

Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

Кафедра телебачення і радіомовлення

Салабай О. В.

ЕСКІЗНЕ ПРОЕКТУВАННЯ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Навчальний посібник
для студентів, які навчаються
за напрямом «Радіотехніка»,
спеціальність «Апаратура радіозв'язку,
радіомовлення і телебачення»

**ОДЕСА
2012**

Салабай О. В. Ескізне проектування радіоприймальних пристроїв.
/Салабай О. В. – Одеса: ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2012 – с. 76.

У посібнику викладені теоретичні основи та принципи проектування радіоприймальних пристроїв. Навчальне проектування, разом з практичними вправами заняттями, є важливою частиною вивчення курсу «Радіоприймальні пристрої», дозволяє вивчити побудову радіоприймальних пристроїв на всіх рівнях деталізації. Методичний посібник призначений для студентів четвертих курсів вищих навчальних закладів.

ЗАТВЕРДЖЕНО

методичною радою
академії зв'язку
Протокол № 16 от 23.03.2012 г.

СХВАЛЕНО

на засіданні кафедри телебачення
і радіомовлення
і рекомендовано до друку.
Протокол № 14 от 04.06.2011 р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
1. ЗАГАЛЬНІ ВКАЗІВКИ ДО ПРОЕКТУВАННЯ.....	5
2. ВИБІР ТИПУ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ РАДІОПРИЙМАЧА	8
2.1. Вибір схеми гетеродина.....	10
2.2. Вибір структурної схеми головного тракту прийому.....	11
2.3. Методика вибору проміжних частот.....	13
3. РОЗДІЛЕННЯ ДІАПАЗОНУ РОБОЧИХ ЧАСТОТ РПрП НА ПОДДІАПАЗОНИ	16
3.1. Розділення на піддіапазони з постійним коефіцієнтом перекриття.....	18
3.2. Розділення на піддіапазони з постійним інтервалом частот.....	19
4. РОЗРАХУНОК СМУГИ ПРОПУСКАННЯ РПрП.....	20
5. ВИБІР КІЛЬКОСТІ ПЕРЕТВОРЕНЬ І НОМІНАЛЬНИХ ЗНАЧЕНЬ ПРОМІЖНИХ ЧАСТОТ	25
6. РОЗПОДІЛ НЕРІВНОМІРНОСТІ АЧХ В СМУЗІ ПРОПУСКАННЯ ТА МІЖ ТРАКТАМИ РПрУ	27
7. ОРІЄНТОВНИЙ РОЗРАХУНОК ПРЕСЕЛЕКТОРА.....	30
7.1. Розрахунок з урахуванням нерівномірності АЧХ ВК	30
7.2. Розрахунок без урахуванням нерівномірності АЧХ ВК	31
7.3. Розрахунок неперестроюваного ВК з широкосмуговою АЧХ	33
8. ПОПЕРЕДНІЙ РОЗРАХУНОК ТРАКТУ ПРОМІЖНОЇ ЧАСТОТИ.....	35
8.1. Розрахунок ППЧ з одноконтурними каскадами	36
8.2. Розрахунок ППЧ з двоконтурними смуговими фільтрами.....	37
8.3. Розрахунок ППЧ з фільтром зосередженої вибірконості.....	40
8.4. ППЧ з ФЗВ на основі п'єзокераміки	42
9. ПОПЕРЕДНІЙ РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЕННЯ ВЧ ТРАКТУ РПрП.....	50
9.1. Вибір типу підсилювального елемента.....	53
Додаток 1. Загальний опис ІМС 174ХА2.....	70
Література	74

ВСТУП

Курсове проектування покликане сприяти закріпленню, поглибленню і узагальненню знань, одержаних студентами в процесі навчання та застосуванню цих знань до комплексного рішення конкретної інженерної задачі. Разом з цим курсове проектування вчить студента користуватися довідковою літературою, набувати навиків розрахунків принципів схем, складання техніко-економічних записок, готує студента до виконання складнішої задачі – дипломного проектування.

Курсовий проект з радіоприймальних пристроїв (РПрП) виконується після вивчення основної частини теоретичного курсу [1, 2, 6, 7]. Він виконується паралельно з практичними заняттями і лабораторним циклом, направленими закріпити теоретичні знання, одержані студентами на лекціях, поглибити і розширити їх. Курсовий проект покликаний прищепити деякі навички в підході до проектування РПрП, проведення інженерних розрахунків і конструювання.

У методичних вказівках розглядаються питання проектування радіоприймальних пристроїв помірно високих частот (ДХ, СХ, КХ, УКХ діапазонів). Пропоновані методики орієнтовані на використання сучасних схемотехнічних рішень і елементної бази [6, 7].

При проектуванні приймача та розробці його принципової схеми рекомендується познайомитися зі схемами, способами перемикання діапазонів та іншими особливостями радіомовних приймачів, які випускаються промисловістю [8, 13, 15, 17, 22].

1. ЗАГАЛЬНІ ВКАЗІВКИ ДО ПРОЕКТУВАННЯ

Курсовий проект, який представляється до захисту, повинен містити структурну і принципову схеми приймача, конструктивне креслення і пояснювальну записку, виконану відповідно до вимог щодо оформлення науково-технічних звітів, специфікацію елементів принципової схеми.

Пояснювальна записка має містити наступне:

- титульний лист;
- завдання на проектування;
- введення; постановка задачі та особливості проектування;
- ескізний розрахунок структурної схеми проектованого приймача;
- електричний розрахунок радіотракту приймача; включаючи:
 - а) розрахунок преселектора;
 - б) розрахунок перетворювача частоти;
 - в) розрахунок гетеродина і спряження настрійок контурів гетеродина і преселектора;
 - г) розрахунок підсилювача проміжної частоти;
 - д) розрахунок детектора;
- додаткові розрахунки згідно з технічним завданням (конструктивний розрахунок елементів або розрахунок коефіцієнта шуму);
- опис принципової схеми і конструкції приймача;
- таблицю відповідності результуючих характеристик приймача вимогам технічного завдання;
- висновки;
- список літератури;
- додатки.

Типова структурна схема сучасного приймача містить основні вузли, які зображені на рисунку.

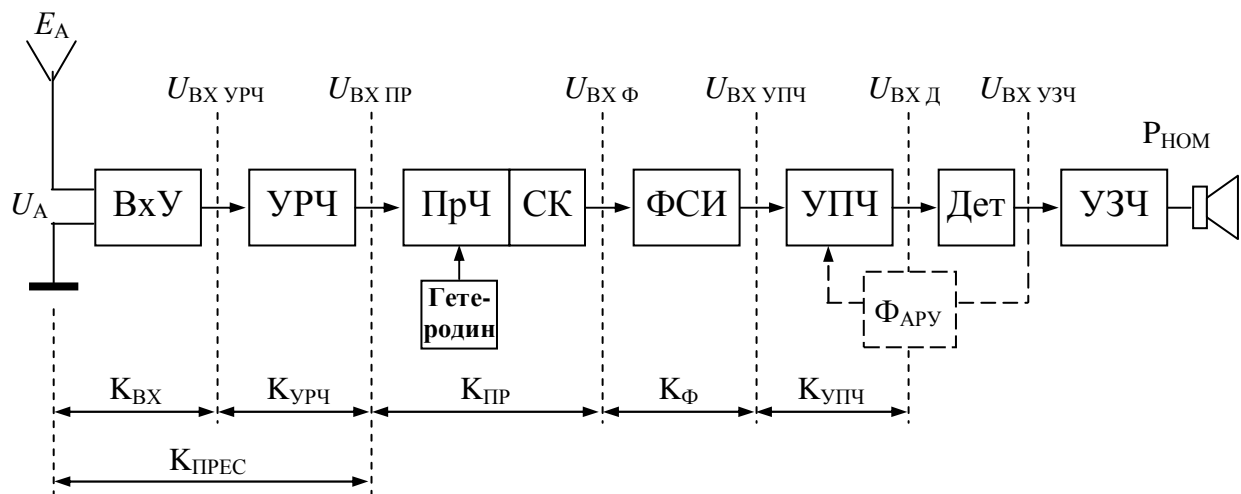


Рисунок 1.1 – Типова структурна схема приймача

На рис. 1.1 позначені коефіцієнти передачі окремих вузлів і рівні напруг на вході кожного з них при заданій напрузі або напруженості поля, які дорівнюють чутливості приймача. В результаті ескізного розрахунку всі ці величини мають бути замінені чисельними значеннями.

Тип використовуваного детектора (АД, ЧД, ОМД) залежить від виду модуляції сигналу. Система АРУ в приймачі ЧМ сигналів, як правило, відсутня.

При виборі та обґрунтуванні структурної схеми пристрою, необхідно добре представляти взаємозв'язок технічних характеристик окремих каскадів або блоків із загальними характеристиками пристрою.

Деякі з вимог, необхідні для розрахунку, можуть бути опущені в завданні і їх необхідно вибрати самостійно в ході проектування. У зв'язку з цим доцільно розрахунок розділити на дві частини: попередній (ескізний) та остаточний. Ескізний розрахунок виконується з метою визначити склад структурної схеми, параметри окремих каскадів, необхідність застосування автоматичних регулювань. Результати цього розрахунку слід вважати орієнтовними, і деякі ухвалені рішення при остаточному розрахунку можуть бути переглянуті. В остаточний розрахунок входить повний розрахунок електричного режиму роботи або всіх каскадів, або тих, які обумовлені в технічному завданні та їх елементів. За одержаними результатами складається повна принципова схема спроектованого пристрою.

Ескізне проектування РПрП проводиться на основі технічного завдання (ТЗ) на радіоприймальний пристрій і є необхідним для визначення загальних системних параметрів, попереднього розрахунку і обґрунтування структурної схеми РПрП, визначення параметрів функціональних блоків. Цей етап включає в себе вивчення літератури і Державних стандартів за темою проекту, з'ясування співвідношення параметрів спроектованого РПрП з Державним стандартом і з параметрами існуючих РПрП аналогічного призначення. На основі аналізу вимог технічного завдання проводиться вибір даних, яких бракує і надається обґрунтування зробленому вибору [3, 5, 10, 15].

Після аналізу основних технічних вимог до радіоприймального пристрою виконується ескізне проектування РПрП в наступному порядку:

- 1) вибирається структурна схема РПрП ;
- 2) визначається необхідність розділення діапазону робочих частот РПрП на піддіапазони, визначаються кількість і межі піддіапазонів;
- 3) визначається кількість перетворень частоти в РПрП і вибирається значення проміжних частот, якщо це не було задано в ТЗ, не визначено класом РПрП або не було виконане при визначенні кількості піддіапазонів;
- 4) визначається склад трактів частоти прийому, першої проміжної частоти (при подвійному перетворенні частоти), основної проміжної частоти, низької частоти та інших трактів – виходячи із забезпечення необхідних електричних характеристик приймача (чутливості, односигнальної і багатосигнальної вибірковості, підсилення, тощо). Вибирається число каскадів і тип вибіркових систем, добротності контурів;
- 5) визначається смуга пропускання і коефіцієнт прямокутності АЧХ трактів приймача, виходячи з типів сигналів, які приймаються, характеристик каналу

- зв'язку і вибраної структурної схеми;
- 6) розподіляється вибірковість за паразитними каналами прийому між трактами приймача;
 - 7) вибирається тип перетворювачів частоти і детектора, нелінійні елементи в цих каскадах, режим їх роботи, а також допустимі рівні вхідних сигналів, які забезпечують необхідну лінійність перетворення і детектування;
 - 8) визначається загальний необхідний коефіцієнт підсилення РПрП, розподіляється підсилення між трактами приймача, вибирається елементна база і схемотехнічні рішення підсилювальних каскадів;
 - 9) вибирається схемотехніка каскадів приймача, які доцільно охопити регулюванням підсилення, регулюванням смуги, підстроюванням частоти та іншими видами регулювань; вибирається принцип і визначається склад системи управління і контролю за роботою приймача.

Ескізне проектування завершується складанням повної структурної схеми РПрП і коротким її описом. Для кожного функціонального блоку або тракту РПрП повинні бути сформульовані основні параметри, які складають технічне завдання на проектування окремих вузлів, а також проведені електричний і конструктивний розрахунок елементів схем.

2. ВИБІР ТИПУ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ РАДІОПРИЙМАЧА

Одним з основних питань, яке розв'язується при проектуванні *радіоприймального пристрою* (РПрП), є питання про вибір структурної схеми.

Для вибору тієї або іншої структурної схеми, яка найповніше задовольняє вимогам технічного завдання, необхідно проаналізувати такі вимоги, як: призначення приймача, діапазон робочих частот, умови експлуатації і витікаючий звідси допустимий ступінь ускладнення схеми та конструкції. З електричних характеристик визначаючими є *чутливість, вибірковість, рівень спотворень* і деякі інші характеристики залежно від спеціальних вимог технічного завдання.

Структурні схеми приймачів розрізняються побудовою *тракту радіочастоти* (РЧ), в якому може здійснюватися пряме підсилення входних сигналів і підсилення з перетворенням їх частоти. Відомі наступні основні структурні схеми приймачів: *прямого підсилення, надрегенеративний і супергетеродинний*.

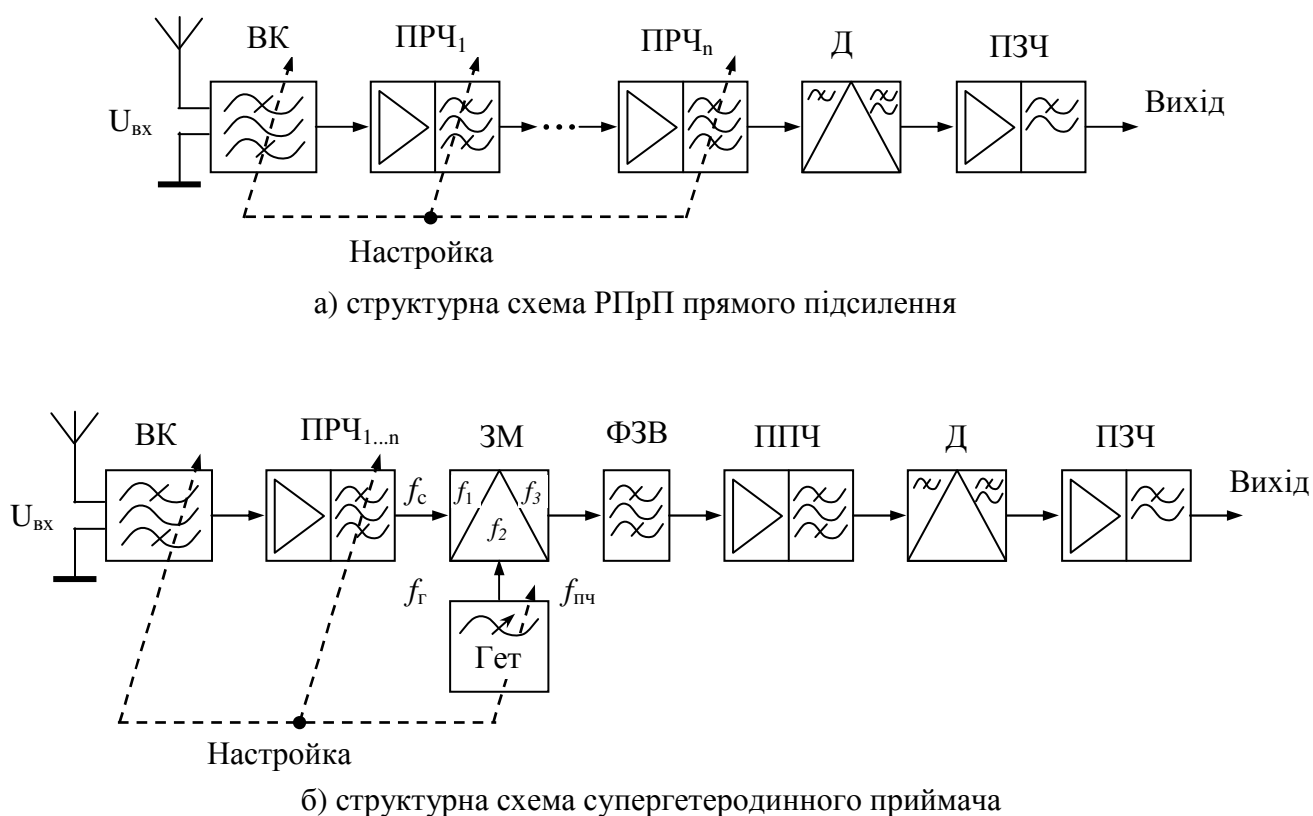


Рисунок 2.1 – Основні структурні схеми радіоприймальних пристроїв

Приймачі прямого підсилення мають відносно низьку чутливість і вибірковість за сусіднім каналом прийому, що змінюються в значних межах при перестроюванні в діапазоні робочих частот. Важко реалізуються вузькі смуги пропускання.

Приймачі прямого підсилення, в підсилювальних каскадах яких періодично вводиться позитивний зворотний зв'язок (наприклад, з використанням зовнішнього генератора накачування), одержали назву надрегенеративного приймача. У такій схемі можуть бути забезпечені значно вища чутливість і вузькі смуги пропускання при меншому числі каскадів, але їм властиві великі спотво-

рення сигналів і низька стабільність роботи. РПрП регенеративного типу в даний час вважаються застарілими і практично не знаходять застосування.

Приймачі супергетеродинного типу дозволяють забезпечити вузькі смуги пропускання, високу чутливість і вибірковість в широкому діапазоні частот, мають малий рівень спотворень сигналу і добру стабільність роботи. Проте, це досягається значним ускладненням схеми, що з успіхом компенсується використанням спеціалізованих інтегральних схем. РПрП супергетеродинного типу є основним типом сучасного приймача, якому в подальшому і буде надана основна увага.

Детальніше особливості різних структурних схем РПрП розглянуті в навчальній літературі [1, 3, 6, 7, 13].

Орієнтовні значення деяких характеристик РПрП, відповідні різним структурним схемам, приведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Характеристики радіоприймачів різних типів

Тип РПрП	Мінімальна реалізовувана смуга пропускання ΔF заг. мін.	Коефіцієнт прямокутності K_p	Чутливість в діапазоні хвиль, мкВ			
			ДХ	СХ	КХ	УКХ
Прямого підсилення	$(0,3 \dots 1,0) \times d_{\text{вч}} \times f_{\text{с}}$	5 ... 100	1 ... 100	5 ... 100	20 ... 100	40 ... 200
Понад регенеративний	$(0,02 \dots 0,2) \times d_{\text{вч}} \times f_{\text{с}}$	5 ... 1000	2 ... 5	2 ... 5	5 ... 30	5 ... 50
Супергетеродинний	$(0,3 \dots 0,8) \times d_{\text{пч}} \times f_{\text{пч}}$	1,7 ... 2,5	0,2 ... 1	0,5 ... 1,5	1 ... 5,0	2 ... 10

У таблиці прийняті наступні позначення:

- $d_{\text{вч}}$ – результуюче загасання контурів, налаштованих на частоту сигналу $f_{\text{с}}$, що приймається;
- $d_{\text{пч}}$ – результуюче загасання контурів тракту проміжної частоти (ПЧ) $f_{\text{пч}}$;
- K_p – коефіцієнт прямокутності АЧХ РПрП на рівні – 20 дБ (100 разів).

У супергетеродинному приймачі можуть бути використані різні варіанти перетворення частоти:

- з *перенесенням спектра сигналу, який приймається*, в область частот як нижче мінімальної, так і вище за максимальну частоту діапазону (піддіапазону) частот приймача. При перенесенні спектра в область частот нижче за мінімальну частоту діапазону різко спрощується схема приймача, оскільки зменшується кількість перетворень частоти та кількість підсилювальних каскадів після перетворювача. Проте, при цьому важче одержати необхідне ослаблення прийому за дзеркальним каналом. Перенесення спектра в область частот вище за максимальну частоту діапазону дає можливість різко

збільшити ослаблення прийому за побічними каналами і зменшити кількість комбінаційних каналів у діапазоні робочих частот, що дуже важливо в професійних приймачах зв'язку. Проте, в цьому випадку, як правило, збільшується кількість перетворень частоти і можуть бути труднощі при створенні фільтрів у тракті першої *проміжної частоти*(ПЧ);

- *сумарне або різницеве перетворення частоти*. Сумарне перетворення частоти дає можливість вибрати відносно низьку частоту першого гетеродина і, отже, зменшити абсолютну нестабільність частоти. Разом з тим, зростає кількість комбінаційних каналів прийому та ускладнюється схема перестроювання приймача, оскільки настройки преселектора і гетеродина мають змінюватися різним чином. Якщо використовується різницеве перетворення, то при верхній настройці гетеродина відбувається інверсія бічних смуг спектра частот сигналу. Це необхідно враховувати при подальшій обробці сигналів із несиметричним спектром, наприклад, односмугового;
- *різницеве перетворення при верхній або нижній настройці гетеродина*.

2.1. Вибір схеми гетеродину

При проектуванні структурної схеми РПрП, перш за все, слід вибрати схему гетеродина, яка б забезпечувала необхідну стабільність частоти. Важливість першочергового вибору схеми гетеродина обумовлюється ще й тим, що схема гетеродина часто визначає основний принцип побудови структурної схеми РПрП: кількість перетворень частоти, номінали проміжних частот, спосіб розділення діапазону робочих частот на піддіапазони, число піддіапазонів і інші схемні рішення.

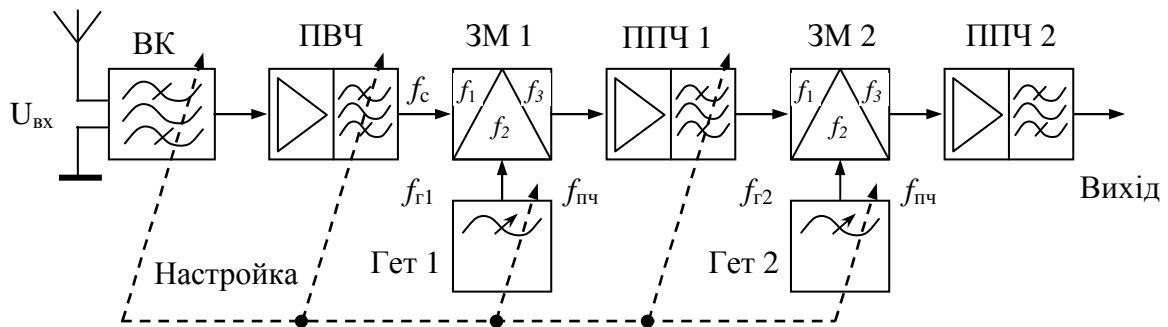
Наприклад, якщо з метою забезпечення високої стабільності частоти в приймачі використовується кварцова стабілізація фіксованої частоти першого гетеродина при плавному перестроюванні в межах кожного піддіапазону, то подібна побудова схеми гетеродина зумовлює застосування в приймачі подвійного перетворення частоти, оскільки перша проміжна частота виходить змінною, розділення діапазону робочих частот на піддіапазони за рівними частотними інтервалами та вибір меж зміни першої проміжної частоти, які дорівнюють граничним частотам першого піддіапазону.

Застосування однодіапазонного першого гетеродина з контуром, який не перемикається, визначає подвійне перетворення частоти, значення перших проміжних частот, спосіб розділення на піддіапазони і кількість піддіапазонів.

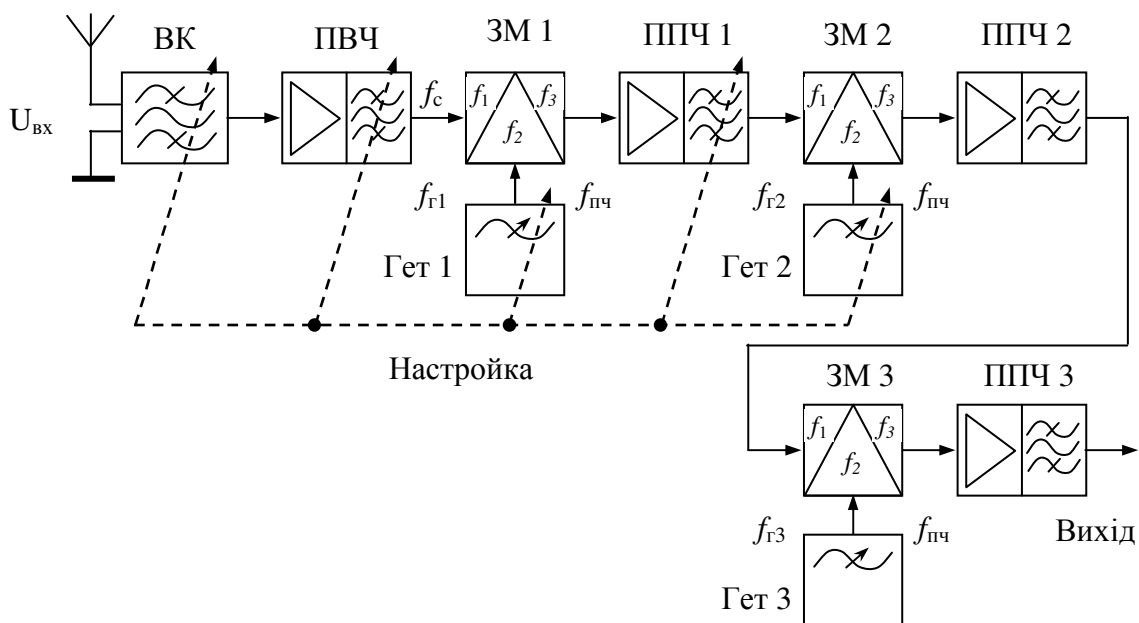
Для сучасних РПрП є характерним багатократне перетворення частоти, що дозволяє реалізувати високу селективність як за сусіднім, так і за дзеркальним каналом. Це досягається вибором високої першої і більш низьких подальших проміжних частот. Необхідно враховувати, що багатократне перетворення частоти пов'язане з появою додаткових *побічних каналів прийому*.

2.2. Вибір структурної схеми головного тракту прийому

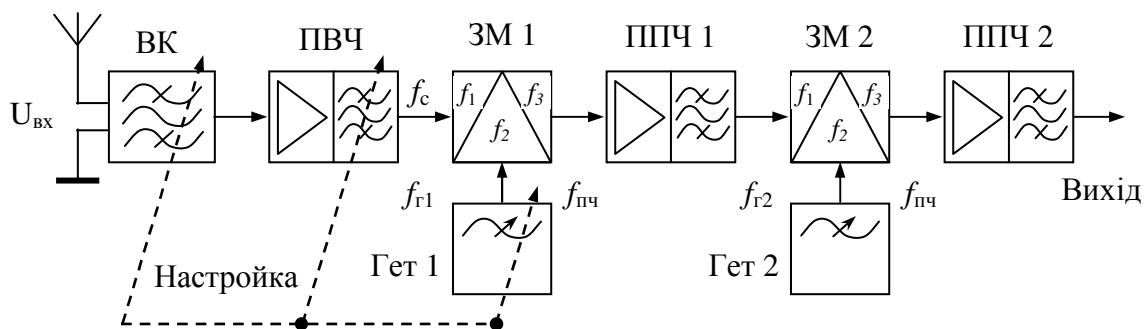
Існує ряд варіантів структурних схем *головного тракту прийому* (ГТП), проте, серед них можна виділити три основні типи (рис. 2.2).



а)



б)



в)

Рисунок 2.2 – Структурні схеми РПрП з багатократним перетворенням частоти

Перший вид ГТП – схема з перестроюваним трактом першої ПЧ (рис. 2.2, а). Резонансні кола *преселектора* (П), що включають вхідний фільтр і каскади підсилювача високої частоти (ПВЧ), перестроюванні при настройці приймача на потрібну частоту, вибирають з умови забезпечення необхідної селективності за дзеркальним каналом на першій проміжній частоті (ПЧ). Частота першого гетеродина стрибком змінюється при перемиканні піддіапазонів (звичайно через 1 або 2 МГц), в межах піддіапазону вона постійна. При цьому, перша ПЧ плавно змінюється в однакових межах при перестроюванні в усіх піддіапазонах. Частота другого гетеродина змінюється так, щоб забезпечувати постійність другої ПЧ.

