



О.В. Гайдук,  
П.В. Слободянюк,  
В.Л. Булгач,  
В.Г. Сайко,  
В.В. Пахтусов,  
В.В. Потапов

**РАДІОТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ  
ТЕХНОЛОГІЇ:  
РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНІ  
ТА РАДІОПРИЙМАЛЬНІ  
ПРИСТРОЇ**

Державний університет  
інформаційно-комунікаційних технологій

О.В. Гайдук, П.В. Слободянюк, В.Л. Булгач, В.Г. Сайко,  
В.В. Пахтусов, В.В. Потапов

**РАДІОТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ  
ТЕХНОЛОГІЇ:  
РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНІ  
ТА РАДІОПРИЙМАЛЬНІ ПРИБОРИ**

Ніжин  
“Видавництво “Аспект-Поліграф”  
2007

УДК 621.396.2  
ББК 32.848  
Р15

**Рецензенти:**

*Зайцев Г.Ф.*, доктор техн. наук, професор,  
Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій;  
*Грянік М.В.*, доктор техн. наук, технічний директор компанії ІТС

**Гайдук О.В. та ін.**

P15 Радіотелекомунікаційні технології: Радіопередавальні та радіоприймальні пристрої. – Ніжин: ТОВ “Видавництво “Аспект-Поліграф”, 2007. – 320 с.  
ISBN 966-340-165-6

Науково-технічне видання містить чотири розділи: основи професійного радіозв'язку, основи побудови сучасних радіопередавальних та радіоприймальних пристроїв, радіоприймальні пристрої з цифровою обробкою сигналів.

У першому розділі викладені загальні відомості про радіоканали, характеристики радіосигналів і радіозавад, розглянуті поняття надійності радіозв'язку і шляхи її підвищення за рахунок адаптації радіоліній до умов ведення радіозв'язку.

У другому і третьому розділах викладені особливості побудови сучасних радіопередавачів та радіоприймачів декаметрового та метрового діапазонів хвиль на рівні структурних схем їх елементів і принципів функціонування.

У четвертому розділі викладені особливості застосування в радіоприймальних пристроях цифрових методів обробки сигналів та приклади побудови таких сучасних професійних радіоприймачів.

Науково-технічне видання призначено для студентів, які навчаються за напрямком “Радіотехніка” за дисциплінами “Генерування та формування сигналів” і “Приймання та оброблення сигналів”. Він також буде дуже корисний для аспірантів, інженерів та наукових співробітників, які спеціалізуються у застосуванні, проектуванні та дослідженні систем радіозв'язку та їх елементів.

УДК 621.396.2  
ББК 32.848

ISBN 966-340-165-6

© О.В. Гайдук, П.В. Слободянюк, В.Л. Булгач,  
В.Г. Сайко, В.В. Пахтусов, В.В. Потапов, 2007

**РОЗДІЛ І. ОСНОВИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ**

**РАДІОЧАСТОТНИЙ ДІАПАЗОН І ЙОГО  
ВИКОРИСТАННЯ ДЛЯ РАДІОЗВ'ЯЗКУ**

**1. Особливості використання радіочастотного діапазону  
для професійного радіозв'язку**

Передача інформації з допомогою електромагнітних хвиль використовується в радіосистемах різного призначення: радіомовленні, телебаченні, в системах радіорелейного, стільникового, космічного зв'язку та інших.

Можливості і особливості функціонування різних радіосистем пов'язані, в першу чергу, з ділянкою спектра радіочастот, яка використовується для передачі інформації. Це обумовлено частотною ємністю і властивостями розповсюдження радіохвиль різних ділянок радіодіапазону.

В табл. 1 приведені деякі приклади використання діапазону радіохвиль в різних радіосистемах.

Таблиця 1

| Умовн. № діап. | Назва хвиль                         | Довжина хвиль, М | Приклади використання                             |
|----------------|-------------------------------------|------------------|---|
| 5              | Кілометрові або довгі хвилі (ДХ)    | 100÷10000        | Зв'язок з підводними об'єктами                    |
| 6              | Гектометрові або середні хвилі (СХ) | 100÷1000         | Радіомовлення                                     |
| 7              | Декаметрові або короткі хвилі (КХ)  | 10÷100           | Радіомовлення, відомчий радіозв'язок              |
| 8              | Метрові хвилі (МХ)                  | 1÷10             | Телебачення, радіомовлення, відомчий радіозв'язок |
| 9              | Дециметрові (ДМХ)                   | 0,1÷1            | Радіорелейний, стільниковий зв'язок               |

Взагалі, для радіозв'язку використовується спектр частот від  $3 \cdot 10^3$  до  $3 \cdot 10^{12}$  Гц, який називається областю радіочастот. Вся область радіочастот поділяється на діапазони таким чином, що властивості розповсюдження радіохвиль в межах одного діапазону практично однакові. Повна класифікація діапазонів радіочастот приведена в [2], с. 8.

Вибір для зв'язку ділянки діапазону радіочастот залежить від ряду факторів: призначення радіосистеми, довжини траси зв'язку, вимог до якості передачі інформації, економічних витрат на зв'язок та інші.

Далі основна увага буде приділена професійному зв'язку. Тому розглянемо більш детально фактори, які впливають на вибір ділянки радіочастот.

В теперішній час системи радіозв'язок є частиною систем професійного зв'язку. Він організується у всіх ланках управління і забезпечує прямий зв'язок кореспондентів, як на малих так і на великих відстанях. Основними вимогами до систем радіозв'язку є висока мобільність, швидке розгортання та встановлення зв'язку, висока надійність. При цьому засоби радіозв'язку повинні мати малі габарити і масу (особливо антени), мале споживання електроенергії, просте управління. Розглянутим вимогам задовольняють радіозасоби і радіосистеми, які працюють у діапазонах коротких та ультракоротких хвиль, тобто у 7-му та 8-10 діапазонах.

Сучасні професійні системи радіозв'язку працюють в діапазоні  $1.5 \div 100$  МГц, тобто в діапазонах декаметрових і метрових хвиль. Розглянемо особливості радіозв'язку в цих діапазонах.

#### Декаметрові хвилі

В декаметровому діапазоні радіозв'язок може здійснюватись і землею та іоносферною хвилями. Але земні хвилі швидко затухають і дальність зв'язку не перевищує  $100 \div 150$  км.

Зв'язок іоносферною хвилею може здійснюватись на великі відстані при відносно невеликій потужності передавачів і малих розмірах антен.

Великі відстані зв'язку досягаються за рахунок відбиття радіохвиль від іоносфери (в основному від шару  $F_2$ ). Нижні шари іоносфери для КХ є поглинаючими (рис. 1).

З ростом частоти поглинання енергія хвиль в іоносфері зменшується. Тому для зв'язку доцільно використовувати більш високі частоти. Але радіозв'язок іоносферними хвилями можливий, якщо робоча частота

та лежить в області, обмеженій максимально застосовуємою частотою (МЗЧ) і найменш застосовуємою частотою (НЗЧ) (рис. 2).

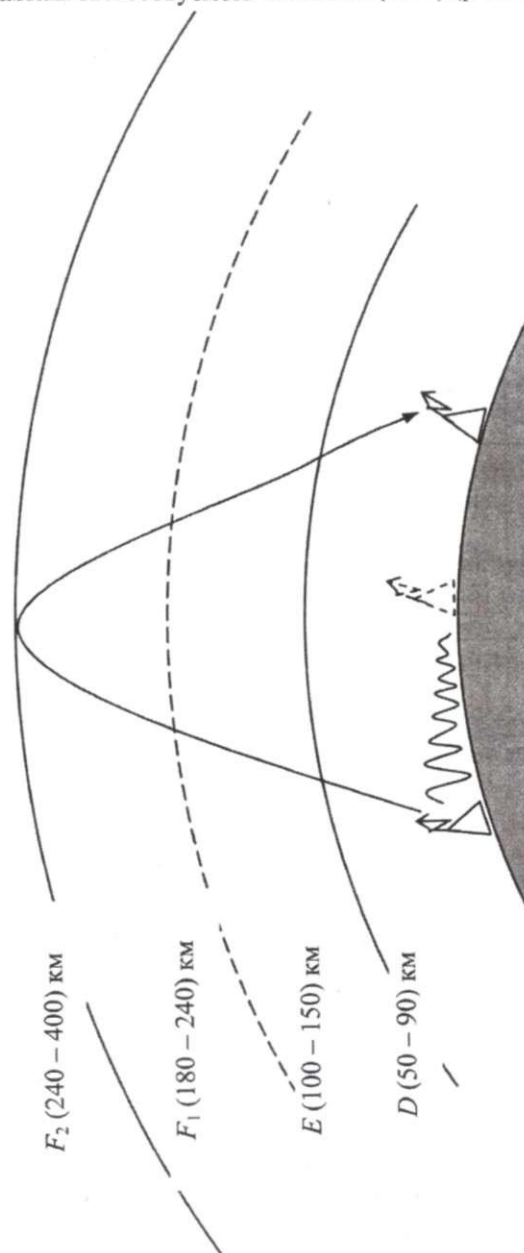


Рис. 1

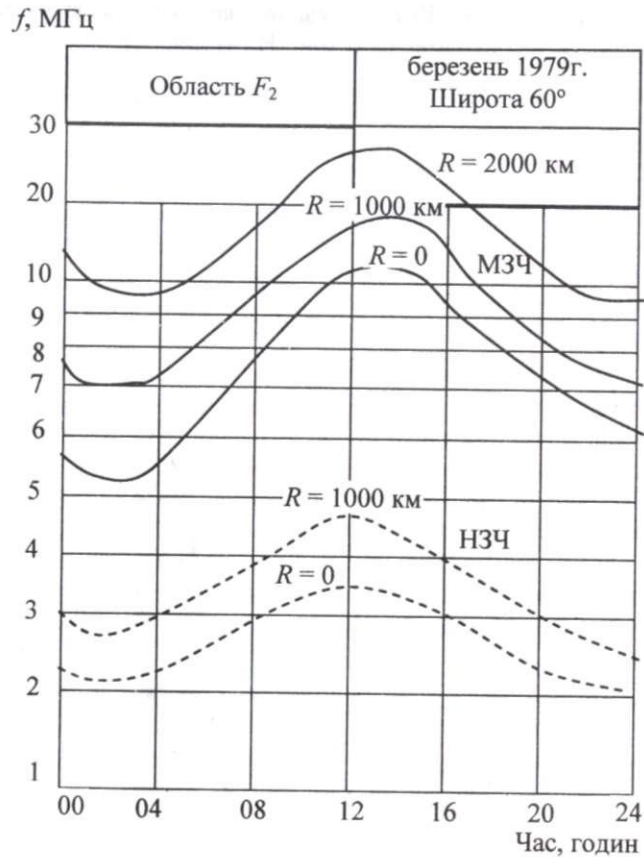


Рис. 2

МЗЧ – це максимальне для даної траси значення частоти, на якій хвилі ще відбиваються від іоносфери і досягають пункту прийому. Хвилі більш високих частот проходять скрізь іоносферу без відбиття.

НЗЧ – найменша частота, на якій при заданій потужності передавача, в пункті прийому напруженість поля хвилі достатня для надійного зв'язку.

Розглянемо особливості КХ радіозв'язку, які впливають на його надійність.

1) Умови розповсюдження КХ в більшій мірі залежать від регулярних і нерегулярних змін іоносфери. Ця залежність проявляється в першу чергу, в зміні МЗЧ і НЗЧ. На рис. 2 представлено типове сімейство графіків зміни МЗЧ і НЗЧ за добу, з яких видно, що ділянка придатних для

зв'язку частот залежить як від часу доби такі і від довжини траси зв'язку.

2) Безперервна зміна ступені іонізації іоносфери призводить до характерних для КХ діапазону завмирань сигналу, тобто зміни його амплітуди в точці прийому. Основною причиною завмирань є те, що в точку прийому радіохвиля приходить декількома шляхами. Внаслідок цього амплітуда і фаза результуючого коливання змінюються випадково. Період таких (інтерференційних) завмирань складає від частин до одиниць секунд і тому вони називаються швидкими.

3) Крім швидких завмирань в точці прийому спостерігаються повільні флуктуації потужності сигналу, які обумовлені зміною поглинання сигналу при розповсюдженні. Період таких флуктуацій може бути від десятків хвилин до години і більше.

4) Потреба в частотах перевищує частотний ресурс КХ діапазону. Тому однакові або близькі частоти можуть використовуватись в декількох радіосистемах світової мережі зв'язку.

Внаслідок дальнього розповсюдження це призводить до взаємних завад, які є основними у КХ діапазоні і називаються станційними завадами.

Розглянуті фактори такі як швидкі та повільні завмирання, взаємні станційні завади суттєво знижують надійність КХ радіозв'язку. Однак можливість швидкого встановлення зв'язку на різні відстані при низьких енергетичних втратах обумовили широке використання КХ діапазону для професійного радіозв'язку.

Системи КХ радіозв'язку організується як система зв'язку пунктів управління, зв'язок взаємодії, магістральний радіозв'язок.

По КХ каналах передаються як телефонні, так і телеграфні повідомлення.

#### Метрові хвилі

Метрові хвилі відбиваються від іоносфери нерегулярно. Тому зв'язок між наземними об'єктами у діапазоні МХ можливий лише наземними хвилями, які сильно поглинаються земною поверхнею. З ростом частоти ступінь поглинання збільшується, але при цьому підвищується ефективність антен, за рахунок чого в значній мірі компенсується збільшення втрат.

Властивість дифракції у МХ проявляється слабо, тому дальність зв'язку земною хвилею незначно перевищує дальність прямого бачення проміж передавальною і приймальною антенами.

На радіозв'язок МХ впливають нерівності рельєфу місцевості, які викликають ослаблення поля хвилі і є причиною виникнення ряду про-

менів, котрі інтерферують в точці прийому. При зв'язку поміж об'єктами які рухаються, це призводить до завмирань сигналу.

Метровим хвилям властиве явище тропосферної рефракції, за рахунок чого збільшується дальність зв'язку. Ці властивості використовуються в системах тропосферного зв'язку.

Широке використання МХ для радіозв'язку обумовлено наступними властивостями цього діапазону:

1. Велика частотна смінь, яка забезпечує одночасну роботу великої кількості радіозасобів.

2. Невелика дальність взаємного перешкоджання. Це дає можливість повторення робочих частот в різних радіосистемах, які знаходяться на відстанях більших зони перешкоджання.

3. Можливість використання простих мобільних і, разом з тим, вискоефективних антен.

4. Слабка залежність радіозв'язку від стану іоносфери, часу року і доби та метеоумов.

Системи УКХ радіозв'язку організуються в низових підрозділах, де управління здійснюється шляхом передачі команд. Тому основним видом повідомлень, які передаються по каналах зв'язку є телефонні повідомлення.

## 2. Поняття каналу і лінії радіозв'язку

Для передачі повідомлень за допомогою радіохвиль організуються системи радіозв'язку, найпростіша з яких зображена на рис. 3.

З рисунку видно, що система радіозв'язку складається з радіо передавального і радіоприймального пристроїв, а також середовища розповсюдження радіохвиль.

**Радіопередавальний пристрій** має у своєму складі перетворювач, власне радіопередавач і антену.

Перетворювач перетворює повідомлення в первинний електричний сигнал, параметри якого (амплітуда, частота) змінюються за законом зміни інформаційного параметра повідомлення.

Радіопередавач забезпечує перетворення первинного сигналу у високочастотний радіосигнал необхідної потужності. Радіосигнал формується модулятором і являє собою високочастотні коливання один або декілька параметрів якого змінюються за законом зміни інформаційного параметра первинного сигналу. В радіотракті забезпечується підсилення потужності сигналу.

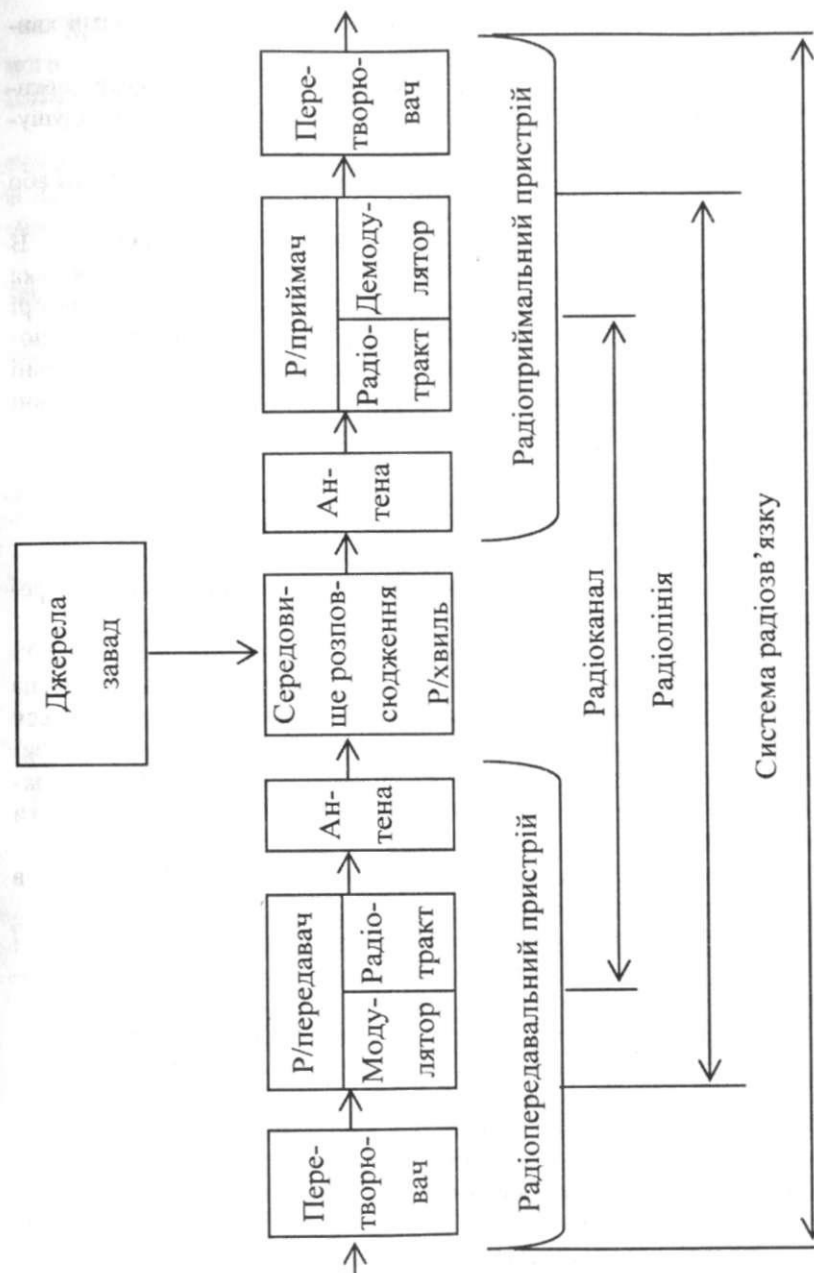


Рис. 3

Антенa перетворює ВЧ коливання сигналу в електромагнітні хвилі – радіохвилі.

В радіоприймальному пристрої здійснюється зворотне перетворення сигналу та його підсилення. Крім цього, в радіоприймачі придушуються завади, які діють в антені від різних джерел.

З рис. 3 також видно з яких елементів складається радіоканал або канал радіозв'язку.

Радіолінія може бути одноканальною і багатоканальною. В останньому випадку радіопередавальний пристрій містить декілька перетворювачів повідомлень (кінцевих пристроїв), а в модуляторі формується багатоканальний (груповий) сигнал. В модуляторі радіоприймального пристрою груповий сигнал розділяється на каналні сигнали, які подаються на каналні перетворювачі, тобто приймальні кінцеві пристрої.

### 3. Властивості каналу радіозв'язку

Властивості каналу радіозв'язку визначаються, в основному, середовищем розповсюдження радіохвиль.

1. Канал радіозв'язку має велике затухання, яке досягає 140÷160 Дб. Тому при потужності сигналу в антені передавача  $10^3$  Вт на вході приймальної частини каналу потужність сигналу вимірюється величинами порядку  $10^{-11}$ ÷ $10^{-13}$  Вт. Якщо припустити, що потужність сигналу для роботи кінцевого приймального пристрою складає одиниці Вт, то коефіцієнт підсилення приймача повинен бути того ж порядку.

2. Затухання каналу радіозв'язку не є постійним, а змінюється в широких межах (100÷120 дБ).

В КХ діапазоні це обумовлено зміною параметрів атмосфери і іоносфери, а також інтерференцією радіохвиль в точці прийому (завмираннями).

В УКХ діапазоні, при зв'язку об'єктів які рухаються, затухання каналу змінюється внаслідок зміни відстані зв'язку (зворотно пропорційно квадрату довжини траси зв'язку), а також рельєфу місцевості.

3. Канал радіозв'язку обмежений лише середовищем розповсюдження радіохвиль, є фізично загальним для усіх діючих радіосистем. Можливість їх одночасної роботи закладено в частотному розподілі сигналів. Але внаслідок обмеженості радіочастотного ресурсу і труднощів його організованого використання в масштабах світу, взаємні завади, які неможливо усунути, особливо у діапазоні КХ.

Крім цього, внаслідок недосконалої радіозасобів, які крім основного, випромінюють так звані, побічні коливання взаємні завади мають постійний характер.

На якість радіозв'язку впливають також завади природного походження, які охоплюють значну частину радіочастотного діапазону. Наприкінці, слід мати на увазі можливість утворення переднамірних завад.

Таким чином, на вході радіоприймача, крім корисного сигналу завжди діють радіозавади, які знижують якість радіозв'язку.

В загальному випадку спотворений завадами сигнал можливо представити функцією

$$u(t) = \xi [v(t), n(t)], \quad (1)$$

де  $v(t)$  – сигнал на вході приймача;

$n(t)$  – завада.

За своєю дією завади розподіляють на адитивні і мультиплікативні. Якщо функція (1) являє собою суму

$$u(t) = v(t) + n(t) \quad (2)$$

то завада  $n(t)$  називається адитивною, а рівняння (2) відображає лінійний процес додавання сигналу і завади.

Якщо функція (1) має вид

$$u(t) = v(t) \cdot n(t),$$

то завада  $n(t)$  називається мультиплікативною і відображає процес нелінійної взаємодії сигналу і завади. Така взаємодія може бути як на трасі так і в трактах засобів радіозв'язку.

Приклад – завмирання сигналу.

4. Радіоканал вносить спотворення в сигнал, що передається, за рахунок обмеження його спектра частот. Це обумовлено недостатньою ємністю радіочастотного діапазону і вимогами усунення взаємних завад.

Розглянуті особливості розповсюдження радіохвиль, а також фактори, які впливають на радіозв'язок вимагають їх досконалого вивчення і урахування як при організації радіозв'язку, так і використанні засобів радіозв'язку.

## Питання для власного контролю та повторення

1. Які частоти радіочастотного спектру використовуються у професійному радіозв'язку?
2. Які переваги має радіозв'язок метровими і декаметровими хвилями?
3. Які фактори знижують надійність КХ радіозв'язку?
4. Чому УКХ радіозв'язок використовується, в основному в низових ланках управління?
5. Що розуміється під радіоканалом, радіолінією?
6. Що таке адитивні та мультиплікативні завади (навести приклад)?

## ВИДИ РАДІОСИГНАЛІВ В СИСТЕМАХ ПРОФЕСІЙНОГО РАДІОЗВ'ЯЗКУ

### 1. Засоби, комплекси і системи професійного радіозв'язку

До складу радіоканалу, як це було показано раніше, входять радіопередавальний та радіоприймальний пристрої. Вони забезпечують передачу і прийом радіосигналів і відносяться до **засобів радіозв'язку або радіозасобів**.

В практиці професійного зв'язку радіозасоби з метою розширення їх можливостей по забезпеченню зв'язку в різних умовах об'єднуються в комплекси. Тому далі під комплексом радіозв'язку будемо розуміти сукупність взаємозв'язаних засобів радіозв'язку, а також допоміжних технічних пристроїв, які об'єднані загальним управлінням.

В залежності від призначення і складу, комплекси радіозв'язку поділяють на передавальні, приймальні і приймально-передавальні. Останні звичайно називають радіостанціями.

Малопотужні переносні радіостанції, які виконані як єдине ціле, також відносять до радіозасобів.

Для забезпечення радіозв'язку в інтересах декількох посадових осіб радіостанції можуть об'єднуватися в комплекси сумісно з іншими засобами і кінцевою апаратурою, що забезпечує більш раціональне їх використання. Ці комплекси розміщуються на рухомій базі (автомобіль, бронетранспортер, гелікоптер) і називаються рухомими пунктами управління.

Усі комплекси і засоби радіозв'язку, які забезпечують зв'язок визначеного пункту управління, об'єднуються в окремий елемент вузла зв'язку – радіоцентр (рис. 1). Таким чином, радіоцентр є організаційно-технічне об'єднання комплексів і засобів радіозв'язку, яке забезпечує радіозв'язок пункту управління (ПУ) з радіоцентрами інших вузлів зв'язку.

Засоби і комплекси радіозв'язку, які побудовані за єдиними технічними принципами складають систему радіозв'язку. На базі систем радіозв'язку організуються мережі радіозв'язку ланок управління різного рівня.

Мережі радіозв'язку будуються в основному за двома принципами: радіомережа (рис. 2, а), де декілька кореспондентів мають можливість зв'язку кожного з кожним; радіонапрямок, в якому працюють лише два кореспонденти. За принципом радіомережі організується радіозв'язок в низових ланках управління, де при малому числі робочих частот велика



кількість кореспондентів. Радіонапрямок використовується в мережах зв'язку командирів і штабів.

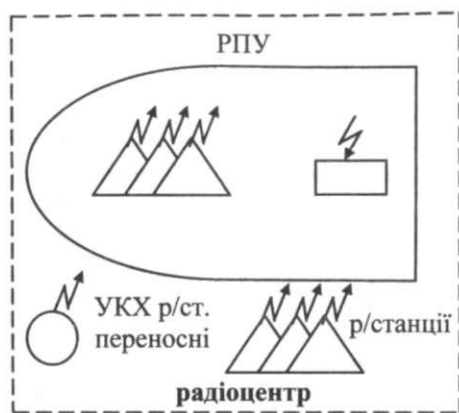


Рис. 1

## 2. Види радіосигналів в системах професійного радіозв'язку

В системах професійного радіозв'язку передаються як безперервні, так і дискретні повідомлення. Вид повідомлень визначається характером інформації, що передається, і тактичними міркуваннями. Так до перших відносяться телефонні повідомлення, а також телевізійні повідомлення, які передаються в реальному часі.

Дискретні повідомлення містять, як правило, інформацію неоперативного характеру. Це дані бойової обставини, прикази, інші документи.

Повідомлення, які перетворені в первинний сигнал, для передачі по радіоканалу перетворюються в радіосигнал. При цьому один і той же первинний сигнал може бути перетворений в різні види радіосигналів. Наприклад, речовий (телефонний) сигнал може бути перетворений в амплітудномодульований або в частотномодульований радіосигнал. Передача радіосигналів по радіоканалу супроводжується витратою енергетичного і частотного ресурсу радіолінії, який буде різним при різних видах радіосигналів.

Розглянемо з цих позицій радіосигнали, які використовуються у військовому радіозв'язку.

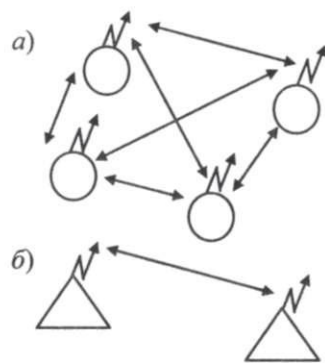


Рис. 2

## 2.1. Безперервні радіосигнали

Радіосигнал з амплітудною модуляцією несучої. Вид випромінювання АЗЕ (АЗЕ). Сигнал використовується для передачі телефонних повідомлень. Його частотні та енергетичні характеристики приведені на рис. 3.



Рис. 3

З рисунку видно, що сигнал АЗЕ має несучу частоту і дві бічні смуги. Смуга частот, яку займає сигнал в радіоканалі

$$\Delta F_C = f_n + F_{\text{МАКС}} - f_n + F_{\text{МАКС}} = 2 F_{\text{МАКС}}$$

В системах професійного зв'язку  $F_{\text{МИН}} = 0.3$  кГц;  $F_{\text{МАКС}} = 3.4$  кГц. Тому  $\Delta F_C = 6.8$  кГц.

Оскільки в бічних смугах міститься однакова інформація, то радіочастотний спектр використовується неекономно. Середня потужність сигналу на виході радіопередавача визначається за формулою:

$$P_{\text{СЕР}} = P_n \left( 1 + \frac{m_{\text{МАКС}}^2}{\Pi^2} \right) = P_n + P_{\text{БІЧН}} \quad P_{\text{БІЧН}} = P_n \frac{m_{\text{МАКС}}^2}{\Pi^2}, \quad (1)$$

де  $P_n$  – потужність випромінювання на несучій частоті;

$P_{\text{БІЧН}}$  – потужність випромінювання на частотах бічних смуг;

$m_{\text{МАКС}}$  – коефіцієнт модуляції;

$\Pi$  – пікфактор моделюючого сигналу.

При  $m = 1$  і  $\Pi = 3.3$  потужність бічних смуг сигналу складає лише 10% від потужності несучої.

Таким чином, енергетичний ресурс передавача також витрачається недоцільно. Внаслідок вказаних недоліків сигнал АЗЕ в практиці військового зв'язку використовується рідко.

Односмугові радіосигнали. Вид випромінювань НЗЕ, РЗЕ, ІЗЕ (АЗН, АЗА, АЗІ)

Односмуговий сигнал (ОСС) використовується для передачі телефонних повідомлень, а також по односмуговому каналу можлива передача декількох телеграфних сигналів. Спектральні та енергетичні характеристики ОСС приведені на рис. 4.

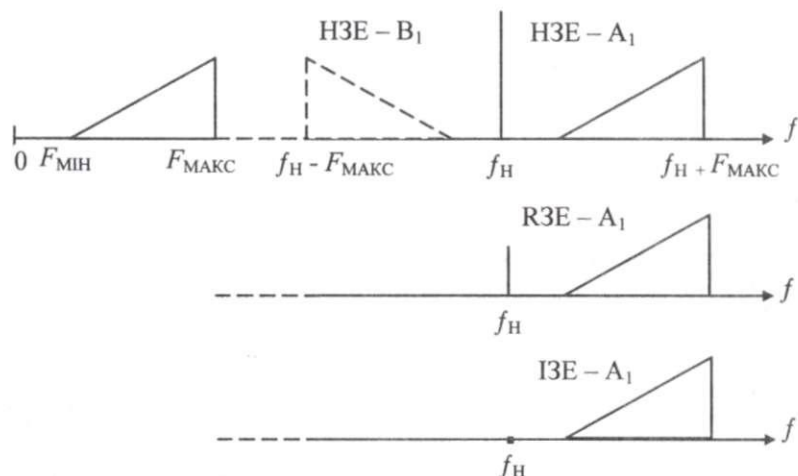


Рис. 4

Повідомлення можуть передаватися як по верхній ( $A_1$ ), так і по нижній смузі ( $B_1$ ) з повною, ослабленою і придушеною несучою (види випромінювань НЗЕ, РЗЕ, ІЗЕ (АЗН, АЗА, АЗІ)).

Смуга частот, яку займає сигнал

$$\Delta F_C = f_H + F_{\text{МАКС}} - f_H = F_{\text{МАКС}} \text{ або } \Delta F_C = f_H - (f_H - F_{\text{МАКС}}) = F_{\text{МАКС}},$$

тобто вдвічі менше за смугу сигналу АЗЕ.

В енергетичному відношенні сигнал НЗЕ мало відрізняється від сигналу АЗЕ і використовується при зв'язку з радіостанціями, які працюють АМ сигналами.

Сигнали РЗЕ і ІЗЕ є основними сигналами, які використовуються для телефонного радіозв'язку у КХ діапазоні. Потужність яка в сигналі РЗЕ витрачається на передачу залишку несучої, складає 10% – 20% від повної несучої.

Радіосигнали з частотною модуляцією. Клас випромінювання F3E (F3)

Сигнал використовується для передачі телефонних повідомлень. Як відомо спектр ЧМ коливання є нескінченний, але його основна енергія зосереджена в обмеженій смузі частот, яка визначається формулою:

$$\Delta F_C = 2F_{\text{МАКС}}(1 + m_{\text{ЧМ}}),$$

де  $F_{\text{МАКС}}$  – максимальна частота модулюючого сигналу;

$m_{\text{ЧМ}}$  – індекс частотної модуляції.

Для каналів військового радіозв'язку встановлено

$$F_{\text{МАКС}} = 3.4 \text{ кГц};$$

$$m_{\text{ЧМ}} = 1.4 - 1.5.$$

При цьому смуга частот сигналу досягає 17кГц, тобто його використання доцільно лише у діапазоні частот з великою частотною ємністю – діапазоні УКХ.

Незмінність амплітуди ЧМ сигналу дозволяє забезпечити ефективне використання потужності радіопередавача. Середня потужність сигналу може досягати максимальної потужності радіопередавача. Це особливо важливо при використанні у мережах радіозв'язку радіостанцій малої потужності.

2.2. Дискретні радіосигнали

Радіосигнали з амплітудною маніпуляцією.

Клас випромінювань А1А (А1), А2А (А2)

Сигнали використовуються для передачі телеграфних повідомлень за допомогою коду "Морзе".

Сигнал А1А формується шляхом маніпуляції коливань несучої частоти. Спектральна характеристика сигналу А1А приведена на рис. 5.

З рис. 5 видно, що спектр сигналу складається з несучої частоти та бічних складових непарних порядків ( $n = 1, 3, 5, \dots$ ), кратній частоті маніпуляції сигналу  $F_M$ . Основна енергія сигналу зосереджена у межах складових п'ятого порядку.

Тому ширину смуги частот, яку займає сигнал, визначають за формулою

$$\Delta F_C = 2nF_M, \quad n = 3; 5.$$

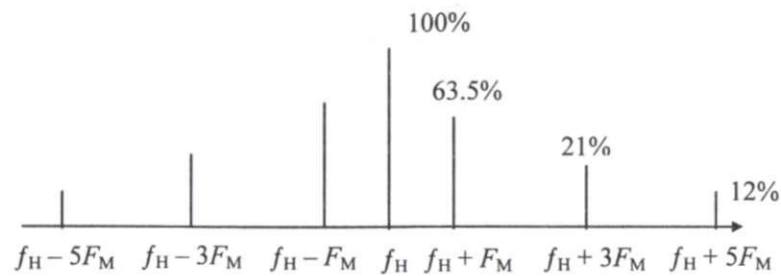


Рис. 5

Прийом сигналу А3А звичайно здійснюється наслух, тому швидкість передачі складає 20 – 25 Бод, тобто частота маніпуляції буде:

$$F_M = \frac{B}{2} = 10 \div 12.5 \text{ Гц.}$$

Тоді  $\Delta F_C = 100 - 125 \text{ Гц}$ . Внаслідок своєї вузькосмужності сигнал А1А використовується у КХ діапазоні.

Сигнал А2А утворюється шляхом модуляції несучого коливання звуковим коливанням  $F_{зв} = 800 - 1000 \text{ кГц}$  відповідно з літерами коду "Морзе". При цьому спектр сигналу подібний спектру А3Е при модуляції одним тоном і займає смугу частот  $\Delta F = 2F_{зв} = 1,6 - 2,0 \text{ кГц}$ . Тому сигнал використовується рідко.

Радіосигнали з частотною маніпуляцією.  
Клас випромінювань F1B(F1), F7B(F6)

Сигнали використовуються для передачі телеграфних (фототелеграфних) повідомлень за допомогою літеродрукуючої апаратури.

Сигнал F1B – одноканальний радіосигнал, який утворюється шляхом дискретної зміни частоти несучого коливання. Несуча частота приймає два значення " $f_B$ " і " $f_V$ ", які відповідають "0" або "1" первинного телеграфного сигналу (див. рис. 6).

Спектр сигналу на частоті/  $f_V$  (натиску) або частоті/  $f_B$  (відпускання) подібний спектру сигналу А1А. Смуга частот, яку займає сигнал, залежить від частотного зсуву  $\Delta f_{зс}$  і визначається формулою:

$$\Delta F_C = \Delta f_{зс} + 2nF_M; \quad n = 3; 5.$$

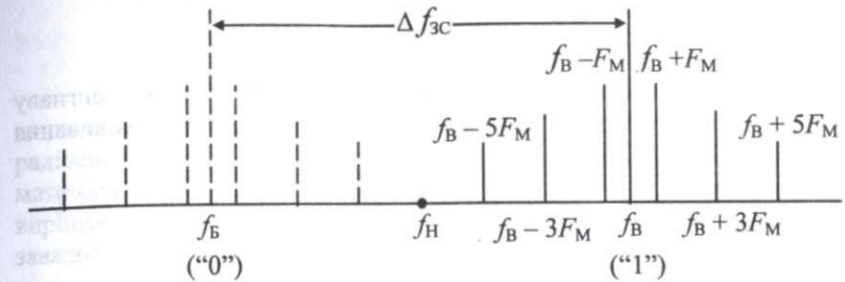


Рис. 6

У професійному літеродрукуючому зв'язку найбільш широко використовуються частотні зсуви від десятків до 1000 Гц при швидкості маніпуляції від 50 до 500 Бод. При цьому максимальна смуга частот сигналу буде досягати декількох кГц. Тому у КХ діапазоні використовуються частотні зсуви до 500 Гц при швидкості передачі до 150 Бод.

Сигнал F7B двоканальний радіосигнал який передається з використанням чотирьох частот, кожна з котрих відповідає одній комбінації посилок в телеграфному каналі (рис. 7).

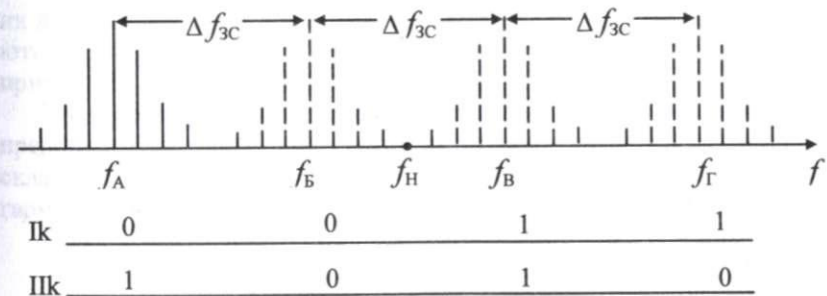


Рис. 7

Смуга частот, яку займає сигнал визначається за формулою:

$$\Delta F_C = 3\Delta f_{зс} + 2nF_M; \quad n = 3; 5.$$

Радіосигнали з відносною фазовою маніпуляцією.  
Клас випромінювань G1B (F9)

Сигнал одноканальної телеграфної роботи. Спектр сигналу подібний спектру сигналу A1A, але він не містить несучого колювання (при передачі точок) рис. 8.

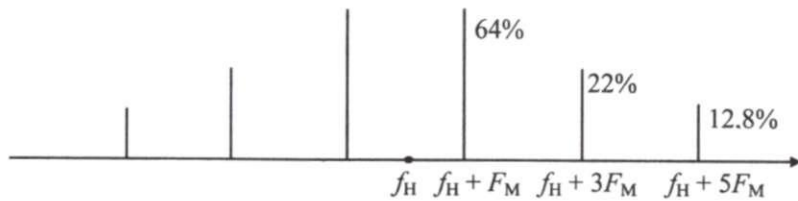


Рис. 8

$$F_M = \frac{B}{2} \quad \Delta F_C = 2nF_M; \quad n = 3; 5; \quad B = 300; 500 \text{ Бод.}$$

Розглянуті дискретні сигнали відносяться до вузькосмугових радіосигналів, у яких:

$$\frac{\Delta F_C}{f_H} < 0.1.$$

Тому вони використовуються в основному у КХ діапазоні.

**Питання для власного контролю та повторення**

1. Що таке радіостанція, радіоцентр?
2. Недоліки сигналу A3E.
3. Які види односмугових сигналів використовуються в професійному радіозв'язку і чому?
4. В яких діапазонах частот використовуються односмугові сигнали і сигнали F3E, і чому?
5. Чим відрізняються спектри сигналів A1A і G1B?
6. Яка частота ( $f_A, f_B, f_V, f_I$ ) випромінюється при комбінації посилок 1 – 1 в каналах передачі сигналу F7B?

**СТАТИСТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДІОСИГНАЛІВ  
І РАДІОЗАВАД**

Описання статистичних властивостей радіоканалу здійснюється за допомогою законів розподілу випадкових процесів зміни параметрів радіосигналів і радіозавад. На основі знання цих законів будується математична модель каналу радіозв'язку, за допомогою якої вирішується низка задач теорії радіозв'язку. Наприклад, оцінка завадостійкості, надійності радіозв'язку і та. ін.

**1. Статистичні характеристики радіосигналів**

При розгляданні властивостей радіоканалів, взагалі, їх вважають каналами зі змінними параметрами, яким притаманні завмирання сигналів. В найбільшій мірі це відноситься до каналів КХ діапазону.

Завмирання радіосигналів обумовлені, в основному, двома причинами:

- розповсюдженням сигналів декількома променями;
- зміною (флуктуацією) затухання сигналу в іоносфері.

**1.1. Вплив інтерференційних завмирань**

Інтерференційні завмирання виникають внаслідок випадкової зміни довжини променів електромагнітних хвиль (ЕМХ), які розповсюджуються різними шляхами. При цьому амплітуда і фаза сигналу в точці прийому будуть мати також випадковий характер.

Найбільш загальною моделлю завмираючого сигналу є модель, яка представляє результуючий сигнал як суму регулярної і нерегулярних складових відбитих хвиль. При такій моделі напруженість поля гармонічного завмираючого сигналу може бути записана формулою

$$e = E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_{k=1}^n E_k \cos(\omega_k t + \varphi_k), \quad (1)$$

де  $E_0, \omega_0, \varphi_0$  – амплітуда, частота і фаза регулярної хвилі;

$E_k, \omega_k, \varphi_k$  – амплітуда, частота і фаза нерегулярних відбитих хвиль.

На рис. 1 подано векторне представлення моделі. Додавання векторів регулярної нерегулярних складових хвилі дає результуючий вектор  $\bar{E}$  зі змінною амплітудою фазою:

$$e = E(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)].$$

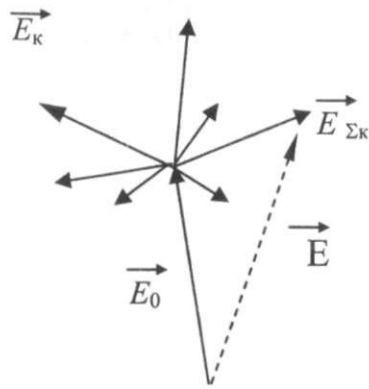


Рис. 1

Ступінь зміни в часі амплітуди і фази результуючого вектора залежить від співвідношення амплітуди регулярної і нерегулярних складових.

Припустимо, що регулярна хвиля відсутня. Тоді результуюче коливання буде визначатися нерегулярними хвилями, а його амплітуда  $E_{\Sigma k}$  і фаза будуть змінюватися в часі. При достатньо великому числі нерегулярних складових їх сумарне коливання являє собою нормальний випадковий процес, а огинаюча цього процесу (амплітуда  $E_{\Sigma k}$ ) має релеевський розподіл

$$W(E_{\Sigma k}) = \frac{2 E_{\Sigma k}}{E_{\text{еф}}^2} \exp\left(-\frac{E_{\Sigma k}^2}{E_{\text{еф}}^2}\right), \quad (2)$$

де  $E_{\text{еф}}^2$  – середня потужність нерегулярної відбитої хвилі, яка є дисперсією амплітуди.

Флуктуація фази сигналу  $\varphi$  при цьому характеризується рівномірним розподілом імовірностей в інтервалі  $(0 \div 2\pi)$  з щільністю

$$W(\varphi) = \frac{1}{2\pi}. \quad (3)$$

В розглянутому випадку завмирання будуть найбільш глибокі, тому що при деякому співвідношенні фаз нерегулярних хвиль  $E_{\Sigma k}$  може дорівнювати нульовому значенню. Ця модель радіоканалу в більшості випадків відповідає реальним каналам у КХ діапазоні.

В деяких випадках в точку прийому крім нерегулярних відбитих хвиль приходить і регулярна хвиля (з постійними параметрами). При наявності регулярної складової розподіл імовірностей огинаючої випадкового процесу (амплітуди  $E$ ) буде відображатися узагальненим законом Релея з щільністю імовірності:

$$W(E) = \frac{2 E_{\Sigma}}{E_{\text{еф}}^2} \exp\left(-\frac{E_{\Sigma}^2 + E_0^2}{E_{\text{еф}}^2}\right) I_0\left(\frac{2 E_{\Sigma} E_0}{E_{\text{еф}}^2}\right), \quad (4)$$

де  $E$  – сумарна амплітуда коливань;

$E_{\text{еф}}^2$  – середня потужність нерегулярної відбитої хвилі;

$E_0$  – амплітуда регулярної відбитої хвилі;

$I_0$  – модифікована функція Бесселя нульового порядку.

При наявності регулярної складової глибина завмирань буде визначатися співвідношенням амплітуд  $E_0$  і  $E_{\Sigma k}$ . Якщо  $E_{\Sigma k} = 0$  то амплітуда і фаза сигналу будуть постійними, тобто завмирання будуть відсутні.

Вище були розглянуті випадкові процеси в радіоканалі при монохроматичному сигналі. Реальний сигнал являє собою спектр частот і займає деяку смугу  $\Delta F_c$ . Характер завмирань складових амплітудного спектра сигналу залежить від різниці ходу променів кожній з них ( $\Delta t$ ).

Якщо  $\Delta t \ll \frac{1}{\Delta F_c}$  то всі складові спектру завмирають одночасно.

Такі завмирання називаються загальними.

При  $\Delta t > \frac{1}{\Delta F_c}$  виникають селективні завмирання, при яких різні

ділянки спектру сигналу завмирають неодноразомно.

Особливості випадкового процесу зміни амплітуд сигналу визначаються також його кореляційними властивостями. В більшості випадків інтерференційних завмирань коефіцієнт кореляції  $R(\tau)$ , який

показує ступінь зв'язку значень процесу в різних точках відліку, добре апроксимується гаусовою кривою:

$$R(\tau) = \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\tau_k^2}\right), \quad (5)$$

де  $\tau$  – інтервал відліку;

$\tau_k$  – інтервал кореляції на межах якого статистичний зв'язок відліків процесу практично відсутній.

Згідно експериментальних даних часовий інтервал кореляції, який характеризує швидкість завмирань, має значення від 0,1 с. (на довгих трасах) до 2 с. (на коротких трасах). Інтервал кореляції амплітуд сигналу по частоті складає 250 – 500 Гц.

Ці дані використовуються при здійсненні рознесеного прийому як способу боротьби з завмираннями. Для цього рознесення сигналів в часі або по частоті у гілках прийому на інтервал не менший за інтервал кореляції дає практично некорельовані сигнали.

## 1.2. Вплив затухання сигналу в іоносфері

Крім швидких інтерференційних завмирань сигналів існують повільні завмирання. Вони виникають внаслідок випадкових змін втрат енергії радіохвиль при проходженні їх в іоносфері. Це означає, що параметр релеевського розподілу  $E_{\text{еф}}$  змінює свою величину в часі (див. ф-лу 2). Якщо перейти від напруженості поля  $E_{\text{еф}}$  до напруги сигналу на вході приймача  $U_{\text{с еф}}$ , які пов'язані однозначно, то можливо рівень сигналу записати

$$Y = 20 \lg U_{\text{с еф}}.$$

Експериментальні дослідження показують, що рівні сигналів в більшості випадків розподілені за нормальним законом з щільністю імовірності:

$$W(Y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \exp\left[-\frac{(Y-\bar{Y})^2}{2\sigma_y^2}\right], \quad (6)$$

де  $Y = 20 \lg U_{\text{с еф}}$ ;

$\bar{Y} = 20 \lg U_{\text{с еф}0}$  – середнє значення рівня сигналу;

$U_{\text{с еф}0}$  – медіанна ефективна напруга сигналу;

$\sigma_y = \sqrt{(\lg U_{\text{с еф}} - \lg U_{\text{с еф}0})^2}$  – середньоквадратичне відхилення від середнього рівня сигналу (дисперсія).

Коефіцієнт кореляції рівнів сигналу, також як і при інтерференційних завмираннях, визначається гаусовою кривою

$$K_y(\tau) = \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\tau_y^2}\right), \quad (7)$$

але інтервал кореляції  $\tau_y$  вимірюється вже десятками хвилин.

Величина  $\sigma_y$  на трасах 500 – 800 км складає 3 – 5 дБ в денні часи і 5 – 7 дБ – в нічні, тобто достатньо стабільна.

У відносно вузьких ділянках діапазону (100 – 300 кГц), в межах яких умови розповсюдження радіохвиль практично однакові, рівні сигналів на всіх частотах також можливо вважати однаковими.

Знання статистичних параметрів сигналів дозволяє прийняти заходи по підвищенню надійності КХ зв'язку:

1. Для зменшення флуктуацій сигналу на виході приймача внаслідок швидких завмирань в ньому застосовується автоматичне регулювання підсилення з постійною часу 0,1–1 с.

2. Передача (прийм) односмугового сигналу в двох смугах рознесених по частоті на інтервал більший за частотний інтервал кореляції 250–500 Гц. (режим “Акорд”).

3. Прийм сигналу на рознесенні в просторі антени на відстані при якій різниця ходу радіохвиль  $\Delta t$  більше інтервалу часової кореляції  $\Delta t_{\text{ХВ}} > \tau_{\text{кор}}$ . Це має місце при рознесенні антен на  $(10-15) \lambda_{\text{ХВ}}$ .

4. Розрахунок трас радіозв'язку і прогнозування придатних для зв'язку частот.

## 2. Статистичні характеристики радіозавад

Вільний доступ до середовища розповсюдження радіохвиль призводить до того, що у каналах радіозв'язку, крім власних шумів, завжди діють завади.

**Атмосферні завади** викликаються грозовими розрядами і мають безперервний спектр частот. Але спектральна щільність цих завад максимальна в області звукових частот і зменшується з ростом частоти. Найбільший вплив на прийом сигналів чинять у діапазонах НДХ і ДХ.

**Шуми космічного походження** утворюють загальний шумовий фон. Найбільша спектральна щільність цих шумів має місце у дециметровому і сантиметровому діапазонах хвиль.

**Промислові завади** утворюються різними електричними засобами, транспортом, лініями електропередач і т. і. Їх рівень залежить від насичення району цими засобами і, як правило, швидко зменшується з ростом частоти.

**Електризаційні завади** утворюються електризованими сніжними частинками або пісчинками під час сніжних і пісчаних бурь, при швидкості вітру більше 5,5 м/с. Впливають на радіозв'язок на частотах нижче 15 МГц.

**Взаємні завади або станційні** обумовлені роботою радіозасобів інших радіосистем. Цей вид завад найбільш характерний для КХ діапазону. Сумарна потужність яка випромінюється світовою мережею радіостанцій в смузі 1 кГц вимірюється сотнями і тисячами кіловат.

За рівнем в точці прийому і розподілу по діапазону частот станційні завади є основними у КХ діапазоні. Але слід відмітити, що незважаючи на високу завантаженість КХ діапазону він має як часові, так і частотні ресурси, які також обумовлені особливостями розповсюдження цих хвиль. Використання цих ресурсів можливе лише на основі знань про закономірності розподілу рівнів завад.

Станційні завади є випадковими і зосередженими за спектром. Тому статистичні властивості завад і сигналів в значній мірі схожі. Так огинаюча амплітуд завад  $U_3$ , також як і сигналу, розподілена за закону Релея з щільністю імовірності

$$W(U_3) = \frac{2U_3}{U_{3\text{эф}}^2} \exp\left(-\frac{U_3^2}{U_{3\text{эф}}^2}\right),$$

де  $U_{3\text{эф}}$  – ефективне значення напруги завад.

Ефективне значення напруги завад на вході приймача, яке обчислено в дБ відносно 1 мкВ називають рівнем завад і означають

$$x = 20 \lg U_{3\text{эф}}$$

Випадковий процес зміни в часі рівней завад, також як і рівней сигналів, описується нормальним законом розподілу з щільністю імовірності

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left[-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma_x^2}\right],$$

де  $\bar{x} = 20 \lg U_{3\text{эф}0}$  – середній в часі рівень завад,

$\sigma_x$  – розсіювання рівней завад відносно середнього значення.

На рис. 2 показано характер зміни середніх рівнів станційних завад у діапазоні частот.

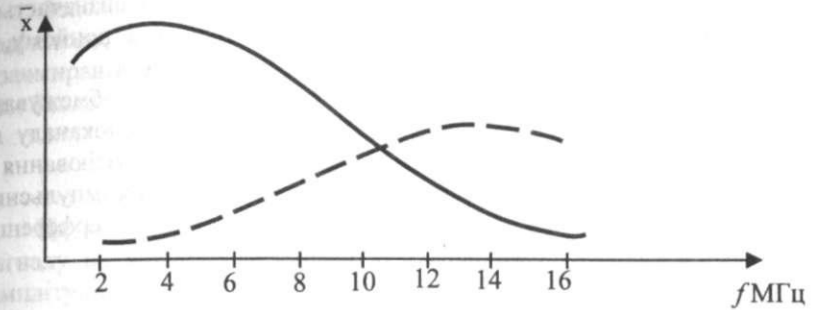


Рис. 2

Характер графіків пояснюється наступним чином.

В нічний час внаслідок зменшення щільності іоносферних шарів відбиваються більш низькі частоти і робота радіостанцій зосереджується в діапазоні 3 – 8 МГц. В денний час більш завантажені високі частоти.

Коефіцієнт кореляції процесу зміни рівня завад в часі також, як і для сигналів, визначаються кривою Гауса, а інтервал кореляції рівнів завад лежить в межах десятка хвилин.

Підводячи підсумки відмітимо, що КХ радіоканал є каналом з різко змінними параметрами, що обумовлено:

- швидкими інтерференційними завмираннями;
- повільними флуктуаціями сигналів і завад внаслідок зміни затухання сигналів і частот придатних для зв'язку.

### 3. Технічні характеристики каналів радіозв'язку

Для обмеження спотворень сигналів, які передаються в радіоканалах, останні повинні мати визначені технічні характеристики, які зв'язані з параметрами сигналів. Розглянемо основні з них.

Смуга частот, яку пропускає радіоканал

Оскільки середовище розповсюдження радіохвиль має вільний доступ для усіх радіосистем, то для розмежування радіоканалів необхідно визначити границі смуги частот, яка надається кожному радіоканалу. Ширина цієї смуги визначається смугою спектра радіосигналу, а також частотною нестабільністю апаратури радіоканалу.

Теорії сигналів надає поняття ефективної ширини спектра сигналу, в якій сигнал передається з допустимими спотвореннями.

Ширина смуги пропускання радіоканалу в основному визначається його апаратурною частиною, тобто трактами передачі і прийому, а саме – смугами пропускання фільтрів, що використовуються.

Проте і середовище розповсюдження радіохвиль може обмежувати ефективну ширину спектра сигналу. Такі властивості радіоканалу як розповсюдження радіохвиль багатьма променями та їх розсіювання в іоносфері обмежують можливість передачі широкосмугових імпульсних сигналів (імпульсів малої тривалості) тому, що в наслідок інтерференції радіохвиль в точці прийому тривалість імпульсів зростає.

#### Амплітудно-частотна характеристика

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) показує ступінь впливу радіоканалу на амплітудні співвідношення складових спектра радіосигналу.

В апаратурній частині радіоканалу найбільші спотворення виникають на краях смуги пропускання фільтрів.

Середовище розповсюдження радіохвиль може змінювати АЧХ в широких межах внаслідок селективних завмирань сигналу (ослаблення окремих складових спектра). Як перший, так і другий фактори враховуються при розробці апаратури і організації каналу радіозв'язку.

#### Фазочастотна характеристика

Фазочастотна характеристика (ФЧХ) являє собою функцію залежності фазового зсуву складових спектра радіосигналу від частоти. Фазові (а отже й частотні) спотворення сигналу відсутні, коли ця функція лінійна. При цьому всі складові спектра сигналу на виході радіоканалу будуть затримані на однаковий час.

В межах смуги пропускання радіоканалу досягнути лінійності ФЧХ неможливо – вона нелінійна на краях смуг пропускання вибіркового систем трактів передачі і прийому. Залежність якості радіозв'язку від величини фазових спотворень різна для різних видів сигналів.

При передачі телефонних повідомлень фазове спотворення сигналу менше впливають на якість прийому повідомлення. Передача повідомлень дискретними сигналами більш чутлива до спотворень, які викликані нелінійністю ФЧХ.

Нелінійність ФЧХ в апаратурній частині радіоканалу нормується для різних видів сигналів, виходячи з їх допустимих спотворень.

Фазові спотворення, які викликані середовищем розповсюдження радіохвиль, особливо великі при зв'язку іоносферною хвилею (в каналах з завмираннями сигналу). При чому, чим ширша смуга спектра сигналу, тим більш нелінійна ФЧХ.

#### Характеристика нелінійних спотворень

Ця характеристика являє собою функцію залежності амплітуди сигналу на виході радіоканалу від амплітуди сигналу на його вході (амплітудна характеристика). Нелінійність амплітудної характеристики може бути викликана як апаратурною частиною радіоканалу, так і середовищем розповсюдження радіохвиль.

В апаратурній частині нелінійні спотворення є наслідком нелінійності вольтамперних характеристик електронних приладів. Вони призводять до перетворення спектра сигналу за рахунок утворення додаткових гармонічних і комбінаційних складових. Ці спотворення нормуються для апаратури різних класів державними стандартами, або відомчими нормами.

Нелінійні спотворення, які обумовлені середовищем розповсюдження радіохвиль, є наслідком селективних завмирань радіосигналів. Найбільший вплив завмирання чинять на симетричні сигнали. Наприклад, завмирання складових однієї із бічних смуг амплітудномодульованого сигналу робить його несиметричним, тобто спотвореним.

Крім розглянутих існують і інші характеристики радіоканалів. Але вони пов'язані з принципами побудови різних елементів техніки радіозв'язку і будуть розглянуті пізніше.

#### Питання для власного контролю та повторення

1. Що таке інтерференційні завмирання радіосигналів?
2. Які причини викликають завмирання радіосигналів?
3. Що таке регулярні і нерегулярні відбиті хвилі?
4. Що таке загальні і селективні завмирання сигналу?
5. Який часовий інтервал кореляції завмирань радіосигналів у КХ діапазоні?
6. Який інтервал кореляції амплітуд сигналу по частоті у КХ діапазоні?
7. Які заходи здійснюються для підвищення надійності зв'язку в КХ радіоканалах?
8. Які завади найбільш заважають радіозв'язку у КХ діапазоні?



## ЯКІСТЬ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

### 1. Характеристики (критерії) якості радіозв'язку

В загальному понятті під якістю радіозв'язку розуміється сукупність її характеристик до яких пред'являються певні вимоги.

Професійний радіозв'язок, як процес передачі інформації, повинен відповідати вимогам за вірогідністю, своєчасністю і потайністю передачі повідомлень які і визначають якість радіозв'язку.

**Вірогідність передачі повідомлення** взагалі оцінюється ступінню вірності його відтворення на виході кінцевого приймального пристрою. Критерій вірності відтворення повідомлення використовується при оцінці вірогідності передачі безперервних телефонних (мовних) повідомлень. При цьому кількісною оцінкою вірогідності є артикуляційні втрати:

$$A = \frac{R_{\text{сп}}}{R}$$

де  $R_{\text{сп}}$  – кількість невірно прийнятих елементів мови (спотворених);  $R$  – кількість переданих елементів. Але при **оцінці якості, власне, радіоканалу** цей критерій буде неточний, тому що спотворення повідомлення можуть бути внесені (крім радіоканалу) перетворювачем повідомлення в первинний сигнал, модулятором, а також при демодуляції і зворотньому перетворенні сигналу.

Тому під вірогідністю радіозв'язку розуміється точність відтворення первинних електричних сигналів на виході радіоканалу (радіолінії).

Елементами мови можуть бути звуки, слова, фрази. Частіше використовується критерій втрат фразової артикуляції  $A \leq A_{\text{доп}}$ . Прийнято вважати, що телефонний зв'язок є відмінним при  $A \leq 1\%$ , добрим при  $A = 1 \div 3\%$  і задовільним при  $A = 3 \div 5\%$ .

При передачі повідомлень дискретними сигналами вірогідність кількісно оцінюється імовірністю помилкового прийому елемента сигналу (символу, посилки) –  $P_{\text{пом}}$ .

$$P_{\text{пом}} = \frac{N_{\text{сп}}}{N}$$

де  $N_{\text{сп}}$  – кількість спотворених елементів сигналу;  
 $N$  – кількість елементів які передані.

Вимоги, які пред'являються до вірогідності прийому дискретних сигналів, визначаються можливістю логічного відтворення спотворених елементів, а також важливістю інформації, що передається. Так

допустима імовірність помилок в прийомі елементів телеграфних сигналів, які передаються по звичайних лініях радіозв'язку, складає  $(3 \div 5) \cdot 10^{-3}$ , тобто 3 ÷ 5 спотворених елементів сигналу на 1000 що передані. В каналах передачі телекодових сигналів автоматизованих систем управління  $P_{\text{пом доп}} \leq (1 \div 10) \cdot 10^{-6}$ .

Більшість КХ радіоканалів не може забезпечити таку якість передачі радіосигналів. Тому за допустиму величину імовірності прийому елемента сигналу в реальних каналах радіозв'язку прийняте значення  $P_{\text{пом доп}} \leq (3 \div 5) \cdot 10^{-3}$ . При більш високих вимогах до вірогідності прийому впроваджується надмірне кодування і системи з рішальним зворотнім зв'язком. При цьому роль рішальної системи виконує кінцевий приймальний пристрій.

Раніше вже відмічалось, що спотворення радіосигналів, тобто втрата їх вірогідності, в основному, викликаються дією завад в радіоканалі. Тому і артикуляційні втрати при передачі телефонних повідомлень і імовірність помилки прийому елемента дискретних сигналів в кінцевому підсумку визначаються тільки відношенням середньої потужності сигналу до середньої потужності завад в смузі частот прийому. Таким чином, умови ведення зв'язку з заданою якістю можливо записати:

$$\left( \frac{P_c}{P_z} \right)_{\text{Вх Пр}} \geq \left( \frac{P_c}{P_z} \right)_{\text{доп}} \quad \text{або} \quad \left( \frac{U_c \text{ еф}}{U_z \text{ еф}} \right)_{\text{Вх Пр}} \geq \left( \frac{U_c \text{ еф}}{U_z \text{ еф}} \right)_{\text{доп}}$$

Цей критерій (енергетичний) широко використовується при аналізі якості каналів радіозв'язку з різними видами радіосигналів.

**Своєчасність передачі повідомлень** – це час перебування повідомлення в системі зв'язку від моменту відправлення його на передачу до моменту вручення адресату.

Реальний час перебування повідомлень в системі зв'язку  $T_{\text{пер}}$  складається з ряду операцій таких як доставка повідомлень, їх обробка (кодування, декодування), час чекання передачі і власне час передачі по радіоканалу. Він нормується для повідомлень різних категорій терміновості.

З точки зору оцінки якості радіозв'язку використовується кількісний критерій – час передачі повідомлення по радіоканалу  $T_{\text{пер}}$ . Тобто за критерієм своєчасності передачі повідомлення повинно бути

$$T_{\text{пер}} \leq T_{\text{пер доп}}$$

при вірогідності передачі не гірше за необхідну.

**Потайність радіозв'язку** характеризує його здібність приховати самий факт передачі інформації. Радіомережа (радіонапрямок) вважається розкритою, якщо супротивнику відомі її склад, робочі частоти, позивні кореспондентів і їх належність конкретним пунктам управління. Кількісною мірою потайності радіозв'язку є час, який необхідний супротивнику для його розкриття.

Вимоги до потайності і заходи з радіомаскування розробляються не для окремих радіомереж і радіонапрямків, а для мережі радіозв'язку в цілому.

## 2. Якість радіозв'язку при використанні різних видів сигналів

### 2.1. Безперервні радіосигнали

Як раніше розглядалося в системах професійного радіозв'язку найбільш широко використовуються односмугові сигнали і сигнали з частотною модуляцією. Для оцінки якості радіозв'язку в радіоканалах з цими сигналами не існує аналітичних співвідношень. Але є наявна залежність вірогідності їх прийому від співвідношення рівней сигналу і завад на вході приймача. Це співвідношення для різних типів кінцевої апаратури і сигналів визначається експериментальним шляхом і нормується для різних рівнів артикуляційних втрат. В табл. 1. приведені деякі дані з потрібним співвідношенням сигнал/завада **на виході** радіоприймача, при яких забезпечується прийом повідомлень з якістю не гірше задовільної.

