pi}$ , обмежуючись при цьому трьома першими членами ряду

$$i_2 = \phi(u_{\Gamma}) + \frac{\partial \phi(u_{\Gamma})}{\partial u_C} u_C + \frac{\partial \phi(u_{\Gamma})}{\partial u_{\Pi}} u_{\Pi}.$$

Тут перший доданок є складовою вихідного струму, яка обумовлена дією  $u_{\Gamma}$ , при  $u_C = u_{\Pi} \approx 0$ . Другий доданок характеризує приріст вихідного струму, викликаний дією сигналу, а третє - реакція змішувача при дії на виході напруги проміжної частоти.

Введемо позначення:

$$i_{\Gamma} = \phi(u_{\Gamma}); \quad g_{21} = \frac{\partial \phi(u_{\Gamma})}{\partial u_C}; \quad g_{22} = \frac{\partial \phi(u_{\Gamma})}{\partial u_{\Pi}}, \quad (5.4)$$

де  $g_{21}$  - миттєве значення провідності прямої дії для напруги сигналу;

$g_{22}$  - миттєве значення вихідної провідності СМ для напруги проміжної частоти.

З урахуванням введених позначень можна записати

$$i_2 = i_\Gamma + g_{21}u_C + g_{22}u_\Pi. \quad (5.5)$$

Помітимо, що величини  $i_\Gamma$ ,  $g_{21}$ ,  $g_{22}$  визначаються лише за наявності  $u_\Gamma$ , тобто вони є періодичними функціями часу і можуть бути розкладені в ряд Фур'є

$$\begin{aligned} i_\Gamma &= \sum_{k=0}^{\infty} I_k \cos k\omega_\Gamma t, \\ g_{21} &= \sum_{k=0}^{\infty} G_{21}^{(k)} \cos k\omega_\Gamma t, \\ g_{22} &= \sum_{k=0}^{\infty} G_{22}^{(k)} \cos k\omega_\Gamma t, \end{aligned} \quad (5.6)$$

де  $I_k$ ,  $G_{21}^{(k)}$  і  $G_{22}^{(k)}$  - амплитуди  $k$ -ї гармоніки тока гетеродина  $i_\Gamma$ , провідність прямого дії  $g_{21}$  і вихідній провідності  $g_{22}$  відповідно.

Підставивши співвідношення (5.6) в (5.5) і врахувавши значення  $u_C$  і  $u_\Pi$ , згідно (5.1) і (5.3), отримуємо твір двох косинусів. Заміняючи їх косинусами сумарних і різницевих аргументів, отримуємо вираження для струму на виході СМ (НЭ)

$$\begin{aligned} i_2 &= \sum_{k=0}^{\infty} I_k \cos k\omega_\Gamma t + \frac{1}{2} U_C \sum_{k=0}^{\infty} G_{21}^{(k)} \left[ \cos(k\omega_\Gamma t + \omega_C t + \varphi_C) + \cos(k\omega_\Gamma t - \omega_C t - \varphi_C) \right] + \\ &+ \frac{1}{2} U_\Pi \sum_{k=0}^{\infty} G_{22}^{(k)} \left[ \cos(k\omega_\Gamma t + \omega_\Pi t + \varphi_\Pi) + \cos(k\omega_\Gamma t - \omega_\Pi t - \varphi_\Pi) \right]. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Вираження (5.7) показує, що вихідний струм змішувача  $i_2$  складається з частотами  $k\omega_\Gamma$  і комбінаційні частоти виду

$$\omega_k = \pm k\omega_\Gamma \pm \omega_C,$$

при цьому одну із складових приймають за проміжну частоту, наприклад,

$$\omega_\Pi = k\omega_\Gamma - \omega_C.$$

Визначимо у вираженні (5.7) складову струму з частотою. Як правило, перетворення відбувається на першій гармоніці частоти, тобто  $k=1$ . Тоді, враховуючи виборчі властивості навантаження, за рахунок другого доданку (5.7) при  $k=1$  і третього доданку при  $k=0$  отримаємо

$$i_{\Pi} = \frac{1}{2} G_{21}^{(1)} U_C \cos \omega_{\Pi} t - \varphi_C + G_{22}^{(0)} U_{\Pi} \cos \omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi} .$$