До недоліків такого ГТП відносять необхідність в спряженому перестроюванні преселектора, ППЧ1 і другого гетеродина. Крім складності в реалізації такий варіант має великий час перестроювання приймача і утрудняє автоматизацію управління РПрП. Показники РПрП міняються через зміну характеристик тракту першої ПЧ при перестроюванні приймача.

По вказаній схемі побудовано ГТП широко відомого приймача Р-250.

Другий вид ГТП – з широкосмуговим трактом першої ПЧ показаний на рис. 2.2 б. Підсилювач першої ПЧ не перестроюється при зміні частоти настройки ПВЧ. Ширина смуги пропускання підсилювача першої проміжної частоти (ППЧ1) в цьому випадку має бути такою, щоб пропустити всі можливі значення першої ПЧ, тобто дорівнює ширині піддіапазону (приблизно 1...2 МГц). Перша ПЧ, як правило, вибирається вище за діапазон частот, які приймаються.

Щоб уникнути появи дзеркального каналу на другій ПЧ при широкій смузі пропускання ППЧ1, необхідно брати високу другу ПЧ. Але при цьому для забезпечення достатньої фільтрації сусіднього каналу виникає необхідність в третьому перетворенні частоти. При широкосмуговому ППЧ1 різко зростають вимоги до лінійності тракту підсилення і селективності преселектора для боротьби зі всілякими нелінійними ефектами при прийомі. Преселектор ГТП, побудований за схемою рис. 2.2 б, може бути як перестроюваним, так і неперестроюваним.

У неперестроюваному преселекторі діапазон частот, що приймаються, перекривається низкою неперестроюваних фільтрів із запасом за взаємним перекриттям. Різновидом розглянутої схеми є схема з неперестроюваним широкосмуговим преселектором, що містить ФНЧ, гранична частота якого рівна верхній частоті діапазону, що приймається (30 МГц). При високій першій ПЧ (більше 35 МГц) фільтр НЧ пригнічує частоти дзеркального каналу. Проте в цьому випадку зростають вимоги до лінійності тракту ПВЧ і перетворювача.

Розглянута схема побудови ГТП (рис. 2.2 б) знайшла широке застосування. За такою схемою побудовані англійські приймачі Н 2900 Hydvus фірми «Марконі», РVR 800 фірми «Плесси», RA 1218, RA 1220 фірми «Ракал» і ін.

Третій вид ГТП – з постійною першою і другою ПЧ. Розробка високостабільних синтезаторів частот, а також кварцових і керамічних фільтрів з ви-

соким коефіцієнтом прямокутності частотних характеристик і з малими рівнями побічних каналів призвела до побудови ГТП третього вигляду (рис. 2.2 в). У цьому широко поширеному варіанті при перестроюванні приймача у всьому діапазоні частот перша і друга ПЧ залишаються постійними. Відомо, що для збільшення селективності приймача основну селекцію необхідно здійснювати ближче до входу приймача. При постійній першій ПЧ основну селективність можна забезпечити вже в ППЧ1. Це вдається при використуванні сучасних високочастотних кварцових і монолітних фільтрів. Смуга пропускання фільтрів в ППЧ1 вибирається виходячи з ширини спектру сигналу з урахуванням нестабільності частот несучої сигналу, який приймається та гетеродину. Оскільки основна селективність забезпечується в ППЧ1, задача тракту другої ПЧ – підсилити прийнятий сигнал, що можна зробити за допомогою звичних аперіодичних підсилювачів з відповідною додатковою низькочастотною фільтрацією.

При реалізації такої схеми є необхідними висока стабільність частот і спектральна чистота сигналів гетеродинів. Крім того, для забезпечення прийому різних видів сигналів необхідно мати в тракту першої ПЧ або фільтри із змінною смугою пропускання, або змінні фільтри із смугами пропускання, відповідними різним видам сигналів, що приймаються. У ряді РПрП кварцовий фільтр в тракту першої ПЧ забезпечує попередню селекцію, його смуга пропускання вибирається за самим широкосмуговим сигналом, що приймається. Остаточна фільтрація забезпечується за допомогою змінних фільтрів у тракту другої ПЧ. Преселектор в ГТП з постійними значеннями першої та другої ПЧ може бути як перестроюваним, так і фільтровим.

За схемою з постійними значеннями ПЧ побудовані приймачі ЕК 070 фірми «Роді і Шварц», Е 1500 фірми «АЕГ-Телефункен», РО 153 фірми «Філіпс» і ряд інших приймачів.

Вибір типу і числа перетворювачів частоти в РПрП визначається наступними основними міркуваннями. Для зменшення кількості побічних каналів прийому і для спрощення схеми РПрП число перетворень у приймачі має бути зведеним до мінімуму. Кожне перетворення частоти має бути по можливості лінійним за сигналом, бо порушення цієї умови призводить до спотворень сигналу та збільшення кількості побічних каналів. Для збільшення чутливості приймача, перетворювач частоти (особливо перший) повинен мати більший коефіцієнт передачі за потужністю і менший коефіцієнт шуму. Підвищення реальної селективності РПрП і зменшення рівня завад в побічних каналах прийому досягається включенням на вході і виході перетворювача частоти високоселективних фільтрів.

2.3. Методика вибору проміжних частот

Іншим найважливішим питанням, пов'язаним з перетворенням частоти в РПрП, є вибір проміжних частот. Від вибору ПЧ залежить цілий ряд показників приймача, складність системи стабілізації частоти та селективних кіл і т. ін.

При виборі проміжної частоти в першу чергу керуються наступними міркуваннями: ПЧ має знаходитися поза діапазоном частот, що приймаються; вона

не повинна співпадати з частотами потужних станцій; для забезпечення вищої селективності за дзеркальним каналом ПЧ має бути по можливості вищою, а для забезпечення високої селективності за сусіднім каналом бажано вибирати стандартне значення ПЧ якнайнижче.

Вибір ПЧ багато в чому визначає складність гетеродина. При використуванні високої першої ПЧ (приблизно 70... 80 МГц) коефіцієнт перекриття діапазону частот гетеродина буде достатньо малим (близько 1,5), що дозволить виключити перемикання піддіапазонів першого гетеродина. Від вибору ПЧ залежить частотний крок гетеродина, що також відображається на складності його конструкції.

Найбільший інтерес представляє вибір першої проміжної частоти. Розглянемо два основні варіанти – $f_{ПЧ1} < f_{\min}$ і $f_{ПЧ1} > f_{\max}$, де $f_{\min}$ і $f_{\max}$ – крайні частоти діапазону.

При виборі високої ПЧ ($f_{ПЧ1} > f_{\max}$) приймач, який називається інфрадіном, має ряд переваг. При високій ПЧ перестроюється тільки гетеродин, а преселектор або не перестроюється взагалі (широкосмуговий преселектор або ФНЧ), або перестроюється шляхом перемикання вхідних фільтрів (фільтрові преселектори). Таким чином, легше зменшити рівень завад в паразитних каналах прийому (за ПЧ, дзеркальним і комбінаційним каналами). Одночасно легше усунути невизначеність при настройці, оскільки частота дзеркального каналу лежить далеко за межами діапазону настройки контурів преселектора. Висока перша ПЧ дозволяє реалізувати мале просочування напруги з частотою гетеродина в антенний контур РПрП, і, нарешті, при високій першій ПЧ зменшуються маса та габарити селективних кіл. Проте, вибір високої $f_{ПЧ1}$ утрудняє спряження настроювання контурів гетеродина і преселектора, підвищує рівень власних шумів гетеродина. При такому виборі ПЧ1 можна здійснити основну селекцію вже в тракті першої ПЧ приймача, використовуючи для цієї мети або кварцові фільтри, або фільтри на керамічній основі.

При виборі низької ПЧ ($f_{ПЧ1} < f_{\min}$) спрощується задача забезпечення високої селективності за сусіднім каналом, зменшуються шуми гетеродина. При низькій ПЧ легше забезпечити необхідну стабільність частот гетеродина. Як приклад, в табл. 2.2 подані значення ПЧ декількох РПрП [6].

Таблиця 2.2 – Значення проміжних частот професійних РПрП

Приймач	$f_{ПЧ1}$, МГц	$f_{ПЧ2}$, МГц	$f_{ПЧ3}$, кГц
RO 150	71,6	1,6	-
ML 1000	1,378	0,078	-
Едісон 058/7	1,235... 1,335	0,25	100
Е 1500	42,2	0,2	-
ZO M1	2,0	0,1	-
Е 403	73,03	0,3	-
RA 1218	39, 35...40, 65	2...3	1600
RA 1772	35,4	1,4 1	-
Призма	37,8 або 42,8	12,8	128

Закінчення таблиці 2.2

RO 153	71,4	1,4	-
CR 300	139,3	10,7	200
R 1000	38,0	1,4	-
H 2540	68,6	1,4	-
PR 2250	65,0	1,4	-
WJ 8888	82,805	10,7	455
EK 070	81,4	1,4	-

У сучасних РПрП перша ПЧ, як правило, вибирається вище або дорівнює 35 ... 40 МГц.

Істотний вплив на побудову структурної схеми приймача мають вимоги технічного завдання відносно приймання тих або інших видів передач. Так приймач односмугових радіосигналів повинен містити тракти верхньої і нижньої бічних смуг, при роботі з придушеною носесучою частотою – тракт виділення пілот-сигналу, схему формування сигналу місцевої несучої частоти та інші необхідні тракти. Літеродрукувальний приймач частотної радіотелеграфії, побудований за принципом ШОУ, повинен мати широкосмуговий тракт, обмежувач, вузькосмуговий тракт з прохідними і розділовими фільтрами. Вид сигналу, що приймається, зазначає смуги пропускання і вимоги до амплітудних, частотних і фазових характеристик трактів.

3. РОЗДІЛЕННЯ ДІАПАЗОНУ РОБОЧИХ ЧАСТОТ РПрП НА ПІДДІАПАЗОНИ

При проектуванні радіоприймача, призначеного для роботи в широкому діапазоні частот, загальний діапазон робочих частот, як правило, розділяється на піддіапазони з відносно малими коефіцієнтами перекриття за частотою, що дозволяє одержати більш високі та постійні впродовж діапазону чутливість і селективність, більш плавну настройку, велику точність частоти настройки приймача. Таке розбиття діапазону на піддіапазони неминуче, якщо коефіцієнт перекриття діапазону K_d РПрП більше коефіцієнта перекриття діапазону використовуваних резонансних систем із змінною настройкою $K_{др}$:

$$K_d = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} > K_{др} = \frac{f_{\max p}}{f_{\min p}}, \quad (3.1)$$

де $f_{\max}$ і $f_{\min}$ – максимальна і мінімальна частоти настройки РПрП;
 $f_{\max p}$ і $f_{\min p}$ – максимальна і мінімальна частоти використовуваних резонансних систем.

У табл. 3.1 подані орієнтовні значення номінальних коефіцієнтів перекриття піддіапазонів K_d , за яких забезпечується допустима нерівномірність підсилення в смузі і вибірковість.

Максимальні значення коефіцієнта перекриття діапазону різних типів резонансних систем із змінною настройкою подані в табл. 3.2.

Таблиця 3.1 – Номінальні коефіцієнти перекриття піддіапазонів

Ділянка діапазону частот радіоприймача	Допустимі значення K_d		
	приймачі 1-го класу	приймачі 2-го класу	приймачі 3-го класу
100 кГц і менше	2,5 ... 3,0	2,5 ... 3,2	2,5 ... 3,5
100 ... 1500 кГц	2,0 ... 3,0	2,5 ... 3,0	2,5 ... 3,0
1500 ... 6000 кГц	1,5 ... 2,5	1,7 ... 2,5	1,8 ... 2,8
6 ... 30 МГц	1,1 ... 1,7	1,4 ... 2,0	1,5 ... 2,5
30 ... 300 МГц	1,05 ... 1,2	1,05 ... 1,4	1,1 ... 1,5

Таблиця 3.2 – Допустимі коефіцієнти перекриття піддіапазонів

Тип резонансної системи		$K_{др}$
Контур із зосередженими параметрами, перестроюваний:	конденсатором зміною ємності	2,5 ... 3,0
	катушкою змінної індуктивності	1,4 ... 3,0
	варикапом	2,3 ... 2,9
	транзистором реактивним	1,1 ... 1,2
Контур проміжного типу (гібридний)		1,3 ... 5,0
Чвертьхвильовий відрізок коаксіальної лінії, перестроюваний	закорочуючим плунжером	1,4 ... 2,0
	підстроювальним конденсатором	1,1 ... 1,2
Об'ємний резонатор, перестроюваний	введенням штирів або дисків	1,1 ... 2,0
	рухомими плунжерами	1,1 ... 1,8

Від числа піддіапазонів частот багато в чому залежать електричні, конструктивні, експлуатаційні та виробничі параметри радіоприймача. Чим менше коефіцієнти перекриття піддіапазонів i , отже, більша кількість піддіапазонів, тим легше забезпечити більш високі та постійні в межах кожного піддіапазону підсилення і вибірковість преселектора, а також підвищити чутливість радіоприймача, тим самим більш вища його частотна точність, менше точок, уражених комбінаційними завадами та інтерференційними свистами.

Проте, при великій кількості піддіапазонів помітно зростають габарити і вага приймача, ускладнюється схема, комутація та система перемикачів. Все це призводить до ускладнення експлуатації, зниження надійності, здорожчання виробництва радіоприймача.

Тому, при розподіленні діапазону робочих частот на піддіапазони, ухвалюють компромісне рішення, що враховує всі вимоги, пред'явлені до приймача. Кількість піддіапазонів у професійному приймачі слід вибирати тим більшою, чим вище за частотою розташовано діапазон робочих частот приймача.

При виборі способу розділення на піддіапазони слід враховувати:

- групу складності приймача, його призначення та умови експлуатації. Знання групи складності приймача необхідне для оцінки комплексу вимог до приймача, зокрема частотної точності, чутливості та селективності і їх постійності в діапазоні робочих частот приймача, а також для оцінки допустимості ускладнення схеми та конструкції;
- діапазон робочих частот і спосіб перестроювання приймача в піддіапазонах;
- вид структурної схеми професійного приймача, вибраної виходячи з вимог до стабільності настройки;
- вид системи установки та індикації частоти настройки.

Використовувані в практиці проектування РПрП способи розділення діапазону робочих частот на піддіапазони розподіляються на три види, графічно представлені на рис. 3.1:

- з однаковими коефіцієнтами перекриття за частотою $K_{дп}$ для всіх піддіапазонів приймача, $K_{д1} = K_{д2} = \dots = K_{дп} = \text{const}$, де індексами $д1, д2, \dots, дп$ позначені номери піддіапазонів;
- з однаковими частотними інтервалами для всіх піддіапазонів, $\Delta f_{д1} = \Delta f_{д1} = \dots = \Delta f_{дп} = \text{const}$, де $\Delta f_{д1} = \Delta f_{д1 \text{ max}} - \Delta f_{д1 \text{ min}}$;
- комбінований спосіб розділення, за яким поєднуються перші два способи розділення. Нижня ділянка робочого діапазону розбивається за способом рівних коефіцієнтів перекриття піддіапазонів, а верхня – за способом однакових частотних інтервалів.

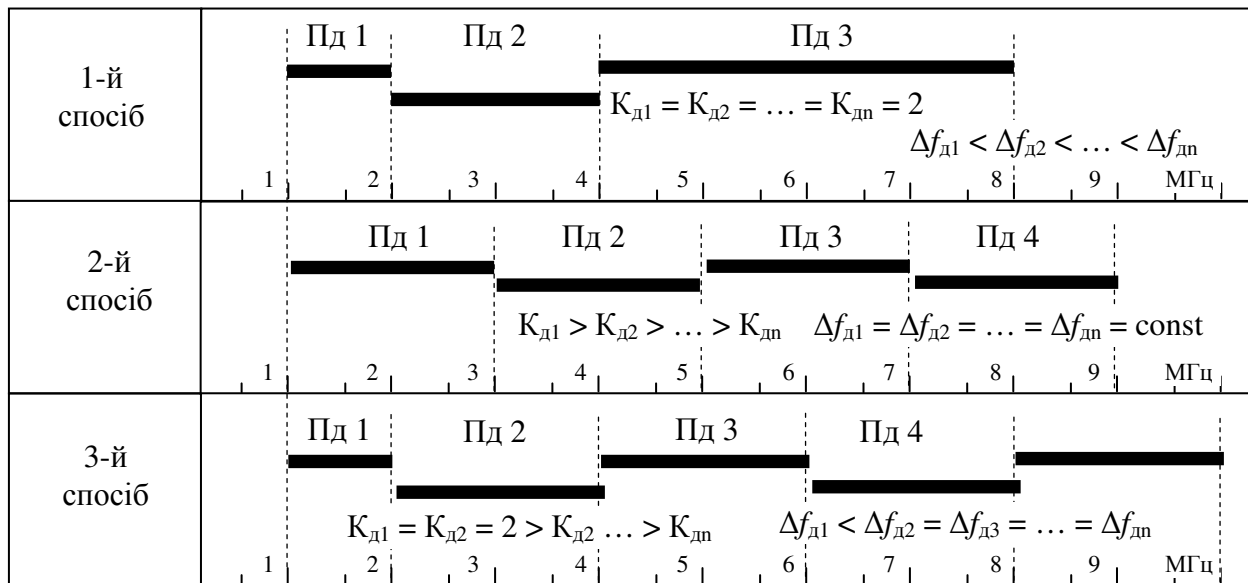


Рисунок 3.1 – Методи розбиття на піддіапазони

3.1. Розділення на піддіапазони с постійним коефіцієнтом перекриття

При розділенні за цим способом контури тракту сигналу радіочастоти (вхідного кола (ВК) і підсилювача радіочастоти (ПРЧ)) містять мінімальну кількість елементів, прості за схемою і конструкцією. Проте, для спряження настроювання контурів тракту частоти сигналу і гетеродина в контури гетеродина доводиться включати додаткові елементи, що знижує стабільність частоти гетеродина.

Коефіцієнти перекриття в усіх піддіапазонах $K_{дн}$ однакові і не повинні перевищувати, з одного боку, коефіцієнт перекриття контурів у даному діапазоні радіочастот і, з другого боку, допустиме значення, при якому досягається задана точність установки частоти настроювання приймача. Таким чином, мінімальна кількість піддіапазонів буде рівна:

$$N_{д} = \frac{\lg K_{д}}{\lg K_{дp}}, \quad (3.2)$$

де $K_{дp}$ вибирається з табл. 3.1.

Приймаючи найближче найбільше ціле число, визначають для нього розрахунковий коефіцієнт перекриття піддіапазону з урахуванням запасу на краях 3 %:

$$K'_{дн} = 1,06, \quad (3.3)$$

і обчислюють граничні частоти кожного піддіапазону:

$$\begin{aligned}
 f_{1 \min} &= 0,94 \times f_{\min}, & f_{1 \max} &= K'_{дн} \times f_{1 \min}; \\
 f_{2 \min} &= 0,94 \times f_{1 \max}, & f_{2 \max} &= K'_{дн} \times f_{2 \min}; \\
 &\dots & & \\
 f_{n \min} &= 0,94 \times f_{(n-1) \max}, & f_{n \max} &= 1,03 \times f_{\max}.
 \end{aligned}$$

3.2. Розділення на піддіапазони з постійним інтервалом частот

При розділенні за способом рівних частотних інтервалів $\Delta f_{\text{дп}}$ різко зростає число піддіапазонів, і, отже, ускладнюються схема та конструкція приймача. Проте, при такому способі розділення легше виконати вимоги до точності установки частоти на верхніх піддіапазонах. При розділенні за цим способом частотні інтервали в усіх піддіапазонах мають бути однакові і не перевищувати допустимого значення, відповідного максимальному реалізованому коефіцієнту перекриття піддіапазону:

$$\Delta f_{\text{дп доп}} = (K_{\text{дп доп}} - 1) \times f_{\text{min}},$$

де розрахунковий коефіцієнт перекриття піддіапазону визначається за формулою 3.3.

Значення $\Delta f_{\text{дп доп}}$ використовують для знаходження номінальних граничних частот піддіапазонів при розділенні без перекриття піддіапазонів за частотою:

$$f_{i \text{ min}} = f_{\text{min}} + (i - 1) \Delta f_{\text{дп}}, \quad f_{i \text{ max}} = f_{i \text{ min}} + i \Delta f_{\text{дп}}.$$

Як правило, для кожного піддіапазону береться невеликий запас по частоті на початку $\Delta f_{\text{н}}$ і кінці $\Delta f_{\text{к}}$ піддіапазона ($\Delta f_{\text{н}} + \Delta f_{\text{к}} = (0,03 \dots 0,05) \times \Delta f_{\text{дп}}$) для забезпечення необхідної зручності і точності настройки на краю піддіапазону:

$$f_{i \text{ min}} = f_{\text{min}} + (i - 1) \Delta f_{\text{дп}} - \Delta f_{\text{н}}, \quad f_{i \text{ max}} = f_{i \text{ min}} + i \Delta f_{\text{дп}} + \Delta f_{\text{к}}.$$

4. РОЗРАХУНОК СМУГИ ПРОПУСКАННЯ РПрП

Під смугою пропускання лінійного тракту приймача розуміється область частот його *амплітудно-частотної характеристики* (АЧХ) від входу до детектора, в межах якої зберігається його працездатність, тобто забезпечуються всі його основні характеристики, а спотворення сигналу знаходяться в допустимих межах. Смуга пропускання визначається найбільш вузькосмуговим частотним фільтром тракту.

У технічному завданні на проектування радіоприймача, як правило, указуються вимоги до смуги пропускання радіотракту РПрП, допустимих спотворень АЧХ і ФЧХ в смузі пропускання. Якщо в ТЗ указується тільки вид сигналу, який приймається, то смуга пропускання радіотракту приймача визначається виходячи з реальної ширини спектра сигналу ΔF_c , доплерівського зсуву частоти радіосигналу Δf_d и деякого запасу $\Delta f_{\text{зап}}$, залежного від нестабільностей частот сигналу, який приймається, та гетеродинів приймача, а також похибки в настроюванні окремих контурів РПрП. В цьому випадку смуга може бути розрахована за формулою:

$$\Pi = \Delta F_c + 2 \times \Delta f_d + \Delta f_{\text{зап}} \quad (4.1)$$

Перший доданок. Ширина спектра сигналу ΔF_c , який приймається, залежить від виду передаваного повідомлення, виду використовуваної модуляції, а також допустимими частотними або нелінійними спотвореннями.

При передачі аналогового повідомлення необхідно знати максимальну (F_{max}) і мінімальну (F_{min}) частоти спектра первинного електричного сигналу. Якщо ширина спектра явно не вказана в ТЗ, її можна оцінити, виходячи з виду повідомлення, яке приймається.

Наприклад, для високоякісної передачі телефонного сигналу необхідно передавати спектр повідомлення з частотами від 300 до 3400 Гц (стандартний телефонний канал), для хорошої передачі необхідний спектр від 300 до 2700 Гц, а для задовільної від 400 до 2000 Гц.

Для радіомовних сигналів, залежно від класу системи, ширину спектра повідомлення вибирають рівною:

- для другого класу – від 100 Гц до 6000 Гц;
- для першого класу – від 50 Гц до 10000 Гц;
- для вищого класу – від 20 Гц до 15000 Гц.

Телевізійний аналоговий сигнал має ширину спектра від 0 Гц до:

$$F_{\text{max}} = 0,5qF_k Z^2,$$

де F_k – частота кадрів;

q – співвідношення розмірів сторін кадру (звичайно 4/3);

Z – число рядків розкладання.

При передачі *дискретних сигналів* необхідно знати швидкість передачі даних, за якою розраховується ширина спектра передаваного повідомлення.

Для *телеграфного повідомлення* у вигляді періодичної послідовності прямокутних імпульсів спектр лежить від 0 Гц до

$$F_{\max} = \frac{n}{2\tau_0} = \frac{nB}{2}, \quad (4.2)$$

де τ_0 – тривалість елементарної послідовності;

B – швидкість телеграфування;

n – максимальний номер використовуваної гармоніки (звичайно $n = 3 \dots 5$), що визначається допустимими спотвореннями форми імпульсу на приймальній стороні.

Залежно від виду модуляції, ширина спектра, яку необхідно забезпечити на вході демодулятора, визначається наступними виразами:

Таблиця 4.1 – Ширина спектру сигналу для різних видів модуляції

Вид модуляції	Формула ширини спектра
Двохсмугова амплітудна модуляція (АМ)	$\Delta F_c = 2 \times F_{\max}$
Односмугова модуляція з пригніченою несучою (ОМ)	$\Delta F_c = F_{\max} - F_{\min}$
Односмугова модуляція з повністю або частково пригніченою несучою (ОМ)	$\Delta F_c = F_{\max}$
Багатоканальна АМ телефонія	$\Delta F_c = 2(N \times \Delta f_{\text{пн}} + F_{\max})$, де N – число каналів; $\Delta f_{\text{пн}}$ – інтервал частот між сусідніми підносійними.
Частотна модуляція (ЧМ)	$\Delta F_c \approx 2 \times F_{\max} (1 + m_{\text{чм}} + \sqrt{m_{\text{чм}}})$, де $m_{\text{чм}} = \frac{\Delta f_m}{F_{\max}}$ – індекс частотної модуляції, Δf_m – максимальне відхилення частоти носійного колювання від номінального значення (девіація частоти).
Вузькосмугова частотна модуляція (ЧМ) $m_{\text{чм}} \ll 1$	$\Delta F_c \approx 2 \times F_{\max}$
Широкосмугова частотна модуляція (ЧМ) $m_{\text{чм}} \gg 1$	$\Delta F_c \approx 2 \times \Delta f_m$
Багатоканальна ЧМ телефонії	$\Delta F_c \approx (8 \dots 9) \times 10^3 \times N \times (+ m_{\text{чм}})$,
АМ телеграфним повідомленням	$\Delta F_c = 2 \times F_{\max} = \frac{n}{\tau_0} = nB$
ЧМ телеграфним повідомленням	$\Delta F_c \approx 2B \sqrt{\frac{2D}{\pi} m_{\text{чм}} + m_{\text{чм}}^2}$, де $m_{\text{чм}} = \frac{\Delta f_m}{B}$ – індекс частотної модуляції, D – задане послаблення спектра на межах смуги, звично $D = 100$
Амплітудно-тональної модуляції телеграфним повідомленням	$\Delta F_c \approx 2(F_{\text{зв}} + 2B)$, де $F_{\text{зв}}$ – частота звукового тону, що дорівнює 800...1000 Гц
ФМ телеграфним повідомленням	$\Delta F_c = 2 \times B$

Другий доданок. Ступінь розширення смуги пропускання радіотракту приймача, викликана наявністю доплерівського зсуву частоти радіосигналу Δf_d залежить від відносної швидкості руху передавача і приймача і розраховується як:

$$\Delta f_d = f_{\max} \frac{v}{C}, \quad (4.3)$$

v – радіальна швидкість руху передавача, C – швидкість розповсюдження радіохвиль ($C \approx 3 \cdot 10^5$ км/с).

Для радіомовних приймачів розширення смуги пропускання за рахунок доплерівського зсуву частоти не враховують, тобто $\Delta f_d = 0$.

Третій доданок. Ступінь розширення смуги пропускання, викликана нестабільністю частот приймального сигналу, частот гетеродинів приймача і похибками в настроюванні окремих контурів РПрП, залежить від призначення приймача, способу його настроювання, вимог до ступеня автоматизації зв'язку та стійкості прийому.

Для забезпечення безпошукового і безпідстроювального радіозв'язку смуга пропускання приймача має бути настільки розширена, щоб спектр радіосигналу залишався в смузі, не зважаючи на можливу похибку первинної установки частот передавача та приймача і можливі відхилення частот під час роботи під впливом різних дестабілізуючих чинників. При прийомі з пошуком і підстроюванням розбіжність частот передавача та приймача усувається оператором.