Таблиця 1

| Вид сигналу | $\frac{P_{\text{с еф}}}{P_{\text{з еф}}}$ | $\frac{U_{\text{с еф}}}{U_{\text{з еф}}}$ |
|-------------|---|---|
| A3E         | 9 – 100                                   | 3 – 10                                    |
| I3E         | 4 – 9                                     | 2 – 3                                     |
| F3E         | 4 – 16                                    | 2 – 4                                     |
| A1A         | 0.5 – 4                                   | 0.7 – 2                                   |
| F1B         | 9 – 100                                   | 2 – 10                                    |

### 2.2. Дискретні радіосигнали

Дискретні сигнали все більш широко використовуються у радіозв'язку, тому що зв'язок за їх допомогою має ряд переваг:

– більш економне використання частотного діапазону і потужності радіопередавачів;

– більш висока завадостійкість;

– проста автоматична реєстрація;

– можливість гарантованого засекречування.

Як раніше відмічалось, вірогідність зв'язку при роботі цими сигналами оцінюється імовірністю помилкового прийому елемента сигналу  $P_{\text{пом}}$ .

Крім залежності  $P_{\text{пом}}$  від співвідношення сигнал/завада на вході приймача, ця величина залежить також від способу обробки сигналу в приймачі (способу демодуляції) і характеру траси радіозв'язку (з завмираннями або без завмирань).

Під способом обробки сигналу розуміється когерентний або некогерентний прийом сигналів. Нагадаємо, що при когерентному прийомі використовуються всі інформативні параметри сигналу: огинаюча, частота і початкова фаза в.ч. коливання. Некогерентний прийом не вимагає даних про початкову фазу несучої і реалізується в приймальному пристрої значно простіше за когерентний. Але завадостійкість некогерентного прийому декілька нижче чим когерентного. Тим не менше в засобах професійного радіозв'язку, на теперішній час, реалізований в основному некогерентний прийом.

Що стосується характеру траси радіозв'язку:

– до каналів з постійними параметрами (без завмирань) відносять канали КХ зв'язку наземною хвилею в яких огинаюча суми сигналу і завад має узагальнену релеєвську щільність розподілу;

– до каналів зі змінними параметрами відносять канали КХ зв'язку відбитою хвилею з релеєвським законом розподілу щільності імовірності амплітуд сигналу.

Ще одне припущення, яке приймається при розрахунках вірогідності зв'язку дискретними сигналами в КХ радіоканалах, це нормальний закон розподілу станційних завад, тобто прирівняння їх до білого шуму.

Методами теорії завадостійкості визначені формули для розрахунків величини  $P_{\text{пом}}$  в каналах зв'язку з постійними і змінними параметрами, які можуть бути використані при оцінці якості КХ каналів радіозв'язку. У табл. 2 приведені формули, які дозволяють для відомого виду сигналу при заданій вірогідності передачі інформації визначити

необхідне перебільшення рівня сигналу над рівнем завад на вході приймача.

Таблиця 2

| Вид сигналу | Спосіб обробки                               | Імовірність помилки прийому<br>$P_{\text{пом}} = f(h^2)$                                 |   |
|-------------|--|--|---|
|             |  | Канали з постійними параметрами  | Канали зі змінними параметрами  |
| ЧТ (F1B)    | Некогерентний                                | $\frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}}$   | $\frac{1}{2+h_0^2}$   |
|             |  |  |   |
| ПЧТ (F7B)   | Некогерентний                                | $e^{-\frac{h^2}{2}} - \frac{2}{3} e^{-\frac{2h^2}{3}} + \frac{1}{6} e^{-\frac{3h^2}{6}}$ | $2 \left( \frac{1}{2+h_0^2} + \frac{1}{12+9h_0^2} - \frac{1}{3+2h_0^2} \right)$ |
| ОФТ (G1B)   | Некогерентний по методу порівняння фаз       | $\frac{1}{2} e^{-h^2}$   | $\frac{1}{2(1+h_0^2)}$  |
|             | Когерентний по методу порівняння полярностей | $\frac{1}{2} \left\{ 1 - \left[ F(\sqrt{2h^2}) \right]^2 \right\}$                       | $\frac{1}{2(1+h_0^2)}$  |

В табл. 2 зазначено:

$-h = \frac{U_{\text{мс}}}{U_{\text{з еф}}}$  — відношення амплітуди сигналу до ефективного значення напруги завад;

$-h_0 = \frac{U_{\text{с еф}}}{U_{\text{з еф}}}$  — відношення ефективних значень напруг сигналу і завад.

**Приклад:** Визначити потрібне відношення сигнал/завада на вході приймача радіоканалу при зв'язку землею хвилею сигналом F1B з вірогідністю  $P_{\text{пом}} = 1 \cdot 10^{-3}$

$$P_{\text{пом}} = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}}; \quad 2 P_{\text{пом}} = e^{-\frac{h^2}{2}};$$

$$e^{-\frac{h^2}{2}} = \frac{1}{2 P_{\text{пом}}};$$

$$\ln e^{-\frac{h^2}{2}} = \ln \frac{1}{2 P_{\text{пом}}}; \quad \frac{h^2}{2} = \ln \frac{1}{2 P_{\text{пом}}};$$

$$h^2 = 2 \ln \frac{1}{2 P_{\text{пом}}} = 2 \ln 500 = 2 \cdot 6.2 = 12.4.$$

На рис. 1 і 2 для різних каналів зв'язку зображені графічні характеристики залежностей  $P_{\text{пом}} = f(h^2)$  і  $P_{\text{пом}} = f(h_0^2)$  при використанні сигналів телеграфної роботи.

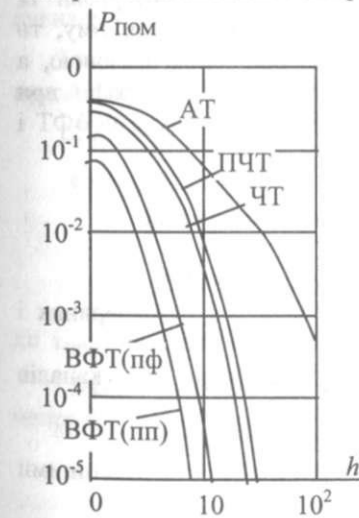


Рис. 1

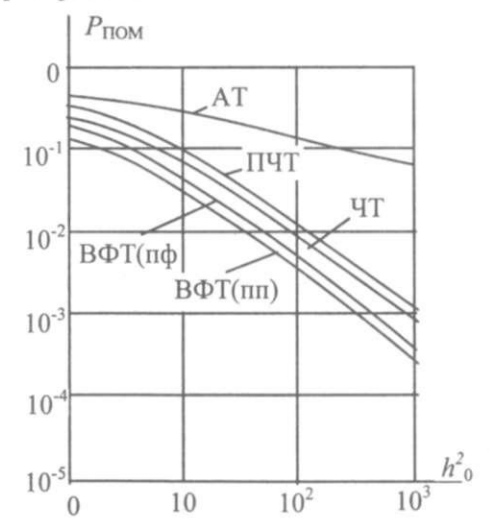


Рис. 2

З порівняння графіків рисунків можливо зробити наступні підсумки:

1. Якість радіоканалів з завмираннями значно гірше якості радіоканалів без завмирань. Наприклад, для  $h^2 = h_0^2 = 10$  при використанні сигналу F1B

$$P_{\text{ПОМ}}(\text{зав}) \approx 10^{-1}, \quad P_{\text{ПОМ}}(\text{н/зав}) \approx 5 \cdot 10^{-3}.$$

2. Найбільшу завадостійкість при флуктуаційних завадах мають радіоканали з сигналами відноснофазової телеграфії (G1B), а найгіршу (при автоматичній реєстрації) – радіоканали з сигналами A1.

Проміжне положення займають канали з сигналами частотної телеграфії, які широко використовуються у військовому радіозв'язку.

Швидкість передачі дискретних сигналів, яка впливає на своєчасність передачі повідомлень, у свою чергу, залежить від виду сигналу, способу його обробки і характеристик радіоканалу. В каналах з багатопроменевим розповсюдженням радіохвиль максимальна швидкість, при заданих вимогах по вірогідності, обмежується міжсимвольною інтерференцією (накладенням сусідніх посилок внаслідок запізнення променів). Тому при розглянутих способах обробки сигналів у КХ каналах з іоносферним відбиттям радіохвиль швидкість передачі сигналів ЧТ і ПЧТ не перевищує 300 Бод, а сигналів ВФТ – 500 Бод.

Таким чином, якщо порівняти радіосигнали за критеріями їх частотної, енергетичної ефективності та завадостійкості прийому, то найбільш ефективними є дискретні сигнали з відносною фазовою, а потім частотною маніпуляцією. Сигнали амплітудної телеграфії при слуховому прийомі по завадостійкості можуть перебільшувати ВФТ і ЧТ.

#### Питання для власного контролю та повторення

1. За якими критеріями оцінюється якість радіозв'язку?
2. В чому є різниця оцінки вірогідності передачі безперервних і дискретних повідомлень?
3. Який критерій оцінки вірогідності є загальним для каналів передачі безперервних і дискретних радіосигналів?
4. За яким критерієм оцінюється потайність радіозв'язку?
5. Які канали радіозв'язку вважаються з постійними та зі змінними параметрами?
6. Визначити необхідне перебільшення сигналу понад завадою при передачі сигналів телеграфної роботи і заданій  $P_{\text{ПОМ}} = 10^{-5}$  для каналів з постійними та зі змінними параметрами.

## НАДІЙНІСТЬ РАДІОЗВ'ЯЗКУ НА ЗАКРІПЛЕНИХ ЧАСТОТАХ

### 1. Поняття надійності радіозв'язку

Як було раніше встановлено зміна в часі рівня завад і параметрів сигналу мають випадковий характер. Тому здійснення радіозв'язку з заданою вірогідністю передачі сигналів можливо лише з деякою імовірністю.

Імовірність радіозв'язку з заданою вірогідністю передачі первинних електричних сигналів називають надійністю радіозв'язку.

Імовірнісне значення надійності радіозв'язку записується наступним чином:

$$P_{\text{ЗВ}}(D \leq D_{\text{ДОП}}) = \sum_{i=1}^m \frac{\tau_{\text{пр}i}}{\tau_{\text{заг}}} \quad (1)$$

де  $P_{\text{ЗВ}}$  – імовірність зв'язку або імовірність виконання умови  $D \leq D_{\text{ДОП}}$ ;  $D$  – критерій вірогідності (імовірність помилок в прийомі елементів сигналу  $P_{\text{ПОМ}}$ , артикуляційні втрати  $A$  або інший критерій);

$\tau_{\text{пр}i}$  – тривалість  $i$ -го інтервалу часу в якому  $D \leq D_{\text{ДОП}}$  (інтервал придатності радіоканалу);

$\tau_{\text{заг}}$  – загальний час функціонування радіозв'язку.

Очевидно, що

$$\tau_{\text{заг}} = \sum_{i=1}^m \tau_{\text{пр}i} + \sum_{i=1}^n \tau_{\text{нпр}i} \quad (2)$$

де  $\tau_{\text{нпр}i}$  – інтервал непридатності радіоканалу.

Якщо перейти до середніх значень інтервалів придатності і непридатності радіоканалу то можливо записати

$$\bar{\tau}_{\text{пр}} = \frac{\sum_{i=1}^m \tau_{\text{пр}i}}{m}; \quad \bar{\tau}_{\text{нпр}} = \frac{\sum_{i=1}^n \tau_{\text{нпр}i}}{n} \quad (3)$$

На значному інтервалі часу можливо вважати, що  $m = n$  і тоді вираз (1) приймає вигляд

$$P_{зв} (D \leq D_{доп}) = \frac{\bar{\tau}_{пр}}{\bar{\tau}_{пр} + \bar{\tau}_{нпр}}. \quad (4)$$

Відмітимо, що в  $\bar{\tau}_{нпр}$  враховуються тільки відмови каналу, внаслідок зміни його фізичних властивостей. Технічні відмови і відмови за причинами недосконалості організації радіозв'язку і низької кваліфікації обслуговуючого персоналу не враховуються.

## 2. Надійність короткохвильового радіозв'язку на закріплених частотах

### 2.1. Радіозв'язок іоносферними хвилями

Умови ведення радіозв'язку з заданою якістю (вірогідністю) раніше були визначені як

$$P_{пом} \leq P_{пом, доп} \text{ — для дискретних сигналів;}$$

$$A \leq A \text{ — для безперервних (телефонних) сигналів;}$$

$$\frac{P_c}{P_3} \geq \left( \frac{P_c}{P_3} \right)_{доп} \quad \text{або} \quad \frac{U_{с\text{ еф}}}{U_{з\text{ еф}}} \geq \left( \frac{U_{с\text{ еф}}}{U_{з\text{ еф}}} \right)_{доп}$$

на вході радіоприймача для будь-якого сигналу.

Введемо ще один кількісний параметр оцінки якості радіоканалу  $Z \geq Z_{доп}$  в якому  $Z = Y - X$  — різниця рівній сигналу і завад. Відповідно раніше прийнятих визначень

$$Z = 201gU_{с\text{ еф}} - 201gU_{з\text{ еф}} = 201g \frac{U_{с\text{ еф}}}{U_{з\text{ еф}}}.$$

У КХ радіоканалі рівні сигналу і завад розподілені за нормальним законом. Тому їх різниця має також нормальне розподілення, тобто

$$W(Z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_Z} \exp \left[ -\frac{(Z - \bar{Z})^2}{2\sigma_Z^2} \right], \quad (5)$$

де  $\bar{Z} = \bar{Y} - \bar{X}; \quad \sigma_Z = \sqrt{\sigma_Y^2 + \sigma_X^2}.$

На рис. 1 представлено реалізацію процесу  $Z(t)$  на деякому інтервалі часу.

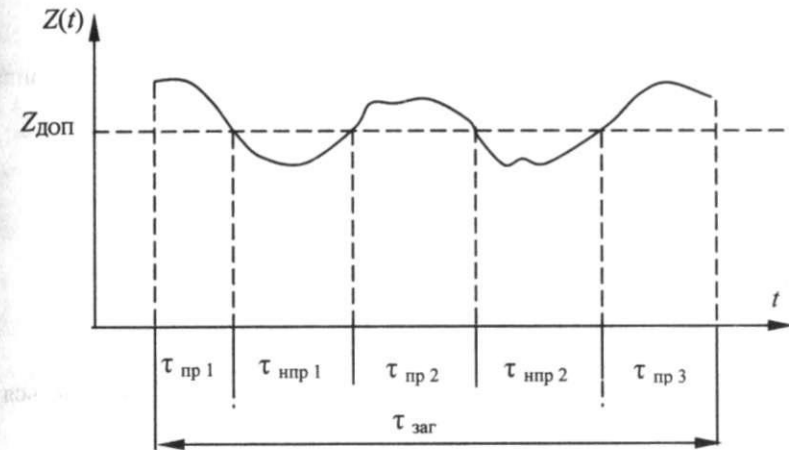


Рис. 1

Очевидно, що лише на ділянках часу, коли  $Z \geq Z_{доп}$  якість радіозв'язку буде відповідати заданій. Надійність радіозв'язку може бути записано виразом

$$P_{зв} (Z \geq Z_{доп}) = \frac{\bar{\tau}_{пр}}{\bar{\tau}_{пр} + \bar{\tau}_{нпр}}. \quad (6)$$

Середній час придатності та непридатності зв'язку ( $\bar{\tau}_{пр}; \bar{\tau}_{нпр}$ ) може бути отримано шляхом накопичення статистичних даних на деякому напрямку зв'язку. Крім того, при наявності даних про параметри сигналу і завад  $\bar{Y}, \bar{X}, \sigma_Y$  і  $\sigma_X$ , а також значення інтервалу

кореляції завад  $\tau_x$  можливо приблизно розрахувати  $\bar{\tau}_{пр}$  і  $\bar{\tau}_{нпр}$  за формулами

$$\bar{\tau}_{пр} \approx 2 \pi \tau_x \frac{\sigma_z}{\sigma_x} F(\xi) \exp \frac{\xi^2}{2} ; \quad (7)$$

$$\bar{\tau}_{нпр} \approx 2 \pi \tau_x \frac{\sigma_z}{\sigma_x} [1 - F(\xi)] \exp \frac{\xi^2}{2}. \quad (8)$$

В формулах (7) і (8) функція  $F(\xi)$  – інтеграл імовірності Лапласа, який табульований

$$F(\xi) = F\left(\frac{\bar{Z} - Z_{доп}}{\sigma_z}\right).$$

Якщо підставити (7) і (8) у формулу (6), то отримаємо

$$P_{зв} (D \leq D_{доп}) = P_{зв} (Z \geq Z_{доп}) = F(\xi), \quad (9)$$

тобто імовірність зв'язку з заданою вірогідністю визначається (в каналах зі змінними параметрами) інтегралом Лапласа (рис. 2).

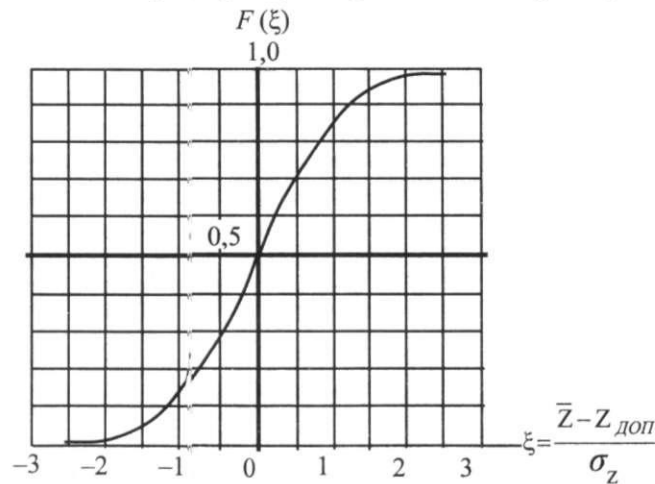


Рис. 2

Аналізуючи функцію  $F(\xi)$  можливо зробити декілька висновків відносно залежності надійності зв'язку від енергетики радіолінії при роботі на одній закріпленій частоті, ( $\sigma_z = \text{const}$ ):

1. При  $\bar{Z} = Z_{доп}$  (параметр  $\xi = 0$ ) імовірність зв'язку з заданою вірогідністю складає лише 50% часу функціонування зв'язку, тобто  $\bar{\tau}_{пр} = \bar{\tau}_{нпр}$ .

2. При збільшенні рівня сигналу, тобто при  $\bar{Z} > Z_{доп}$  надійність зв'язку швидко зростає до  $0.7 \div 0.8$ , але при  $\xi > 1$  крива імовірності повільно наближається до одиниці. Це означає, що досягнення високої надійності радіозв'язку за рахунок збільшення рівня сигналу неможливо або неефективно. Іншими словами, збільшення рівня сигналу в точці прийому, наприклад, підвищенням потужності передавача і коефіцієнтів підсилення передавальної та приймальної антен, не приведе до суттєвого поліпшення радіозв'язку.

3. При від'ємному значенні величини  $\xi$ , коли  $\bar{Z} < Z_{доп}$  радіозв'язок можливий лише в окремі інтервали часу.

#### Приклад:

$$R_{зв} = 500 \text{ км}; P_A = 1 \text{ кВт}; F1B;$$

$$P_{пом доп} = 3 \cdot 10^{-3} (Z_{доп} = 25,2 \text{ дБ})$$

| Місяць | Час доби    | $\xi$ | $P_{зв}$ | $\bar{\tau}_{пр}$ , хв | $\bar{\tau}_{нпр}$ , хв |
|--------|-------------|-------|----------|------------------------|-------------------------|
| Січень | 10.00-14.00 | 1,01  | 0,84     | 38,8                   | 7,2                     |
|        | 20.00-24.00 | -0,14 | 0,44     | 12,1                   | 15,3                    |

#### 2.2. Радіозв'язок земними хвилями

КХ радіоканали при роботі земними хвилями (при відсутності в точці прийому відбитої хвилі) можливо розглядати як канали з постійними параметрами. При цьому рівень сигналу  $U = 20 \lg U_{мс}$  в

точці прийому в інтервалі сеансу зв'язку також можливо вважати постійним. Основними завадами, які діють в КХ діапазоні, є станційні завади з відомим релесевським розподілом імовірностей амплітуд. Таким чином, канал зв'язку земною хвилею є каналом з постійними параметрами і адитивною флуктуаційною завадою.

Розрахунки надійності таких каналів здійснюються за аналогічною методикою, але з урахуванням наступних особливостей.

При постійному рівні сигналу  $U = \text{const}$  його розсіювання  $\sigma_y = 0$  а  $\sigma_z = \sigma_x$ .

Параметр  $Z_{\text{доп}}$  як функція  $P_{\text{пом доп}}$  обчислюється за формулами теорії завадостійкості для каналів з постійними параметрами і завадами типу "білий шум".

### 2.3. Шляхи підвищення надійності КХ радіозв'язку на закріплених частотах

Відсутність можливості маневру робочою частотою при веденні зв'язку усуває можливість підвищення його надійності за рахунок використання резервів частотно-часового ресурсу КХ діапазону. Тому основними шляхами підвищення надійності є:

- підвищення енергетичного потенціалу в радіоканалі (радіолінії);
- прийом сигналів рознесених в просторі;
- частотне рознесення сигналу.

#### 2.3.1. Енергетичний потенціал радіолінії

Раніше було встановлено, що якість радіозв'язку залежить від співвідношення  $P_c/P_3$  на вході приймача радіолінії. Але це співвідношення не відображає смуги частот в якій приймається сигнал і діють завади. Тому введемо поняття енергетичного потенціалу радіолінії, який характеризується співвідношенням  $P_c/P_3$  на виході радіоканалу, тобто на вході демодулятора.

$$P_{\text{рл}} = \left( \frac{P_c}{P_3} \right)_{\text{ВхДм}} \quad (10)$$

Потужність сигналу і завад на вході демодулятора можливо записати:

$$P_{\text{с Вх Дм}} = P_{\text{с Вх Пр}} \cdot K_{\text{р Пр}}; \quad P_{\text{з Вх Дм}} = P_{\text{з Вх Пр}} \cdot K_{\text{р Пр}} + P_{\text{ш Пр}} \quad (11)$$

де  $K_{\text{р Пр}}$  – коефіцієнт підсилення потужності приймача (до демодулятора);

$P_{\text{ш Пр}}$  – потужність власних шумів приймача.

З урахуванням формули (11) вираз (10) приймає вигляд

$$P_{\text{рл}} = \frac{P_{\text{с Вх Пр}} \cdot K_{\text{р Пр}}}{P_{\text{з Вх Пр}} \cdot K_{\text{р Пр}} + P_{\text{ш Пр}}} = \frac{P_{\text{с Вх Пр}}}{P_{\text{з Вх Пр}} + \frac{P_{\text{ш Пр}}}{K_{\text{р Пр}}}} \quad (12)$$

Потужність сигналу на вході приймача можливо виразити через параметри радіолінії:

$$P_{\text{с Вх Пр}} = P_{\text{Пер}} \cdot G_{\text{Пер}} \cdot G_{\text{Пр}} \cdot W_{\text{Тр}} \quad (13)$$

де  $P_{\text{Пер}}$  – потужність передавача;

$G_{\text{Пер}}$  і  $G_{\text{Пр}}$  – коефіцієнти підсилення передавальної та приймальної антен з урахуванням ККД фідерних ліній;

$W_{\text{Тр}}$  – множник ослаблення потужності на трасі радіозв'язку.

Потужність завад  $P_{\text{з Вх Пр}}$  можливо визначити через питому щільність потужності  $v_{\text{з Вх Пр}}^2$  і смугу пропускання приймача  $\Delta F_{\text{Пр}}$

$$P_{\text{з Вх Пр}} = v_{\text{з Вх Пр}}^2 \cdot \Delta F_{\text{Пр}} \quad (14)$$

З урахуванням виразів (13) і (14) вираз (12) приймає вигляд

$$P_{\text{рл}} = \frac{P_{\text{Пер}} \cdot G_{\text{Пер}} \cdot G_{\text{Пр}} \cdot W_{\text{Тр}}}{v_{\text{з Вх Пр}}^2 \cdot \Delta F_{\text{Пр}} + \frac{P_{\text{ш Пр}}}{K_{\text{р Пр}}}} \quad (15)$$

З аналізу виразу енергетичного потенціалу можливо зробити наступні підсумки.

1. Збільшення енергетичного потенціалу радіолінії можливе за рахунок апаратурних параметрів  $P_{\text{Пер}}, G_{\text{Пер}}, G_{\text{Пр}}$ , при збільшенні яких підвищується рівень сигналу в точці прийому і надійність радіозв'язку. Але для досягнення  $P_{\text{зв}} > (0.7 - 0.8)$  (див. рис. 2) цей шлях не є ефективним, тому що  $P_{\text{зв}}$  росте не пропорційно збільшенню рівня сигналу.

2. Для збільшення  $P_{\text{рл}}$  доцільно використовувати вузькосмугові сигнали, прийом яких здійснюється в мінімальній смузі пропускання приймача.

3. Підвищення  $P_{рл}$  шляхом удосконалення параметрів радіоприймача (зменшення власних шумів, підвищення коефіцієнта підсилення потужності) доцільно лише в радіолініях в яких

$$P_{звх пр} < \frac{P_{шпр}}{K_{рпр}}, \text{ тобто потужність зовнішніх завад не визначає якість}$$

радіоканалу. Це має місце в радіоканалах УКХ і більш високих діапазонах. У КХ діапазоні звичайно зовнішні завади є визначними в енергетичному потенціалі радіолінії.

### 2.3.2. Прийом сигналів рознесених в просторі

Рознесений в просторі прийом сигналів є способом боротьби з завмираннями. Практично він реалізується шляхом прийому сигналу одного передавача двома або декількома приймачами на рознесені в просторі антени при автоматичному виборі каналу з найбільшим рівнем сигналу. Спосіб оснований на тому, що завмирання сигналу в точках прийому, рознесених в просторі на деяку відстань, некорельовані. Найбільш практичне застосування має здвоєний прийом, тобто прийом сигналу двома приймачами на антени, які рознесені на відстань що дорівнює  $r = (5.0 \div 10) \lambda_{роб}$  (рис. 3)

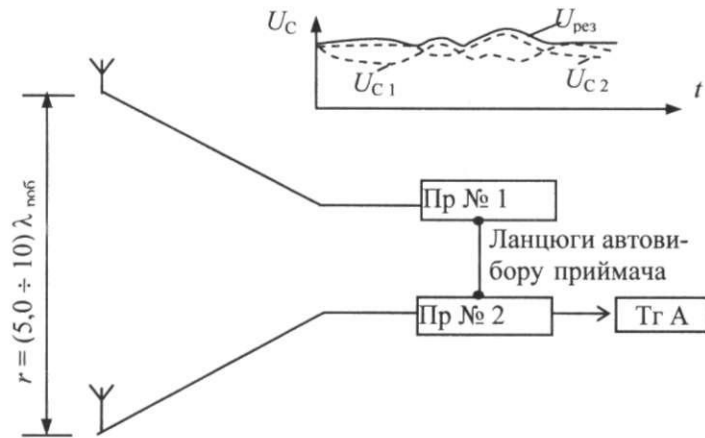


Рис. 3

### 2.3.3. Частотне рознесення сигналів

Сигнал передається одним або декількома передавачами на декількох частотах. Прийом здійснюється декількома приймачами з

різними способами вибору або складання сигналів. Одним із шляхів реалізації частотного рознесення є застосування широкосмугових складених сигналів. Практичне застосування знайшли два види сигналів: паралельний і послідовний (рис. 4).

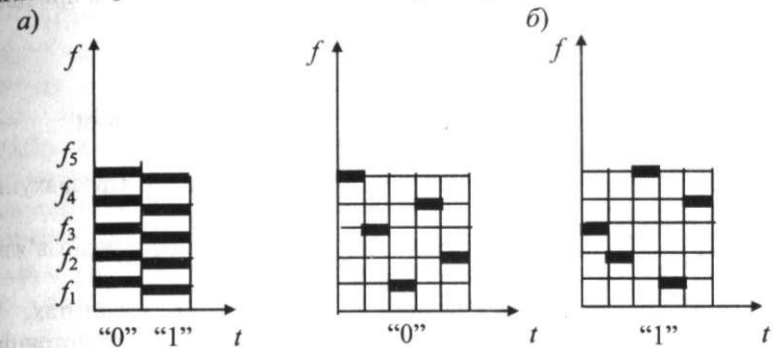


Рис. 4

Паралельний складений сигнал передається на ряді субканалів одночасно. При цьому потужність передавача дробиться по субканалах.

Послідовний складений сигнал передається повною потужністю передавача в кожному субканалі. Але швидкість передачі елементів сигналу менша.

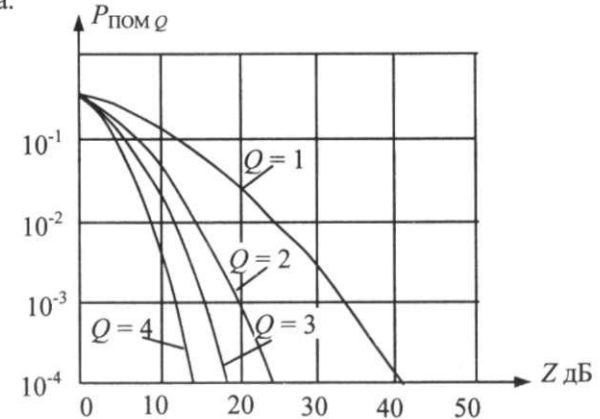


Рис. 5

Частотно-рознесений прийом застосовується як для боротьби з завмираннями, так і для підвищення надійності зв'язку в умовах дії зосереджених завад.



Недоліком способу є велика витрата частотного ресурсу.

Для оцінки ефекту, який отримується при рознесеному прийомі, на рис. 5 приведені графіки залежності  $P_{\text{ПОМ}}$  від величини  $Z$ . З графіків видно, що найбільший приріст надійності прийому дає прийом при двох каналах рознесення ( $Q = 2$ ).

### Питання для власного контролю та повторення

1. Що називається надійністю радіозв'язку; вираз для розрахунку надійності радіозв'язку.
2. Які висновки можна зробити відносно надійності радіозв'язку розглядаючи функцію імовірності Лапласа?
3. Шляхи підвищення КХ радіозв'язку на закріплених частотах.
4. В яких випадках має сенс підвищувати енергетичний потенціал радіолінії зменшенням власних шумів приймача?
5. На чому ґрунтується підвищення надійності прийому сигналів при зведеному прийомі?
6. Переваги і недоліки прийому сигналів методами частотного рознесення.

## НАДІЙНІСТЬ РАДІОЗВ'ЯЗКУ НА ГРУПІ ЧАСТОТ

### 1. Надійність короткохвильового радіозв'язку на групі частот

Розглянуті раніше методи підвищення надійності радіозв'язку при роботі на закріплених частотах радіоліній не завжди є ефективними. Маневр видами сигналів, антенами та потужністю передавачів може бути недостатнім для отримання заданої вірогідності передачі повідомлень тому, що рівні сигналів і випадкових зосереджених завад змінюються в надзвичайно широких границях. Разом з тим завантаження КХ діапазону станційними завадами край нерівномірне і залежить від частоти і часу доби. Це дає реальні можливості для підвищення надійності радіозв'язку на основі цілеспрямованого маневру частотами зв'язку відповідно зі зміною рівнею сигналу і завад.

Для маневру частотами робочі і резервні частоти окремих радіоліній об'єднуються в групу для їх колективного використання. Оскільки радіостанції більшу частину часу працюють в режимі прийому, то в радіолініях в яких передаються повідомлення з'являються додаткові можливості в маневрі частотами зв'язку.

Таким чином, при груповому використанні частот вважається, що для окремого радіонапрямку з деякою імовірністю знайдеться хоча б одна частота з групи, на якій в даний момент часу виконується умова  $Z \geq Z_{\text{доп}}$ . Через деякий час, коли  $Z < Z_{\text{доп}}$ , ця частота повинна бути замінена іншою, яка придатна в даний момент часу. На цій основі можливо побудувати динамічну систему радіозв'язку.

Розглянемо, яка буде надійність радіозв'язку в системі, яка використовує групу  $Q$  частот. При цьому будемо вважати що виконуються наступні умови:

- всі частоти групи придатні для роботи за умовами розповсюдження радіохвиль;
- перехід з однієї частоти на іншу здійснюється миттєво;
- середні рівні сигналу і завад на всіх частотах однакові;
- частоти обрані на інтервалах, при яких рівні завад на них незалежні;
- імовірність зв'язку на одній частоті відома –  $P_{\text{ЗВ}1} = P_{\text{ЗВ}2} = P_{\text{ЗВ}i} = P_{\text{ЗВ}}$ .

Імовірність відсутності зв'язку на одній частоті –  $(1 - P_{\text{ЗВ}})$ , а на  $Q$  частотах –  $(1 - P_{\text{ЗВ}})^Q$ .

Тепер надійність зв'язку на  $Q$  частотах.

$$P_{\text{ЗВ}Q} = 1 - (1 - P_{\text{ЗВ}})^Q.$$

**Приклад:**

$$P_{ЗВ(1)} = 0,5, \text{ тоді } P_{ЗВ(2)} = 0,75; P_{ЗВ(3)} = 0,9275; P_{ЗВ(4)} = 0,96375.$$

Ці цифри показують потенціальні можливості системи. В реальних системах мають місце втрати надійності зв'язку. Справа в тому, що на встановлення факту відмови системи, тобто факту коли  $Z < Z_{\text{доп}}$ , а також для перестройки радіолінії на іншу частоту потрібний деякий час, який зменшує час роботи на новій частоті. Динаміку радіозв'язку на групі частот представлено на рис. 1.

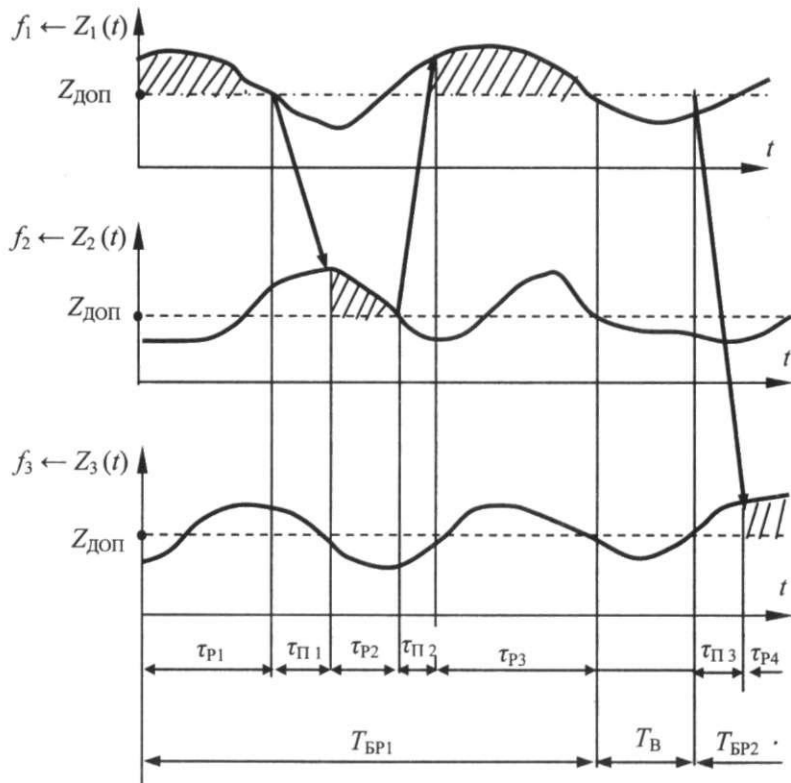


Рис. 1

На рисунку означено:

$\tau_{p_i}$  – інтервал робочого стану системи;

$\tau_{п_i}$  – час переходу системи на іншу частоту;

$T_{БР}$  – інтервал безвідмовної роботи;

$T_В$  – інтервал відмови системи.

Переходячи до середніх значень цих параметрів імовірність зв'язку на  $Q$  частотах можливо записати (за деякий час):

$$P_{ЗВ Q} = (Z \geq Z_{\text{доп}}) = \frac{\bar{T}_{БР} - \bar{T}_{П}}{\bar{T}_{БР} + \bar{T}_{В}} = \frac{\bar{T}_{\text{Роб}}}{\bar{T}_{БР} + \bar{T}_{В}} \quad (1)$$

де  $\bar{T}_{БР}$  – середній інтервал безвідмовної роботи;

$\bar{T}_{П}$  – середній час переходів за середній інтервал безвідмовної роботи;

$\bar{T}_{В}$  – середній інтервал відмови системи.

Середній час переходів  $\bar{T}_{П}$  можливо виразити

$$\bar{T}_{П} = \bar{T}_{БР} \bar{\lambda} \bar{\tau}_{П} \quad (2)$$

де  $\bar{\lambda}$  – середнє число переходів в одиницю часу.

З урахуванням (2) вираз (1) буде мати вигляд

$$P_{ЗВ Q} = (Z \geq Z_{\text{доп}}) = \frac{\bar{T}_{БР}}{\bar{T}_{БР} + \bar{T}_{В}} (1 - \bar{\lambda} \bar{\tau}_{П}). \quad (3)$$

Але множник, який винесено за дужки, є імовірність зв'язку в ідеальній системі при  $\bar{\tau}_{П} = 0$ . Тоді

$$P_{ЗВ Q} = (Z \geq Z_{\text{доп}}) = P_{ЗВ id Q} (1 - \bar{\lambda} \bar{\tau}_{П}). \quad (4)$$

Виразимо  $\bar{\lambda}$  наступним чином

$$\bar{\lambda} = \frac{1}{\bar{\tau}_p + \bar{\tau}_{П}} \quad (5)$$

і перепишемо вираз (4):

$$P_{ЗВ Q} = P_{id Q} \left( 1 - \frac{\bar{\tau}_{П}}{\bar{\tau}_p + \bar{\tau}_{П}} \right). \quad (6)$$

З виразу (6) видно, що зменшення середнього часу переходу  $\bar{\tau}_П$  збільшує імовірність зв'язку в системі, яка працює на  $Q$  частотах. При цьому також збільшується середній інтервал робочого стану  $\bar{\tau}_р$ , тобто час роботи на одній частоті (рис. 1).

Для реалізації можливостей системи, яка працює на  $Q$  частотах необхідно:

- автоматичний контроль якості робочого каналу для визначення моменту його непридатності;
- автоматичний контроль якості резервних каналів (частот);
- швидка автоматична перестройка передавальних і приймальних пристроїв системи.

Автоматизовані системи радіозв'язку, які реалізують метод групового використання частот називаються частотно-адаптивними.

## 2. Надійність радіозв'язку на ультракоротких хвилях

УКХ радіозв'язок земними хвилями в границях обмеженої території здійснюється, як правило, при організованому використанні частотного діапазону, яке передбачає усунення взаємних завад радіостанцій.

При цьому основними факторами, що впливають на надійність радіозв'язку є:

- завади від УКХ радіостанцій або інших джерел випромінювань, які мають місце при дальньому розповсюдженні УКХ (при нерегулярному іоносферному розповсюдженні);
- рельєф місцевості;
- метеорологічні умови.

Ці фактори мають випадковий характер, тому і критерій надійності УКХ радіозв'язку повинен бути імовірнісний.

Якщо не урахувати нерегулярні завади то якість зв'язку повністю визначається відношенням потужності сигналу і флуктуаційних завад (шуму) на вході приймача в його смузі пропускання,  $\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{ВхПр}$ .

Потужність сигналу на вході приймача радіолінії визначається відомою формулою

$$P_{C ВхПр} = P_{Пер} \cdot G_{Пер} \cdot G_{Пр} \cdot W_{Тр} \quad (7)$$

Єдиною випадковою величиною у виразі (7) є множник ослаблення енергії радіохвиль на трасі зв'язку  $W_{Тр}$

$$W_{Тр} = W_0 W_p \Delta W_p W_3, \quad (8)$$

де  $W_0$  – множник ослаблення енергії радіохвиль у вільному просторі;  
 $W_p$  – множник втрат енергії в ґрунті при ідеальному (сферичному) рельєфі;

$\Delta W_p$  – додатковий множник, який урахував нерівності рельєфу місцевості;

$W_3$  – множник, який враховує можливі повільні завмирання сигналу.

На трасах зв'язку довжиною менше 30 км, які характерні для військового радіозв'язку, повільні завмирання сигналу не спостерігаються, тобто можливо вважати  $W_3 = 1$ .

Отже імовірнісний характер УКХ радіозв'язку на цих трасах обумовлений випадковістю величини  $\Delta W_p$ . Дисперсія  $\Delta W_p$  тим більше, чим більш пересічна місцевість або зв'язок здійснюється під час руху.

Відсоток пунктів на місцевості, в яких забезпечується прийом сигналів передавача на заданій відстані з заданою вірогідністю називають **імовірністю зв'язку за місцеположенням**.

Дальність зв'язку називають середньою, якщо прийом сигналів з заданою вірогідністю здійснюється в 50% пунктів місцевості, тобто з імовірністю зв'язку по місцеположенню 0,5. При цьому для середньопересічної місцевості приймається  $\Delta W_p = 1$ .

Імовірність зв'язку за місцеположенням урахується при розташуванні станцій або при зв'язку під час руху. Але якщо радіостанції розташовані, то може бути лише два випадки: або зв'язок з заданою вірогідністю є, або його немає.

При розміщенні радіостанцій у лісі мають місце додаткові втрати  $\Delta W_p$ . Експериментально встановлено, що  $\Delta W_p = - (8 \div 10)$  дБ у листяному лісі літом і  $- 4$  дБ зимою.

При відстані зв'язку більше 30 км на надійність УКХ радіозв'язку впливають повільні завмирання сигналу і можливість ведення зв'язку стає імовірним явищем. При цьому під надійністю УКХ радіозв'язку розуміють імовірність зв'язку з заданими імовірністю за місцеположенням і вірогідністю передачі первинних електричних сигналів.

Умовою вірогідного прийому сигналів є:

$$M \geq \frac{1}{W_{Тр}},$$

де  $M = \frac{P_{\text{Пер}} G_{\text{Пер}} G_{\text{Пр}}}{P_{\text{Пр мин}}} P_{\text{Пр мин}}$  – мінімальна потужність сигналу на

вході приймача при якій прийом буде здійснюватися з заданою вірогідністю.

Розглянуті методи оцінки надійності УКХ радіозв'язку відносяться до зв'язку на закріплених частотах. В реальних умовах бойових дій, коли пункти управління переміщуються, можливе перекриття зон радіозв'язку і робота декількох радіостанцій на одних і тих же частотах. Крім цього, можливе застосування з боку противника навмисних радіозавад. Потенціально можлива складна завадова ситуація визначає і основний шлях підвищення надійності УКХ радіозв'язку – перехід на частотно-адаптивні системи радіозв'язку. Відмова від закріплення частот і перехід на їх групове використання збільшує пропускну здатність частотного діапазону і підвищує завадозахищеність систем радіозв'язку.

#### Питання для власного контролю та повторення

1. На чому засновані можливості групового використання частот для радіозв'язку?
2. Як залежить надійність КХ радіозв'язку на групі частот від швидкості переходу на іншу частоту?
3. Які фактори впливають на швидкість переходу на іншу частоту?
4. Які фактори впливають на надійність УКХ радіозв'язку?
5. Що розуміється під надійністю УКХ радіозв'язку?

## ОСНОВИ ПОБУДОВИ АВТОМАТИЗОВАНИХ КОМПЛЕКСІВ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

### 1. Принципи побудови частотно-адаптивних радіоліній

Під адаптивною радіолінією розуміють таку автоматизовану радіолінію, яка пристосовується до змінних умов функціонування шляхом зміни своїх параметрів або структури з метою досягнення заданої якості зв'язку. До регулюємих параметрів адаптивної радіолінії можливо віднести, перш за все, параметри сигналів: несучу частоту, потужність, вид сигналу, швидкість маніпуляції. Крім того адаптація може здійснюватись шляхом маневру типами передавальних і приймальних антен і їх характеристик, застосуванням рознесеного прийому та передачі і т. і.

В кінцевому підсумку метою адаптації є забезпечення необхідного перебільшення рівня сигналу над рівнем завад в точці прийому. В КХ діапазоні найбільш ефективно це досягається шляхом зміни робочої частоти – методом використання групи частот. Такий спосіб адаптації базується на нерівномірності завантаження завадами частот, які використовуються для зв'язку і різниці рівнів сигналів на них. Адаптивні радіолінії, які пристосовуються до змінних умов зв'язку шляхом зміни робочої частоти називають частотно-адаптивними (ЧАРЛ). Регулювання інших параметрів радіолінії може використовуватись для подальшого підвищення ефективності ЧАРЛ.

#### 1.1. Особливості побудови частотно-адаптивних радіоліній

Варіанти побудови ЧАРЛ розрізняють за наступними основним ознаками:

- за способом розміщення частот в придатних для зв'язку ділянках діапазону;
- за методом входження в зв'язок;
- за методом аналізу робочих і резервних частот;
- за правилом зміни робочої частоти;
- за правилом вибору нової частоти з резервних;
- за способом побудови командного каналу.

#### Розміщення частот

Для роботи ЧАРЛ виділяється група частот, які придатні за умовами розповсюдження радіохвиль в ділянці проміж МЗЧ і НЗЧ.

Частота, на якій в даний момент передається оперативна інформація, називається робочою, а всі інші – резервними.

Розміщення частот в ділянці, яка виділена, може бути компактним (зосередженим), рознесеним і комбінованим (рис. 1).

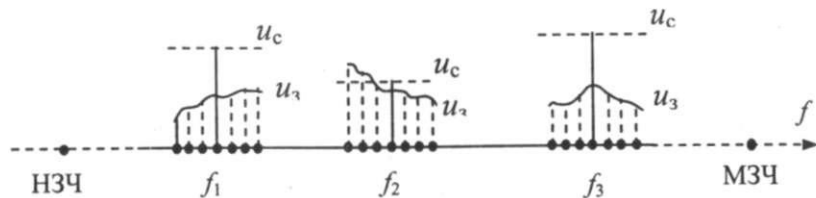


Рис. 1

При компактному розміщенні частоти призначаються з інтервалом одиниць кГц з урахуванням таких факторів:

- рівень сигналу в межах групи (пакета) частот можна вважати постійним;
- селективні завмирання і адитивні завади на субчастотах групи некорельовані.

Перевагами способу є:

- швидка перестройка на резервні частоти;
- проста оцінка якості резервних каналів, яка здійснюється шляхом вимірювання рівнів завад на субчастотах. Для цього можливе використання широкосмугового тракту радіоприймача.

Недоліки способу:

- можливе порушення зв'язку внаслідок загальних завмирань і зміни умов розповсюдження радіохвиль;
- адаптація у вузькій смузі слабо захищає радіолінію від радіорозвідки і радіопридушення.

При рознесеному розміщенні частот значно ускладнюється аналіз якості резервних частот. При такому способі для вибору нової частоти необхідно вимірювати не тільки рівні завад, але і рівні сигналів на резервних частотах. Для цього в складі ЧАРЛ необхідно мати зондуючий радіопередавач і додатковий радіоприймач.

Недоліком є також те, що збільшується час перестройки радіолінії на нову частоту.

Перевагою способу є підвищена захищеність радіолінії від засобів радіоелектронної боротьби.

В існуючих ЧАРЛ використовується комбінований спосіб розміщення групи частот.

На рис. 1 зображено групу частот яка складається з трьох фіксованих частот  $f_1, f_2, f_3$ , обраних для зв'язку за умовами розповсюдження радіохвиль. Навколо фіксованих частот виділяються декілька субчастот, які складають пакет частот зв'язку. При такому розміщенні частот адаптація за частотою здійснюється в два етапи: при відсутності зв'язку на робочій частоті радіолінія переходить на одну з субчастот пакета, яка придатна за рівнем завад; якщо в пакеті немає частоти придатної для зв'язку радіолінія перестроюється на інший пакет.

#### Входження в зв'язок

Адаптивна радіолінія є дуплексною. Кінцевою ознакою процесу входження в зв'язок є синхронізація кінцевих приймально-передавальних пристроїв в обох напрямках. Процес входження в зв'язок автоматизований. Його змістом є пошук двох частот (передачі і прийому) на яких встановлюється двобічний зв'язок з заданою якістю. Пошук придатних частот здійснюється шляхом послідовної спроби встановлення зв'язку не кожній з них. При цьому перестройка передавачів і приймачів радіолінії може здійснюватись синхронно або асинхронно.

При синхронному методі перестройка передавача і приймача кожного напрямку здійснюється за одною програмою, яка синхронізується системою єдиного часу. Перевагою методу є достатньо швидке встановлення зв'язку, недолік – уразливість системи єдиного часу як для засобів РЕБ, так і засобів вогневої поразки.

Асинхронний метод не потребує наявності системи єдиного часу, але при його використанні час входження в зв'язок в середньому більше ніж при синхронному.

#### Аналіз якості каналів радіозв'язку

Може здійснюватись активним і пасивним методами. Якість робочого каналу ЧАРЛ завжди оцінюється активним методом по якості прийому сигналу. Аналіз якості резервних каналів в пакеті частот здійснюється пасивним методом за результатами вимірювань рівнів завад.

#### Правила вибору і зміни робочих частот

Зміну робочих частот доцільно проводити тоді, коли якість зв'язку не задовольняє задані вимоги, тобто  $P_{\text{пом}}(t) > P_{\text{пом доп}}$  або  $Z(t) < Z_{\text{доп}}$ .

При виборі нової робочої частоти використовуються наступні правила:

- вибір першої доступної частоти за критерієм  $Z_i(t) > Z_{\text{доп}}$ ,
- обрання найліпшої частоти на якій  $Z_i(t)_{\text{МАКС}} > Z_{\text{доп}}$ .

При аналізі якості резервних частот в пакеті, в межах якого рівень сигналу  $V \approx \text{const}$ , вказані правила зводяться до обрання частот за рівнем завад:  $x_i(t) < x_{\text{доп}}$  та  $\min x_i(t) < x_{\text{доп}}$ .

### Передача команд управління

Команди управління радіолінією можуть передаватися:

- по вузькосмуговому інформаційному каналу;
- по спеціальному широкосмуговому командному каналу.

Перевагою першого способу є проста технічна реалізація і потайність факту передачі команд управління; недолік – низька завадостійкість (така як і робочого каналу).

Широкасмуговий командний канал має більшу завадостійкість, але частотний ресурс витрачається неекономно.

### 1.2. Принцип роботи частотно-адаптивних радіоліній

Структурна схема одного з варіантів ЧАРЛ приведена на рис. 2.

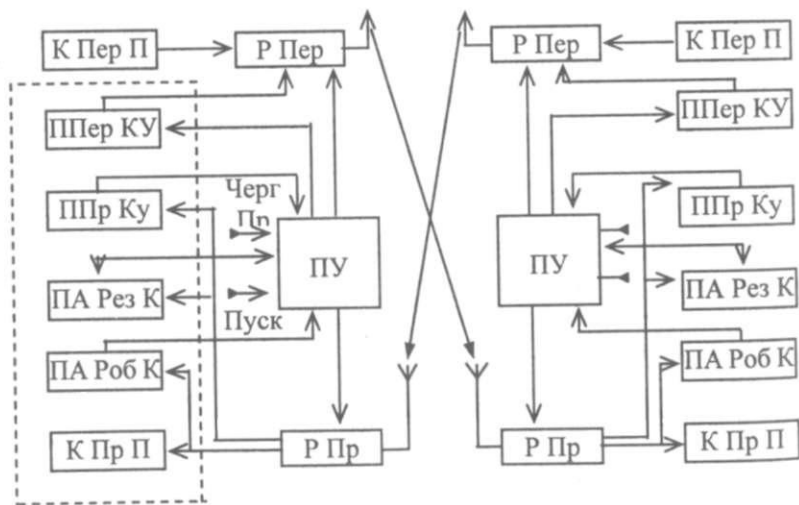


Рис. 2

Всю апаратуру, яка входить до складу ЧАРЛ можливо умовно розділити на дві частини.

До першої з них відносяться пристрої передачі і прийому оперативної інформації:

- кінцеві передавальні та приймальні пристрої (К Пер.П; К Пр.П);
- радіопередавачі (Р Пер);
- радіоприймачі (Р Пр).

Другу частину складають пристрої, які забезпечують управління радіолінією відповідно заданого алгоритму: пристрої аналізу робочих і резервних каналів (ПА Роб К і ПА Рез К), пристрої прийому і передачі команд управління (ППр КУ і ППер КУ) і пристрій управління (ПУ).

Функціонування ЧАРЛ розглянемо з допомогою узагальненого алгоритму робота який приведено на рис. 3. Основними етапами функціонування ЧАРЛ є: черговий прийом, входження в зв'язок, ведення зв'язку і відновлення зв'язку.

В режимі чергового прийому радіоприймачі кореспондентів автоматично перестроюються по середніх (фіксованих) частотах пакетів, які виділені для зв'язку.

Перехід в режим входження в зв'язок здійснюється командою "Пуск" (натисканням кнопки). При цьому (при асинхронному входженні в зв'язок) радіопередавач кореспондента, що викликає, перестроюється по фіксованих частотах і передає команду "Виклик", яка формується в ППер КУ. Час знаходження передавача на кожній ФЧ такий, що приймач кореспондента просканує всі фіксовані частоти. При прийомі команди "Виклик" ППр КУ переводить радіостанцію в режим входження у зв'язок і передавач починає сканування по фіксованих частотах, а радіоприймач фіксується на частоті прийому виклику. Пристрій передачі КУ формує команду "Відповідь" з № фіксованої частоти на якій прийнятий "Виклик", і яка передається радіопередавачем. При прийомі відповіді кореспондентом, що викликав, його радіоприймач фіксується на частоті прийому, а радіопередавач на частоті, що передана у відповіді. Пристрій передачі КУ формує квитанцію на прийняту відповідь в якій вказується № ФЧ прийому. Після прийому кореспондентом квитанції його передавач фіксується на вказаній частоті. Таким чином, в процесі входження в зв'язок обрані дві фіксовані частоти (два пакети) які придатні для зв'язку. Далі, на основі аналізу якості субчастот пакетів, кореспонденти обмінюються номерами найкращих (оптимальних) субчастот пакетів, на які перестроюються їх передавачі і приймачі. Процес входження в зв'язок завершується синхронізацією кінцевих прийомо-передавальних пристроїв, після чого передається оперативна інформація – ведення зв'язку.

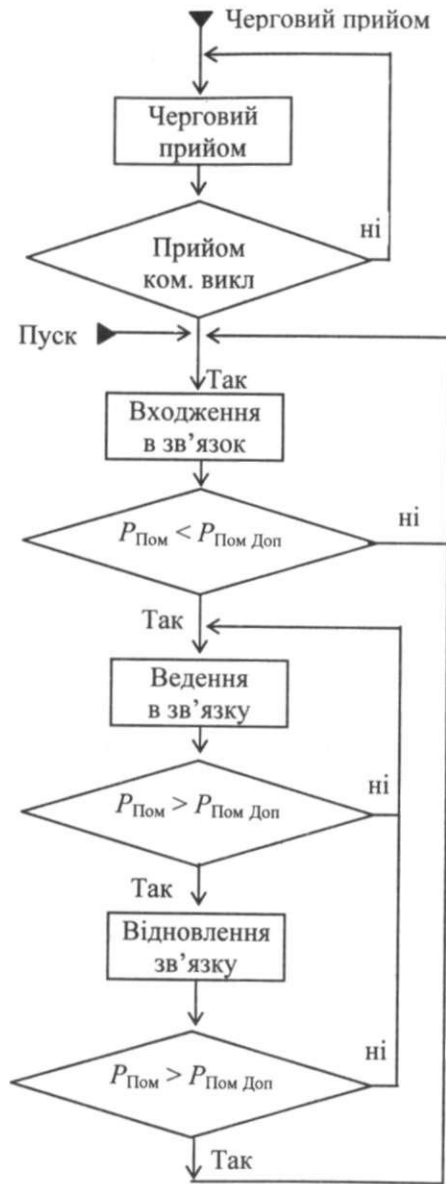


Рис. 3

В процесі ведення зв'язку безперервно контролюється якість робочого та резервних каналів, відповідно в ПА Роб К і ПА Рез К. Якщо якість робочого каналу нижче допустимої ( $P_{\text{Пом}} > P_{\text{Пом доп}}$ ), то ПА Роб К видає команду на відновлення зв'язку. При цьому на основі аналізу якості резервних каналів кореспондентів передається № нової частоти прийому, на яку і перестроюється його передавач. Якщо після декількох спроб відновлення зв'язку, зв'язок не встановлюється, радіолінія автоматично переводиться в режим входження в зв'язок.

## 2. Принципи побудови автоматизованих адресних систем радіозв'язку

Автоматизовані адресні системи радіозв'язку (ААСР) є подальшим розвитком систем типу "Радіомережа" з використанням в ній принципів частотної адаптації при груповому використанні частот.

Варіанти побудови ААСР можливо класифікувати за ознаками рис. 4.



Рис. 4

Варіант (б) більше відповідає умовам і вимогам військового радіозв'язку за наступними причинами.

При радіозв'язку через центральну станцію (рис. 5, а) збільшується дальність зв'язку. Але низька живучість такої системи визначила вибір на користь другого варіанту (рис. 5, б).

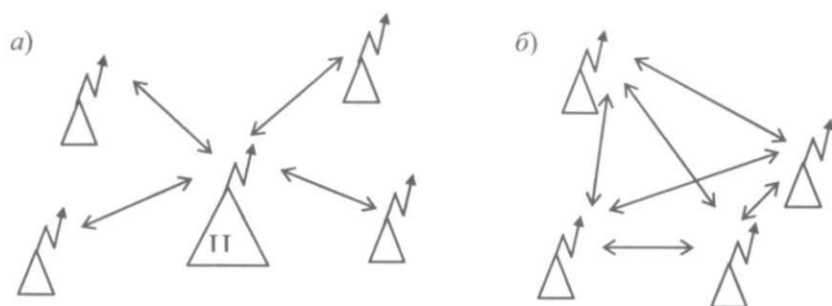


Рис. 5

Для збільшення дальності зв'язку і обхідних шляхів зв'язку передбачається можливість ретрансляції сигналів кожною станцією мережі.

Застосування широкосмугових (складних) сигналів збільшує взаємні завади радіостанцій мережі і знижує завадостійкість прийому. Крім цього пряма ретрансляція сигналів неможлива внаслідок "забиття" приймача сигналами свого передавача.

Синхронне входження в зв'язок абонентів мережі потребує наявності системи єдиного часу і прив'язці до неї алгоритмів функціонування радіомережі. Це в умовах бойових дій складно.

Тому, абонентські адресні системи радіозв'язку будуються за принципом радіомережі з можливістю зв'язку "кожного з кожним" і ретрансляцією сигналів при асинхронному входженні в зв'язок і передачі інформації і команд управління вузькосмуговими сигналами.

Оскільки радіомережа, як спосіб організації радіозв'язку, використовується в тактичній ланці управління, то в якості радіозасобів застосовуються автоматичні малопотужні симплексні УКХ радіостанції ( $P > 10$  Вт). Такі радіостанції забезпечують швидку перестройку на 10-15 попередньо підготовлених частот (ППЧ), а також можливість роботи двохчастотним симплексом (робота на різних частотах передачі і прийому). Крім цього, радіостанції ААСР комплектуються додатковим радіоприймачем, який використовується для аналізу якості резервних частот і при ретрансляції сигналів. Варіант структурної схеми радіостанції ААСР приведено на рис. 6.



Рис. 6

Алгоритм функціонування ААСР схожий з алгоритмом функціонування ЧАРЛ, але є деякі відмінності, які обумовлені наступним:

1. Радіолінія ААСР є симплексною, тобто в режимах входження в зв'язок і ведення зв'язку відсутній зворотній зв'язок, а, відповідно, і контроль якості робочого каналу. У випадку втрати зв'язку радіолінія мережі переходить в режим входження в зв'язок (а не відновлення зв'язку).

2. Розміщення резервних частот здійснюють рознесенням частот у всьому робочому діапазоні радіостанції. Тому контроль якості резервних частот можливий лише за критерієм рівня завад (пасивним способом). При цьому зайняті частоти іншими абонентами оцінюються як непридатні.

3. Кожному абоненту присвоюється адреса (кодова комбінація), яка є його єдиною ознакою в радіомережі.

Розглянемо коротко функціонування ААСР.

#### Черговий прийом

1 цикл. Пр/Пер настроєний на першу ППЧ.

Приймач сканує по чергові по всіх ППЧ.

ПА Рез Ч вимірює рівні завад на кожній ППЧ і ранжирує частоти в порядку зростання рівня завад, присвоюючи їм умовні номери  $f_{1y}, f_{2y}, \dots$



Після ранжирування Пр/Пер перестроюється на  $f_{1y}$ , тобто частоту з мінімальним рівнем завад.

2 цикл. ПР/Пер настроєний на  $f_{1y}$  знаходиться в режимі прийому.

Приймач сканує по чергово по частотах в порядку їх умовних номерів, але при цьому щораз повертається на  $f_{1y}$   $f_{2y}$  (див. рис. 7).

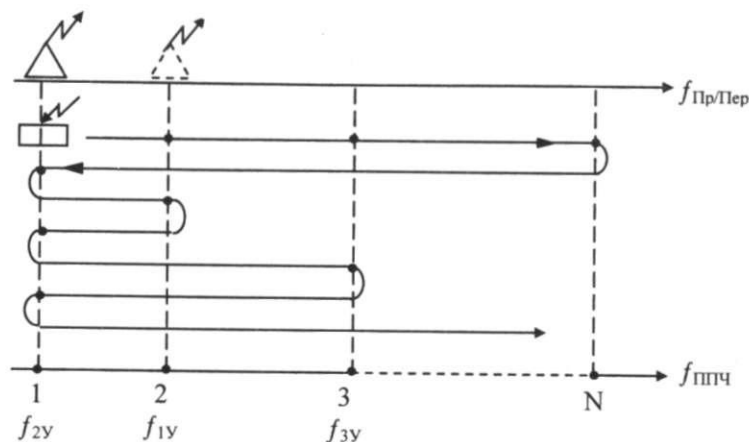


Рис. 7

ПА Рез Ч здійснює нову ранжировку частот і Пр/Пер перестроюється на нову  $f_{1y}$ .

Далі все повторюється. Таким чином, на протязі двох циклів очікується виклик абонентів на 3-х частотах прийому:  $f_{1y}$  – Пр/Пер; і  $f_{2y}$  і  $f_i$  – приймачем.

#### Входження в зв'язок і ведення зв'язку в режимі двохчастотного симплекса

Для входження в зв'язок натискається кнопка з адресою абонента, який викликається. При цьому Пр/Пер перестроюється по частотах в порядку їх умовних номерів і на кожній з них передає кодограму виклику.

Приймач переходить на частоту  $f_{1y}$  і фіксується на ній.

Кодограма виклику містить у собі код синхронізації, код адреси абонента, код своєї адреси і дійсний номер ППЧ, яка є оптимальною частотою прийому.

Радіостанція абонента, яка приймає виклик, перестроює передавач на вказану частоту і автоматично передає кодограму відповіді, в якій вказується оптимальна частота прийому.

Після прийому відповіді приймач радіостанції, що викликала, перестроюється на вказану частоту і зв'язок вважається встановленим.

В процесі ведення зв'язку приймач продовжує сканувати по частотах і ПА Рез Ч вимірює рівні завад.

#### Питання для власного контролю та повторення

1. Що називається частотно-адаптивною радіолінією?
2. За якими основними ознаками класифікуються ЧАРЛ?
3. З урахуванням яких факторів формуються пакети частот при компактному розміщенні?
4. Який спосіб розміщення резервних частот використовуються в ЧАРЛ?
5. Який метод входження в зв'язок використовується в ЧАРЛ?
6. За яким критерієм оцінюється непридатність каналу зв'язку?
7. Чим відрізняється алгоритм функціонування ААСР від алгоритму функціонування ЧАРЛ і чому?
8. Який спосіб розміщення резервних частот використовується в ААСР?

## РОЗДІЛ II. ОСНОВИ ПОБУДОВИ РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНИХ ПРИБОРІВ

### СТРУКТУРА І ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДІОПЕРЕДАВАЧІВ

#### 1. Загальні вимоги до радіопередавальних пристроїв

Нагадаємо, що радіопередавальний пристрій (РПП) це сукупність антени (антенно - фідерної системи), власне радіопередавача і кінцевого передавального пристрою (рис. 1).