Переходячи до комплексних амплітуд, можна записати

$$I_{\Pi} = \frac{1}{2} G_{21}^{(1)} \dot{U}_C + G_{22}^{(0)} \dot{U}_{\Pi} . \quad (5.8)$$

Співвідношення (5.8) називається рівнянням прямого перетворення частоти. У змішувачі разом з прямим перетворенням можливо і зворотне перетворення частоти. Фізичний сенс його полягає в наступному: якщо до вихідних затисків змішувача прикласти напругу проміжної частоти, то, за наявності гетеродинної напруги, у вхідному ланцюзі протікатиме струм з частотою сигналу. Таке перетворення частоти можливе лише у тому випадку, якщо змішувач має нелінійну провідність зворотної дії  $g_{12}$ , що періодично змінюється з частотою гетеродина.

Рівняння зворотного перетворення частоти можна отримати, представивши струм ІС як функцію напруги  $u_{\Gamma}$  і двох малих змінних  $u_{\Pi}$  і  $u_C$ . Тоді по аналогії з прямим перетворенням отримаємо

$$I = \frac{1}{2} G_{12}^{(k)} \dot{U}_{\Gamma} + G_{11}^{(0)} \dot{U}_C , \quad (5.9)$$

де  $G_{12}^{(k)}$  амплітуда  $k$ - тієї гармоніки провідності зворотної дії  $g_{12}$  для напруги проміжної частоти;

$^{(0)}$  - постійна складова вхідної провідності  $g$

На підставі рівнянь прямого і зворотного перетворення частоти можна визначити внутрішні параметри перетворювача:

внутрішня провідність прямої дії (крутизна прямого ( $k$ ) перетворення)  $g_{21n} = \frac{1}{2} G_{21}^{(k)}$  ;

- внутрішня вихідна провідність  $g_{22n} = G_{22}^{(0)}$ ;

- внутрішня провідність зворотної дії (крутизна зворотного

перетворення)  $g_{12n} = \frac{1}{2} G_{12}^{(k)}$ ;

- внутрішня провідність  $g_{11n} = G_{11}^{(0)}$ . 11



Оскільки внутрішні параметри змішувача є комплексними величинами, то характеризувати роботу змішувача можна системою рівнянь

$$\left. \begin{aligned} I_C &= Y_{1\Pi\Pi} \dot{U}_C + Y_{12\Pi\Pi} \dot{U}_\Pi \\ I_\Pi &= Y_{2\Pi\Pi} \dot{U}_C + Y_{22\Pi\Pi} \dot{U}_\Pi \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

Отже, перетворювач можна представити у вигляді квазілінійного чотириполюсника,  $Y$ , що характеризується, - параметрами. Еквівалентна схема заміщення перетворювача частоти матиме вигляд, представлений на рис 5.3.

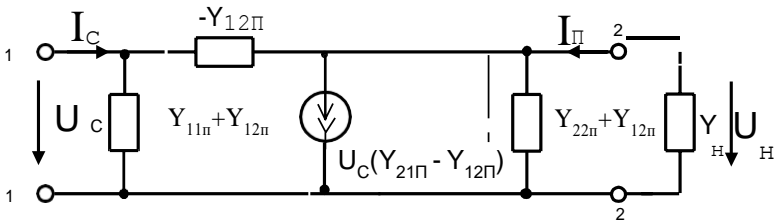


Рис. 5.3

Еквівалентна схема перетворювача і підсилювального каскаду аналогічні, відрізняються лише значення параметрів. Тому аналогічно підсилювальному каскаду можна визначити зовнішні параметри перетворювача.

Коефіцієнт посилення

$$K = \frac{U_\Pi}{U_C} = - \frac{Y_{21\Pi\Pi}}{Y_{22\Pi\Pi} + Y_H} \quad (5.11)$$

Вхідна провідність

$$\dot{Y}_{\text{ВХ}} = \frac{\dot{I}_C}{U_C} = Y_{11\Pi\Pi} - Y_{12\Pi\Pi} \frac{Y_{21\Pi\Pi}}{Y_{22\Pi\Pi} + Y_H}$$

Вихідна провідність

$$\dot{Y}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\dot{I}_\Pi}{U_\Pi} = Y_{22\Pi\Pi} - Y_{21\Pi\Pi} \frac{Y_{12\Pi\Pi}}{Y_{11\Pi\Pi} + Y_H}$$

де  $Y_H$  - провідність джерела сигналу.