Запас за смугою пропускання $\Delta f_{\text{зап}}$ для РПрП з одноразовим перетворенням частоти визначається за формулою :

$$\Delta f_{\text{зап}} = \sqrt{(\delta_c f_{\max})^2 + (\delta_\Gamma f_\Gamma)^2 + (\delta_H f_\Gamma)^2 + (\delta_{\text{ПЧ}} f_{\text{ПЧ}})^2 + (\delta_\Phi f_{\text{ПЧ}})^2}, \quad (4.4)$$

де δ_c – відносна нестабільність несучої частоти сигналу;

δ_Γ – відносна нестабільність частоти гетеродина f_Γ РПрП;

δ_H – відносна похибка настроювання (установки частоти) РПрП;

$\delta_{\text{ПЧ}}$ – відносна нестабільність настроювання фільтрів тракту ПЧ.

Запас за смугою пропускання $\Delta f_{\text{зап}}$ для РПрП з двократним перетворенням частоти визначається за формулою :

$$\Delta f_{\text{зап}} = \sqrt{(\delta_c f_{\max})^2 + (\delta_\Gamma f_\Gamma)^2 + (\delta_{H1} f_{\Gamma1})^2 + (\delta_{H2} f_{\Gamma2})^2 + (\delta_{\text{ПЧ}} f_{\text{ПЧ}})^2 + (\delta_\Phi f_{\text{ПЧ}})^2}, \quad (4.5)$$

де $\delta_{\Gamma1}$ і $\delta_{\Gamma2}$ – відносна нестабільність частоти першого $f_{\Gamma1}$ і другого $f_{\Gamma2}$ гетеродинів РПрП відповідно.

Відносна нестабільність несучої частоти сигналу δ_c якщо вона не задана в ТЗ, вважається рівною нулю.

Відносна похибка настроювання (установки частоти) РПрП δ_H залежить від похибки відліку частоти настроювання за шкалою або неточністю установки частоти при безпошуковому настроюванні приймача. Якщо вона не задана в ТЗ або якщо використовуються цифрові системи настроювання і індикації, то значення такої похибки вважається рівним нулю.

Відносна нестабільність настроювання фільтрів тракту ПЧ $\delta_{ПЧ}$ визначається для якнайменшої проміжної частоти (якщо трактів ПЧ декілька) і залежить від типу використовуваного фільтру:

- для багатоланкових LC-фільтрів $(3 \dots 5) \cdot 10^{-4}$ за рік;
- для кварцових або ПАВ фільтрів $(1 \dots 5) \cdot 10^{-5}$ за рік.

Враховувати нестабільність настроювання фільтрів має сенс при проектуванні приймачів, призначених для прийому відносно вузькосмугових передач і гетеродинів, що мають високу стабільність. Для ескізного проектування нестабільність настроювання фільтрів може бути вибрана рівною нулю. Проте, після визначення структурної схеми (номінальних частот проміжних трактів) необхідно уточнити це значення.

Відносна нестабільність частоти гетеродина $\delta_{Г}$ залежить від схемотехнічного і конструктивного виконання гетеродина, типу використовуваних елементів, діапазону частот і може бути приблизно оцінена за табл. 4.2.

Таблиця 4.2 - Відносна нестабільність частоти гетеродинів.

Вид гетеродина	Діапазони	
	ДХ, СХ, КХ	УКХ
Транзисторний багатодіапазонний однокаскадний з плавним перестроюванням	$10^{-3} \dots 10^{-4}$	-
Транзисторний однодіапазонний однокаскадний з плавним перестроюванням	$10^{-4} \dots 10^{-5}$	$10^{-3} \dots 10^{-4}$
Транзисторний однодіапазонний однокаскадний без перестроювання	10^{-5}	$10^{-3} \dots 10^{-4}$
Транзисторний одно каскадний, що перемикається, з кварцовою стабілізацією	10^{-5}	–
Транзисторний однокаскадний, що не перемикається, з кварцовою стабілізацією і одинарним термостатуванням	10^{-6}	–
Транзисторний однокаскадний, що не перемикається, з кварцовою стабілізацією і подвійним термостатуванням	$10^{-7} \dots 10^{-8}$	–
Транзисторний багатокаскадний, що не перемикається, з множенням частоти і кварцовою стабілізацією	$10^{-6} \dots 10^{-7}$	$10^{-5} \dots 10^{-6}$
На тунельному діоді	–	$10^{-4} \dots 10^{-5}$
На відбивному клістріні	–	$10^{-3} \dots 10^{-6}$
Синтезатор частоти з опорним кварцовим генератором	$10^{-7} \dots 10^{-8}$	–
Синтезатор частоти з опорним молекулярним генератором	10^{-10}	

Менші значення відносяться до гетеродинів, у яких вжиті заходи підвищення стабільності частоти (температурна стабілізація контуру, стабілізація живлячих напруг). Слід також враховувати, що транзисторні однокаскадні гетеродини з кварцовою стабілізацією можна застосовувати на частотах до 10 МГц, багатокаскадні з множенням частоти – на частотах до 10 ГГц, гетеродини на тунельних діодах – на частотах до 0,5... 100 ГГц, на відбивних клістро-нах – на частотах до 3... 50 ГГц.

$$\Pi = \Delta F_c + (2 \cdot \Delta f_d + \Delta f_{\text{зап}}) / k_{\text{АПЧ}},$$

- де $k_{\text{АПЧ}}$ – коефіцієнт автопідстроювання системи ЧАП, в практичних схемах $k_{\text{АПЧ}} \approx 10 \dots 30$ для польових і $k_{\text{АПЧ}} \approx 10 \dots 20$ для біполярних транзисторів;
 – для фазової АПЧ:

$$\Pi \approx \Delta F_c.$$

Якщо в процесі експлуатації допускається прийом з пошуком і підстроюванням, то запас за смугою можна не передбачати, тобто $\Pi \approx \Delta F_c$.

5. ВИБІР КІЛЬКОСТІ ПЕРЕТВОРЕНЬ І НОМІНАЛЬНИХ ЗНАЧЕНЬ ПРОМІЖНИХ ЧАСТОТ

Число перетворень частоти і номінальні значення проміжних частот $f_{пч}$ визначаються, виходячи із задоволення наступних двох вимог:

- ослаблення завад на паразитних каналах прийому (перш за все на дзеркальному) в задане число разів;
- забезпечення необхідної вибіркової за сусіднім каналом при конструктивно здійснюваній добротності контурів вибірових систем тракту проміжної частоти.

При виборі значень проміжних частот в приймачі необхідно враховувати наступне:

1. Проміжна частота $f_{пч}$ має бути поза діапазоном робочих частот.
2. Проміжні частоти бажано вибирати в області частот, де працює якнайменша кількість близько розташованих потужних радіопередавачів.
3. Для забезпечення на виході детекторного каскаду хорошої фільтрації проміжної частоти величина ПЧ повинна бути вище верхньої частоти модуляції, принаймні, в 5 ... 10 разів.
4. При прийомі імпульсних сигналів проміжна частота $f_{пч}$ вибирається з умови забезпечення неспотвореної форми відеоімпульсу тривалістю $\tau_{и}$ і забезпечення його постійної тривалості. Для цього необхідно, щоб за час тривалості імпульсу укладалося не менше 10 ... 20 періодів коливань проміжної частоти $T_{пч} = 1/f_{пч} \leq (0,05 \dots 0,1)\tau_{и}$ або $f_{пч} \geq (10 \dots 20)/\tau_{и}$. Якщо вимагається забезпечити малий час встановлення фронту імпульсу $\tau_{ф}$, то $f_{пч} \geq (5 \dots 10)/\tau_{и}$.
5. Чим нижче вибране значення ПЧ, тим:
 - а) більше підсилення можна реалізувати одним каскадом підсилювача ПЧ (ППЧ);
 - б) простіше реалізувати задану форму АЧХ або ФЧХ тракту і відповідно забезпечити задану вибірковість за сусіднім каналом;
 - в) менша залежність підсилення і смуги пропускання тракту ПЧ від розкиду паразитних ємностей підсилювальних елементів;
 - г) менша величина коефіцієнта шуму.
6. Чим вище вибране значення ПЧ, тим:
 - а) легше забезпечити задану вибірковість за дзеркальним каналом, оскільки збільшується відносна розстройка;
 - б) більше придушується преселектором власне паразитне випромінювання гетеродина приймача;
 - в) краща фільтрація проміжної частоти на виході детекторного каскаду;
 - г) якісніше відтворюється форма імпульсних сигналів.

При остаточному виборі номіналів проміжних частот рекомендується враховувати, що в даний час для професійних приймачів УКХ діапазону встановлені стандартні проміжні частоти 10,7; 30; 60; 100 і 120 МГц, відповідно до яких виготовляються типові блоки ППЧ і вимірювальна апаратура. Для при-

ймачів коротких і довших хвиль стандартних значень проміжних частот не передбачено, проте, типовими є наступні проміжні частоти: 100...115; 128; 210...215; 420...475; 530...750; 910...930; 1600; 2200; 3000 і 4500 кГц.

Для радіомовних і телевізійних РПрП встановлені стандартні значення проміжних частот:

- прийом сигналів з АМ – 465 кГц;
- прийом сигналів з ЧМ – 10,7 МГц;
- прийом ТБ сигналів: тракт ПЧ відео з АМ – 36 МГц; тракт ПЧ звуку з ЧМ – 6,5 МГц.

Вибір стандартних значень $f_{ПЧ}$ дозволяє використовувати в тракті ПЧ інтегральні *фільтри зосередженої вибіркості* (ФЗВ), що випускаються промисловістю.

Оскільки вимоги з забезпечення вибіркості за дзеркальним і сусіднім каналами є суперечливими, а ускладнення цих трактів за будь-якими міркуваннями небажане, виникає необхідність декількох перетворень частоти. При проектуванні професійних РПрП, коли вимагається одержати дуже високу та постійну в смузі вибіркості і реалізувати спеціальні вимоги до форми АЧХ або ФЧХ, також виникає необхідність в неодноразовому перетворенні частоти. В цьому випадку перша ПЧ вибирається за можливістю якомога вище для забезпечення більшої вибіркості за дзеркальним каналу. Друга (або остання) ПЧ вибирається за можливістю більш низькою для зручності реалізації АЧХ заданої форми та забезпечення заданої вибіркості за сусіднім каналом.

Зокрема, два і більше перетворення частоти немінучі при виборі однієї з наступних структурних схем:

- а) з однодіпазонним першим гетеродином при кількості піддіпазонів більше трьох;
- б) з кварцевим першим гетеродином і плавно перестроюваним другим гетеродином;
- в) з використанням принципу компенсації відхилення частоти першого та другого гетеродинів.

6. РОЗПОДІЛ НЕРІВНОМІРНОСТІ АЧХ В СМУЗІ ПРОПУСКАННЯ ТА МІЖ ТРАКТАМИ РПрП

Початкові дані: Нерівномірність АЧХ високочастотного тракту РПрП – $\gamma_{ВЧ}$

Результат: Нерівномірність АЧХ вхідного кола $\gamma_{ВК}$, нерівномірність кожного каскаду ПРЧ $\gamma_{ПРЧ}$, нерівномірність кожного тракту ПЧ $\gamma_{ПЧ1}$, $\gamma_{ПЧ2}$.

Нерівномірність високочастотного тракту РПрП $\gamma_{ВЧ}$, яка вказана в ТЗ, задає рівень відліку смуги пропускання наскрізного тракту приймача. Оскільки АЧХ наскрізного тракту виходить як добуток АЧХ всіх трактів РПрП (див рис. 6.1), то фактично вона визначається як АЧХ найбільш вузькосмугового тракту – тракту останньої ПЧ, який забезпечує основну вибірковість РПрП щодо сусіднього каналу.

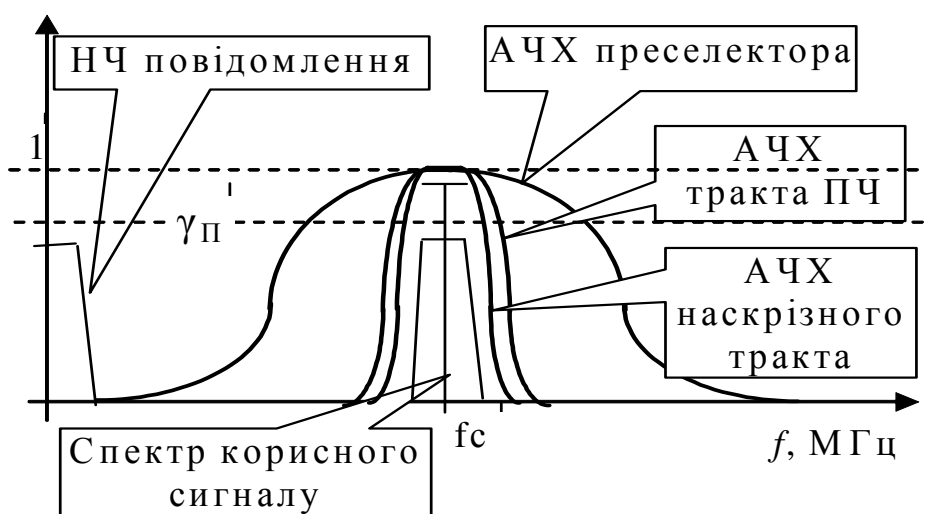


Рисунок 6.1 – Наскрізна АЧХ високочастотного тракту РПрП

Проте, при проектуванні має вирішуватися задача розподілу загальної нерівномірності між трактами та каскадами РПрП. Таке розподілення необхідно робити, якщо РПрП повинен працювати в діапазонах ДХ і СХ, в яких преселектор має вносити істотний внесок у формування наскрізної АЧХ.

Загальна нерівномірність АЧХ в смузі пропускання тракту ВЧ приймача визначається виразом:

$$\gamma_{ВЧ} = \gamma_{ПС} \times \gamma_{УПЧ} = \gamma_{ВК} \times \gamma_{ПРЧ} \times \gamma_{УПЧ1} \times \gamma_{УПЧ2}, \quad (6.1)$$

де $\gamma_{ПС} = \gamma_{ВК} \times \gamma_{ПРЧ}$ – нерівномірність АЧХ преселектора, що включає вхідні кола та підсилювач радіочастоти;

$\gamma_{ВК}$ – нерівномірність АЧХ вхідних кіл РПрП;

$\gamma_{ПРЧ}$ – нерівномірність АЧХ підсилювача радіочастоти РПрП;

$\gamma_{УПЧ1}$ – нерівномірність АЧХ тракту першої проміжної частоти РПрП;

$\gamma_{УПЧ2}$ – нерівномірність АЧХ тракту другої проміжної частоти РПрП.

Нерівномірність АЧХ в смузі розподіляється між трактами, виходячи з компромісу між складністю (або можливістю) реалізації фільтрів трактів преселектора і проміжної частоти. Чим більше вибране для фільтру значення допустимої нерівномірності, тим простіше його фізична реалізація. Тобто, чим більше вибране значення допустимої нерівномірності преселектора, тим простіше реалізувати такий фільтр, але тим складніше буде реалізувати фільтри тракту ПЧ.

Для реалізації АЧХ з малою нерівномірністю в тракті ПЧ можуть знадобитися складні фільтри зосередженої селекції (ФЗС). Якщо в ТЗ вказана висока вибірковість за сусіднім каналом (наприклад, для професійних РПрП) або спеціальні вимоги до форми АЧХ (наприклад, для ТВ приймачів), то це ще більш ускладнить реалізацію таких фільтрів.

Для реалізації преселектора з невеликою нерівномірністю в смузі, з урахуванням забезпечення заданої вибіркової за дзеркальним каналом, можливо буде необхідно використовувати декілька каскадів ВК і/або ПРЧ. Якщо врахувати, що всі ці каскади є перестроюваними, а число контурів в кожному каскаді вибирається не більше двох (переважним є один контур), то може виникнути проблема фізичної реалізованості тракту.

Таким чином, вибір нерівномірності АЧХ для преселектора $\gamma_{ВК}$ є пріоритетним і залежить від типу (призначення) РПрП, виду і кількості фільтрів в преселекторі, діапазону робочих частот і орієнтовного значення рекомендованої нерівномірності одного каскаду:

- для одноконтурного фільтра в діапазоні ДХ і СХ $\gamma_{ВК} = 0,6 \dots 0,8$;
- для двоконтурного фільтра в діапазоні ДХ і СХ $\gamma_{ВК} = 0,7 \dots 0,8$;
- для одноконтурного фільтра в діапазоні КХ $\gamma_{ВК} \approx 1$;
- для одноконтурного фільтра в діапазоні УКХ $\gamma_{ВК} = 1$.

Менше значення нерівномірності вибирають для побутових мовленнєвих приймачів, більше значення вибирають для професійних.

Рекомендовані значення, отримані, виходячи з фізично реалізовуваної (конструктивної) добротності контура $Q_k \leq 120 \dots 150$, виконаного на LC-елементах. Використання таких контурів в діапазоні ДХ і СХ забезпечує смугу пропускання преселектора, відповідну з необхідною смугою пропускання тракту ПЧ, і, отже, нерівномірність АЧХ вхідних кіл на цих діапазонах потрібно обов'язково враховувати. У діапазонах КХ і УКХ смуга пропускання преселектора набагато більше смуги пропускання тракту ПЧ і вплив нерівномірності преселектора можна не враховувати, тобто вибирають $\gamma_{ВК} \approx 1$.

Чим більше каскадів містить преселектор, тим меншу нерівномірність повинен мати кожен каскад, оскільки нерівномірність всього преселектора розраховується як добуток нерівномірностей каскадів:

$$\gamma_{ПС} = \gamma_{ВК} \times \gamma_{ПРЧ 1} \times \gamma_{ПРЧ 2} \dots \quad (6.2)$$

Як правило, в супергетеродинних приймачах використовують один каскад вхідного кола, що містить одноконтурне або двоконтурне вибіркоче коло і один або два однакові каскади з одноконтурними ПРЧ.

Якщо проєктований приймач має два діапазони, то для подальшого розрахунку тракту ПЧ необхідно вибрати нерівномірність АЧХ преселектора для гіршого випадку, тобто береться якнайменше значення $\gamma_{ВК}$.

Заздалегідь вибране значення нерівномірності АЧХ преселектора використовується для розрахунку значення нерівномірності АЧХ тракту ПЧ:

$$\gamma_{упч} = \gamma_{вч} / \gamma_{пс} . \quad (6.3)$$

Якщо в приймачі використовується два тракти ПЧ, то проводять подальше розбиття нерівномірності згідно з формулою:

$$\gamma_{упч} = \gamma_{упч1} \times \gamma_{упч2} , \quad (6.4)$$

причому для тракту більш низької частоти вибирають якомога менше значення нерівномірності.

Після вибору значень нерівномірності для всіх каскадів РПрП здійснюється контрольна перевірка шляхом підстановки значень нерівномірності в початкову формулу (6.1).

Правильність розподілу нерівномірності перевіряють, проводячи попередній розрахунок преселектора і тракту ПЧ (розділи 7 і розділ 8), і, якщо результати не задовольняють вимогам ТЗ, необхідно повернутися знов до розподілу нерівномірності АЧХ між трактами.

7. ОРІЄНТОВНИЙ РОЗРАХУНОК ПРЕСЕЛЕКТОРА

- Початкові дані:**
- діапазон частот настройки $f_{\min} \dots f_{\max}$;
 - смуга пропускання П тракту ВЧ;
 - значення проміжної частоти $f_{\text{пч}}$;
 - необхідна вибіркковість за дзеркальним каналом $\sigma_{\text{ЗК}}$;
 - нерівномірність АЧХ вхідного кола $\gamma_{\text{ВК}}$ в смузі пропускання;
 - допустима зміна підсилення в діапазоні $H_{\text{доп}}$.
- Результат:**
- вид вибіркових систем вхідного кола і підсилювача радіочастоти,
 - еквівалентна добротність контурів Q_e ,
 - розрахункова вибіркковість за дзеркальним каналом $\sigma_{\text{ЗК}}$ каскадів і всього тракту в цілому.

Преселектор РПрП складається з вхідного кола (ВК) та одного або двох підсилювачів радіочастоти (ПРЧ). Основна задача преселектора – забезпечення вибіркковості за паразитним дзеркальним каналом прийому та збільшення реальної чутливості РПрП за рахунок зменшення коефіцієнта шуму РПрП в цілому.

Методика орієнтовного розрахунку преселектора розрізняється для випадку з урахуванням нерівномірності АЧХ вхідного кола $\gamma_{\text{ВК}} < 1$ (Варіант 1), і для випадку, коли цю нерівномірність не враховують $\gamma_{\text{ВК}} = 1$ (Варіант 2).

7.1. Розрахунок з урахуванням нерівномірності АЧХ ВК

Випадок кола з $\gamma_{\text{ВК}} < 1$ характерний для діапазонів ДХ і СХ, коли необхідно враховувати вносимі вхідним колом спотворення АЧХ. В цьому випадку спочатку розраховують допустиму еквівалентну добротність контуру:

$$Q_e = \frac{f_{\min}}{\Pi} \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma_{\text{ВЦ}}}\right)^2 - 1}. \quad (7.1)$$

Далі розраховують вибіркковість одноконтурного ВК за дзеркальним каналом:

$$\sigma_{\text{ЗК Р}} = \sqrt{1 + Q_e^2 y^2}, \quad (7.2)$$

де $y = \frac{f_{\max} + 2f_{\text{ПЧ}}}{f_{\max}} - \frac{f_{\max}}{f_{\max} + 2f_{\text{ПЧ}}}$ відносна розстройка дзеркального каналу.

Якщо розрахункове значення вибіркковості за дзеркальним каналом більше значення, яке вимагається:

$$\sigma_{\text{ЗК Р}} > \sigma_{\text{ЗК}}, \quad (7.3)$$

то орієнтовний розрахунок ВК закінчений і, в якості преселектора, приймається одноконтурне ВК.

Якщо умова забезпечення необхідної вибіркковості (7.3) не виконується, то переходимо до оцінки можливості використання двох одноконтурних кас-

кадів в якості ВК – один контур у вхідному колі, другий – в ПРЧ. При цьому еквівалентна добротність контура розраховується за формулою:

$$Q_e = \frac{f_{\min}}{\Pi} \sqrt{\frac{1}{\gamma_{ВЦ}} - 1}, \quad (7.4)$$

а загальна вибірковість преселектора за дзеркальним каналом за формулою :

$$\sigma_{ЗКР} = (\sqrt{1 + Q_e^2 y^2})^2. \quad (7.5)$$

Якщо розрахункове значення вибірковості за дзеркальним каналом більше ніж вимагається (умова (7.3) виконується), то попередній розрахунок ВК закінчений і в якості преселектора приймається одноконтурна ВК і одноконтурний ПРЧ.

Якщо задані технічні параметри не виконуються, то необхідно збільшити число контурів преселектора або перерозподілити величину частотних спотворень між преселектором і ППЧ. Якщо потрібне число контурів преселектора більше двох, то доцільно перейти від схеми одноконтурного вхідного кола до діапазонного двоконтурного смугового фільтра. При заданій смузі пропускання смуговий фільтр може забезпечити вищу вибірковість з меншими частотними спотвореннями в межах смуги пропускання. Крім того, двоконтурний фільтр зменшує можливість перехресної модуляції і його смуга більш стійка при зміні параметрів антени. Використання двоконтурного фільтра у вхідному колі без використання ПРЧ покращує нерівномірність АЧХ вхідного кола $\gamma_{ВК}$, але погіршує шумові параметри РПрП за рахунок більшого ослаблення ВЧ сигналу таким фільтром.

Для двоконтурного фільтра у вхідному колі (за умови однакових контурів і критичного зв'язку між контурами) еквівалентна добротність контура розраховується за формулою:

$$Q_e = \frac{f_{\min}}{\Pi} \sqrt[4]{4\left(\frac{1}{\gamma_{ВЦ}^2} - 1\right)}, \quad (7.6)$$

а загальна вибірковість преселектора за дзеркальним каналом за формулою :

$$\sigma_{ЗКР} = (\sqrt{1 + Q_e^2 y^2})^2. \quad (7.7)$$

Якщо в приймачі з декількома піддіапазонами на СХ і ДХ використовується двоконтурне вхідне коло, а на коротких хвилях – одноконтурне вхідне коло і одноконтурний ПРЧ, то на СХ і ДХ підсилювальний прилад працює за схемою аперіодичного підсилювача високої частоти.

7.2. Розрахунок без урахуванням нерівномірності АЧХ ВК

Випадок вхідного кола з $\gamma_{ВК} \approx 1$ характерний для діапазонів КХ і УКХ, коли спотвореннями АЧХ, які вносяться ВК можна нехтувати. В цьому випадку еквівалентну добротність контура Q_e вибирають, виходячи з конструктивної добротності Q_K за формулою :

$$Q_e = \frac{Q_K}{q}, \quad (7.8)$$

де q – коефіцієнт шунтування контуру, який показує в скільки разів зменшується добротність контуру при включенні його в схему, і залежний від використовуваних електронних приладів. Обидва параметри вибираються, виходячи із заданого діапазону настроювання РПрП за даними табл. 7.1.

Таблиця 7.1 – Конструктивна добротність контура та коефіцієнт шунтування для різних діапазонів настроювання РПрП

Діапазон частот МГц	Контур, що перестроюється Q_k	Контур, що не перестроюється Q_k	Коефіцієнт шунтування	
			польовий транзистор	біполярний транзистор
< 0,1	10 ... 40	10 ... 50	1	1,4 ... 1,6
0,1 ... 0,2	30 ... 50	100 ... 170	1	1,5 ... 1,7
0,2 ... 0,4	30 ... 50	120 ... 200	1	1,6 ... 1,8
0,4 ... 0,6	30 ... 50	150 ... 200	1	1,7 ... 1,9
0,6 ... 1,0	40 ... 80	200 ... 250	1	1,8 ... 2,0
1,0 ... 5,0	50 ... 120	150 ... 200	1	2,0 ... 2,2
5,0 ... 30,0	70 ... 150	100 ... 150	1,1	2,2 ... 2,5
30,0 ... 300,0	70 ... 120	90 ... 130	1,2	2,5 ... 3,0

Умови вибору конструктивної добротності та коефіцієнта шунтування:

1. Менші значення параметра q відповідають меншим значенням частоти.
2. Оскільки преселектор містить перестроювані кола, то вибирають конструктивну добротність для перестроюваного контура.
3. При використуванні узгоджених антен або при узгодженні ВК професійних РПрП за критерієм мінімуму коефіцієнта шуму (узгодження за шумом), коефіцієнт шунтування контуру беруть рівним $q = 2$.

Визначаємо достатність використання одноконтурного ВК для забезпечення необхідної вибіркової за дзеркальним каналом за формулою (7.2). Якщо виконується умова (7.3), то орієнтовний розрахунок ВК закінчений і в якості преселектора приймається одноконтурне ВК.

Якщо умова забезпечення необхідної вибіркової (7.3) не виконується, то переходимо до оцінки можливості використання двох одноконтурних каскадів в якості ВК – один контур у вхідному колі, другий – в ПРЧ. Для цього, використовуючи те ж значення еквівалентної добротності, розраховуємо вибіркувність ВК за формулою (7.5) для двох контурів. Якщо розрахункове значення вибіркувності за дзеркальним каналом більше значення, яке вимагається, то орієнтовний розрахунок ВК закінчений і в якості преселектора приймається одноконтурне ВК і одноконтурний ПРЧ.

Якщо умова забезпечення необхідної вибіркової (7.3) не виконується, то переходимо до оцінки можливості використання трьох одноконтурних каскадів у якості ВК – один контур у вхідному колі, два інших – у двох каскадах одноконтурних ПРЧ. Для цього, використовуючи те ж значення еквівалентної добротності, розраховуємо вибіркувність ВК за формулою для трьох однакових контурів.

Якщо розрахункове значення вибірконості за дзеркальним каналом більше значення, яке вимагається, то орієнтовний розрахунок ВК закінчений і, в якості пре селектора, приймається одноконтурне ВК і два одноконтурні каскади ПРЧ. Якщо умова не виконується, необхідно повернутися до Розділу 3 ескізного розрахунку і переробити проектування структурної схеми та (або) вибір значень першої проміжної частоти з метою забезпечення можливості підвищення вибірконості за дзеркальним каналом РПрП. Після цього орієнтовний розрахунок преселектора необхідно повторити.

7.3. Розрахунок неперестроюваного ВК з широкосмуговою АЧХ

У випадку, якщо заданий діапазон перестроювання РПрП відносно невеликий, що характерне для УКХ діапазону і розтягнутих КХ діапазонів, то можливе використання неперестроюваного вхідного контура, встановленого на центральну частоту діапазону і який пропускає увесь діапазон можливих частот настроювання РПрП.