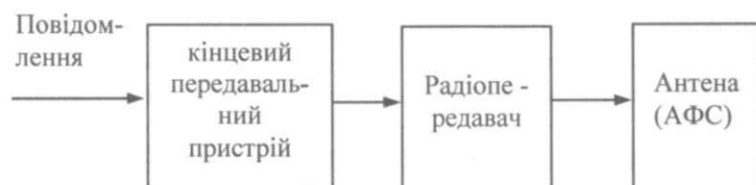


Рис. 1

Взагалі, як елемент системи радіозв'язку, радіопередавальний пристрій забезпечує передачу повідомлень по радіоканалу.

При цьому, як технічний пристрій, він повинен задовольняти ряд вимог, які обумовлюють якість його функціонування.

Загальні вимоги до радіопередавальних пристроїв визначаються в основному їх призначенням та умовами експлуатації.

В подальшому будуть розглядатися РПП, які призначені для ведення радіозв'язку, і за умовами експлуатації можуть бути: переносні, транспортуємі (бортові) та стаціонарні.

До **основних вимог** загального характеру відносяться:

- масогабаритні;
- ергономічні;
- кліматичні та механічні;
- вимоги по надійності.

**Масогабаритні вимоги** особливо жорсткі до переносних і бортових радіопередавальних пристроїв. Якщо сучасні технології забезпечують досить малі масу і габарити електронної частини передавачів, то джерела електроживлення сучасні вимоги не задовольняють.

Габарити антен пов'язані з довжиною радіохвиль, які випромінює передавальний пристрій. Наприклад, при довжині радіохвилі 30 м півхвильовий вібратор має довжину 15 м. Але умови експлуатації, особливо військових радіостанцій, вимагають, щоб маса АФС була мінімальною і вони швидко розгорталися і згорталися.

**Вимоги надійності** є найважливішими, особливо для мобільних радіопередавальних пристроїв.

Їх виконання забезпечується:

- застосуванням сучасної технології і елементної бази;
- механічною міцністю конструкції;
- полегшенням теплового режиму роботи електронної частини.

Вимоги до надійності нині діючих РПП складають  $T_{сер} = 600...800$  годин.

**Кліматичні вимоги.** Для мобільних РПП працездатність повинна зберігатися від  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+50^{\circ}\text{C}$  при відносній вологості до 98 % і зниженні атмосферного тиску до 350 мм ртутного стовпчика.

Незалежність від кліматичних умов досягається герметизацією елементів і вузлів, застосуванням матеріалів з малими температурними коефіцієнтами і засобів термокомпенсації.

**Ергономічні вимоги:**

- мінімальна кількість органів управління та операцій для приведення в дію радіопередавача;
- простота приведення в дію системи контролю;
- мінімальна втома оператора при роботі впродовж тривалого часу.

Ці вимоги задовольняються за рахунок автоматизації процесів управління та контролю, а також розумною зовнішньою конструкцією передавача.

#### 2. Склад та призначення основних елементів радіопередавачів

Радіопередавач (рис. 1) є елементом радіопередавального пристрою. Виходячи з його призначення, в ньому повинні здійснюватися три основних фізичних процеси:

- генерування в.ч. коливань заданого діапазону – несучої радіочастоти;
- управління (модуляція) несучими коливаннями для зміни їх параметрів за законом первинного електричного сигналу;
- підсилення модульованих в.ч. коливань і передача їх в антену.

Узагальнена структурна схема радіопередавача зображена на рис. 2.



Рис. 2

**Збуджувач** забезпечує генерування коливань несучої частоти і їх модуляцію, тобто у ньому формуються всі види сигналів (зокрема імпульсних) на несучій частоті. Імпульсна модуляція здійснюється у вихідному каскаді.

Сигнали на виході збуджувача мають малу потужність. Тому вони підсилюються у тракті підсилення.

Задана потужність сигналу забезпечується в основному у вихідному каскаді тракту підсилення.

**Узгоджувачий пристрій** призначений для утворення умов передачі максимальної потужності коливань від вихідного каскаду до антени. Це обумовлено зміною параметрів антени і вихідного каскаду у діапазоні частот і потребує їх узгодження.

### 3. Основні технічні характеристики радіопередавачів

#### 3.1. Потужність радіопередавача

Це найважливіший параметр передавача, який визначає дальність і надійність радіозв'язку. Потрібна потужність передавача визначається з енергетичного розрахунку лінії радіозв'язку.

Зазвичай під потужністю передавача розуміється найменша у діапазоні частот величина потужності, яка підводиться до фідера антени –  $P_A$ .

У військовому радіозв'язку використовуються передавачі малої потужності ( $P_A$  до 100 Вт), середньої потужності ( $P_A = 100 \text{ Вт} \dots 1000 \text{ Вт}$ ) і великої потужності ( $P_A > 1 \text{ кВт}$ )

#### 3.2. Діапазон робочих частот

Діапазон робочих частот (ДРЧ) – це інтервал радіочастот  $f_{\text{мін}} \dots f_{\text{макс}}$ , в якому передавач забезпечує задану потужність сигналу. ДРЧ характеризується коефіцієнтом перекриття по частоті

$$K_f = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мін}}}$$

Сучасні передавачі систем радіозв'язку, в залежності від призначення і діапазону хвиль, в якому вони працюють, забезпечують:

- у метровому і більш короткохвильових діапазонах  $K_f = 1,1 \dots 2$ ;
- у декаметровому діапазоні  $K_f \geq 10$ .

Перекриття робочого діапазону передавачем може бути плавним і дискретним. В останньому випадку передавач може бути настроєний на деяку множину дискретних частот з кроком дискретності  $\Delta f_d$ .

У декаметровому і метровому діапазонах  $\Delta f_d$  може бути 0,01; 0,1; 1; 2; 5; 10 кГц; у дециметровому –  $\Delta f_d$  може досягати одиниці МГц.

#### 3.3. Стабільність частоти

Стабільність частоти сигналу передавача визначається відхиленням частоти несучого коливання від її номінального значення за деякий інтервал часу

$$\Delta f = |f_n - f_{\text{ном}}|$$

Зазвичай задаються вимоги до відносної нестабільності частоти передавача на максимальній частоті діапазону робочих частот

$$\delta_f = \frac{\Delta f}{f_{\text{макс}}}$$

Розрізняють короткотермінову (за добу) і довготермінову (за півроку) відносну нестабільність. Остання, зазвичай, вказується в технічних характеристиках передавачів.

Високі вимоги до стабільності частоти сучасних радіопередавачів обумовлені завантаженням радіочастотного спектру, а також необхідністю ведення радіозв'язку без пошуку та підстройки. Оскільки ємність радіочастотних діапазонів зростає зі зростанням частоти, то найбільш жорсткі вимоги до стабільності у низькочастотних діапазонах. Так у діапазоні коротких хвиль  $\delta_f = 10^{-6} \dots 10^{-7}$ ; у діапазоні УКХ  $\delta_f = 10^{-5} \dots 10^{-6}$ .

#### 3.4. Коефіцієнт корисної дії

Коефіцієнт корисної дії (ККД) передавача визначається як відношення вихідної потужності  $P_A$  до всієї потужності, яку споживає передавач –  $P_{\text{спож}}$ .

$$\eta = \frac{P_A}{P_{\text{спож}}}$$

ККД зростає зі зростанням потужності радіопередавача і може бути від одиниць до десятків відсотків. Наприклад  $\eta = 20 \dots 30\%$  передавачів середньої потужності і до  $40 \dots 50\%$  – великої потужності.

Найбільш актуальне збільшення ККД передавачів портативних радіостанцій, оскільки ємність і габарити джерел електроживлення обмежені.

#### 3.5. Неосновні випромінювання

На виході радіопередавального пристрою повинні мати місце основні випромінювання – випромінювання в необхідній смузі частот.

Необхідна смуга частот – це мінімальна смуга частот сигналу, яка достатня для передачі повідомлення з потрібною швидкістю і якістю. Але внаслідок недосконалості передавача він є джерелом неосновних випромінювань, спектр яких знаходиться поза межами необхідної смуги частот. Всі неосновні випромінювання умовно поділяють на поза-смугові і побічні.

**Позасмугові** випромінювання це такі, які прилягають до необхідної смуги випромінювань. Вони виникають у процесі модуляції несучої шумами і первинним сигналом.

**Побічні** випромінювання обумовлені нелінійними процесами в передавачі.

Існують норми на неосновні випромінювання радіопередавачів, які приводяться у державних стандартах і відомчих нормалях.

Наприклад, неосновні випромінювання передавачів цивільних відомств повинні бути менші за потужністю основних на 40 дБ і більше.

#### 3.6. Класи сигналів (випромінювань)

Класи сигналів, які використовуються в радіозв'язку залежать, в основному, від призначення радіостанції, діапазону робочих частот і вимог до завадостійкості системи радіозв'язку.

Радіостанції малої потужності зазвичай працюють одним, двома сигналами (телефонними).

Радіостанції середньої і великої потужності забезпечують роботу декількома телеграфними і телефонними сигналами.

У професійному радіозв'язку використовуються наступні види сигналів:

##### **Телеграфні:**

A1A – маніпуляція амплітуди несучої; слуховий прийом;

F1B, F7B – маніпуляція частоті несучої, один – два канали; автоматичний прийом;

G1B, G7B – маніпуляція фази несучої, один – два канали; автоматичний прийом.

##### **Телефонні:**

A3E – амплітудна двохсмугова модуляція;

A3E, R3E, I3E – односмугова модуляція, відповідно, з повною, ослабленою і придушеною несучою;

F3E – частотна модуляція.

Розглянуті визначення та характеристики радіопередавачів широко використовуються у подальшому навчальному матеріалі.

### Питання для власного контролю та повторення

1. Які вимоги загального характеру пред'являються до радіопередавальних пристроїв?
2. Які функції виконує радіопередавач?
3. Чим визначається необхідність використання узгоджуючого пристрою?
4. Що розуміється під потужністю радіопередавача?
5. Що таке необхідна смуга частот радіопередавача?
6. Чим обумовлені побічні випромінювання в радіопередавачі?

## ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ЗБУДЖУВАЧІВ РАДІОПЕРЕДАВАЧІВ

### 1. Загальна структура типового збуджувача формування дискретних радіосигналів

Загальною функцією збуджувача є перетворення первинного сигналу у радіочастотний сигнал. При цьому повинні бути виконані наступні основні вимоги:

- перекриття заданого діапазону робочих частот;
- формування видів сигналів, які обумовлені призначенням передавача;
- забезпечена задана стабільність частоти вихідного сигналу;
- забезпечено розміщення спектра сигналу у заданій смузі частот;
- забезпечений мінімальний рівень позасмугових і побічних випромінювань.

Реалізувати ці вимоги значно легше, якщо спочатку формувати радіочастотний сигнал на фіксованих, досить низьких частотах, а потім перенести його у радіочастотний діапазон за допомогою високостабільних коливань. Ці функції виконуються в сучасних збуджувачах, типова структурна схема яких приведена на рис. 1

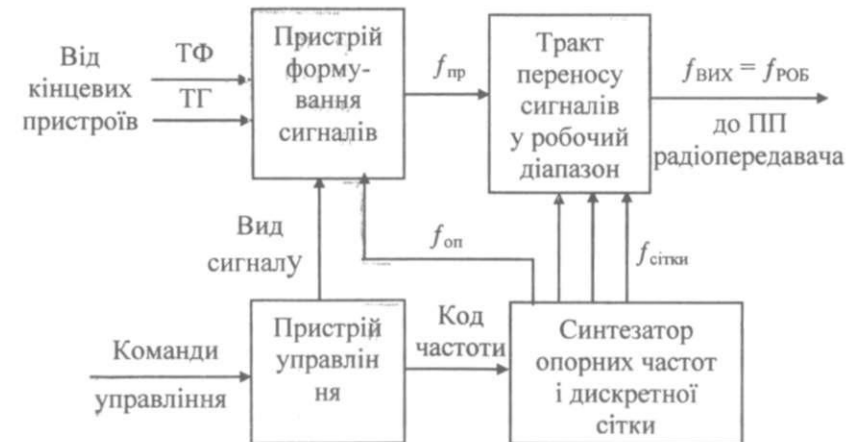


Рис. 1

У пристрої формування сигналів здійснюється перетворення первинних ТФ і ТГ сигналів у радіочастотні сигнали на деякій фіксованій проміжній частоті  $f_{пр}$ . Процес формування зводиться до

модуляції в. ч. коливань первинним сигналом або до лінійного переносу спектра первинного сигналу до частоти  $f_{\text{форм}}$ .

**Примітка:** радіочастотний сигнал відрізняється від первинного наявністю несучого коливання або його залишку і двобічним, відносно несучої, спектром. В деяких сигналах несуча може бути відсутня, але бічні смуги, якщо їх не придушують, завжди будуть присутніми.

Частота  $f_{\text{пр}}$  утворюється з високостабільної частоти синтезатора  $f_{\text{оп}}$ , а її значення обирається з міркувань ефективної розфільтровки основних і неосновних випромінювань.

У **тракті переносу** сигналів в робочий діапазон здійснюються послідовні частотні перетворення радіочастотного сигналу. У найпростішому випадку вихідне коливання збуджувача утворюється як  $f_{\text{вих.}} = f_{\text{сітки}} + f_{\text{пр}}$  або  $f_{\text{вих.}} = f_{\text{сітки}} - f_{\text{пр}}$ , але з метою зменшення кількості побічних коливань перенос сигналів спочатку здійснюється з однієї фіксованої частоти на другу, а потім – у діапазон дискретних частот вихідних коливань збуджувача. Крім цього, вихідні коливання підсилюються для нормального збудження підсилювача потужності передавача.

У **синтезаторі** утворюються коливання високостабільних опорних частот, а також сітка дискретних частот в заданому робочому діапазоні з заданим кроком дискретності.

У **пристрої управління** формуються коди команд управління, які забезпечують функціонування та контроль працездатності елементів збуджувача.

## ФОРМУВАННЯ ДИСКРЕТНИХ РАДІОСИГНАЛІВ

### 1. Формування частотно-маніпульованих сигналів

Нагадаємо, що радіосигнали з частотною маніпуляцією широко використовуються для телеграфного літеродрукуючого і факсимільного зв'язку у декаметровому діапазоні хвиль. Використовуються два види сигналів:

- сигнали одноканальної частотної телеграфії – ЧТ, клас випромінювань F1B;
- сигнали двоканальної частотної телеграфії – ДЧТ, клас випромінювань F7B.

При одноканальній роботі символи первинного сигналу “0” і “1” передаються коливаннями двох частот  $f_{\text{Б}}$  і  $f_{\text{В}}$  ( $f_{\text{В}} > f_{\text{Б}}$ ). Різниця

$\Delta f_{\text{ЗС}} = f_{\text{В}} - f_{\text{Б}}$  називається частотним зсувом, а частоти  $f_{\text{В}}$ ,  $f_{\text{Б}}$  – частотами маніпуляції.

При двоканальній роботі кожному сполученню символів в обох каналах відповідає випромінювання однієї частоти.

|                   |                |                |                |                |
|-------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| I канал           | 0              | 0              | 1              | 1              |
| II канал          | 0              | 1              | 0              | 1              |
| $f_{\text{ман.}}$ | $f_{\text{А}}$ | $f_{\text{Б}}$ | $f_{\text{В}}$ | $f_{\text{Г}}$ |

При цьому  $f_{\text{Г}} > f_{\text{В}} > f_{\text{Б}} > f_{\text{А}}$ , а  $\Delta f_{\text{ЗС}} = f_{\text{Г}} - f_{\text{В}} = f_{\text{В}} - f_{\text{Б}} = f_{\text{Б}} - f_{\text{А}}$   
Частоту, що дорівнює

$$\frac{f_{\text{Б}} + f_{\text{В}}}{2} = f_{\text{Н}}$$

називають номінальною або несучою частотою.

При формуванні сигналів частотної телеграфії пред'являються наступні вимоги:

- висока стабільність несучої частоти  $f_{\text{Н}}$ ;
- висока стабільність  $\Delta f_{\text{ЗС}}$  (частот маніпуляції);
- можливо вузький спектр сигналу.

Можливі два принципово різні способи формування сигналів з частотною маніпуляцією:

- частотна маніпуляція без розриву фази;
- частотна маніпуляція з розривом фази.

Розглянемо ці способи з урахуванням пред'явлених вимог.

#### 1.1. Частотна маніпуляція без розриву фази

Маніпуляцію, тобто перехід від однієї частоти до другої без розриву фази в.ч. коливання, можливо розглядати як частотну модуляцію несучої сигналами прямокутної форми (рис. 2).

Структура і ширина спектру сигналу при цьому визначається індексом частотної модуляції

$$m_{\text{ЧТ}} = \frac{\Delta f_{\text{дев}}}{F_{\text{М}}} = \frac{\Delta f_{\text{ЗС}}}{2F_{\text{М}}} = \frac{\Delta f_{\text{ЗС}}}{B}$$

і відомою формулою Манаєва

$$\Delta F_{с\ чТ} = 2 F_M (1 + m_{чТ} + \sqrt{m_{чТ}}).$$

Ефективна ширина спектра сигналу без розриву фази менша за сигнал з розривом фази.

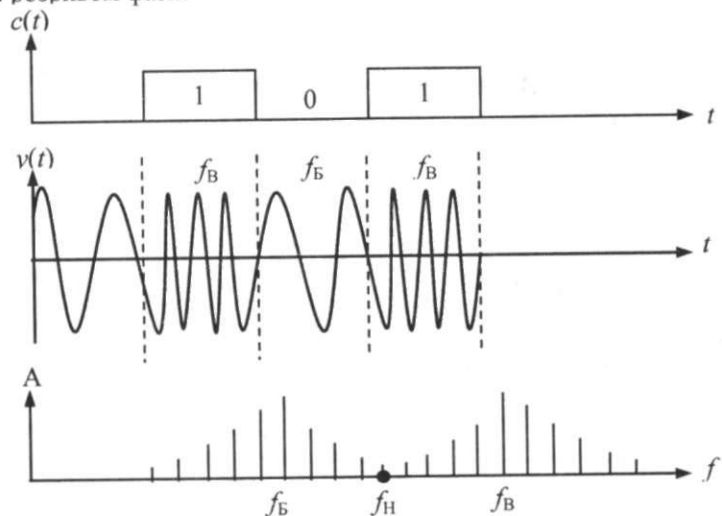


Рис. 2

Найпростіша технічна реалізація способу – дискретна зміна ємності коливального контуру автогенератора шляхом підключення додаткового конденсатора з допомогою маніпулятора (рис. 3).

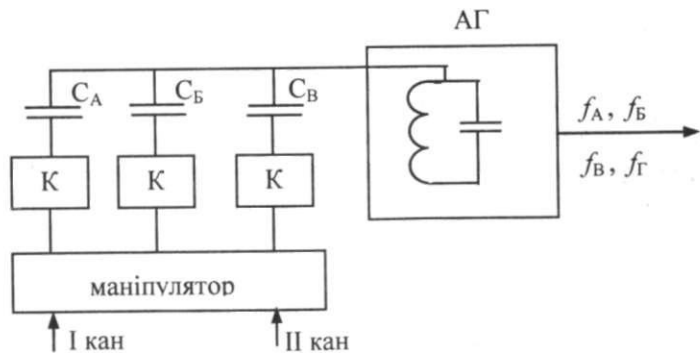


Рис. 3

Маніпулятор – це вирішуюча схема, яка вмикає той чи інший ключ (к) відповідно комбінації імпульсів первинного сигналу в телеграфних каналах.

Недоліком способу є неможливість отримання високої стабільності частоти сигналу, тому що зміна частоти автогенератора з метою маніпуляції дестабілізує і частоту коливаний генератора.

Практичне застосування знайшли схеми частотно-маніпульованих кварцових автогенераторів. Але разом з деяким підвищенням стабільності частот маніпуляції виникли інші труднощі. Справа в тому, що для кварцового резонатора характерний малий коефіцієнт включення зовнішніх елементів в схему резонатора, тому що  $C_{КВ} \ll C_0$  ( $C_0$  – ємність кварцоутримувача рис. 4).

$$P = \frac{C_{КВ}}{C_{КВ} + C_0} \approx \frac{C_{КВ}}{C_0} \ll 1$$

$$C_{ЕКВ} = \frac{C_{КВ}(C_0 + C_{ЗС})}{C_{КВ} + (C_0 + C_{ЗС})} \approx C_{КВ}$$

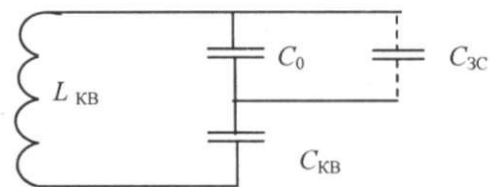


Рис. 4

Таким чином, підключення конденсатора зсуву  $C_{ЗС}$  мало змінює еквівалентну ємність кварцового резонатора і частоту його власних коливаний. Практично, в кварцових автогенераторах вдається отримати відносну зміну частоти порядку  $\frac{\Delta f_{ЗС}}{f_0} = 10^{-3}$ ;  $\Delta f_{ЗС} = f_0 \cdot 10^{-3}$ , тобто

великі частотні зсуви можуть бути отримані лише на високих частотах. Наприклад, для отримання  $\Delta f_{ЗС} = 1000$  Гц генератор, що маніпулюється, повинен мати частоту коливаний не менше 1 МГц. При цьому нестабільність частотного зсуву досягає десятків Гц.

## 1.2. Частотна маніпуляція з розривом фази

В сучасних збуджувачах використовуються способи формування частот маніпуляції методом синтезу на основі частоти прецизійного кварцового генератора. Маніпуляція синтезованими частотами завжди пов'язана з розривом фази коливаний і розширенням спектра сигналу. Однак, якщо формувати сигнал на достатньо високій частоті, а потім її поділити, то можна зменшити розрив фази до одиниць градусів. При

цьому зберігається стабільність частот маніпуляції яка визначається стабільністю опорного генератора.

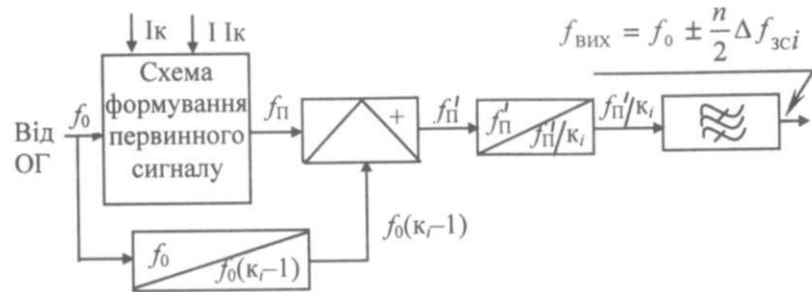


Рис. 5

На рис. 5 зображена схема синтезу сигналів ЧТ і ДЧТ за розглянутим способом формування.

Спочатку з допомогою прямих операцій синтезу формується так званий первинний ЧТ – ДЧТ сигнал виду

$$f_{\text{П}} = f_0 \pm \frac{n}{2} \Delta F_{\text{ПЗС}}, \quad (1)$$

де  $f_0$  – номінальна частота сигналу;  
 $\Delta F_{\text{ПЗС}}$  – первинний частотний зсув;

$n = \begin{cases} 1 & \text{для сигналів ЧТ} \\ 3 & \text{для сигналів ДЧТ.} \end{cases}$

Частотний зсув в первинному сигналі обирається кратним робочим частотним зсувом  $\Delta f_{\text{ЗС}i}$

$$\Delta F_{\text{ПЗС}} = K_i \Delta f_{\text{ЗС}i}. \quad (2)$$

В змішувачі сигнал  $f_{\text{П}}$  переноситься на частоту  $K_i f_0$ , тобто

$$f_{\text{П}}' = K_i f_0 \pm \frac{n}{2} \Delta F_{\text{ПЗС}}. \quad (3)$$

Після подільника на виході смугового фільтру буде вихідний сигнал з робочим частотним зсувом

$$f_{\text{Вих}} = f_0 \pm \frac{n}{2} \frac{\Delta F_{\text{ПЗС}}}{K_i} = f_0 \pm \frac{n}{2} \Delta f_{\text{ЗС}i}. \quad (4)$$

Розглянутий варіант схеми формування сигналів частотної телеграфії відноситься до схем з аналоговим перетворенням сигналу.

Застосування цифрової елементної бази дозволяє досить легко виконувати всі операції синтезу частот.

Синтез сигналів ЧТ – ДЧТ зводиться до формування частот виду

$$f = f_0 \pm \frac{n}{2} \Delta f_{\text{ЗС}i} = f_0 \pm \begin{cases} \frac{\Delta f_{\text{ЗС}i}}{2} \\ \frac{3}{2} \Delta f_{\text{ЗС}i} \end{cases}. \quad (5)$$

Це може бути виконано наступним чином (рис. 6).



Рис. 6

Коливання опорної частоти  $f_{\text{оп}}$  перетворюється в імпульсні послідовності  $f_1$  та  $f_1'$ , яка затримана відносно  $f_1$ . Шляхом ділення частоти  $f_1$  формуються дві імпульсні послідовності з частотами  $m \Delta f_{\text{ЗС}i}$  і  $3m \Delta f_{\text{ЗС}i}$  ( $m$  – постійне число). Різні частотні зсуви  $\Delta f_{\text{ЗС}i}$  отримуються зміною коефіцієнта ділення.


В первинному маніпуляторі здійснюється маніпуляція цими частотами за допомогою первинних сигналів за наступним правилом.

| I к | II к | $f_m$                      |
|-----|------|----------------------------|
| 0   | 0    | $3m \Delta f_{\text{ЗС}i}$ |
| 0   | 1    | $m \Delta f_{\text{ЗС}i}$  |
| 1   | 0    | $m \Delta f_{\text{ЗС}i}$  |
| 1   | 1    | $3m \Delta f_{\text{ЗС}i}$ |

Частоти  $f_m, f_1, f_1'$  використовуються для формування первинного частотно-маніпульованого сигналу в схемі додавання – віднімання. Крім цих частот на схему Д.В. подаються імпульси телеграфного сигналу першого каналу, під



дією якого, на виході формуються сигнали первинного частотно-маніпульованого сигналу за правилом.

$$f_{\Pi} \begin{cases} 0 \rightarrow f_1 - 3m \Delta f_{3C} i & (f_A) \\ 0 \rightarrow f_1 - m \Delta f_{3C} i & (f_B) \\ 1 \rightarrow f_1 + m \Delta f_{3C} i & (f_V) \\ 1 \rightarrow f_1 + 3m \Delta f_{3C} i & (f_T) \end{cases}$$


Операція додавання – віднімання не є операцією отримання сумарної або різносної частоти в звичайних перетворювачах.

Принцип роботи схеми додавання – віднімання заключається в наступному. На схему подаються дві імпульсні послідовності частоти  $f_1$ , які зсунуті в часі відносно одна до одної одночасно на схему подаються імпульси частоти  $m \Delta f_{3C} i$  або  $3m \Delta f_{3C} i$ . Якщо на інформаційний вхід схеми діє символ 0, то в час приходу імпульсу частоти  $m \Delta f_{3C} i$  ( $3m \Delta f_{3C} i$ ) внаслідок взаємодії останнього з черговим імпульсом однієї з послідовностей  $f_1$  стирається поточний імпульс другої послідовності  $f_1$ , яка використовується як вихідна.

Якщо на інформаційний вхід діє символ 1, то в час приходу імпульсу частоти  $m \Delta f_{3C} i$  ( $3m \Delta f_{3C} i$ ) відбувається перезапис імпульсу з першої послідовності  $f_1$  до другої – вихідної.

Таким чином, кількість імпульсів, які надійшли до виходу схеми за час подовженості елемента сигналу  $T$ , буде визначатися різницею частот  $f_1 - m \Delta f_{3C} i$  або  $f_1 - 3m \Delta f_{3C} i$  при дії символу 0 і сумою  $f_1 + m \Delta f_{3C} i$  або  $f_1 + 3m \Delta f_{3C} i$  при дії символу 1.

Після ділення послідовності  $f_{\Pi}$  в  $2m$  разів будуть отримані робочі частоти маніпуляції відповідно виразу (5). Фільтр нижніх частот на виході схеми перетворює імпульсні послідовності в синусоїдні коливання.

## 2. Формування фазоманіпульованих сигналів

Радіосигнали з фазовою маніпуляцією несучого коливання є вузькосмуговими завадостійкими сигналами. Інформаційним параметром такого сигналу є поточна фаза в.ч. коливання, яка змінюється стрибком за законом первинного сигналу. Спектр сигналу подібний спектру частотно-маніпульованого сигналу з розривом фази, або амплітудно-маніпульованого сигналу. Але при стрибку фази на  $180^\circ$  в

ньому відсутня несуча частота. Практичне застосування знайшли сигнали з відносною фазовою маніпуляцією (ВФМ), в яких інформація про стрибок фази міститься в різниці фаз поточної і попередньої телеграфних посилок. В бінарній системі ВФМ різниця фаз коливань поточного і попереднього елементів сигналу приймають значення "0" і "180°". Алгоритм зміни фази можливо записати у вигляді різниці фаз попередньої ( $n-1$ ) і наступної ( $n$ -й) посилок

$$\Delta \varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1} = n_i \pi, \quad (6)$$

де

$$n_i = \begin{cases} 1 - \text{при передачі кожної "1"} \\ 0 - \text{при передачі кожного "0"} \end{cases}$$

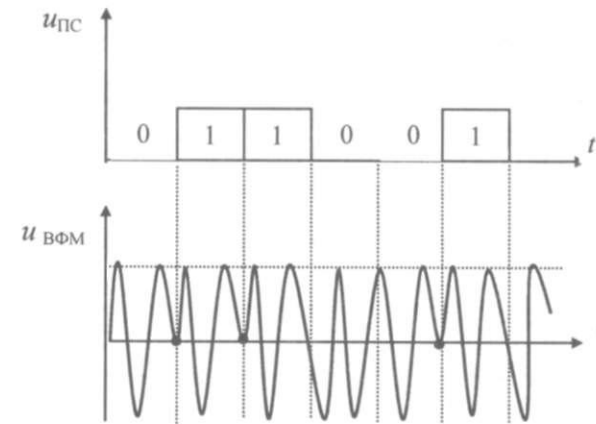


Рис. 7

З алгоритму (6) і рисунку 7 видно, що закон зміни фази ОФМ сигналу не відповідає закону зміни первинного телеграфного сигналу (фаза змінюється при передачі одиниць і не змінюється при переході від "1" до "0"). Тому для отримання алгоритму (6) первинний сигнал перекодується в сигнали  $Q_1$  і  $Q_2$  (рис. 8, 9). Перекодованим сигналом здійснюється маніпуляція несучого коливання по фазі.

Фільтри нижніх частот, які включені в ланцюги перекодованого сигналу  $Q_1$  і  $Q_2$ , округлюють форму імпульсів, за рахунок чого усувається розширення спектра маніпульованого сигналу.

На рис. 9 зображено процес формування ВФМ сигналу за правилом: фаза в.ч. коливання змінюється на  $180^\circ$  при кожному

переході на "0" (на рисунку показані лише перші напівперіоди в.ч. коливань).

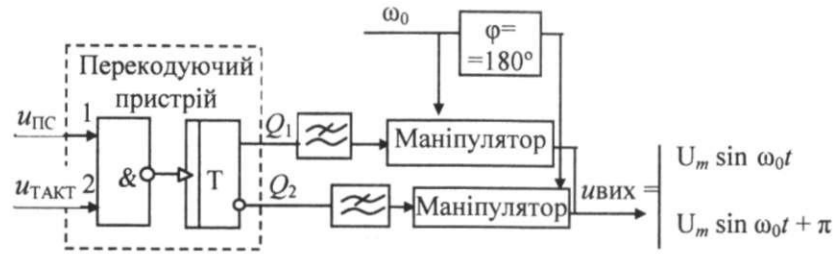


Рис. 8

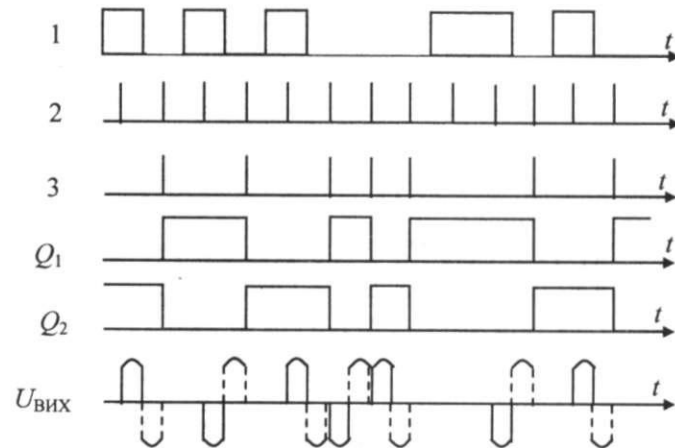


Рис. 9

### 3. Формування амплітудно-маніпульованих коливань

Радіосигнали з амплітудною маніпуляцією (вид випромінювання АЗА) використовуються в радіозв'язку для передачі повідомлень кодом "Морзе". Передача здійснюється телеграфним ключем або автоматичним датчиком коду "Морзе" зі швидкістю 20 – 25 Бод. При такій швидкості сигнал АЗА є самим вузькосмуговим.

Сигнал АЗА – сигнал з пасивною паузою. Тому його формування здійснюється шляхом запирання передавача при передачі "0" і

відпирання при передачі "1". Це робиться, як правило, в збуджувачі у ланцюгах формування незатухаючих коливань. З метою звуження спектра сигналу імпульси маніпуляції округлюються, наприклад, за допомогою ФНЧ (рис. 10).

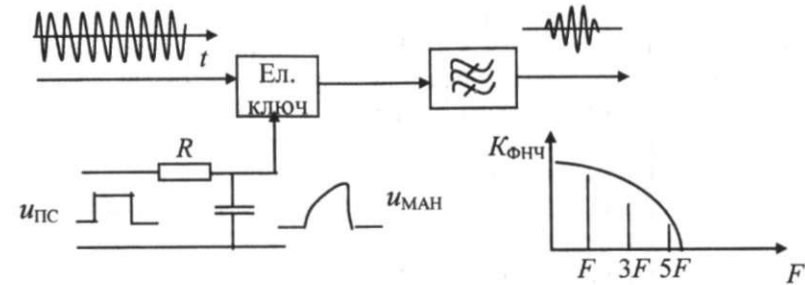


Рис. 10

### Питання для власного контролю та повторення

1. Які основні вимоги пред'являються до збуджувачів радіопередавачів?
2. Як реалізується формування сигналів ЧТ без розриву фази?
3. Чому при маніпуляції кварцового автогенератора потрібна висока частота його коливань?
4. Недоліки способу формування ЧТ сигналів без розриву фази?
5. Як усувається розрив фази при синтезованому способі формування ЧТ сигналів?
6. Чому в радіозв'язку застосовуються сигнали не з фазовою а відносно-фазовою маніпуляцією?
7. Для чого округлюються імпульси первинного телеграфного сигналу?

## ФОРМУВАННЯ БЕЗПЕРЕРВНИХ РАДІОСИГНАЛІВ

### 1. Формування сигналів з односмуговою модуляцією

Односмугові радіосигнали (клас випромінювань НЗЕ, RЗЕ, ІЗЕ) широко використовуються у КХ діапазоні. Їх перевагами є відносно вузька смуга частот, яку займає сигнал, а також більш ефективне використання потужності радіопередавача.

При односмуговій модуляції здійснюється лінійний перенос спектра первинного сигналу на більш високу частоту – частоту формування сигналів в збуджувачі радіопередавача. Цей перенос досягається методом частотного перетворення. Тому сформований радіосигнал може мати як прямий, так і зворотній (інвертований) спектр (рис. 1).

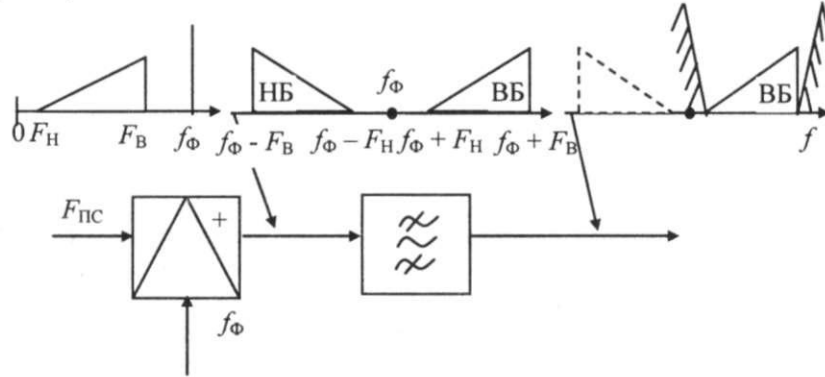


Рис. 1

За структурою односмугові сигнали (ОСС) подібні структурі сигналу з амплітудною модуляцією і відрізняються лише рівнем несучого коливання (Н – 70%; R – 20%; І – 3%). Тому неінвертований сигнал називають сигналом на верхній бічній смузі, а інвертований – на нижній бічній смузі.

З декількох способів формування односмугових сигналів найбільш широко використовується фільтровий спосіб. Він реалізується шляхом виділення з допомогою фільтра однієї з бічних смуг амплітудно-модульованого сигналу.

В якості модулятора в тракці формування ОСС використовується балансний модулятор (балансний змішувач), в якому первинний сигнал

$F_{Пс}$  переноситься на частоту формування  $f_\phi$ . На виході модулятора присутні лише бічні смуги сформованого сигналу, одна з яких виділяється смуговим фільтром.

До тракту формування ОСС пред'являються дві найважливіші вимоги:

1. Висока міра придушення коливання частоти формування і бічної смуги, яка не використовується.

2. Висока стабільність частоти формування.

Розглянемо шляхи виконання першої вимоги. Трудність придушення бічної смуги, яка не використовується, складається в тому, що смуга фільтрації бічних смуг вельми вузька. При стандартному телефонному сигналі, в якому  $F_H = F_{МІН} = 300$  Гц і  $F_B = F_{МАКС} = 3400$  Гц в сформованому ОСС смуга фільтрації  $\Delta F_\phi$  складає лише 600 Гц (рис. 2).

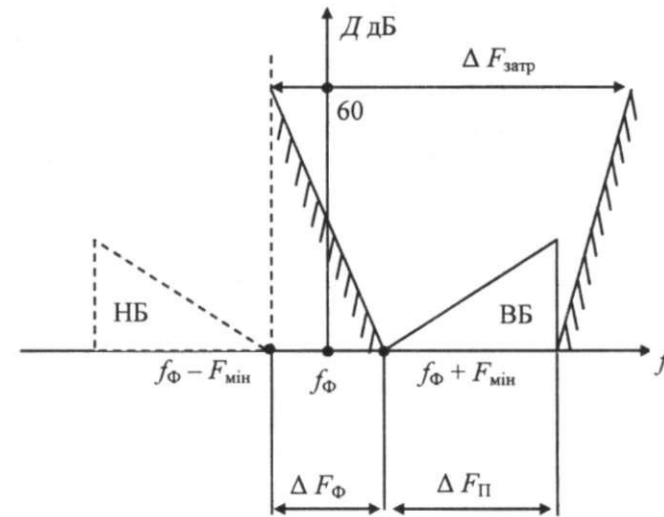


Рис. 2

Сучасні вимоги до ослаблення в смузі затримки складають не менше 60 дБ. Тому стрімкість спаду характеристики фільтра повинна бути

$$S = \frac{D(\text{дБ})}{\Delta F_\phi(\text{Гц})} \geq \frac{60}{600} = 0,1 \text{ дБ/Гц}$$

Такі вимоги можуть задовольняти порівняльно низькочастотні кварцові, або електромеханічні фільтри. Тому частота формування ОСС береться не дуже високою (порядку 100 кГц). Якщо однократне формування ОСС не задовольняє вимоги по ослабленню другої бічної смуги, то застосовується багатократний перенос сформованого сигналу на більш високі частоти. При цьому збільшується смуга фільтрації і вимоги до фільтрів бічної смуги полегшуються.

**Вимога до стабільності частоти** формування впливає в зв'язку з методом прийому ОСС. В приймачі демодуляція ОСС здійснюється методом зворотного лінійного переносу сигналу з допомогою відтвореної несучої частоти. При цьому нестабільність частот несучої передавача і відтвореної несучої може викликати таке розходження їх частот, при якому виникнуть недопустимі спотворення сигналу на виході приймача. Це явище називають **асинхронізмом**. Експериментально встановлено, що величина асинхронізму в радіолінії при передачі ОСС не повинна перевищувати:

- при передачі телефонних повідомлень з високою якістю відтворення  $\Delta f_{Ac} = (30...50)$  Гц;
- при задовільній розбірливості мови  $\Delta f_{Ac} = (100...250)$  Гц;
- в односмугових каналах, в яких утворюються декілька телеграфних каналів  $\Delta f_{Ac} = 6...12$  Гц.

Оскільки  $\Delta f_{Ac}$  залежить від нестабільності сигналу передавача і відтвореної несучої в приймачі, то можливо визначити вимоги до нестабільності частоти передавача припускаючи що

$$\Delta f_{Пер} = \Delta f_{Пр}; \quad \Delta f_{Ac} = \Delta f_{Пер} + \Delta f_{Пр} = 2 \Delta f_{Пер}.$$

Тоді  $\Delta f_{Пер} = \Delta f_{Ac} / 2$ .

**Приклад:**

Радіопередавач КХ діапазону  $f_{МІН} = 1,5$  мГц і  $f_{МАКС} = 30$  мГц,  $\Delta f_{Ac} = (6...12)$  Гц;  $\Delta f_{Пер} = (3...6)$  Гц.

Відносна стабільність

$$\delta_{Пер} = \frac{\Delta f_{Пер}}{f_{макс}} = \frac{3...6}{30 \cdot 10^6} = (1...2) \cdot 10^{-7}.$$

Таку нестабільність повинна мати і частота формування ОСС  $f_{\phi}$  тому, що при подальшому переносі ОСС у діапазон робочих частот її нестабільність не змінюється.

З метою підвищення ефективності використання потужності радіопередавача сформований ОСС обмежують по амплітуді – знижують його пікфактор. Пікфактор – це відношення максимального (пікового) значення напруги сигналу до його ефективного значення

$$\Pi = \frac{u_{ОСС макс}}{u_{ОСС еф}}.$$

Пікфактор мовного сигналу лежить в межах 3,3...4,2, тому при відсутності його обмеження середня потужність передавача буде в 11...18 разів нижче пікової.

Експериментально встановлено, що обмеження ОСС на глибину 12...15 дБ суттєво не впливає на розбірливість повідомлення. Амплітудне обмеження ОСС називають кліпіруванням. Структурна схема тракту формування ОСС з кліпіруванням приведена на рис. 3.

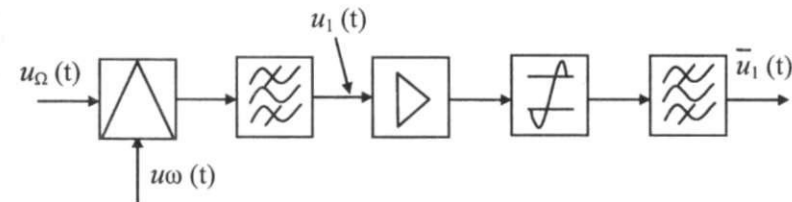


Рис. 3

В збуджувачах радіопередавачів, як правило, передбачається формування ОСС як верхньої, так і нижньої бічних смуг. Крім того, для роботи з різними рівнями несучої (пілот – сигналом) до сформованого ОСС додаються коливання несучої частоти. Структурна схема тракту формування ОСС з додаванням несучої і переносом сигналу в робочий діапазон зображена на рис. 4.

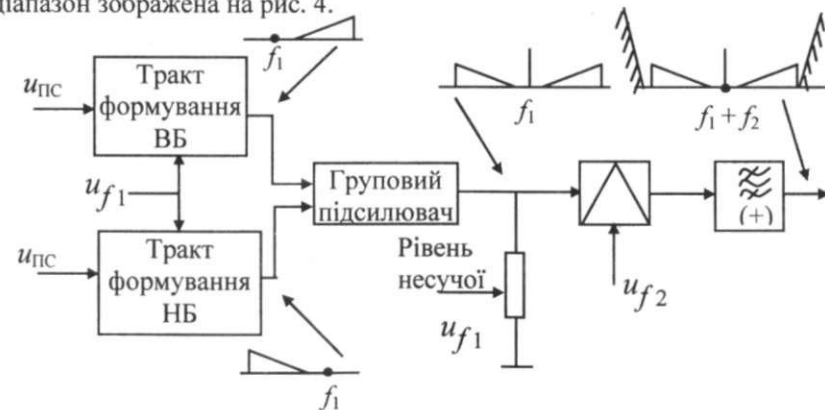


Рис. 4

## 2. Формування сигналів з частотною модуляцією

### 2.1. Вимоги до модуляторів ЧМ сигналів

Сигнали з частотною модуляцією (клас випромінювань F3E) широко використовуються у діапазоні УКХ. Їх перевагою є постійність амплітуди в.ч. коливань, що дозволяє ефективно використовувати потужність передавача. Крім цього, можливість використання амплітудного обмеження сигналу в радіоприймачі дозволяє отримати вигоду в завадостійкості прийому.

В ЧМ сигналі за законом модулюючої напруги змінюється миттєва частота несучих коливань. Так при модуляції гармонічною напругою  $v(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t$  коливання з частотою  $\omega_0$  миттєве значення напруги модульованого коливання буде

$$U(t)_{\text{ЧМ}} = U_0 \cos(\omega_0 t + k \frac{U_{\Omega}}{\Omega} \sin \Omega t),$$

де  $k U_{\Omega} = \Delta \omega_m$  – амплітуда девіації частоти;

$$\frac{\Delta \omega_m}{\Omega} = m_{\text{ЧМ}} \text{ – індекс частотної модуляції.}$$

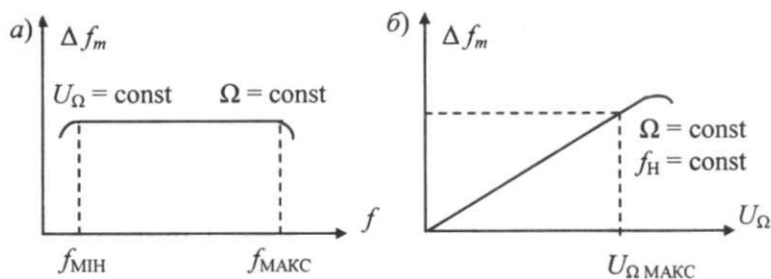


Рис. 5

При формуванні ЧМ сигналів до модуляторів пред'являються наступні основні вимоги:

1. Висока стабільність середньої (несучої) частоти модульованих коливань.

2. Постійність девіації частоти при роботі передавача у діапазоні частот (рис. 5, а).

3. Лінійність модуляційної характеристики (рис. 5, б).

4. Відсутність паразитної амплітудної модуляції.

Крім розглянутих вимог в модуляторах ЧМ сигналів повинен бути передбачений підйом характеристики залежності девіації частоти від частоти модулюючого сигналу (рис. 6).

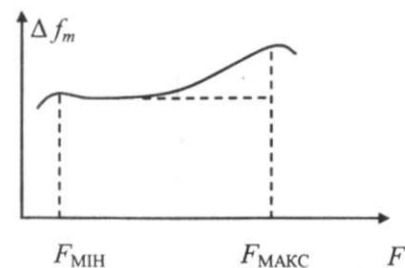


Рис. 6

Це пояснюється тим, що інтенсивність складових спектра мовного сигналу зменшується з ростом частоти, тобто зменшується індекс частотної модуляції  $m_{\text{ЧМ}} = \frac{k U_{\Omega}}{\Omega}$ . Це призводить до зменшення завадостійкості прийому.

Штучне збільшення девіації на верхніх частотах мовного сигналу називають передспотворенням.

### 2.2. Способи формування ЧМ сигналів

Існують декілька способів здійснення частотної модуляції. Практичне застосування знайшли:

- прямі способи – зміною частоти коливань автогенератора;
- непрямі способи – зміною фази коливань частоти формування сигналу.

В подальшому будуть розглянуті лише прямі способи.

Найбільше застосування знайшов спосіб модуляції коливань автогенератора шляхом зміни частоти його коливального контуру з допомогою варікапа, який управляється модулюючим сигналом.

Варікап являє собою ємність запертого  $p-n$  переходу, яка включається безпосередньо в контур автогенератора. Початкова ємність варікапу  $C_{B0}$  визначається напругою зсуву, якою обирається робоча точка на вольтфарадній характеристиці (рис. 7).

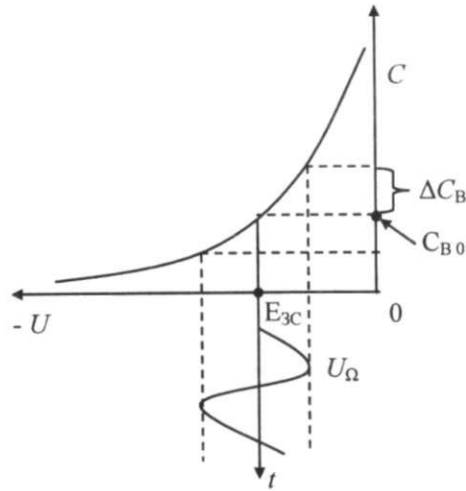


Рис. 7

Ця ємність входить в еквівалентну ємність контуру  $C_K$ . Під дією модулюючої напруги  $U_\Omega$  ємність варікапу змінюється на  $\pm \Delta C_B$ . Якщо автогенератор працює на одній частоті і його коливальний контур настроєний на частоту

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}},$$

то можливо довести, що при модуляції в контур вноситься змінна ємність  $\Delta C = p^2 \Delta C_B$ , яка викликає девіацію частоти

$$|\Delta \omega_m| = \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_K} = \frac{1}{2} p^2 \frac{\Delta C_B}{C_K}. \quad (1)$$

У виразі (1) величина  $p$  – є коефіцієнтом включення (зв'язку) варікапа в коливальний контур.

Згідно виразу (1) величина девіації частоти  $\Delta \omega_m$  залежить від співвідношення  $\frac{\Delta C_B}{C_K}$ . При роботі в діапазоні частот і перестройці

контура автогенератора ємністю величина  $C_K$  буде змінюватися, буде змінюватися і  $\Delta \omega_m$ .

Характер зміни  $\Delta \omega$  від частоти настройки контура буде різним в залежності від способу включення варікапа (рис. 8).

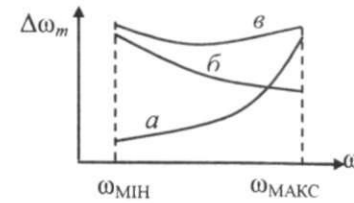


Рис. 8

При паралельному підключенні варікапа до контура автогенератора (рис. 8, а) зі збільшенням робочої частоти девіація зростає; при послідовному включенні в контур (рис. 8, б)  $\Delta \omega_m$  зменшується. Для вирівнювання величини  $\Delta \omega_m$  у діапазоні частот (рис. 8, в) застосовується комбіноване включення варікапів (рис. 9). При цьому можливо досягти відхилення девіації частоти, яке не перебільшує 10% при коефіцієнті перекриття діапазону

$$\frac{\omega_{\text{макс}}}{\omega_{\text{мін}}} = 2.$$

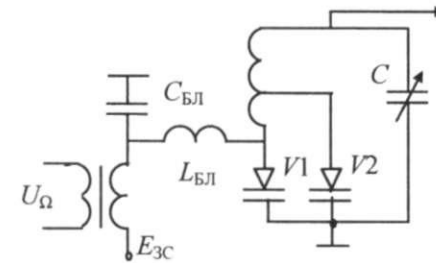


Рис. 9

Частотна модуляція генератора, який працює безпосередньо на робочій частоті збуджувача, завжди пов'язана з погіршенням стабільності частоти передавача. Це пояснюється тим, що внаслідок нелінійності вольфарадної характеристики варікапу під дією модулюючої напруги буде змінюватись величина  $C_{B0}$ . Для зменшення впливу цього фактора застосовують частотну модуляцію в кварцовому автогенераторі, як це робиться при формуванні сигналів ЧТ. Але це не є кардинальним вирішенням проблеми. Тому при високих вимогах до стабільності частоти вихідних коливань збуджувача генератор, що модулюється, і генератор вихідних коливань збуджувача різні. Причому генератор вихідних коливань стабілізується з допомогою системи ФАПЧ по стабільному опорному коливанию. В якості прикладу розглянемо структурну схему збуджувача метрового діапазону хвиль, яка приведена на рис. 10.

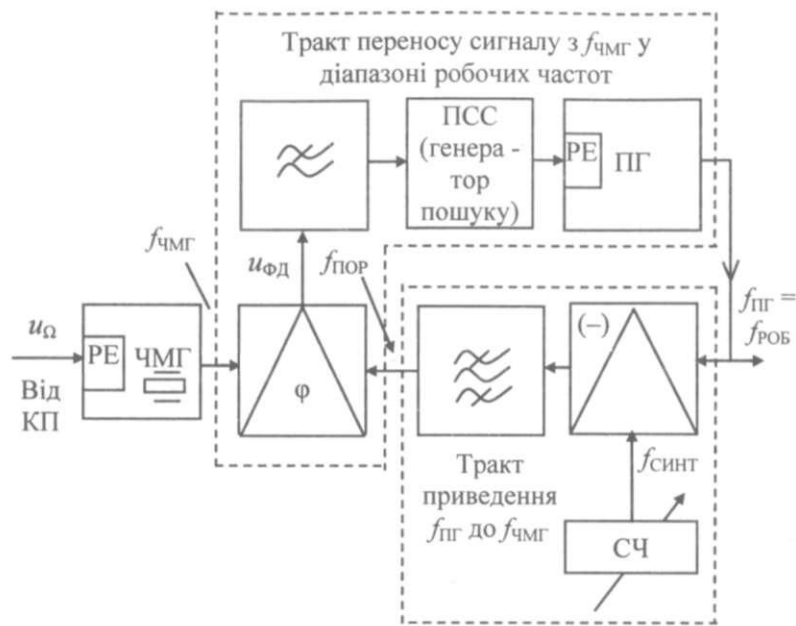


Рис. 10

Частотно-модульований сигнал формується шляхом модуляції частоти кварцового автогенератора (ЧМГ), який одночасно є опорним генератором в системі ФАПЧ генератора вихідних коливань збуджувача. Діапазон робочих частот визначається діапазоном сітки частот синтезатора, а крок дискретності  $f_{РОб}$  – кроком дискретності  $f_{Синт}$ .

Джерелом вихідних коливань збуджувача є генератор, що перестроюється (ПГ). Його частота синхронізується коливаннями сітки частот від синтезатора. Для цього частота  $f_{ПГ}$  в тракті приведення перетворюється в частоту  $f_{ПОР}$ , яка є частотою порівняння у фазовому детекторі з частотою  $f_{ЧМГ}$

$$f_{ЧМГ} = f_{ПГ} - f_{Синт} = f_{ПОР}$$

або

$$f_{ЧМГ} = f_{Синт} - f_{ПГ} = f_{ПОР}$$

(2)

Якщо  $f_{ПОР} \neq f_{ЧМГ}$  на виході Ф.Д. буде напруга, яка пропорційна різниці фаз коливань і ПГ перестроюється доки не будуть виконуватись рівняння (2).

З рівняння (2) випливає

$$f_{ПГ} = f_{РОб} = f_{Синт} + f_{ЧМГ}$$

або

$$f_{ПГ} = f_{РОб} = f_{Синт} - f_{ЧМГ}$$

(3)

тобто нестабільність  $f_{РОб}$  у режимі синхронізації визначається як нестабільністю коливань синтезатора  $f_{Синт}$  так і ЧМГ –  $f_{ЧМГ}$ . Тому коливання як того так і другого стабілізовані кварцовими резонаторами.

Сітка частот  $f_{РОб}$  повністю визначається сіткою частот синтезатора, тобто діапазон робочих частот визначається діапазоном сітки частот синтезатора, а крок дискретності  $f_{РОб}$  – кроком дискретності  $f_{Синт}$ .

Генератор пошуку необхідний для швидкої перестройки ПГ коли  $f_{ПОР}$  знаходиться поза смугою захвату кільця ФАПЧ. При захваті  $f_{ПОР}$  генератор переводиться в режим підсилювача сталого струму (ПСС).

При наявності модулюючого коливання  $u_{\Omega}$  частота  $f_{ЧМГ}$  буде змінюватися, буде змінюватися і амплітуда напруги на виході Ф.Д. –  $u_{ФД}$ , що в свою чергу, приведе до частотної модуляції ПГ. Смуга пропускання фільтра нижчих частот будувється таким чином, щоб система ФАПЧ не відстежувала зміну частоти  $f_{РОб}$  за рахунок модуляції.

### Питання для власного контролю та повторення

1. В чому є сутність формування ОСС фільтровим способом, які труднощі мають місце при цьому?
2. Що таке асинхронізм і чим він обумовлений в лініях радіозв'язку?
3. Чому кліпірування ОСС одно смугового сигналу здійснюють після його формування?
4. Як формуються сигнали АЗЕ в тракті формування ОСС?
5. Навіщо в модуляторі ЧМ сигналу здійснюється передспотворення?
6. Навіщо в схемі рис. 9 використовується два варікапа?
7. Який загальний недолік формування ЧМ сигналів прямим способом?

## СПОСОБИ ФОРМУВАННЯ ДІАПАЗОНУ РОБОЧИХ ЧАСТОТ

### 1. Перенесення радіосигналів у діапазон робочих частот

Перенесення радіосигналів, сформованих на одній відносно низькій частоті, в робочий діапазон збуджувача здійснюється шляхом послідовних частотних перетворень. При цьому в якості опорних коливань використовуються високостабільні коливання, які синтезуються з частоти прецизійного кварцового генератора.

Основними вимогами при частотному перенесенні сигналу є:

- лінійність перенесення, тобто збереження структури сигналу;
- відсутність побічних продуктів частотних перетворень.

В якості частотного перетворювача використовується змішувач і фільтр, який виділяє від'ємну або сумарну складову перетвореного сигналу (рис. 1).

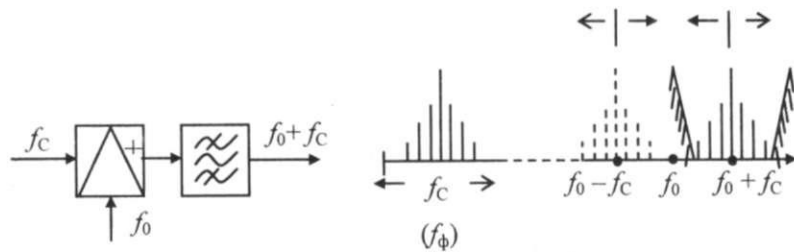


Рис. 1

При цьому виникає проблема ефективного придушення бічних коливань, які не використовуються.

Чим більше частота  $f_0$  відносно  $f_c$  тим більш жорсткі вимоги до характеристики вибірконості фільтра і труднощі його реалізації.

Ця проблема ще більше загострюється якщо сигнал переноситься на змінну частоту – у діапазон робочих частот збуджувача. Тому в реальних збуджувачах здійснюється декілька переносів: спочатку з одних фіксованих частот на інші, а потім – перенос в широкий діапазон.

Інтервал частотного переносу характеризується коефіцієнтом переносу, тобто відношенням вихідної частоти перетворювача до вхідної частоти.

При використанні LC фільтрів він не більше 10 одиниць; а при кварцових досягає 100.

Крім фільтрів необхідне придушення побічних коливань досягається вибором опорної частоти  $f_0$  таким чином, щоб побічні коливання були далеко за межами частот корисного сигналу і ефективно придушувались. Також використання кільцевих балансних змішувачів усуває побічні коливання парних порядків.

Перенос сформованого на деякій частоті радіосигналу у діапазон робочих частот здійснюється, як правило, при останньому перетворюванні в збуджувачі. При цьому опорне коливання  $f_0$  повинно змінюватися по частоті в межах  $f_{0 \text{ МИН}} \dots f_{0 \text{ МАКС}}$ , що забезпечує діапазон вихідних коливань  $f_{\text{РОБ МИН}} \dots f_{\text{РОБ МАКС}}$ . Наприклад, при від'ємному перетворенні  $f_{\text{РОБ МИН}} = f_{0 \text{ МИН}} - f_c$ ;  $f_{\text{РОБ МАКС}} = f_{0 \text{ МАКС}} - f_c$ .

В якості опорного коливання може бути коливання, частота якого змінюється плавно (від генератора з плавною перестройкою) або дискретно (від синтезатора дискретних частот). В обох випадках стабільність опорних коливань повинна бути такою, щоб стабільність вихідних коливань збуджувача була не гірша за необхідну. В сучасних збуджувачах, в основному, використовуються дискретні частоти опорних коливань з кроком дискретності, що визначає крок дискретної перестройки збуджувача.

Відомо, що імовірність утворення побічних коливань при перетворенні частот тим менше, чим менше коефіцієнт перекриття діапазону по частоті

$$K_f = \frac{f_{0 \text{ МАКС}}}{f_{0 \text{ МИН}}}$$

Відомо також, що  $K_f$  зменшується при переміщенні діапазону вгору. Наприклад, при  $D_{f_0} = 20 \dots 30$  МГц –  $K_{f_0} = 1,5$ ; при  $D_{f_0} = 50 \dots 60$  МГц –  $1,2$ ; ( $\Delta f = 10$  МГц). Тому при переносі сигналу у діапазон робочих частот діапазон опорних коливань зміщують вгору поза робочий діапазон і роблять його невеликим, меншим чим робочий діапазон. Для перекриття робочого діапазону сигнал формують на декількох фіксованих частотах, різниця між якими дорівнює діапазону опорних частот (рис. 2).

На прикладі рис. 2  $\Delta f_0 = 10$  МГц;  $K_{f_0} = 1,1$ . Робочий діапазон збуджувача 1,5 – 30 МГц має три піддіапазони, внаслідок того, що  $f_c$  формується на трьох фіксованих частотах.

Сумарна складова вихідного сигналу  $f_{\Sigma} = f_0 + f_c$  знаходиться далеко поза частотою зрізу фільтра нижніх частот і ефективно ним придушється.



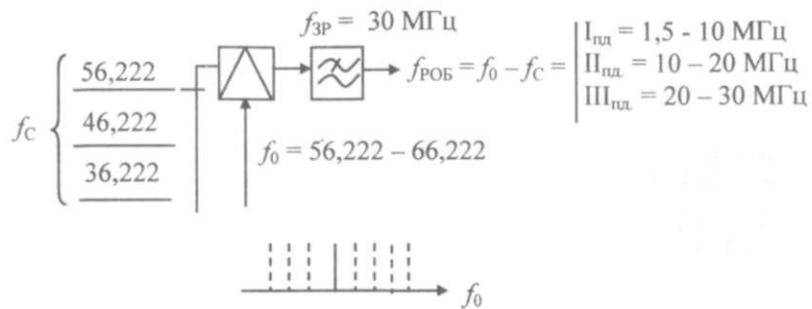


Рис. 2

Можливі й інші варіанти формування діапазону робочих частот, при яких діапазон опорних частот поділяється на піддіапазони, а вихідний робочий сигнал виділяється смуговими фільтрами ([1], с. 83), які переключаються по піддіапазонах.

Однак, застосування широкосмугових фільтрів вихідних коливань не завжди забезпечує придушення комбінаційних коливань виду  $[m f_0 \pm \pm n f_c]$  які можуть знаходитися в їх смузі пропускання. Найбільш ефективним способом їх придушення є застосування вузькосмугових фільтрів, які перестроюються по діапазону. Широко використовуються фільтри з дискретною перестройкою, які являють собою магазини дискретних індуктивностей і ємностей, а також активні фільтри.

Перенос сигналу у діапазон робочих частот пов'язаний з багатократним перетворенням його частоти. При цьому для ослаблення комбінаційних коливань рівень сигналу на входах змішувачів повинен бути мінімальний. Внаслідок цього, а також внаслідок втрат в перетворювачах потужність сигналу на виході збуджувача буде невеликою і недостатньою для збудження каскадів тракту підсилення радіопередавача. Тому після останнього перетворення сигнал підсилюється до заданого рівня потужності (десятки мВт, одиниці Вольт) місцевим підсилювачем. Підсилювач має ручне або автоматичне регулювання підсилення. Це необхідно тому, що тракт підсилення передавача має неоднакове підсилення в межах діапазону частот і потребує різного рівня сигналу від збуджувача.

Розглянуті принципи формування сигналів і діапазону робочих частот дозволяють скласти узагальнену структурну схему сучасних збуджувачів радіопередавачів у наступному вигляді (рис. 3).



Рис. 3

## 2. Вимоги до систем формування дискретних частот

При розгляданні способів формування радіосигналів і переносу їх у діапазон робочих частот вважалося, що опорні коливання, які використовуються у перетворювачах, формуються у деякому пристрої – синтезаторі частот.

В подальшому під синтезатором частот будемо розуміти пристрій, в якому формуються, як окремі фіксовані частоти так і сітка частот в деякому діапазоні шляхом перетворень частоти одного процесійного автогенератора. При цьому стабільність частоти вихідних коливань синтезатора не гірша за стабільність частоти прецезійного (опорного) генератора. В якості опорного генератора зазвичай використовується кварцовий автогенератор. Часто такі системи називають системами діапазонно-кварцової стабілізації частоти (ДКСЧ).