У разі, коли можна нехтувати зворотним перетворенням, тобто коли  $Y_{12n} = 0$ , получимо

$$\bar{Y}_{ВХ} = \bar{Y}_{1П}, \quad \bar{Y}_{ВЫХ} = \bar{Y}_{22П}.$$

При розрахунку перетворювача необхідно знати його параметри, які можуть бути визначені декількома способами: аналітичний, графоаналітичний, експериментальними вимірами. Аналітичний і графоаналітичний способи дають результати з точністю до 10%. Более точні результати можна отримати тільки експериментальними вимірами  $Y$ - параметрів. Проте на практиці часто задовольняються меншою точністю; застосувавши усереднені дані:

- для біполярних транзисторів

$$|S_{ПР}| = |Y_{21ПР}| = (0,4 \div 0,8) |Y_{21}|;$$

$$G_{22ПР} = (0,5 \div 0,8) |Y_{22}|;$$

$$G_{11ПР} = (0,5 \div 0,8) |Y_{11}|;$$

$$S_{ОБР} = |Y_{12ПР}| = (0,2 \div 0,8) |Y_{12}|.$$

де  $Y_{11}$  і  $Y_{21}$  – параметри транзисторів в режимі посилення на частоті сигналу;

$Y_{22}$  і  $Y_{12}$  – параметри транзистора в режимі посилення на проміжній частоті;

- для польових транзисторів

$$S_{ПР} = 0,25 S_{МАХ},$$

де  $S_{МАХ}$  – максимальне значення крутизни в режимі посилення.

Для польових транзисторів справедлива рівність

$$Y_{12П} = Y_{11П} = 0.$$

Це означає відсутність зворотного перетворення і високий вхідний опір.

### 4.3 Частотна характеристика перетворювача

Частотною характеристикою перетворювача називається залежність його вихідної напруги (чи коефіцієнта посилення) від частоти сигналу, що подається на вхід, при постійному значенні частоти гетеродина.

### 4.3.1 Лінійний режим роботи ПЧ

У лінійному режимі роботи перетворювача його частотна характеристика має вигляд, представлений на рис. 5.4.

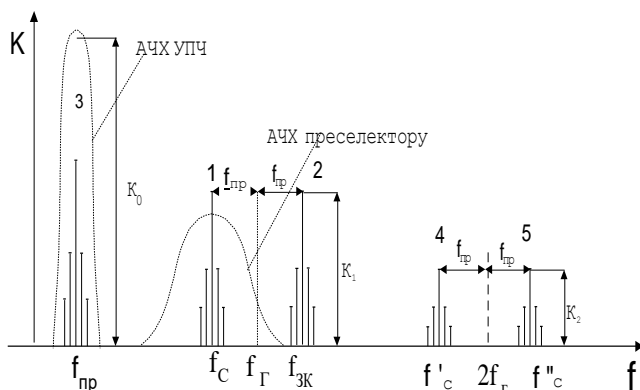


Рис. 5.4

На відміну від резонансного підсилювача напруга на виході ПЧ з'являється на різних частотах вхідного сигналу  $f_c = kf_{\Gamma} \pm f_{\text{пр}}$  залежно від номера гармоніки частоти гетеродина. На проміжній частоті  $f_{\text{пр}}$  ПЧ є просто підсилювачем з крутизною  $G_{21}$ . Це канал прямого проходження сигналу (3), без перенесення спектру відносно частоти гетеродина. Перетворення буде пропорційне  $G_{21}$  на першій гармоніці частоти гетеродина  $f_{\Gamma}$  на частотах вхідного сигналу  $f_{\Gamma} - f_{\text{пр}}$  і  $f_{\Gamma} + f_{\text{пр}}$ . Перетворення буде пропорційне  $G_{21}$  на другій гармоніці гетеродина  $2f_{\Gamma}$  і на частотах вхідного сигналу  $2f_{\Gamma} - f_{\text{пр}}$  і  $2f_{\Gamma} + f_{\text{пр}}$  і т.д. Отже, частотна характеристика має декілька максимумів (1, 2, 3, 4, 5). Чим вище порядок перетворення, тим менше крутизни перетворення і, значить, коефіцієнт посилення.