Такий контур матиме відносно невелику еквівалентну добротність, яка розраховується за формулою :

$$Q_{\text{ен}} = \frac{f_{\text{cp}}}{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}, \quad (7.9)$$

де $f_{\text{cp}} = \frac{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}}{2}$ – середня частота діапазону.

З використанням отриманого значення добротності неперестроюваного контуру $Q_{\text{ен}}$ перевіряється, чи може один контур забезпечити задану вибірконість за дзеркальним каналом (розрахунок виконують за формулою: (7.2) і перевіряють за формулою (7.3)). Якщо один контур не забезпечує задану вибірконість, перевіряють можливість використання двох однакових неперестроюваних контурів (розрахунок виконують за формулою (7.5) і перевіряють за формулою (7.3)), або трьох контурів (розрахунок виконують за формулою :

$$\sigma_{\text{ЗКР}} = (\sqrt{1 + Q_{\text{е}}^2 y^2})^3 \quad (7.10)$$

і перевіряють за формулою (7.3)). Якщо один з цих варіантів задовольняє вимогам ТЗ, то орієнтовний розрахунок преселектора закінчений.

Якщо три неперестроювані контури не забезпечують необхідної вибірконості за дзеркальним каналом, то необхідно використати один перестроюваний високодобротний контур у вхідному колі і провести розрахунки за формулами (7.1) і (7.2) з перевіркою за формулою (7.3).

При виборі схеми та числа каскадів у преселекторі слід також враховувати, що преселектор має забезпечувати нерівномірність підсилення в діапазоні настроювань меншу за допустиму нерівномірність, що задана в ТЗ:

$$H = K_{\text{прес max}} / K_{\text{прес min}} < H_{\text{доп}}.$$

Тому доцільно вибрати такий вид зв'язку між окремими каскадами преселектора, при якому можна одержати протилежний характер зміни резонансного коефіцієнта підсилення в кожному каскаді. Наприклад, якщо в преселекторі застосовується резонансний підсилювач, коефіцієнт підсилення якого рос-

те із зростанням частоти, то вхідне коло має бути побудоване за схемою, при якій резонансний коефіцієнт передачі із зростанням частоти зменшується.

Правильний вибір схеми преселектора багато в чому визначає такі найважливіші характеристики РПрП, як чутливість і селективність. Відомо, що чутливість приймача визначається його коефіцієнтом шуму $K_{\text{ш}}$. Загальний $K_{\text{ш}}$ залежить від коефіцієнтів шуму і коефіцієнтів передачі окремих каскадів приймача, причому найбільшою мірою $K_{\text{ш}}$ визначається коефіцієнтами шуму вхідного пристрою і ПВЧ; тому від правильного вибору каскадів преселектора, з точки зору зменшення шумів і забезпечення необхідного підсилення, багато в чому залежить чутливість всього РПрП. Для отримання мінімального $K_{\text{ш}}$ необхідно в преселекторі використовувати малошумні підсилювальні елементи.

Інша важлива вимога, яка пред'являється до преселектора – це лінійність його амплітудної характеристики. Є три основні шляхи боротьби з нелінійними ефектами. Перший – це застосування високоефективних селективних кіл до першого підсилювального елемента. Другий – забезпечення мінімального підсилення каскадів до фільтра основної селекції. З цієї точки зору, підсилення сигналу в преселекторі має бути мінімальним, що призводить до зростання впливу шумів подальших каскадів на загальні шуми приймача і кінець кінцем – до погіршення його чутливості. Таким чином, вимоги до отримання хорошої лінійності та високої чутливості суперечать один одному. Третій шлях, доповнюючий перші два, полягає в застосуванні в ПВЧ преселектора всіх можливих способів зниження нелінійних ефектів.

Характерною деталлю преселектора сучасних РПрП є аттенюатор, який включається, як правило, між антеною і ПВЧ приймача. Цей аттенюатор забезпечує зниження рівня вхідного сигналу на 30... 40 дБ ступенями - зазвичай по 10 дБ кожна. У такий спосіб вдається істотно розширити динамічний діапазон приймача при прийомі сильних сигналів. При цьому динамічний діапазон розширюється за рахунок зниження чутливості РПрП. Перемикання аттенюатора може бути як ручним, так і автоматичним з управлінням від кола АРУ.

Для зменшення нелінійних ефектів між антеною і першим підсилювальним елементом часто включається в перестроюваному преселекторі двоконтурний (рідше трьохконтурний) смуговий фільтр, який забезпечує значне загасання при розстроюванні на 10%. Ще одне резонансне коло (одиначний контур або смуговий фільтр), як звичайно, розташовують безпосередньо перед першим змішувачем. При цьому підвищується реальна селективність приймача і зменшується просочування в антену напруги з частотою гетеродина, що зменшує взаємні завади між різними РПрП.

8. ПОПЕРЕДНІЙ РОЗРАХУНОК ТРАКТУ ПРОМІЖНОЇ ЧАСТОТИ

- Початкові дані:**
- значення проміжної частоти $f_{\text{ПЧ}}$;
 - смуга пропускання П тракту ПЧ;
 - необхідна вибірковість за дзеркальним каналом $\sigma_{\text{СК}}$;
 - нерівномірність АЧХ тракту ПЧ $\gamma_{\text{ПЧ}}$.
- Результат:**
- вид вибірових систем тракту ПЧ;
 - еквівалентна добротність контурів Q_3 ;
 - число контурів або ланок у фільтрах;
 - розрахункова вибірковість за сусіднім каналом $\sigma_{\text{СК}}$ каскадів і всього тракту в цілому.

Тракт ПЧ призначений для забезпечення основного підсилення в приймачі та вибіровості за сусіднім каналом. Тракт проміжної частоти приймача, залежно від числа перетворень частоти, включає тракт першої проміжної частоти, тракт другої ПЧ і т.д. Кожний з трактів ПЧ містить перетворювач частоти і підсилювач проміжної частоти (ППЧ) з вибірковою системою.

У приймачах АМ сигналів для поліпшення прямокутності АЧХ бажане, щоб ця характеристика мала чебишевську форму. При такій формі АЧХ фільтр має максимальну крутизну скатів амплітудно-частотної характеристики при заданій смузі пропускання і дуже великої нерівномірності АЧХ усередині смуги пропускання. Фазочастотна характеристика (ФЧХ) такого фільтра нелінійна, проте, для прийому сигналів з АМ це не має особливого значення. Допускаючи велику нерівномірність, можна збільшити крутизну скатів АЧХ, тобто поліпшити коефіцієнт прямокутності та вибірковість за сусіднім каналом.

У приймачах ЧМ сигналів прагнуть до лінійності ФЧХ, оскільки нелінійна ФЧХ призводить до нелінійних спотворень детектованого сигналу. В цьому випадку ширина смуги пропускання і форма АЧХ мають бути підлеглі задачі забезпечення малих нелінійних спотворень ФЧХ. При цьому, як правило, використовують максимально гладку форму АЧХ (характеристика Баттерворта) або характеристику, що наближається до Гауссової. Такі фільтри, відповідно, називають Баттервортовськими або Гауссовськими.

Вимога лінійності ФЧХ еквівалентна вимозі до рівномірної характеристики групового часу запізнювання (ГВЗ) в смузі пропускання, яка використовується для характеристики РПрП багатоканальних систем зв'язку. Характеристики ГВЗ і ФЧХ зв'язані диференціальним та інтегральним перетворенням – диференціал від ФЧХ є ГВЗ, інтеграл від ГВЗ – ФЧХ.

Оскільки у деяких системах радіозв'язку, наприклад, в багатоканальних аналогових і цифрових радіорелейних і супутникових системах, для запобігання спотворень сигналів до лінійності ФЧХ (нерівномірності характеристики ГВЗ) РПрП пред'являються досить жорсткі вимоги, при побудові відповідних ППЧ вживаються спеціальні заходи щодо лінеаризації фазових характеристик. Іноді вимагається забезпечити ФЧХ спеціальної форми, наприклад, квадратичної. Найпоширеніший спосіб коректування або формування ФЧХ полягає у тому, що спочатку формують ту, що вимагається АЧХ, а потім включають корек-



- ППЧ з одноконтурними каскадами, які настроєні на одну частоту;
- ППЧ з двоконтурними смуговими фільтрами;
- ППЧ з фільтром зосередженої вибірконості.

Тракт ПЧ з одноконтурними каскадами, які настроєні на одну частоту, є найбільш простими, характеризується простотою налаштування, хорошою перехідною характеристикою, лінійною ФЧХ (характеристика Баттерворта), хорошою стабільністю характеристик при зміні параметрів активних елементів. Їх недоліками є низька прямокутність АЧХ і низька вибірковість за сусіднім каналом, особливо при широких смугах пропускання. Такі фільтри доцільно використовувати, якщо потрібне невелике підсилення (не більш 10^3) при невисоких вимогах до прямокутності АЧХ і вибірковості за сусіднім каналом $\sigma_{СК}$.

$$\sigma_{\text{CK}} = (\sqrt{1 + Q_e^2 y^2})^{N_{\text{pq}}}, \quad (8.1)$$

$N_{\text{ПЧ}}$ – число одноконтурних каскадів у тракті ПЧ.

Як правило, одноконтурний тракт ПЧ використовується тільки в дуже простих і дешевих побутових приймачах, які мають дуже посередні характеристики вибірковості при якнайгірших коефіцієнтах прямокутності АЧХ тракту.

8.2. Розрахунок ППЧ з двоконтурними смуговими фільтрами (ДСФ)

Каскади ПЧ з двоконтурними фільтрами характеризуються порівняно високою прямокутністю і хорошою стабільністю форми АЧХ.

При малому коефіцієнті зв'язку між контурами η (η менше або дорівнює, тобто $\eta_{кр} \leq 1$) ДСФ має лінійну ФЧХ, тобто реалізує характеристику Баттерворта і він максимально придатний для проектування тракту ПЧ при прийомі сигналів з частотною модуляцією.

При критичному зв'язку ($\eta = 1$) маємо одновершинну резонансну криву фільтра з плоскою верхньою частиною (максимально гладка форма).

При збільшенні зв'язку між контурами ДПФ прямокутність АЧХ поліпшується, проте при зв'язку більше критичного погіршується форма ФЧХ, ускладнюється налаштування і посилюється залежність АЧХ і ФЧХ від змін параметрів активних елементів. Коефіцієнт підсилення цих підсилювачів більше, ніж підсилювачів з одноконтурними набудованими каскадами, але менше, ніж підсилювачів з одноконтурними взаємно розстроєними каскадами (при рівних смугах пропускання).

ДПФ із сильним зв'язком між контурами η (η більше критичної) реалізує характеристики Чебишева і максимально підходить для проектування тракту ПЧ при прийомі сигналів з амплітудною модуляцією.

Для цілей ескізного проектування розрахунок тракту ПЧ з використанням ДПФ проводитимемо за наступною методикою:

1. Виберемо параметр зв'язку між контурами виходячи з виду модуляції сигналу, що приймається:

- для АМ $\eta = k \cdot Q_e = 1,5 \dots 2$ (зв'язок більше критичної),
- для ЧМ $\eta = k \cdot Q_e = 1$ (критичний зв'язок),

де k – коефіцієнт зв'язку між контурами;

Q_e – еквівалентна добротність кожного контура.

2. Задавшись числом смугових фільтрів $n_{пч}$, визначають нерівномірність АЧХ одного фільтра, тобто рівень відліку смуги пропускання, що доводиться на один смуговий фільтр:

$$\gamma_{1 \text{ ПЧ}} = \sqrt[n_{пч}]{\gamma_{\text{ПЧ}}} . \quad (8.2).$$

3. За набутим значенням рівня відліку смуги $\gamma_{1 \text{ ПЧ}}$ та вибраним параметром зв'язку η визначаємо узагальнене розстроювання на межі смуги пропускання. Для цього скористаємося кривими, поданими на рис. 8.2 і проведемо горизонтальну пряму на рівні η до перетину з кривою розрахованої нерівномірності $\gamma_{1 \text{ ПЧ}}$. Опустивши вертикальну лінію на вісь узагальненої розстроєнки, знайдемо шукане значення.

4. Розраховуємо необхідну добротність контурів фільтру за формулою :

$$Q_e = \frac{\xi_{\Pi} f_{\Pi\chi}}{\Pi}, \quad (8.3)$$

де $\xi_{\Pi} = \frac{2 \cdot \Delta f}{f_{\Pi\chi}} \cdot Q_e$ при $\Delta f = 0,5 \Pi$ – узагальнене розстроювання на краях смуги пропускання, що визначена в розд. 3.

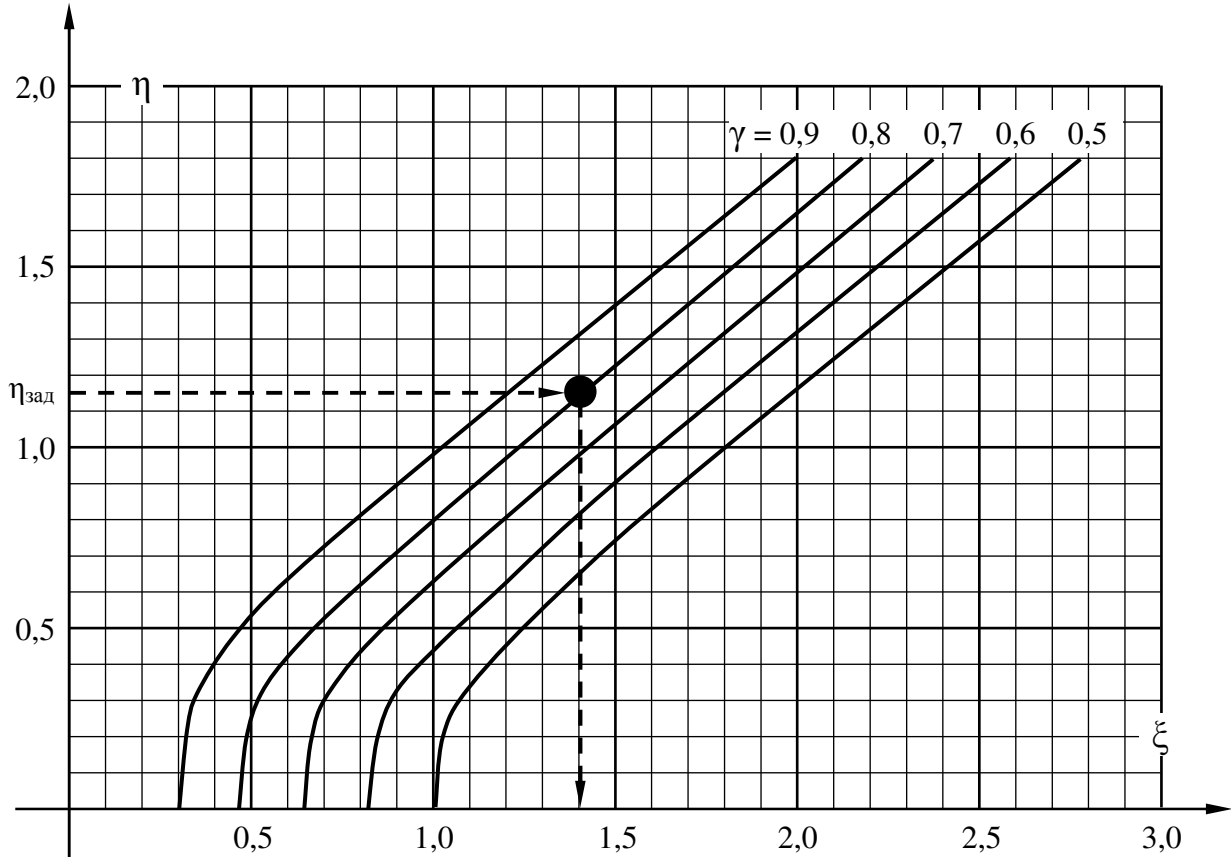


Рисунок 7.2 – Відносні рівні смуги пропускання

5. Розраховуємо вибіркковість за сусіднім каналом всього тракту ПЧ за формулою :

$$\sigma_{СК} = \left(\frac{\xi_{СК}^4 + 4}{4} \right)^{\frac{n_{ПЧ}}{2}}, \quad (8.4)$$

де $\xi_{СК} = \frac{2 \cdot \Delta f_{СК}}{f_{ПЧ}} \cdot Q_e$ – узагальнене розстроювання сусіднього каналу.

Якщо розстроювання сусіднього каналу не задане в технічному завданні, то її вибирають рівним:

$\Delta f_{СК} = 10$ кГц – для прийому аналогових сигналів з АМ;

$\Delta f_{СК} = 250$ кГц – для прийому аналогових сигналів з ЧМ;

$\Delta f_{СК} = 8$ МГц – для телевізійних РПрП.

Двоконтурні смугові фільтри доцільно застосовувати в тому випадку, якщо необхідна вибіркковість за сусіднім каналом забезпечується не більше ніж трьома фільтрами. Слід враховувати те, що при прийманні сигналів з АМ вибір параметра зв'язку $\eta > 1$ поліпшить вибіркковість тракту ПЧ, оскільки в цьому випадку (при за-

даній смузі пропускання) представляється можливим використання контурів з вищою добротністю. Якщо потребується більша кількість двоконтурних фільтрів, то застосовують фільтр зосередженої селекції.

ППЧ, побудовані з використанням одноконтурних або двоконтурних фільтрів, називають ППЧ з розподіленою селекцією (розподіленою вибірковістю). Характерною особливістю тракту з розподіленою вибірковістю є те, що коливальні системи, які забезпечують необхідну вибірковість, одночасно визначають і підсилення каскаду, оскільки є навантаженнями його активних елементів. При цьому кожен каскад тракту вносить певний внесок і в підсилення сигналу ПЧ і в забезпечення вибіркової.

Проте зміна вибіркової викликає зміну підсилення і навпаки. Ця обставина не дозволяє незалежно змінювати підсилення і вибірковість, що є одним з істотних недоліків даного методу конструювання. Така структурна схема ППЧ доцільна, якщо задана відносно невисока вибірковість за сусіднім каналом при високому коефіцієнті підсилення, а також коли вказані конструктивні особливості, або необхідно забезпечити регулювання смузи пропускання.

У ППЧ із зосередженою вибірковістю функції вибіркової та підсилення розділені між каскадами: підсилення сигналу забезпечують широкосмугові резонансні або аперіодичні підсилювачі (наприклад, у вигляді ІМС), а АЧХ тракту (а значить вибірковість і смуга пропускання) забезпечується фільтром зосередженої вибіркової (ФЗВ), який включається на вході тракту ПЧ. Включення зосередженого фільтра на вході тракту дозволяє підвищити реальну (багатосигнальну) вибірковість, ослабити вплив розкиду параметрів активних елементів на стійкість тракту і форму АЧХ.

Побудова ППЧ із зосередженою вибірковістю має певні переваги:

- а) функції підсилення і вибіркової в ньому розділені, що дозволяє оптимізувати схемотехнічні рішення та одержати якнайкращі якісні показники приймача;
- б) зменшується вплив нестабільностей параметрів активних елементів на вибірковість;
- в) поліпшується технологічність, оскільки полегшується інтегральна побудова вузла і контроль за підсиленням і вибірковістю.

З погляду зменшення перехресних і інтермодуляційних завад, доцільно розміщувати ФЗВ ближче до початку ППЧ. Якщо змішувач транзисторний, то рекомендується ФЗВ ставити як навантаження транзисторного змішувача, а якщо змішувач діодний, то розміщувати ФЗВ після першого підсилювального елемента як навантаження підсилювача.

Оскільки кінцевий каскад ППЧ слабо вибіркового, широкосмугового, то він не повинен впливати на характеристику ФЗВ. Каскад знаходиться перед детектором і працює з великими рівнями сигналів, тому має невеликий коефіцієнт підсилення $K_{ок} \approx 2 \dots 5$.

8.3. Розрахунок ППЧ з фільтром зосередженої вибірконості (ФЗВ)

Найвища прямокутність АЧХ досягається у фільтрах зосередженої селекції – багатоланкових LC -фільтрах, п'єзокерамічних, п'єзоелектричних, електроємних фільтрах і фільтрах на ПАВ. Якщо потрібна дуже вузька смуга пропускання (десятки або сотні герц), застосовують п'єзоелектричні фільтри, наприклад кварцові.

ФЗВ на LC -елементах ще досить поширені завдяки своїй універсальності, тобто можливо реалізувати широкосмугові ($\Pi/f_{ПЧ} > 0,05$) або вузькосмугові ($\Pi/f_{ПЧ} \leq 0,05$) фільтри, а також широкому частотному діапазону і можливості одночасного узгодження повних опорів каскадів.

Найбільшого поширення набули LC -фільтри, утворені каскадним включенням елементарних смугових ланок, узгоджених між собою за характеристичним опором ρ_0 . У такій ланці використовується ємнісний (як показано на рис. 8.3, а) або індуктивний (як показано на рис. 8.3, б) зв'язок між контурами.

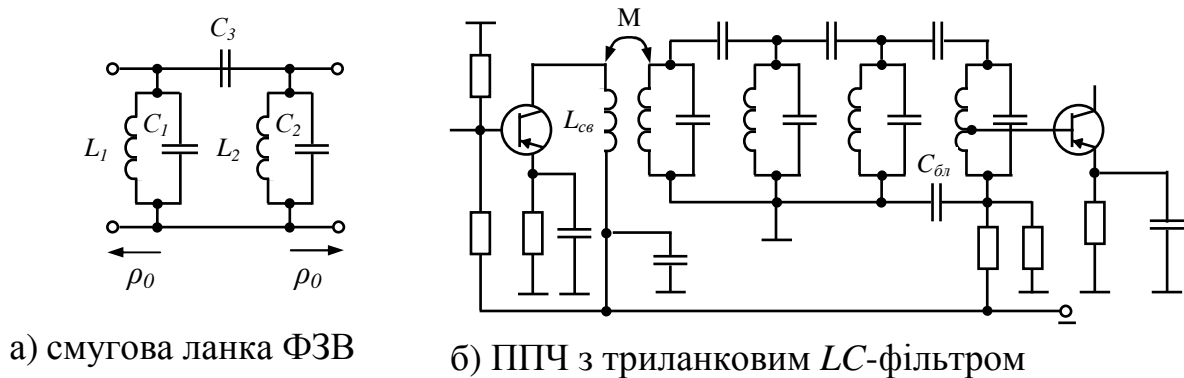


Рисунок 8.3 – Фільтр зосередженої вибірконості

Всі елементи ланки виражаються через частоти зрізу:

$$f_1 = f_{ПЧ} - \Pi/2 \text{ и } f_2 = f_{ПЧ} + \Pi/2$$

таким чином:

$$L_1 = L_2 = (f_2 - f_1)\rho_0/2\pi f_1 f_2;$$

$$C_1 = C_2 = f_1/2\pi f_2(f_2 - f_1)\rho_0;$$

$$C_3 = (f_1 + f_2)/4\pi f_1 f_2 \rho_0.$$

У транзисторних ППЧ, як правило, $\rho_0 = 1 \dots 50$ кОм. Вносимі таким *фільтром зосередженої вибірконості* (ФЗВ) втрати $L \approx 4,34 \times n \times f_{ПЧ} / \Pi \cdot Q_k$ дБ, де n – число контурів; Q_k – їх власна добротність. Для узгодження ФЗВ з виходом попереднього та входом наступного каскадів застосовується автотрансформаторне або трансформаторне підключення першого і останнього контурів, як це показано на схемі ППЧ з трьохланковим фільтром (рис. 8.3, б).

Фільтри зосередженої вибірконості такого типу можуть проектуватися як з чебишевськими, так і з максимально плоскими АЧХ, причому необхідне число ланок і добротності контурів виявляються різними за однакових вимог до ширини смуги та вибірконості. Фільтри з чебишевською АЧХ мають більш лінійну ФЧХ (менше нерівномірну характеристику ГВЗ).

Багатоланкові ФЗВ на LC -фільтрах, узгоджених за характеристичним опором, забезпечують максимально гладку характеристику Баттерворта і є найбільш універсальними за застосуванням. Попередній розрахунок таких ФЗВ проводять графоаналітичним методом в наступному порядку:

1. Розраховуємо необхідну еквівалентну добротність контурів фільтра Q_3 , виходячи з необхідної смуги пропускання:

$$Q_3 = \frac{2\sqrt{2}f_{ПЧ}}{\Pi}. \quad (8.5)$$

Для фізичної реалізації фільтра розрахована еквівалентна добротність Q_3 повинна бути менше конструктивно здійснимою Q_K , яку для неперестроюваних фільтрів тракту ПЧ вибираємо згідно даних табл. 7.1. Якщо умова $Q_3 < Q_K$ виконується, то такий фільтр реалізувати можна і переходимо до п.2. Якщо умова не виконується, то такий фільтр реалізувати не можна і необхідно повернутися до етапу вибору структурної схеми і значень проміжних частот РПрП.

2. Розраховуємо допоміжні величини:

$$\text{відносне розстроювання за сусіднім каналом} \quad \alpha = \frac{2 \cdot \Delta f_{СК}}{\Pi};$$

$$\text{узагальнене загасання ФЗВ} \quad \beta = \frac{2 \cdot f_{ПЧ}}{\Pi Q_3}.$$

3. Далі для однієї ланки ФЗВ по кривим вибіркості по сусідньому каналу, що подані на рис. 8.4, знаходимо необхідну вибіркості однієї ланки ФЗВ з графіка.

4. Визначаємо число ланок N , які вимагаються для забезпечення заданої вибіркості :

$$N = \sigma_{СК} / \sigma_{СК1},$$

причому значення N округлюють до найближчого більшого цілого числа. Необхідно також враховувати, що кількість контурів у ФЗВ на один більше числа ланок, тобто дорівнює $N+1$, оскільки два крайні контури є узгоджувальними напівланками.

5. Вибирають величину характеристичного опору фільтра ρ , виходячи з таких обмежень:

$$\rho = 20 \dots 100 \text{ кОм} \quad \text{і} \quad \rho \times f_{ПЧ} < 100.$$

Характеристичний опір ρ доцільно вибирати рівним вихідному опору попереднього або вхідному опору подальшого каскаду.

6. Розраховують коефіцієнти трансформації першого p_1 і останнього p_2 контурів ФЗВ:

$$p_1 = \begin{cases} \sqrt{\frac{R_{ВЫХ}}{\rho}}, & \text{если } \rho < R_{ВЫХ} \\ 1, & \text{если } \rho \geq R_{ВЫХ} \end{cases}$$

$$p_2 = \begin{cases} \sqrt{\frac{R_{ВХ}}{\rho}}, & \text{если } \rho < R_{ВХ} \\ 1, & \text{если } \rho \geq R_{ВХ} \end{cases}$$

де $R_{ВЫХ}$ і $R_{ВХ}$ – вихідний опір попереднього і вхідний опір наступного каскаду.