До синтезатора частот пред'являється наступні вимоги:

1. Формування сітки частот в заданому діапазоні  $f_{СЧ МІН} \dots f_{СЧ МАКС}$ , тобто з заданим коефіцієнтом перекриття

$$K_f = \frac{f_{СЧ МАКС}}{f_{СЧ МІН}}$$

Цей діапазон частот може співпадати з діапазоном робочих частот збуджувача або є основою для отримання більш широкого робочого діапазону з допомогою додаткових перетворювань.

2. Формування сітки частот з необхідним кроком дискретності  $\Delta f_c$ ; і кількості фіксованих частот  $N_{сч}$

$$N_{сч} = \frac{f_{сч \text{ МАКС}} - f_{сч \text{ МИН}}}{\Delta f_c}$$

В сучасних збуджувачах  $\Delta f_c = 1 \text{ Гц}; 10 \text{ Гц}; 100 \text{ Гц}$ .

3. Стабільність частоти вихідних коливань. Вона задається величиною абсолютної  $\Delta f_n$ , або відносної нестабільності

$$\delta_f = \frac{\Delta f_n}{f_{сч \text{ МАКС}}}$$

Розрізняють короткотермінову (за добу) і довготермінову (за півроку) нестабільність. Як було доведено раніше, при роботі одно-смуговими, а також фазоманіпульованими сигналами довготермінова нестабільність повинна бути порядку  $\delta_f = 10^{-7}$ .

4. Міра придушення побічних дискретних коливань і шумів.

Побічні дискретні коливання (гармоніки, комбінаційні коливання) утворюються внаслідок частотних перетворень сигналу. Шуми є результатом паразитної модуляції сигналу шумами різного походження. Вони знаходяться в смузі частот сигналу і випромінюються передавачем.

За існуючими нормами придушення побічних коливань і шумів повинно бути не менше 80 дБ в ділянці частот від  $\pm 3,5 \text{ кГц}$  до  $\pm 25 \text{ кГц}$  відносно несучої сигналу.

5. Час перестройки з однієї частоти на іншу повинен бути мінімальним (одиниці мс і менше).

6. Потужність вихідних коливань повинна бути мінімальною. Це полегшує усунення побічних коливань і паразитних електромагнітних наводок.

Розглянуті вимоги реалізуються шляхами раціональної побудови синтезаторів. Деякі з цих шляхів розглядаються нижче.

### 3. Методи формування дискретних частот

За методами формування (синтезу) дискретних частот і способами фільтрації побічних коливань системи синтезу частот можна поділити на два класи:

1. Системи прямого (пасивного) синтезу частот.
2. Системи непрямого (активного) синтезу частот.

**Прямий синтез** частот забезпечує отримання заданої частоти із частоти опорного генератора шляхом простих арифметичних дій: множення, ділення, додавання, віднімання.

Перші дві дії дозволяють отримати із частоти  $f_0$  більш високі  $K_1 f_0$  і більш низькі  $f_0 / K_2$  частоти, де  $K_1$  і  $K_2$  – цілі числа. Послідовне здійснення операцій дає можливість отримати частоти з дробовим коефіцієнтом  $K_1 / K_2 f_0$ . Утворені таким чином частоти, якщо вони не відповідають заданим, можна послідовно додавати або віднімати.

Частота  $f_0$  буде загальним множником при всіх операціях. Тому її можна представити у вигляді деякого оператора  $V$ . Тоді частота, що синтезується, може бути записана як

$$f = V f_0, \quad (1)$$

тобто лінійним рівнянням.

Якщо опорна частота має нестабільність  $\Delta f_0$ , то синтезуєма частота також буде мати нестабільність  $\Delta f$ . Внаслідок лінійності (1) маємо

$$V f_0 + V \Delta f_0 = f + \Delta f; \quad \Delta f = V \Delta f_0. \quad (2)$$

Таким чином, відносна нестабільність синтезованого коливання буде

$$\delta_f = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta f_0}{f_0}. \quad (3)$$

Це означає, що відносна нестабільність синтезованої частоти визначається нестабільністю первинного опорного генератора.

Практична реалізація прямого частотного синтезу зводиться до знаходження оптимальних операторів які:

- забезпечують отримання необхідних частот при найменшому числі операцій;
- придатні для отримання більшості з множини синтезуємих частот.

В системах непрямого (активного) синтезу частот в якості джерела вихідних коливань синтезатора використовується автогенератор, що перестроюється за частотою. Нестабільність автогенератора усувається шляхом його автоматичної підстройки системою ФАПЧ або ЧАПЧ, в яких опорним коливанням є високостабільне коливання сітки частот.

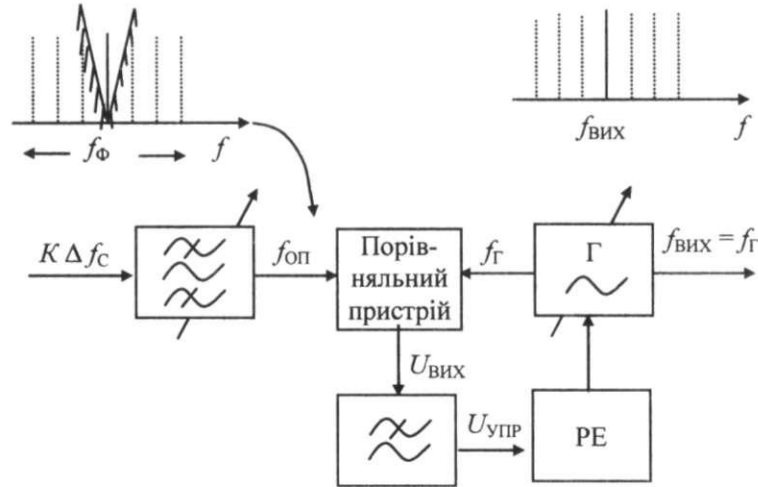


Рис. 4

На рис. 4 зображена спрощена структурна схема синтезатора сітки частот з непрямым методом формування. Опорна високостабільна сітка частот  $K \Delta f_c$  формується методом прямого синтезу. При перестройці синтезатора змінюється частота настройки смугового фільтра  $f_\Phi$ , який виділяє коливання однієї з частот сітки. В порівняльному пристрої частота коливань генератора "Г" порівнюється з частотою опорного коливання.

Якщо частоти неоднакові, то напруга порівняльного пристрою, форма і величина якої залежить від розходження частот, фільтрується у фільтрі нижніх частот і подається на реактивний елемент (РЕ) в якості управляючої напруги. З допомогою реактивного елемента, який включений в контур автогенератора, змінюється частота коливань останнього доти, поки частоти  $f_{оп}$  і  $f_\Gamma$  не зрівняються. Таким чином, генератор на своєму виході буде репродукувати сітку частот.

В залежності від параметра, за яким порівнюються коливання генератора і сітки, існують системи з частотною і фазовою

автопідстройкою частоти (ЧАПЧ і ФАПЧ). Схеми і принципи роботи цих систем різні і потребують окремого розглядання.

### Питання для власного контролю та повторення

1. Як забезпечується перенос первинного радіосигналу у діапазон робочих частот?
2. Якими заходами зменшується кількість і рівні побічних коливань при переносі радіосигналу у діапазон робочих частот?
3. В чому є сутність прямого методу синтезу частот?
4. В чому є сутність непрямого методу синтезу частот?

## ФОРМУВАННЯ СІТКИ ДИСКРЕТНИХ ЧАСТОТ МЕТОДОМ ПРЯМОГО СИНТЕЗУ

### 1. Генератори гармонік

Це спосіб отримання великої кількості стабільних фіксованих частот із імпульсної послідовності, яка формується із коливань високо-стабільного кварцового генератора (рис. 1).

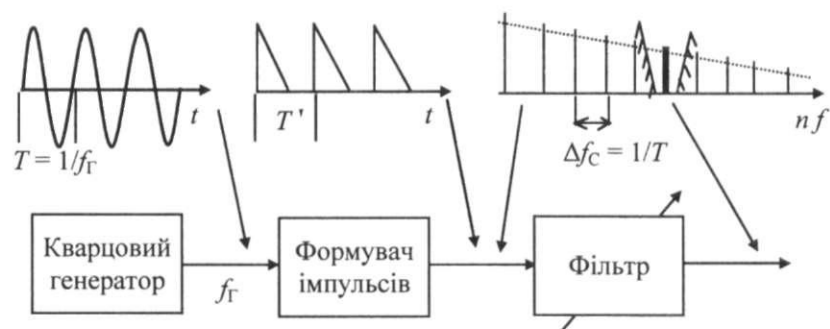


Рис. 1

Дана схема є різновидністю помножувача частоти, але зі збільшенням номера гармонік їх інтенсивність спадає. Тому для розширення діапазону сітки частот імпульси на виході формувача повинні бути короткими.

Крок сітки  $\Delta f_c$  залежить від частоти коливань генератора. При малому кроці частота генератора низька і спектр гармонік знаходиться в області низьких частот. Перенос спектра в область високих частот здійснюється шляхом модуляції імпульсною послідовністю височастотного коливання  $f_0$ .

При цьому вирішуються дві задачі:

- сітка частот переноситься в більш височастотну область;
- розширюється діапазон сітки за рахунок його симетричного розміщення відносно  $f_0$  (рис. 2).

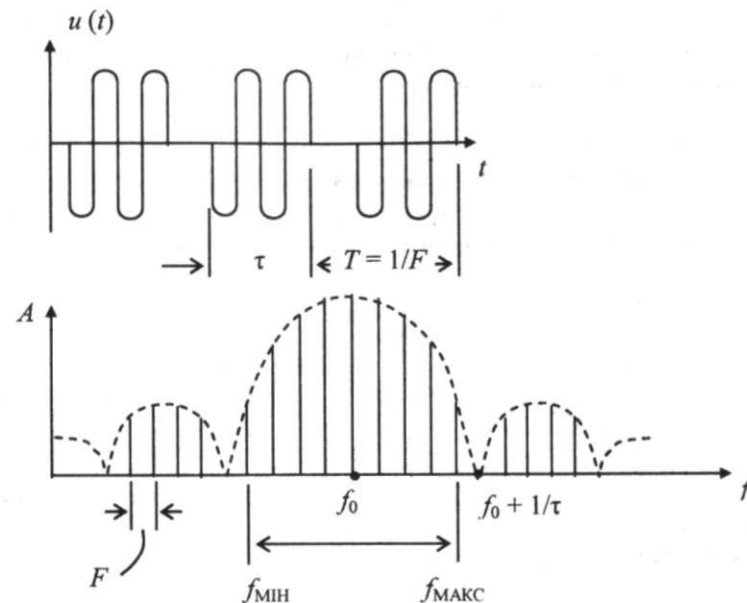


Рис. 2

Мінімально можливий крок сітки генератора гармонік визначається вибірковими властивостями фільтра, який виділяє одну із гармонік і придушує інші. Наприклад, одноконтурний фільтр, який має добротність  $Q = 100$  на частоті  $f = 10$  МГц має смугу пропускання

$$\Delta F_{\Phi} = \frac{f}{Q} = \frac{10^7}{10^2} = 100 \text{ кГц.}$$

При ослабленні сусідніх гармонік на 20 дБ (в 10 разів) коефіцієнт прямокутності його характеристики вибірковості  $K_{\Pi}(10) \approx 10$ , тобто смуга затримки дорівнює

$$\Delta F_{\text{ЗАТР}} = \Delta F_{\Phi} \cdot K_{\Pi(10)} = 1000 \text{ кГц.}$$

Таким чином, крок сітки не може бути менше 1 МГц. При більших вимогах до ослаблення сусідніх гармонік або при меншому кроці сітки

використовуються складні фільтри (частіше фіксовані фільтри гармонік).

Генератори гармонік, які побудовані за розглянутим принципом називають селекторами гармонік.

## 2. Інтерполяційний метод формування сітки частот

Розглянемо схему яка приведена на рис. 3.

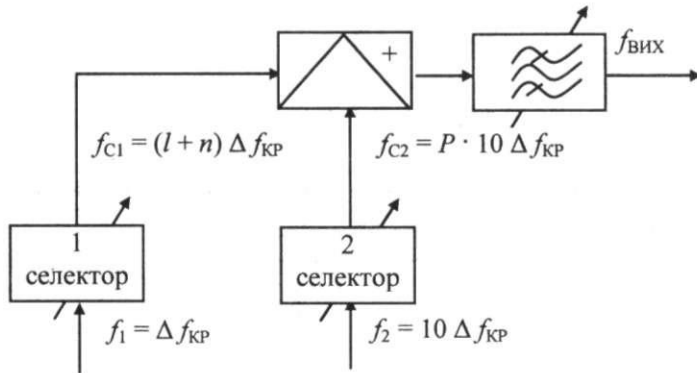


Рис. 3

Частоти  $f_1$  та  $f_2$  отримані від високостабільного опорного генератора.

Частота  $f_1$  визначає крок сітки, що синтезується. Частота вихідних коливань може бути записана

$$f_{\text{вих}} = (l + n) \Delta f_{\text{кр}} + P \cdot 10 \Delta f_{\text{кр}} = \Delta f_{\text{кр}} (l + n + P \cdot 10). \quad (1)$$

Коефіцієнти  $l$  та  $p$  – цілі числа;  $n = 0 \dots 9$ .

У виразі (1) коефіцієнт  $l + P \cdot 10$  визначає першу частоту сітки (початок діапазону) і останню частоту рідкої сітки.

В розглянутому способі синтезу сітки частот рідка сітка, яка утворена частотами другого селектора інтерполюється частою сіткою, яка утворена частотами першого селектора. Тому такий спосіб синтезу називається інтерполяційним (рис. 4).

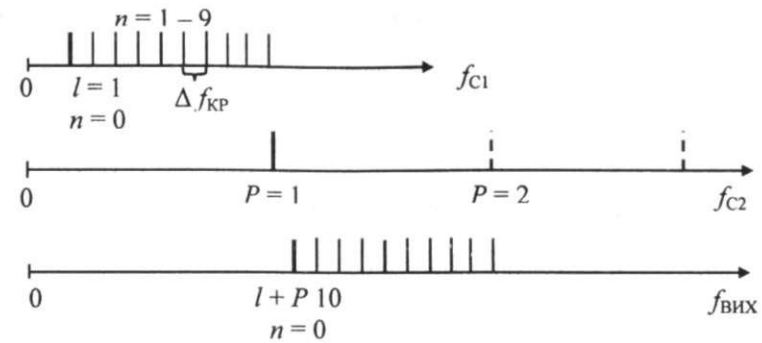


Рис. 4

Для розширення діапазону частот сітки схема рис. 3 може бути подовжена шляхом послідовного включення в неї ще ряду декадних селекторів і змішувачів з фільтрами. Для цього необхідно, щоб крок сітки кожного з наступних селекторів був в 10 разів більше попереднього. Кратність шагу частот селекторів числу "10" дозволяє шкали перемикачів селекторів визначити в розрядах десятичного коду, які відповідають безпосередньо значенню частоти вихідних коливань збуджувача.

Основним недоліком розглянутого методу формування сітки частот є те, що для усунення побічних коливань, які обов'язково мають місце, неможливо варіювати частотами селекторів, тому що вони жорстко зв'язані формулою (1). Крім цього фільтри, які перестроюються за частотою, важко виконати з постійними характеристиками у діапазоні частот. Тому практичне використання знайшли схеми синтезу сітки частот з ідентичними декадами (рис. 5).

Синтезатор містить: датчик опорних частот (ДОЧ), на виході якого утворюються коливання десяти частот з кроком  $\Delta f$  і коливання частотою  $f_2$ ;  $N$  декад, причому всі декади, за виключенням останньої, мають однаковий склад, (змішувач, поділювач частоти на 10 і смугові фільтри). Частоти на входах змішувачів декад встановлюються перемикачами  $S_1, \dots, S_N$ , які мають 10 позицій – 0, 1, 2 ...9.

На змішувач першої декади подаються коливання з частотами  $f_1 + K_1 \Delta f$  та  $f_2$ . За допомогою смугового фільтра із смугою пропускання біля  $10 \Delta f$  виділяється сумарне коливання, яке після ділення на 10 та додаткової фільтрації подається на змішувач другої декади.

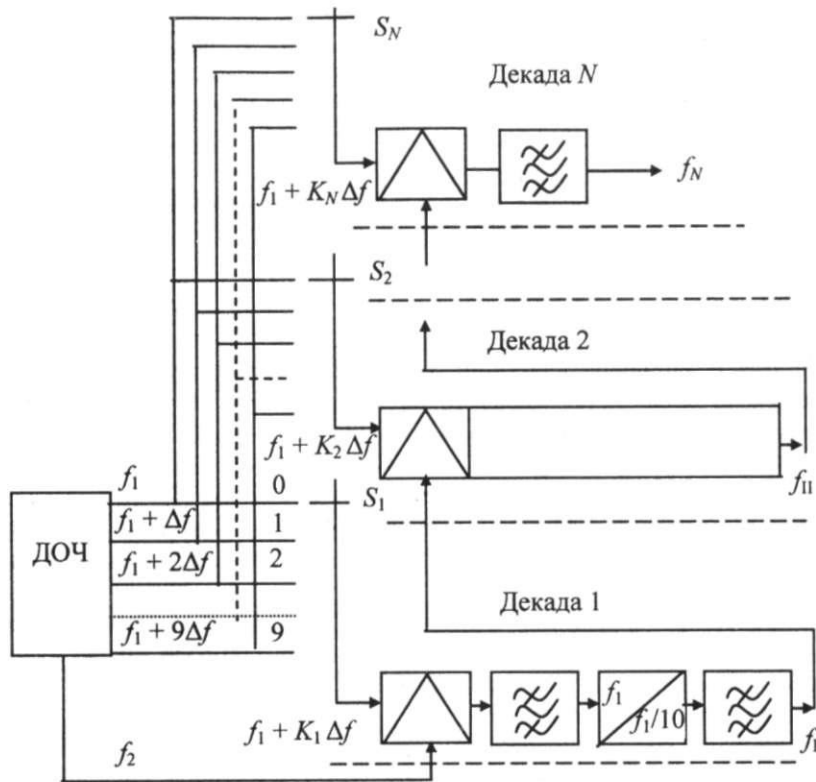


Рис. 5

Частота коливань на виході першої декади буде

$$f_1 = (f_1 + f_2 + K_1 \Delta f) \cdot \frac{1}{10}.$$

Для ефективного придушення побічних коливань фільтрами декади необхідно виконати умову  $f_1 \gg f_2 \gg \Delta f$ . Якщо прийняти  $f_1 = 9 f_2$  то

$$f_1 = f_2 + K_1 \frac{\Delta f}{10}.$$

Аналогічні перетворення відбуваються і в інших декадах, в результаті чого частота коливань на виході синтезатора буде

$$f_N = 10 f_2 + K_N \Delta f + K_{N-1} \frac{\Delta f}{10} + K_{N-2} \frac{\Delta f}{10^2} + \dots + K_2 \frac{\Delta f}{10^{N-2}} + K_1 \frac{\Delta f}{10^{N-1}}, \quad (1)$$

де  $K_1, K_2, \dots, K_N$  дорівнюють 0, 1, 2...9.

З аналізу виразу (1) виходить, що крок сітки вихідного коливання синтезатора залежить від  $\Delta f$  і числа декад.

Фільтри на виході змішувачів усіх декад мають однакові середні частоти і смуги пропускання (приблизно рівні  $10 \Delta f$ ).

Вихідні фільтри декад також однакові і мають смугу пропускання, що дорівнює приблизно  $\Delta f$ . При виконанні умови  $f_1 \gg f_2 \gg \Delta f$  фільтри можна вважати вузькосмуговими.

Перевагами розглянутої схеми є:

- можливість отримання будь якого малого кроку сітки дискретних частот шляхом збільшення числа декад;

- задовільне придушення побічних коливань і малий час перестройки з частоти на частоту (одиниці мікросекунд), який визначається лише швидкістю перемикачів  $S_1 \dots S_N$  (звичайно використовуються електронні перемикачі).

Недолік схеми – відносно вузький діапазон вихідних частот;

$f_{N \text{ MIN}} = 10 f_2; f_{N \text{ MAX}} = 10 f_2 + 9,99 \dots 99 \Delta f$ . Для розширення діапазону частот застосовують багатократний перенос частот.

### 3. Інтерполяційний метод з використанням додаткового автогенератора

Як вже відмічалось, основною проблемою при формуванні сітки частот методом прямого синтезу є придушення побічних коливань і виділення необхідної складової сітки. Це пов'язано з труднощами реалізації вузькосмугових фільтрів, які до того ж перестроюються за частотою. Одним із способів розв'язання цієї проблеми є використання активних фільтрів, в яких застосовується додатковий автогенератор (рис. 6).

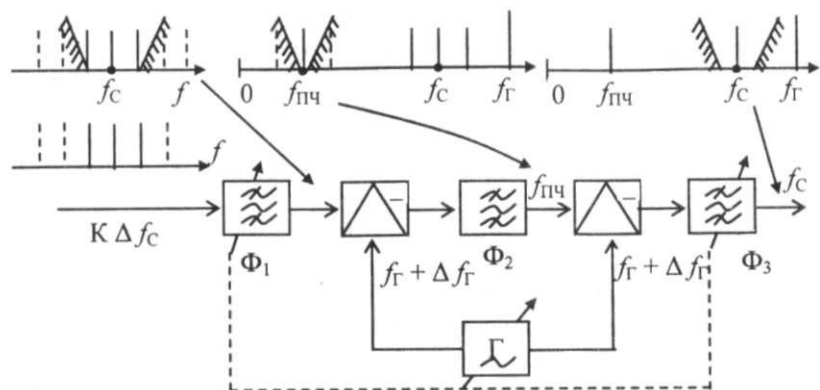


Рис. 6

Суттєвість способу полягає в тому, що складова сітки  $f_c$ , яка вибирається, не може бути виділеною фільтром  $\Phi_1$ , внаслідок широкої смуги пропускання.

Група складових сітки, яка проходить фільтр  $\Phi_1$ , перетворюється за частотою до більш низької частоти  $f_{Пч}$ , на якій фільтр  $\Phi_2$  виділяє лише необхідну складову сітки. В другому змішувачі виділена складова  $f_{Пч}$  знов піднімається до частоти  $f_c$ . При цьому стабільність частоти  $f_c$  не погіршується тому, що нестабільність частоти генератора  $\Gamma - \Delta f_\Gamma$  компенсується при другому перетворенні.

При першому перетворенні  $(f_\Gamma + \Delta f_\Gamma) - f_c = f_{Пч} + \Delta f_\Gamma$ .

При другому перетворенні  $(f_\Gamma + \Delta f_\Gamma) - (f_{Пч} + \Delta f_\Gamma) = f_c$ .

Така схема називається також компенсаційною схемою фільтрації. Однак, слід мати на увазі, що  $\Delta f_\Gamma$  не повинна бути більше половини смуги пропускання вузькосмугового фільтра  $\Phi_2$ , тобто

$$\Delta f_\Gamma < \frac{1}{2} \Delta F_{\Phi_2}.$$

Фільтри  $\Phi_1$  та  $\Phi_3$  виконують також важливу роль. Вони придушують побічні коливання, які мають місце при першому та другому перетворенні. Так  $\Phi_1$  усуває можливість дзеркального перетворення складових сітки, а  $\Phi_3$  придушує сумарну складову другого перетворення і коливання  $f_{Пч}$ .

Звернемо увагу ще на одну особливість методу.

Перестройка генератора  $\Gamma$  здійснюється спряжено з перестройкою фільтрів  $\Phi_1 \Phi_2$ . Тому при перестройці синтезатора з частоти сітки  $K \Delta f_c$  до частоти  $(K + 1) \Delta f_c$  генератор перестроюється на такий же крок. Таким чином, він відтворює сітку синтезатора з точністю  $\pm \Delta f_\Gamma$ . Але, що

важливо, коливання автогенератора вільні від побічних коливань, які необхідно придушувати. А якщо усунути нестабільність частоти генератора, наприклад, за допомогою системи автоматичної підстройки частоти, то сітку частот, яку утворює генератор, можливо використовувати як сітку вихідних коливань синтезатора. Ці міркування покладені в основу способу формування сітки стабільних частот методом непрямого синтезу.

#### Висновки:

1. Прямий синтез забезпечує отримання високостабільних дискретних частот з достатньо малим кроком і в широкому діапазоні частот. Але при цьому необхідна велика кількість перетворень частоти опорного генератора.

2. Основною проблемою прямого синтезу є придушення побічних і комбінаційних коливань, яка вирішується раціональним вибором опорних частот, застосуванням балансних перетворювачів частоти і ефективних методів фільтрації.

3. Прямий синтез частот частіше використовується вкупі з непрямыми методами синтезу.

#### Питання для власного контролю та повторення

1. Які проблеми мають місце при формуванні сітки частот методом генератора гармонік?
2. В чому є сутність інтерполяційного методу формування сітки частот?
3. Накресліть діаграми формування сітки частот в синтезаторі з двома ідентичними декадами.
4. Визначте діапазон сітки частот в синтезаторі з ідентичними декадами при дискретності кроку  $\Delta f = 10$  Гц.
5. В чому є сутність фільтрації складових сітки частот методом активного фільтра?

## ФОРМУВАННЯ СІТКИ ДИСКРЕТНИХ ЧАСТОТ МЕТОДОМ НЕПРЯМОГО СИНТЕЗУ

### 1. Системи ДКСЧ з фазовою автоматичною підстройкою частоти автогенератора

В попередньому розділі було розглянуто сутність формування сітки частот методом непрямого синтезу. При цьому було констатовано, що системи, в яких використовується цей метод, розрізняються за принципом побудови і функціонування систем автоматичної підстройки частоти автогенератора.

Розглянемо більш детально такі системи.

В системах з фазовою автоматичною підстройкою частоти (ФАПЧ) в якості порівняльного пристрою використовується фазовий детектор (рис. 1).

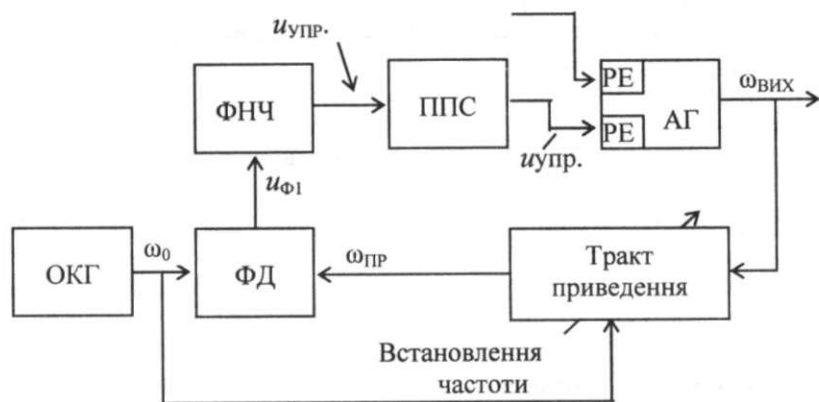


Рис. 1

Кільце системи фазової автоматичної підстройки частоти складається із тракту приведення частоти, фазового детектора (ФД), фільтра нижніх частот (ФНЧ), підсилювача постійного струму (ППС) і реактивного елемента (РЕ), який включено в контур автогенератора (АГ).

На фазовий детектор подаються високостабільні опорні коливання частоти  $\omega_0$  від опорного кварцового генератора (ОКГ) і коливання від автогенератора, що перестроюється. Частота АГ в тракті приведення перетворюється до частоти приведення  $\omega_{\text{ПР}} \approx \omega_0$  методом прямого

синтезу за участю коливань ОКГ. Тому нестабільність  $\omega_{\text{ПР}}$  визначається, в основному, нестабільністю частоти АГ.

Система функціонує наступним чином.

Фазовий детектор можна розглядати як перемножувач двох коливань, що подаються на його входи:

$$u_0(t) = U_0 \sin \omega_0 t; \quad i \quad u_{\text{ПР}}(t) = U_{\text{ПР}} \sin(\omega_{\text{ПР}} t + \varphi), \quad (1)$$

де  $\varphi$  – початковий фазовий кут коливання.

Результат перемноження цих коливань визначає напругу на виході детектора

$$u_{\text{ФД}}(t) = K U_0 U_{\text{ПР}} \sin \omega_0 \cdot \sin(\omega_{\text{ПР}} t + \varphi). \quad (2)$$

Оскільки фазовий кут може бути зведений до нуля вибором початку відліку, то рівняння (2) можна записати у вигляді

$$u_{\text{ФД}}(t) = \frac{K U_0 U_{\text{ПР}}}{2} [\cos(\omega_0 - \omega_{\text{ПР}})t - \cos(\omega_0 + \omega_{\text{ПР}})t]$$

Фільтр нижніх частот придушує частоту  $(\omega_0 + \omega_{\text{ПР}})$  і на його виході буде напруга управління

$$u_{\text{УПР}}(t) = K U_0 U_{\text{ПР}} \cos(\omega_0 - \omega_{\text{ПР}})t = U_{\text{УПР}} \cdot \cos \Delta \varphi(t). \quad (3)$$

Фазовий кут  $\Delta \varphi(t) = \omega_0 t - \omega_{\text{ПР}} t$  є поточна різниця фаз опорного і приведенного коливання генератора і управляюча напруга буде пропорційна цій різниці.

Якщо частота  $\omega_0$  і  $\omega_{\text{ПР}}$  нерівні то  $\Delta \varphi(t)$  буде змінюватися в часі і управляюча напруга буде підстроювати генератор таким чином, щоб звести різницю частот до нуля.

Різницю частот можливо виразити через  $\Delta \varphi$

$$\omega_0 - \omega_{\text{ПР}} = \Delta \omega = \frac{\Delta \varphi(t)}{dt}.$$

При закінченні процесу регулювання  $\Delta \omega = 0$ , тобто  $\frac{\Delta \varphi(t)}{dt} = 0$ , це

означає, що  $\Delta \varphi$  є постійна величина, якій відповідає деяка управляюча напруга на реактивному елементі АГ (рис. 2).



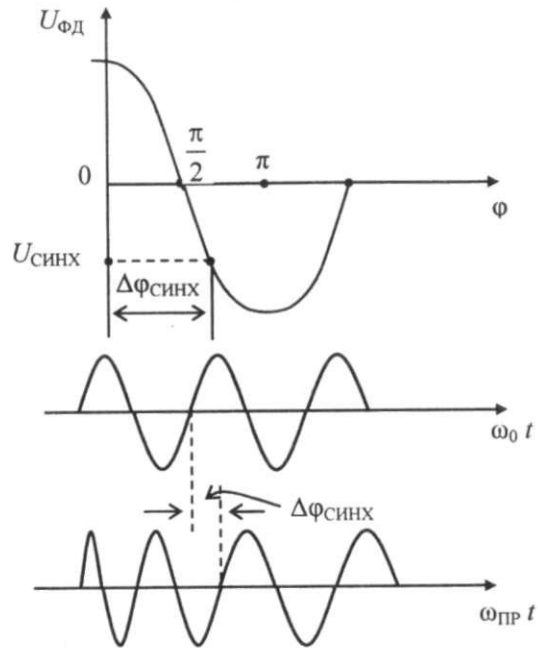


Рис. 2

Таким чином, фазовий детектор з допомогою реактивного елемента АГ встановлює і підтримує постійну різницю поточних фаз коливань, що порівнюються. При цьому частоти цих коливань будуть рівні і такий режим системи ФАПЧ називається режимом синхронізації. В режимі синхронізації стабільність частоти вихідних коливань визначається стабільністю коливань опорного генератора.

Процес регулювання системи ФАПЧ характеризується смугою захоплення і смугою утримання. Під смугою захоплення розуміється подвоєне значення різниці частот  $|\omega_0 - \omega_{ПР}|$ , на межах якого починається процес регулювання. Ширина смуги захоплення суттєво залежить від смуги пропускання ФНЧ. Розширення смуги пропускання ФНЧ збільшує смугу захоплення. Але при цьому погіршується придушення побічних коливань, які можуть модулювати генератор. Тому при вирішенні цієї проблеми виходять з останніх міркувань, а для вводу частоти АГ в смугу захоплення ФАПЧ використовується більш широкосмугова система (генератор пошуку, система ЧАПЧ).

Під смугою утримання системи ФАПЧ розуміють подвоєне значення різниці частот при якому процес регулювання зривається. Це буде мати місце, якщо різниця фаз коливань, що порівнюються, буде більше  $\pm \frac{\pi}{2}$ , тобто  $0 - \pi$  (кажучи точніше, смуга утримання залежить також від коефіцієнту підсилення ППС і характеристики регулювання РЕ).

Тракт приведення частоти являє собою інтерполяційну схему перетворення частоти АГ до постійної достатньо низької частоти  $\omega_{ПР}$ , яка порівнюється з опорною частотою  $\omega_0$ . Перетворення частоти "вниз" дає можливість використання на виході схеми вузькосмугового фільтра, що забезпечує добре ослаблення побічних коливань (докладно дивіться [1], с. 105).

В деяких синтезаторах знайшли застосування імпульсні фазові детектори (ІФД). У звичайних ФД в якості комутуючого коливання використовуються коливання синусоїдної або прямокутної форми (меандр). В ІФД для комутування використовується послідовність коротких імпульсів. Перевагою ІФД є можливість порівняння на ньому не тільки однакових частот, але і кратних.

## 2. Особливості систем ДКСЧ з частотною підстройкою автогенератора

Структурна схема синтезатора частот приведена на рис. 3.

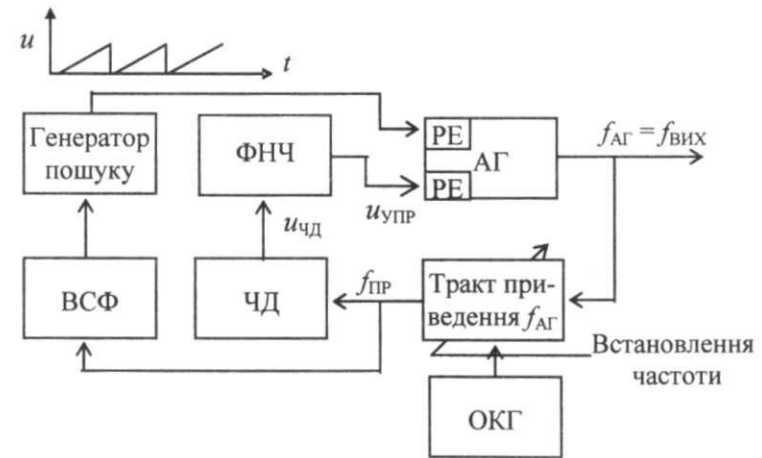


Рис. 3.

Джерелом сітки вихідних частот є генератор АГ, частота якого змінюється в деякому діапазоні. Дискретне встановлення його частоти забезпечується з допомогою тракту приведення  $f_{AG}$  та системи АПЧ. Тракт приведення являє собою інтерполяційну схему дискретного перетворення частоти  $f_{AG}$  до частоти  $f_{ПР}$  більш низької чим  $f_{AG}$ . Порівняльним елементом системи АПЧ є частотний детектор (ЧД) у якому частота  $f_{ПР}$  порівнюється з частотою настройки детектора  $f_{ЧД}$ . Якщо внаслідок дестабілізуючих факторів частота  $f_{AG}$  змінюється на  $\Delta f$ , частота приведення зміниться на таку ж величину. При цьому пропорційно зміниться напруга на виході ЧД, якою, з допомогою РЕ, встановлюється попередня частота  $f_{AG}$ .

Перестройка АГ на іншу частоту здійснюється зміною коефіцієнта ділення тракту приведення. При цьому коливання  $f_{ПР}$  виходять за межі смуги пропускання вузькосмугового фільтра (ВСФ) і вмикається генератор пошуку. Пілоподібною напругою генератора пошуку здійснюється перестройка АГ поки  $f_{ПР}$  попадає в смугу пропускання ВСФ і вимкне генератор пошуку. Подальше регулювання здійснюється частотним детектором.

Особливості процесу регулювання в системі ЧАПЧ розглянемо з допомогою характеристик частотного детектора і реактивного елемента (рис. 4).

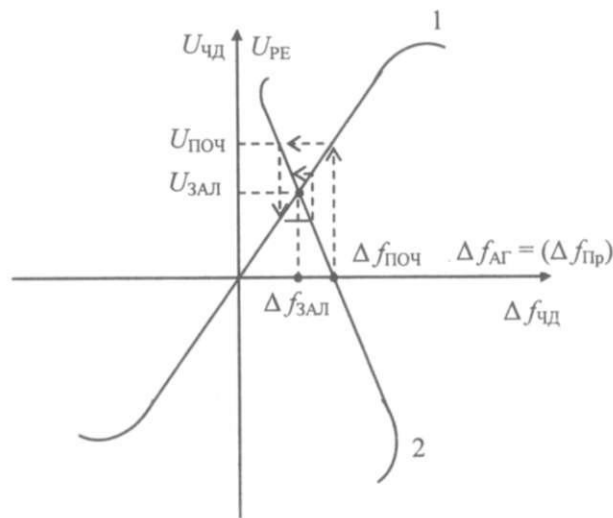


Рис. 4

Характеристика ЧД (крива 1), це є функція  $U_{ЧД} = \varphi(\Delta f_{Д})$ , де  $\Delta f_{Д} = |f_{ОЧД} - f_{ПР}| = \Delta f_{Г} - \text{розстройка частоти приведення відносно частоти настройки детектора, яка чисельно дорівнює нестабільності частоти генератора.}$

Характеристика РЕ (крива 2), це є функція  $\Delta f_{Г} = \varphi(U_{РЕ})$ , де  $\Delta f_{Г}$  – відхилення частоти АГ від номіналу під дією регулюючої напруги на РЕ.

Припустимо, що спочатку частота АГ відхилилася від  $f_{НОМ}$  на величину  $\Delta f_{Г} = \Delta f_{ПОЧ}$  (див. рис. 4). При цьому на виході ЧД з'явиться напруга  $U_{ПОЧ}$ . Але внаслідок інерційності ФНЧ управляюча напруга на РЕ генератора з'явиться із затримкою, яка визначається сталою часу фільтра.

Далі піде процес послідовної підстройки АГ:  $U_{ПОЧ}$ , діючи на РЕ зменшує розстройку генератора  $\Delta f_{Г}$ . У свою чергу зменшення розстройки призводить до зменшення управляючої напруги і т.д., доки управляюча напруга і відповідна до неї залишкова розстройка не досягають величин, які визначаються точкою перетинання характеристик дискримінатора і РЕ:  $U_{ЗАЛ} \rightarrow \Delta f_{ЗАЛ}$ . Ця точка визначає динамічну рівновагу системи.

З розглянутого видно, що початкова розстройка генератора у системі ЧАПЧ зменшується, але не зводиться до нуля. Ефективність системи ЧАПЧ оцінюється виразом ЧАП

$$K_{ЧАП} = \frac{\Delta f_{ПОЧ}}{\Delta f_{ЗАЛ}}$$

Величина  $\Delta f_{ЗАЛ}$  залежить від крутизни характеристик детектора і РЕ (управителя). Для лінійної частини характеристик

$$S_{ЧД} = \frac{\Delta U_{ЧД}}{\Delta f_{ЧД}}; \quad S_{РЕ} = \frac{\Delta f_{Г}}{\Delta U_{РЕ}}$$

Виграш ЧАП можливо представити (рис. 4)

$$K_{ЧАП} = \frac{\Delta f_{ПОЧ}}{\Delta f_{ЗАЛ}} = \frac{\Delta f_{ЗАЛ} + (\Delta f_{ПОЧ} - \Delta f_{ЗАЛ})}{\Delta f_{ЗАЛ}} = 1 + \frac{\Delta f_{ПОЧ} - \Delta f_{ЗАЛ}}{\Delta f_{ЗАЛ}}$$

Для точки рівноваги ( $\Delta U_{\text{чд}} = \Delta U_{\text{ре}} = U_{\text{зал}}$ )

$$\Delta f_{\text{поч}} - \Delta f_{\text{зал}} = -U_{\text{зал}} S_{\text{ре}}; \quad \Delta f_{\text{зал}} = \frac{U_{\text{зал}}}{S_{\text{чд}}}$$

Таким чином

$$K_{\text{чАП}} = 1 - S_{\text{ре}} S_{\text{чд}}$$

Оскільки  $S_{\text{ре}}$  і  $S_{\text{чд}}$  протилежні за знаком то

$$K_{\text{чАП}} = 1 + S_{\text{ре}} S_{\text{чд}}$$

Збільшення вирашу системи ЧАПЧ (зменшення  $\Delta f_{\text{зал}}$ ) можливо збільшенням  $S_{\text{ре}}$  і  $S_{\text{чд}}$ , але оскільки система ЧАПЧ є замкненою системою зі зворотнім зв'язком то збільшення  $K_{\text{чАП}}$  обмежено її збуджуванням.

**Смуга захоплення** системи ЧАПЧ визначається максимальною початковою розстройкою генератора при якій забезпечується підстроювальна дія системи (у межах лінійної частини характеристики ЧД).

**Смуга утримання** ЧАПЧ є максимальна розстройка генератора для якої зберігається підстроювальна дія системи (при збільшенні початкової розстройки в замкненій системі).

Системи ЧАПЧ забезпечують зменшення відносної нестабільності автогенераторів з параметричною стабілізацією на 1–2 порядки (з  $\delta_f = 10^{-3}$  до  $\delta_f = 10^{-4} \dots 10^{-5}$ ), а також ефективне придушення побічних коливань. Але внаслідок залишкової похибки регулювання, вони використовуються як допоміжні разом з іншими системами стабілізації.

### 3. Цифрові методи синтезу діапазону дискретних частот

Принцип цифрового синтезу є подальшим розвитком систем с ФАПЧ і відрізняється від них тим, що замість інтерполяційного перетворення частоти АГ здійснюється її ділення (рис. 5). В якості дільника використовується подільвач зі змінним коефіцієнтом ділення ПЗКД. Це дає можливість спряжено змінювати частоту АГ і коефіцієнт ділення, тому що  $f_{\text{АГ}} = K_{\text{д}} \cdot f_0$ . При цьому коефіцієнт ділення може бути виражений, безпосередньо, у частоті вихідних коливань.

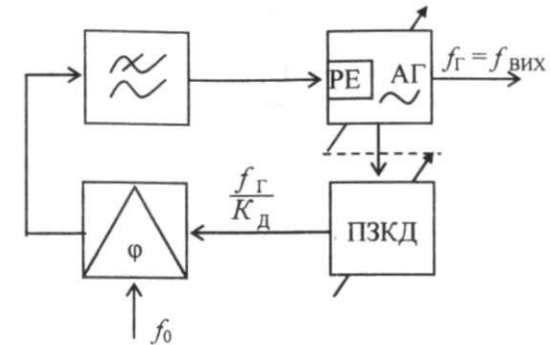


Рис. 5

Крок сітки частот на виході синтезатора визначається коефіцієнтом ділення і фільтруючими можливостями ФНЧ. Якщо  $K_{\text{д}}$  є ціле число, то  $\Delta f_{\text{кр}} = f_0$ ; при дрібному  $K_{\text{д}}$  буде ділитися і крок сітки. Наприклад:

$$f_{\text{Г}} = K f_0; \quad f_{\text{Г}} = (K + 0,1) f_0; \quad \Delta f_{\text{кр}} = f_{\text{Г}} - f'_{\text{Г}} = \frac{f_0}{10}$$

Смуга захоплення системи ФАПЧ з подільвачем приблизно в  $K_{\text{д}}$  раз ширша чим при інтерполяційному перетворювачі, тому що абсолютне відхилення частоти генератора під дією дестабілізуючих факторів на вході ФД зменшується в  $K_{\text{д}}$  разів. Але при наявності паразитної частотної модуляції коливань генератора погіршується її фільтрація ФНЧ.

### Питання для власного контролю та повторення

1. За яким параметром здійснюється регулювання в системах ФАПЧ?
2. Як впливає смуга пропускання ФНЧ на характеристики системи ФАПЧ?
3. Які параметри порівнюються в системах ЧАПЧ?
4. Який основний недолік систем ЧАПЧ?
5. Що обмежує зменшення залишкової похибки регулювання в системах ЧАПЧ?

# ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ РАДІОПЕРЕДАВАЧІВ

## 1. Загальна характеристика підсилювачів потужності радіопередавачів

Підсилювач потужності є складовою частиною радіопередавача. Він призначений для підсилення сигналу, який сформовано у збуджувачі. При цьому до нього пред'являються наступні вимоги:

- перекриття заданого діапазону частот  $f_{\text{МІН}} \dots f_{\text{МАКС}}$ ;
- забезпечення заданої потужності в навантаженні  $- P_{\text{Н}}$ ;
- забезпечення заданої нерівномірності потужності у діапазоні робочих частот  $- \Delta P_{\text{Н}}$ ;
- максимальний коефіцієнт корисної дії (ККД)  $- \eta$ ;
- мінімальний час перестройки;
- лінійність підсилення і задана ступінь ослаблення неосновних коливань.

Реалізація цих вимог тим складніша чим у більш широкому діапазоні частот працює передавач. Це пояснюється зміною у діапазоні частот, як вихідних параметрів підсилювача так і антено-фідерної системи, яка є навантаженням підсилювача.

Підсилювач потужності може складатися з декількох каскадів, кожний з яких можна представити схемою (рис. 1).



Рис. 1

Вхідний ланцюг забезпечує передачу максимальної потужності від джерела сигналу до електронного приладу.

Вихідний ланцюг призначений для узгодження електронного приладу з навантаженням, а також може виконувати роль фільтра, який ослабляє неосновні коливання. В якості вихідного ланцюга може бути коливальний контур, який перестроюється у діапазоні частот, або широкосмуговий ланцюг. За цим критерієм підсилювачі поділяються на резонансні і аперіодичні.

В якості електронного приладу може бути електронна лампа або транзистор.

Електронна лампа використовується в передавачах середньої і великої потужності, транзистори у передавачах малої і середньої потужності.

## 2. Енергетичні співвідношення в ламповому підсилювачі потужності

Один з варіантів схем лампового резонансного підсилювача потужності зображено на рис. 2.

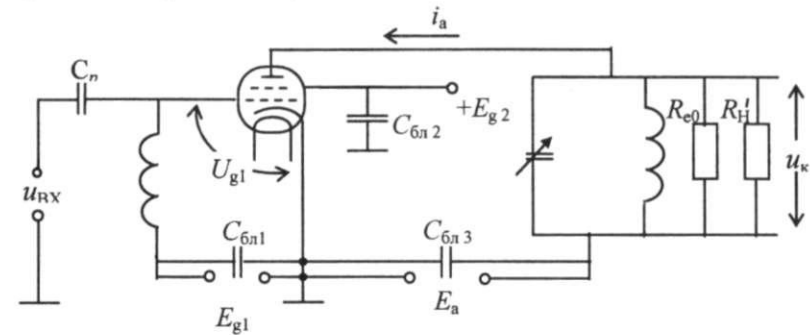


Рис. 2

Вхідний ланцюг складається з елементів  $C_p, L_{\text{ДР}}, C_{\text{БЛ1}}$ .

Електронна лампа – тетрод, включений за схемою з загальним катодом. Вихідний ланцюг – коливальний контур, включений послідовно з лампою і джерелом анодної напруги  $E_a$ . Коливальний контур навантажений активним опором  $R'_{\text{н}}$ .

### 2.1. Принцип дії підсилювача

На управляючу сітку лампи подаються одночасно дві напруги: напруга зсуву  $E_{g1}$  для вибору режиму роботи лампи і напруга збудження  $u_{\text{ВХ}} = U_{mg} \cos \omega_0 t$ .

Між управляючою сіткою і катодом діє напруга

$$u_{g1} = -E_{g1} + U_{mg} \cos \omega_0 t. \quad (1)$$

Коливальний контур настроений на частоту  $\omega_0$  і його еквівалентний опір

$$R_{eo} = Q \cdot \rho,$$

де  $\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$  – характеристичний опір контура при резонансі.

З урахуванням  $R'_H$  еквівалентний опір навантаження лампи  $R_e$  буде

$$R_e = \frac{R_{eo} R'_H}{R_{eo} + R'_H} = \frac{R_{eo}}{1 + \frac{R_{eo}}{R'_H}} = Q_e \cdot \rho, \quad (2)$$

де  $Q_e = \frac{Q}{1 + \frac{R_{eo}}{R'_H}}$  – добротність навантаженого контура.

При включенні анодного живлення в ланцюзі аноду буде протікати струм  $i_a$ , величина і форма якого визначаються режимом роботи лампи і амплітудою напруги збудження  $u_{BX}$ .

На рис. 3, а зображено анодно-сіткову (вхідну) характеристику радіолампи, яка показує залежність анодного струму  $i_a$ , а також сіткових струмів управляючої сітки  $i_{g1}$  і екрануючої сітки  $i_{g2}$  від напруги на управляючій сітці  $u_{g1}$ .

На рис. 3, б показані часові діаграми анодного струму при різних величинах напруги зсуву  $E_{g1}, E'_{g1}, E''_{g1}$  і напруги збудження  $u_{BX}$ . Нижче приведені діаграми змінної напруги на контурі  $u_k$  і напруги на аноді  $u_a$ .

Спочатку розглянемо випадок, коли робоча точка на анодно-сітковій характеристиці вибрана в середині лінійної ділянки (напругою зсуву  $-E_{g1}$ ) і напруга збудження знаходиться в межах цієї ділянки.

При цьому миттєве значення анодного струму буде

$$i_a = I_{a0} + I_{a1} \cos \omega_0 t, \quad (3)$$

де  $I_{a0}$  – постійна складова анодного струму;  
 $I_{a1}$  – амплітуда 1-ї гармоніки анодного струму.

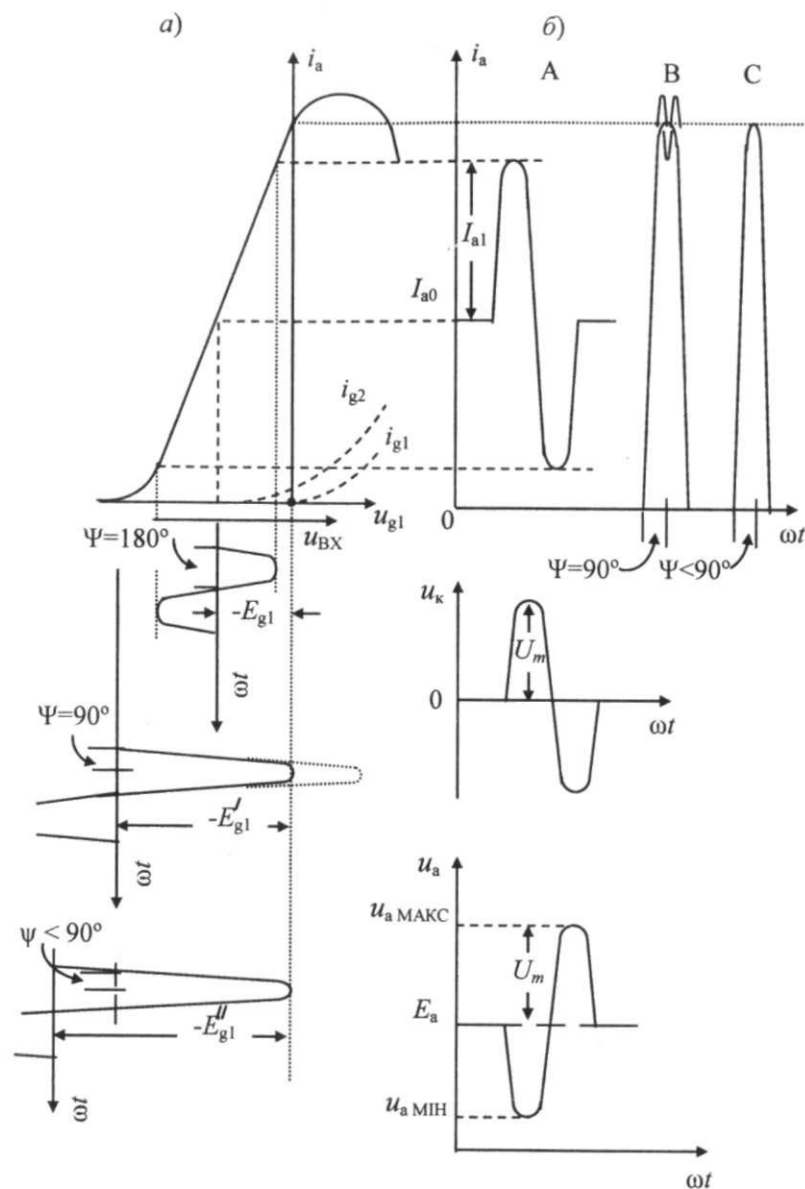


Рис. 3

Оскільки коливальний контур настроєний на частоту  $\omega_0$  то на ньому виникає змінна, напруга  $u_k$ , яка збігається за фазою з напругою збудження і визначається за виразом

$$u_k = I_{a1} R_{e0} \cos \omega_0 t = U_{mk} \cos \omega_0 t. \quad (4)$$

На аноді лампи (точніше проміж анодом і катодом) напруга  $u_a$  дорівнює різниці  $E_a$  і  $u_k$ , тобто

$$u_a = E_a - u_k = E_a - U_{mk} \cos \omega_0 t. \quad (5)$$

Змінна складова напруги на аноді має протилежну фазу відносно  $u_k$  і  $u_{вх}$ .

Розглянутий режим роботи підсилювача називають режимом роботи класу "А".

## 2.2. Енергетичні співвідношення в підсилювачі

Потужність, яка споживається підсилювачем від джерела постійного струму  $P_0$  визначається

$$P_0 = I_{a0} E_a. \quad (6)$$

Коливальна потужність у контурі  $P_{\sim}$  дорівнює

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} I_{a1} \cdot U_{mk}. \quad (7)$$

Вона є частиною  $P_0$ , тому що частина потужності  $P_a$  розсіюється на аноді

$$P_a = P_0 - P_{\sim}. \quad (8)$$

Відношення коливальної потужності до потужності, що споживається є ККД підсилювача по анодному ланцюгу  $\eta_a$

$$\eta_a = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{a1} U_{mk}}{I_{a0} E_a} = \frac{1}{2} \frac{I_{a1}}{I_{a0}} \xi, \quad (9)$$

де  $\xi = \frac{U_{mk}}{E_a}$  – коефіцієнт використання анодної напруги.

Коливальна потужність  $P_{\sim}$  є сума потужностей, які виділяються, власне у коливальному контурі і навантаженні  $R'_H$

$$P_{\sim} = P_K + P'_H = \frac{1}{2} \frac{U_{mk}^2}{R_{e0}} + \frac{1}{2} \frac{U_{mk}^2}{R'_H}. \quad (10)$$

Відношення цих потужностей називається ККД коливального контуру  $\eta_k$

$$\eta_k = \frac{P'_H}{P_{\sim}} = \frac{R_{e0}}{R_{e0} + R'_H} = \frac{1}{1 + \frac{R'_H}{R_{e0}}}. \quad (11)$$

Із (11) випливає, що збільшення  $\eta_k$  можливе шляхом збільшення  $R_{e0}$ , тобто підвищенням добротності контуру:  $R_{e0} = Q \cdot r$ .

Загальний коефіцієнт корисної дії ПП визначається відношенням потужності, яка виділяється у корисному навантаженні до потужності, яка споживається від джерела постійного струму

$$\eta_{ПП} = \frac{P'_H}{P_0} = \frac{P_{\sim} \eta_k}{P_0} = \frac{P_0 \eta_a \eta_k}{P_0} = \eta_a \eta_k = \frac{1}{2} \frac{I_{a1}}{I_{a0}} \xi \cdot \eta_k \quad (12)$$

У розглянутому режимі роботи ПП класу А величини  $\xi = 0,7 \div 0,8$ ;  $\eta_k = 0,7 \div 0,8$ ;  $\frac{I_{a1}}{I_{a0}} = 0,7 - 0,8$ . Тому ККД підсилювача потужності дорівнює 0,2...0,3.

Збільшення  $\eta_{ПП}$  можливо шляхами:

1. Зменшенням потужності, що розсіюється на аноді  $P_a$  ( $I_{a0}$ ). Для цього робоча точка вибирається у початку анодно-сіткової характеристики збільшенням напруги зсуву  $E_{g1}$
2. Збільшенням коефіцієнту використання анодної напруги  $\xi$  шляхом збільшення амплітуди напруги збуджування.
3. Збільшенням  $\eta_k$  (зменшенням втрат в контурі).

## 3. Режими роботи підсилювача потужності

Розглянутий режим роботи ПП відноситься до класу "А". Він є не вигідний з точки зору енергетичних співвідношень: велика  $P_a$  ( $I_{a0}$ ),

малий  $\xi$ . Для усування цих недоліків у ПП застосовується робота з відсічкою анодного струму. Розглянемо рис. 3.

Якщо зсунути робочу точку в початок анодно-сіткової характеристики (шляхом збільшення напруги зсуву  $|E'_{g1}| > |E_{g1}|$ ), то анодний струм буде протікати лише в напівперіоді напруги  $u_{BX}$  і має імпульсний характер. Половина довжини імпульсу (по основі), яка визначена у кутовій мірі, називається кутом відсічки  $\psi$ . У розглянутому випадку коли  $u_{g1} = -E'_{g1}$ ,  $\psi = 90^\circ$  і такий режим називається класом "В".

При подальшому збільшенні напруги зсуву ( $E''_{g1}$ ) кут відсічки  $\psi < 90^\circ$  і ПП працює в режимі класу "С". При цьому імпульс анодного струму придбає гострокінцеву форму.

В режимах "В" і "С" напруга на коливальному контурі залишається синусоїдальною так як гармоніки 2-го та інших порядків фільтруються контуром.

В залежності від співвідношення напруг зсуву і збудження розрізняють:

1. Недонапружений режим  $U_{m\ BX} < |E_{g1}|$ : імпульс анодного струму має  $\cos$  форму, сіткові струми відсутні (у режимі "А"  $I_{a1}$  повторює форму  $u_{BX}$ ).

2. Граничний режим  $U_{m\ BX} \approx |E_{g1}|$ : імпульс анодного струму злегка обмежений, сіткові струми малі.

3. Перенапружений режим  $U_{m\ BX} > |E_{g1}|$ : імпульс анодного струму має провал у вершині внаслідок збільшення сіткових струмів.

Найбільш енергетично вигідним є режим близький до граничного при кутах відсічки  $60^\circ \dots 90^\circ$  (слабо недонапружений). При цьому анодний струм і всі його складові визначаються амплітудою імпульсу  $I_m$  та кутом відсічки  $\psi$

$$I_{a0} = \alpha_0 I_m; \quad I_{a1} = \alpha_1 I_m; \quad I_{a2} = \alpha_2 I_m \quad \text{і т.д.,}$$

де  $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$  – коефіцієнти розкладання імпульсу анодного струму (коефіцієнти А.І.Берга). Значення цих коефіцієнтів визначаються тільки кутом відсічки  $\psi$ .

На рис. 4 приведені графіки  $\alpha_i(\psi)$ , а також крива  $\gamma = \frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ , яка визначає зміну ККД ПП по анодному ланцюгу в залежності від кута відсічки анодного струму.

$$\text{Дійсно } \eta_a = \frac{P_-}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{a1}}{I_{a0}} \xi, \text{ де відношення } \frac{I_{a1}}{I_{a0}} \text{ залежить від } \frac{\alpha_1}{\alpha_0},$$

яке називають коефіцієнтом форми  $\cos$  імпульсу  $\gamma$ .

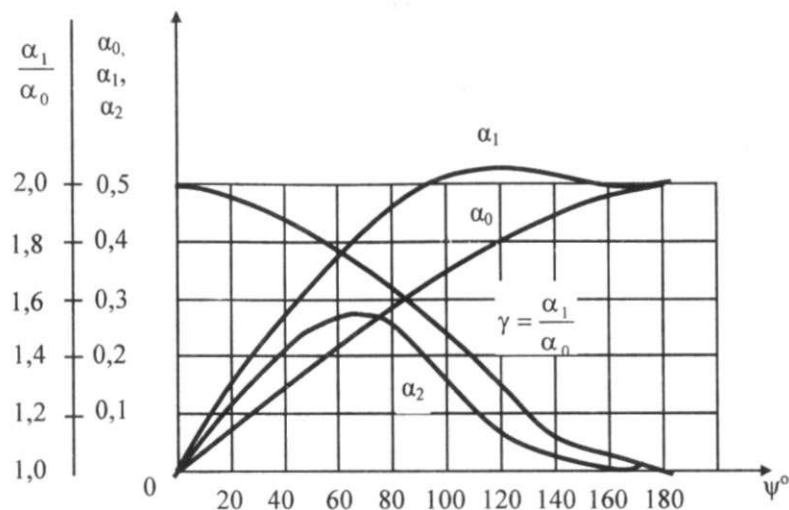


Рис. 4

З рис. 4 випливають висновки.

1. З ростом кута відсічки стала складова анодного струму ( $\alpha_0$ ) монотонно зростає, зростає і потужність, що розсіюється на аноді  $P_{a0}$ .

2. Перша гармоніка анодного струму ( $\alpha_1$ ) має максимум при кутах відсічки  $100^\circ - 120^\circ$ .

3. ККД ПП зростає зі зменшенням кута відсічки. Але при цьому зменшується амплітуда  $I_{a1}$ , а слідовно, і коливальна потужність. Оптимальним є режим роботи з кутом відсічки  $\psi = 60^\circ - 90^\circ$ .

#### 4. Залежність енергетичних показників підсилювача потужності від режиму роботи

##### 4.1. Поняття динамічної характеристики ПП

Попередні міркування відносно залежності енергетичних показників ПП від режиму роботи були отримані на основі розглядання анодно-сіткових статичних характеристик. Більш детальний аналіз цих залежностей звичайно проводиться за допомогою динамічних характеристик в анодних координатах  $f(u_{a0}, u_{g1})$ . Перехід від анодно-

сіткових координат до анодних приведено на рис. 5. При цьому реальні характеристики апроксимуються кусковолінійними.

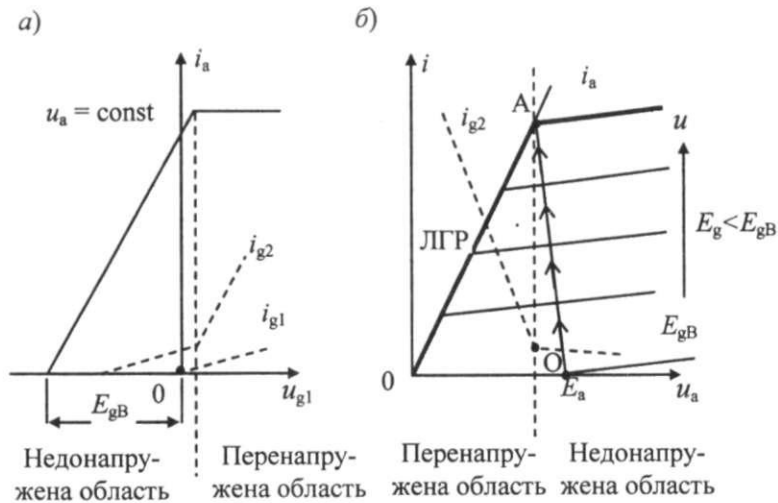


Рис. 5

На рис. 5, б зображені статичні характеристики тетрода в анодних координатах при різних напругах зсуву на першій сітці і відсутності збуджуючого коливання. При наявності збуджуючого коливання і постійної напруги на аноді  $u_a = E_a$  анодний струм змінює свою величину відповідно зі зміною напруги на першій сітці, проходячи відповідні точки статичних характеристик (лінія ОА).

Також як на реальних, так і на ідеалізованих характеристиках можна виділити дві характерні області: недонапружену і перенапружену.

У недонапруженій області анодний струм залежить в основному від напруги на управляючій сітці, сіткові струми  $i_{g1}$  та  $i_{g2}$  малі.

У перенапруженій області анодний струм в більшій ступені залежить від напруги на аноді і зростають сіткові струми. Межею поміж недонапруженою і перенапруженою областями є геометричне місце точок злому статичних характеристик  $i_a = \phi(u_a)$ . Ці точки лежать на лінії, яка називається лінією граничного режиму (ЛГР).

Для енергетичних розрахунків ПП необхідно знати форму імпульсів анодного струму (для визначення величин  $I_{a0}$   $I_{a1}$  ...). Для

цього необхідно звернутися до динамічного режиму роботи підсилювача. Динамічний режим характеризує залежність анодного струму лампи від змінних складових напруг на управляючій сітці ( $u_{g1} = -E_{g1} + U_{mg} \cos \omega t$ ) і на аноді ( $u_a = E_a - U_{ma} \cos \omega t$ ) при певному режимі роботи лампи по постійному струму, тобто при заданих значеннях  $E_a$ ,  $E_{g2}$ ,  $E_{g1}$ .