У смугу пропускання фільтру на виході перетворювача потрапляють продукти перетворення коливань усіх каналів. Один з цих каналів є основним, інші - побічними, такими, що заважають. Наприклад, якщо основним вибраний канал 1 з частотою  $f_c$ , то побічним буде канал 2, який є як би дзеркальним відображенням основного

аналу, тому він називається дзеркальним (чи симетричним), його частота  $f_{ЗК}$  відрізняється від частоти основного каналу на  $2f_{пр}$ . Якщо як основний буде прийнятий канал 2, то дзеркальним буде канал 1. Посилення перетворювача по основному і дзеркальному каналам однаково. Тому його вплив на вибірковість приймача найсуттєвіше. Коливання з частотами побічних каналів мають бути пригнічені до ПЧ, т. е. у преселекторі, характеристика якого показана штриховою лінією на рис. 5.4.. Пригнічення дзеркального каналу полегшується при більш високій проміжній частоті

Для отримання високої вибірковості по дзеркальному каналу необхідно збільшувати число контурів преселектора, підвищувати їх добротність, а також підвищувати значення проміжної частоти. Для зменшення перешкод по побічних каналах прийому, розташованих симетрично відносно частот  $2f_{Г}$ ,  $3f_{Г}$ , необхідно вибрати такий режим роботи перетворювача, при якому амплітуди вищих гармонік провідимости  $Y_2$  і будуть мінімальні. В цьому випадку коефіцієнт передачі перетворювача  $K_k$  на  $k$ - тій гармоніці буде мінімальний. Це можливо, якщо провідність  $Y_{21}$  під впливом гетеродинної напруги змінюється за лінійним законом.

#### 4.3.2. Нелінійний режим роботи ПЧ

Якщо амплітуда сигналу на вході перетворювача така велика, що не можна нехтувати нелінійністю вольтамперной характеристики змішувача, то має місце нелінійний режим роботи перетворювача. В цьому випадку вищі гармоніки можуть створити комбінаційні частоти виду

$$f_k = |kf_{Г} \pm nf_{C}|, \quad (5.12)$$

де  $n=1,2,3,\dots$  - номер гармоніки частоти сигналу.

Сигнал потрапляє на вихід перетворювача лише у тому випадку, коли комбінаційна частота  $f_k$  співпадає з проміжною -  $f_{П}$ . Вважаючи в (5.12)  $f_k = f_{П}$ , отримаємо значення частот, що відповідають побічним каналам прийому при роботі перетворювача в нелінійному режимі

$$\frac{k}{n} f_{Г} \pm \frac{f_{П}}{n}.$$

Теоретично існує нескінченне число побічних каналів. Проте амплітуди комбінаційних складових струму у вихідному ланцюзі убувають зі збільшенням  $k$  і  $n$ , тому практично небезпечними є лише ті побічні канали, які відповідають значенням

$$k \leq 3 \text{ і } n \leq 3.$$

На рис 5.5 показана частотная характеристика ПЧ при нелинейном режиме работы  $k = n = 2, 3$ .

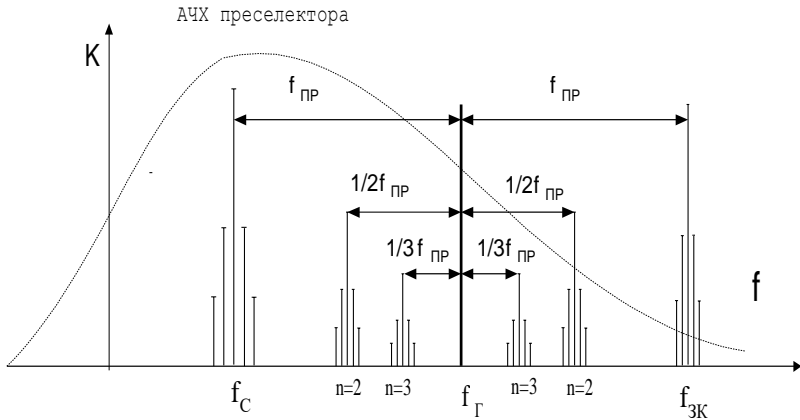


Рис. 5.5

Найбільшу небезпеку прийому корисного сигналу  $f_C$  можуть представляти побічні канали з частотами  $f - \frac{1}{2} f_{\Gamma}$ ;  $f + \frac{1}{2} f_{\Gamma}$ ;  $f - \frac{1}{3} f_{\Gamma}$ ;  $f + \frac{1}{3} f_{\Gamma}$ , т.к. ці частоти розташовані досить близько до частоті основного каналу.