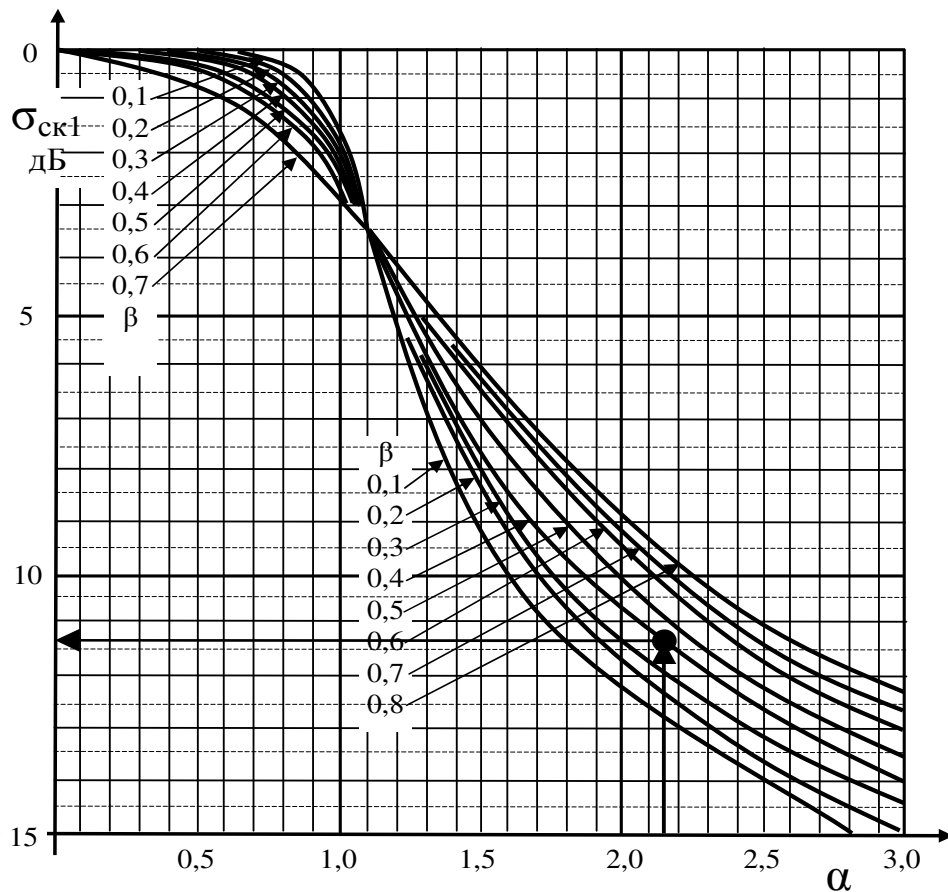


Рисунок 8.4 – Криві вибірконості за сусіднім каналом для однієї ланки ФЗВ

Необхідно відзначити, що ФЗВ включають безпосередньо на виході перетворювача частоти (ПЧ) для того, щоб максимально подавити небажані комбінаційні частоти на виході ПЧ і найкращим чином виділити корисний сигнал, що приймається.

На цьому попередній розрахунок ФЗВ на LC -елементах закінчений.

8.4. ППЧ з ФЗВ на основі п'єзокераміки

ФЗВ на основі п'єзокераміки (ПКФ) є електроакустичними фільтрами, виконаними на підкладці з п'єзокераміки, мають близьку до ідеальної характеристику односигнальної вибірконості, придатні масогабаритні та механічні показники, при цьому відносно дешеві і прості у виробництві. Такі фільтри працюють на частотах від 100 кГц до 10 МГц, мають високу температурну та часову стабільність, невисокі втрати в смузі пропускання.

П'єзoeлектричними властивостями володіють багато речовин, але найбільш широке застосування для створення фільтрів знаходять монокристали кварцу і полікристалічна речовина – п'єзокераміка на основі титанату барію, ніобата літію, танталат літію, германата вісмуту, використовуються і деякі синтетичні кристали. Із п'єзoeлектрика під певними кутами по відношенню до його кристалофізичних осей вирізують зразки у формі пластин, стрижнів, дисків,

лінз і т. д., на які наносять електродне покриття, утворюючи п'єзоелементи (ПЕ). Останні можуть мати також вид плівки, нанесеної на будь-яку пасивну підкладку. Забезпечені системою кріплення і струмовідводами, ПЕ називають п'єзоелектричними резонаторами, які можуть розміщатися в корпусі або бути безкорпусними. П'єзоелементи представляють собою функціональні вузли, які входять до складу п'єзоелектричних пристроїв, зокрема фільтрів. Основні електричні та експлуатаційні параметри п'єзоелектричних фільтрів у значній мірі визначаються характером деформацій ПЕ (розтягування-стиснення, вигин, кручення) і тим, в якій частині п'єзоелектрика ці деформації відбуваються в усьому об'ємі або на поверхні і в приповерхньому шарі. У першому випадку в ПЕ можливе існування об'ємних, в другому – поверхневих акустичних хвиль.

У фільтрах з об'ємними акустичними хвилями енергія електричних сигналів у результаті п'єзоелектричного ефекту за допомогою вхідного перетворювача перетворюється на енергію пружних коливань акустичної системи (резонатора). Ці резонатори здійснюють формування АЧХ фільтра і мають добротність порядку $10^3 \dots 10^6$.

Вибіркові властивості такого резонатора відображаються еквівалентною схемою у вигляді послідовного кола із: L_{KB} (характеризує масу кварцової пластини, що коливається), C_{KB} (величина, зворотна пружності пластини) і r_{KB} (враховує втрати на тертя, а також втрати енергії при перетворенні механічних коливань в електричні), паралельно якому підключена ємність електродів C_0 (рис. 8.5).

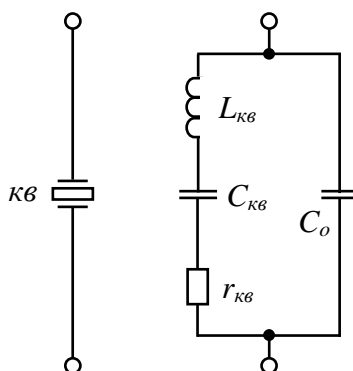


Рисунок 8.5 – Еквівалентна схема кварцового резонатора

Такий двополіусник має комплексний опір, на частотній залежності якого є дві характерні частоти послідовного і паралельного резонансів:

$$f_{\text{ПОС}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{KB}C_{KB}}};$$

$$f_{\text{ПАР}} = f_{\text{ПОС}} \times \sqrt{1 + \frac{C_{KB}}{C_0}}.$$

На частоті $f_{\text{ПОС}}$ опір резонатора мінімальний і дорівнює r_{KB} , на частоті $f_{\text{ПАР}}$ – максимальний. Між частотами $f_{\text{ПОС}}$ і $f_{\text{ПАР}}$ реактивний опір п'єзоелемента має індуктивний характер, поза цим діапазоном, званим резонансним проміжком, $(f_{\text{ПАР}} - f_{\text{ПОС}})/f_{\text{ПОС}} \approx C_{KB}/2C_0$ – ємнісний. Окрім параметрів еквівалентної схеми ПЕ характеризується також добротністю $Q = 2\pi f_{\text{ПОС}} L_{KB} / r_{KB}$, нестабільністю частоти

при змінах часу, температури (ТКЧ – температурний коефіцієнт частоти), і механічних діях, відносним рівнем і частотою паразитних резонансів і ін.

У вихідному перетворювачі відбувається зворотне перетворення енергії пружних коливань в енергію електричних сигналів. Спеціальні ланки на вході і виході електроакустичного фільтра узгоджують його відповідно із збуджувальним і навантажувальним електричними колами. Поліпшення коефіцієнта прямокутності та зменшення втрат у смузі пропускання таких фільтрів у порівнянні з LC -фільтрами є наслідком значно вищої добротності акустичних резонаторів.

Дискретні кварцові ПЕ працюють на частотах від сотень герц до десятків мегагерц, а при збудженні на механічних гармоніках - до 300...400 МГц, вони високодобротні ($Q = 10^4 \dots 10^6$) і термостабільні (ТКЧ складає $5 \times 10^{-7} \text{ 1/}^\circ\text{C}$). П'єзокерамічні ПЕ працюють на частотах 0,1 ... 100 МГц, мають добротність близько 10^3 і ТКЧ близько $5 \times 10^{-5} \text{ 1/}^\circ\text{C}$.

Фільтри на дискретних кварцових і п'єзокерамічних резонаторах створюються за диференціально-мостовими схемами (Рис. 8.6, а) або у вигляді Г-, або Т-образних східчастих структур (принципова схема двохланкового фільтра приведена на рис. 8.6, а, б, а приблизна АЧХ на рис. 8.6, в).

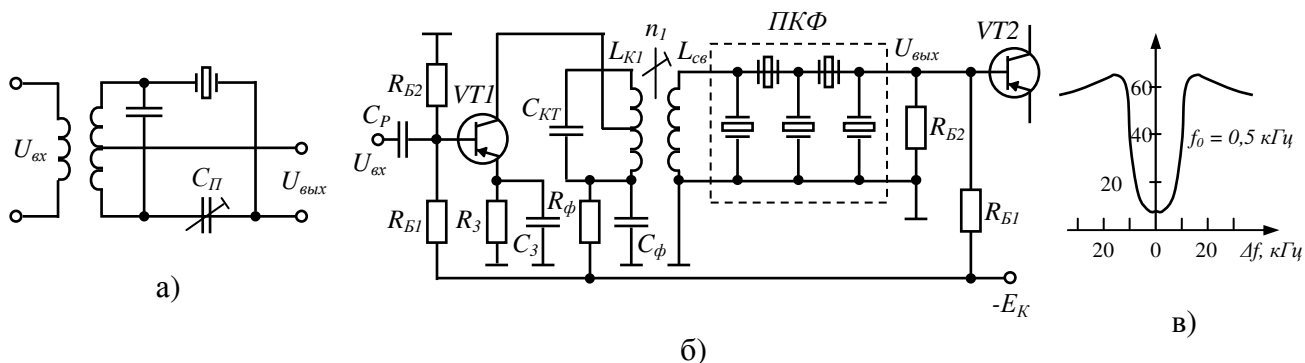


Рисунок 8.6 – Схема ППЧ з п'єзокерамічним фільтром

У диференціально-мостових фільтрах резонатор і підстроювальний конденсатор СП включені в плечі рівноважного моста, а число реактивних двополіусників зменшене до двох за рахунок використання диференціального трансформатора, який виконує роль фазоінверсної ланки. Умова пропускання виконується на ділянці між послідовним і паралельним резонансами, а відносна смуга пропускання дорівнює $\Pi/f_{\text{ПЧ}} < 4 \times 10^{-3}$. Замість конденсатора $C_{\text{П}}$ може включатися другий резонатор, при цьому $\Pi/f_{\text{ПЧ}} < 8 \times 10^{-3}$. Особливістю диференціально-мостових фільтрів є слабка залежність ширини смуги пропускання від навантаження.

Каскадне включення ланок в східчастому фільтрі ПКФ дозволяє одержувати самі різні типи АЧХ – максимально плоскі, чебишевські, бessel'ові і ін., підвищуючи при цьому загасання в смузі загородження.

На відміну від ФЗВ, виконаних на LC -контурах, ПКФ не мають монотонно зростаючою АЧХ при великих розстроюваннях. Це призводить до того, що при високій селективності за сусіднім каналом, який має мінімальне розстроювання,

ПКФ не забезпечують достатній фільтрації сигналів з частотою гетеродина і комбінаційних частот, що мають велике розстроювання. Посилена подальшими широкосмуговими каскадами напруга гетеродина детектується і по колу АРП може поступати на регульовані каскади. Крім того, в детекторі має місце ефект придушення слабкого сигналу сильною завадою гетеродина. В результаті знижується підсилення ППЧ і погіршується робота АРУ. Для усунення вказаних недоліків необхідно додатково до ПКФ включати одиночний *LC*-контур. Мала критичність ПКФ до зміни опорів навантажень дозволяє підключати такі фільтри до входу наступного каскаду безпосередньо (без розділової ємності).

Основні параметри ПКФ подані в табл. 8.1.

Таблиця 8.1 – Основні параметри п'єзокерамічних фільтрів

Тип	Середня частота, кГц	Смуга П, кГц	$\sigma_{СК}$, дБ, не менш	$\gamma_{ФЗВ}$, дБ, не більш	Узгоджувальні опори, кОм	
					$R_{ВХ}$	$R_{ВИХ}$
ПФ1П-1М	465 ± 2 - 1,8	7... 9,5	40	8	1,2	0,6
ПФ1П-2	465 ± 2 - 1,8	8,5 ... 12,5	40	8	1,2	0,6
ПФ1П-022	465 ± 2	10,5 ... 14,5	26	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-023	465 ± 2	8 ... 11,5	40	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-024	465 ± 2	8 ... 11,5	35	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-025	465 ± 2	8 ... 11,5	30	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-026	465 ± 2	7 ... 10,5	26	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-027	465 ± 2	8 ... 11,5	35	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-041	465 ± 2	4,6 ... 7,8	55	12	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-042	465 ± 2	4,6 ... 7,0	50	12	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-043	465 ± 2	4,6 ... 7,0	46	12	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-049а	10700 ± 100	150 ... 200	-	10	0,33	0,33
ПФ1П-0496	10700 ± 100	150 ... 200	-	10	0,33	0,33

Примітки:

1. $\gamma_{ФЗВ}$ – нерівномірність АЧХ в смузі пропускання (загасання на краю смуги);
2. $R_{ВХ}$ ($R_{ВИХ}$) – узгоджуючі опори з входом (виходом); П - смуга пропускання на рівні - 6 дБ;
3. Розстроювання за сусіднім каналом приймають рівним ± 9 кГц,
4. Нерівномірність загасання в смузі пропускання фільтрів ПФ1П-049 не перевищує 3 дБ, решти фільтрів - не більш 2 дБ,
5. Смуга пропускання фільтра ПФ1П-049а на рівні - 26 дБ - не більш 505 кГц, фільтра ПФ1П-0496 - не більш 585 кГц.

Параметри п'єзоелектричних фільтрів для приймачів ЧМ сигналів і професійних РПрП, для яких значення проміжної частоти вибирається на етапі ескізного проектування подані в табл. 8.2.

Таблиця 8.2 – Основні параметри спеціальних п'єзокерамічних фільтрів

Тип	Середня частота, кГц	Смуга П, кГц	$K_{п1000}$, не більше	$\gamma_{ФЗВ}$, дБ, не більше	Узгоджувальні опори $R_{ВХ}$ ($R_{ВІХ}$), кОм
ПФ2П-35	128	0,03	7,6	10	20
ПФ2П-36	128	$0,15 \pm 0,02$	7	14	5,6
ПФ2П-37	128	$1,2 \pm 0,01$	3	20	5,6
ПФ2П-174	100	$0,05 \pm 0,01$	6	18	0,5
ПФ2П-189	98,475	2,1...2,6	1,5	10	-
ПФ2П-190	101,525	2,1...2,6	1,5	10	-
ПФ2П-264-1	10 000	11 ± 3	8	6	5(0,25)
ПФ2П-264-2	10 500	11 ± 3	8	6	5(0,25)
ПФ2П-264-3	10 500	11 ± 3	8	6	150(400)
ПФ2П-266	465	$0,9 \pm 0,07$	9	10	5,6
ПФ2П-271	21900	50 ± 10	9,5	-	-
ПФ2П-276	10 700	30	3	6	1,6
ПФ2П-293	5 000	3,5	4,3	5	2,2
ПФ2П-325	10 700	15	4	6	1,5
ПФ2П-379	10 700	18	3,6	6	1,5
ПФ2П-436	10 700	15	2,7	5	3,5

Примітки:

$K_{п1000}$ – коефіцієнт прямокутності АЧХ на рівні –60 дБ;

1. П - смуга пропускання на рівні - 3 дБ;
2. Смуга пропускання на рівні - 1,5 дБ.
3. У дужках вказаний узгоджувальний опір на виході.
4. Коефіцієнт прямокутності на рівні - 80 дБ

Останніми роками широкого поширення набули п'єзоелектричні фільтри на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ). ПАХ – це пружні обурення, які розповсюджуються в тонкому (порядку довжини хвилі) приповерхневому шарі твердого тіла. З погляду оброблення сигналів ПАВ мають дві важливі властивості: дуже малу швидкість розповсюдження (1...5 км/с, тобто приблизно на п'ять порядків нижче, ніж електромагнітні хвилі) та можливість взаємодії з планарними структурами на поверхні звукопроводу. Перша властивість дозволяє створювати фільтри на ПАВ у мікромініатюрному виконанні в діапазоні частот від одиниць МГц до одиниць ГГц, при цьому нижня межа визначається розмірами підкладок, а верхня - можливостями виготовлення перетворювачів. Друга властивість дозволяє простими засобами сформувати комплексну частотну характеристику. Крім того, планарна конструкція фільтрів на ПАВ робить їх такими, що легко спрягаються з ІС.

У простому випадку фільтр на ПАВ (рис. 8.7) має на п'єзоелектричній підкладці два **зустрічно-штирьових перетворювача** (ЗШП), що представляють собою штирьові електроди полярності, що чергуються, утворюючи гребінчасту структуру, які розташовані на одній стороні п'єзопідкладки і нанесені методом фотолітографії. Один з них (ЗШП1) перетворює за рахунок п'єзоефекту вхідний сигнал в ПАВ, другий (ЗШП2) здійснює зворотне перетворення.

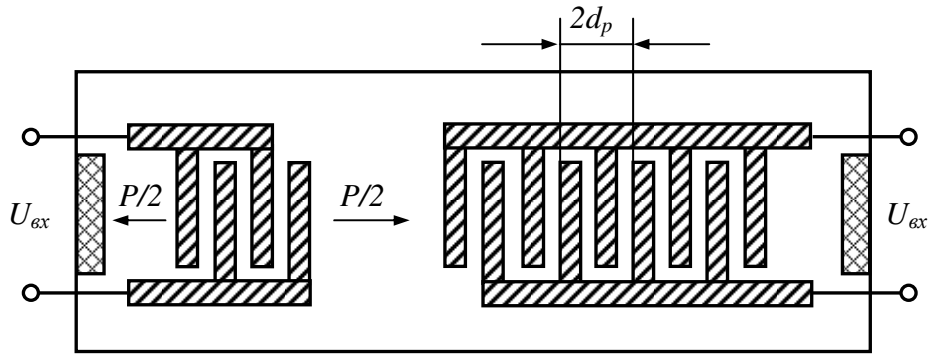


Рисунок 8.7 – Фільтр на основі ПАВ

При поданні електричного сигналу на ЗШП1 останній створює на поверхні підкладки електричне поле, що викликає через п'єзоефект пружні деформації, які розповсюджуються від перетворювача у вигляді ПАХ. Оскільки розглядуваний ЗШП1 є двонаправленим, половина енергії цих хвиль розповсюджується у напрямі ЗШП2, де відбувається зворотне перетворення акустичних хвиль у вихідний електричний сигнал.

Якщо довжина збуджувальної ПАХ дорівнює подвоєному кроку решітки перетворювача d_p , тобто $d_p = v/2f_{ПЧ}$, де v – швидкість розповсюдження ПАХ (для кварцу $3,15 \cdot 10^3$ м/с, для ніобата літію $3,48 \cdot 10^3$ м/с), акустичні коливання синфазно складаються і настає резонанс на частоті $f_{ПЧ}$. Інша половина енергії розповсюджується в протилежному від ЗШП2 напрямі і гаситься поглиначем. Існують і однонаправлені ЗШП з меншими енергетичними втратами.

Основу фільтра на ПАХ складає по суті лінія затримки з $N+1$ відводами, роль яких виконують електроди ЗШП. Час затримки між сусідніми відведеннями T_n , $n=0, 1, 2, \dots, N$, $T_0=0$. Хвиля сигналу розповсюджується по підкладці, і в результаті вихідна напруга на шинах, які сполучають електроди ЗШП, є сумою сигналів, що поступили через кожний відвід, причому на n -м відводі сигнал має затримку τ_n і інтенсивність, в першому наближенні, пропорційну довжині електроду і характеризується ваговим коефіцієнтом a_n :

$$U_{\text{вих}}(t) = U_{\text{вх}}(t) \sum_{n=0}^N a_n e^{-j\omega\tau_n} \sum_{n=0}^N a_n e^{-j\omega\tau_n}. \quad (8.6)$$

Отже, імпульсний відгук фільтру описують виразом:

$$h(t) = U_{\text{вих}}(t) / U_{\text{вх}}(t) = \sum_{n=0}^N a_n e^{-j\omega\tau_n} \quad (8.7)$$

Видно, що вихідний сигнал є лінійною комбінацією вхідного, узятим в різні моменти часу з різними ваговими коефіцієнтами, тобто ЗШП здійснює цифрову фільтрацію, що дозволяє безпосередньо зв'язати структуру перетворювача з його частотними властивостями. Так, смуга пропускання перетворювача обернено пропорційна його протяжності в напрямі розповсюдження ПАХ. Форма АЧХ визначається законом зміни перекриття штирів, або аподизацією. Таким чином, змінюючи геометрію планарної зустрічно-штирьової структури, ми дістаємо можливість формувати задану АЧХ. Побудовані на такому принципі фільтри називаються трансверсальними.

З (8.7) витікає, що, якщо ЗШП складаються з рівних за довжиною ($a_0=a_1=\dots=a_N$) і розташованих на однакових відстанях один від одного $T_1=T_2=\dots=T_N$ електродів, як це показано на рис. 8.7, АЧХ фільтра має вигляд $K_\Phi(\omega) = |\sin \omega \tau_N / \omega \tau_N|$.

Якщо ж шляхом зміни ступеня перекриття сусідніх електродів за довжиною (що зване *аподизацією*) додати огинаючій вагових коефіцієнтів вид $a_n = \sin(n\pi/2f_{ПЧ}) / (n\pi/2f_{ПЧ})$, ФЗВ матиме АЧХ близьку до прямокутної з максимально плоскою вершиною. Таким чином, АЧХ і закон аподизації зв'язані перетворенням Фур'є і задача синтезу фільтра із заданою частотною характеристикою зводиться до відтворення у формі огинаючої вагових коефіцієнтів перетворювача (звичне ЗШП1) імпульсної характеристики фільтра, яка, як відомо, пов'язана з АЧХ цим же перетворенням.

Число електродів, як правило, складає від декількох одиниць до декількох сотень. При їх розташуванні на рівних відстанях АЧХ симетричні; якщо функція аподизації симетрична щодо центрального електрода, то ФЧХ фільтра лінійна. Проте, оскільки фільтри на ПАХ не відносяться до класу мінімально-фазових кіл, вони можуть мати довільну форму АЧХ при достатньо лінійній ФЧХ.

Крім аподизації ЗШП для формування необхідних АЧХ застосовують також зміну ширини, нерівномірну розстановку або видалення частини електродів, розміщення додаткових електродів на шляху розповсюдження ПАХ між ЗШП1 і ЗШП2 або відбивних решіток за межами цього проміжку. Смуги пропускання ФЗВ на ПАХ: $\Delta f \approx (1 \dots 2)/\tau_N$, тому отримання вузької смуги пов'язане із збільшенням геометричних розмірів унаслідок подовження лінії затримки.

Щоб характеристики фільтра не спотворювалися, необхідне його узгодження із зовнішніми колами. Для цієї мети використовуються узгоджувальні трансформатори і послідовні або паралельні індуктивності, призначені для компенсації статичних ємностей ЗШП. Приклад схеми ФЗВ на ПАХ приведений на рис. 8.8,а, АЧХ – на рис. 8.8,б.

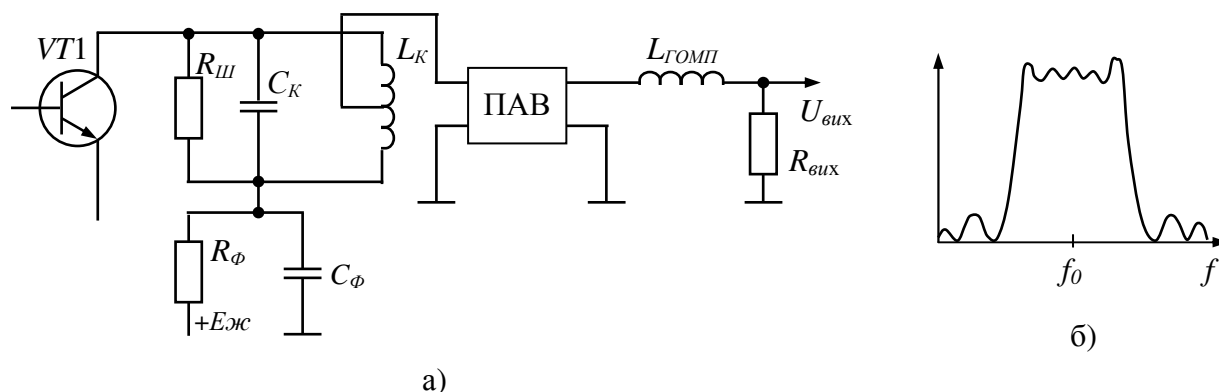


Рисунок 8.8 – Схема ППЧ з ПАХ фільтром

Фільтри на ПАХ мають ряд важливих переваг, що роблять їх дуже перспективними для використання в радіоприймальних пристроях. Перш за все, в таких фільтрах можуть реалізовуватися АЧХ, що не тільки близькі до прямокутних ($K_{п1000} =$

1,2... 2), але і складної, зокрема, несиметричної форми, необхідної, наприклад, при прийомі телевізійних сигналів. При цьому ФЧХ залишається лінійною, що істотно для РПрП ряду сучасних систем зв'язку.

Фільтри на ПАХ порівняно просто реалізуються в діапазоні 5... 1500 МГц, причому, нижня межа обмежена розмірами підкладки, а верхня - в основному технологічними можливостями виготовлення ЗШП. Відносні смуги пропускання можуть бути як дуже вузькими $(1... 50) \times 10^{-4}$, так і дуже широкими (30... 80%) при малих (до 10 дБ) втратах у смузі. Таким фільтрам властиві висока стабільність параметрів і надійність, технологічність і повторюваність параметрів, хороша сумісність з ІМС.

Основні параметри деяких серійних фільтрів на ПАХ подані в табл. 8.3.

Таблиця 8.3 – Основні параметри фільтрів на ПАХ

Середня частота, МГц	Смуга частот П, МГц	Коефіцієнт прямокутності $K_{п1000}$, не більше	Загасання в смузі пропускання, дБ, не більше	$\gamma_{фси}$, дБ, не більше	Загасання поза смугою частот $K_{п1000}$, дБ, не менше
10,7	0,38	1,5	20	-	-
140	40	-	20	0,1	40
168	12	1,2	14	-	-
225	6	-	10	0,3	60
287	6	-	10	-	70
300	40	-	6	-	-
306	40	1,35	17	0,6	60
328	3	2	5	0,5	-
920	30	1,6	34	-	50

Область застосування фільтрів на ПАХ дуже широка: локаційні приймачі, зокрема, узгоджені ЛЧМ-фільтри, телевізійні фільтри, фільтрація ЧМ сигналів і ін. Можливість керованої зміни умов розповсюдження ПАХ за допомогою планарних структур, розташованих між ЗШП1 і ЗШП2, дозволяє реалізувати адаптивну фільтрацію в багатоканальних системах просторово-часової обробки.

9. ПОПЕРЕДНІЙ РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЕННЯ ВЧ ТРАКТУ РПрП

Початкові дані: – мінімальна е.д.с. у антені E_A або мінімальна напруженість поля в точці прийому E ;
– вид модуляції сигналу і вид корисного повідомлення;
– призначення РПрП.

Результат: – мінімальні розрахункові коефіцієнти підсилення всіх каскадів РПрП;
– типи підсилювальних приладів і їх параметри.

Необхідний коефіцієнт підсилення за напругою високочастотного тракту РПрП визначається напругою, що вимагається для нормальної роботи, на вході детектора U_d і мінімальної е.д.с. у антені E_A або мінімальною напруженістю поля E , тобто чутливістю, заданою в технічному завданні.

Коефіцієнт підсилення радіотракту приймача визначають за формулою :

$$K_{вч} = \frac{U_d}{E_A \sqrt{2}}, \quad (9.1)$$

або, якщо задана величина напруженості поля, слід користуватися формулою:

$$K_{вч} = \frac{U_d}{E_A h_d \sqrt{2}}, \quad (9.2)$$

де h_d – діюча висота феритової або штирьової антени.

Для приймачів ЧМ сигналів під напругою на вході детектора U_d розуміється напруга на вході амплітудного обмежувача.

Діюча висота феритової антени для діапазонів ДХ, СХ, звичайно не перевищує 0,01 ... 0,03 м. Якщо довжина штирьової антени $l < 1,5$ м, то в діапазонах КХ і УКХ діюча висота антени приблизно дорівнює $h_d = Sl$, а довжину штирьової антени можна вибрати, виходячи з фізичної реалізованості. Як правило, в цих діапазонах діюча висота дорівнює 0,2 ... 0,5 м.

Мінімальна амплітуда напруги несучої, підводимої до детектора U_d , що забезпечує допустимі нелінійні спотворення, визначається, виходячи з виду модуляції сигналу і типу використовуваного демодулятора (детектора).

Максимальний рівень сигналу є необхідним для лінійної роботи простого діодного детектора АМ сигналів, що пояснюється необхідністю роботи в лінійному режимі.