Розглянемо побудову динамічної характеристики в граничному режимі класу "В" (рис. 6).

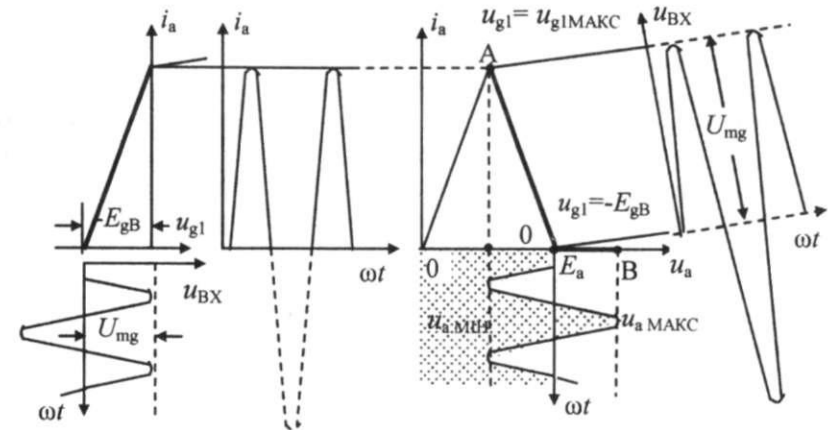


Рис. 6

Цей режим характеризується наступним:

1. Робоча точка вибирається на початку анодно-сіткової характеристики. При цьому напруга на першій сітці в статичному режимі дорівнює напрузі зсуву режиму "В", тобто  $u_{g1} = -E_{gB}$ . На анодній характеристиці цій точці відповідає точка "О", яка є початком анодної статичної характеристики при  $u_a = E_a$ ;  $u_{g1} = -E_{gB}$  в якій  $i_a = 0$ .

2. Амплітуда змінної напруги на вході підсилювача  $U_{mg} = |E_{gB}|$ . При цьому імпульс анодного струму  $i_a$  має максимальну величину і косинусоїдальну форму. В анодних координатах максимальна величина анодного струму визначається точкою "А" на статичній анодній характеристиці, яка відповідає граничному режиму.

3. Напруга на аноді лампи змінюється від  $u_{a \text{ мін}}$  до  $u_{a \text{ макс}}$  внаслідок дії напруги на коливальному контурі. При цьому в результаті



відсічки анодний струм в інтервалі від  $u_a = E_a$  до  $u_a = u_{a \text{ МАКС}}$  не протікає, тобто на ділянці ОВ  $i_a = 0$ .

Таким чином, при наявності збуджуючого коливання анодний струм підсилювача змінюється по лінії АОВ, яка називається його динамічною характеристикою.

Динамічні характеристики підсилювача, що працює в інших режимах приведені в [1] с. 132...141.

#### 4.2. Вплив опору навантаження на режим роботи ПП

При попередньому розгляданні режимів роботи ПП вважалося, що коливальний контур, який є навантаженням лампи, настроєний у резонанс на частоту входних коливань. Також вважалося, що в граничному режимі еквівалентний опір контуру дорівнює граничному значенню опору навантаження. Але в процесі настройки підсилювача еквівалентний опір коливального контуру змінюється в широких межах, що призводить до зміни режимів роботи і енергетичних показників ПП.

Розглянемо динамічні характеристики ПП, який працює в режимі "В" (рис. 7).

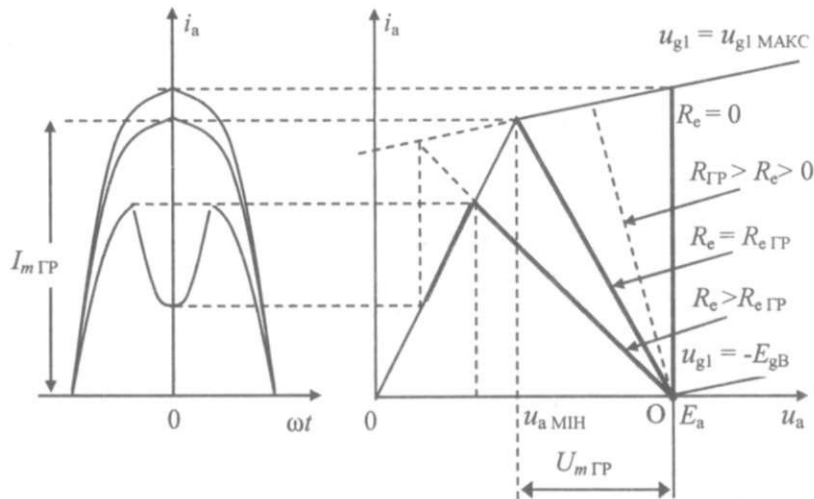


Рис. 7

Напруги живлення і збудження вважаємо незмінними.

Динамічні характеристики підсилювача при різних опорах навантаження будуть проходити через точку "О" в якій  $u_{g1} = -E_{gB}$  і  $u_a = E_a$  і закінчуватися на статичній характеристиці (або її продовженні) з максимальною напругою на сітці  $u_{g1 \text{ МАКС}} = -E_{gB} + U_{mg}$ .

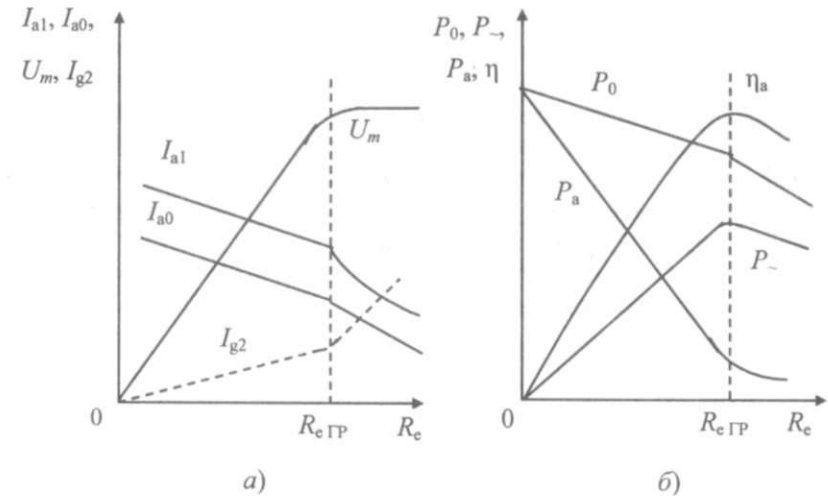


Рис. 8

При  $R_c = 0$  (що має місце коли контур розстроєний) напруга на аноді не змінюється і динамічна характеристика йде паралельно з віссю ординат. При цьому імпульс анодного струму має максимальну величину. При збільшенні опору навантаження до  $R_c = R_{c \text{ ГР}}$  імпульс струму залишається гострокінцевим, а його амплітуда зменшується. Поступово зменшується амплітуда першої гармоніки і постійної складової анодного струму (див. рис. 8, а). Амплітуда напруги на контурі  $U_m = I_{a1} \cdot R_c$  при цьому зростає майже лінійно.

Потужність, що споживається від джерела живлення  $P_0 = E_a \cdot I_{a0}$  незначно зменшується, а коливальна потужність  $P_- = \frac{1}{2} I_{a1} \cdot R_c$  зростає (рис. 8,б). Отже потужність, що розсіюється на аноді лампи ( $P_a = P_0 - P_-$ ), швидко спадає, а ККД підсилювача зростає майже лінійно. Таким чином, у недонапруженому режимі при збільшенні еквівалентного опору навантаження лампи, енергетичні показники ПП поліпшуються.

При переході у перенапружений режим ( $R_e > R_{e \text{ гр}}$ ) в імпульсі анодного струму з'являється провал, що призводить до шпаркового зменшення першої гармоніки і постійної складової анодного струму. Але напруга першої гармоніки на контурі  $U_m$  змінюється мало і коливальна потужність  $P_- = \frac{1}{2} \frac{U_m^2}{R_e}$  зменшується приблизно пропорційно

$R_e$ . Максимальний ККД має місце в слабо перенапруженому режимі.

Проведений аналіз показує, що найбільш вигідним режимом, з точки зору енергетичних співвідношень, є режим близький до граничного, коли еквівалентний опір контуру дорівнює граничному значенню. При цьому максимальні коливальна потужність і ККД підсилювача при достатньо малій потужності, що розсіюється на аноді (наприклад, при  $\psi = 90^\circ$  і  $\xi = 0,8 \div 0,9$ ;  $\eta_a = 0,6 \div 0,7$ ).

Залежність струмів  $I_{a0}$  та  $I_{g2}$  від  $R_e$  використовується для настройки контуру ПП.

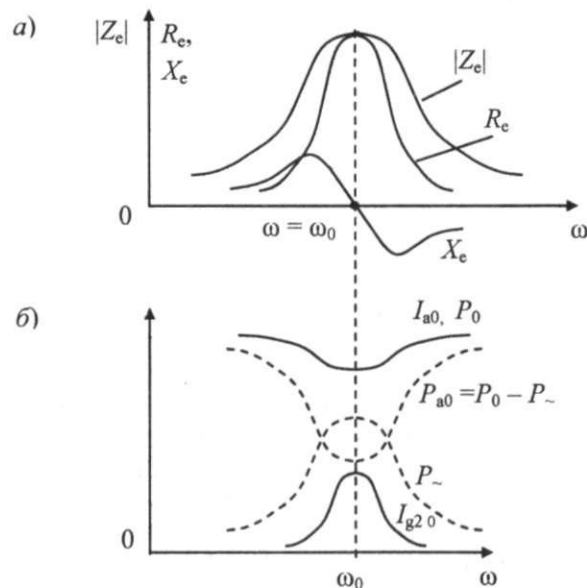


Рис. 9.

Опір коливального контуру різко змінюється поблизу від резонансної частоти (рис. 9, а) – при розстроєному контурі він малий, а при резонансі – максимальний. При наявності збуджуючого коливання, якщо контур розстроєний, режим підсилювача буде недонапружений,

струм  $I_{a0}$  буде великий, а  $I_{g2}$  – малий. При наближенні настройки контуру до частоти збуджуючих коливань опір контуру  $|Z_c|$  зростає, режим роботи наближується до перенапруженого, струм  $I_{a0}$  зменшується, а  $I_{g2}$  – зростає. При настройці контуру у резонанс з частотою збуджуючих коливань анодний струм  $I_{a0}$  буде мінімальний, а струм екрануючої сітки  $I_{g2}$  – максимальний (рис. 9, б). На рис. 9, б зображено також як при настройці контура змінюються потужність, що споживається підсилювачем  $P_0$ , потужність, що розсіюється на аноді  $P_a$  і коливальна потужність  $P_-$ .

Для індикації процесу настройки ПП в ланцюги постійного струму електродів лампи включаються вимірювальні прилади (рис. 10).

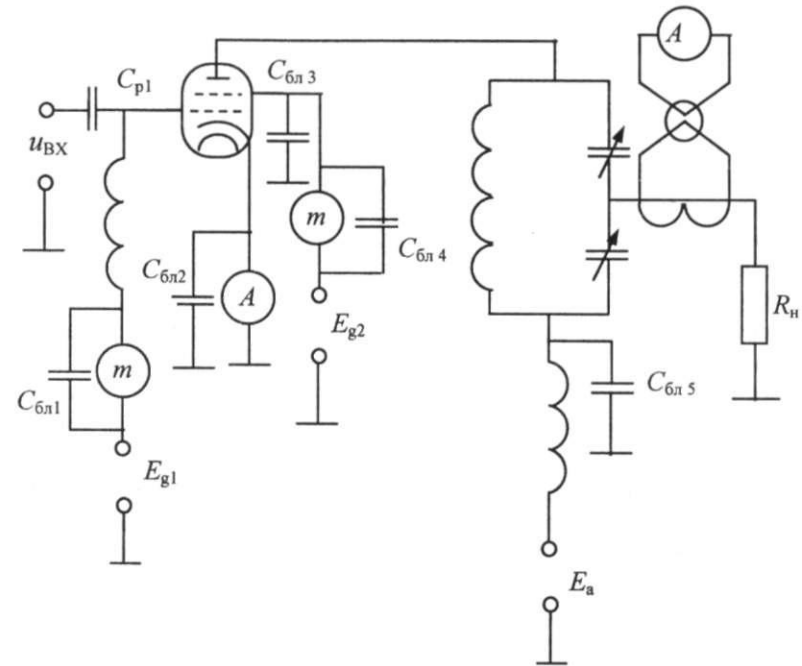


Рис. 10

Настройка ПП здійснюється наступним чином. При малому зв'язку з навантаженням  $R_H$  (ємність  $C_{ЗВ}$  мінімальна) анодний контур настроюється в резонанс по мінімуму анодного струму  $I_{a0}$  або по максимуму струму екрануючої сітки  $I_{g2}$ . Вибір оптимального зв'язку з навантаженням здійснюється зміною ємності  $C_{ЗВ}$  і контролюється по

максимуму струму  $I_H$ , який протікає в  $R_H$ . Регулювання зв'язку призводить до розстройки анодного контуру, тому одночасно зі зміною зв'язку необхідно його підстроювати.

### 5. Вибір режиму роботи підсилювача потужності при різних видах радіосигналів

Радіосигнали, які використовуються для радіозв'язку, можна умовно поділити на дві групи.

До першої групи відносяться сигнали, амплітуда коливань котрих не змінюється в часі. Це радіосигнали з частотною модуляцією і з частотною і фазовою маніпуляцією. До другої групи відносяться сигнали з амплітудною модуляцією і односмугові сигнали, амплітуда коливань котрих непостійна.

При підсиленні радіосигналів першої групи режим роботи ПП вибирають із міркувань використання максимальної потужності електронного приладу і забезпечення високого ККД. Цим вимогам відповідає робота підсилювача у злегка перенапруженому режимі з кутами відсічки  $\psi = 70^\circ \dots 80^\circ$ . Цей режим має також малу чутливість до невеликих змін напруги збудження і опору навантаження. При підсиленні сигналів амплітудної телеграфії, амплітуда яких скачком змінюється від нуля до  $U_{BX \text{ МАКС}}$ , в ПП використовується такий же режим.

При підсиленні односмугових радіосигналів, в яких інформаційними параметрами є частота і амплітуда коливань, необхідно забезпечити режим лінійного підсилення. Це можливо при роботі підсилювача у недонапруженому режимі без відсічки анодного струму. Але при цьому ККД підсилювача буде низьким і такий режим використовується лише в малопотужних проміжних каскадах.

Розглядаючи ідеалізовані анодно-сіткові характеристики (рис. 5, а) можна прийти до висновку, що лінійний режим підсилення з високим ККД може бути забезпечений при роботі підсилювача в недонапруженому режимі з відсічкою анодного струму  $\psi = 90^\circ$ , тобто в режимі класу "В". Однак, якщо урахувати, що в реальних характеристиках нижня ділянка має нелінійний характер, а середнє значення огибаючої односмугового сигналу значно менше максимального, то нелінійних спотворень сигналу не уникнути. Тому мова може йти про мінімальні нелінійні спотворення, що забезпечуються вибором оптимального положення початкової робочої точки з допомогою напруги зсуву  $E_{g1}$ .

В динамічному режимі максимальна амплітуда вхідного сигналу має бути такою, щоб підсилювач не переходив в перенапружений режим. Це контролюється по відсутності струму управляючої сітки ( $I_{g10}$ ), або за співвідношенням струмів  $I_{a0}$  та  $I_{g20}$ .

Якщо вхідний сигнал ПП є багатоканальний, то амплітуда збуджуючого коливання (групового сигналу) дорівнює

$$U_{m \text{ ВХ}} = \sum_{k=1}^n U_{m \text{ ВХ}k},$$

або при однакових напругах в кожному каналі

$$U_{m \text{ ВХ}} = n U_{m \text{ ВХ}k}.$$

Для усунення нелінійних спотворень амплітуда групового сигналу не повинна перебільшувати максимальну амплітуду напруги збудження, а напруга в кожному каналі повинна бути не більше

$$U_{m \text{ ВХ}k} \leq \frac{U_{m \text{ ВХ} \text{ МАКС}}}{n}.$$

Потужність багатоканального сигналу у навантаженні підсилювача буде

$$P = \frac{1}{2} \frac{U_m^2}{R_e} = n^2 \frac{U_{mk}^2}{R_e} = n^2 P_k.$$

Тому потужність, яка припадає на один канал буде в  $n^2$  разів менше повної потужності підсилювача.

### Питання для власного контролю та повторення

1. Які вимоги пред'являються до підсилювача потужності?
2. Склад та призначення елементів ПП.
3. Що таке ККД коливального контура і від чого він залежить?
4. Що таке коефіцієнт використання анодної напруги?
5. Шляхи збільшення ККД ПП.

6. Що таке режими роботи ПП "А", "В", "С" і як вони встановлюються?

7. Що таке недонапружений граничний та перенапружений режим роботи ПП?

8. В якому режимі роботи ПП має максимальний ККД?

9. Який режим роботи ПП встановлюється при підсиленні сигналу ЗЗЕ і чому?

## ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ПІДСИЛЮЮЧИХ КАСКАДІВ ПЕРЕДАВАЧА

### 1. Особливості вихідних каскадів

Вихідним каскадом передавача називається його останній каскад, який забезпечує задану коливальну потужність в антені або в антенному фідері. Отже навантаженням вихідного каскаду є антена.

В загальному випадку вхідний опір антени має комплексний характер

$$Z_A = R_A + jX_A.$$

При роботі в діапазоні частот як активна ( $R_A$ ) так і реактивна ( $X_A$ ) складові опору антени можуть змінюватися у вельми широких границях. При цьому потужність, яка передається в антену, повинна бути не менше заданої. Для отримання в антені максимальної потужності необхідно виконати дві умови:

– забезпечити такий режим роботи ПП, при якому генеруєма потужність була б максимальною;

– забезпечити умови передачі в антену максимальної потужності.

Перша вимога забезпечується роботою ПП в граничному режимі. При цьому еквівалентний опір його навантаження повинний бути

$$R_e = R_{ГР}. \quad (1)$$

Еквівалентний опір  $R_e$  містить в собі і опір антени. При виконанні умови (1) має місце і максимальний ККД підсилювача. Тому в антену буде віддаватися максимальна потужність. Якщо в якості навантаження ПП є коливальний контур, то антена може бути підключена до нього двома способами:

– за простою схемою – коли антена підключена послідовно з елементами контуру і складає його частину (рис. 1, а);

– за складною схемою – коли антена підключається через додатковий контур, який називається антенним (рис. 1, б).

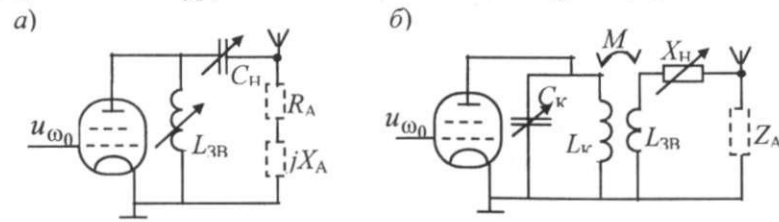


Рис. 1

Контур, який включено в анодний ланцюг називається проміжним або анодним.

**Примітка.** На рис. 1, а, б не показано ланцюги живлення радіолампи від джерела постійного струму.

В схемі рис. 1, а, комплексний опір контуру буде

$$Z_K = R_A + r_{L_{ЗВ}} + j\omega L_{ЗВ} - j\frac{1}{\omega C_H} + jX_A. \quad (2)$$

Настройка контуру в резонанс здійснюється конденсатором  $C_H$ . Зв'язок контуру з лампою регулюється котушкою індуктивності  $L_{ЗВ}$ .

При резонансі реактивна складова опору  $Z_K$  дорівнює

$$\omega L_{ЗВ} - \frac{1}{\omega C_H} + X_A = 0. \quad (3)$$

Еквівалентний опір, який підключений до лампи через індуктивність зв'язку буде

$$R_e = \frac{X_{ЗВ}^2}{R_A + r_{L_{ЗВ}}} = \frac{(\omega L_{ЗВ})^2}{R_A + r_{L_{ЗВ}}} \quad (4)$$

і має активний характер.

Регулюванням  $X_{ЗВ}$  можна добитися виконання умови (1).

Проста схема підключення антени використовується в малопотужних передавачах з малим коефіцієнтом перекриття робочого діапазону частот.

Це пояснюється тим, що режим роботи ПП в значній мірі залежить від величини і характеру опору антени  $Z_A$ , які в широкому діапазоні частот змінюються в значних границях. Крім того, простий контур слабо придушує побічні випромінювання.

Складна схема вихідного каскаду менш чутлива до зміни параметрів антени і має більш високу вибірковість відносно побічних випромінювань. Тому вона використовується в широкодіапазонних передавачах як малої, так середньої і великої потужності.

Розглянемо деякі енергетичні співвідношення в каскадах складної схеми, для чого представимо схему рис. 1, а в спрощеному вигляді (рис. 2).

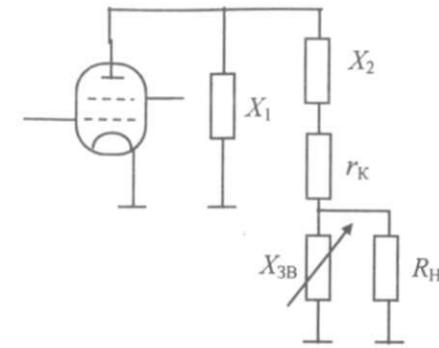


Рис. 2

На рис. 2 позначено:

- $X_1$  - реактивний опір смісної гілки анодного контуру;
- $X_2, r_K$  - реактивний та активний опір котушки індуктивності анодного контуру;
- $X_{ЗВ}$  - реактивний опір зв'язку між контурами;
- $R_H$  - активний опір антенного контуру, який навантажує анодний контур.

**Примітка.** Вважаємо, що антенний контур настроєно в резонанс з частотою збудження каскаду.

Передача енергії з проміжного контуру в антенний еквівалентна внесенню із останнього в перший деякого опору  $r_{ВН}$ . Тому загальний опір втрат проміжного контуру дорівнює  $r_K + r_{ВН}$ .

При настройці обох контурів в резонанс на частоту  $\omega_0$  еквівалентний опір навантаження лампи буде

$$R_e = Q_e \rho = \frac{\rho^2}{r_K + r_{ВН}} = \frac{R_{e0}}{1 + \frac{r_{ВН}}{r_K}}, \quad (5)$$

де  $R_{e0} = \frac{\rho}{r_K}$  - еквівалентний опір ненавантаженого проміжного контуру при резонансі;

$r_{ВН} = \frac{X_{ЗВ}}{R_H}$  - опір, який внесено із антенного контуру в проміжний.

Величина  $\frac{r_{\text{ВН}}}{r_{\text{К}}}$  характеризує міру зв'язку між контурами, тобто міру передачі потужності з проміжного контуру в антенний і ККД проміжного контуру.

ККД проміжного контуру можливо записати у вигляді

$$\eta_{\text{К}} = \frac{P_{\text{АК}}}{P} \frac{r_{\text{ВН}}}{r_{\text{К}} + r_{\text{ВН}}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{\text{К}}}{r_{\text{ВН}}}} \quad (6)$$

З аналізу виразів (5) і (6) можна зробити наступні висновки:

1. При збільшенні зв'язку антенного і проміжного контурів збільшується вносимий опір  $r_{\text{ВН}}$  і поступово зростає ККД проміжного контура.

2. При малому зв'язку контурів  $R_e$ , тобто навантаження електронного приладу – максимальне. Якщо  $R_e > R_{\text{ГР}}$ , то підсилювач працює у перенапруженому режимі. По мірі збільшення зв'язку підсилювач переходить в граничний ( $R_e = R_{\text{ГР}}$ ), а потім – в недонапружений режим ( $R_e < R_{\text{ГР}}$ ). Ця закономірність використовується при настройці вихідного каскаду – регулювання величини зв'язку контурів добиваються максимального струму в антені.

3. Збільшення  $r_{\text{ВН}}$  супроводжується зниженням еквівалентної добротності проміжного контуру (вираз 5). Це призводить, у свою чергу, до погіршення вибірковості коливальної системи підсилювача по відношенню до побічних коливань. Поліпшення вибірковості, а також ККД проміжного контуру можливо лише зменшенням втрат в контурі та елементах зв'язку, тобто збільшенням їх добротності.

## 2. Особливості побудови і режими роботи проміжних каскадів радіопередавача

Проміжні каскади тракту підсилення передавача розташовані поміж збуджувачем і вихідним каскадом і призначені для забезпечення потужності, необхідної для збудження вихідного каскаду. Вони зменшують також вплив вихідного каскаду на збуджувач.

Крім заданої потужності до проміжних каскадів пред'являються дві основні вимоги:

- постійність амплітуди вихідної напруги в діапазоні робочих частот передавача;
- лінійність підсилення.

Для забезпечення постійної амплітуди напруги збудження на вході наступного каскаду доцільна робота проміжного каскаду в перенапруженому режимі. При цьому амплітуда коливальної напруги на виході каскаду практично не залежить від опору навантаження. Однак перенапружений режим можна застосовувати лише при підсиленні сигналів, в яких амплітуда не є інформативним параметром (сигнали F1B, F7B, G1B, A1A).

При підсиленні односмугових сигналів і сигналів виду АЗЕ підсилення має бути лінійним, що забезпечується в межах недонапруженого режиму роботи.

Постійність напруги збудження на виході каскаду, який працює в недонапруженому режимі, може бути отримане лише при постійності опору навантаження каскаду в діапазоні частот його перестройки. Для цього в практичних схемах резонансних проміжних каскадів застосовуються спеціальні заходи по підтримці опору навантаження постійним.

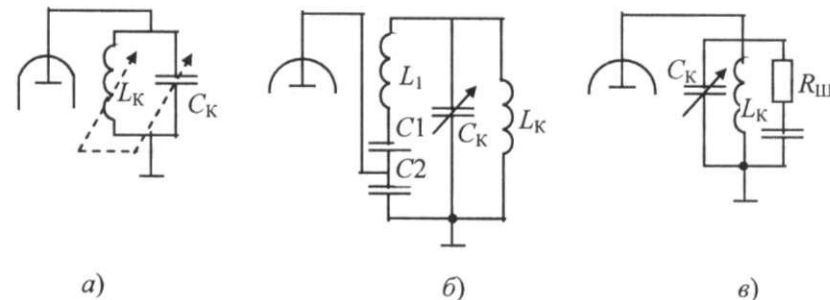


Рис. 3

При використанні в навантаженні каскаду одиночного коливального контуру постійність його опору можна забезпечити, якщо здійснювати його перестройку одночасною зміною індуктивності і ємності так, щоб

їх відношення  $\frac{L_{\text{К}}}{C_{\text{К}}}$  залишалось постійним (рис. 3, а). При цьому, в

межах малої зміни добротності контура  $Q_0$ , можна вважати

$$R_{e0} = \rho Q_e = \sqrt{\frac{L_{\text{К}}}{C_{\text{К}}}} Q_e = \text{const.}$$

Недоліком такого методу є складність системи спряженої перестройки елементів контуру.

Постійність опору навантаження електронного приладу можна забезпечити застосуванням частотно-залежних ланцюгів зв'язку контуру з електронним приладом. При цьому ланцюг зв'язку виконується у вигляді подільовача, коефіцієнт ділення якого змінюється у діапазоні частот за законом зворотнім закону зміни опору контура. Так (рис. 3, б) еквівалентний опір, який підключено до електронного приладу визначається коефіцієнтом включення  $p = \frac{U_{C2}}{U_K}$

$$R_e = \rho^2 R_{e0}.$$

При перестройці контура в бік високих частот  $C_K$  зменшується, а  $R_{e0}$  зростає. Зараз з тим напруга на конденсаторі  $C2$  зменшується, а на ланцюзі  $C1$ ,  $L1$  зростає, тобто зменшується коефіцієнт включення. Таким чином, опір навантаження змінюється в менших межах.

У деяких схемах зменшення діапазону зміни опору навантаження здійснюється шляхом шунтування контуру активним опором (резистором). Але активний шунт призводить до зменшення коефіцієнта підсилення каскаду та його вибіркової відносно побічних коливань. Тим не менше такі каскади знайшли свій розвиток в широкосмугових підсилювачах які не перестроюються в деякому діапазоні частот.

Крім розглянутих способів забезпечення постійності напруги збудження вихідного каскаду в тракті попереднього підсилення застосовується система АРП.

### 3. Резонансні підсилювачі потужності на транзисторах

Застосування транзисторів в підсилюючих каскадах дозволяє поліпшити експлуатаційні показники радіопередавачів: підвищити надійність, зменшити габарити й масу, забезпечити, практично, миттєву готовність передавача до роботи, підвищити безпеку обслуговуючого персоналу.

При використанні транзисторів в радіопередавачах необхідно враховувати наступне:

- складну залежність параметрів транзисторів від частоти і режиму роботи;
- низькі вхідні і навантажувальні опори транзисторів;
- критичність транзисторів до перевантаження по струму і напрузі;

– залежність параметрів транзисторів від температури.

В підсилювачах потужності використовується дві схеми включення транзисторів: з загальним емітером (ЗЕ) і з загальною базою (ЗБ). Такі схеми подібні ламповим схемам з загальним катодом і загальною сіткою. Схема з ЗЕ забезпечує більший коефіцієнт підсилення потужності, добре узгодження каскадів між собою і меншу реакцію вихідного ланцюга на вхідний, чим схема з ЗБ. За цією схемою будуються каскади ПП в передавачах декаметрового і частково метрового діапазонів. Схема з ЗБ використовується у метровому діапазоні хвиль.

Режими роботи транзисторних ПП такі ж як і лампових ПП. Для забезпечення малих нелінійних спотворень транзистори, як і лампи, повинні працювати у недонапруженому режимі. Високі енергетичні показники також можуть бути отримані тільки в режимі з відсічкою колекторного струму з кутом відсічки близько  $90^\circ$ .

Найважчою особливістю потужних транзисторних підсилювачів є те, що потрібний опір навантаження для роботи в граничному режимі дорівнює одиницям Ом. Мала величина опору граничного режиму при достатньо великому еквівалентному опорі коливального контура (декілька кОм) вимагає сильного зв'язку між контуром і навантаженням. При цьому шпарко знижується еквівалентна добротність контуру

$$(Q_e = \frac{\rho^2}{r_k + r_{вн}} = \frac{R_{e0}}{1 + \frac{r_{вн}}{r_k}}),$$

яка визначає фільтрацію побічних коливань.

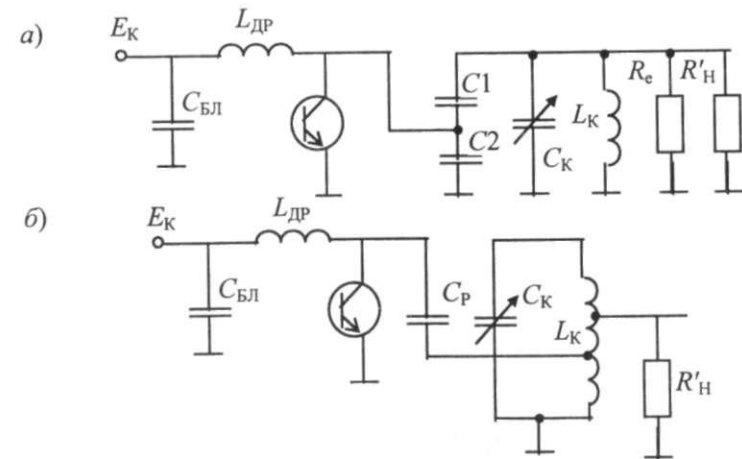


Рис. 4

Еквівалентний опір навантаженого контура можна довести до граничного шляхом зменшення зв'язку контура з транзистором (неповне включення) рис. 4.

Ці схеми можна реалізувати на високих частотах при невеликих рівнях потужності (одиниці Вт). Тому резонансні схеми транзисторних підсилювачів потужності знаходять обмежене використання. Зараз з тим мале значення  $R_{ГТ}$  дозволяє легко виконати транзисторні підсилювачі широкосмуговими.

#### Питання для власного контролю та повторення

1. Що таке проста схема включення антени в вихідному каскаді передавача?
2. Чому складна схема вихідного каскада має менший ККД чим проста схема?
3. Які переваги має складна схема вихідного каскада?
4. Які вимоги пред'являються до проміжних каскадів тракту підсилення передавача і чому?
5. Якими шляхами забезпечується постійність напруги збудження вихідного каскаду передавача?
6. Чому транзисторні резонансні підсилювачі потужності знаходять обмежене використання?

## ШИРОКОСМУГОВІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

### 1. Загальні відомості про широкосмугові підсилювачі

Ділення підсилювачів на широкосмугові і вузькосмугові визначається співвідношенням смуги підсилення  $\Delta\omega_{п}$ , в якій підсилювач забезпечує задане підсилення без його перестройки, в смугі частот яку займає сигнал  $\Delta\omega_{с}$ .

У вузькосмугових підсилювачах це співвідношення близьке до одиниці

$$\frac{\Delta\omega_{п}}{\Delta\omega_{с}} \geq 1.$$

Це, як правило, резонансні підсилювачі, які перестроюються при кожній зміні робочої частоти збуджувача. Вони забезпечують високий ККД і добре придушення неосновних випромінювань, але не задовольняють сучасні вимоги до швидкості перестройки при використанні в частотно-адаптивних системах радіозв'язку.

Широкосмугові підсилювачі забезпечують перекриття деякого діапазону частот без їх перестройки. Ця смуга частот значно більше смуги, яку займає сигнал, тобто

$$\frac{\Delta\omega_{п}}{\Delta\omega_{с}} \gg 1.$$

Такі підсилювачі, практично, не вносять лінійних перетворень в сигнали, що передаються, але мають більш низькі енергетичні показники і частково ускладнюють рішення проблеми електромагнітної сумісності. Тим не менше, застосування широкосмугових ПП має перспективу, внаслідок спрощення задачі автоматизації процесу зміни частот і суттєвого підвищення технічної надійності передавача.

В якості широкосмугових можуть використовуватися різні типи лампових і транзисторних підсилювачів:

- резисторні з елементами корекції;
- резонансні зі зниженою добротністю контурів;
- підсилювачі на фільтрах, що комутуються;
- підсилювачі з розподіленим підсиленням.

Основне обмеження на смугу підсилення накладають паразитні параметри електронних приладів: вхідні і вихідні ємності радіоламп, індуктивність електродів транзисторів.



## 2. Обмеження смуги підсилення в лампових ПП

Найпростішим способом отримання широкої смуги підсилення підсилювача є використання в ньому резистора в якості навантаження.

При цьому, в ідеальному випадку, коефіцієнт підсилення можна записати

$$K = S_{\text{СЕР}} \cdot R_{\text{Н}}, \quad (1)$$

де  $S_{\text{СЕР}}$  – середня крутизна прохідної характеристики електронного приладу;

$R_{\text{Н}}$  – опір резистора навантаження.

З виразу (1) витікає, що коефіцієнт підсилення не залежить від частоти коливань, що підсилюються. Але в реальних схемах підсилювачів електронні прилади завжди мають реактивні вхідні і вихідні параметри, які підключені до опору навантаження. Опір цих елементів залежить від частоти і з її зміною змінює і коефіцієнт підсилення підсилювача.

В лампових каскадах найбільше впливають вхідна і вихідна ємності лампи (рис. 1).

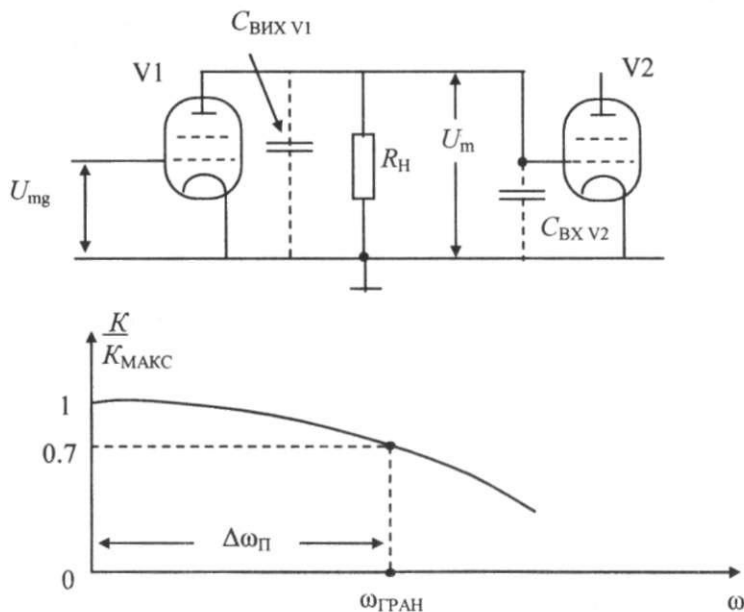


Рис. 1

Коефіцієнт підсилення по напрузі в такій схемі має вираз

$$K = \frac{U_m}{U_{mg}} = S_{\text{СЕР}} \cdot |Z_e| = \frac{S_{\text{СЕР}}}{|Y_e|} = \frac{S_{\text{СЕР}}}{\sqrt{\frac{1}{R_{\text{Н}}^2} + \omega^2 C^2}} = \frac{S_{\text{СЕР}} R_{\text{Н}}}{\sqrt{1 + R_{\text{Н}}^2 C^2 \omega^2}}. \quad (2)$$

У виразі (2) –  $|Z_e| = \frac{1}{|Y_e|}$  – модуль еквівалентного навантаження радіолампи V1;

$C$  – сумарна ємність, що підключена до навантаження  $R_{\text{Н}}$ .

З виразу (2) випливає, що зі збільшенням частоти коливань, що підсилюються, коефіцієнт підсилення зменшується. Це пояснюється шунтуючою дією ємності, опір якої зменшується зі збільшенням частоти.

Вираз (2) можна записати у вигляді

$$K = \frac{K_{\text{МАКС}}}{\sqrt{1 + R_{\text{Н}}^2 C^2 \omega^2}}, \quad (3)$$

де  $K_{\text{МАКС}} = S_{\text{СЕР}} R_{\text{Н}}$ .

Якщо задана величина мінімального коефіцієнта підсилення в смугі підсилення то з виразу (3) можна визначити граничну частоту смуги підсилення, наприклад (рис. 1)

$$K_{\text{МИН}} = 0,7 K_{\text{МАКС}} = \frac{K_{\text{МАКС}}}{\sqrt{2}}.$$

Слідовно:

$$\sqrt{2} = \sqrt{1 + R_{\text{Н}}^2 C^2 \omega_{\text{ГР}}^2}, \quad \text{тобто} \quad \omega_{\text{ГР}} = \frac{1}{R_{\text{Н}} C}. \quad (4)$$

Таким чином, в підсилювачі з резисторним навантаженням при заданій нерівномірності частотної характеристики смуга підсилення  $\Delta\omega_{\text{П}}$  визначається ємністю  $C = C_{\text{ВХ}} + C_{\text{ВХ}}$  і потрібним опором навантаження. Відмітимо, що на граничній частоті коефіцієнт підсилення потужності зменшується в два рази. Це пояснюється тим, що внаслідок шунтуючої дії ємності активний опір в анодному ланцюзі зменшується вдвічі.

Дійсно, з виразу (4) випливає

$$R_H = \frac{1}{\omega_{\text{гран}} C};$$

$$R_e = \frac{R_H}{1 + \omega_{\text{гран}}^2 C^2 R_H^2} = \frac{R_H}{2}.$$

Розглянутий підсилювач з резисторним навантаженням забезпечує підсилення з заданою нерівномірністю  $K/K_{\text{МАКС}} = 0,7$  в смузі  $\Delta\omega_{\text{п}} = \omega_{\text{ГРАН}}$ . Для підсилення коливань на більш високих частотах здійснюється корекція АЧХ підсилювача шляхом підключення індуктивності паралельно до опору навантаження (рис. 2). При цьому утворюється коливальний LC контур, зашунтований опором навантаження  $R_H$ . Резонансна частота контуру визначається величинами ємності та індуктивності, тобто

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

а його еквівалентний опір на резонансній частоті дорівнює опору навантаження  $R_e = R_H$ .

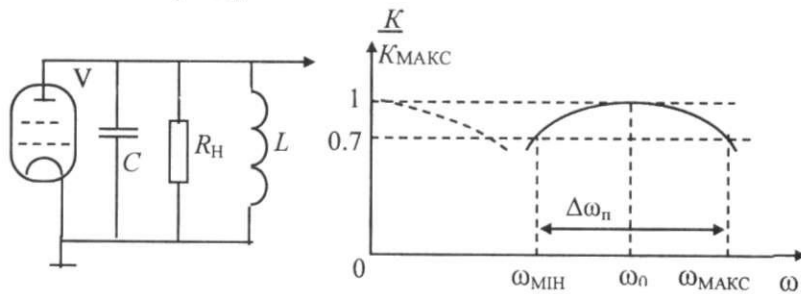


Рис. 2

Нерівномірність коефіцієнта підсилення  $K/K_{\text{МАКС}} = 0,7$  визначається смугою пропускання контуру, яка фактично є смугою підсилення  $\Delta\omega_{\text{п}}$ . Тому з відомого співвідношення може бути отримано

$$\Delta\omega_{\text{п}} = \frac{\omega_0}{Q_e} = \frac{\omega_0 \rho}{R_e} = \frac{1}{CR_H} \quad (5)$$

Вираз (5) співпадає з виразом (4), що свідчить про те, що в підсилювачі з резисторним навантаженням

– смуга підсилення не залежить від частоти;

– ширина смуги підсилення визначається лише величиною потрібного опору навантаження  $R_H$  і величиною ємності, що його шунтує. В лампових підсилювачах це, в основному, вихідна (анодна) ємність.

Крім розглянутої, можливі більш складні схеми корекції АЧХ підсилювача. Наприклад, включення індуктивності послідовно з  $R_H$  дозволяє отримати підйом підсилення на високих частотах. Але при будь-яких ланцюгах корекції максимальна смуга підсилення, яка може бути досягнена, не перебільшує

$$\Delta\omega_{\text{Б}} = \frac{\pi}{2CR_H}.$$

Це співвідношення має назву граничного співвідношення Боде.

### 3. Широкопasmові транзисторні ПП

Відмінною особливістю потужних транзисторів, в порівнянні з електронними лампами, є малі вхідні опори (частини і одиниці Ом), а також низькі опори навантаження (одиниці, десятки Ом). Останнє призводить до того, що вихідна ємність транзистора (ємність колекторного переходу), не накладає обмеження на отримання максимальної потужності при роботі у діапазоні частот. Обмеження смуги підсилення пов'язані, в основному, з його вхідним ланцюгом і граничною частотою коефіцієнта передачі струму.

Транзисторні підсилювачі потужності виконуються за двома схемами включення транзисторів: з загальною базою і з загальним емітером (рис. 3).

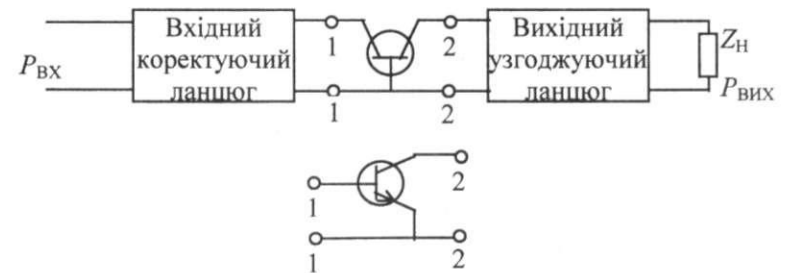


Рис. 3

Вхідний коректуючий ланцюг призначений для корекції частотної характеристики підсилювача і розширення смуги підсилення.

Вихідний узгоджуючий ланцюг забезпечує трансформацію опору навантаження  $Z_H$  до активного опору, що дорівнює граничному опору навантаження.

В схемах включення транзисторів з загальною базою, гранична частота коефіцієнта передачі по струму  $\omega_a$ , як правило, значно вище ділянки робочих частот. Тому на смугу підсилення, в основному, впливає вхідна індуктивність емітерного вводу.

На рис. 4 зображена схема заміщення вхідного ланцюга в транзисторному підсилювачі з ЗБ.

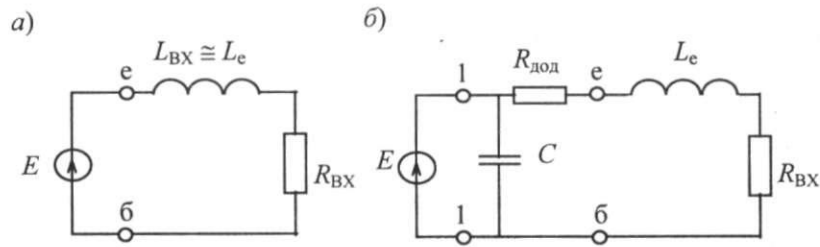


Рис. 4

Вхідний ланцюг являє собою послідовне включення індуктивності емітерного вводу  $L_e$  і опору  $R_{BX} = r_e + r_b(1 - \alpha_0)$ . Оскільки величина  $R_{BX}$  мала, то при збільшенні частоти збуджуючої напруги вхідний струм емітера зменшується, в основному, за рахунок зростання опору індуктивності. При цьому зменшується і вихідна потужність підсилювача. Можна довести, що зменшення вихідної потужності у два рази має місце при граничній частоті

$$\omega_{ГР} = \frac{R_{BX}}{L_e}$$

При цьому нерівномірність частотної характеристики буде як і в ламповому резисторному підсилювачі (рис. 1).

Розширення смуги підсилення можливе лише шляхом включення у вхідний ланцюг додаткового резистора, який зменшує вплив  $L_e$ .

Тоді:

$$\Delta\omega_{П} = \frac{R_{BX} + R_{доп}}{L_e}$$

Але при цьому зменшується коефіцієнт підсилення каскаду за потужністю

$$K_P = \frac{P_{ВИХ}}{P_{ВХ}} \cong \alpha^2 \frac{R_H}{R_{BX} + R_H},$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт передачі по струму в схемі з загальною базою.

В схемі з загальним емітером додаткове обмеження смуги підсилення пов'язане з частотною залежністю коефіцієнта передачі по струму в цій схемі. Це пояснюється впливом ємності емітерного переходу  $C_e$ , яка шунтує його активний опір (рис. 5, а).

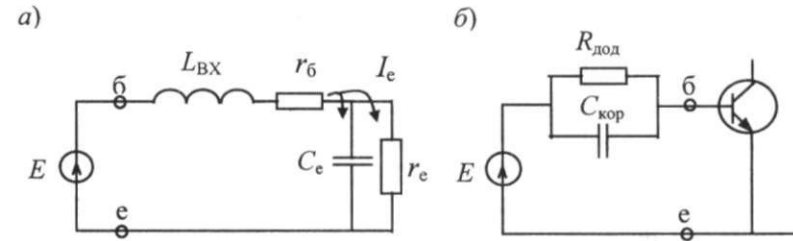


Рис. 5

При збільшенні частоти коливачів, які підсилюються, опір ємності  $C_e$  зменшується, зменшується і складова струму, що протікає через  $r_e$ . При цьому коефіцієнт передачі по струму транзистора також зменшується.

Для підтримання коефіцієнта передачі постійним необхідно зі збільшенням частоти збільшувати вхідний струм транзистора. Це досягається шунтуванням додаткового резистора в базовому ланцюгу коректуючою ємністю  $C_{КОР}$ , опір якої зі зростанням частоти зменшується.

#### Висновки:

1. Для зменшення часу перестройки радіопередавачів при роботі у діапазоні частот використовуються широкопasmові підсилювачі потужності.

2. В лампових ПП смуга підсилення обмежується, в основному, вихідною ємністю каскаду.  $\Delta\omega_{\text{П}} = \frac{1}{CR_{\text{Н}}}$ . Розширення смуги

підсилення досягається включенням коректуючих елементів у вихідний ланцюг підсилювача.

3. В транзисторних ПП смуга підсилення обмежується, в основному, вхідними реактивними параметрами транзистора. Тому коректуючі елементи складають вхідний ланцюг підсилювача.

4. Як в лампових так і в транзисторних ПП розширення смуги підсилення поза граничну супроводжується зменшенням коефіцієнта підсилення потужності.

### Питання для власного контролю та повторення

1. За яким критерієм поділяються підсилювачі на вузькосмуговий та широкосмуговий?

2. Що обмежує смугу підсилення в лампових підсилюючих каскадах?

3. Чим визначається нерівномірність коефіцієнта підсилення в смузі підсилення резонансного ПП?

4. Чому вихідна ємність в транзисторному ПП не впливає на його смугу підсилення?

5. Яким чином розширюється смуга підсилення в транзисторному підсилювачі, виконаного за схемою з загальним емітером і загальною базою?

## УЗГОДЖУЮЧІ ПРИСТРОЇ РАДІОПЕРЕДАВАЧІВ

### 1. Призначення та вимоги до узгоджуючих пристроїв

При роботі передавача в широкому діапазоні частот використовується декілька типів антен, вхідний опір яких, має комплексний характер і змінюється в широких межах

$$Z_A(j\omega) = R_A(\omega) + jX_A(\omega).$$

Оскільки, електронний прилад вихідного каскаду передавача видає максимальну потужність в активний опір, що дорівнює  $R_{\text{ГР}}$ , то виникає необхідність перетворення опору антени до цієї величини в усьому діапазоні робочих частот. Іншими словами необхідне узгодження навантаження електронного приладу з опором антени.

У вихідних каскадах простої схеми узгодження досягається настройкою контуру навантаження в резонанс і регулюванням величини зв'язку контуру з електронним приладом.

У складній схемі вихідного каскаду узгодження здійснюється шляхом настройки і регулювання зв'язку антенного контуру з контуром навантаження електронного приладу.

Елементи антенного контуру функціонально і конструктивно можуть виділятися в окремий пристрій, який називають узгоджуючим пристроєм.

Таким чином, основним призначенням узгоджуючого пристрою є перетворення комплексного опору антени  $Z_A(j\omega)$  у постійний опір навантаження ПП  $R_{\text{Н}}$ . Якщо в комплекті антен є антени з симетричним входом, то функцію утворення симетричного виходу передавача також виконує узгоджуючий пристрій. В цьому випадку його називають узгоджуючим-симетруючим.

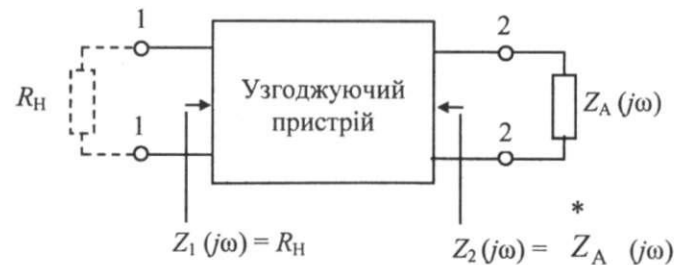


Рис. 1

Розглянемо схему включення узгоджувачого пристрою, яка приведена на рис. 1.

При настроеному узгоджувачому ланцюзі його вхідний опір з боку контактів 1-1 на будь-якій частоті повинен бути:  $Z_1(j\omega) = R_H$ . При цьому вся потужність, яка підведена до входу узгоджувачого ланцюга, буде передана в антену. Але вона буде повністю виділятися на активному опорі антени, тобто випромінюватися, з умови, що вихідний опір узгоджувачого ланцюга буде комплексно спряжений опору антени

$$Z_2(j\omega) = Z_A^*(j\omega).$$

Таким чином, при настроеному узгоджувачому ланцюзі його обидва входи узгоджені, а ланцюг являє собою частотно-залежний трансформатор опору.

До узгоджувачих пристроїв пред'являються наступні вимоги:

1. Максимальна точність узгодження, тобто мінімальне відхилення  $Z_1(j\omega)$  від  $R_H$ . Це характеризується коефіцієнтом відбиття на вході УП або коефіцієнтом бігучої хвилі.

2. Мінімальні втрати енергії (максимальна добротність елементів УП).

3. Фільтруючі властивості по відношенню до неосновних випромінювань.

4. Простота і однозначність настройки – мінімальна кількість елементів.

5. Мінімальний час перестройки.

## 2. Резонансні узгоджувачі пристрої

Під резонансними узгоджувачими пристроями розуміються такі, в яких узгоджувачий ланцюг складається з реактивних елементів, що перестроюються при кожній зміні частоти.

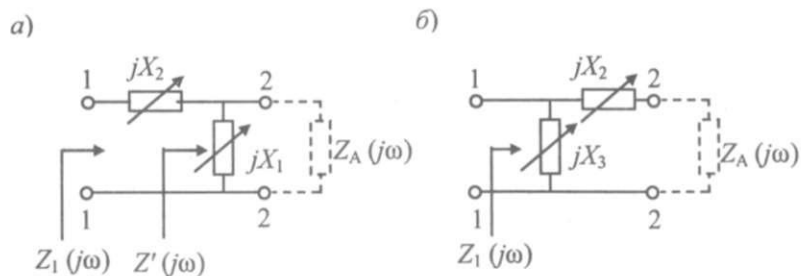


Рис. 2

Мінімальна кількість реактивних елементів дорівнює двом. Схеми їх включення приведені на рис. 2, а, б.

Узгоджувачий ланцюг виду "а" називають Т-подібним напівколом, а виду "б" – П-подібним напівколом. Вони утворюють так звані Г-подібні кола ФНЧ і, крім узгодження, забезпечують придушення гармонік основного сигналу.

Розглянемо вплив реактивних елементів, що включені послідовно і паралельно опору антени на величину і характер вхідного опору УП  $Z_1(j\omega)$ .

Послідовний елемент впливає лише на реактивну складову вхідного опору

$$Z_1(j\omega) = R_A(\omega) + jX_A(\omega) + jX_2(\omega). \quad (1)$$

При цьому, для отримання вхідного опору чисто активного характеру опір реактивного елементу  $X_2$  повинен бути рівним за величиною і протилежним за знаком реактивному опору антени

$$Z_1(\omega) = R_A(\omega); \quad jX_A - jX_2 = 0. \quad (2)$$

На комплексній площі цей процес відображається прямою лінією, що паралельна осі ординат і проходить через  $R_A$  (рис. 3).

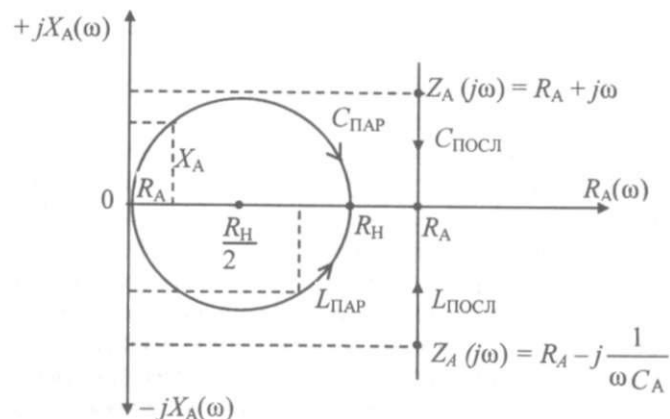


Рис. 3

Таким чином, лише послідовний реактивний елемент не трансформує активний опір антени до необхідної величини  $R_H$ .

Паралельний реактивний елемент  $jX_1$  є шунтом по відношенню до  $Z_A$  і утворює разом з антеною коливальний паралельний контур. Тому одразу можна стверджувати наступне:

Результуюча провідність у точках 2–2 буде

$$\frac{1}{jX_1} + \frac{1}{Z_A(j\omega)} = \frac{1}{jX_1} + \frac{R_A(\omega)}{R_A^2(\omega) + X_A^2(\omega)} - j \frac{X_A(\omega)}{R_A^2(\omega) + X_A^2(\omega)}, \quad (3)$$

а умови узгодження:

$$\frac{1}{jX_1} - j \frac{X_A(\omega)}{R_A^2(\omega) + X_A^2(\omega)} = 0; \quad \frac{R_A(\omega)}{R_A^2(\omega) + X_A^2(\omega)} = \frac{1}{R_H} \quad (4)$$

З виразів (4) видно, що реактивний шунт трансформує, як активний, так і реактивний опір антени. Після деяких перетворень активну складову провідності можна записати у вигляді

$$\left[ R_A(\omega) - \frac{R_H}{2} \right]^2 + X_A^2(\omega) = \left( \frac{R_H}{2} \right)^2. \quad (5)$$

Вираз (5) є рівнянням кола з радіусом  $\frac{R_H}{2}$  і центром, який має

координати  $X_A(\omega) = 0; R_A(\omega) = \frac{R_H}{2}$  (рис. 3).

Це коло на площині  $Z_A(j\omega)$  визначає множини значень опору антени, які можуть бути перетворені у величину  $R_H$  з допомогою одного реактивного елемента, який підключено до  $Z_A$  паралельно. З діаграми також видно, що до величини  $R_H$  трансформуються лише величини  $Z_A(j\omega)$  в яких  $R_A(\omega) \leq R_H$ . З виразу (4) слідує також, що компенсування позитивного реактивного опору антени здійснюється включенням паралельної ємності, а від'ємного – включенням індуктивності.

Розглянуті приклади демонструють, що з допомогою лише одного реактивного елемента узгодження обмежено значеннями  $Z(j\omega)$ , які належать або лінії з  $R_A = \text{const}$ , або колу з радіусом  $\frac{R_H}{2}$ .

Для узгодження опору антени будь-якої величини використовуються комбіноване включення реактивних елементів за схемами рис. 2. При цьому, області можливого узгодження залежать від схеми включення та характеру опору реактивних елементів (рис. 4).

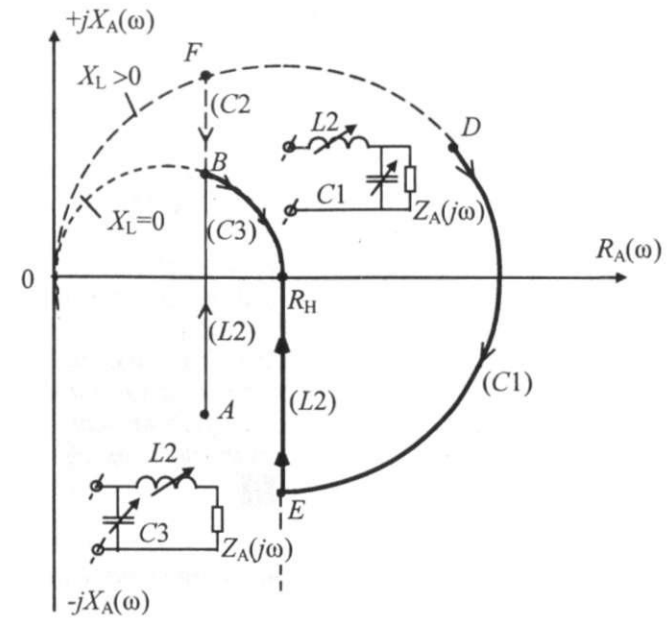


Рис. 4

На рис. 4 приведені діаграми областей узгодження для ланцюгів, в яких в послідовній гілці включено індуктивність  $L_2$ , а в паралельній гілці ємність  $C_1$  або  $C_3$ . Межею областей є частина кола, яка відповідає випадку узгодження з допомогою лише однієї ємності, що підключається паралельно, тобто коли  $X_{L_2} = \omega L_2 = 0$ , а також відрізок прямої  $E$   $R_H$ , який відповідає настройці ланцюга послідовною індуктивністю.

Розглянемо два приклади узгодження. Припустимо, що опір антени має ємнісний характер, а активний опір  $R_A(\omega) < R_H$  (точка А). В цьому випадку індуктивністю  $L_2$  опір антени трансформується в точку В на коло постійної провідності, що дорівнює  $\frac{1}{R_H}$ . Потім ємністю  $C_3$  опір перетворюється до величини  $R_H$ .

Відрізок А В є пропорційний опору  $\omega L_2$ , який визначає необхідну величину індуктивності, а реактивна складова провідності в точці В, що дорівнює  $\omega C_3$ , визначає величину ємності  $C_3$ .

У випадку, коли опір антени має індуктивний характер, а  $R_A > R_H$  (точка D) ємністю  $C1$  опір трансформується до точки E, в якій активний опір дорівнює  $R_H$ , а реактивний опір має від'ємне значення. Останній компенсується індуктивністю  $L2$ , в результаті чого опір який відповідає точці E перетворюється у величину  $R_H$ . Відрізок E  $R_H$  є пропорційний опору  $\omega L2$ , а різниця реактивних складових провідностей, які відповідають точкам D і E, пропорційна величині  $\omega C1$ .

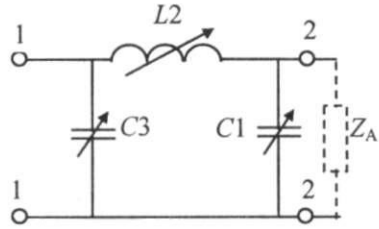


Рис. 5

Використовуються також узгоджуючі ланцюги у вигляді повного П-подібного кола ФНЧ (рис. 5). Але такий узгоджуючий ланцюг має неоднозначну настройку, що ускладнює автоматизацію цього процесу.

### 3. Резонансні узгоджуючі ланцюги на відрізках довгих ліній

В якості трансформуючого елемента в цих узгоджуючих ланцюгах використовуються відрізки коаксіального кабелю або штучних ліній (рис. 6).

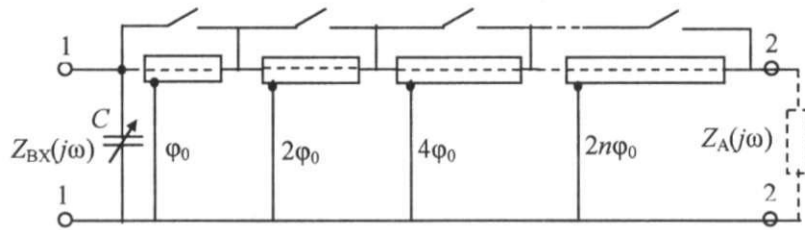


Рис. 6

Відомо, що опір навантаження лінії  $Z_A(j\omega)$  і її вхідний опір жорстко пов'язані. Цей зв'язок виражається через фазовий зсув, який вноситься відрізком лінії. Наприклад, якщо представити опір антени у вигляді (рис. 7)

$$Z_A(j\omega) = |Z_A| e^{j\varphi_A},$$

$$\text{де } |Z_A| = \sqrt{R_A^2 + X_A^2}; \quad \varphi_A = \arctg \frac{X_A}{R_A},$$

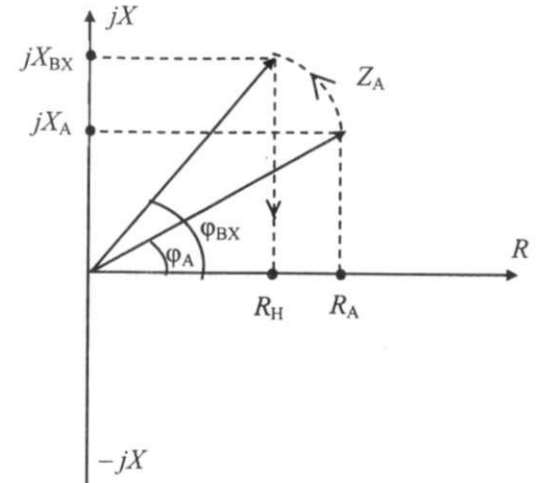


Рис. 7

то вхідний опір узгоджуючого ланцюга буде

$$Z_{BX}(j\omega) = |Z_{BX}| e^{j\varphi_{BX}},$$

$$\text{де } |Z_{BX}| = \sqrt{R_{BX}^2 + X_{BX}^2}; \quad \varphi_{BX} = \varphi_A + \varphi_{\text{лін}} = \arctg \frac{X_{BX}}{R_{BX}};$$

$\varphi_{\text{лін}} = 2n\varphi_0$  – фазовий зсув, який вноситься лінією.

При узгодженні повинні бути

$$1. R_{BX} = R_H; \quad 2. X_{BX} = 0 \quad (\varphi_{BX} = 0).$$

Умова 1 виконується шляхом підбору фазового зсуву  $\varphi_{\text{лін}}$ . Реактивна складова вхідного опору компенсується ємністю  $C$ .

Нагадаємо, що при зміні довжини лінії період повторення значень її вхідного опору дорівнює  $\frac{\lambda}{2}$ . Тому сумарну довжину усіх відрізків лінії обмежують половиною максимальної довжини хвилі робочого діапазону передавача.

Наявність в узгоджувачому ланцюзі всього двох елементів забезпечує однозначність процесу настройки, а отже і його автоматизацію.

Недоліками розглянутого технічного рішення є:

- помилка узгодження, яка обумовлена дискретністю регулювання фазового зсуву;
- відсутність фільтруючих властивостей.

#### 4. Широкопasmові узгоджувачі пристрої

Широкопasmові УП будуються на основі того, що в деяких ділянках частотного діапазону активну складову опору антени  $R_A(\omega)$  можливо вважати постійною, а для реактивної складової  $X_A(\omega)$  може бути прийнята схема заміщення з одного-двох постійних елементів (рис. 8).