Для боротьби з побічними каналами, обумовленими нелінійним режимом роботи, не слід допускати надмірного посилення в преселекторі, щоб не перевантажити змішувач великим рівнем вхідного сигналу.

#### 4.4 Вибір проміжної частоти

Правильний вибір проміжної частоти дозволяє отримувати високі електричні характеристики приймача. Розглянемо основні положення, які необхідно врахувати при виборі проміжної частоти.

Проміжна частота приймача не повинна вибиратися в діапазоні робочих частот потужних радіостанцій. Це зменшує вірогідність виникнення перешкоди по прямому каналу.

Для отримання високої вибіркової по дзеркальному каналу необхідно збільшувати кількість контурів преселектора, підвищувати їх добротність, а також підвищувати значення проміжної частоти.

Значення проміжної частоти і допустиме відхилення від неї слід вибирати згідно ГОСТ 5651-89 з наступного ряду:  
 $(0,076 \pm 0,006)$ ,  $(0,465 \pm 0,002)$ ,  $(1,84 \pm 0,008)$ ,  $(2,9 \pm 0,01)$ ,  $(10,7 \pm 0,01)$ ,  
 $(24,975 \pm 0,1)$  МГц.

Задане послаблення дзеркального каналу повинне здійснюватися досить простим преселектором. Якщо в преселекторі використовується система з  $n$  однакових контурів, то при великих розладах можна визначити послаблення по наступній наближеній формулі:

$$O_{3K} = \left( \frac{2\Delta f}{\Delta F} \right)^n, \quad (5.13)$$

де  $\Delta f = 2f_{\Pi}$  – розлад дзеркального каналу відносно частоти сигналу;

$f_{\Pi}$  – значення проміжної частоти;

$\Delta F = \frac{f_0}{Q}$  – смуга пропускання УПЧ.

Підставляючи значення  $\Delta f$   $\Delta F$  в (5.13) і вирішуючи відносно  $f_{\Pi}$ , получим

$$f_{\Pi} > \sigma_{3K}^{1/n} f_0 / 4Q_{\Sigma}. \quad (5.14)$$

Співвідношення (5.14) показує, що для реалізації великих значень послаблення дзеркального каналу приймача при заданому числі контурів  $n$  необхідно збільшувати проміжну частоту  $f_{\Pi}$ .

На рис. 5.6 показано розташування частот основного  $f_c$  і дзеркального  $f_{3K}$  каналів прийому при низькій, 5.6, а і високою мал. 5.6, би проміжних частотах.

Збільшення проміжної частоти, як впливає з мал. 5.6, підвищує вибірку по дзеркальному каналу. Проте слід враховувати, що підвищення значення проміжної частоти приведе до зменшення вибіркової по сусідньому каналу. Крім того, на високій проміжній частоті в УПЧ важко отримати великий стійкий коефіцієнт посилення і складно забезпечити вузьку смугу пропускання.

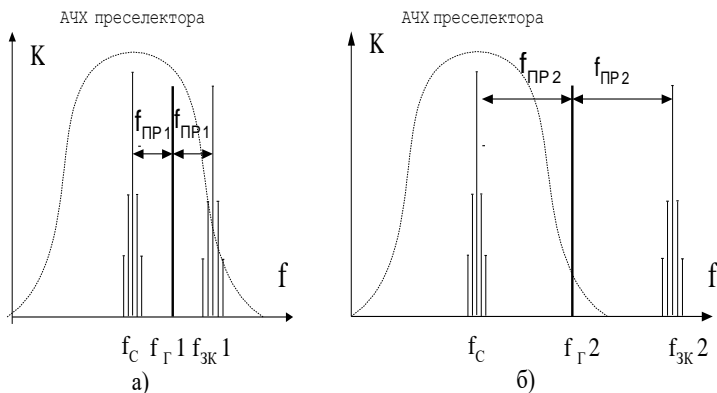


Рис. 5.6

Смуга пропускання УПЧ повинна досягатися простими технічними засобами. З цієї точки зору перевагу слід віддати монолітним фільтрам зосередженої селекції.