У транзисторних демодуляторах АМ (або ОМ) передбачається наявність додаткових внутрішніх підсилювачів, що зменшує необхідний рівень сигналу на вході на порядок.

Приймач ЧМ сигналів відрізняється тим, що в ньому використовується частотний детектор з амплітудним обмежувачем. Як правило, в простих радіомовних приймачах використовується дробовий частотний детектор, в якому поєднуються функції частотного детектування та амплітудного обмежувача. Застосування АРП в тюнері ЧМ сигналів необов'язкове, проте доцільне застосування системи автоматичного підстроювання частоти. У якісніших приймачах використовують частотні демодулятори з окремим амплітудним обмежувачем. Приблизні значення амплітуди для різних рішень можна вибрати з табл. 9.1.

Таблиця 9.1 – Значення амплітуди несучого сигналу на вході детектора

Тип детектора	U_d [В]
Діодний детектор для прийому АМ сигналів	0,5 ... 1,5 *
Транзисторний демодулятор АМ або ОМ сигналів	0,05 ... 0,1
ЧМ детектор з амплітудним обмежувачем	0,1 ... 0,5
ЧМ дробовий детектор (детектор відношення)	0,05 ... 0,1

*) У лінійному режимі роботи.

Добуток коефіцієнтів підсилення всіх каскадів височастотного тракту повинен задовольняти умові:

$$K_{BK} \times K_{ПРЧ1} \times K_{ПРЧ2} \times K_{ПР1} \times K_{ППЧ1} \times K_{ПР2} \times K_{ППЧ2} \times \dots \geq K_{вч}$$

де K_{BK} – коефіцієнт передачі за напругою вхідного кола,

$K_{ПРЧ}$ – коефіцієнт підсилення каскаду ПРЧ ,

$K_{ПР}$ – коефіцієнт підсилення перетворювача,

$K_{ППЧ}$ – коефіцієнт підсилення каскаду ППЧ.

Орієнтовне значення коефіцієнта передачі за напругою K_{BK} (для ненастроєної антени) можна взяти з табл. 9.2.

Таблиця 9.2 – Значення коефіцієнта передачі за напругою K_{BK} для ненастроєної антени

Тип вхідного кола	K_{BK}
Одноконтурне ВК в діапазоні ДХ	0,1 ... 0,2
Одноконтурне ВК в діапазоні СХ	0,2 ... 0,4
Одноконтурне ВК в діапазоні КХ	0,3 ... 0,6
Двоконтурне ВК в діапазоні ДХ	0,1 ... 0,2
Двоконтурне ВК в діапазоні СХ	0,2 ... 0,3
Феритова антен а в діапазонах ДХ, СХ	3 ... 6

Коефіцієнт передачі одноконтурного вхідного кола при узгодженні з фідером дорівнює:

$$K_{BK} = S \sqrt{\frac{R_{0E}}{\rho_\phi} m} \quad (9.3)$$

де ρ_ϕ – хвильовий опір фідера,

R_{0E} – резонансний опір контуру з урахуванням шунтування його підсилювальним приладом;

m – коефіцієнт включення підсилювального приладу в контур (для польових транзисторів можна вважати $m \approx 1$, для біполярних – 0,05 ... 0,1).

У діапазоні КХ резонансний опір контура розраховується як:

$$R_{0E} = \frac{2Q_3}{\omega_c C_K},$$

де $C_K = (80 \dots 100)$ пФ – ємність контуру.

У діапазоні УКХ при використуванні польових транзисторів:

$$R_{0E} \approx R_{BX},$$

де R_{BX} - вхідний опір польового транзистора.

Для забезпечення хорошої лінійності перетворення та підсилення подальших каскадів, поліпшення характеристики реальної вибіркової та забезпечення великого динамічного діапазону, тракт преселектора повинен мати невелике підсилення, необхідне лише для забезпечення необхідної реальної чутливості приймача. З таких же причин, як і в преселекторі, в приймачах з подвійним перетворенням частоти обмежують підсилення в тракту першої проміжної частоти.

Для забезпечення широкого динамічного діапазону приймача за сигналом, в тракту основної проміжної частоти підсилення доцільно розподілити між окремими каскадами так, щоб останній каскад мав можливо більший коефіцієнт підсилення. Крім того, бажано, щоб підсилювальний елемент останнього каскаду ППЧ і його робочий режим забезпечували лінійне підсилення сигналу з відносно великими амплітудами. Необхідно також, щоб динамічний діапазон приймача зберігався незмінним при регулюванні підсилення, тобто приймач повинен приймати однаково добре і слабкі, і сильні сигнали. Для збереження динамічного діапазону при прийомі досить сильних сигналів доцільно мати на вході приймача атенюатор з регульованим загасанням.

Для забезпечення необхідного коефіцієнта підсилення ВЧ тракту при якнайменшій кількості підсилювальних приладів слід вибирати такий тип підсилювального приладу, у якого забезпечуватиметься найбільший стійкий коефіцієнт підсилення, тобто матиме найбільше відношення:

$$\frac{|y_{21}|}{C_{12}},$$

де y_{21} – модуль крутизни характеристики підсилювального приладу на робочій частоті;

C_{12} – прохідна ємність (паразитна ємність вихід – вхід підсилювального елемента).

У транзисторів, включених за схемою із загальним витоком (емітером), C_{12} – ємність затвор-стік (колектор-база).

Коефіцієнт підсилення одноконтурного ПРЧ або ППЧ в першому наближенні можна вважати рівним максимально стійкому коефіцієнту підсилення підсилювача $K_{ст}$. Для схеми із загальним емітером (загальним витоком):

$$K_{ст} = \sqrt{\varepsilon \frac{|y_{21}|}{|y_{12}|}},$$

де $\varepsilon = 0,2 \dots 0,4$ – коефіцієнт запасу стійкості підсилення.

Для підсилювачів з двоконтурними смуговими фільтрами, у яких параметр зв'язку між контурами $\eta = 1$, можна прийняти:

$$K_{ППЧ} = 1/2 K_{ст}.$$

Для перетворювачів частоти, якщо вважати, що в якості навантаження у них будуть застосовані фільтри, однотипні з використовуваними в ППЧ, можна вважати:

$$K_{ПЧ} = (1/2 \dots 1/3) K_{ППЧ}.$$

В тому випадку, якщо в технічному завданні на проектування задається значення реальної чутливості (для професійних РПрП), або в приймачі використовується антена з малою діючою висотою, то при виборі активних елементів необхідно враховувати їх шумові властивості, які визначають шумові параметри РПрП в цілому.

При заданій реальній чутливості E_A проєктований приймач повинен мати коефіцієнт шуму:

$$\text{Ш} < \frac{E_A - \varepsilon_{\Pi}^2 h_{\text{д}}^2 \Pi_{\text{ш}}}{2kT_0 q \Pi_{\text{ш}} r_A}, \quad (9.4)$$

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

T_0 – абсолютна температура, приблизно рівна 293°К;

r_A – активна складова опору антени;

$\Pi_{\text{ш}}$ – шумова (ефективна) смуга пропускання, приблизно рівна смузі пропускання приймача;

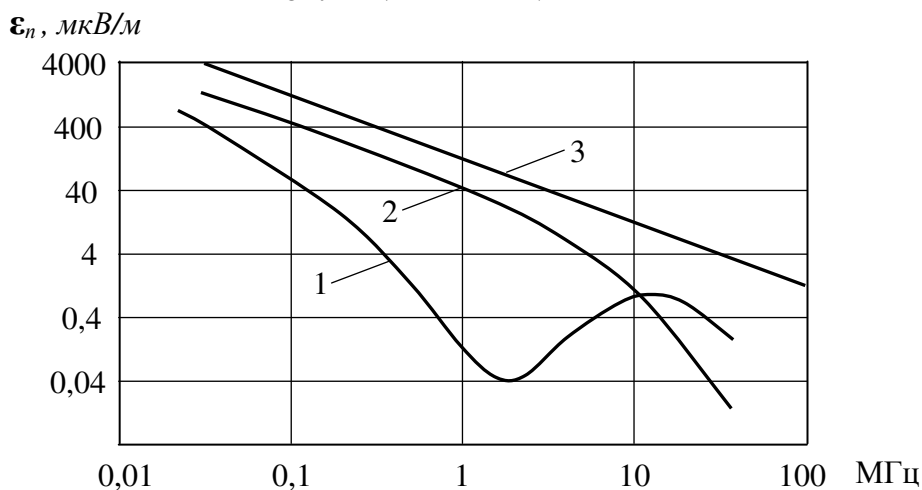
q – задане співвідношення сигнал/шум на виході лінійного тракту приймача;

ε_{Π} – питома напруженість поля зовнішніх завад, визначувана за емпіричними графіками, поданими на рис. 9.1.

При великому рівні зовнішніх завад другий доданок може виявитися більшим, ніж перший, що означає неможливість забезпечити необхідну чутливість за вибраною смугою пропускання тракту приймача. В цьому випадку можливо (і достатньо часто) задавати чутливість РПрП без урахування зовнішніх завад. У таких випадках в (9.4) вважають напруженість поля зовнішніх завад $\varepsilon_{\Pi}=0$.

Для реалізації необхідного значення коефіцієнта шуму Ш, одержаного із співвідношення (9.4), мінімальне значення коефіцієнта шуму вибраного підсилювального елемента має задовольняти умові:

$$\text{Ш}_{\text{ПС ЕЛ}} < (0,5 \dots 0,8) \text{ Ш}.$$



- 1 – середній рівень атмосферних завад вдень;
- 2 – середній рівень атмосферних завад вночі;
- 3 – середній рівень індустриальних завад у місті.

Рисунок 9.1– Питома напруженість поля зовнішніх завад ε_{Π}

9.1. Вибір типу підсилювального елемента

У сучасних РПрП як підсилювальні елементи широко використовують інтегральні мікросхеми і польові транзистори, хоча і біполярні транзистори також знаходять застосування.

Переваги польових транзисторів:

– високі вхідний і вихідний опори, що дозволяє забезпечити вищу еквівалентну добротність контурів і одержати вищу вибірковість тюнерів, що особливо важливе для преселекторів;

– польові транзистори мають менший рівень теплових шумів, ніж біполярні, що дозволяє одержати вищу реальну чутливість приймачів.

У зв'язку з цим у вхідних каскадах РПрП, що визначають такі параметри, як реальна чутливість, вибірковість за дзеркальним каналом, реальна вибірковість можуть повною мірою виявитися названі переваги польових транзисторів.

Еквівалентна П-подібна схема заміщення підсилювального елемента, як-то транзистора або мікросхеми, має вигляд, подана на рис. 9.2. Відповідні дані за у-параметрами подаються в довідковій літературі.

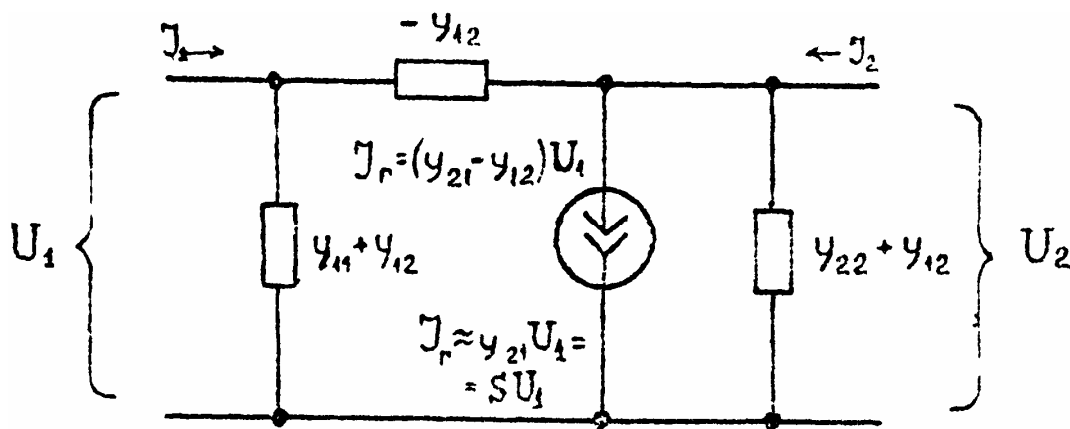


Рисунок 9.2 – Еквівалентна П-подібна схема заміщення підсилювального елемента

Конкретний тип транзистора для ПРЧ вибирають з наступних міркувань:

1. У межах діапазону робочих частот модуль провідності прямої передачі (y_{21}) повинен залишатися приблизно постійним. Це досягається вибором транзистора з великою граничною частотою підсилення, набагато більше верхньої частоти настройки приймача.
2. Коефіцієнт шуму транзистора має бути по можливості малим.
3. Коефіцієнт стійкого підсилення на вищій робочій частоті ($K_{ст}$) бажано мати якомога більше.

Польові транзистори.

Польові транзистори працюють при струмі 5...10 мА і мають невеликі значення y_{21} . Високий вхідний опір польового транзистора дозволяє сильніше пов'язувати його з коливальними контурами, набуваючи при цьому великі значення коефіцієнта підсилення. Основна перевага ПТ в істотно кращих параметрах багатосигнальної вибірковості, визначуваних відношенням y_{21}''/y_{21} .

Польові транзистори використовують в каскадах приймача, як правило, за схемою із загальним витоком (ЗВ). Для аналізу і розрахунку польовий транзистор можна представити у вигляді лінійного активного чотирьохполюсника (рис. 9.2), причому його у-параметри визначають наступними виразами:

$$Y_{11} = \frac{1}{R_{3H}} + \omega^2 R_B C_{3B} C_{CB} + i\omega(C_{3B} + C_{3C}) - \text{вхідна провідність};$$

$$G_{11} = \frac{1}{R_{3H}} + \omega^2 R_B C_{3B} C_{CB}; \quad C_{11} = C_{3B} + C_{3C} \approx C_{3B};$$

$$Y_{22} = \left(\frac{1}{R_{CH}} + \omega^2 R_B C_{3B} C_{CB} + i\omega(C_{CB} + C_{3C}) \right) - \text{вихідна провідність};$$

$$G_{22} = \frac{1}{R_{CH}} + \omega^2 R_B C_{3B} C_{CB}; \quad C_{22} = C_{CB} + C_{3C} \approx C_{CB};$$

$Y_{21} \approx S$ – провідність прямої дії (крутизна);

$Y_{12} \approx i\omega C_{3C}$ – провідність зворотної дії.

У цих виразах індекси 3, В, С позначають відповідно *затвор, витік, стік*.

Для сучасних високочастотних польових транзисторів: $S = 3 \dots 20$ мА/В,

$C_{3B} = 1 \dots 10$ пФ, $C_{3C} = 0,05 \dots 1,5$ пФ, $C_{CB} = 0,5 \dots 7$ пФ,

$R_{3B} \approx 10^{10}$ Ом, $R_{CB} = 10^5$ Ом, $R_B = 50$ Ом.

Рекомендованими типами польових транзисторів для застосування в курсовому проекті є КП305, 2П305, КП306, КП307, КП350, 2П350 і ін. Рекомендована схема включення польового транзистора з управляючим п-переходом, наприклад, в каскад підсилювача радіочастоти, може мати вигляд, показаний на рис. 9.3.

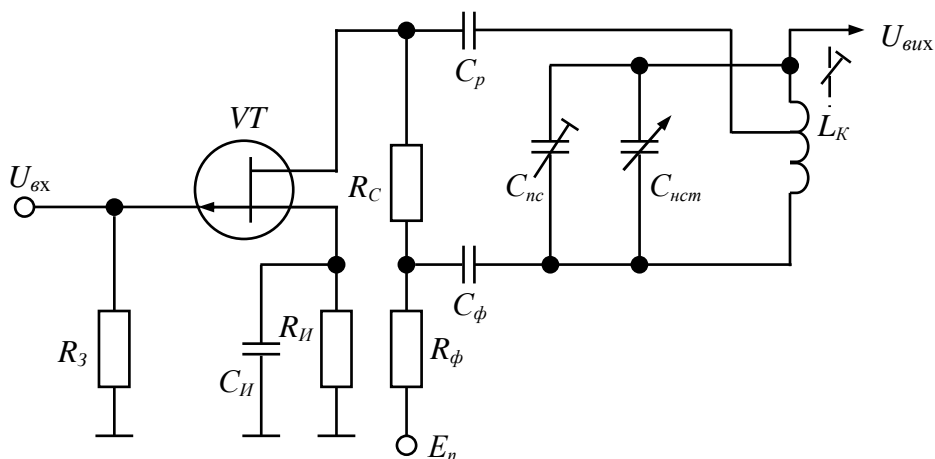


Рисунок 9.3 – Схема ПРЧ на біполярному транзисторі з 3В і автотрансформаторним включенням контура

Польові транзистори в порівнянні з біполярними дозволяють одержати більше підсилення за напругою, мають вищі вхідні і вихідні опори, малу прохідну ємність (забезпечують стійку роботу на високих частотах), менший рівень власних шумів, забезпечують малий рівень нелінійних і перехресних спотворень, вищу швидкодію і термостабільність. Оскільки польові транзистори мають високий вхідний опір, застосовується повне включення вхідного контуру в коло затвора і часткове включення вихідного контуру з міркувань стійкості.

Біполярні транзистори.

Біполярні транзистори мають більшу провідність прямої передачі (y_{21}) і працюють при невеликому споживаному струмі (1...2 мА).

Вибирають біполярний транзистор на основі його частотних властивостей, а також з урахуванням допустимої потужності розсіювання колектора і допустимих значень напруг і струмів на електродах транзистора. Оскільки радіочастотні каскади РПрП є малопотужними, то слід застосовувати транзистори малої і середньої потужності, а основними є частотні властивості. Вибирати транзистор слід так, щоб робоча частота f_p була значно нижче за граничну частоту транзистора за крутизною $f_{y_{21}}$, тобто щоб виконувалася нерівність:

$$f_p \leq 0,3 f_{y_{21}}$$

В цьому випадку параметри транзистора можна вважати практично незалежними від зміни робочої частоти. Перевагу слід віддавати кремнієвим транзисторам, оскільки їх параметри менше залежать від зміни температури. Відзначимо, що відповідними транзисторами є КТ-306, КТ307, КТ-312, КТ-315, КТ-339 та ін.

Вибравши тип транзистора, можна переходити до розрахунку його Y -параметрів. Відзначимо, що підсилювальні та перетворювальні каскади на біполярних транзисторах можуть будуватися за схемами із загальним емітером (ЗЕ), загальною базою (ЗБ) і загальним колектором (ЗК). У РПрП найбільше застосування знаходить схема із загальним емітером (ЗЕ). Тому методику розрахунку Y -параметрів подамо для цієї схеми включення транзистора – ЗЕ.

Для розрахунку Y -параметрів використовують наступні параметри транзистора, що подаються в довідниках:

h_{21} – коефіцієнт підсилення струму в схемі з ЗЕ на низькій частоті;

$|h_{21}|$ – модуль коефіцієнта підсилення струму на деякій заданій високій частоті $f_{\text{зад}}$;

C_K – ємність колекторного переходу;

τ_K – постійна часу кола зворотного зв'язку на високій частоті ($\tau_K = C_K r_B$, де r_B – об'ємний опір бази);

h_{11B} – вхідний опір у схемі з ЗБ.

Якщо h_{11B} в довіднику не вказано, то його можна визначити за приблизною формулою:

$$h_{11B} \approx \frac{25}{I_K},$$

де I_K – робочий струм колектора, мА.

Гранична частота $f_{\text{ГР}}$ (на цій частоті $|h_{21}| = 1$), або по-іншому f_T , коефіцієнта підсилення струму в схемі з ЗЕ, або приводиться в довіднику, або обчислюється за формулою :

$$f_{\text{ГР}} = f_{\text{зад}} \times |h_{21}|.$$

Гранична частота за крутизною визначається як:

$$f_S = f_{\text{ГР}} \frac{h_{21B}}{r_B}.$$

У розрахункових формулах для визначення y -параметрів використовують

наступні допоміжні коефіцієнти:

$$a = f_p / f_s ; b = f_p / f_{TP} ,$$

де f_p – робоча частота.

Необхідно відзначити, що якщо транзистор використовується в режимі за постійним струмом, відмінному від того, для якого приведені значення параметрів в довіднику, то нові відповідні значення параметрів визначають за формулами:

$$h'_{11B} = h_{11B} I_K / I'_K , h'_{21E} = h_{21E} I_K / I'_K ,$$

у яких значок "штрих" відповідає новому вибраному режиму.

Розрахункові формули для визначення y - параметрів транзистора мають наступний вигляд:

$$G_{11} = \frac{1 + h_{21E}ab}{h_{21E}h_{11B}(1 + a^2)} - \text{активна складова вхідної провідності};$$

$$C_{11} = \frac{h_{21E}b - a}{2\pi f_p h_{21E}h_{11B}(1 + a^2)} - \text{вхідна ємність};$$

$$G_{22} = \frac{2\pi f_p \tau_K a}{h_{11B}(1 + a^2)} - \text{активна складова вихідної провідності};$$

$$C_{22} = C_E + \frac{\tau_K}{h_{11B}(1 + a^2)} - \text{вихідна ємність}$$

$$y_{21E} = \frac{h_{21E}}{(1 + h_{21E})h_{11B}} - \text{повна пряма провідність прямої передачі};$$

$$|y_{21E}| = S = \frac{y_{21E}}{\sqrt{1 + a^2}} - \text{модуль прямої провідності на робочій частоті};$$

$$|y_{12E}| \approx \omega C_{12} - \text{модуль повної провідності зворотної передачі};$$

$$C_{12} \approx \frac{C_K}{1 + a^2} - \text{ємність зворотної передачі на робочій частоті}.$$

У режимі перетворення частоти еквівалентні параметри транзистора видозмінюються таким чином:

$$S_{ПР} = |y_{21ПР}| = (0,25 \dots 0,5) S.$$

На частоті сигналу $G_{11ПР} = (0,5 \dots 0,8) G_{11}$, $C_{11ПР} \approx C_{11}$, на проміжній частоті $G_{22ПР} = (0,5 \dots 0,8) G_{22}$, $C_{22ПР} \approx C_{22}$.

Іншим можливим методом визначення еквівалентних *y-параметрів* транзистора є використання графіків параметрів транзисторів, одержаних експериментально шляхом вимірювань і поданих в довідниках [14]. Рекомендована схема включення біполярного транзистора з ЗЕ для каскаду ПРЧ подана на рис. 9.4.

Схема з ЗЕ дозволяє одержати найбільше підсилення по потужності унаслідок відносно великого вхідного опору. Особливістю використання біполярних транзисторів є часткове включення контуру, як по входу так і по виходу, через низькі вхідні і вихідні опори.

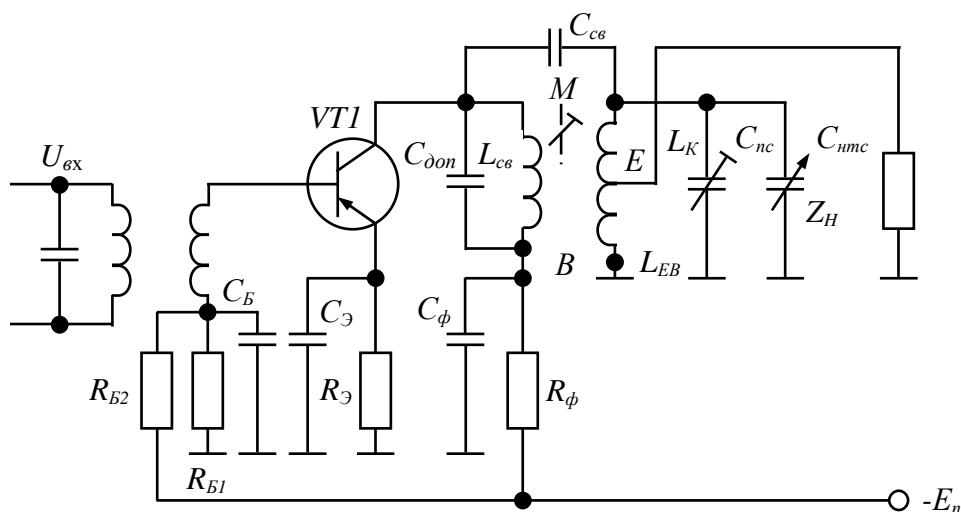


Рисунок 9.4 – Схема РЧ на біполярному транзисторі за схемою із 3Е і трансформаторним включенням контуру

Інтегральні схеми.

Інтегральні схеми (ІС) в порівнянні з дискретними елементами значно підвищують ефективність використання об'єму, надійність і економічність. Застосування ІС створює основу для комплексної мікромініатюризації радіоприймального апарату, зменшення габаритів і маси пристроїв, підвищення надійності, дозволяє розширити функціональність і підвищити якісні показники. Через порівняно невисокий частотний діапазон і гірші шумові властивості, в порівнянні з дискретними елементами, функціональні пристрої на ІС виконують для перетворювачів частоти і тракту ПЧ. Можливість використання великого числа активних елементів дозволяє виконувати складні пристрої обробки сигналів – аж до реалізації всього радіомовного РПрП на одній ІМС.

Збільшення функціональної складності сучасних приймальних пристроїв, інтеграція ряду функцій суміжних пристроїв дозволяє крім традиційних задач підсилення, вибірконості і перетворення за частотою сигналу в РПрП вирішувати задачі з пошуку та виявленню сигналу, здійснювати демодуляцію, синхронізацію за несучою, піднесучою і тактовою частотами, стеження за затримкою сигналу, оптимальне виділення сигналу з суміші з шумом або іншими сигналами, що заважають, адаптацію до невідомого сигналу, управління активними антенними решітками та ін. До складу сучасних РПрП, у тому числі і мовленнєвих, входять синтезатори частоти, пристрої цифрового управління і відображення інформації, управляючі мікропроцесори.

Разом з тим, неможливість реалізації в інтегральному виконанні реактивних елементів ставить задачу розробки спеціальних схемотехнічних рішень для каскадів.

Вибір мікросхем проводиться відповідно до їх функціонального призначення, ступенем універсальності та конструктивним виконанням. За числом виконуваних функцій ІС можна розділити на *універсальні* (або *багатофункціональні*), звично малому і середньому ступеню інтеграції, використовувані в різних вузлах апаратури, і *спеціалізовані*, середнього і великого ступеня інтеграції, які

складаються із, певним чином, спряжених універсальних вузлів, призначених для виконання однієї, цілком певної функції в різних приладах. Очевидно, можливий і проміжний випадок. Крім того, розрізняють ІС загального застосування, що випускаються спеціалізованими підприємствами для потреб всієї промисловості, приватного застосування, для застосування в конкретному приладі або обмеженому числі приладів.

У табл. 9.3 подано приблизний розподіл ІС відповідно до ступеня універсальності з основними виконуваними функціями.

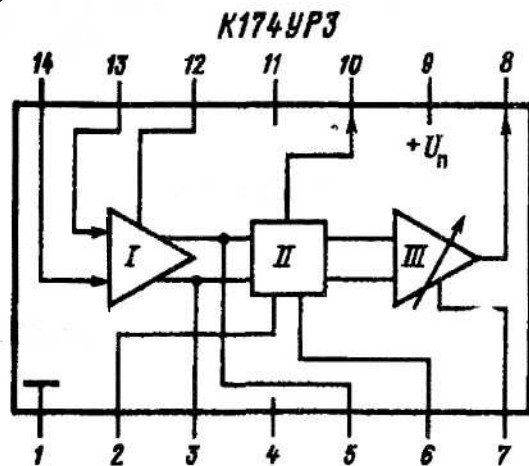
Таблиця 9.3 – Функціональне розподілення ІС

Ступінь універсальності	Класи ІС	Виконувані функції
Велика	Багатофункціональні підсилювачі	Підсилення постійного струму, низькочастотних і високочастотних сигналів, складання сигналів, регульоване підсилення, генерація, фільтрації, обмеження, АМ, ЧМ і ФМ демодуляція, частотне перетворення, множення частоти
	Аналогові перемножувачі	Частотне перетворення, перемножування сигналів, множення частоти, регулювання підсилення, модуляція, АМ, ЧМ і ФМ демодуляція
Середня	Широкосмугові підсилювачі (у тому числі з регулюванням підсилення), повторювачі	Підсилення високочастотного, імпульсного та гармонійного сигналів, широке та вузькосмугове підсилення, генерація, розв'язка каскадів
	широкосмугові підсилювачі надвисокої частоти (НВЧ), змішувачі	Вузькосмугове та широкосмугове підсилення НВЧ сигналів, підсилення з малими шумами, демодуляція НВЧ сигналів
	Аналого-цифрові схеми	Перетворення аналог-цифра, цифра-аналог, перемножування цифрових і аналогових сигналів, цифрове управління підсиленням
	Дискретно-аналогові схеми	Фільтрація, узгоджена фільтрація, спектральний аналіз, перетворення аналог-цифра, цифра-аналог
Мала	Спеціалізовані вузли РПрП (фільтри, генератори, демодулятори, ФАП)	Відповідно до призначення ІС
	Субсистеми РПрП (субсистема АМ РПрП, ЧМ РПрП, цифрові синтезатори)	

Вибір ІС за електричними параметрами проводиться в процесі розрахунку відповідного вузла та звичайно не викликає затруднень. Вибір ІС за конструктивним виконанням проводиться у відповідності до її вартості, умов експлуатації приладу, вимог до габаритів приладу. Застосування безкорпусних ІС можливо тільки при використуванні гібридно-плівкової технології виготовлення вузлів і блоків РПрП при обов'язковій загальній герметизації цих вузлів і блоків.