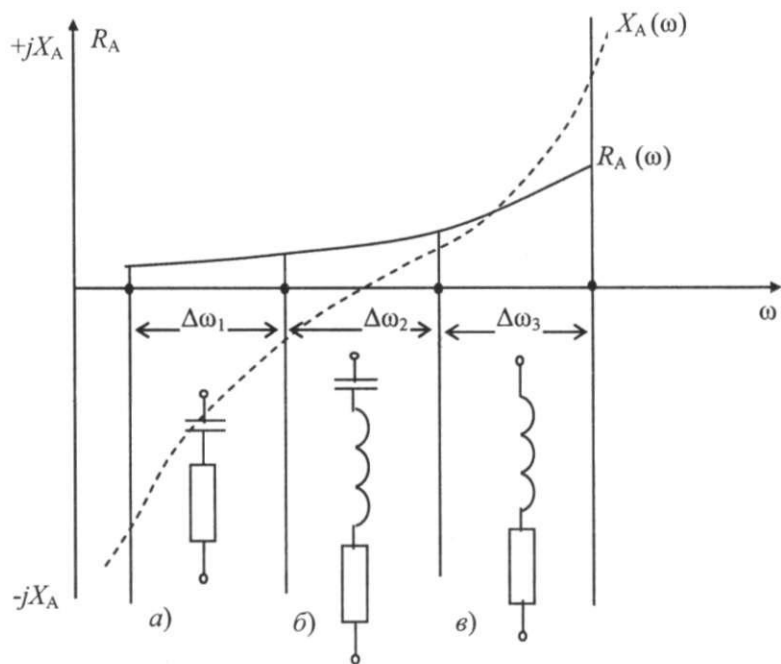


Рис. 8

Шляхом доповнення схеми заміщення  $Z_A(j\omega)$  елементом корекції до отримання найпростішої схеми смугового фільтру вдається компенсувати реактивну складову антени у деякій смузі частот  $\Delta\omega$ . Такі елементи корекції,

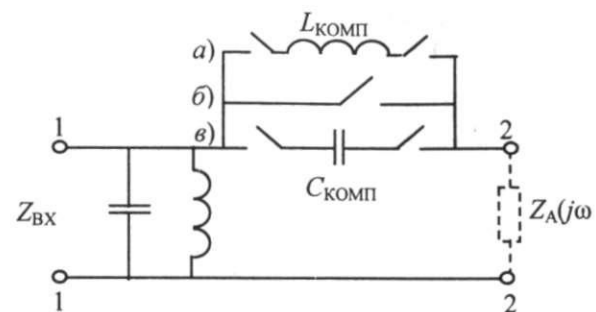


Рис. 9

які забезпечують узгодження ПП з антеною без перебудови в смузі частот називають широкопasmовими узгоджувачими пристроями.

На рис. 9 зображена схема узгоджувачого пристрою яка реалізує схеми

заміщення антени рис. 8. Коли реактивний опір антени має ємнісний характер (схема заміщення рис. 8, а), то вмикається компенсуюча індуктивність  $L_{КОМП}$ ; при індуктивному характері опору антени (рис. 8, в) вмикається ємність  $C_{КОМП}$ . Якщо характер опору антени близький до активного (рис. 8, б), то антена підключається безпосередньо до контуру підсилювача (точніше – через елемент зв'язку).

#### Питання для власного контролю та повторення

1. Чому в радіопередавачах необхідні узгоджувачі пристрої поміж вихідним каскадом і антеною?
2. Які вимоги пред'являються до узгоджувачих пристроїв?
3. В чому є переваги та недоліки резонансних узгоджувачих пристроїв?
4. Які функції виконують послідовний та паралельний реактивні елементи узгоджувачого пристрою?
5. За яким принципом будуються широкопasmові узгоджувачі пристрої?



### РОЗДІЛ III. ОСНОВИ ПОБУДОВИ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИБОРІВ

#### ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО РАДІОПРИЙМАЛЬНІ ПРИБОРИ. ОСНОВНІ ТИПИ СТРУКТУРНИХ СХЕМ РАДІОПРИЙМАЧІВ

##### 1. Призначення радіоприймальних пристроїв та галузі їх застосування. Короткі відомості з історії розвитку теорії і техніки радіоприйому

###### 1.1. Призначення радіоприймальних пристроїв

Загальним призначенням радіоприймальних пристроїв є прийом і використання енергії електромагнітних коливань з метою отримання корисної інформації.

Сучасні радіоприймальні пристрої класифікують за рядом ознак (прикмет), які визначають галузі їх використання і технічні характеристики.

###### за призначенням:

- професійні (зв'язкові, радіолокаційні, радіонавігаційні, радіотелеметричні та інші);
- радіомовні (прийом програм звукового і телевізійного мовлення).

###### За діапазоном хвиль сигналів:

- приймачі гектометрових, декаметрових, метрових, дециметрових і т.д. хвиль;
- приймачі безперервних і імпульсних сигналів. В залежності від виду модуляції сигналів розрізняють приймачі АМ, ЧМ, ОМ, ФМ, ІМ радіосигналів.

###### За місцем встановлення: стаціонарні, бортові, переносні.

###### За родом роботи: радіотелефонні та радіотелеграфні.

В наступному, предметом розглядання будуть професійні радіоприймальні пристрої, які використовуються у системах радіозв'язку. Вони можуть бути стаціонарними, бортовими та переносними, працюють переважно на декаметрових, метрових і частково гектометрових хвилях (КХ, УКХ, СХ) і забезпечують прийом телефонних і телеграфних сигналів різних видів модуляції.

Визначмо призначення зв'язкових радіоприймальних пристроїв.

Радіоприймальний пристрій, як елемент системи зв'язку призначений для прийому радіосигналів та перетворення їх у повідомлення.

Як технічний пристрій – радіоприймальний пристрій забезпечує уловлювання енергії електромагнітних хвиль, виділення корисного сигналу, його підсилення і перетворення до виду, зручного до прийняття повідомлення (рис. 1).

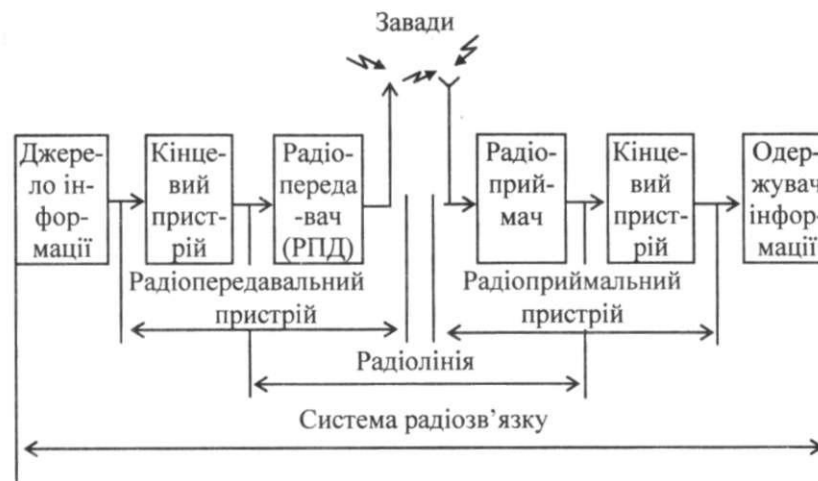


Рис. 1

###### 1.2. Короткі відомості з історії розвитку теорії і техніки радіоприйому

Відкриття радіо, як засобу зв'язку, фактично почалося з винаходу радіоприймача А.С.Поповим та Марконі. Перший радіоприймач забезпечував уловлювання електромагнітних коливань, які виникають під час грозової блискавки і перетворення їх в звукові коливання електричного дзвоника.

В якості перетворювача у цьому приймачі використовувався так званий когерер – скляна трубка, яка була заповнена металевим порошком. Подальше удосконалення приймача йшло по шляху використання більш чутливого перетворювача – детектора, застосування елементів настройки. Особливе місце в розвитку детекторних приймачів займає винахід О.В.Лосевим кристадину, – напівпровідникового детектора, який підсилював електричні коливання.

Перше використання електронних ламп в радіоприймачах почалося у 1915 році, спочатку для детектування, а потім і для підсилення сигналів.

Починаючи з 1918 року широко використовувались так звані регенеративні схеми приймачів. В цих приймачах для підсилення

використовувався ефект додаткового зворотнього зв'язку. Це дозволило підвищити чутливість радіоприймачів.

До 40-х років минулого століття в основному використовувались лампові радіоприймачі з підсиленням сигналу на прийомній частоті (приймачі прямого підсилення). Але з початку 30-х років цим приймачам серйозну конкуренцію стали складати так звані супергетеродинні приймачі. З початку 40-х років і до теперішнього часу ці приймачі отримали найбільше розповсюдження. Їх удосконалення йде по шляху зміни елементної бази, поліпшення технічних характеристик, автоматизації процесів управління та контролю.

## 2. Складові частини і функції радіоприймального пристрою

Будь-який радіоприймальний пристрій (рис. 2) складається з антени або антенно-фідерної системи, радіоприймача і кінцевого пристрою.

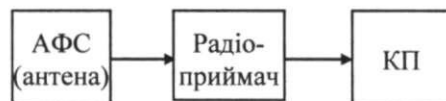


Рис. 2

**Антенно-фідерна система (АФС)** забезпечує уловлювання енергії електромагнітних хвиль і перетворення її у електричні коливання (струм, напругу).

АФС, в залежності від призначення радіоприймального пристрою і діапазону робочих частот, може являти собою найпростіший пристрій у вигляді дроту або штиря, але може мати складну антену або групу антен, засоби узгодження, фазування, а також фідерну лінію.

**Радіоприймач** здійснює виділення (селекцію) з множинності електричних коливань, діючих в антені, коливання корисного сигналу, підсилення їх і перетворення до виду, потрібному для приведення до дії кінцевого пристрою.

**Кінцевий пристрій** перетворює електричний сигнал на виході приймача в інший вид енергії, придатний до сприйняття прийнятого повідомлення (звукову, світлову, механічну енергію). В якості кінцевих пристроїв використовуються головні телефони, гучномовець, електронна променева трубка, телеграфний апарат і т.д.

## 3. Основні типи структурних схем радіоприймачів

### 3.1. Структурна схема приймача прямого підсилення

Визначимо призначення елементів схеми приймача прямого підсилення, виходячи з функцій, які він виконує (рис. 3).

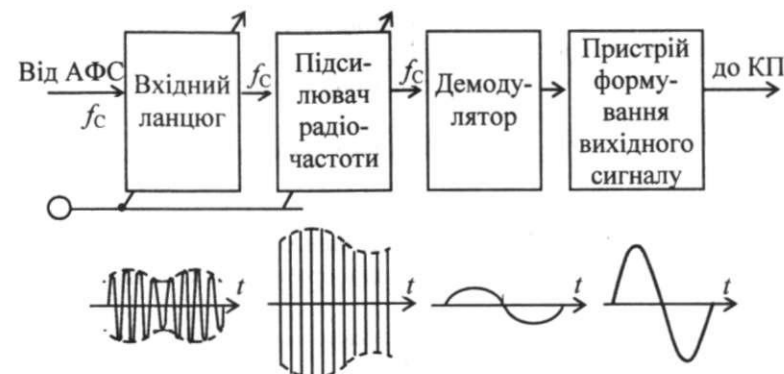


Рис. 3

Візьмемо, що умовою прийому сигналу (настройки приймача) буде наступна

$$f_0 \text{ пр} = f_c.$$

**Вхідний ланцюг (ВЛ)** є сполучним елементом між АФС і підсилювачем радіочастоти. Він являє собою резонансну коливальну систему (коливальний контур, фільтр), який настраюється на частоту корисного сигналу. Тому він виконує наступні функції:

- виділяє корисний сигнал і послаблює заважаючі коливання (попередня вибірковість);
- передає напругу (потужність) сигналу від АФС до входу підсилювача радіочастоти з найменшими втратами.

**Підсилювач радіочастоти (ПРЧ)** базується на основі резонансних каскадів, що перестроюються. У ньому здійснюються підсилення корисного сигналу і подальше послаблення завад. Настройки ПРЧ і ВЛ спряжені.

**Демодулятор (детектор)**, – це нелінійний елемент, який забезпечує перетворення радіосигналу в первинний сигнал

електрозв'язку, параметри якого відображують зміни модульованих параметрів радіосигналу.

**Пристрій формування вихідного сигналу** здійснює формування його параметрів, які забезпечують надійну роботу кінцевого пристрою. В залежності від виду сигналу (безперервний, дискретний), до його складу можуть входити фільтри, підсилювачі, формувачі імпульсів та інші.

До переваг приймачів прямого підсилення відносяться:

- порівняно проста побудова;
- простота перестройки в діапазоні частот;
- стабільність настройки;
- відсутність, так званих, побічних каналів прийому.

Однак вони не знайшли широкого застосування внаслідок їх недоліків.

Як видно зі схеми, основні підсилення сигналу та його фільтрація здійснюється на частоті сигналу, що приймається. З цього витікають недоліки:

1) на частотах радіосигналу важко забезпечити високий стійкий коефіцієнт підсилення ПРЧ:

$$K_{\text{ПРЧ}} = 10^5 \quad \text{при} \quad f_c = 1 \dots 60 \text{ МГц};$$

2) коефіцієнт підсилення ПРЧ при перестройці приймача змінюється у широких межах:

$$K_{0 \text{ ПРЧ}} = S \cdot R_e = S \frac{\rho^2}{r_e} = S \cdot Q_e \omega_0 L,$$

де  $K_{0 \text{ ПРЧ}}$  – коефіцієнт підсилення ПРЧ на частоті сигналу;

$S$  – крутизна прохідної характеристики електронного приладу підсилювача;

$L$  – індуктивність контуру навантаження підсилювача.

Більш того, вони мають низьку вибірковість внаслідок неможливості побудови складних фільтрів, що перестроюються по частоті, з високим коефіцієнтом прямокутності характеристики вибірконості  $K_{\text{п}}$ . При цьому має місце нерівномірність вибірових властивостей у діапазоні робочих частот, тому що змінюється смуга пропускання вибірових систем

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

Таким чином у приймачах прямого підсилення можна окреслити дві головні причини, які не дозволяють отримати задовільні властивості цих приймачів:

1. Високі частоти, на яких здійснюється основне підсилення сигналу.

2. Перестройка вибірових систем у широкому діапазоні частот.

Як же треба побудувати приймач, щоб усунути вплив цих причин?

1. Необхідно знизити частоту радіосигналу до величини, на якій можливо побудувати підсилювач з великим і стійким коефіцієнтом підсилення.

2. Основну фільтрацію сигналу здійснювати у пристрої на достатньо низькій і постійній частоті. Це дозволить використати вибірові системи з високим  $K_{\text{п}}$ .

Ці міркування реалізуються у так званих супергетеродинних приймачах.

### 3.2. Структурна схема радіоприймача супергетеродинного типу

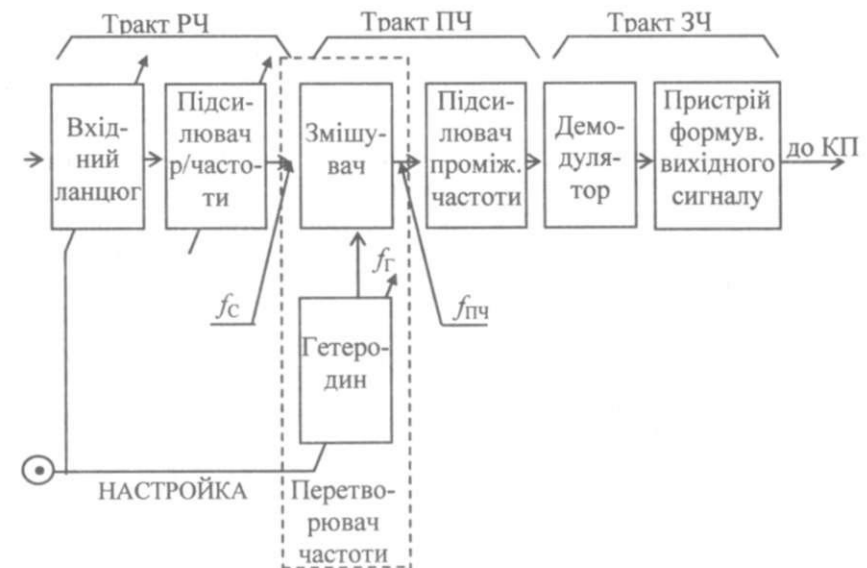


Рис. 4

У схемі рис. 4 додатковими елементами є перетворювач частоти і підсилювач проміжної частоти. В перетворювачі частоти частота радіосигналу перетворюється у більш низьку проміжну частоту  $f_{пч}$ .

$$f_{пч} = f_{г} - f_{с} \text{ при } f_{г} > f_{с}, \text{ або } f_{пч} = f_{с} - f_{г} \text{ при } f_{г} < f_{с}.$$

При цьому повинна бути збережена як енергетична, так і спектральна структура сигналу.

В супергетеродинних приймачах основне підсилення і основна селекція здійснюється на проміжній частоті в підсилювачі проміжної частоти – ППЧ. Наприклад, підсилення тракту радіочастоти складає (10...20 разів), а тракту проміжної частоти – порядку  $10^5$ .

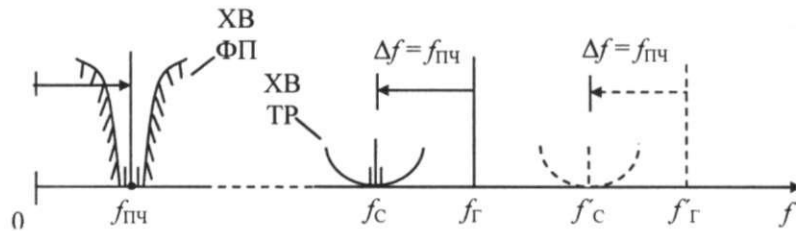


Рис. 5

Настройка тракту прийому приймача на частоту сигналу здійснюється перестройкою резонансних систем вхідного ланцюга і підсилювача радіочастоти. Але для того, щоб частота перетвореного сигналу залишалась сталою ( $f_{пч} = \text{const}$ ), необхідно змінювати і частоту гетеродина таким чином (рис. 5).

$$f_{г} - f_{с} = f_{пч} = \text{const} \quad (\text{або } f_{с} - f_{г} = f_{пч} = \text{const}).$$

Отже умови прийому сигналу супергетеродинним приймачем будуть

$$1. f_{0 \text{ ТРЧ}} = f_{с}; \quad 2. f_{г} = f_{с} \pm f_{пч}$$

(знак “+” при  $f_{г} > f_{с}$ , знак “-” – при  $f_{г} < f_{с}$ ).

Переваги супергетеродинних приймачів:

1. Висока і постійна чутливість приймача у діапазоні робочих частот за рахунок високого і постійного коефіцієнта підсилення.
2. Висока і постійна вибірковість приймача у діапазоні частот.

Недоліки приймачів супергетеродинного типу:

1. Складність схеми приймача.
2. Можливість попадання в антену коливань гетеродина.
3. Менша частота точність за рахунок нестабільності коливань гетеродина.
4. Наявність побічних каналів прийому.

### 3.3. Структурна схема приймача прямого перетворення частоти

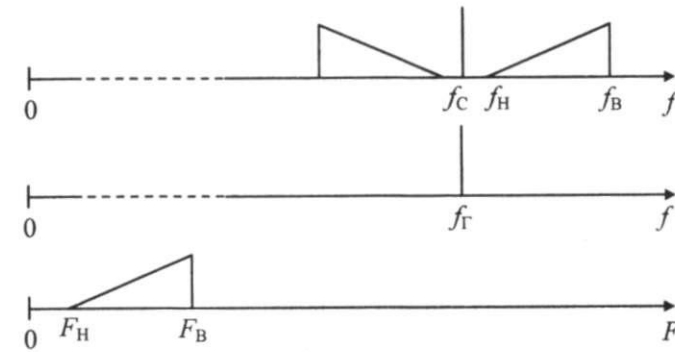


Рис. 6

Гетеродинний метод прийому радіосигналів використовується також в системах прямого перетворення. В цих приймачах частота радіосигналу з допомогою коливань гетеродина перетворюється до нульової проміжної частоти, внаслідок чого спектр сигналу одразу переноситься до області частот первинного сигналу. При цьому частота гетеродина дорівнює частоті несучих коливань сигналу. Перетворення радіосигналу сигнал низької частоти у приймачі прямого перетворення ілюструється рис. 6, з якого видно що

$$f_{пч} = f_{с} - f_{г} = 0; \quad f_{в} - f_{г} = F_{в}; \quad f_{н} - f_{г} = F_{н}.$$

Структурна схема приймача прямого перетворення зображена на рис. 7, де позначено:

- СГ – синхронний гетеродин;
- Зм – змішувач;
- ФНЧ – фільтр нижніх частот;
- ПЗЧ – підсилювач звукової частоти.

Синхронізація коливань гетеродина здійснюється коливанням несучої частоти і повинна забезпечуватися з точністю до фази (відносно несучої сигналу). Така схема приймача прямого перетворення називається **синхродином**.

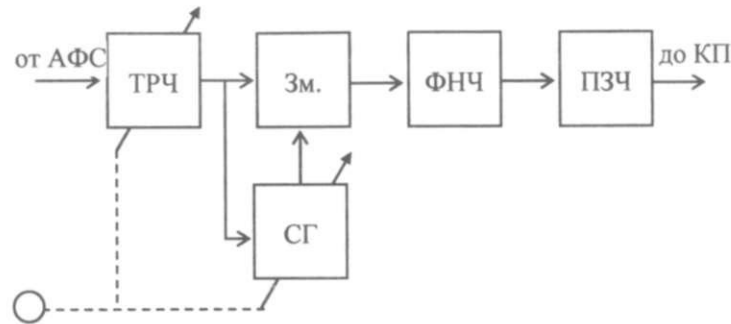


Рис. 7

Переваги приймача прямого перетворення:

- проста схема (функції перетворювача частоти і детектора об'єднані);

- відсутність побічних каналів прийому.

Недоліки:

- низька завадостійкість тракту синхронізації гетеродина;

- більш високі вимоги до лінійності тракту радіочастоти і змішувача.

Усунення потреби синхронізації гетеродина досягається в схемі, яка подана на наступному рисунку (рис. 8).

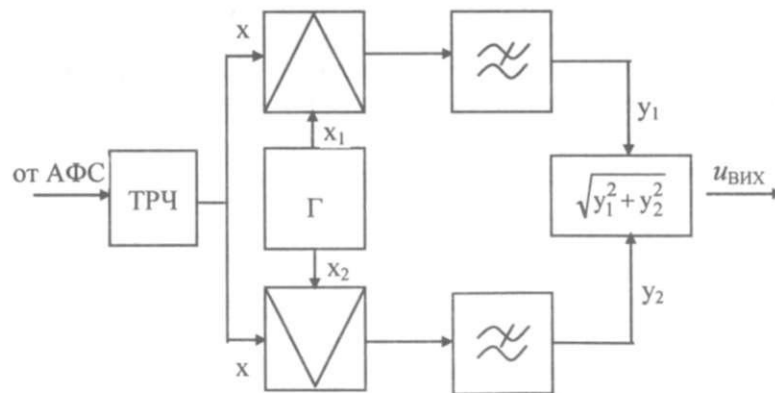


Рис. 8

В своєму складі схема має два квадратурних канали прийому, які утворені за рахунок квадратурних коливань гетеродина  $x_1$  і  $x_2$

$$x_1 = U_{m\Gamma} \cos(\omega_{\Gamma} t + \varphi); \quad x_2 = U_{m\Gamma} \sin(\omega_{\Gamma} t + \varphi),$$

де:  $\varphi$  – фазовий зсув між коливаннями сигналу і гетеродина.

При демодуляції АМ сигналу виду

$$x = u_c = U_{m0} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

і якщо покласти  $U_{m\Gamma} = 1$ , можна довести, що на виході ФНЧ кожного з каналів отримаємо коливання:

$$y_1 = \frac{A}{2} U_{m0} (1 + m \cos \Omega t) \cos \varphi;$$

$$y_2 = \frac{A}{2} U_{m0} (1 + m \cos \Omega t) \sin \varphi.$$

Якщо здійснити операцію виду  $u_{\text{ВИХ}} = \sqrt{y_1^2 + y_2^2}$ , отримаємо

$$u_{\text{ВИХ}} = \frac{A}{2} U_{m0} (1 + m \cos \Omega t) \sqrt{\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi} = \frac{A}{2} U_{m0} (1 + m \cos \Omega t)$$

Таким чином, вихідна напруга в схемі, яка приведена на цьому рисунку, не залежить від фази  $\varphi$ . Такий приймач називається асинхронним приймачем прямого перетворення частоти сигналу.

### Заключення

Розглянуті принципи побудови радіоприймачів є основою для більш досконалого аналізу характеристик і функціонування елементів сучасних приймачів різного призначення. Але далі основна увага буде приділена вивченню професійних супергетеродинних радіоприймачів систем радіозв'язку.

### Питання для власного контролю та повторення

1. Які функції виконують елементи радіоприймального пристрою?
2. Якими факторами обумовлені нерівномірність чутливості та вибірковості у радіоприймачах прямого підсилення?

3. З якою метою здійснюється перетворення частоти радіосигналу до проміжної частоти в супергетеродинному приймачі?

4. Поясніть сутність формул, які визначають умови настройки супергетеродинного приймача.

5. Яким засобом усувається залежність фази вихідного сигналу від фази коливань гетеродина у приймачах з прямим перетворенням частоти?

## ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТА КЛАСИФІКАЦІЯ РАДІОПРИЙМАЧІВ

### 1. Основні характеристики радіоприймачів

Властивості радіоприймачів характеризується рядом показників, які визначають галузі можливого їх використання та якість виконуваних ними функцій. Розглянемо головні з цих характеристик.

1. Діапазон робочих частот – це є ділянка спектра радіочастот у межах якої приймач може приймати радіосигнал з потрібною якістю відтворення первинного електричного сигналу.

Діапазон робочих частот задається крайніми частотами  $f_{C \text{ МІН}}$  та  $f_{C \text{ МАКС}}$  і характеризується коефіцієнтом перекриття за частотою

$$K_{д(f)} = \frac{f_{C \text{ МАКС}}}{f_{C \text{ МІН}}}$$

Коли діапазон робочих частот є широким ( $K_{д(f)} > 2...3$ ) він поділяється на піддіапазони. Кожний піддіапазон визначається своїми крайніми (граничними) частотами  $f_{C \text{ Пд МІН}}$ ,  $f_{C \text{ Пд МАКС}}$  і коефіцієнтом перекриття піддіапазону

$$K_{Пд(f)} = \frac{f_{C \text{ Пд МАКС}}}{f_{C \text{ Пд МІН}}}$$

2. Види роботи (види приймаємих випромінювань). У радіоприймачах систем радіозв'язку передбачаються можливості прийому сигналів як телефонних, так і телеграфних радіопередач.

**До сигналів телефонних радіопередач** відносяться:

- сигнали з амплітудною модуляцією – АЗЕ (АЗ);
- односмугові сигнали – НЗЕ (АЗН), РЗЕ (АЗА), ЗЗЕ (АЗІ);
- сигнали з частотною модуляцією – ФЗЕ (ФЗ).

**Сигнали телеграфних радіопередач:**

- сигнали з амплітудною маніпуляцією – АІА (АІ);
- сигнали з частотною маніпуляцією – F1B (F1) і F7B (F6);
- сигнали з відносно – фазовою маніпуляцією G1B (F9).

3. Чутливість – це є міра здатності радіоприймача приймати слабкі сигнали та відтворювати їх з вимагаємою якістю.

Кількісно чутливість може оцінюватися в одиницях напруги, потужності і  $\kappa T_0$ .

Розрізняють граничну, порогову та реальну чутливості радіоприймачів.

**Гранична чутливість** характеризує лінійний тракт приймача (до демодулятора). Вона оцінюється мінімальною величиною ЕДС ( $E_{A0}$ ), мінімальною потужністю ( $P_{A0}$ ) або питомою потужністю сигналу в антені, при яких на виході лінійного тракту забезпечується відношення сигнал/шум, яке дорівнює одиниці, тобто:

$$\left(\frac{P_C}{P_{Ш}}\right)_{\text{ВИХ Л.Т.}} = \left(\frac{U_C^2}{U_{Ш}^2}\right)_{\text{ВИХ Л.Т.}} = 1; \quad U_{C \text{ ВИХ Л.Т.}} = U_{Ш \text{ ВИХ Л.Т.}}$$

де  $U_C, U_{Ш}$  – ефективні напруги сигналу і шуму.

**Порогова чутливість** характеризує приймач в цілому. Вона оцінюється мінімальним рівнем сигналу на вході приймача, при якому на **виході приймача** відношення сигнал/шум дорівнює одиниці. При цьому рівень вхідного сигналу є номінальним, тобто

$$\left(\frac{P_C}{P_{Ш}}\right)_{\text{ВИХ ПР}} = \left(\frac{U_C^2}{U_{Ш}^2}\right)_{\text{ВИХ ПР}} = 1; \quad U_{C \text{ ВИХ ПР}} = U_{C \text{ НОМ}}$$

**Реальна чутливість** характеризує приймач в цілому. Вона оцінюється мінімальною ЕДС або мінімальною потужністю сигналу в антені. При яких сигнал на виході приймача досягає номінальної величини при заданому відношенні сигнал/шум, тобто

$$\left(\frac{P_C}{P_{Ш}}\right)_{\text{ВИХ ПР}} = \left(\frac{U_C^2}{U_{Ш}^2}\right)_{\text{ВИХ ПР}} = \gamma; \quad U_{C \text{ ВИХ ПР}} = U_{C \text{ НОМ}}$$

4. **Динамічний діапазон** – це є інтервал рівнів сигналу на вході приймача, в межах якого сигнал приймається з заданою якістю (допустимими спотвореннями).

Кількісно динамічний діапазон оцінюється відношенням

$$D_{\text{ПР}} = \frac{U_{C \text{ ВХ МАКС}}}{U_{C \text{ ВХ МІН}}} \quad \text{або} \quad D_{\text{ПР}} = 201 \lg \frac{U_{C \text{ ВХ МАКС}}}{U_{C \text{ ВХ МІН}}} \quad [\text{дБ}].$$

Мінімальний рівень сигналу  $U_{C \text{ ВХ МІН}}$  обмежується рівнем шумів, які діють на вході приймача. Максимальний рівень сигналу визначається допустимими нелінійними спотвореннями сигналу, які виникають у радіоприймачі. Таким чином, динамічний діапазон визначає межі лінійної ділянки амплітудної характеристики радіоприймача.

5. **Спотворення сигналів** – це є міра зміни закону модуляції сигналу при проходженні його через усі тракти приймача. Спотворення оцінюється деяким коефіцієнтом спотворень  $K_{СП}$  за допомогою амплітудно-частотної, фазочастотної та амплітудної характеристик приймача, а також перехідною характеристикою приймача, для приймачів імпульсних сигналів.

6. **Вибірковість** – це є міра здатності приймача відокремлювати корисний сигнал із сукупності сигналів і завад, які діють на його вході. В залежності від параметра, по якому розділяються сигнал і завади розрізняють амплітудну, частотну і фазову вибірковість. У подальшому буде розглядатися тільки частотна вибірковість, яку будемо називати просто вибірковістю.

Розрізняють односигнальну і багатосигнальну вибірковість.

Під **односигнальною** вибірковістю приймача розуміються його селективні властивості, які визначаються при дії на його вході сигналу однієї частоти. Односигнальним методом оцінюються селективні властивості приймача в межах лінійного режиму його роботи, тобто при відносно слабких сигналах.

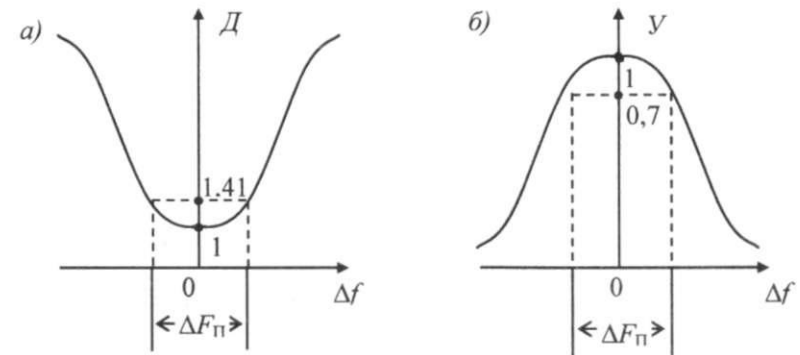


Рис. 1

Односигнальна вибірковість приймача кількісно оцінюється характеристикою односигнальної вибірковості або амплітудно-частотною характеристикою (рис. 1 а, б).

$$D = \frac{E_A}{E_{A0}} \quad (1); \quad \Delta f = |f_C - f_0| \quad (2); \quad Y = \frac{E_{A0}}{E_A} \quad (3).$$

У формулах (1), (2), (3):

- $E_{A0}$  – чутливість приймача при  $f_C = f_0$ ;
- $E_A$  – чутливість приймача, коли  $f_C \neq f_0$ ;
- $\Delta f$  – абсолютна розстройка сигналу відносно  $f_0$ .

Характеристика вибірковості  $D = E_A/E_{A0}$  показує, як погіршується чутливість радіоприймача при розстройці сигналу  $\Delta f$  відносно частоти настройки приймача  $f_0$ .

Амплітудно-частотна характеристика  $Y = E_{A0}/E_A$  (рис. 1, б) є обернена характеристика вибірковості приймача.

**Багатосигнальна вибірковість** приймача це його здатність приймати корисний сигнал з допустимими спотвореннями в умовах, коли на його вході діють завади з великим рівнем, які переводять радіоприймач в нелінійний режим роботи. Такі завади звичайно утворюються радіоприймачами своєї системи радіозв'язку, або інших радіосистем, які розташовані навколо.

Багатосигнальна вибірковість кількісно оцінюється двосигнальною характеристикою частотної вибірковості. Це є характеристика залежності відносного максимального рівня завади  $E_{3 \text{ МАКС}} / E_C$  від розстройки завади  $\Delta f_3 = |f_0 - f_3|$  при умові, що спотворення сигналу завадою  $K_{СП}$  допустимі (рис. 2).

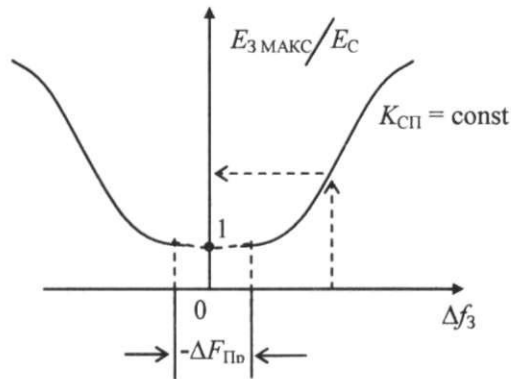


Рис. 2

7. Частотна точність – це є міра здатності приймача встановлювати та підтримувати частоту його настройки на заданому номіналі з допустимою похибкою. Кількісно частотна точність оцінюється

величиною відхилення частоти настройки приймача  $f_0$  від номінальної частоти  $f_{НОМ}$ , тобто

$$\Delta f_{Пр} = |f_{НОМ} - f_0|.$$

Зазвичай частотна точність задається відносною величиною

$$\delta_{f \text{ Пр}} = \frac{\Delta f_{Пр}}{f_{НОМ}}$$

## 2. Класифікація радіоприймачів

Широке використання систем радіозв'язку у різних сферах людської діяльності привело до появи багатьох типів радіоприймальних пристроїв. Усі їх можна класифікувати за рядом прикмет, таких як: призначення, місце установки, діапазон робочих частот, схемна побудова та ін.

На даному етапі обмежимося класифікацією за двома ознаками (критеріями): за призначенням та за місцем установки (рис. 3).

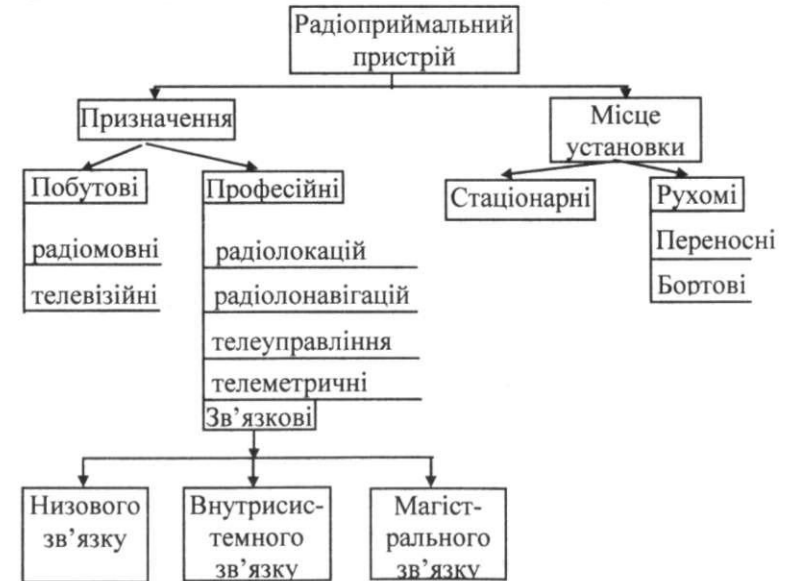


Рис. 3



Надалі основна увага буде зосереджена на розгляданні принципів побудови і функціонування елементів радіоприймачів магістрального зв'язку.

### 3. Узагальнена структурна схема професійного радіоприймача систем радіозв'язку

Будь-який радіоприймач систем радіозв'язку (СРЗ) у своєму складі має показані на рис. 4 тракти і системи, які окреслені за їх функціональним призначенням. Конструктивно вони можуть бути об'єднаними, або складати окремі блоки (прилади).

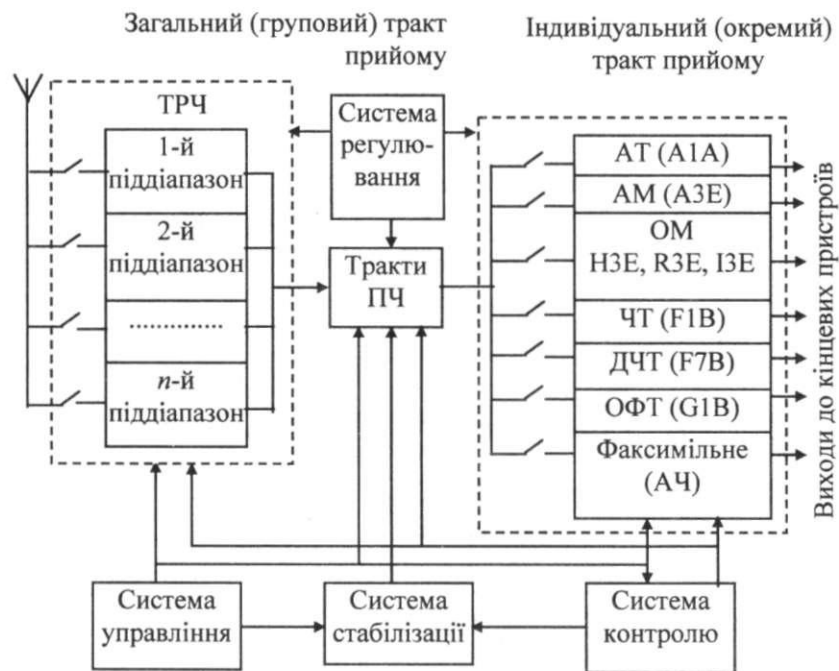


Рис. 4

Розглянемо функціональне призначення елементів радіоприймача.

**Загальний (груповий) тракт прийому** обслуговує усі види сигналів, на які розраховано приймач. У ньому здійснюється перетворення частоти сигналів у проміжну частоту, їх підсилення та послаблення завад по побічних каналах прийому.

Для покриття широкого діапазону частот він поділяється на піддіапазони, які змінюються шляхом перемикання елементів ТРЧ (зазвичай перемиканням вибіркового систем). В залежності від виду приймаемого сигналу (його модуляції, ширини спектра) можуть змінюватися параметри трактів ПЧ (підсилення, смуга пропускання).

В **індивідуальних (часткових) трактах** здійснюється обробка кожного з приймаємих сигналів. У них виконується основна фільтрація, підсилення, детектування і формування сигналів.

**Система управління** забезпечує ручне або автоматизоване управління трактами та системами приймача (включення живлення, перестройку частоти, переключення трактів, зміна їх параметрів і т.д.), в тому числі – дистанційне управління.

**Система стабілізації** призначена для стабілізації частоти настройки приймача, а також напруг джерел його живлення.

**Система контролю** служить для контролю основних параметрів приймача, або його окремих трактів і вузлів при оцінці його працездатності і пошуку несправностей. В залежності від класу приймача вона може бути як ручною, так і автоматичною.

**Система регулювання** забезпечує регулювання таких параметрів радіоприймача як підсилення, смуга пропускання та чутливість.

Розглянуті технічні характеристики радіоприймачів викладаються в технічній документації радіоприймача.

При проектуванні радіоприймачів вони викладаються у технічному завданні у вигляді вимог на електричні параметри приймача. Для приймачів різного призначення і класу ці вимоги нормовані у спеціальних документах державного або відомчого значення – державних стандартах або відомчих нормалях.

#### Питання для власного контролю та повторення

1. До якого виду сигналів відносяться випромінювання R3E, F3E, F7B, G1B?
2. Чим відрізняються поняття граничної і порогової чутливості?
3. Чим обмежується динамічний діапазон радіоприймача?
4. У чому є суттєва різниця понять односигнальної і багатосигнальної вибіркової?
5. Якими величинами оцінюється частотна точність радіоприймача?
6. Які функції виконують загальний та індивідуальні тракти прийому радіоприймача?

# ОСОБЛИВОСТІ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСНОВНИХ ТРАКТІВ І СИСТЕМ РАДІОПРИЙМАЧА

## 1. Особливості та характеристики тракту прийому

Тракт прийому сигналів радіоприймача складається (рис. 1):

- тракт радіочастоти (ТРЧ);
- тракт проміжної частоти (ТПЧ);
- тракт звукової частоти (ТЗЧ).

### 1.1. Тракт радіочастоти

В ТРЧ здійснюється фільтрація корисного сигналу від завад у діапазоні робочих частот приймача та підсилення сигналу до рівня, яке забезпечує задану чутливість приймача.

Для виконання цих функцій до складу ТРЧ входять підсилювач радіосигналу і резонансні системи, що перестроюються, і які вмикаються на його вході (вхідний ланцюг) та у навантаженні підсилювача.

Раніше відмічалось, що внаслідок перестройки резонансні системи ТРЧ не можуть бути складними. Зазвичай вони мають один, або два контури, і їх вибірковість не може бути високою. Тому електричні коливання, частоти яких близькі до частоти корисного сигналу, у ТРЧ послабляються не цілком і їх основна фільтрація відбувається у наступних трактах приймача. Але фільтри ТРЧ виконують дуже важливу роль у послабленні завад по, так званих, побічних каналах прийому, які мають місце у приймачах супергетеродинного типу. Розглянемо коротко утворення цих каналів та вплив діючих в них завад на прийом корисного сигналу.

Уявімо приймач, у якого антена підключена до входу змішувача. У цьому разі приймач буде приймати усі сигнали, які відповідають таким умовам (рис. 2).

$$f_{\Gamma} - f_{c1} = f_{пч}; \quad f_{c2} - f_{\Gamma} = f_{пч}; \quad f_{c3} = f_{пч}. \quad (1)$$

Якщо вважати, що корисний сигнал діє на частоті  $f_{c1}$ , то сигнали  $f_{c2}$  та  $f_{c3}$  будуть завадами, які маскують корисний сигнал на частоті  $f_{пч}$ .

Канал прийому на частоті  $f_{c2}$  є симетричним відносно каналу прийому на частоті  $f_{c1}$  і називається дзеркальним каналом прийому, а завада, яка діє у ньому – дзеркальною завадою. Канал прийому на частоті

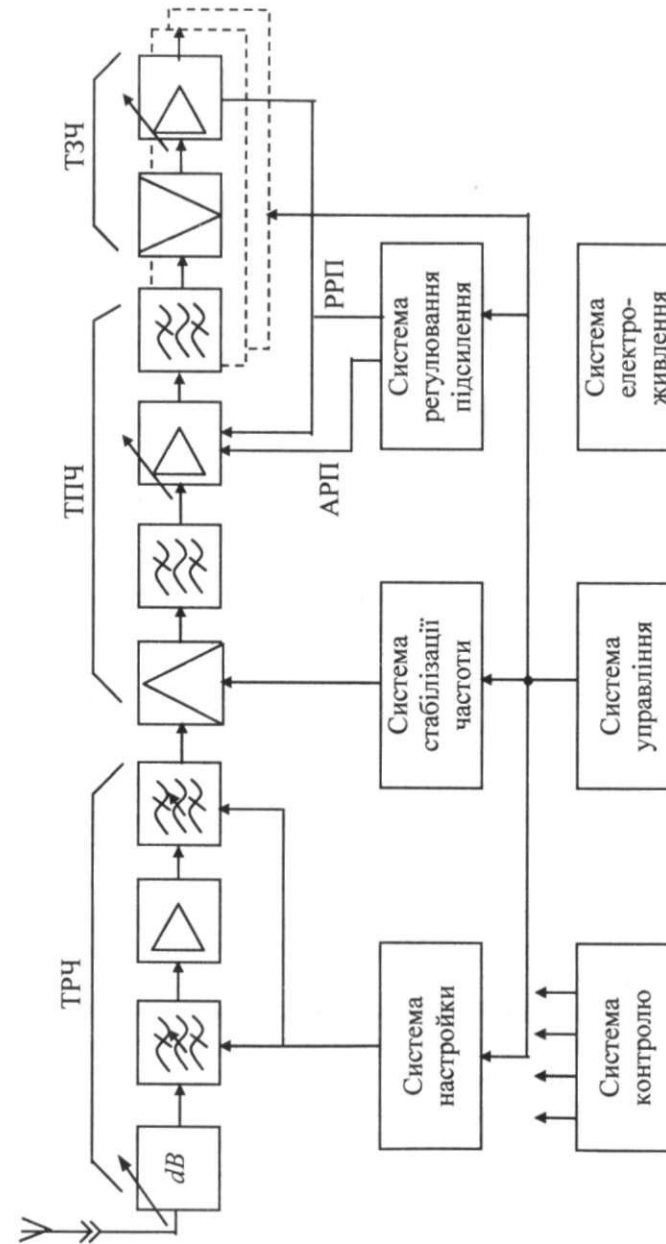


Рис. 1

$f_{c3} = f_{ПЧ}$  має назву каналу прийому на проміжній частоті, а завада, яка діє у ньому – завадою на проміжній частоті.

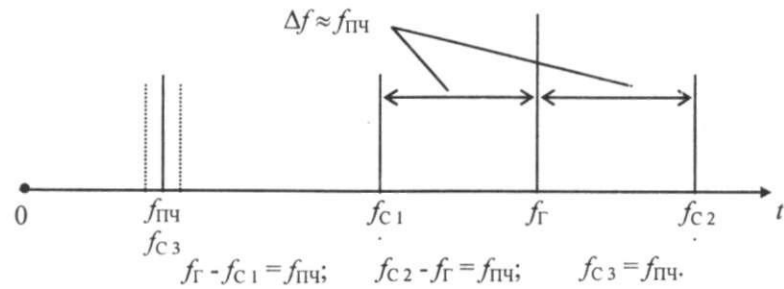


Рис. 2

Для загальної характеристики канал прийому корисного сигналу зветься основним, а канали на частотах дзеркальної і проміжної – побічними каналами прийому. Очевидно, що приймач повинен бути побудований таким чином, щоб на вході змішувача рівні завад були значно менші рівня корисного сигналу. Це забезпечується коливальними системами ТРЧ, які настроюються на частоту корисного сигналу.

Ще однією важливою функцією ТРЧ є захист приймача від потужних, так званих позасмугових завад.

Як вже відмічалось, приймачі СРЗ працюють у важких електронних обставинах. В їх антенах передавачами своїх або сусідніх радіосистем, наводяться ЕРС, які досягають одиниць і майже десятків вольтів. Хоча частоти цих завад не збігаються з частотами настройки приймача, внаслідок недостатнього послаблення у входних ланцюгах вони можуть викликати перевантаження ПРЧ. Для вивчення впливу сильних позасмугових завад на прийом корисного сигналу розглянемо рис. 3.

На рис. 3 подана прохідна характеристика транзистора  $i_k = \varphi(U_{6e})$ , та характеристика крутизни прохідної характеристики  $|y_{21}| = f(u_{ВХ})$ .

З рисунку видно, що при збільшенні рівня напруги на вході транзистора середня крутизна прохідної характеристики зменшується. Внаслідок цього зменшується коефіцієнт підсилення каскаду для корисного сигналу

$$K_0 = |y_{21}| \cdot R_e.$$

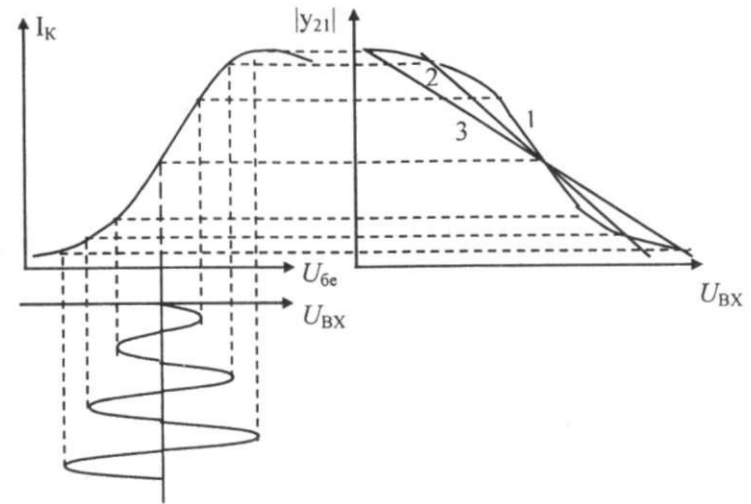


Рис. 3

Зменшення підсилення сигналу ПРЧ – це є один з нелінійних ефектів, викликаних сильними позасмуговими завадами. Крім цього можуть виникати і такі ефекти, як перенос модуляції з завади на сигнал, комбінаційні завади та інші, які будуть розглянуті пізніше.

Для послаблення впливу сильних позасмугових завад електронні прилади ПРЧ вибирають з широким динамічним діапазоном по рівню вхідного сигналу. Крім того у ТРЧ вмикають регулюємі атенуатори, а вхідний ланцюг роблять багатоконтурним, поліпшуючи цим послаблення завад до входу ПРЧ. Підсилення корисного сигналу в ТРЧ робиться невеликим (5...20). Це пояснюється тим, що потужні позасмугові завади не цілком подавляються фільтрами тракту і при великому підсиленні вони можуть викликати перевантаження змішувача.

## 1.2. Тракт проміжної частоти

У ТПЧ здійснюється перетворення частоти радіосигналу з робочого діапазону у проміжну частоту. Крім цього тут виконується основна фільтрація сигналу та його підсилення до рівня, потрібного для роботи демодулятора. Частота сигналу перетворюється у змішувачі з допомогою напруги частоти гетеродину. При цьому важливо забезпечити лінійний режим перетворення, тобто перенос спектра

сигналу до області проміжної частоти зі збереженням його закону модуляції.

Проміжна частота може бути отримана при двох співвідношеннях частот сигналу і гетеродина. Наприклад, при пониженні частоти сигналу  $f_{пч}$  є різницею:

$$a) f_c - f_{г} = f_{пч} \quad \text{або} \quad б) f_{г} - f_c = f_{пч} \quad (2)$$

При цьому застосовується перетворення частоти з нижньою (а), або верхньою (б) настройкою гетеродина (рис. 4).

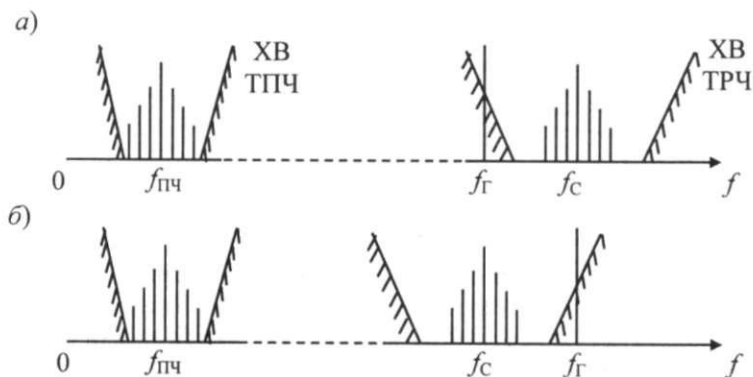


Рис. 4

Смуговий фільтр на виході змішувача призначений для виділення напруги проміжної частоти. Це зазвичай кварцовий або багатоланцюговий LC фільтр зосередженої вибіркової, смуга пропускання якого регулюється в залежності від виду прийоманого сигналу (ширини спектра).

Підсилювач у ТПЧ забезпечує основне підсилення сигналу ( $K_V = 10^3 \dots 10^5$ ). Підсилювач багатокаскадний, з регулюємим коефіцієнтом підсилення. Частина його каскадів може бути включена після ФЗВ у частковому тракті прийому.

Другий смуговий фільтр призначений для основної фільтрації сигналу від завад. Його амплітудно-частотна характеристика близька до прямокутної, тому він будується на основі кварцових або механічних резонаторів і має декілька ланок. Смуга пропускання фільтра спряжена з шириною спектра сигналу, що приймається. У сучасних приймачах

для кожного виду сигналу є свій фільтр, який входить до складу часткового тракту прийому сигналу і перемикаються разом з трактом.

### 1.3. Тракт звукової (низької) частоти

У цьому тракті здійснюється демодуляція сигналу і його формування до виду, який потрібний для приведення до дії кінцевого пристрою. Тому, що приймаємі сигнали мають різні параметри і приймаються на різні кінцеві пристрої, склад тракту також буде різним. Так, при прийомі сигналів телефонних передач з різними видами модуляції до тракту буде вводити детектор відповідного виду і підсилювач звукової частоти. При прийомі телеграфних сигналів літеродрукуючої роботи до складу тракту ввійдуть, крім детектора, імпульсні формуючі пристрої.

## 2. Система настройки та стабілізації частоти

### 2.1. Система настройки

Система настройки призначена для настройки приймача на частоту сигналу у діапазоні його робочих частот. Перестроювані елементи приймача – резонансні системи ТРЧ і гетеродина, настройка яких є спряженою, що забезпечує умови прийому сигналу:

$$1. f_{ТРЧ} = f_c \quad 2. f_{г} = f_c \pm f_{пч} \quad (3)$$

В формулах (3) знак “+” відповідає верхній настройці гетеродина, а знак “-” – нижній настройці.

Настройка приймача на частоту сигналу може бути **плавною** або **дискретною**. У першому випадку приймач настроюється на будь-яку частоту робочого діапазону. При дискретній настройці приймач може бути налаштований тільки на дискретну множину частот його робочого діапазону з визначеним кроком, наприклад, 10 Гц, 1 Гц.

Конструкція та характеристики системи настройки в сильній мірі залежить від способу настройки приймача. Однак, будь-яка система має органи установки та відліку частоти і виконавчі органи. При плавній настройці установка частоти здійснюється за оптичною шкалою, візір якої зв'язаний з органами перестройки. В якості останніх, частіше використовується конденсатор змінної ємності (КЗЄ), ротор якого повертається з допомогою механічного приводу (ручного або електричного).

У приймачах з дискретною настройкою установка частоти здійснюється або декадними перемикачами, які оцифровані в одиницях виміру частоти, або з допомогою тастатури. Настройка приймача відбувається автоматично шляхом зміни ємності (індуктивності) резонансних систем механічним або електронним способом. Система дискретної настройки дозволяє отримати дуже малий термін перестройки приймача у всьому діапазоні робочих частот. Тому вони використовуються у сучасних приймачах СРЗ і в тому числі в системах адаптивного радіозв'язку.

## 2.2. Система стабілізації частоти

Стабільність частоти настройки приймача визначається, в першу чергу, стабільністю частоти гетеродина. Запишемо умови прийому сигналу приймачем з урахуванням нестабільності частоти гетеродина.

$$f_{Г.НОМ} \pm \Delta f_{Г} = f_{С} \pm f_{ПЧ}, \quad (4)$$

де  $\Delta f_{Г}$  – абсолютна нестабільність частоти гетеродина.

Розв'яжемо цей вираз відносно  $f_{ПЧ}$  для випадку верхньої настройки гетеродина.

$$f_{ПЧ} = f_{Г.НОМ} \pm \Delta f_{Г} - f_{С} = f_{ПЧ.НОМ} \pm \Delta f_{Г}. \quad (5)$$

З виразу (5) слідує, що нестабільність гетеродина безпосередньо переноситься на проміжну частоту. Якщо її величина буде перебільшувати половину смуги пропускання фільтра основної вибірковості, то виникають частотні спотворення сигналу, або прийом його буде неможливим.

Вимоги до стабільності частоти настройки сучасних приймачів визначаються, головним чином, виходячи з видів приймаємих сигналів. Наприклад, при прийомі односмугових сигналів, відхід частоти напруги гетеродина не повинен перебільшувати декількох десятків Гц, щоб не було недопустимих спотворень сигналу при його демодуляції.

До складу системи стабілізації частоти зазвичай входять автогенератор, що перестроюється, і частота якого стабілізується засобами параметричної стабілізації, системою АПЧ і діапазонно-кварцевою стабілізацією. Сукупність цих засобів дозволяє отримати відносно довготермінову нестабільність частоти гетеродина порядку  $\Delta f_{Г} / f_{Г} = 10^{-7}$ .

## 3. Системи регулювання підсилення і управління

### 3.1. Системи регулювання підсилення

Внаслідок різних причин, рівень сигналу на вході приймача змінюється в значних межах. Якщо розглядати приймач як лінійний підсилувач, то на його виході напруга також буде змінюватися у тих самих межах. Однак, кінцеві пристрої, які підключаються до приймача, мають порівняно вузький динамічний діапазон за рівнем вхідного сигналу (2...3 рази відносно номінального). При великих змінах рівня вхідного сигналу виникають неприпустимі спотворення.

В самому приймачі його каскади, які мають електронні прилади, також розраховуються до рівня сигналу, при якому його спотворення знаходяться у межах заданих вимог. В цілому приймач розраховується таким чином, щоб при рівні сигналу на його вході, рівному чутливості, на виході приймача була номінальна напруга  $E_{А0} \rightarrow U_{ВИХ.НОМ}$ , а його каскади працювали без перевантаження. Таким чином, при збільшенні сигналу вище рівня чутливості потрібно зменшувати підсилення приймача. Для цього призначена система регулювання підсилення.

У приймачах СРЗ, як правило, здійснюється ручне і автоматичне регулювання підсилення (АРП, РРП). РРП використовують для встановлення початкового режиму роботи приймача і при повільній зміні рівня сигналу. Підсилення регулюється як у ППЧ, так і у підсилувачах звукової частоти.

АРП вмикається при скорих змінах рівня сигналу. Нею охоплюються частіше каскади ППЧ.

### 3.2. Система управління

Система управління (СУ) приймачем дозволяє встановлювати та підтримувати такий режим роботи приймача, що забезпечує прийом сигналів з потрібною якістю. Розглянуті системи настройки, стабілізації частоти, регулювання підсилення є складовими частинами системи управління приймачем, тобто її виконавчими елементами. Складність СУ та її можливості залежать від призначення і класу приймача. Це можуть бути прості механічні або електронні системи, які містять елементи мікро ЕОМ. В сучасних приймачах передбачаються можливості дистанційного управління, що вельми важливо при їх використанні у автоматизованих і адаптивних системах радіозв'язку.

#### 4. Фактори, які визначають структуру та характеристики приймачів систем професійного радіозв'язку

Розглянута раніше структурна схема супергетеродинного приймача лежить в основі побудови приймачів різного призначення. Однак, приймачі, які використовуються в системах професійного радіозв'язку, мають ряд особливостей як у схемному, так і в конструктивному рішенні. Ці особливості визначаються факторами, які пов'язані зі специфікою організації та використання цих систем. До таких факторів можна віднести:

- призначення систем професійного радіозв'язку;
- високі вимоги до терміну готовності та експлуатаційної надійності систем зв'язку і її елементів;
- умови експлуатації засобів радіозв'язку.

Розглянемо, яким чином і на які характеристики приймачів впливають ці фактори.

**Призначення системи радіозв'язку** визначається задачами і засобами управління у різних ланках управління. Це можуть бути система зв'язку вищої, середньої або низької ланок управління, в залежності від чого визначається діапазон робочих хвиль, вимоги до електричних, експлуатаційних і ваговогабаритних характеристик приймачів, які використовуються у системах зв'язку (таблиця 1).

В залежності від засобу управління, приймачі цих систем повинні забезпечувати прийомні канали різних видів зв'язку (телефонного, телеграфного зв'язку, канали передачі даних та ін.). Важливість інформації, яка передається у системі радіозв'язку, засіб прийому повідомлень визначають вимоги до якості радіоканалу та характеристик приймачів, що обумовлюють ці якості.

**Вимоги до терміну готовності та експлуатаційної надійності** радіоприймача, як елемента системи зв'язку, визначають таку його конструкцію, при якій він за мінімальний термін приводиться до робочого стану і зберігає у часі значення експлуатаційних показників у заданих межах.

Мінімальний термін підготовки приймача до роботи досягається шляхом автоматизації процесів його управління та контролю, за рахунок чого зменшується кількість органів управління. Ергономічно продумане розміщення органів управління також поліпшує часові показники системи "людина-машина".

Висока готовність і надійність систем професійного радіозв'язку досягається також за рахунок забезпечення її технічними засобами зв'язку без пошуку і підстройки. У радіоприймачах цей показник системи визначається у вимогах до їх високої частотної точності.

Висока експлуатаційна надійність приймачів ( $T_{\text{СЕР}} > 3000$  годин) знаходиться у прямій залежності від їх конструкції, елементної бази, що використовується, ефективності системи контролю працездатності.

Засоби професійного зв'язку експлуатуються в умовах великих ударних і вібраційних навантажень у широкому діапазоні кліматичних параметрів. При цьому їх експлуатаційна надійність досягається твердістю і герметичністю конструкції, амортизацією окремих елементів і засобів у цілому. Робиться запас по режимах роботи електронних приладів і приладів живлення.

Специфічними умовами експлуатації засобів радіозв'язку є ненавмисні і навмисні завади. Це викликає необхідність використання засобів радіоелектронного захисту у приймачах, ускладнення їх конструкції з метою застосування в адаптивних системах радіозв'язку.

#### Класифікація приймачів професійних систем радіозв'язку

У теперішній час відсутні документи, які означають поділ на класи приймачів професійного призначення. Нормуються тільки окремі характеристики, такі як чутливість, вибірковість, надійність і деякі інші. Однак, в залежності від призначення, технічних і експлуатаційних показників радіоприймачі ТЗ можна поділити на три класи.

**Перший клас.** Радіоприймачі цього класу мають найбільш високі показники по чутливості, вибірковості та частотній точності. Вони будуються за супергетеродинною схемою з декількома ступенями перетворення частоти з застосуванням різних автоматичних регулювань та складних пристроїв кварцової стабілізації частоти. Перекривають широкий діапазон частот (метровий і декаметровий) і забезпечують прийом сигналів телефонних і телеграфних передач при різних видах модуляції та маніпуляції. У них автоматизовані процеси перестройки частоти та контролю працездатності, можливе дистанційне управління. Вони використовуються на стаціонарних радіоцентрах, а також у складі радіостанцій середньої і великої потужності, окремих прийомних машинах та польових радіоцентрах. Первинним джерелом живлення є мережі змінного струму, але можливе живлення від акумуляторів бортової мережі рухомих об'єктів.

**Другий клас.** Радіоприймачі цього класу за своїми основними показниками близькі до приймачів першого класу. Однак вони забезпечують меншу якість відтворення сигналів. У них, як правило, перестройка частоти, вибір виду роботи, контроль працездатності здійснюється за допомогою ручної системи управління, а прийом сигналів – слуховий. Ці приймачі широко використовуються на стаціонарних радіоцентрах, а також у складі окремих радіоприймальних

вузлів і радіостанцій польових радіоцентрів. До цього класу також можна віднести приймачі бортових радіостанцій малої потужності. Приймачі будуються також за супергетеродинною схемою з одним або двома перетвореннями частоти, мають універсальне живлення.

**Третій клас.** Електричні характеристики приймачів цього класу трохи гірші, ніж другого класу. Це – супергетеродини з одним або двома перетвореннями частоти. Використовуються як окремі приймачі для слухового прийому сигналів телефонної і телеграфної роботи, а також у переносних радіостанціях малої потужності. Відрізняються малими габаритами і вагою, високою надійністю та економічністю. Живляться від автономних джерел живлення.