Якщо якість виборчих засобів УПЧ припускає використання LC-фільтрів, то слід врахувати, що значення добротностей обмежені конструктивними можливостями. Зазвичай на помірних частотах 100кГц - 30МГц  $Q \approx 80-120$  і не більше 200. Значення добротностей на нижчих частотах складають від 20 до 80, а на більш високих частотах - від 80 до 180.

Смуга пропускання коливального контура  $\Delta F$  пов'язана з його добротністю  $Q$  і частотою налаштування  $f_0$  відомим співвідношенням

$$\Delta F = \frac{f_0}{Q}$$

Враховуючи, що  $f_0 = f_{\Pi}$ , можна записати умови можливої реалізації заданої смуги пропускання УПЧ

$$f_{\Pi} < \Delta F Q \quad (5.15)$$

Позначимо  $f_{\text{ПФ}}$  - проміжну частоту, визначувану нерівністю (5.15), і  $f_{\text{ПЗК}}$  - що задовольняє нерівності (5.14). При низькій частоті, що несе  $f_0$  і відносно великій ширині спектру сигналу вказані вище нерівності можуть бути задоволені одночасно в

області частот  $f_{ПЗК} < f_{П} < f_{П\Delta F}$ , но для этого должно выполняться співвідношення

$$f_{П\Delta F} \geq f_{ПЗК} \text{ або } \Delta F Q_3 \geq f_0 \sigma_{ЗК}^{1/n} / 4Q_3, \quad \text{коли}$$

$$\frac{f_0}{\Delta F} \leq \frac{4Q_3^2}{\sigma_{ЗК}^{1/n}}. \quad (5.16)$$

Якщо нерівність (5.16) не виконується, то приймач супергетеродина з одним перетворенням реалізувати неможливо, тобто протиріччя між вибірковістю по дзеркальному каналу і заданою смугою УПЧ на цій частоті не вирішуваний.

Отже, для пригнічення дзеркального каналу необхідно мати високу проміжну частоту, а для забезпечення вибіркового посилення по сусідньому каналу і стійкого посилення потрібно низьку проміжну частоту. Вирішити ці протиріччя дозволяє використання в приймачі багатократного перетворення частоти

Структурна схема приймача з подвійним перетворенням приведена на рис. 5.7.

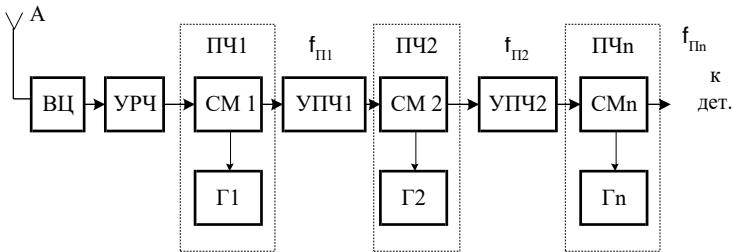


Рис. 5.7

У кожному перетворювачі частоти відбувається пониження частоти ширини спектру сигналу, що несе зі збереженням. Це пониження відбувається до тих пір, поки для останнього перетворювача виконуватиметься нерівність (5.15).

$$\frac{f_{П(k-1)}}{\Delta F} \leq \frac{4Q_3^2}{\sigma_{ЗК}^{1/n}}.$$



Якщо врахувати, що  $\Delta F = \frac{f_{\Pi k}}{Q_{\sigma}}$ , то

$$\frac{f_{\Pi(k-1)}}{f_{\Pi k}} \leq \frac{4Q_{\sigma}}{\sigma_{3K}^{1/n}}$$

Частотна характеристика приймача супергетеродина з подвійним перетворенням частоти зображена на рис. 5.8.

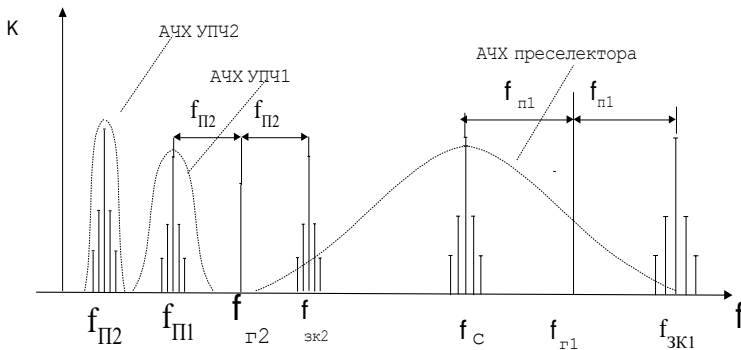


Рис. 5.8

#### 4.5 Основні типи перетворювачів частоти

В якості нелінійного елемента в перетворювачі в основному використовуються транзистори і діоди. На мал. 5.9 приведені деякі основні схеми перетворювачів частоти і показані способи подання напруги сигналу і гетеродина.