Як приклад, приведемо ІМС підсилювача проміжної частоти 174УРЗ і багатофункціональну ІМС КР174ХА51 приймачів ЧМ сигналів. Загальні параметри багатофункціональних ІМС КР174ХА2 і КР174ХА34АМ приймачів АМ і ЧМ сигналів подані в додатку 1.

Загальний опис 174УРЗ. Мікросхема є трактом оброблення ЧМ-сигналів проміжної частоти універсального використання. Містить підсилювач-обмежувач, синхронний демодулятор і попередній підсилювач низької частоти з виключенням зовнішнім управляючим струмом для організації безшумного налаштування. Призначена для застосування в радіомовленнєвих приймачах. Структурна схема приведена на рис. 9.5 а, принципова – на рис. 9.5 б. Корпус типу 201.14-1. Маса не більш 1,5 г.



I – підсилювач-обмежувач; II – частотний демодулятор; III – попередній підсилювач НЧ

Призначення виводів

- 1 – живлення ($-U_n$);
- 2 – фазозсувний контур;
- 3 – 5 - виходи підсилювача-обмежувача;
- 6 – фазозсувний контур;
- 7 – управління підсилювачем НЧ;
- 8 – вихід НЧ;
- 9 – живлення ($+U_n$);
- 10 – вихід частотного демодулятора;
- 12 – блокування;
- 13 – вхід проміжної частоти;
- 14 – блокування.

Рисунок 9.5, а – Структурна схема ІС 174УРЗ

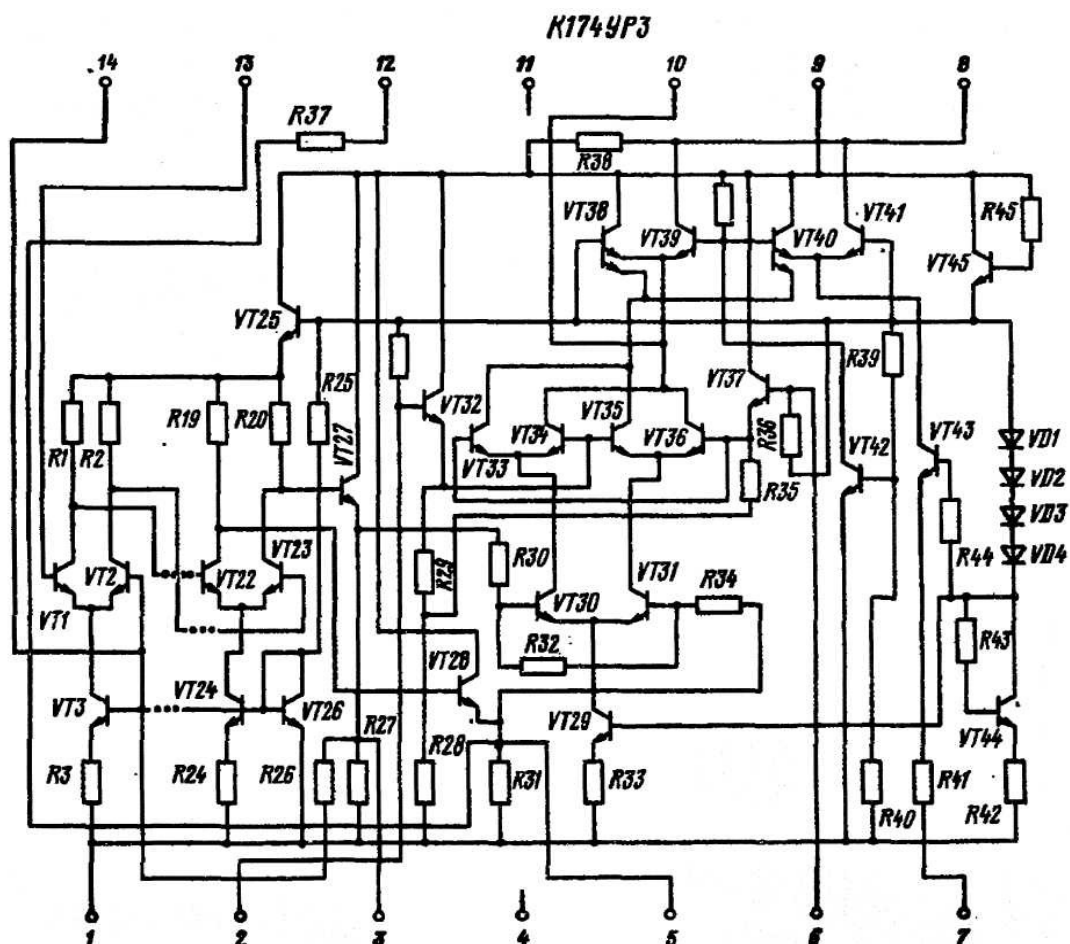
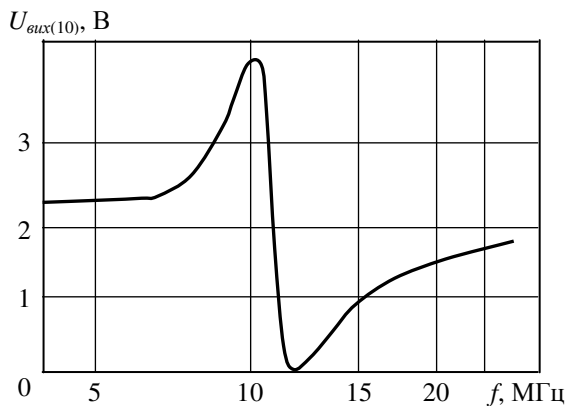


Рисунок 9.5 б –Принципова схема ІС 174УРЗ

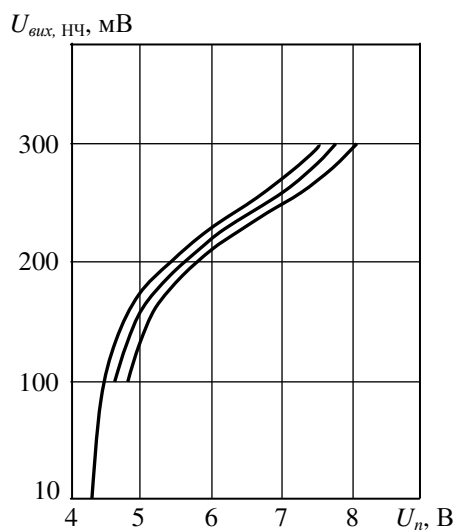
Таблиця 9.4 –Електричні параметри ІС 174УРЗ

Номінальна напруга живлення $U_{\text{ж}}$	6 В
Струм споживання при $U_{\text{ж}} = 6 \text{ В}$, $T = +25^\circ\text{C}$, не більш	12 мА
Вихідна напруга НЧ при $U_{\text{ж}} = 6 \text{ В}$, $f = 10,7 \text{ МГц}$, $f_{\text{м}} = 1 \text{ кГц}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ кГц}$, $U_{\text{вх}} = 1 \text{ мВ}$, не менше	100 мВ
при $T = +25^\circ \text{C}$	100 мВ
при $T = +55^\circ \text{C}$	80 мВ
Вхідна напруга на початку обмеження при $U_{\text{ж}} = 6 \text{ В}$, $f = 10,7 \text{ МГц}$, $f_{\text{м}} = 1 \text{ кГц}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ кГц}$, $T = +25^\circ\text{C}$, не більше	100 мкВ
Коефіцієнт подавлення амплітудної модуляції при $U_{\text{ж}} = 6 \text{ В}$, $f = 10,7 \text{ МГц}$, $f_{\text{м}} = 1 \text{ кГц}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ кГц}$, $U_{\text{вх}} = 1 \text{ мВ}$, $T = +25^\circ\text{C}$, не менше	40 дБ
Коефіцієнт подавлення амплітудної модуляції при $U_{\text{ж}} = 6 \text{ В}$, $f = 10,7 \text{ МГц}$, $f_{\text{м}} = 1 \text{ кГц}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ кГц}$, $U_{\text{вх}} = 0,5 \text{ мВ}$, $T = +25^\circ\text{C}$, не більш	2%
Струм управління на виводі 7	0,05 – 1 мА
Зміна вихідної напруги на виводі 8 при поданні управляючого струму на вхід 7, не менше	60 дБ

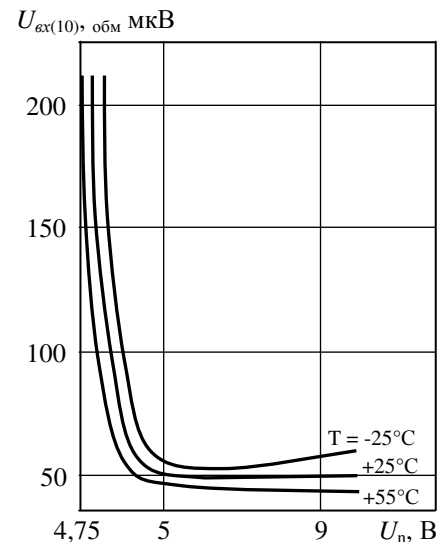
Вхідний опір на частоті 15 МГц, не менше	3,9 кОм
Вихідний опір, не більше	1,5 кОм
<u>Граничні експлуатаційні дані</u>	
Напруга живлення	5 ... 9 В
Максимальна вхідна напруга	300 мВ
Максимальний опір за постійним струмом між виводами 12 і 13	500 Ом
Температура навколишнього середовища	-25...+55° С



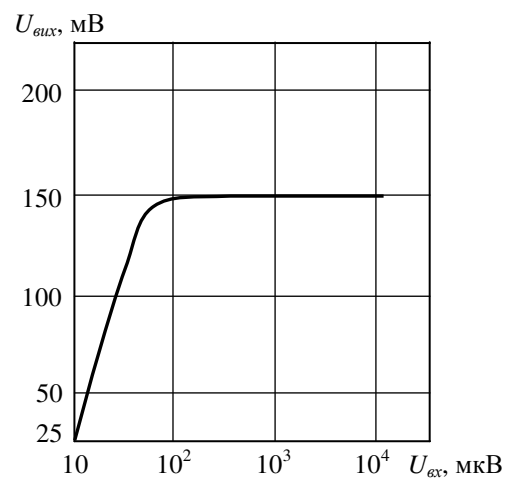
Залежність вихідної постійної напруги (з виводу 10) від розстроювання частоти вхідного сигналу щодо частоти настроювання опорного контура при $U_{ж} = 6 \text{ В}$, $f = 10,7 \text{ МГц}$, $U_{вх} = 500 \text{ мкВ}$



Залежності вихідної напруги низької частоти від напруги живлення при $f = 10,7 \text{ МГц}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ кГц}$



Залежності вхідної напруги початку обмеження від напруги живлення при $f = 10,7 \text{ МГц}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ кГц}$



Амплітудна характеристика $U_{ж} = 6 \text{ В}$, $f = 10,7 \text{ МГц}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ кГц}$, $T = +25^\circ \text{ С}$

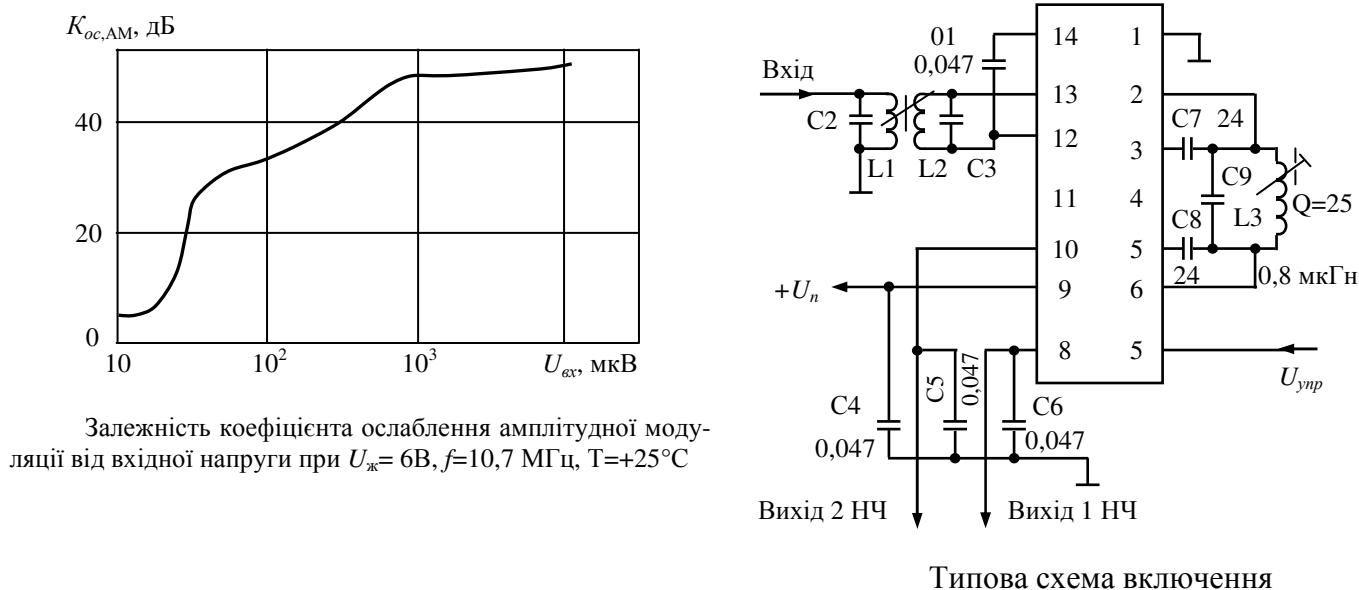


Рисунок 9.6 –Основні характеристики ІС серії K174

K174XA42 – однокристальний ЧМ радіоприймач. Мікросхеми K174XA42A і K174XA42Б призначені для роботи в економічних радіомовленнєвих і зв'язних приймачах частотно-модульованих сигналів. Мікросхеми містять всі функціональні вузли супергетеродинного ЧМ приймача (від антенного входу до виходу ЗЧ) і вимагають для його реалізації мінімум навісних елементів: резонансний LC-контур, декілька конденсаторів і один резистор.

Регулювання такого приймача зводиться до настроювання контура гетеродина - установці меж діапазону. Це стало можливим завдяки низькій проміжній частоті – 70 кГц, що дозволяє використовувати для селекції сигналу RC-фільтри, які не настроюються.

Великі значення девіації вхідного сигналу 50 і 75 кГц при низькій ПЧ приводять до появи спотворень сигналу ЗЧ. Для їх усунення використана система зворотного зв'язку за частотою, яка зменшує ("стискає") девіацію в п'ять разів – до 10 і 15 кГц відповідно. Мікросхема оснащена високоефективною кореляційною системою придушення шуму (безшумної настроювання – БШН). Вона пригнічує звуковий сигнал при неточному настроюванні, при вхідному сигналі з рівнем, близьким до рівня шуму, і при настроюванні на дзеркальний канал.

ІС K174XA42A розрахована для роботи в зв'язних радіоприймальних пристроях, а K174XA42Б - в радіомовленнєвих приймачах побутового призначення. Мікросхема K174XA42 може також знайти застосування і в радіотрактах телевізійної апаратури, в телефонах з радіоканалом, в системах особистого і службового радіозв'язку, пристроях пошукового виклику, охоронних пристроях, в апаратурі телекерування. Невелике число необхідних зовнішніх елементів, простота настроювання і низька вартість роблять її дуже привабливою для широкого використання в конструкціях радіоаматорства.

Спрощена функціональна схема ІС K174XA42A зображена на рис. 9.7. ЧМ приймач побудовано за супергетеродинною схемою з одноразовим перетворен-

ням частоти. Вхідний сигнал після підсилення змішується з сигналом гетеродина. Завдяки відносно низькій проміжній частоті (ПЧ) сигналу, що знімається з виходу змішувача, амплітуда побічних складових перетворення настільки мала, що вони практично відсутні на вході підсилювача сигналу проміжної частоти.

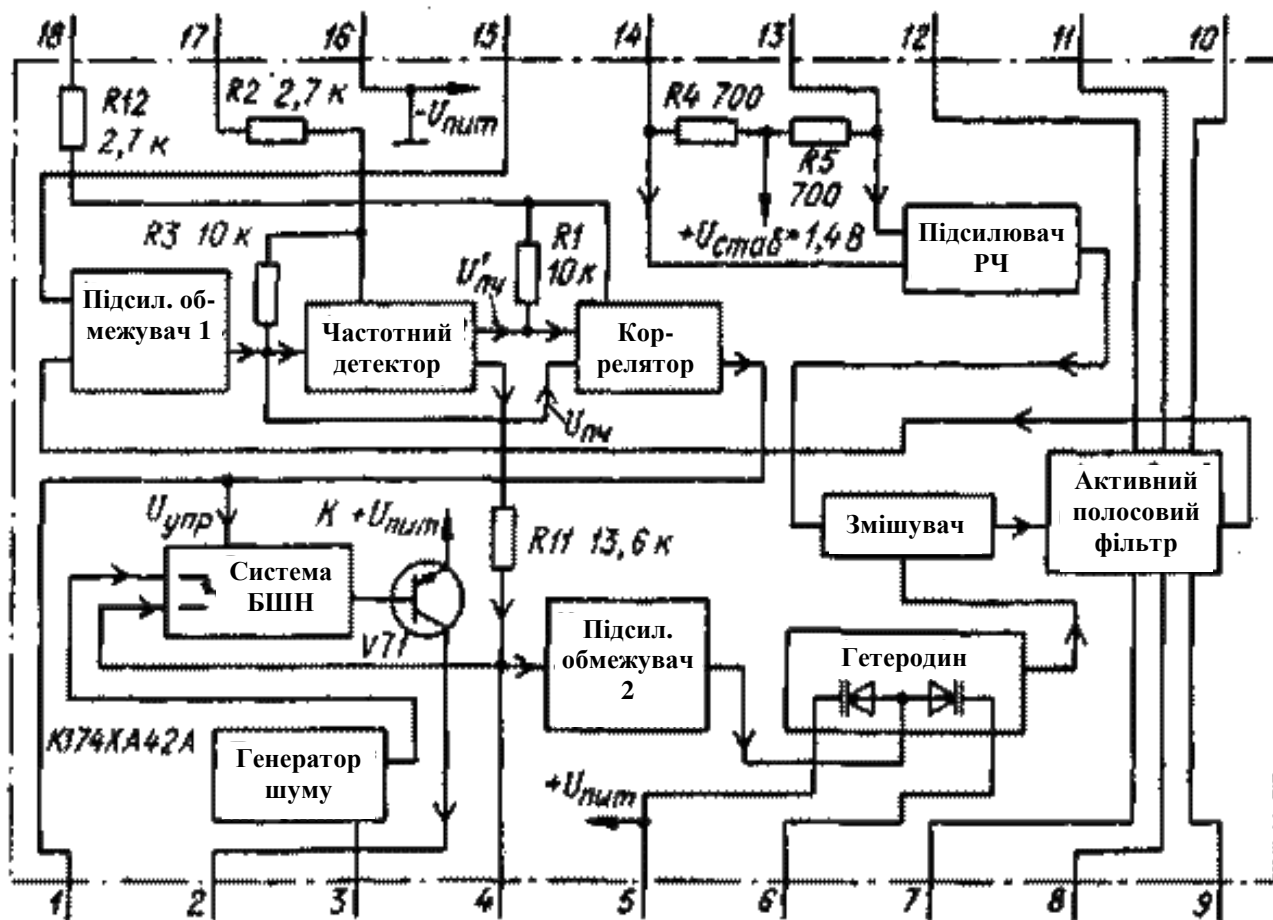


Рисунок 9.7 – Функціональна схема ІС К174ХА42А

Призначення виводів ІМС К174ХА42А: 1 – підключення конденсатора фільтра корелятора; 2 – вихід підсилювача ЗЧ (з відкритим колектором); 3 – підключення конденсатора генератора шуму; 4 – підключення конденсатора фільтра петлі зворотного зв'язку за частотою; 5 – плюсовий вивід живлення; 6 – підключення LC -контура гетеродина; 7-12 – підключення конденсаторів смугового фільтра ПЧ; 13,14 – вхід підсилювача сигналу радіочастоти; 15 – підключення конденсатора вхідного кола підсилювача-обмежувача 1; 16 – загальний вивід (мінусовий вивід живлення); 17 – підключення конденсатора фазообертача частотного детектора; 18 – підключення конденсатора фазообертача корелятора.

У мікросхемі К174ХА42Б в порівнянні з К174ХА42А відсутні виводи 3 і 10, через що нумерація виводів у її цокольовці відповідно зсунута.

Для придушення позасмугових сигналів передбачено активний смуговий фільтр ПЧ четвертого порядку. Вихідний сигнал фільтра підсилювач-обмежувач 1 проводить нормування за амплітудою. Підсилювач-обмежувач 1 має великий коефіцієнт підсилення (більше 90 дБ) і динамічний діапазон. Пере-

творений сигнал ПЧ поступає на вхід частотного детектора і одночасно на вхід корелятора.

Частотний детектор є перетворювачем частота-напруга. Демодульована напруга низької частоти поступає, по-перше, на другий підсилювач-обмежувач і далі на гетеродин, замикаючи в системі петлю зворотного зв'язку за частотою, і, по-друге, на вхід комутатора системи безшумного настроювання (БШН) і потім на передпідсилювач ЗЧ і вихід приймача.

Вихідний сигнал корелятора використовують для управління комутатором системи БШН, що пригнічує міжстанційні завади.

Окрім вказаних вузлів, мікросхема містить внутрішній стабілізатор живлячої напруги (на схемі не показаний), вихідний підсилювач ЗЧ (він зображений на схемі у вигляді транзистора VT1) і генератор шуму, що входить в систему БШН. Генератор шуму імітує ЧМ шум і підключається комутатором до входу передпідсилювача ЗЧ при переходах від однієї станції, що приймається, до іншої або при неточному настроюванні. Шумовий сигнал у цих випадках свідчить про працездатність приймально-підсилювального тракту. У мікросхемі K174XA42Б управління генератором шуму не передбачено.

У приймачі застосована частотна демодуляція із зворотним зв'язком за частотою – вихідний ЗЧ сигнал демодулятора використано для відповідного зсуву частоти гетеродина в протифазі з сигналом ПЧ. Цим досягнуто зменшення девіації частоти сигналу ПЧ і, як наслідок, практично повна відсутність гармонійних спотворень вихідного сигналу. Необхідний ступінь "стиснення девіації" виходить, якщо ємність коливального контура гетеродина $C_0 = C_k + C_{\text{пар}} + C_{\text{вар}}$ вибрати з емпіричного співвідношення: $C_0 = F_0/2$ (C_k – ємність контурного конденсатора, $C_{\text{пар}}$ – паразитна ємність контура, $C_{\text{вар}}$ – ємність варикапа елемента перестроювання, ємність встановлюється скрізь в пікофарадах; F_0 – частота настроювання контура, в мегагерцах). Цей вираз, застосовний для всіх значень частоти в діапазонах УКХ-1 і УКХ-2, дозволяє визначити параметри контура гетеродина – ємність конденсатора, а потім індуктивність котушки.

Активний смуговий фільтр ПЧ мікросхеми складається з трьох ланок: ФВЧ другого порядку, смугового фільтра першого порядку і ФНЧ першого порядку (див. фрагмент схеми на рис. 9.8; нумерація конденсаторів відповідає рис. 9.7).

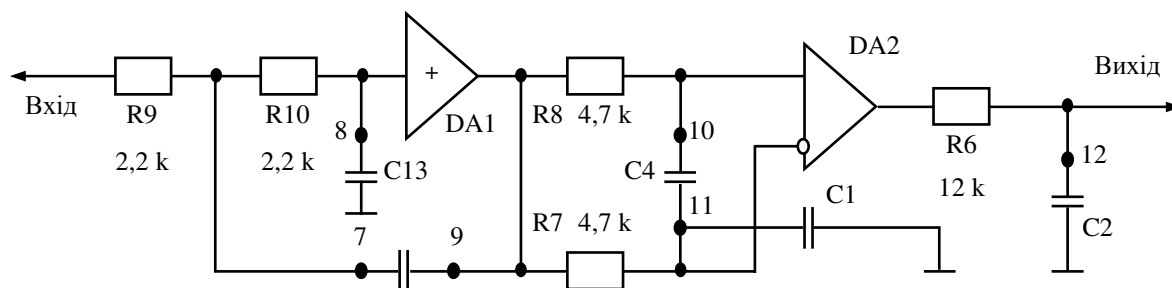


Рисунок 9.8 – Активний смуговий фільтр ПЧ мікросхеми

Жирними крапками позначені виводи мікросхеми. Номінали зовнішніх конденсаторів і значення частоти зрізу ланок при ПЧ 70 кГц визначають для передавальної функції системи за відомими співвідношеннями:

ланка ФНЧ-II: $C_9 = 3300$ пф, $C_{13} = 180$ пф, $f_o = 94$ кГц;
ланка ПФ-I: $C_4 = 330$ пф, $C_1 = 3300$ пф, $f_v = 103$ кГц, $f_n = 10,3$ кГц;
ланка ФНЧ-I: $C_2 = 150$ пф, $f_o = 88,4$ кГц.

Використане схемотехнічне рішення смугового фільтра забезпечує високу вибірковість, мінімальну споживану потужність і хороший динамічний діапазон. Амплітудно-частотна характеристика смугового фільтра зображена на рис. 9.9.

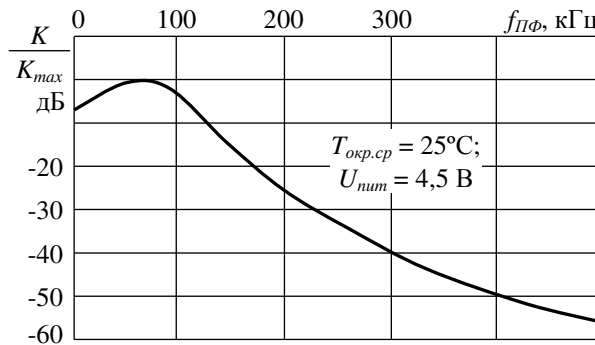


Рисунок 9.9 – Амплітудно-частотна характеристика смугового фільтра

Для придушення сигналів паразитних каналів прийому служить система БШН (безшумного настроювання). Робота системи заснована на кореляції сигналу ПЧ і цього ж сигналу, але затриманого та інвертованого. Обидва сигнали підводять до входу корелятора. Якщо прямий сигнал $U_{пч}$ є послідовністю когерентних імпульсів постійного періоду (як це і буває у разі прийому радіомовленнєвої станції), то затримка сигналу $U'_{пч}$ має дорівнювати періоду проходження. Такий сигнал одержують інвертуванням прямого сигналу. Інвертування і затримку сигналу виконує фазовий фільтр (на схемі рис. 9.8 не показаний).