Узагальнена класифікація приймачів СРЗ за головними показниками подана у таблиці 1.

Таблиця 1

| Показники                           | Клас  |   |   |
|-------------------------------------|---|---|---|
|                                     | I   | II  | III   |
| Використання                        | Стаціонарні радіоцентри ПУ, радіостанції середньої і великої потужності | Стаціонарні радіоцентри радіостанції малої потужності (бортові) | Радіостанції малої потужності (носи-мі), приймачі слухового зв'язку |
| Діапазон робочих хвиль              | Декаметровий, метровий  | Декаметровий або метровий                                       | Декаметровий або метровий   |
| Частотна точність                   | $10^{-7}$   | $10^{-5} \dots 10^{-6}$   | $10^{-4} \dots 10^{-5}$   |
| Рід роботи                          | ТЛФ, ТЛГ, слуховою і спеціальною апаратурою                             | ТЛФ, ТЛГ, слуховою і спеціальною апаратурою                     | ТЛФ, ТЛГ, слуховою апаратурою                                       |
| Чутливість                          | $1 \cdot 10^{-1} \dots 10$ мкВ  | 1 ... 10 мкВ  | 10 ... 100 мкВ  |
| Управління, контроль працездатності | Автоматизовані  | Автоматизовані, Ручні   | Ручні   |
| Джерела живлення                    | Мережа 220 / 127 В  | Мережа 220 / 127В, Акумулятори                                  | Акумулятори, Мережа 220 / 127 В через перетворювач                  |

## Питання для власного контролю та повторення

1. Перечисліть функції основних трактів прийому супергетеродинного радіоприймача.
2. Як виникають побічні канали прийому у супергетеродинному приймачеві?
3. Як впливають сильні позасмугові завади на прийом корисного сигналу радіоприймачем?
4. Що таке перетворення частоти сигналу з нижньою (верхньою) настройкою гетеродину?
5. Запишіть умови прийому сигналу супергетеродинним приймачем при нижній та верхній настройці гетеродина.
6. Як впливає нестабільність частоти гетеродина на прийом сигналу приймачем?
7. У який бік відносно номінального (зменшення, збільшення) регулюється підсилення приймача системою регулювання підсилення?

## ВХІДНІ ЛАНЦЮГИ РАДІОПРИЙМАЧІВ

### 1. Призначення та класифікація вхідних ланцюгів

#### 1.1. Призначення вхідних ланцюгів

Вхідний ланцюг (ВЛ) являє собою частину тракту радіочастоти, яка призначена для передачі енергії сигналу від антени до входу першого активного каскада (підсилювача радіочастоти або перетворювача частоти), а також для попередньої фільтрації завад радіоприйому.

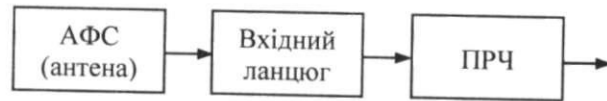


Рис. 1

Вимоги до вхідних ланцюгів:

1. Високий коефіцієнт передачі (малі втрати енергії).
2. Висока вибірковість, тобто значне придушення завад, які не співпадають з частотою приймаемого сигналу.
3. Малі частотні спотворення сигналу, які обумовлені нерівномірністю АЧХ ВЛ.
4. Малі нелінійні спотворення сигналу, які можуть виникати при включенні у ВЛ нелінійних елементів (варикапів, електронних ключів).
5. Малий коефіцієнт шуму.
6. Забезпечення постійності параметрів ВЛ (коефіцієнта передачі, вибірковості) при перестрої ці приймача і заміни антени.

#### 1.2. Класифікація вхідних ланцюгів

Вхідні ланцюги різних видів можливо представити структурною схемою, яка зображена на рис. 2.

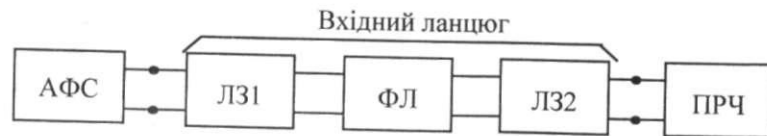


Рис. 2

В схемі позначено:

- ФЛ – фільтруючий ланцюг;
  - ЛЗ1 – ланцюг зв'язку АФС з фільтруючим ланцюгом;
  - ЛЗ2 – ланцюг зв'язку ФЛ з входом підсилювача радіочастоти.
- Вони класифікуються за наступними основними прикметами.

#### За видом фільтруючого ланцюга.

Фільтруючий ланцюг може бути одноконтурним або багатоконтурним (зазвичай двоконтурний), які перестроюються у деякому діапазоні частот. Можуть також використовуватися смугові фільтри і фільтри нижніх частот.

#### За видом зв'язку фільтруючого ланцюга з антеною.

Антену може бути підключена безпосередньо до фільтруючого ланцюга або через реактивний елемент ємнісного або індуктивного характеру. Безпосередній зв'язок може привести до погіршення добротності і розстройки контурів фільтруючого ланцюга і використовується лише в рамочних і магнітних антенах. Тому частіше застосовується ємнісний, трансформаторний і автотрансформаторний зв'язок антени з ФЛ. Це дає можливість послабити зв'язок антени ФЛ і зменшити її вплив на його параметри.

#### За видом зв'язку фільтруючого ланцюга з підсилювачем радіочастоти.

Вибір виду і ступіні зв'язку ФЛ з ПРЧ визначається величиною і характером вхідного опору першого каскада. При високому вхідному опорі і малій вхідній ємності ПРЧ застосовується повне включення, яке забезпечує максимальний коефіцієнт передачі вхідного ланцюга. При малому вхідному опорі підсилювача радіочастоти для зменшення його шунтуючого впливу на ФЛ використовується неповне включення. Неповне включення першого каскада ПРЧ використовується також з метою зменшення коефіцієнта шуму радіоприймача.

#### За способом перестройки фільтруючого ланцюга:

- з плавною перестройкою (конденсатором змінної ємності, варикапом, варіометром);
- з дискретною перестройкою (дискретним конденсатором змінної ємності, переключенням смугових фільтрів).

#### За конструктивним виконанням:

- на елементах з зосередженими параметрами;
- на елементах з розподіленими параметрами (на коаксіальних та полоскових лініях і хвильових резонаторах),

#### За симетрією входу:

- з симетричним входом (при зв'язку з симетричною антеною або фідером);



– з несиметричним входом.

Вхідні ланцюги, які виконані на елементах з зосередженими параметрами, використовуються у декаметровому і метровому діапазонах хвиль. В сучасних радіоприймачах на частотах більше 20-ти мГц використовуються смугові фільтри на так званих поверхньоакустичних хвилях.

Вхідні ланцюги на коаксіальних і полоскових лініях застосовуються у приймачах дециметрових хвиль, а на об'ємних резонаторах – у сантиметровому діапазоні.

На рис. 3, 4, 5, зображені схеми вхідних ланцюгів, які відображають розглянуту класифікацію.

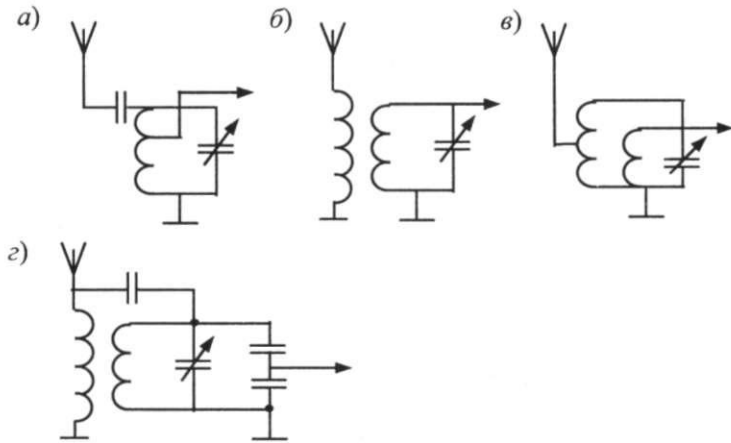


Рис. 3

На рис. 3, *a, б, в, г* приведені схеми з одноконтурним фільтруючим ланцюгом відповідно з ємнісним, індуктивним (трансформаторним), автотрансформаторним і комбінованим зв'язком з антеною.

Включення в контур фільтруючого ланцюга першого каскада ПРЧ відповідно автотрансформаторне, повне, трансформаторне і з допомогою ємнісного поділювача.

На рис. 4, *a, б, в* фільтруючий ланцюг двоконтурний з індуктивним (*a*), внутрішньоємнісним (*б*) і зовнішньоємнісним (*в*) зв'язком контурів.

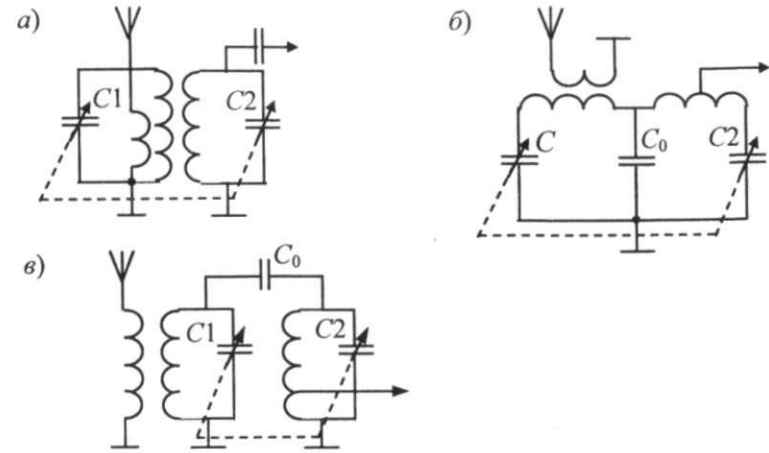


Рис. 4

На рис. 5 зображені вхідні ланцюги, які виконані на відрізках довгих ліній з кондуктивним, ємнісним і індуктивним зв'язком з антеною (*a, б, в*).

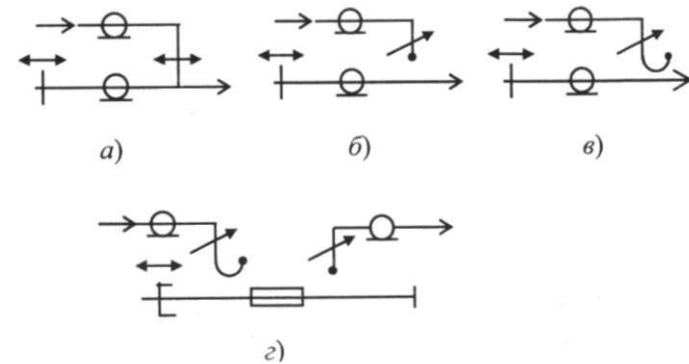


Рис. 5

На рис. 5, *г* зображено вхідний ланцюг, виконаний на хвилеводному резонаторі. Зв'язок з антеною здійснюється за допомогою індуктивної петлі, зв'язок з ПРЧ – ємнісний.

## 2. Резонансний коефіцієнт передачі вхідного ланцюга

### 2.1. Еквівалентна схема вхідного ланцюга

Вхідний ланцюг (рис. 2) являє собою пасивний чотирьохполюсник (ФЛ), зв'язаний ланцюгами зв'язку з АФС (ЛЗ1) та входом першого каскада підсилювача радіочастоти (ЛЗ2).

Фільтруючий ланцюг може бути представлений комплексною провідністю  $Y$ , а ланцюги зв'язку – коефіцієнтами включення відповідно  $p_1$  і  $p_2$ . АФС представимо еквівалентним джерелом струму  $I_A$  і  $Y_A$ , а вхід першого каскада – комплексною провідністю  $Y_{ВХ}$ . При цих представленнях отримаємо узагальнену еквівалентну схему, яка зображена на рис. 6.

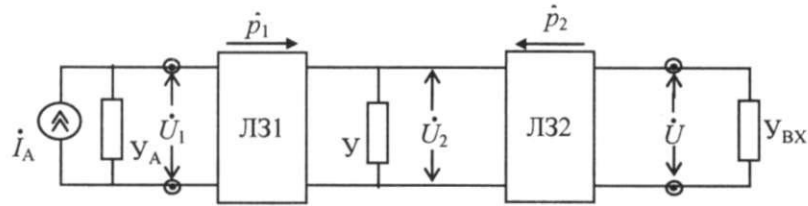


Рис. 6

Позначимо напруги на елементах схеми рис. 6  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U$  і визначимо через них коефіцієнти включення  $p_1$  і  $p_2$ .

$$\dot{p}_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}; \quad \dot{p}_2 = \frac{\dot{U}}{\dot{U}_2}. \quad (1)$$

Використаємо співвідношення (1) і перерахуємо струм  $I_A$  і провідності  $Y_A$  та  $Y_{ВХ}$  до фільтруючого ланцюга

$$I'_A = I_A \dot{p}_1; \quad Y'_A = Y_A \dot{p}_1^2; \quad Y'_{ВХ} = Y_{ВХ} \dot{p}_2^2 \quad (2)$$

При співвідношеннях (2) еквівалентна схема вхідного ланцюга має вигляд (рис. 7).

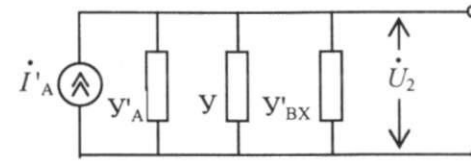


Рис. 7

За допомогою схеми рис. 7 отримаємо співвідношення для коефіцієнта передачі та характеристики вибірковості вхідного ланцюга,

### 2.2. Резонансний коефіцієнт передачі

Розрізняють коефіцієнт передачі вхідного ланцюга за напругою і за потужністю.

Коефіцієнт передачі напруги визначається як відношення комплексної амплітуди напруги на вході першого каскада до комплексної амплітуди ЕРС, яка наводиться в антені

$$K_{ВЛ} = \frac{\dot{U}}{\dot{E}_A}. \quad (3)$$

Коефіцієнт передачі потужності дорівнює відношенню середньої потужності сигналу на вході першого каскада до середньої потужності сигналу в антені

$$K_{РВЛ} = \frac{P}{P_A}. \quad (4)$$

Коефіцієнт передачі напруги може бути як більше, так і менше одиниці, а  $K_{РВЛ}$  – завжди менше одиниці.

Далі буде розглядатися коефіцієнт передачі вхідного ланцюга за напругою.

Подамо величину  $\dot{U}$  (3) через параметри еквівалентної схеми ЛЗ2 виразів (1) маємо:

$$\dot{U} = \dot{p}_2 \cdot \dot{U}_2$$

тоді формула (3) приймає вигляд

$$\dot{K}_{\text{ВЛ}} = \frac{\dot{p}_2 \dot{U}_2}{\dot{E}_A} \quad (5)$$

Згідно з еквівалентною схемою рис. 7 маємо

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{I}'_A}{Y'_A + Y + Y'_{\text{ВХ}}} = \frac{\dot{I}'_A}{Y_e},$$

де  $\dot{I}'_A = \dot{p}_1 \dot{I}_A = \dot{p}_1 \dot{E}_A Y_A; \quad Y_e = Y'_A + Y + Y'_{\text{ВХ}}.$

Отже

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{p}_1 \dot{E}_A Y_A}{Y_e} \quad (6)$$

Підставивши вираз (6) у формулу (5), отримаємо

$$\dot{K}_{\text{ВЛ}} = \frac{\dot{p}_1 \dot{p}_2 \dot{E}_A Y_A}{\dot{E}_A Y_e} = \frac{\dot{p}_1 \dot{p}_2 Y_A}{Y_e} \quad (7)$$

Співвідношення (7) являє собою комплексний коефіцієнт передачі вхідного ланцюга.

Модуль коефіцієнта передачі може бути записано:

$$|\dot{K}_{\text{ВЛ}}| = K_{\text{ВЛ}} = p_1 p_2 \frac{|Y_A|}{|Y_e|} \quad (8)$$

де:  $|Y_A| = \sqrt{G_A^2 + B_A^2} \quad |Y_e| = \sqrt{G_e^2 + B_e^2}.$

Зазвичай при розрахунках параметрів вхідного ланцюга використовується коефіцієнт передачі при точній настройці ВЛ на частоту сигналу, тобто резонансний коефіцієнт передачі.

На резонансній частоті еквівалентна реактивна провідність вхідного ланцюга дорівнює  $B_e = 0$ . При цьому еквівалентна провідність вхідного ланцюга має активний характер і дорівнює  $Y_e = G_e$ .

Еквівалентну активну провідність може бути записано

$$G_e = p_1^2 G_A + G_0 + p_2^2 G_{\text{ВХ}}, \quad (9)$$

де:  $p_1^2 G_A$  – активна складова провідності, яка вноситься з боку антени;

$G_0$  – активна складова провідності фільтруючого ланцюга на частоті резонансу;

$p_2^2 G_{\text{ВХ}}$  – активна складова провідності, яка вноситься з боку входу першого каскада ПРЧ.

З урахуванням виразу (9) формула для резонансного коефіцієнта передачі буде:

$$K_{0\text{ВЛ}} = \frac{p_1 p_2 |Y_A|}{G_e} = \frac{p_1 p_2 |Y_A|}{p_1^2 G_A + G_0 + p_2^2 G_{\text{ВХ}}} \quad (10)$$

З формули (10) випливає, що  $K_{0\text{ВЛ}}$  залежить від ступеня зв'язку антени і входу ПРЧ з фільтруючим ланцюгом (коефіцієнтів  $p_1$  і  $p_2$ ).

Збільшення ступеня зв'язку  $p_1$  і  $p_2$  може привести до росту  $K_{0\text{ВЛ}}$  внаслідок збільшення напруги, що передається від антени до входу ПРЧ. Але при цьому будуть зростати провідності, які вносяться до фільтруючого ланцюга з боку антени і входу ПРЧ.  $p_1^2 G_A$  та  $p_2^2 G_{\text{ВХ}}$ . Тому можна припустити, що при деяких значеннях  $p_1$  і  $p_2$  коефіцієнт передачі буде максимальним. Найбільший інтерес являє залежність  $K_{0\text{ВЛ}}$  від  $p_1$  тому що параметри антени змінюються у діапазоні робочих частот.

Можна довести, що максимальний  $K_{0\text{ВЛ}}$  має місце при умові, коли

$$p_1^2 G_A = G_0 + p_2^2 G_{\text{ВХ}} = G_H, \quad (11)$$

де  $G_0 + p_2^2 G_{\text{ВХ}} = G_H$  – це є провідність, яка навантажує антену.

Фактично вираз (11) є умовою узгодження вхідного ланцюга з антенною, що дозволяє визначити величину узгодженого коефіцієнта включення антени до вхідного ланцюга  $p_1$  уз. Величина узгодженого коефіцієнта включення визначається за формулою

$$p_1 \text{ уз} = \sqrt{\frac{G_H}{G_A}}. \quad (12)$$

При цьому узгоджений резонансний коефіцієнт передачі буде мати такий вираз

$$K_{0\text{ВЛ}\text{УЗ}} = \frac{p_{1\text{УЗ}} p_2 |Y_A|}{2 p_{1\text{УЗ}}^2 G_A} = \frac{p_2 |Y_A|}{2 p_{1\text{УЗ}} G_A}. \quad (13)$$

Введемо поняття коефіцієнта розузгодження  $a = \frac{p_1}{p_{1\text{УЗ}}}$  і побудуємо

графік залежності  $\frac{K_{0\text{ВЛ}}}{K_{0\text{ВЛ}\text{УЗ}}} = \varphi(a)$ , рис. 8.

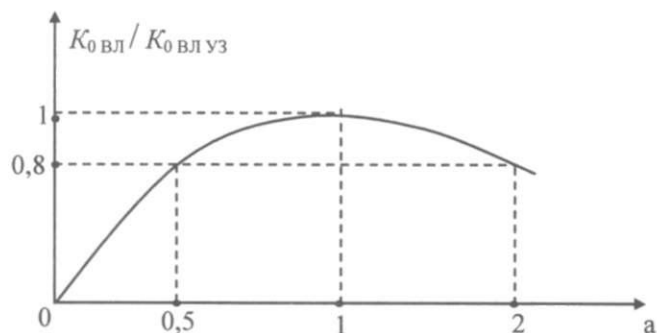


Рис. 8

З графіка рис. 8 випливає:

1. Максимальне значення  $K_{0\text{ВЛ}}$  має місце при  $a = 1$ , тобто при узгодженні.
2. При розузгодженні в межах  $0,5 \leq a \leq 2$  коефіцієнт передачі зменшується лише на 20%, що у КХ і УКХ діапазонах не є критичним.

### 3. Вибірковість вхідного ланцюга

Вибірковість ВЛ може бути оцінена з допомогою характеристики вибірковості, яка являє собою функцію

$$D = \frac{K_{0\text{ВЛ}}}{K_{\text{ВЛ}}(\Delta f)} \quad (14)$$

де  $\Delta f = |f - f_0|$  - абсолютна розстройка.

Характер залежності (14) визначається результируючим згасанням (добротністю) фільтруючого ланцюга, а також кількістю контурів і параметром зв'язку між ними.

Наприклад, для одноконтурного фільтруючого ланцюга відомо, що

$$D = \sqrt{1 + \sigma^2}, \quad (15)$$

де:  $\sigma = \frac{\delta}{d_e} = \delta \cdot Q_e$  - узагальнена розстройка;

$\delta = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$  - відносна розстройка;

$d_e = \rho \cdot G_e$  - еквівалентне згасання контура вхідного ланцюга.

У розглянутому випадку

$$d_e = \rho \cdot (p_1^2 G_A + G_0 + p_2^2 G_{\text{ВХ}}). \quad (16)$$

Якщо задавати різні значення розстройки  $\delta$ , припускаючи при цьому, що у деякому частотному інтервалі величина  $p_1^2 G_A \approx \text{const}$  можливо накреслити графік  $D_{\text{ВЛ}} = \varphi(\Delta f)$  рис. 9.

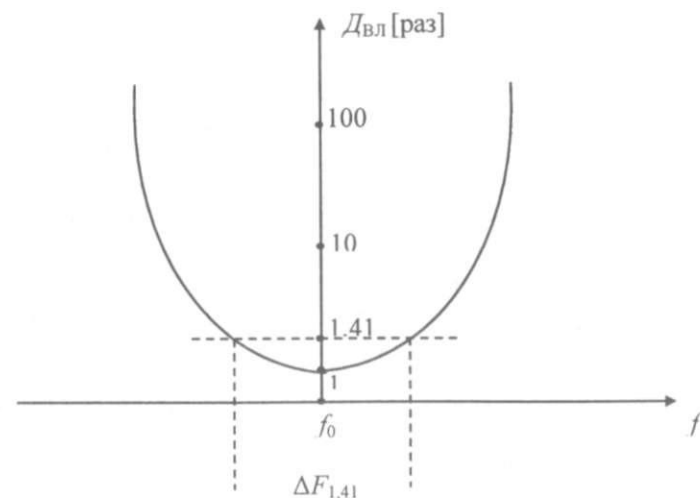


Рис. 9

За допомогою графіка рис. 9 можливо визначити зменшення коефіцієнта передачі ВЛ при розстройці сигналу відносно  $f_0$ , або при заданому послабленні  $D_{ВЛ}$  визначити смугу пропускаємих частот. Смуга пропускаємих частот при  $D_{ВЛ} = 1,41$  називається смугою пропускання вхідного ланцюга.

Смуга пропускання вхідного ланцюга може бути визначена через еквівалентні параметри наступним чином

$$\Delta F_{1,41} = f_0 d_e = f_0 \rho G_e = f_0 \rho \cdot (p_1^2 G_A + G_0 + p_2^2 G_{ВХ}). \quad (17)$$

Для одноконтурного фільтруючого ланцюга смуги пропускання на різних рівнях послаблення визначаються формулами:

$$\begin{aligned} \Delta F_{1,41} &= f_0 d_e; & \Delta F_{2,0} &= \sqrt{3} f_0 d_e; \\ \Delta F_{10} &= 10 f_0 d_e; & \Delta F_{100} &= 100 f_0 d_e. \end{aligned}$$

#### 4. Діапазонні властивості вхідних ланцюгів

Професійні радіоприймачі працюють, як правило, у широкому діапазоні частот ( $K_f > 2$ ). Тому для настройки на частоту сигналу вхідні ланцюги також повинні перестроюватися.

Перестройка здійснюється зміною реактивних параметрів фільтруючого ланцюга. При цьому може змінюватись як ємність, так і індуктивність контурів, складаючих ФЛ. Перестройка зміною індуктивності використовується при малих коефіцієнтах перекриття діапазону частот (для підстройки), а також для великої зміни параметрів контурів при переключенні діапазонів.

В основному у радіоприймачах використовується перестройка зміною ємнісного параметра контурів з допомогою конденсаторів змінної ємності і варікапів. Це пояснюється, по-перше, достатньо великим коефіцієнтом перекриття діапазону по частоті ( $K_f = 2 - 3$ ) і, по-друге, – більшою рівномірністю зміни у діапазоні частот характеристик контурів фільтруючого ланцюга. Розглянемо більш докладно останнє твердження.

При настройці контурів зміною ємності добротність контура  $Q_e = \frac{\omega_0 L}{r} \approx \text{const}$  у межах піддіапазону. Це пояснюється тим, що опір втрат контура  $r$  зростає приблизно пропорційно частоті  $\omega_0$ . Тому смуга

пропускання контура  $\Delta F = \frac{f_0}{Q_e}$  і еквівалентний опір  $R_e = Q_e \rho = Q_e \omega_0 L$  зростають пропорційно частоті  $f_0$ .

При настройці зміною індуктивності добротність контура  $Q_e = \frac{1}{\omega_0 c \cdot r}$  зменшується зворотно-пропорційно  $\omega_0^2$ . При цьому смуга пропускання зростає пропорційно  $f_0^3$ , а еквівалентний опір  $R_e = Q_e \rho = \frac{Q_e}{\omega_0 c}$  зменшується зворотно-пропорційно  $f_0^3$ .

Перестройка вхідних ланцюгів зміною ємності контурів може бути плавною або дискретною. В сучасних професійних радіоприймачах використовується в основному дискретна настройка з допомогою дискретних конденсаторів змінної ємності або варікапів, ємність яких змінюється дискретною напругою.

Крім розглянутого на характеристики вхідних ланцюгів при роботі у діапазоні частот в значній мірі впливають параметри антени, які не є сталими. Наприклад, активний і реактивний опори антени типу "шпир" змінюються в значних межах, а на частотах більше 16 МГц реактивний опір змінює свій характер (рис. 10).

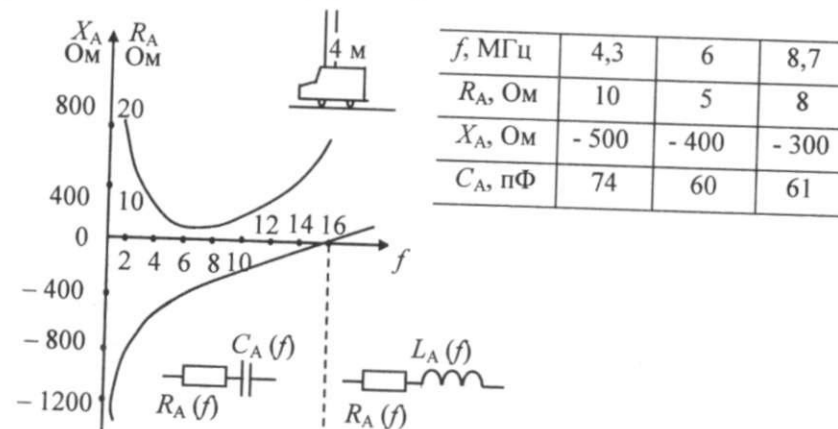


Рис. 10

При цьому комплексний опір, вносимий з боку антени до фільтруючого ланцюга, також буде змінюватись, тобто

$$Z'_A = R'_A + j X'_A = p_1^2 R_A + j p_1^2 X_A = \text{var}.$$

Якщо звернутись до формул (10), (17), то очевидно, що коефіцієнт передачі вхідного ланцюга і його смуга пропускання при роботі у діапазоні частот будуть змінюватися внаслідок впливу змін параметрів антени.

Крім того, внаслідок зміни реактивного параметра антени буде мати місце розстройка контурів фільтруючого ланцюга.

Для подальшого аналізу діапазонних властивостей вхідних ланцюгів введемо поняття антенного ланцюга. До складу антенного ланцюга входять антена та ланцюг зв'язку. Тому його еквівалентні параметри можна визначити (рис. 11).

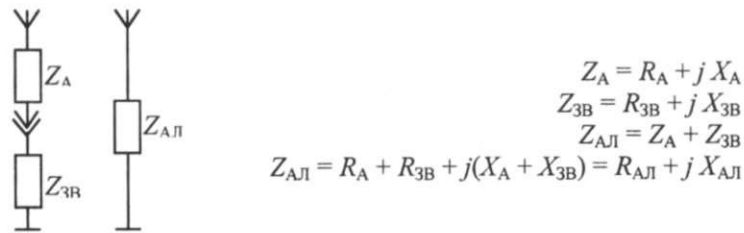


Рис. 11

В залежності від співвідношення частоти сигналу  $\omega_C$  і власної резонансної частоти  $\omega_{0\text{ АЛ}}$  антенного ланцюга розрізняють наступні режими його роботи.

1. Режим настроєного антенного ланцюга:  $\omega_{0\text{ АЛ}} = \omega_C$ .

При цьому:  $j(X_A + X_{ЗВ}) = 0$ ;  $Z_{АЛ} = R_A + R_{ЗВ} = R_{АЛ}$ .

Цей режим може бути реалізовано лише в одній точці робочого діапазону частот. Тому він використовується при малих коефіцієнтах перекриття діапазону частот (у приймачах радіорелейних, тропосферних та супутникових радіостанцій).

2. Режим подовження антенного ланцюга:  $\omega_{0\text{ АЛ}} < \omega_C$

При цьому:  $j(X_A + X_{ЗВ}) = j X_{L\text{ АЛ}}$ ;  $Z_{АЛ} = R_{АЛ} + j X_{L\text{ АЛ}}$ ,

тобто антенний ланцюг має індуктивний характер.

3. Режим вкорочення антенного ланцюга:  $\omega_{0\text{ АЛ}} > \omega_C$ . При цьому  $j(X_A + X_{ЗВ}) = -j X_{C\text{ АЛ}}$ ;  $Z_{АЛ} = R_{АЛ} - j X_{C\text{ АЛ}}$ , тобто антенний ланцюг має ємнісний характер.

Останні два режими відносяться до режиму ненастроєного антенного ланцюга. Вони використовуються при великих  $K_f$  у приймачах декаметрового і метрового діапазонів хвиль.

#### 4.1. Вхідний ланцюг з ємнісним зв'язком з антеною

Принципова схема вхідного ланцюга з ємнісним зв'язком з антеною і одноконтурним фільтруючим ланцюгом при ведена на рис. 12.

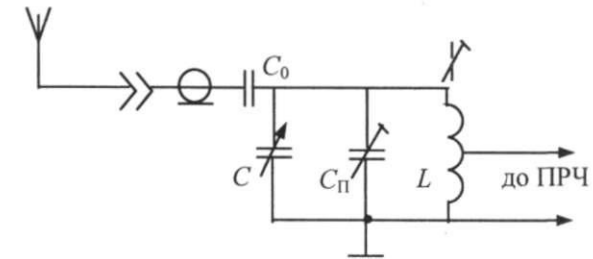


Рис. 12

На схемі позначені:

- $C_0$  - конденсатор зв'язку з антеною;
- $C$  - конденсатор настройки контура фільтруючого ланцюга;
- $L$  - котушка індуктивності контура;
- $C_П$  - конденсатор підстройки.

Антенний ланцюг складається з антени і конденсатора зв'язку  $C_0$ . У декаметровому діапазоні хвиль антена має ємнісний характер опору. Тому антенний ланцюг теж має ємнісний характер опору, тобто працює у режимі вкороченого антенного ланцюга. При цьому коефіцієнт включення  $p_1$  визначається за формулою

$$p_1 = \frac{\frac{1}{\omega C_A}}{\frac{1}{\omega C_A} + \frac{1}{\omega C_0}} = \frac{C_0}{C_A + C_0}. \quad (18)$$

Коефіцієнт передачі вхідного ланцюга розраховується за формулою

$$K_{0\text{ВЛ}} = p_2 Q_e \omega_0^2 L C_{\text{АЛ}}, \quad (19)$$

де 
$$C_{\text{АЛ}} = \frac{C_A C_0}{C_A + C_0}.$$

З виразу (19) очевидно, що залежність коефіцієнта передачі від частоти має квадратичний характер, яка подана графіком  $K_{0\text{ВЛ}} = \varphi(f)$  на рис. 13.

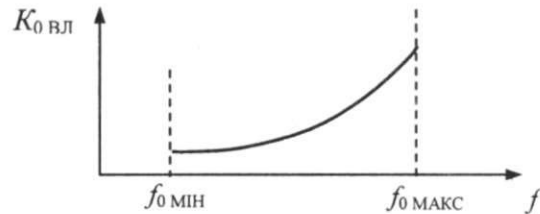


Рис. 13

Така нерівномірність коефіцієнту передачі у діапазоні частот обмежує використання вхідних ланцюгів є ємнісним зв'язком з антеною. Перевагами таких ланцюгів є простота схеми та можливість регулювання ступеня зв'язку з антеною при використанні змінної ємності  $C_0$ . Ці ланцюги використовуються у радіоприймачах низького класу. Смуга пропускання вхідного ланцюга, яка визначається за формулою

$$\Delta F_{1,41} = f_0 d_e = f_0 \rho_e (p_1^2 G_A + G_H),$$

крім частоти  $f_0$  залежить також від коефіцієнта  $p_1$ , який є функцією частоти, оскільки  $C_A = \varphi(f_0)$  (див. вираз (18)).

Ненастроєна вкорочена антена при роботі у діапазоні частот вносить до контура фільтруючого ланцюга змінну ємність  $\Delta C_{\text{ВН}}(f)$ . Внаслідок цього резонансна частота контура буде відрізнятися від номінального значення

$$f'_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_e + \Delta C_{\text{ВН}}(f))}},$$

тобто буде мати місце змінна розстройка  $\Delta f_p(f) = |f_0 - f'_0|$ .

З урахуванням розглянутих факторів величина зв'язку антени з контуром фільтруючого ланцюга ( $C_0$ ) вибирається мінімальною, але такою, яка забезпечує виконання умов:

1. Коефіцієнт передачі  $K_{0\text{ВЛ}}$  на мінімальній частоті робочого діапазону не повинен бути менше заданого.
2. Розширення смуги пропускання фільтруючого ланцюга внаслідок внесення активної провідності з боку антени не повинно бути більше 25% від смуги при відключеній антені, тобто

$$\Delta F_{\text{РОЗШ}} \leq \frac{1}{4} \Delta F_H,$$

де  $\Delta F_H$  – смуга пропускання контура фільтруючого ланцюга, навантаженого входом першого каскада ПРЧ.

3. Розстройка контура фільтруючого ланцюга внаслідок внесення ємності з боку антени не повинна перевищувати  $0,5 \Delta F_H$ .

#### 4.2. Вхідний ланцюг з індуктивним зв'язком з антеною

Принципова схема вхідного ланцюга з індуктивним зв'язком з антеною зображена на рис. 14.

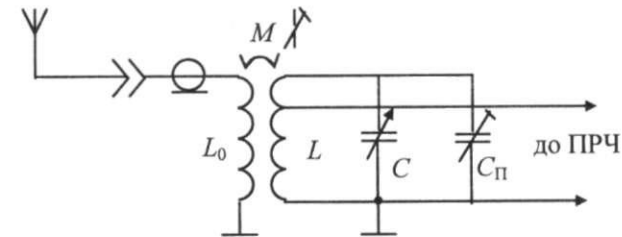


Рис. 14

На схемі позначені :

- $L_0$  – котушка зв'язку з антеною;
- $L$  – котушка індуктивності контура;
- $C$  – конденсатор настройки контура;
- $C_{\text{п}}$  – конденсатор підстройки.

Антенний ланцюг складається з антени і котушки зв'язку  $L_0$ .

Діапазонні властивості вхідного ланцюга з індуктивним зв'язком в значній мірі визначаються характером опору антенного ланцюга. При

роботі на ненастроєну антену цей опір залежить від величини індуктивності котушки зв'язку. Оскільки антенний ланцюг є послідовним коливальним контуром, то він має власну резонансну частоту  $f_{0\text{АЛ}}$ , яка може регулюватися величиною  $L_0$ .

Коефіцієнт передачі вхідного ланцюга з індуктивним зв'язком визначається за формулою

$$K_{0\text{ВЛ}} = \frac{p_0 p_2 Q_e}{1 - \left(\frac{f_{0\text{АЛ}}}{f_0}\right)^2}, \quad (20)$$

де  $p_0 = \frac{M}{L_0}$  - коефіцієнт, який називається параметром зв'язку.

З виразу (20) випливає, що частотна залежність коефіцієнту передачі визначається співвідношенням резонансної частоти антенного ланцюга  $f_{0\text{АЛ}}$  та частоти настройки вхідного ланцюга  $f_0$ .

При перестройці вхідного ланцюга у діапазоні від  $f_{0\text{МІН}}$  до  $f_{0\text{МАКС}}$  практичний інтерес мають два випадки, коли

$f_{0\text{АЛ}} < f_{0\text{МІН}}$  - режим подовженого антенного ланцюга;

$f_{0\text{АЛ}} > f_{0\text{МАКС}}$  - режим вкороченого антенного ланцюга.

При резонансній частоті антенного ланцюга менше мінімальної

частоти діапазону співвідношення  $\left(\frac{f_{0\text{АЛ}}}{f_{0\text{МІН}}}\right)^2 \ll 1$  та коефіцієнт

передачі слабо залежить від частоти настройки (рис. 15, крива 1).

Деяке зменшення  $K_{0\text{ВЛ}}$  пояснюється зменшенням добротності  $Q_e$  з ростом частоти  $f_0$ .

При  $f_{0\text{АЛ}} > f_{0\text{МАКС}}$  коефіцієнт передачі зростає у межах перестройки вхідного ланцюга від  $f_{0\text{МІН}}$  до  $f_{0\text{МАКС}}$  (рис. 15, крива 2).

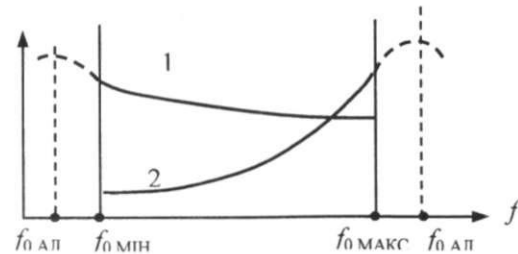


Рис. 15

З точки зору рівномірності коефіцієнту передачі у робочому діапазоні частіше застосовується режим подовженого антенного ланцюга.

Для подальшого зменшення нерівномірності коефіцієнта передачі застосовується комбінований зв'язок фільтруючого ланцюга з антенною (ємнісно-індуктивний зв'язок).

Вимоги до допустимих розширення смуги пропускання та зсуву частоти настройки контура фільтруючого ланцюга такі самі, як і при ємнісному зв'язку з антенною.

### Питання для власного контролю та повторення

1. Призначення вхідних ланцюгів та вимоги до них?
2. За якими ознаками класифікуються вхідні ланцюги?
3. Назвіть складові еквівалентної провідності вхідного ланцюга при настройці на частоту корисного сигналу?
4. Поясніть умови узгодження вхідного ланцюга з антенно-фідерною системою?
5. Чому узгодження не є критичним для вхідних ланцюгів радіоприймачів декаметрового і метрового діапазонів хвиль?
6. Як впливає антенно-фідерна система на смугу пропускання та вибірковість вхідного ланцюга?
7. Чому перестройка вхідних ланцюгів у діапазоні частот здійснюється за допомогою зміни ємнісного параметру фільтруючого ланцюга?
8. На які характеристики вхідного ланцюга впливає зміна параметрів амплітудно-фідерної системи при роботі у діапазоні частот?
9. Які елементи входять до складу антенного ланцюга вхідних ланцюгів з ємнісним та індуктивним зв'язком з антенною?
10. Обґрунтуйте переваги та недоліки вхідних ланцюгів з ємнісним зв'язком.
11. Яким чином можливо встановити режими вкорочення та подовження антенного ланцюга у вхідних ланцюгах з індуктивним зв'язком?
12. Яким чином забезпечується рівномірність коефіцієнта передачі у діапазоні частот вхідних ланцюгів з індуктивним зв'язком?



## КОЕФІЦІЄНТ ШУМУ ТА ЧУТЛИВІСТЬ РАДІОПРИЙМАЧА

### 1. Джерела шумів у радіоприймачі

Радіоприймач, як і будь-який електричний ланцюг, що знаходиться при температурі. Яка відрізняється від температури абсолютного нуля, має власні шуми, які:

- з одного боку обмежують рівень сигналу, який може бути прийнятим, тобто його чутливість;
- з іншого боку, при проходженні сигналу по трактах приймача зменшується співвідношення сигнал/шум, що збільшує спотворення сигналу.

Розглянемо гіпотетичний випадок:

Маємо  $n$  – каскадний приймач з однаковими каскадами, (рис. 1) у яких;

$$K_{p1} = K_{p2} = \dots = K_{pn} = 1; P_{ш1} = P_{ш2} = \dots = P_{шn} = P_{ш}.$$

При лінійному режимі роботи каскадів приймача на виході кожного з них можна записати:

$$\left(\frac{P_C}{P_{ш1}}\right)_{\text{вих1}}; \left(\frac{P_C}{P_{ш1} + P_{ш2}}\right)_{\text{вих2}} \dots,$$

тобто при збільшенні числа каскадів співвідношення сигнал/шум зменшується і може бути меншим 1.

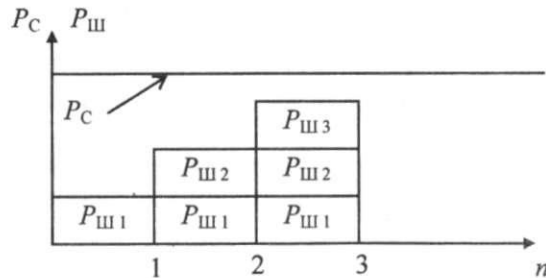


Рис. 1

Шумові властивості приймача оцінюються з допомогою коефіцієнта шуму  $N$  (або Ш), вираз для якого може бути записаним у вигляді співвідношення

$$N = \frac{\left(\frac{P_C}{P_{ш}}\right)_{\text{ВХ}}}{\left(\frac{P_C}{P_{ш}}\right)_{\text{ВИХ}}} \quad (1)$$

Співвідношення (1) показує, у скільки разів зменшується відношення середніх потужностей сигналу до шуму на виході приймача порівняно з цим відношенням на його вході. Для будь якої частини приймача завжди  $N > 1$ .

Джерелами шумів у радіоприймачах є: шуми резисторів, шуми коливальних контурів і шуми електронних приладів – рис. 2.

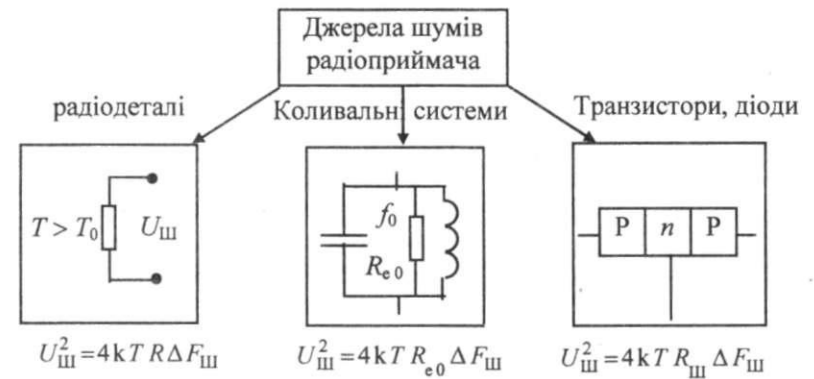


Рис. 2

В формулах рис. 2 позначено:  
 $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/гр.  $T$  – постійна Кельвіна;  
 $T = t + 273$  – абсолютна температура;  
 $\Delta F_{ш}$  – ефективна смуга шумів ланцюга, на якій діють шуми.

Крім цих джерел шумів, слід враховувати теплові шуми антени, які обумовлені опором втрат  $R_A$ , а також які виникають внаслідок прийому випромінювань космосу, землі і атмосфери.

Середній квадрат ЕДС і струму теплових шумів визначаються також, як і для резисторів

$$\begin{aligned} E_{\text{ША}}^2 &= 4kT_0 R_A \Delta F_{\text{Ш}} & R_A &= R_{\Sigma} + R; \\ I_{\text{ША}}^2 &= 4kT_0 G_A \Delta F_{\text{Ш}} & T_0 &= 290^\circ\text{C}, \end{aligned} \quad (2)$$

де  $R_{\Sigma}$  – опір випромінювання;  $R$  – опір власних втрат.

## 2. Коефіцієнт шуму радіоприймача

Тракт підсилення приймача від входу до детектора це система лінійних активних 4-поліусників, кожний з них характеризується  $N$ ,  $K_p$ ,  $\Delta f_{\text{эф}}$  (рис. 3).

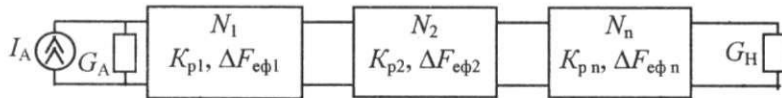


Рис. 3

На рис. 3 позначено:

- $N_1, N_2, \dots, N_n$  – коефіцієнт шуму 4-поліусника;
- $K_{p1}, K_{p2}, \dots, K_{pn}$  – коефіцієнт передачі потужності 4-поліусника;
- $\Delta F_{\text{эф}1}, \Delta F_{\text{эф}2}, \dots, \Delta F_{\text{эф}n}$  – ефективна шумова смуга 4-поліусника.

Знайдемо коефіцієнт шуму лінійного 4-поліусника.

З формули (1) можна записати вираз для коефіцієнта шуму кожного 4-поліусника

$$N = \frac{P_{\text{С ВХ}}}{P_{\text{Ш ВХ}}} = \frac{P_{\text{С ВХ}} P_{\text{Ш ВИХ}}}{P_{\text{С ВИХ}} P_{\text{Ш ВХ}}}; \quad P_{\text{С ВИХ}} = P_{\text{С ВХ}} K_p; \quad N = \frac{P_{\text{Ш ВИХ}}}{P_{\text{Ш ВХ}} \cdot K_p}. \quad (3)$$

Коефіцієнт шуму системи лінійних 4-поліусників (рис. 3) дорівнює

$$N_n = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2} \dots K_{p(n-1)}}. \quad (4)$$

## Висновки:

1. Величина  $N_n$ , перш за все, залежить від  $N_1$ , тобто коефіцієнт шуму першого каскада.

2. Кожний наступний каскад впливає на  $N_n$  тим менше, чим більше  $K_p$  мають попередні каскади.

Подано радіоприймач у вигляді послідовно з'єднаних 4-поліусників, які складають лінійний тракт (до детектора) – рис. 4.

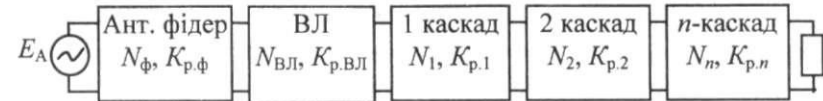


Рис. 4

Виходячи з формули (4), запишемо вираз для коефіцієнта шуму приймача

$$\begin{aligned} N_{\text{Пр}} &= N_{\text{Ф}} + \frac{N_{\text{ВЛ}} - 1}{K_{p\text{Ф}}} + \frac{N_1 - 1}{K_{p\text{Ф}} K_{p\text{ВЛ}}} + \frac{N_2 - 1}{K_{p\text{Ф}} K_{p\text{ВЛ}} K_{p1}} + \dots \\ &+ \frac{N_n - 1}{K_{p\text{Ф}} K_{p\text{ВЛ}} \dots K_{p(n-1)}}. \end{aligned} \quad (5)$$

Антенний фідер і вхідний ланцюг є пасивні 4-поліусники, коефіцієнт шуму яких зворотно пропорційний їх коефіцієнтам передачі за номінальною потужністю:

$$N_{\text{Ф}} = \frac{1}{K_{p\text{Ф}}}; \quad N_{\text{ВЛ}} = \frac{1}{K_{p\text{ВЛ}}},$$

а їх загальний коефіцієнт шуму дорівнює:

$$N_{\text{Ф}} + \frac{N_{\text{ВЛ}} - 1}{K_{p\text{Ф}}} = \frac{1}{K_{p\text{Ф}}} + \frac{\frac{1}{K_{p\text{ВЛ}}} - 1}{K_{p\text{Ф}}} = \frac{1}{K_{p\text{Ф}} K_{p\text{ВЛ}}} \quad (6)$$

Враховуючи формулу (6), отримаємо вираз для коефіцієнта шуму приймача у вигляді

$$N_{\text{Пр}} = \frac{1}{K_{\text{рф}} K_{\text{рвЛ}}} \left( N_1 \frac{N_2 - 1}{K_{\text{р1}}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{\text{р1}} K_{\text{р2}} \dots K_{\text{р}(n-1)}} \right) \quad (7)$$

З формули (7) можна зробити наступні висновки:

1. Для зменшення  $N_{\text{Пр}}$  необхідно перший каскад підсилення сигналу (ПРЧ) мати з мінімальним коефіцієнтом шуму ( $N_1$ ), тому що його шуми підсилюються всіма наступними каскадами.

2. Потрібно, щоб  $K_{\text{рф}}$ ,  $K_{\text{рвЛ}}$ ,  $K_{\text{р1}}$  мали максимальні значення, тобто  $K_{\text{рф}}$  і  $K_{\text{рвЛ}} \rightarrow 1$ , а  $K_{\text{р1}} \gg 1$ .

### 3. Чутливість радіоприймача

Розрізняють граничну, порогову і реальну чутливість.

**Гранична чутливість** характеризує лінійний тракт приймача. Вона оцінюється мінімальною величиною ЕДС ( $E_A$ ), номінальною потужністю ( $P_A$ ), або питомою потужністю сигналу в антені, при яких на виході лінійного тракту забезпечується відношення сигнал/шум, яке дорівнює одиниці, тобто:

$$\left( \frac{P_C}{P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих. лтр}} = \left( \frac{U_C^2}{U_{\text{Ш}}^2} \right)_{\text{вих. лтр}} = 1, \quad U_{\text{С вих. лтр}} = U_{\text{Ш вих. лтр}}, \quad (8)$$

де  $U_C$ ,  $U_{\text{Ш}}$  – ефективні напруги сигналу і шуму на вході детектора.

**Порогова чутливість** характеризує приймач у цілому. Вона оцінюється при відношенні сигнал/шум на виході приймача, що дорівнює одиниці.

$$\left( \frac{P_C}{P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих. пр}} = \left( \frac{U_C^2}{U_{\text{Ш}}^2} \right)_{\text{вих. пр}} = 1, \quad U_{\text{С вих. пр}} = U_{\text{Ш вих. пр}}, \quad (9)$$

**Реальна чутливість** характеризує приймач у цілому. Вона оцінюється мінімальною ЕДС або номінальною потужністю сигналу в

антені, при яких сигнал на виході приймача досягає заданої величини при заданому відношенні сигнал/шум:

$$\left( \frac{P_C}{P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих. пр}} = \left( \frac{U_C^2}{U_{\text{Ш}}^2} \right)_{\text{вих. пр}} = \gamma, \quad U_{\text{С вих. пр}} = \gamma \cdot U_{\text{Ш вих. пр}} \quad (10)$$

Чутливість приймача в одиницях потужності:

Гранична чутливість визначається із співвідношення для коефіцієнта шуму:

$$\frac{\left( \frac{P_C}{P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих. п}}}{\left( \frac{P_C}{P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих. лтр}}} = N_{\text{Пр}} \quad (11)$$

$$\text{Але за визначенням} \quad \left( \frac{P_C}{P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих. лтр}} = 1. \quad (12)$$

При погодженні антени зі входом приймача  $P_{\text{С вх}} = P_A$  отримаємо

$$P_{\text{А пр}} = P_{\text{Ш вх пр}} \cdot N. \quad (13)$$

Потужність шуму на вході приймача визначається шумами антени:

$$P_{\text{Ш вх пр}} = k T_A \Delta F_{\text{еф}}, \quad \text{тому} \quad P_{\text{А гр}} = k T_A \Delta F_{\text{еф}} N_{\text{Пр}}.$$

Коли  $T_A = T_0$ , то

$$P_{\text{А гр}} = k T_0 \Delta F_{\text{еф}} N_{\text{Пр}} [\text{Вт}]. \quad (14)$$

**Реальна чутливість** може бути виявлена аналогічно

$$P_{\text{А реал}} = k T_0 \Delta F_{\text{еф}} N_{\text{Пр}} \gamma \xi [\text{Вт}]. \quad (15)$$

Тут введено множник  $\xi$ , який враховує зміну відношення  $P_C/P_{\text{Ш}}$  демодулятором і наступними каскадами приймача в залежності від виду модуляції (табл. 1), а також множник  $\gamma = \left( \frac{P_C}{P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих пр}}$ , який враховує

потрібне перебільшення потужності сигналу понад потужністю шуму на виході приймача.

Таблиця 1

| Вид модуляції | АМ           | ОМ | ЧМ           | ІМ |
|---------------|--------------|----|--------------|----|
| $\xi$         | $1/m^2_{AM}$ | 1  | $1/m^2_{ЧМ}$ | 1  |

Часто чутливість оцінюють у відносних одиницях в дБ

$$P_{A \text{ Реал}} [\text{дБ}] = 101g \frac{P_A}{P_0}; \quad P_0 = 1 \cdot 10^{-5} \text{ Вт}. \quad (16)$$

Чутливість приймача в одиницях питомої потужності

Це є відношення потужності  $P_{A \text{ Реал}}$ , до ефективної смуги частот  $\Delta F_{\text{еф}}$

$$v_{A \text{ Реал}} = \frac{P_{A \text{ Реал}}}{\Delta F_{\text{еф}}} = k T_0 N_{\text{Пр}} \gamma \xi [\text{Вт/Гц}]. \quad (17)$$

Таким чином, чутливість в одиницях питомої потужності характеризує мінімальну потужність сигналу в антені, яка припадає на одиницю смуги пропускання приймача і забезпечує нормальний рівень сигналу і необхідне відношення сигнал/шум на його виході.

Коли розділити  $v_{A \text{ Реал}}$  на  $kT_0$ , отримаємо питому потужність в одиницях  $kT_0$

$$v_A [kT_0] = N_{\text{Пр}} \gamma \xi; \quad kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} [\text{Вт/Гц}]. \quad (18)$$

Це дозволяє порівнювати різні приймачі незалежно від  $\Delta F_{\text{еф}}$  і параметрів антени.

Чутливість приймача в одиницях ЕДС

Ця оцінка традиційно використовується у приймачах метрового і декаметрового діапазонів хвиль.

За визначенням чутливість  $E_A$  – це найменша величина сигналу в антені, при якій на виході приймача, настроєного на частоту сигналу,

має місце задане перебільшення сигналу над шумами, а абсолютний рівень сигналу забезпечує нормальну роботу кінцевого пристрою.

При узгодженні антени з входом приймача і шумовій температурі  $T_A = T_0$  можна записати:

$$P_{A \text{ Реал}} = \frac{E_{A0}^2}{4 R_A}; \quad E_{A0} = \sqrt{4 P_{A \text{ Реал}} R_A}, \quad (19)$$

Розв'язавши формулу (18) відносно  $E_{A0}$  отримаємо

$$E_{A0} = \sqrt{4 P_{A \text{ Реал}} R_A} = \sqrt{4 k T_0 N_{\text{Пр}} \Delta F_{\text{еф}} R_A \gamma \xi}. \quad (20)$$

Якщо виразити  $\Delta F_{\text{еф}}$  в кГц, а  $R_A$  в кОм то отримаємо реальну чутливість в мкВ.

$$E_{A0} [\text{мкВ}] = \frac{\beta}{8} \sqrt{N_{\text{Пр}} \Delta F_{\text{еф}} [\text{кГц}] R_A [\text{кОм}] \xi}. \quad (21)$$

В формулі (20)  $\beta = \sqrt{\gamma} = \left( \frac{U_C}{U_{\text{Ш}}}_{\text{вих Пр}} \right)$  – необхідне перевищення сигналу

понад шумом на виході приймача

В залежності від виду модуляції приймаемого сигналу формули реальної чутливості приймача мають вигляд

$$E_{A0 [AM]} = \frac{\beta}{8 m_{AM}} \sqrt{\gamma}; \quad E_{A0 [OM]} = \frac{\beta}{8} \sqrt{\gamma};$$

$$E_{A0 [ЧМ]} = \frac{\beta}{8 \sqrt{3} m_{ЧМ}} \sqrt{\gamma}; \quad E_{A0 [AT]} = \frac{\beta}{8} \sqrt{\gamma}.$$

#### 4. Структура тракту радіочастоти за вимогами чутливості приймачів

Аналізуючи усі види подання чутливості (через  $E_A$ ,  $P_A$ ,  $v_A$ ), можна відмітити те, що чутливість приймача визначається шумовими та

підсилювальними властивостями каскадів, безпосередньо коефіцієнтом шуму (22):

$$N_{\text{Пр}} = \frac{1}{K_{\text{рф}} K_{\text{вЛ}}} \left[ N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{\text{р1}}} + \frac{N_3 - 1}{K_{\text{р1}} K_{\text{р2}}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{\text{р1}} K_{\text{р2}} \dots K_{\text{р}(n-1)}} \right]. \quad (22)$$

Таким чином, для забезпечення кращої чутливості необхідно, щоб усі елементи радіоприймального пристрою, і особливо які знаходяться на вході, мали можливо менші величини коефіцієнту шуму, великі коефіцієнти передачі за потужністю і вузькі смуги пропускання.

Антенa і антенний фідер, а також їх параметри мають особливо важливе значення для забезпечення впевненого прийому слабких сигналів. Для ефективної передачі енергії сигналу від антени до входу приймача потрібно забезпечити **режим узгодження**, при якому  $K_{\text{рф}} \rightarrow 1$  (режим бігучої хвилі).

Вхідний ланцюг повинен мати можливо більший коефіцієнт передачі за потужністю  $K_{\text{рвЛ}}$  і тому порівняно малий коефіцієнт шуму  $\left( N_{\text{вЛ}} = \frac{1}{K_{\text{рвЛ}}} \right)$ . До складу вхідного ланцюга не слід вводити ланцюги з

активними втратами, також по можливості використовувати контури з високою добротністю і забезпечувати режим узгодження на вході приймача, а якщо від приймача треба отримати особливо високу чутливість, то використовують **одноконтурні вхідні ланцюги**. Треба мати на увазі, що  $K_{\text{рвЛ}}$  оберненопропорційний числу контурів:

$$K_{\text{рвЛ}(n)} \cong \frac{K_{\text{рвЛ}(1)}}{n}, \text{ де } n - \text{число контурів, з зростанням якого}$$

збільшується коефіцієнт шуму і погіршується чутливість приймача.

Параметри першого каскада мають визначаючий вплив на чутливість приймача. Для поліпшення чутливості важливий вибір електричного приладу, який повинен мати хороші шумові та підсилюючі параметри, а також оптимальний, з точки зору шуму і підсилення, вибір схеми його включення та режиму роботи. **Першим каскадом повинен бути підсилювач радіочастоти**, а не перетворювач.

Схема включення підсилюючого приладу впливає на шумові та підсилюючі параметри і значно визначає чутливість. Тому по цих параметрах кращим є комбіноване включення за каскадною схемою ЗК-ЗС, ЗВ-ЗЗ, ЗЕ-ЗБ, а також гібридні схеми включення ЗВ-ЗБ.

Суттєво, щоб перший каскад мав можливо менший коефіцієнт шуму  $N_1$  і можливо більший коефіцієнт передачі за потужністю  $K_{\text{р1}}$ . Тоді з урахуванням виразу (22) коефіцієнт шуму другого і наступних за ним каскадів будуть мало впливати на коефіцієнт шуму приймача.

В такому разі коефіцієнт шуму визначається в основному першим каскадом і при цьому можна його визначити за формулою

$$N_{\text{Пр}} \cong (1, 1 \dots 1, 2) N_1.$$

### Питання для власного контролю та повторення

1. Назвіть джерела шумів радіоприймача і запишіть формули для їх розрахунку.
2. Дайте визначення коефіцієнту шуму?
3. Запишіть формулу для коефіцієнта шуму радіоприймача і визначте засоби його зменшення.
4. Визначте поняття граничної, порогової та реальної чутливості радіоприймача.
5. Що таке чутливість приймача в одиницях питомої потужності?
6. Що таке чутливість приймача в одиницях  $kT_0$ ?
7. Яким чином оцінюється чутливість приймача в одиницях ЕДС?
8. Перечисліть засоби, які забезпечують високу чутливість приймача.

## ОДНОСИГНАЛЬНА ВИБІРКОВІСТЬ РАДІОПРИЙМАЧА

### 1. Характеристика односигнальної вибіркової радіоприймача

Нагадаємо, що під односигнальною вибірковою радіоприймача розуміють його селективні властивості по відношенню до слабких сигналів. Слабкі сигнали це такі, які не викликають перевантаження каскадів радіоприймача, тобто вони працюють у лінійному режимі.

Односигнальна вибіркoвість оцінюється характеристикою вибіркової радіоприймача. Зазвичай використовується приведена характеристика вибіркової, яка визначає ослаблення сигналу (завади) при його розстройці відносно частоти настройки приймача, тобто

$$D_{\text{пр}} = \varphi(\Delta f), \quad \text{де } \Delta f = |f_{0\text{пр}} - f_c|.$$

Оскільки, радіоприймач складається із декількох каскадів, які мають вибіркoві системи, то загальна характеристика вибіркової приймача отримується множенням характеристик вибіркової окремих каскадів (трактів). Так для радіоприймача супергетеродинного типу з двома перетвореннями частоти загальна характеристика вибіркової буде

$$D_{\text{пр}}(\Delta f) = D_{\text{трч}}(\Delta f) \cdot D_{\text{тпч 1}}(\Delta f) \cdot D_{\text{тпч 2}}(\Delta f) \cdot D_{\text{тзч}}(\Delta f) \quad [\text{раз}] \quad (1)$$

$$\text{або } D_{\text{пр}}(\Delta f) = D_{\text{трч}}(\Delta f) + D_{\text{тпч 1}}(\Delta f) + D_{\text{тпч 2}}(\Delta f) + D_{\text{тзч}}(\Delta f) \quad [\text{дБ}], \quad (2)$$

де  $D_{\text{трч}}(\Delta f)$ ,  $D_{\text{тпч 1}}(\Delta f)$ ,  $D_{\text{тпч 2}}(\Delta f)$ ,  $D_{\text{тзч}}(\Delta f)$  є величини ослаблення амплитуди коливань сигналу при його розстройці на величину  $\Delta f$  у трактах радіочастоти, трактах проміжних частот і тракті звукової частоти.

На рис. 1 зображено варіант формування характеристики вибіркової приймача з двома перетвореннями частоти, де ослаблення виражені у дБ і ординати загальної кривої вибіркової отримані складанням ординат кривих вибіркової окремих трактів.

При оцінці результуючої характеристики вибіркової звичайно визначаються такі її параметри як смуга пропускання, смуга затримки, коефіцієнт прямокутності. Ці параметри є кількісними показниками вибіркової радіоприймача. Але при розрахунках, як правило, параметри вибіркової визначаються окремо для тракту прийому до демодулятора і для тракту звукової (низької) частоти.