У діодному перетворювачі (мал. 5.9, а) джерела сигналу і гетеродина включаються в ланцюг діода, і в тому ж ланцюзі формується напруга проміжної частоти, яка виділяється контуром.

Сигнал і напругу гетеродина можна подавати на один електрод транзистора (базу або затвор) - мал. 5.9, б) або на різні електроди (базу і емітер або затвор і витік), - рис. 5.9, в).

На рис. 5.9, г приведена схема змішувача на польовому транзисторі двохзатвора. Сигнал і напруга гетеродина подаються на різні затвори, чим досягається слабкий взаємний вплив ланцюгів преселектора і гетеродина. Амплітуда напруги гетеродина не повинна перевищувати напругу зміщення (зазвичай 1,5-2В). Гідністю змішувача на польовому транзисторі є також те, що його характеристика близька до квадратичної.

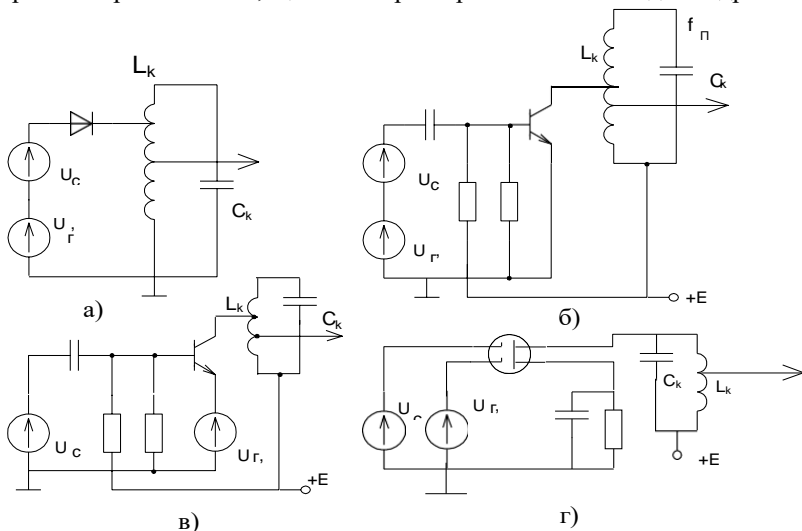


Рис. 5.9

## Література

1. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов/ Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин, В.С. Плаксиенко и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. М.: Радио и связь, 2003. - 520 с. 2-е изд., испр. и доп.
2. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов/ Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. М.: Радио и связь, 1996. 512 с.
3. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.Н. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1986. 320 с.
4. Радиоприемные устройства / Под. ред. А.П. Жуковского. М.: Высшая школа, 1989. 342 с.
5. Радиоприемные устройства / Под. ред. Л.Г. Барулина. М.: Радио и связь, 1984. 271 с.
6. Радиоприемные устройства / Под. ред. А.Г. Зюко. М.: Связь, 1975. 400 с.
7. Палшков В.В. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1984. 392с.
8. Сборник задач и упражнений по курсу “Радиоприемные устройства” / Под ред. В.И. Сифорова. - М.: Радио и связь, 1984. 224 с.
9. Плаксиенко В.С. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ 1999. 108 с.
10. Плаксиенко В.С. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. Часть 2. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. 112 с.

## НАВЧАЛЬНЕ ВИДАННЯ

Конспект лекцій з дисципліни «Радіоприймальні та радіопередавальні пристрої» (2 частина) освітньо-професійної програми першого (бакалаврського) рівня вищої освіти зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка», укл. Рязанцев О.В., Камянське; ДДТУ, 20\_\_ р. – \_\_ с.

Укладач:

к.ф-м.н. Рязанцев О.В.

Підписано до друку \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

Формат А4 Обсяг \_\_\_\_\_ др. екз.

Тираж \_\_\_\_\_ екз. Заказ \_\_\_\_\_ др. екз.

519618, м. Камянське

вул. Дніпробудівська, 2а