При точному настроюванні на станцію форми обох сигналів ідентичні і мають високий ступінь кореляції. При розстроюванні фаза сигналу $U'_{пч}$ зміщується щодо прямого – кореляція мала. В результаті дії завад або шуму виникають значні зміни періоду і форми сигналу $U'_{пч}$, в цих випадках кореляції практично немає.

За результатом порівняння цих сигналів корелятор виробляє сигнал управління комутатором, що плавно включає підсилювач ЗЧ при високій кореляції або генератор шуму при слабкій. Цим виключається проходження на вихід приймача різних клацань, завад і різких звуків.

Типові схеми включення мікросхем К142ХА42А і К174ХА42Б подані на рис. 9.10, а і б відповідно.

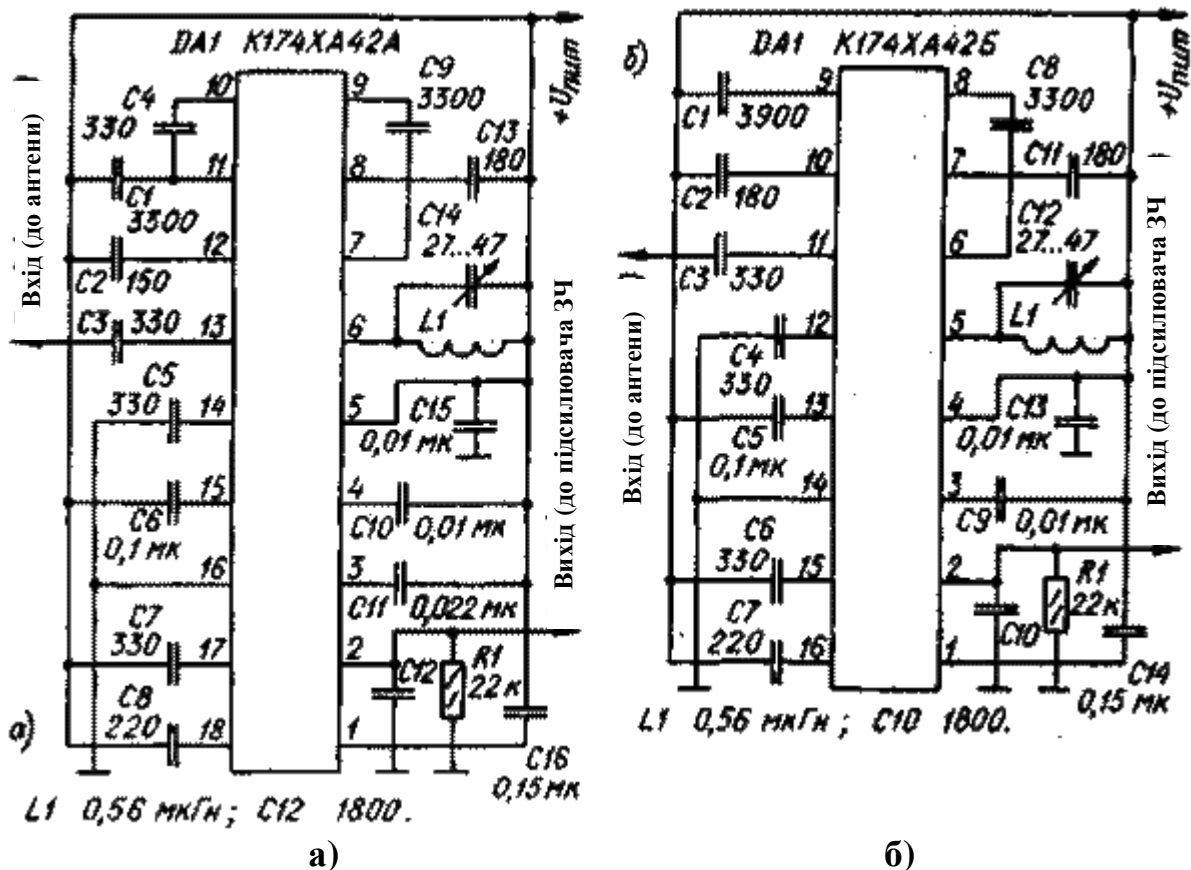


Рисунок 9.10 – Типові схеми включення ІМС K142XA42A і K174XA42Б

Необхідну для роботи частотного демодулятора та корелятора зразкову напругу формують внутрішні активні фазообертачі, виконані на операційних підсилювачах з одиничним коефіцієнтом підсилення; фазообертач (фазовий фільтр) забезпечує зсув фази сигналу на $\pi/2$ на частоті $f_{пч} = K/C_{\phi}$, де C_{ϕ} – ємність конденсатора, підключеного до виводу 17 мікросхеми (див. рис. 9.10). При опорі резисторів R_2 і R_3 мікросхеми, вказаних на цій схемі, і ємності конденсатора C_{ϕ} , що дорівнює 330 пф (C_7 на рис. 9.10, а), $f_{пч} = 70$ кГц. Вхідний і вихідний сигнали $U_{пч}$ і $U'_{пч}$ залишаються рівними за напругою за будь-якої частоти.

У кореляторі внутрішній фазообертач із зовнішнім конденсатором, підключеним до виводу 18, зсовують фазу ще на $\pi/2$. Таким чином, загальний зсув фази сигналів буде дорівнювати 180° . Після інвертування одного з сигналів відбувається їх порівняння.

Кореляційна система БШН із зворотним зв'язком за частотою кінець кінцем забезпечує єдиний канал приймання і точне настроювання на станцію. Вихідний сигнал корелятора (з виводу 1) може бути використаний для управління індикатором настроювання.

Конденсатор C_{16} (рис. 9.10, а) визначає постійну часу системи безшумного настроювання. Фільтр R_1C_{12} задає постійну часу кола корекції передспотворень сигналу ЗЧ. Від ємності конденсатора C_{11} залежить рівень шуму, що поступає в ЗЧ тракт; чим більше ємність, тим голосніше шум. Якщо необхідно забезпечити абсолютно безшумне настроювання, цей конденсатор не підключають.

Конденсатор C_{10} входить до складу фільтра петлі зворотного зв'язку за частотою. Він усуває побічні складові сигналу ПЧ на виході частотного детектора і визначає постійну часу кола зворотного зв'язку.

Конденсатор C_{15} – фільтр в колі живлення мікросхеми. Конденсатор C_5 перетворює симетричний РЧ вхід мікросхеми в несиметричний. Конденсатор C_6 – фільтровий в колі місцевого зворотного зв'язку підсилювача-обмежувача 1, а C_7 і C_8 – фазозсувні конденсатори фазових фільтрів частотного детектора і корелятора відповідно.

Таблиця 9.5 – Основні електричні характеристики при $T_{\text{окр ср}} = 25 \pm 10^\circ \text{C}$

Номінальна напруга живлення, В	4,5
Споживаний струм, мА, не більше	8
Частота вхідного ВЧ сигналу, МГц	1,5...150
Чутливість (вхідна напруга обмеження за рівнем -3 дБ), мкВ	6
Вихідна напруга ЗЧ, мВ	100
Коефіцієнт нелінійних спотворень, %, не більш	0,5
Опір резистора навантаження в колі відкритого колектора підсилювача ЗЧ, кОм, не більше:	
при напрузі живлення 4,5 В.	22
при напрузі живлення 9 В	47
Відношення сигнал/шум, дБ, не менше	50
Коефіцієнт придушення складової АМ, дБ, не менше	50

Значення цих параметрів зміряні за наступних умов: напруга живлення 4,5В, вхідна частота РЧ сигналу 69 МГц, девіація частоти ± 50 кГц, модулююча частота 1 кГц; при вимірюванні коефіцієнта придушення АМ глибина модуляції дорівнює 30%.

Гранично допустимі значення параметрів

Напруга живлення, В..... 2,7...9
 Найбільша вхідна напруга РЧ, мВ..... 200
 Робочий температурний інтервал, С..... $-10^\circ \dots +55^\circ$

Рис. 9.11 ілюструє залежність вихідної напруги ЗЧ $U_{\text{вихЗЧ}}$ від напруги живлення $U_{\text{пит}}$ при фіксованих значеннях частоти вхідного РЧ сигналу $f_{\text{вх}}$, девіації і модулюючої частоти F_m і номінальній вхідній напрузі РЧ сигналу $U_{\text{вх}}$.

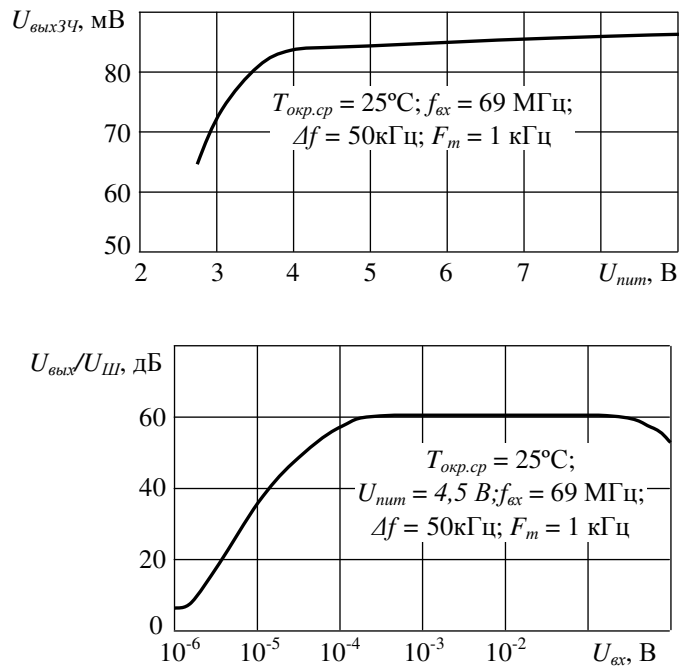


Рисунок 9.11 – Залежність вихідної напруги ЗЧ ІС К174 ХА від напруги вхідного РЧ сигналу

На рис. 9.12 показані залежності вихідної напруги ЗЧ, на рисунку 9.12а – відносини сигнал/шум, а на рис. 9.12б – коефіцієнта гармонік від напруги вхідного РЧ сигналу.

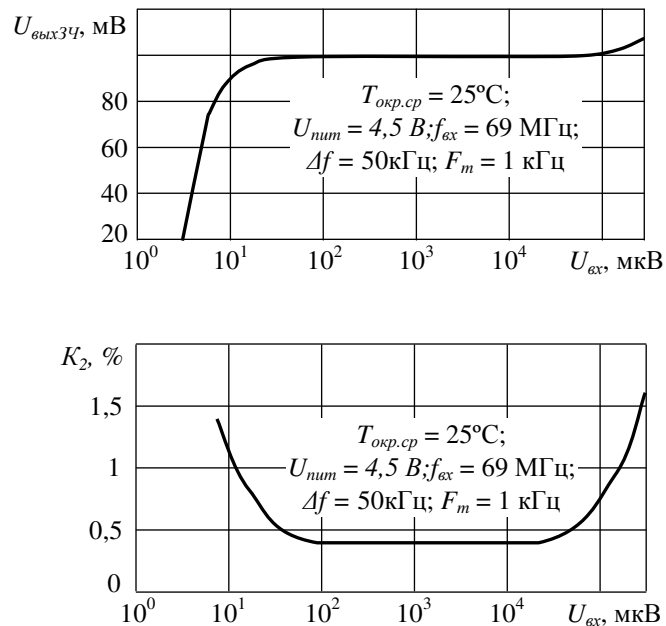
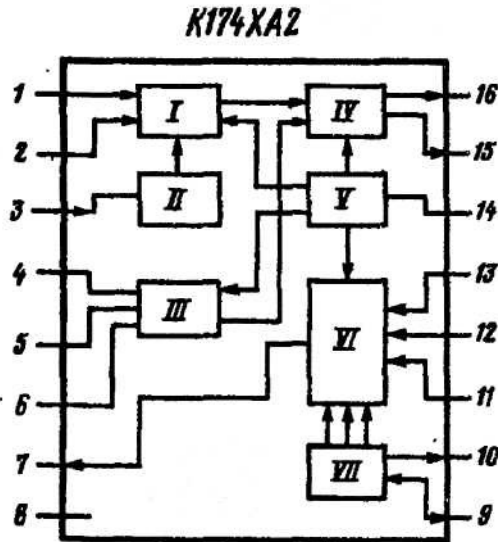


Рисунок 9.12 – Для ІС К174 ХА залежності відношення сигнал/шум (9.12а) і коефіцієнта гармонік (9.12б) від напруги вхідного РЧ сигналу

ДОДАТОК 1

Загальний опис ІМС К174ХА2. ІМС є багатофункціональною мікросхемою радіоприймального тракту, виконуючу функції підсилення і перетворення сигналів з частотою до 27 МГц. До складу мікросхеми входять: підсилювач ВЧ сигналів з АРП, змішувач, гетеродин, підсилювач ПЧ з АРП. Корпус типу 238.16-2. Маса не більш 1,5 р.

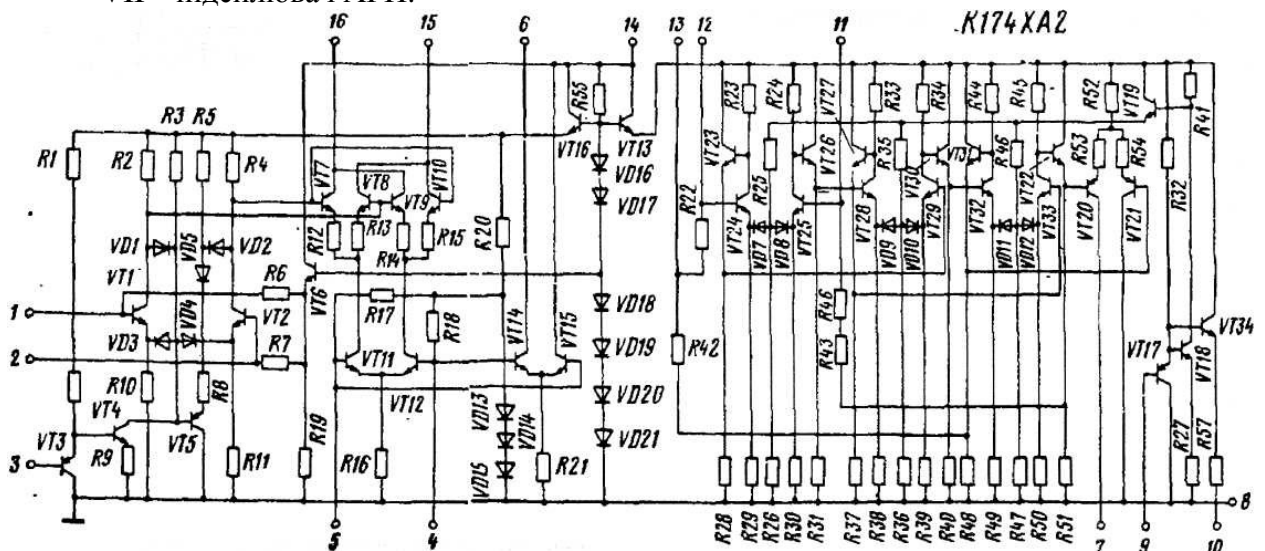


а) структурна схема

I – ПВЧ; II – підсилювач АРП; III – гетеродин;
IV – змішувач; V стабілізатор напруги; VI – ППЧ;
VII – підсилювач АРП.

Призначення виводів:

- 1 – вхід 1 підсилювача високої частоти;
- 2 – вхід 2 підсилювачі високої частоти;
- 3 – вхід підсилювача АРП;
- 4, 5, 6 – виводи гетеродина;
- 7 – вихід підсилювача проміжної частоти;
- 8 – загальний вивід, живлення (- Uж);
- 9 – вхід підсилювача АРП ППЧ;
- 10 – вихід підсилювача індикації;
- 13 – вивід підсилювача проміжної частоти;
- 12 – вхід підсилювача проміжної частоти;
- 14 – вхід стабілізатора напруги, живлення (+Uж);
- 16 – виходи змішувача.



б) принципова схема

Рисунок 1 –Інтегральна мікросхема К174ХА2

Таблиця 1 – Електричні параметри

Номінальна напруга живлення	9 В
Струм споживання при $U_{\text{ж}} = 9 \text{ В}$, $T = +25^{\circ}\text{C}$, не більше	16 мА
Відношення сигнал-шум при $U_{\text{ж}} = 9 \text{ В}$, $f_{\text{вх}}=1\text{МГц}$, $U_{\text{вх}}=10\text{мкВ}$, $m=0,8$, $T=+25^{\circ}\text{C}$, не більше	24 дБ
Вихідна напруга низької частоти при $U_{\text{ж}} = 9 \text{ В}$, $f_{\text{вх}}=1\text{МГц}$, $f_{\text{пч}}=465\text{кГц}$, $F_{\text{м}} = 1 \text{ кГц}$, $m=0,8$, $T=+25^{\circ}\text{C}$, при $U_{\text{вх}}=20 \text{ мкВ}$, не менше при $U_{\text{вх}}=5 \cdot 10^5 \text{ мкВ}$	60 мВ 100...560 мВ
Зміна вихідної напруги низької частоти при зміні напруги джерела живлення в діапазоні 4,8...9 В при $f_{\text{вх}}=1\text{МГц}$, $F_{\text{м}} = 1 \text{ кГц}$, $m=0,3$, $T=+25^{\circ}\text{C}$, при $U_{\text{вх}}=10 \text{ мкВ}$, не більше	6 дБ
Верхнє значення частоти вхідного сигналу при $U_{\text{ж}} = 9 \text{ В}$, $T=+25^{\circ}\text{C}$, не менше	27 МГц
Коефіцієнт гармонік при $U_{\text{ж}} = 9 \text{ В}$, $f_{\text{вх}}=1\text{МГц}$, $f_{\text{пч}}=465\text{кГц}$, $F_{\text{м}} = 1 \text{ кГц}$, $m=0,8$, $T=+25^{\circ}\text{C}$: при $U_{\text{вх}} = 5 \cdot 10^5 \text{ мкВ}$ не більше при $U_{\text{вх}} = 3 \cdot 10^4 \text{ мкВ}$ не більше	10% 8%
Вхідний опір ППЧ при $U_{\text{ж}} = 9 \text{ В}$, $T=+25^{\circ}\text{C}$, не менше	3 кОм
Вхідний опір ПВЧ при $U_{\text{ж}} = 9 \text{ В}$, $T=+25^{\circ}\text{C}$, не менше	3 кОм
Напруга живлення	4,8-15 В
Максимальна вхідна напруга	2 В
Максимальна температура кристала	+125° С
Температура навколишнього середовища	-25...+55° С

Типова схема включення мікросхеми К174ХА2: L_1 – 5 секцій по 16 витків дроту ЛЕП 5х0,06; L_2 – 8 витків дроту ПЕВТЛ-0Л8 (обидві котушки розміщені на феритовому стрижні Ф400НН діаметром 8 мм і завдовжки 63 мм); контур гетеродина та фільтри ПЧ намотані на пластмасових двосекційних каркасах, які розміщені у феритові чашки марки 1000НМ діаметром 6,1 мм і заввишки 4 мм, осередок 1000НМ розміром 2х10 мм; L_3 – 88 + 12 витків дроту ЛЕП 3х0,06 мм; L_4 – 22 витка ПЕВТЛ-0,09 мм; L_5 L_7 L_9 – 40х2 дроти ЛЕП 3х0,06 мм; L_6 – 45 витків дроту ПЕВТЛ-0,09 мм; L_8 – 12 витків дроту ПЕВТЛ-0,09 мм

Принципова схема малогабаритного КВ-приймача [22]. Вхідний контур і контур гетеродина намотані на циліндровому каркасі полістиролу діаметром 7,5 мм і містять: L_1 – 5 витків дроту ПЕЛШО-0,3 мм; L_2 – 4 витки тими ж дротами відповідно. Котушки фільтрів ПЧ намотані на пластмасових ДВохсекційних каркасах, які поміщені у феритові чашки марки 1000НМ діаметром 6,1 і заввишки 4 мм і мають підстроєний сердечник 1000НМ розміром М3х 10 мм; L_5 – 6 витків, L_6 – 115 витків, L_7 – 100 витків дроту ПЕВ-2 діаметром 0,12 мм.

Загальний опис КР174ХА36А. КР174ХА36А і К174ХА36Б - інтегральна схема (ІС) радіоприймального пристрою, призначеного для прийому АМ сигналів. Основні електричні параметри при температурі 25°С і діапазоні напруг живлення для К174ХА36А від 2 В до 9 В, для К174ХА36Б від 2 В до 3.3 В.

Таблиця 2 –Електричні параметри К174ХА36А і К174ХА36Б

Параметр	К174ХА36А	К174ХА36Б
Вихідна напруга детектора, мВ, не менше	100	100
Струм споживання спокою, мА, не більш	10,0	8
Струм споживання при гранично допустимій напрузі вхідного сигналу, мА, не більш	20	16
Струм індикатора настройки, мА	0,4 ... 2,4	0,4 ... 2,4
Коефіцієнт підсилення ПЗЧ	3 ... 7	3 ... 7
Відношення сигнал-шум на виході УЗЧ, дБ (на частоті 1 МГц, на частоті 27,5 МГц), не менше	20	20
Дія автоматичного регулювання підсилення (зміна напруги на виході УЗЧ), дБ	-6 ... 6	-6 ... 6
Коефіцієнт гармонік, % (при вхідній напрузі 10 мВ)	3	3
Коефіцієнт гармонік, % (при вхідній напрузі 200 мВ)	10	10

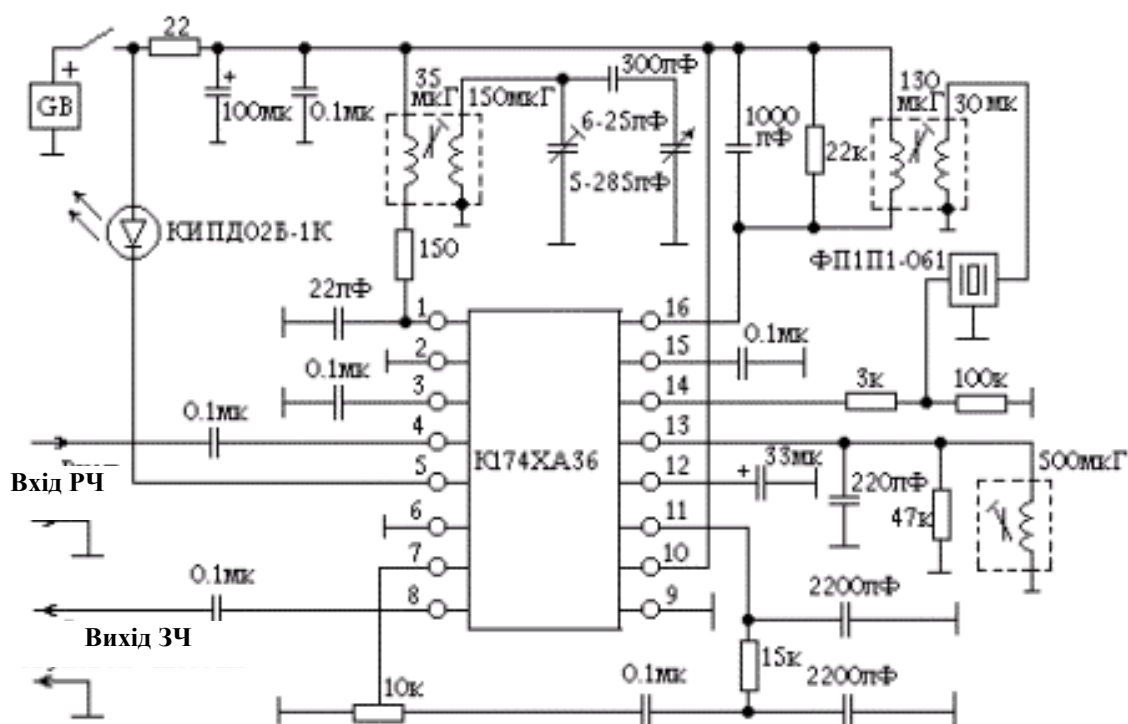


Рисунок 2 – Типова схема включення КР174ХА36А для діапазону середніх хвиль

Таблиця 3 – Основні характеристики

Номер виводу	Призначення виводу
1	Контур гетеродина
2	Загальний вивід
3	Вхід підсилювача радіочастоти 1
4	Вхід підсилювача радіочастоти 2
5	Індикатор настройки
6	Вхід попереднього підсилювача ЗЧ інвертуючий
7	Вхід попереднього підсилювача ЗЧ не інвертуючий
8	Вихід попереднього підсилювача ЗЧ
9	Загальний вивід попереднього підсилювача ЗЧ
10	Живлення $+U_{\text{ж}}$
11	Вихід детектора
12	Фільтруючий конденсатор АРП
13	Переддетекторний LC-контур
14	Вхід підсилювача проміжної частоти
15	Блокувальний конденсатор ППЧ
16	Вихід змішувача

ЛИТЕРАТУРА

1. Буга Н.Н. Радиоприемные устройства/ Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. – М.: Радио и связь, 1986.
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.
3. Белкин М.К. Справочник по учебному проектированию усилительных устройств; под ред. Белкина М. К. – К.: Высш. шк., 1982.
4. Сборник задач и упражнений по курсу "Радиоприемные устройства": Учеб. пособ.; под ред. В.И. Сидорова. – М.: Радио и связь, 1984.
5. Проектирование радиоприемных устройств; под общей ред. А.П. Сиверса. – М.: Советское радио, 1976.
6. Головин О.В. Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона/Головин О.В. – М.: Радио и связь, 1985.
7. Радиоприемные устройства / [В. Н. Банков, Л. Г. Барулин, еще один автор]; под ред. Л. Г. Барулина. – М.: Радио и связь, 1984.
8. Алексеев Ю.П. Бытовая радиоприемная и звуковоспроизводящая аппаратура: справочник/Алексеев Ю.П. - М.: Радио и связь, 1994.
9. Атаев Д.И. Аналоговые ИМС для бытовой радиоаппаратуры: справочник/Атаев Д.И., Болотников В.А. – М.: МЭИ, 1993.
10. Бобров Н.В. Расчет радиоприемников/Бобров Н.В. – М.: Радио и связь, 1981.
11. ГОСТ 5651-89. Устройства радиоприемные бытовые. Общие технические условия.
12. Калантаров П.Л. Расчет индуктивностей/Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. – Л.: Энергоатомиздат, 1986.
13. Кононович Л.М. Современный радиовещательный приемник/Кононович Л.М. – М.: Радио и связь, 1986.
14. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: справочник; под ред. Б.Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981.
15. Горшелев В.Д. Основы проектирования радиоприемников/Горшелев В.Д., Красноцветова З.Г., Федорцев Г.Ф. – Л.: Советское радио, 1976.
16. Бобров Н.В. Радиоприемные устройства/Бобров Н.В. – М.: Советское радио. 1976.
17. Палшков В.В. Радиоприемные устройства: учеб. пособ./Палшков В.В. – М.: Радио и связь, 1984.
18. Радиоприемные устройства; под ред. В.И.Сифорова. - М.: Советское радио, 1974.
19. Радиоприемные устройства; под ред. А. Г. Зюко. - М.: Связь, 1975.
20. Музыка Э. Н. Расчет высокочастотных каскадов радиоприемных устройств на транзисторах/Музыка Э. Н., Пустоверов В. Е, Синицкий Б.Г. – М.: Энергия, 1975.
21. Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства/ Чистяков Н.И. – М.: Советское радио, 1978.

22. Каскады радиоприемников на полевых транзисторах; под ред. Н.Г. Петрова. – М.: Энергия, 1974.
23. Аналоговые интегральные микросхемы: справочник. – М.: Радио и связь, 1981.

Навчальне видання

САЛАБАЙ Олександр Васильович

ЕСКІЗНЕ ПРОЕКТУВАННЯ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Навчальний посібник

Редактор

В. Т. Гусак

Комп'ютерна верстка

Є. С. Корнійчук

Здано в набір 20.06.2012 Підписано до друку 5.11.2012

Формат 60/88/16 Зам. № 4995

Тираж 100 прим. Обсяг: 4,75 ум. друк. арк.

Віддруковано на видавничому устаткуванні фірми RISO

у друкарні редакційно-видавничого центру ОНАЗ ім. О.С. Попова

ОНАЗ, 2012