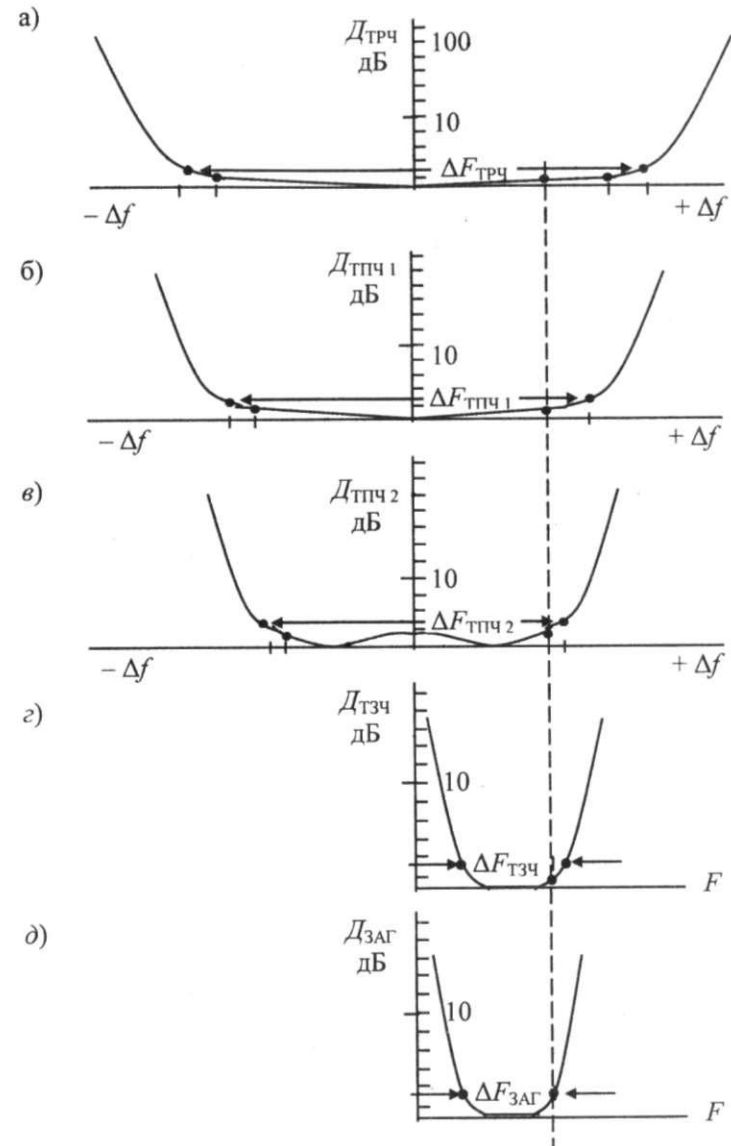


Рис. 1

Смуга пропускання загального тракту прийому повинна бути узгодженою зі спектром сигналу, тобто

$$\Delta F_{ЗТП} = \Delta F_C + 2 \Delta f_{рл}, \quad (3)$$

де  $2 \Delta f_{рл}$  – запас смуги пропускання на нестабільність частоти радіо-лінії.

Смуга затримки  $\Delta F_{ЗАТР}$  визначається заданим ослабленням завад  $D_3$  при їх розстройці на величину  $\Delta f_3$ .

Коефіцієнт прямокутності характеристики вибіркової

$$K_{П(Д)} = \frac{\Delta F_{ЗАТР}}{\Delta F_{ЗТП}} \quad (4)$$

є найбільш загальним показником вибіркової. Чим більше він близький до одиниці, тим ліпша вибірковість ЗТП приймача.

## 2. Поняття про сусідні та побічні канали прийому радіоприймача

Поняття сусідніх та побічних каналів прийому відносяться до поняття односигнальної вибіркової радіоприймача, яке було подано раніше.

Розглянемо більш детально ці поняття з урахуванням впливу на односигнальну вибірковість приймача тракту радіочастоти.

### 2.1. Сусідні канали прийому

**Сусідні канали прийому** – це смуга частот, що дорівнює по ширині смузі пропускання приймача, яка примикає до верхньої або нижньої границі смуги затримання (рис. 2).

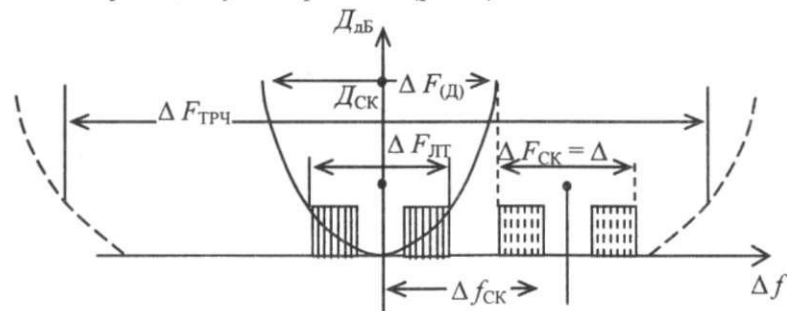


Рис. 2  
218

На рис. 2 зображені характеристики вибіркової радіоприймача: його лінійного тракту, тракту радіочастоти і спектри сигналів в основному та сусідньому каналах прийому.

**Вибірковість** по сусідньому каналу  $D_{СК}$  оцінюється відношенням чутливості приймача на частоті сусіднього каналу до чутливості на основній частоті

$$D_{СК} = \frac{E_{АСК}}{E_{А0}}; \quad D_{СК(-дБ)} = 20 \lg \frac{E_{АСК}}{E_{А0}}.$$

Величина  $D_{СК}$  визначається за результируючою характеристикою вибіркової радіоприймача при заданій розстройці сусіднього каналу  $\Delta f_{СК}$ . Вона показує у скільки разів (на скільки дБ) погіршується чутливість приймача на частоті сусіднього каналу порівняно з чутливістю основного каналу прийому.

### 2.2. Побічні канали прийому

Побічні канали прийому притаманні тільки для приймачів супергетеродинного типу. Наявність цих каналів обумовлена тим, що до складу приймача входить перетворювач частоти. Внаслідок цього разом з перетворенням частоти корисного сигналу можуть перетворюватися до проміжної частоти інші сигнали, частоти яких з частотою гетеродина або його гармонік також утворюють проміжну частоту. У загальному випадку частота каналу прийому визначається за формулою:

$$f_{к пр} = \frac{m f_{Г} \pm f_{ПЧ}}{n}, \quad (5)$$

де  $f_{к пр}$  – частота каналу прийому;

$m$  і  $n$  – цілі числа 0; 1; 2; ... , які позначають номери гармонік коливань сигналу та гетеродина.

Розглянемо більш досконало ці канали прийому. Раніше було введено поняття перетворення частоти сигналу з нижньою та верхньою настройкою гетеродина. Введемо також поняття перетворення частоти “вниз” і “вверх”.

Перетворення частоти “вниз” – сигнал перетворюється у проміжну частоту, яка знаходиться нижче мінімальної частоти робочого діапазону частот, тобто  $f_{пч} < f_{с мин}$ .

Перетворення частоти “вверх” – частота сигналу перетворюється у проміжну частоту, яка знаходиться по за максимальною частотою

робочого діапазону частот, тобто  $f_{\text{ПЧ}} > f_{\text{С МАКС}}$ . Таке перетворення частоти називається інфрадинним і використовується у прийमाх з двома і більше перетвореннями, наприклад: перше – “вверх”, друге – “вниз”.

На рис. 3, а зображено перетворення частоти сигналу “вниз” при нижній настройці гетеродина, коли  $f_{\text{ПЧ}} = f_{\text{С}} - f_{\text{Г}}$ . На рис. 3, б показано подвійне перетворення частоти сигналу. Перше перетворення здійснюється “вверх” на частоту  $f_{\text{ПЧ}} > f_{\text{С МАКС}}$  при верхній настройці першого гетеродина  $f_{\text{Г}1}$ . При цьому  $f_{\text{ПЧ}1} = f_{\text{Г}1} - f_{\text{С}}$ . Друге перетворення здійснюється “вниз” з частоти  $f_{\text{ПЧ}1}$  на частоту  $f_{\text{ПЧ}2}$  за допомогою другого гетеродина  $f_{\text{Г}2}$  також з верхньою настройкою, тобто  $f_{\text{ПЧ}2} = f_{\text{Г}2} - f_{\text{ПЧ}1}$

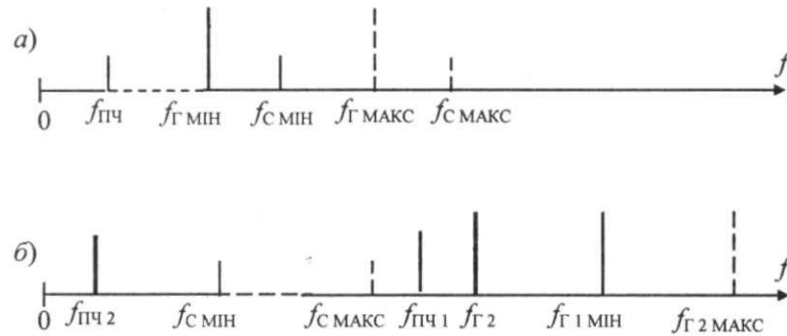


Рис. 3

Звернемося знову до формули (5). Для визначення частоти основного каналу прийому (каналу прийому корисного сигналу) слід покласти  $m = 1, n = 1$  і задатися настройкою гетеродина (верхньою або нижньою). Так, при нижній настройці у формулі приймається знак (+) і частота основного каналу прийому буде

$$f_{\text{ОК}} = f_{\text{С}} = f_{\text{Г}} + f_{\text{ПЧ}} \quad (6)$$

тоді частота каналу прийому

$$f_{\text{КПР}} = f_{\text{Г}} - f_{\text{ПЧ}} = f_{\text{ДЗК}} \quad (7)$$

являє собою **побічний канал прийому**, який називається симетричним або дзеркальним рис. 4.

З рис. 4 випливає, що частота дзеркального каналу прийому розстроєна від частоти основного каналу на дві проміжні частоти, тобто

$$\Delta f_{\text{ДЗК}} = 2f_{\text{ПЧ}}; \quad f_{\text{ДЗК}} = f_{\text{ОК}} - 2f_{\text{ПЧ}}. \quad (8)$$

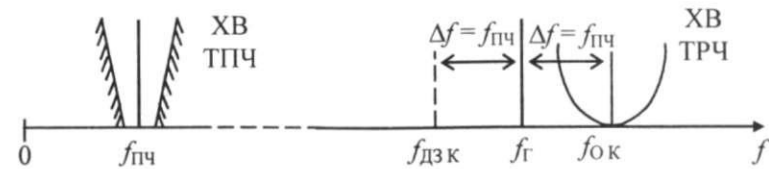


Рис. 4

Особливістю цього побічного каналу прийому є те, що його розстройка відносно основного каналу є сталою у діапазоні робочих частот, а частота змінюється.

Якщо у формулі (5) покласти  $m = 0; n = 1$ , то маємо

$$f_{\text{КПР}} = f_{\text{ПЧ}}. \quad (9)$$

Цей канал прийому (без участі гетеродина) називається прямим каналом, або каналом прийому на проміжній частоті. Частота цього побічного каналу є сталою, а розстройка відносно основного каналу змінюється при перестройці приймача

$$\Delta f_{\text{КПЧ}} = |f_{\text{ОК}} - f_{\text{ПЧ}}|. \quad (10)$$

Крім розглянутих побічних каналів прийому можуть утворюватися канали завад, які перетворюються у проміжну частоту на гармоніках гетеродина ( $n = 1, m = 2, 3, \dots$ ) і гармоніках завади ( $n = 2, 3, \dots, m = 1$ ), тобто

$$f_{\text{КПР}} = m f_{\text{Г}} \pm n f_{\text{ПЧ}}; \quad f_{\text{КПР}} = \frac{(f_{\text{Г}} \pm f_{\text{ПЧ}})}{n}. \quad (11)$$

По всіх цих побічних каналах прийому можуть поступати завади, які спотворюють корисний сигнал. Але чутливість каналів прийому, які визначаються формулами (11) швидко зменшуються з ростом номерів гармонік. Тому при практичних вимірах чутливості приймача на побічних каналах прийому враховуються лише перші гармоніки гетеродина і завад.



### 3. Заходи послаблення завад побічних каналів прийому

Послаблення завад побічних каналів прийому здійснюється в основному двома засобами:

- зменшення кількості побічних каналів прийому;
- зменшення чутливості побічних каналів прийому.

Перша задача вирішується шляхом забезпечення лінійності перетворювання частоти перетворювачем, тобто зменшення числа (інтенсивності) гармонік гетеродина та сигналу.

Вирішення другої задачі здійснюється за рахунок ослаблення завад, діючих на частотах побічних каналів, вибіркковими системами тракта радіочастоти (за рахунок вибіркковості ТРЧ). Розглянемо більш досконало другий шлях.

Загальне ослаблення завади на частоті побічного каналу прийому  $D(f_{ПК})$  у ТРЧ повинно задовольняти вимоги технічних умов і визначається

$$D(f_{ПК}) = D_{ВЛ}(f_{ПК}) \cdot D_{1ПРЧ}(f_{ПК}) \cdot \dots \cdot D_{nПРЧ}(f_{ПК}) \geq D_{ТУ}(f_{ПК}).$$

Припустимо, що в якості вибірккових систем у вхідному ланцюзі і ПРЧ використовуються одноконтурні фільтри, характеристика вибіркковості яких визначається рівнянням

$$D = \sqrt{1 + \sigma^2} = \sqrt{1 + (Q_e \delta)^2}. \quad (12)$$

У формулі (12):  $\sigma = Q_e \delta$  – узагальнена розстройка,

$$\delta = \frac{f_{ПК} - f_0}{f_0} - \text{відносна розстройка побічного каналу,}$$

$$f_{ПК} = f_0 \pm \Delta f_{ПК} - \text{частота побічного каналу прийому.}$$

При ідентичних контурах і використанні  $n$  фільтрів у ТРЧ загальне послаблення завади на частоті побічного каналу прийому буде:

$$D(f_{ПК}) = \left[ \sqrt{1 + (Q_e \delta)^2} \right]^n. \quad (13)$$

З формули (13) випливає, що збільшити послаблення завад у побічних каналах прийому можливо наступними шляхами:

- збільшення кількості контурів ТРЧ (до перетворювача частоти);
- застосуванням у ТРЧ контурів з можливо високою добротністю;

– збільшенням відносної розстройки побічного каналу прийому.

Розглянемо останнє твердження на прикладі побічних каналів прийому першого перетворення.

З урахуванням (8) відносну розстройку дзеркального каналу прийому можливо записати у вигляді:

$$\delta_{ДЗК} = \frac{f_{1ДЗ} - f_0}{f_0} = \frac{f_0 \pm 2 f_{ПЧ1} - f_0}{f_0 \pm 2 f_{ПЧ1}} \approx \frac{4 f_{ПЧ1}}{f_0}. \quad (14)$$

З аналізу (14) і (13) можливо зробити декілька висновків:

1. При  $f_{ПЧ1} = \text{const}$  найменше послаблення завад у дзеркальному каналі прийому буде на максимальній частоті робочого діапазону приймача (на  $f_{0 \text{ МАКС}}$ ).

2. Збільшення  $D(f_{ДЗК1})$  можливо шляхом підвищення  $f_{ПЧ1}$ . Але при перетворенні частоти “вниз” збільшення  $f_{ПЧ1}$  обмежується  $f_{0 \text{ МИН}}$  робочого діапазону. Тому при високих вимогах до вибіркковості по першому дзеркальному каналу (більше 60 дБ) перше перетворення здійснюється “вверх”, тобто  $f_{ПЧ1} > f_{0 \text{ МАКС}}$ .

Відносна розстройка каналу прийому на проміжній частоті  $f_{ПЧ1}$  визначається виразом:

$$\delta_{КПЧ} = \frac{f_{ПЧ1} - f_0}{f_0} = \frac{f_0 + \Delta f_{КПЧ} - f_0}{f_0 + \Delta f_{КПЧ}} \approx \frac{2 \Delta f_{КПЧ}}{f_0}, \quad (15)$$

де:  $\Delta f_{КПЧ} = |f_0 - f_{ПЧ1}|$  – абсолютна розстройка каналу ПЧ відносно основного каналу прийому. Оскільки  $\Delta f_{КПЧ}$  змінюється при перестройці приймач, то найгірше послаблення завад по каналу ПЧ буде в точці робочого діапазону, де розстройка є мінімальною. Так при перетворенні частоти “вниз” такою точкою буде  $f_0 = f_{0 \text{ МИН}}$ , а при перетворенні “вверх” –  $f_0 = f_{0 \text{ МАКС}}$ .

### Питання для власного контролю та повторення

1. Як оцінюється вибіркковість приймача по сусідньому каналу прийому?
2. Для чого використовується інфрадіне перетворення частоти?
3. Поняття дзеркального каналу прийому.
4. Поняття каналу прийому на проміжній частоті.
5. Якими заходами досягається послаблення завад в побічних каналах прийому?

# БАГАТОСИГНАЛЬНА ВИБІРКОВІСТЬ РАДІОПРИЙМАЧА

## 1. Поняття про багатосигнальну вибірковість радіоприймача

Нагадаємо, що під багатосигнальною вибірковістю радіоприймача розуміється його здатність приймати корисний сигнал з потрібною якістю в умовах дії на вході приймача потужних поза-смугових завад, які викликають в ньому нелінійні явища. Багатосигнальна вибірковість радіоприймача в значній мірі визначається структурою та параметрами тракту радіочастоти. Тому розглянемо сутність виникнення нелінійних явищ у цьому тракті.

На рис. 1 зображені структурна схема тракту радіочастоти і спектральні діаграми сигналу та завади, які діють на його вході.

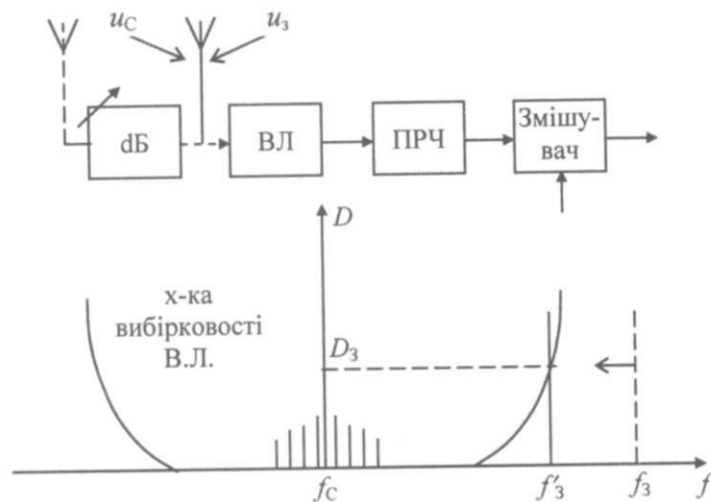


Рис. 1

З рис. 1 випливає, що при деякій розстройці завади послаблення її вхідним ланцюгом є недостатнім і на вході підсилювача радіочастоти разом з сигналом може діяти значна напруга завади.

До чого це може привести?

Припустимо, що ПРЧ виконано на польовому транзисторі, прохідна характеристика якого приведена на рис. 2.

Коли амплітуда напруги завади  $U_3$  перебільшує інтервал зміни напруги в межах лінійного відрізка характеристики, тоді транзистор

переходить в нелінійний режим роботи. При цьому середня крутизна характеристики зменшується, зменшується і підсилення каскадом корисного сигналу. Цей ефект називають блокуванням.

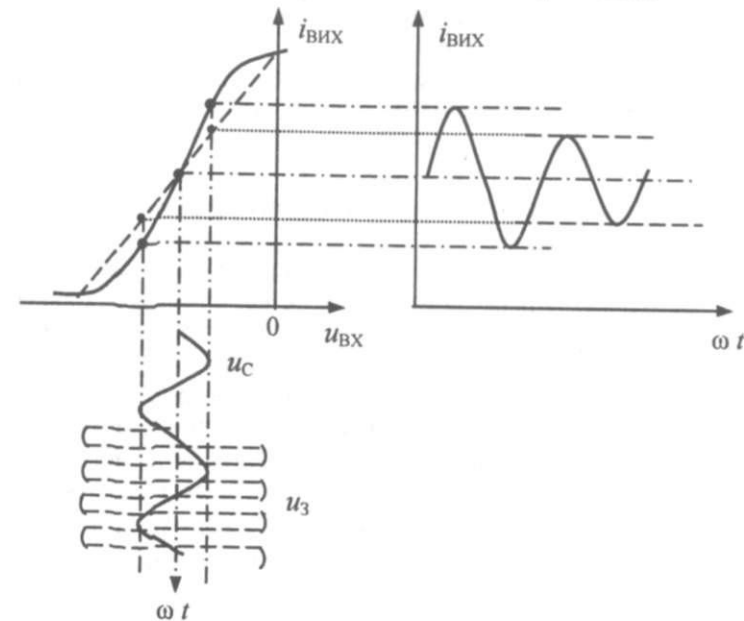


Рис. 2

Якщо завада буде модульована по амплітуді, то очевидно, що середня крутизна прохідної характеристики буде змінюватися з частотою модуляції. При цьому коефіцієнт підсилення каскаду буде також змінюватися, внаслідок чого корисний сигнал буде модульовано за законом модуляції завади. Таким чином, модуляція завади переноситься на корисний сигнал. Такий нелінійний ефект називають перехресною модуляцією.

Не важко собі уявити, що на вході ПРЧ можуть діяти декілька потужних завад з частотами  $f_{31}, f_{32}, f_{33}, \dots$ , які внаслідок нелінійного перетворення в електронному приладі підсилювача, утворюють ряд гармонік  $m_1 f_{31}, m_2 f_{32}, m_3 f_{33}, \dots$ . При цьому у складі струму електронного приладу спектр інтермодуляційних коливань

$$f_i = m_1 f_{31} \pm m_2 f_{32} \pm m_3 f_{33},$$

де  $m = 0, 1, 2, 3, \dots$

Якщо одна або декілька частот  $f_i$  співпадають з частотою настройки приймача або частотами побічних каналів прийому, то це

інтермодуляційне коливання проходить тракт прийому як адитивна завада. Процес утворення інтермодуляційних завад називається взаємною модуляцією.

Розглянуті нелінійні явища можуть бути причиною спотворень корисного сигналу. Але радіоприймач має бути сконструйованим таким чином, щоб при наявності всіх цих явищ прийом сигналу здійснювався з допустимими спотвореннями. Це, власне, і складає багатосигнальну вибірковість радіоприймача.

## 2. Оцінка нелінійних явищ в каскадах приймача

Багатосигнальна вибірковість радіоприймачів оцінюється декількома критеріями і параметрами. Для їх визначення розглянемо деякі аналітичні співвідношення.

Будемо вважати, що нелінійні явища виникають в підсилювачі радіочастоти, який складається з електронного приладу і смугового фільтру (рис. 3). Електронний прилад має прохідну характеристику  $i = f(U)$ , а фільтр, настроєний на частоту сигналу і його смуга пропускання дорівнює ширині спектру сигналу. На вхід електронного приладу (крім напруги зсуву  $E$ ) діють напруга сигналу  $u_c$  і завада  $u_3$ . Прокідна характеристика може бути подана степеневим рядом

$$i = i_0 + S \Delta U + \frac{1}{2} S' \Delta U^2 + \frac{1}{6} S'' \Delta U^3 + \dots \quad (1)$$

У формулі (1) позначено:

$i_0 = f(E)$  – величина вихідного струму електронного приладу при  $U = E$  і  $\Delta U = 0$ ;

$\Delta U$  – результуюча напруга сигналу і завади;

$S, S', S''$  – крутизна прохідної характеристики та її перша і друга похідні.

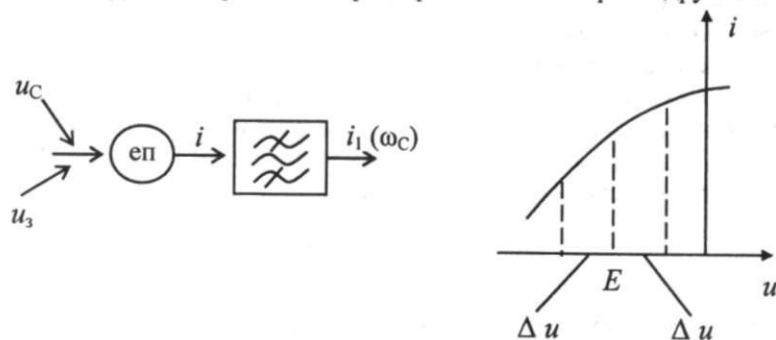


Рис. 3  
226

Використовуючи (1), виведемо аналітичні співвідношення для кількісної оцінки нелінійних ефектів, які виникають у підсилюючому каскаді під дією сильних завад.

### 2.1. Блокування

Припустимо, що на вході електронного приладу діють немодульовані коливання сигналу і завади

$$u_c = U_{mc} \cos \omega_c t; \quad u_3 = U_{m3} \cos \omega_3 t;$$

Сумарна напруга сигналу і завади

$$\Delta U = U_{mc} \cos \omega_c t + U_{m3} \cos \omega_3 t. \quad (2)$$

Підставивши вираз (2) у формулу (1), отримаємо вираз для струму на виході електронного приладу

$$i = i_0 + S(U_{mc} \cos \omega_c t + U_{m3} \cos \omega_3 t) + \frac{1}{2} S' (\Delta U)^2 + \frac{1}{6} S'' (\Delta U)^3 \dots \quad (3)$$

У складі вихідного струму будуть мати місце складові з частотами  $\omega_c, 2\omega_c, 3\omega_c; \omega_3, 2\omega_3, 3\omega_3; \pm\omega_c \pm \omega_3; \pm m\omega_c \pm n\omega_3$ .

Однак на виході фільтру будуть складові тільки з частотою  $\omega_c$ , об'єднавши які отримаємо першу гармоніку струму

$$i_1 = (S U_{mc} + \frac{S''}{4} U_{mc} U_{m3}^2 + \frac{S'''}{8} U_{m3}^3) \cos \omega_c t. \quad (4)$$

Амплітуда струму з частотою  $\omega_c$  за умовою, що  $U_{mc} \ll U_{m3}$  визначається виразом

$$I_{m1} = S U_{mc} + \frac{S''}{4} U_{mc} U_{m3}^2. \quad (5)$$

З формули (5) наслідком є те, що амплітуда струму на виході каскаду залежить не тільки від напруги сигналу, але і від напруги завади. При цьому вплив завади на амплітуду  $I_{m1}$  визначається знаком похідної  $S''$  і може проявлятися як у зменшенні, так і у збільшенні рівня

сигналу. Якщо вважати, що решта каскадів приймача працює у лінійному режимі, то така зміна сигналу буде і на його виході.

На основі приведених міркувань можна сформулювати поняття про блокування радіоприймача.

**Блокування** – це зміна рівня сигналу або зменшення відношення сигнал/шум на виході приймача під впливом діючої на його вході завади, яка розстроєна по частоті відносно основного та побічних каналів прийому.

**Ступінь впливу завади** на рівень сигналу оцінюється відношенням величини зміни рівня сигналу на виході каскаду (приймача) під впливом завади до рівня сигналу, коли завада відсутня. Це відношення називається **коефіцієнтом блокування** і він визначає якість прийому сигналу в умовах блокування радіоприймача потужною завадою.

$$K_{\text{Бл}} = \frac{\Delta I_{m_c}}{I_{m_c}} = \frac{I_{m1(C+3)} - I_{m1(C)}}{I_{m1(C)}}, \quad (6)$$

тобто

$$K_{\text{Бл}} = \frac{S U_{m_c} + \frac{S''}{4} U_{m_c} U_{m_3}^2 S U_{m_c}}{S U_{m_c}} = \frac{1}{4} \frac{S''}{S} U_{m_3}^2. \quad (7)$$

В практиці експлуатації радіоприймачів зазвичай визначається амплітуда блокуючої завади при заданому допустимому коефіцієнті блокування  $K_{\text{Бл доп}} \leq 0.2$ . При цьому з (7) маємо

$$U_{m_3 \text{ доп}} \leq \sqrt{4 K_{\text{Бл доп}} \frac{S}{S''}}. \quad (8)$$

## 2.2. Перехресна модуляція

Розглянемо вплив на приймач завади, яка модульована по амплітуді тоном  $\Omega$  з глибиною модуляції  $m_3$ , тобто

$$u_3 = U_{m_3} (1 + m_3 \cos \Omega_3 t) \cos \omega_3 t. \quad (9)$$

Якщо підставити цей вираз у формули (2) і (3) та виконати деякі перетворення, то отримаємо вираз для амплітуди першої гармоніки вихідного струму у вигляді:

$$I_{m1} = S U_{m_c} + \frac{S''}{4} U_{m_c} U_{m_3}^2 + \frac{S''}{2} U_{m_c} U_{m_3}^2 \cos \Omega_3 t. \quad (10)$$

Порівнюючи вирази (5) і (10) бачимо, що при дії модульованої завади, поряд з ефектом блокування має місце модуляція сигналу частотою  $\Omega_3$ , тобто модуляцію з завади перенесено на сигнал.

Результуючий ефект можна оцінити деяким коефіцієнтом спотворень, який може бути отримано аналогічно виразам (6), (7). При цьому будемо мати

$$K_{\text{СП}} = K_{\text{Бл}} + K_{\text{ПЕР}},$$

де  $K_{\text{ПЕР}}$  – коефіцієнт перехресних спотворень сигналу завадою, який дорівнює:

$$K_{\text{ПЕР}} = \frac{1}{2} \frac{S''}{S} U_{m_3}^2 m_3 \cos \Omega_3 t. \quad (11)$$

Максимальні спотворення будуть мати місце, коли  $\cos \Omega_3 t = 1$ . Якщо сигнал також буде модульований з частотою  $\Omega_c$  та глибиною  $m_c$ , то можна показати, що  $K_{\text{ПЕР}}$  буде дорівнювати

$$K_{\text{ПЕР}} = \frac{1}{2} \frac{S''}{S} U_{m_3}^2 \frac{m_3}{m_c}. \quad (12)$$

Зазвичай  $m_3 \approx m_c$ , тому

$$K_{\text{ПЕР}} = \frac{1}{2} \frac{S''}{S} U_{m_3}^2. \quad (13)$$

Перехресні спотворення сигналу оцінюються допустимим рівнем завади на вході електронного приладу, яка викликає перехресну модуляцію заданого рівня ( $K_{\text{ПЕР доп}} = 0.01; 0.03$ ). З формули (13) маємо

$$U_{m_3 \text{ доп}} \leq \sqrt{2 K_{\text{ПЕР доп}} \frac{S}{S''}}. \quad (14)$$

### 2.3. Взаємна модуляція

Розглянемо випадок, коли на вхід електронного приладу діють напруги двох завад, які утворюють результуючу напругу

$$\Delta U = U_{m31} \cos \omega_{31} t + U_{m32} \cos \omega_{32} t;$$

При цьому квадратичний член виразу (1) утворює складові вихідного струму з частотами

$$\omega_i = \pm m \omega_{31} \pm n \omega_{32}.$$

При деякому співвідношенні частот  $\omega_{31}$  і  $\omega_{32}$  сумарна або різнісна складові цих частот або їх гармонік можуть збігатися з частотою основного або побічних каналів прийому, тобто

$$\pm m \omega_{31} \pm n \omega_{32} = \begin{cases} \omega_{ок} \\ \omega_{дзк} \\ \omega_{кпч} \end{cases}.$$

Амплітуда першої гармоніки струму на виході каскаду буде

$$I_{m1} = S U_{mc} + \frac{S'}{2} U_{m31} U_{m32}, \quad (15)$$

де перша складова струму обумовлена сигналом, а друга складова – дією завад. За аналогією з (6) можливо отримати вираз для коефіцієнта спотворень сигналу – коефіцієнта корисної модуляції

$$K_{ВЗ} = \frac{1}{2} \frac{S'}{S} \frac{U_{m31}^2 U_{m32}^2}{U_{mc}^2}. \quad (16)$$

З (16) випливає, що ступінь спотворення сигналу залежить не тільки від рівня завад, але і від величини напруги сигналу, при зростанні якого спотворення зменшуються.

Практично багатосигнальна вибірковість приймача за взаємною модуляцією визначається за умов

$$U_{m31} = U_{m32}; \quad K_{ВЗ} \leq K_{ВЗ \text{ доп.}}$$

При цьому з виразу (16) можна отримати формулу для визначення амплітуд завад на вході ПРЧ приймача

$$U_{m3 \text{ доп}} \leq \sqrt{2 K_{ВЗ \text{ доп}} \frac{S}{S'} U_{mc}}. \quad (17)$$

### 3. Способи підвищення багатосигнальної вибірковості

Способи підвищення багатосигнальної вибірковості радіоприймача розглянемо на прикладі ефекту блокування.

З виразу (7) можна зробити висновки, що для зменшення коефіцієнта блокування необхідно:

1. Застосовувати у ПРЧ електронний прилад, який має мінімальний параметр нелінійності  $\frac{S'}{S}$  тобто, як можливо більшу лінійність прохідної характеристики.

2. Зменшувати напругу завади на вході електронного приладу ПРЧ може бути визначена наступним чином

$$U_{m3} = U_{m3 \text{ Вх Пр}} \frac{K_{ВЛ}}{D_{ВЛ}(f_3)}, \quad (18)$$

де –  $U_{m3 \text{ Вх Пр}}$  амплітуда завади на вході приймача;

–  $K_{ВЛ}$  – коефіцієнт передачі вхідного ланцюга по напрузі;

–  $D_{ВЛ}(f_3)$  – послаблення завади вхідним ланцюгом

З виразу (18) випливає, що зменшення  $U_{m3}$  можливо зменшенням  $K_{ВЛ}$  і підвищенням  $D_{ВЛ}(f_3)$ . Але, зменшення коефіцієнта передачі вхідного ланцюга може призвести до недопустимого погіршення чутливості приймача. Тому на практиці більша увага приділяється підвищенню вибірковості вхідного ланцюга  $D_{ВЛ}(f)$  шляхом збільшення кількості контурів у фільтруючому ланцюгу та їх добротності.

### Питання для власного контролю та повторення

1. Що розуміється під багатосигнальною вибірковістю радіоприймача?

2. В чому є фізична сутність явищ блокування перехресної та взаємної модуляції в радіоприймачі?

3. Як оцінюється сутність впливу завади на сигнал?

4. Чому тракт радіочастоти чинить значний вплив на багатосигнальну вибірковість приймача?

## ТРАКТИ ПРОМІЖНИХ ЧАСТОТ РАДІОПРИЙМАЧІВ

### 1. Тракти проміжних частот, їх призначення і склад

Тракт проміжної частоти радіоприймача – це частина радіоприймача, до складу якого входить перетворювач частоти і підсилювач проміжної частоти (рис. 1).

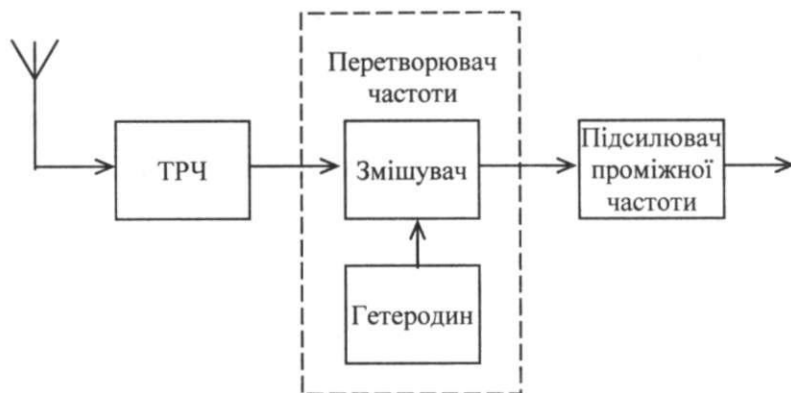


Рис. 1

В залежності від кількості перетворень частоти в приймачі таких трактів може бути декілька.

В радіоприймачах військового радіозв'язку частіше всього використовується подвійне перетворення частоти і, відповідно, є два тракти проміжних частот: тракт першої ПЧ і тракт другої ПЧ.

Кожний з трактів в складі приймача виконує певні функції.

#### Тракт першої ПЧ забезпечує:

- перше перетворення частоти;
- вибірковість приймача по побічних каналах прийому другого перетворення, які обумовлені другим перетворенням частоти (по другому дзеркальному каналу і каналу другої ПЧ);
- підсилення сигналу на першій ПЧ (неосновне);
- розв'язку між першим і другим перетворювачем частоти.

#### Тракт другої ПЧ забезпечує:

- друге перетворення частоти;
- основне підсилення сигналу на другій ПЧ;

- формування загальної смуги пропускання приймача;
- вибірковість по сусідньому каналу.

Виходячи з функцій, які виконуються трактом другої ПЧ, його називають **трактом основної ПЧ**.

В приймачах з одним перетворенням частоти тракт проміжної частоти виконує функції основного.

Тракт основної ПЧ звичайно є багатокаскадним. Його проміжна частота вибирається достатньо низькою і сталою, що дозволяє реалізувати стійкий коефіцієнт підсилення ( $10^3 \dots 10^6$ ) з коливальними системами високої добротності.

## 2. Принцип побудови трактів проміжних частот

### 2.1. Перетворювачі частоти

З точки зору підсилювальних та вибіркових властивостей перетворювач частоти може розглядатися як один з каскадів підсилювача проміжної частоти. Але треба мати на увазі, що електронні прилади, які працюють в режимі перетворення частоти, мають меншу крутизну характеристики передачі

$$S_{\text{ПЕР}} \approx 0.25 S_{\text{ПДС}}$$

Специфічними вимогами до перетворювачів частоти є наступні:

- висока лінійність характеристики перетворення частоти, послаблення, або практично повна відсутність вищих компонентів перетворення частоти на виході (послаблення не менше 60 дБ);
- низький коефіцієнт шуму і по можливості максимальний коефіцієнт передачі потужності. Ця вимога особливо важлива для першого перетворювача частоти;
- мінімальне проникнення коливань гетеродина та його шумів як на вхід, так і на вихід перетворювача.

Послаблення інтенсивності вищих компонентів перетворення може бути досягнуто за рахунок наступних заходів.

1. Використанням нелінійного елемента перетворювача, який має лінійну і протяжну характеристику перетворення. Наприклад, перетворювач, який має характеристику передачі виду  $i(t) = aU^2(t)$ , де  $U(t) = U_c(t) + U_r(t)$ , має на виході лише складову спектра з частотами  $f_c \pm f_r$ ;  $2f_c$ ;  $2f_r$ , тобто частоти  $f_c$  і  $f_r$ , а також їх гармоніки порядку більше двох відсутні.

Крутизна характеристики перетворювача

$$S_{\text{Пер}} = \frac{di(t)}{dU} = 2aU(t) - \text{лінійна.}$$

Чим більшу протяжність має лінійна ділянка крутизни характеристики перетворювача, тим більші можуть бути зміни амплітуди вхідного сигналу при допустимому рівні нелінійних завад.

2. Забезпечення гармонічної форми напруги гетеродина і його амплітуди, яка не перебільшує половини лінійної ділянки характеристики крутизни перетворення ( $U_{\text{мг}} = 0.2 \dots 0.3\text{В}$ ), тобто відсутність гармонік.

3. Регулюванням підсилення в тракці радіочастоти, забезпечити рівень напруги сигналу на вході перетворювача частоти значно меншим рівня напруги гетеродина, тобто  $U_{\text{мс}} \ll U_{\text{мг}}$ .

4. Використанням балансних і кільцевих схем перетворювачів частоти. В сучасних приймачах ці схеми будуються на польових транзисторах або напівпровідникових діодах.

В приймачах дециметрових і сантиметрових хвиль перетворювачі частоти, як правило, будуються на напівпровідникових діодах.

Основними характеристиками таких перетворювачів є:

– втрати перетворювача, під якими розуміється виявлена в дБ величина, зворотна коефіцієнту передачі за потужністю в режимі погодження по входу і виходу

$$L_{\text{Пер}} = 10 \lg \frac{P_{\text{С}}}{P_{\text{ПЧ}}} \quad (\text{зазвичай } 5 \dots 8 \text{ дБ})$$

– відносна шумова температура  $t_{\text{Пер}} = \frac{T_{\text{Пер}}}{T_0}$

– коефіцієнт шуму  $N_{\text{Пер}}$ .

Режим роботи діодного перетворювача вибирається з умов одержання мінімальних значень втрат перетворення і коефіцієнта шуму. Це досягається узгодженням перетворювача по входу і виходу і підбором оптимального зв'язку з гетеродином, що контролюється по постійному струму діода  $I_0$ .

На рис. 2 представлені графіки залежностей  $L_{\text{Пер}}$ ,  $t_{\text{Пер}}$  і  $N_{\text{Пер}}$  як функції току діода.

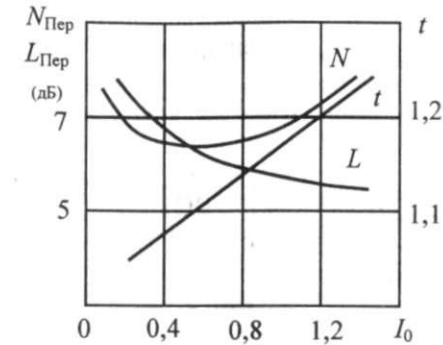


Рис. 2

З рис. 2 видно, що є деяке оптимальне значення  $I_0 = 0.4 \dots 0.8 \text{ мА}$ , при якому коефіцієнт шуму мінімальний і також малі втрати перетворення.

## 2.2. Принципи побудови вузькосмугових підсилювачів проміжної частоти

До вузькосмугових ППЧ відносяться такі, в яких використовується умова

$$\frac{\Delta F_{\text{ППЧ}}}{f_{\text{ПЧ}}} \leq 0.1 \quad (10\%).$$

Вони використовуються в професійних зв'язкових і радіомовних приймачах довгих, середніх і коротких хвиль. Це пояснюється великою завантаженістю цих діапазонів, внаслідок чого потрібна висока вибірковість приймача.

Використання поодиноких контурів в каскадах ППЧ не дозволяє отримати потрібну вибірковість внаслідок недостатнього коефіцієнта прямокутності їх резонансних характеристик, тому використовуються дві і більш контурні резонансні системи.

Вузькосмугові ППЧ базуються на основі двох принципів:

- з рівномірним розподілом підсилення і вибірковості поміж каскадами;
- з розподілом функцій підсилення і вибірковості.

ППЧ з рівномірним розподілом підсилення і вибіркової

В таких ППЧ кожний каскад має електронний прилад і вибіркочу систему (рис. 3).

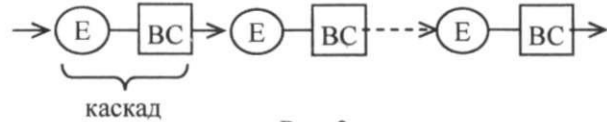


Рис. 3

**Перевагами** таких ППЧ є наступні:

- ідентичність каскадів;
- можливість реалізації потенційних підсилювальних властивостей внаслідок простого узгодження каскадів.

**Недоліки:**

- взаємний зв'язок підсилювальних і вибіркочих функцій: при достатньому підсиленні збільшення вибіркочості досягається шляхом збільшення числа каскадів;
- добротність вибіркочих систем не може бути високою тому, що до кожної підключається електронний елемент (відбувається шунтування кожним електронним пристроєм).

Такий принцип побудови ППЧ використовується при малому числі каскадів – в трактах неосновної ПЧ (в тракті першої ПЧ).

ППЧ з розподілом функцій підсилення і вибіркової

Сучасні вузькосмугові підсилювачі основної ПЧ будуються за принципом розподілу функцій підсилення і вибіркочості поміж каскадами тракту (рис. 4).

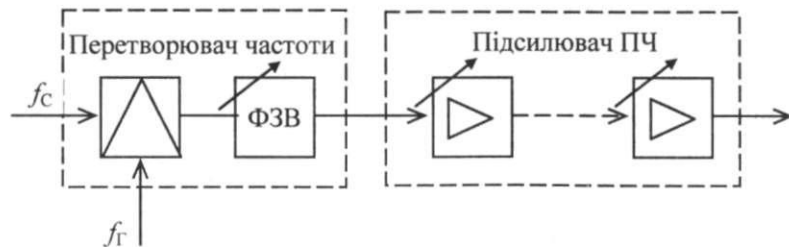


Рис. 4

Основна вибіркочість забезпечується фільтром зосередженої вибіркочості (ФЗВ), який є навантаженням змішувача.

Потрібне підсилення в тракті забезпечується каскадами ППЧ з аперіодичним або резонансним навантаженням зі слабкими вибіркочими властивостями. В цій схемі є можливість незалежно варіювати як вибіркочістю, так і підсиленням.

В якості фільтрів зосередженої вибіркочості використовуються смугові фільтри, основами яких є різні резонатори:

1. **Електричні фільтри на LC елементах.** Використовуються при порівняно широких смугах пропускання

$$\frac{\Delta F_{\text{ППЧ}}}{f_{\text{ПЧ}}} > 5\%.$$

Добротність резонаторів приблизно дорівнює добротності котушок індуктивності  $Q_L = 250 \dots 350$ . З феритовою серцевиною  $Q_L = 500 \dots 1000$ .

2. **П'єзоелектричні фільтри.** Будуються на основі кварцових резонаторів. Виготовляються до 20 МГц і більше. Найбільш широко використовуються мостові і диференціально-мостові схеми фільтрів. Їх добротність досягає 10000.

3. **П'єзомеханічні фільтри.** Ланка фільтра складається з двох п'єзоелектричних резонаторів, які з'єднуються механічною сполукою.

4. **Електромеханічні фільтри.** Принцип їх дії базується на використанні резонансу механічних коливань.

**Переваги:** мале згасання коливань в резонаторах ( $10^{-5}$ ), стійкість до ударних і вібраційних навантажень.

**Недоліки:** робочі частоти до 1 МГц, залежність параметрів від температури.

### 3. Вибір проміжних частот

#### 3.1. Загальні відомості

Вибір кількості перетворень частоти і номіналів проміжних частот визначаються низкою факторів, частина яких є взаємно суперечними. Тому основною задачею, яка вирішується в процесі синтезу ТПЧ, є вибір таких номіналів проміжних частот, який задовольняв би вимоги цих факторів. По-перше, слід виходити з можливостей побудови ТПЧ з одним перетворенням. При цьому слід врахувати наступне:



1. Номінальне значення проміжних частот не повинно знаходитися в межах діапазону робочих частот приймача і потужних радіостанцій. В приймачах військового радіозв'язку декаметрового діапазону більш поширені проміжні частоти 128 кГц, 215 кГц, 1222 кГц. В приймачах дециметрового та сантиметрового діапазонів – 10 МГц, 30 МГц, 60 МГц, 70 МГц.

2. Проміжна частота повинна бути можливо **високою** з міркувань:  
 – найбільшої розстройки завади по дзеркальному каналу;  
 – кращої фільтрації напруги проміжної частоти в детекторі –  
 $f_{ПЧ} \pm (5...10) F_{МАКС}$ , де  $F_{МАКС}$  – вища частота спектра первинного сигналу;  
 – кращого відтворення форми імпульсних сигналів

$$f_{ПЧ} \geq \frac{10...20}{\tau_{имп}}$$

3. Проміжна частота повинна бути можливо **нижчою** з міркувань:  
 – реалізації коливальних систем з можливо більшою добротністю;  
 – одержання високого стійкого коефіцієнта підсилення каскадів ППЧ і меншої залежності підсилення від зміни параметрів елементів при дії навколишнього середовища.

### 3.2. Вибір ПЧ з умов придушення завад в дзеркальному каналі прийому

Дзеркальна завада до входу ТПЧ пригнічується у ВЛ і ПРЧ. Тому загальне пригнічення завади

$$D_{Дз} = D_{ВЛ}(f_{Дз}) \cdot D_{ПРЧ}(f_{Дз}). \quad (1)$$

Якщо в тракці використовується  $n$  одиноких контурів з результируючою добротністю  $Q_e$ , то можна записати:

$$D_{ВЛ}(f_{Дз}) \approx Q_{ВЛ} \frac{4f_{ПЧ}}{f_{С.МАКС}} = \frac{Q_e}{1+a^2} \cdot \frac{4f_{ПЧ}}{f_{С.МАКС}};$$

$$D_{ПРЧ}(f_{Дз}) \approx \left( Q_e \frac{4f_{ПЧ}}{f_{С.МАКС}} \right)^{n-1},$$

де  $a = \frac{P_1}{P_{1\text{узг}}}$  коефіцієнт узгодження;

$Q_e$  – еквівалентна добротність контурів, навантажених електронними приладами;

$n$  – кількість контурів.

$D_{Дз \text{ Вимаг}}$  – подавлення дзеркального каналу, яке потрібне за технічних умов.

Отже

$$D_{Дз}(f_{Дз}) \approx \frac{Q_e}{1+a^2} \cdot \frac{4f_{ПЧ}}{f_c} \left( Q_e \frac{4f_{ПЧ}}{f_c} \right)^{n-1} \geq D_{Дз \text{ Вимаг}}; \quad (2)$$

З формули (2) отримаємо

$$f_{ПЧ} \geq \frac{f_{С.МАКС} \sqrt[n]{(1+a^2) D_{Дз \text{ Вимаг}}}}{4 Q_e}. \quad (3)$$

Еквівалентна добротність контурів, які вмикаються в каскади ПРЧ, визначається згідно формули

$$Q_e = \frac{Q_k}{q},$$

де  $q$  – коефіцієнт, який враховує тип електронного приладу.

Величина  $q$  – може бути знайдена з таблиць довідників.

### 3.3. Вибір ПЧ з умов забезпечення смуги пропускання і вибіркової по сусідньому каналу

Придушення завад по сусідньому каналу здійснюється вибірконими системами тракту основної проміжної частоти. Оскільки розстройка сусіднього каналу спільномірна зі смугою пропускання приймача, тому тракт основної проміжної частоти повинний мати мінімально необхідну смугу пропускання. Ця вимога значно простіше виконується на достатньо низькій проміжній частоті, де може бути отримана достатньо висока добротність контурів. Але еквівалентна добротність контурів не може бути вище добротності, що може бути здійснена ( $Q_e \text{ здійсн}$ )

$$Q_e = \frac{f_{ПЧ}}{\Delta F_{ПЧ} \Psi(n_{ПЧ})} \leq Q_e \text{ здійсн}, \quad (4)$$

де  $\Psi(n_{\text{ППЧ}})$  – функція, яка залежить від типу схеми та числа каскадів в тракці основної ПЧ

$$f_{\text{ПЧ}} \leq \Delta F_{\text{ПЧ}} Q_{\text{е здійсн}} \Psi(n_{\text{ППЧ}}). \quad (5)$$

У випадку, коли умови (3) і (5) не виконуються разом, потрібно використовувати **подвійне** перетворення частоти.

### Питання для власного контролю та повторення

1. В чому є різниця функцій трактів першого та другого перетворення частоти сигналу?
2. Чому до коефіцієнту шуму першого перетворювача частоти пред'являються жорсткі вимоги?
3. Який принцип побудови використовується в тракці основної проміжної частоти і чому?
4. За якими умовами визначається проміжна частота і чому?

## СИСТЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ У РАДІОПРИЙМАЧАХ

### 1. Призначення регулювання у приймачах

Регулювання параметрів радіоприймачів обумовлені зміною в часі параметрів радіосигналів, що приймаються. Регулюванням називається спрямоване діяння на параметри приймача з метою забезпечення оптимальних умов прийому корисного сигналу. Системи регулювання у приймачі забезпечують:

- встановлення та підтримку частоти настройки приймача на частоту корисного сигналу;
- регулювання підсилення приймача відповідно з рівнем сигналу;
- зміну смуги пропускання приймача з метою її узгодження зі спектром сигналу.

Параметри сигналів, що приймаються, як правило, змінюються незалежно один від одного. Тому регулювання параметрів приймача повинні бути також диференційовані, тобто зміна одного параметра на повинна впливати на інші.

Оскільки параметри сигналів можуть змінюватися в широких межах, то системи регулювання повинні мати великий діапазон регулювання.

Ще одна вимога до систем регулювання – це швидкість регулювання, яка повинна бути узгодженою зі швидкістю зміни відповідного параметра сигналу. При цьому регулювання повинно здійснюватися з потрібною точністю.

Системи регулювання можуть бути ручними і автоматичними, місцевими і дистанційними.

Ручне регулювання здійснюється зазвичай при підготовці приймача до роботи (встановлення частоти, смуги пропускання, підсилення).

Системи автоматичного регулювання використовуються для адаптації приймача до швидких змін параметрів сигналу.

### 2. Регулювання підсилення у радіоприймачах

#### 2.1. Загальна характеристика регулювання підсилення

Рівень сигналу, який діє на вході радіоприймача, може змінюватися у межах до 100...120 дБ. Це залежить від багатьох причин: зміни відстані до кореспондента, потужності передавача, умов розповсюдження радіохвиль та інші. Але радіоприймачі розраховуються на прийом сигналів, що дорівнюють чутливості. При цьому підсилення

каскадів приймача максимальне, вони не перевантажені, вихідна напруга дорівнює номінальному для кінцевого пристрою значенню. Збільшення рівня сигналу понад чутливістю може, привести до перевантаження каскадів приймача і до нелінійних спотворень сигналу. Крім цього, динамічний діапазон за рівнем сигналу кінцевого пристрою, також є обмеженим. Таким чином, для нормальної роботи приймача і кінцевого пристрою необхідне регулювання підсилення приймача в бік його зменшення.

Регулювання підсилення у приймачі може бути ручним і автоматичним.

Ручне регулювання використовується при повільних змінах рівня сигналу, а також для встановлення початкового рівня сигналу на виході приймача.

Автоматичне регулювання забезпечує нормальну роботу приймача при швидких змінах рівня сигналу, наприклад, внаслідок швидких завмирань. Зазвичай у радіоприймачах здійснюється як ручне, так і автоматичне регулювання підсилення.

Ефективність регулювання підсилення визначається динамічним діапазоном регулювання підсилення приймача

$$D = \frac{m}{p} = \frac{E_{A \text{ МАКС}} / E_{A 0}}{U_{\text{ВИХ МАКС}} / U_{\text{ВИХ НОМ}}}, \quad (1)$$

де  $m = E_{A \text{ МАКС}} / E_{A 0}$  – діапазон можливої зміни ЕРС в антені;

$p = U_{\text{ВИХ МАКС}} / U_{\text{ВИХ НОМ}}$  – діапазон допустимої зміни напруги сигналу на кінцевому пристрої.

Наприклад, при  $m = 10^4 \dots 10^5$ ,  $p = 1.1 \dots 10$  динамічний діапазон регулювання підсилення дорівнює  $D = 10^3 \dots 10^5$ , тобто 60 ... 100 дБ.

## 2.2. Способи регулювання підсилення

Загальне підсилення сигналу у приймачі визначається перемноженням коефіцієнтів підсилення всіх його каскадів, тобто

$$K_{\text{ПР}} = k_1 k_2 \dots k_n.$$

Тому змінювати підсилення можливо регулюванням коефіцієнта підсилення одного або декількох каскадів.

Відомо, що коефіцієнт підсилення каскада може бути представленим у вигляді

$$K_0 = \frac{p_1 p_2 |y_{21}|}{G_e} = p_1 p_2 |y_{21}| R_e. \quad (2)$$

З формули (2) випливає, що регулювання підсилення можливо здійснювати зміною коефіцієнтів включення каскаду  $p_1$ ,  $p_2$  зміною еквівалентного опору навантаження  $R_e$  та крутизни прохідної характеристики  $|y_{21}|$ . Останній спосіб у професійних приймачах, практично, не використовується. Це пояснюється тим, що регулювання завжди зв'язане з використанням нелінійної ділянки прохідної характеристики, а, відповідно, і з нелінійними спотвореннями сигналу. Регулювання підсилення зміною величини  $p_1$ , ( $p_2$ ) реалізується за допомогою подільовачів напруги, які включаються між каскадами. Це може бути звичайний резисторний подільовач (рис. 1, а), або подільовач, в якому плече змінного опору виконується на електронних елементах (рис. 1, б, в).

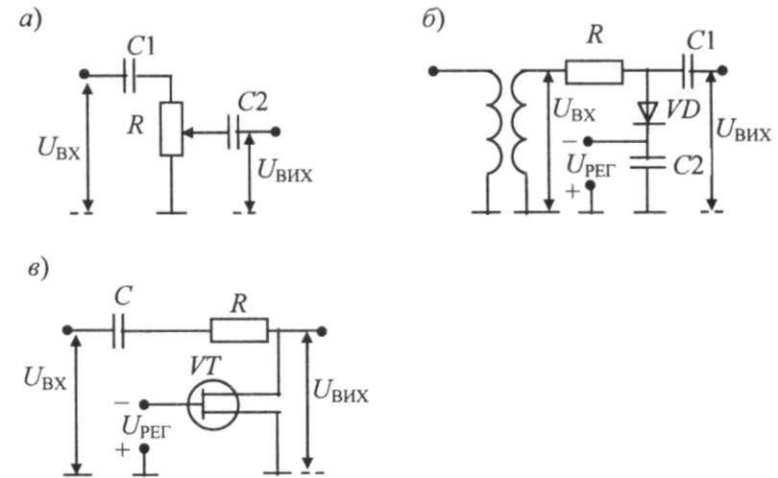


Рис. 1

В схемах рис. 1, б, в. при відсутності регулюючої напруги діод (транзистор) має максимальний опір і  $U_{\text{ВИХ}} \approx U_{\text{ВХ}}$ . При наявності  $U_{\text{ПЕГ}}$  опір діода (транзистора) зменшується і вхідна напруга ділиться у наступному співвідношенні:

$$\frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \approx \frac{R_d}{R + R_d},$$

де  $R_d$  – диференціальний опір діода (транзистора).

Поділювач (рис. 1, а) використовується в тракці звукової частоти, а поділювачі (рис. 1, б, в) – у трактах проміжних частот.

Перевагою розглянутих регулювачів а те, що вони не впливають на режим роботи підсилюючих каскадів по сталому струму. Але їх суттєвий недолік – коефіцієнт передачі напруги  $K_u \ll 1$ .

Крім розглянутих, використовуються способи регулювання підсилення в підсилюючих каскадах шляхом від'ємного зворотного зв'язку і шунтуванням навантаження (регулюванням  $R_e$ ). Схеми таких каскадів приведені на рис. 2, а, б.

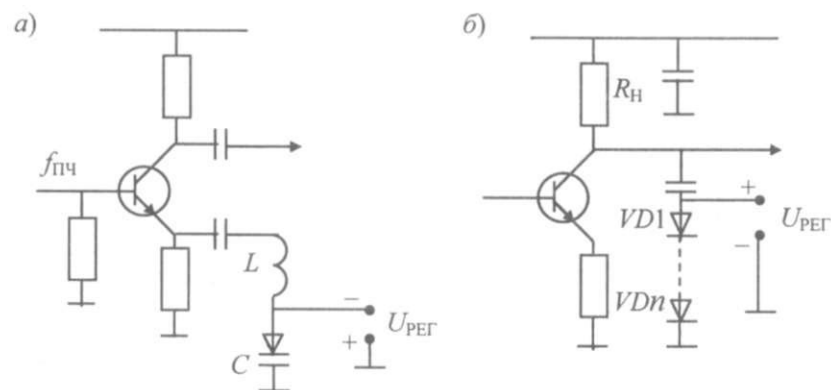


Рис. 2

В схемі рис. 2, а котушка  $L$  і варикап створюють послідовний коливальний контур, який є елементом ланцюга від'ємного зворотного зв'язку. При  $U_{\text{РЕГ}} = 0$  в контурі є послідовний резонанс на частоті  $f_0 = f_{\text{ПЧ}}$ . При цьому його еквівалентний опір  $R_e \approx 0$  і напруга зворотного зв'язку також близька до нуля. При  $|U_{\text{РЕГ}}| > 0$  контур відходить від резонансу, його опір зростає, зростає і напруга зворотного зв'язку, яка зменшує підсилення каскада.

В схемі рис. 2, б діодна збірка  $VD_1 \dots VD_n$  підключена за високою частотою паралельно до опору навантаження  $R_H$ . При  $U_{\text{РЕГ}} = 0$  опір збірки максимальний і еквівалентний опір навантаження транзистора також максимальний. При  $U_{\text{РЕГ}} > 0$  опір збірки зменшується, зменшується еквівалентний опір навантаження і підсилення каскада.

### 2.3. Автоматичне регулювання підсилення

Автоматичне регулювання підсилення приймача використовується при швидких змінах рівня сигналу на його вході, наприклад, при швидких завмираннях.

Системи автоматичного регулювання підсилення (АРП) поділяють на два основних типи:

- система АРП без зворотного зв'язку (пряме АРП);
- система АРП зі зворотним зв'язком (зворотне АРП).

В системах прямого АРП відстежується зміна рівня сигналу на вході приймача і підсилення регулюється в наступних каскадах.

В системах зворотного АРП відстежується зміна рівня сигналу на виході лінійного тракту, а також підсилення регулюється у попередніх каскадах.

Широке практичне використання знайшли системи зі зворотним зв'язком. Структурна схема радіоприймача з системою зворотного АРП зображена на рис. 3.

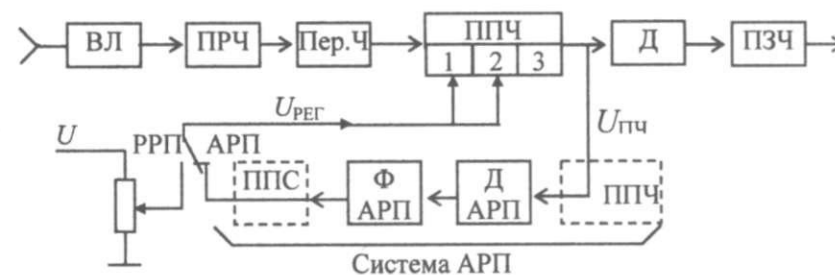


Рис. 3

Основними елементами системи АРП є детектор (ДАРП) і фільтр (ФАРП).

Детектор АРП – звичайний амплітудний детектор; фільтр АРП –  $RC$  фільтр нижніх частот. Крім цього до складу системи можуть належати додатковий підсилювач проміжної частоти (ППЧ) і підсилювач постійного струму (ППС).

Функцією системи АРП є формування регулюючої напруги, яка відстежує зміни рівня сигналу і подається для регулювання підсилення в каскади, що регулюються. В системі зворотного АРП сигнал на вхід системи знімається із тракту прийому після регулюємих каскадів –  $U_{\text{ПЧ}}$ . Цей сигнал перетворюється в напругу постійного струму в детекторі і фільтрі АРП (випрямляються) і використовується в якості регулюючої

напруги  $U_{\text{РЕГ}}$ , яка змінюється відповідно зі зміною вхідного сигналу приймача. При збільшенні вхідного сигналу  $U_{\text{РЕГ}}$  збільшується, а підсилення приймача зменшується і навпаки.

Підсилювачі проміжної частоти і постійного струму включаються в тракт формування  $U_{\text{РЕГ}}$  для розширення динамічного діапазону регулювання підсилення.

Для того щоб система АРП не регулювала підсилення при слабких сигналах (нижче рівня чутливості) здійснюється затримка її роботи. Це досягається встановленням порогу спрацювання системи (зазвичай – шляхом встановлення на детекторі запираючої напруги). Таким чином, при малих рівнях сигналу зворотній зв'язок розірваний і приймач має максимальне підсилення.

На рис. 4 зображені амплітудні характеристики приймача без АРП (крива 1) і з АРП (крива 2). З рисунку видно, що система АРП підтримує вихідну напругу приймача майже постійною при значних змінах сигналу на його вході. Регулювання підсилення починається коли рівень сигналу  $U_{\text{ВХ}}$  дорівнює чутливості приймача  $E_{\text{А}0}$ , тобто з затримкою.

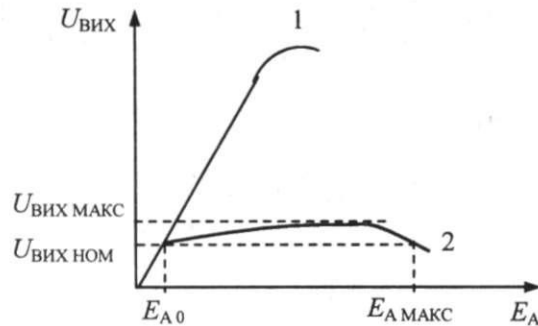


Рис. 4

Регулювання підсилення у приймачі здійснюється в каскадах, які забезпечують основне підсилення сигналу, отож і широкий динамічний діапазон регулювання. Зазвичай це каскади тракту основної (останньої) проміжної частоти.

Системи АРП оцінюються двома параметрами: динамічним діапазоном регулювання і постійною часу системи.

Динамічний діапазон регулювання підсилення визначається з амплітудної характеристики приймача (рис. 4) і обчислюється за

формулою (1). Системи АРП професійних приймачів забезпечують динамічний діапазон регулювання не менше 80 дБ.

Постійна часу системи АРП характеризує її інерційність. З одного боку, система АРП повинна бути мало інерційною для того, щоб відстежувати швидкі зміни сигналу і забезпечувати постійність середнього рівня сигналу на виході приймача (при швидких завмираннях). З іншого боку, вона має бути достатньо інерційною і не реагувати на зміну обвідної сигналу, що викликана модуляцією. В системах радіозв'язку постійна часу АРП ( $\tau_{\text{АРП}}$ ) вибирається за умовами

$$\tau_{\text{АРП}} = (5 \div 10) T_{\text{С МАКС}} = \frac{5 \div 10}{F_{\text{С МИН}}},$$

тобто в  $(5 \div 10)$  разів більше максимального періоду модуляції (маніпуляції) сигналу. Практично постійна часу системи АРП встановлюється зміною постійної часу фільтра нижніх частот і має величину:

- при прийомі телефонних сигналів з амплітудною модуляцією  $\tau_{\text{АРП}} = 0,05 \div 0,1$  с; при прийомі односмугових сигналів  $\tau_{\text{АРП}} = 5$  с;
- при прийомі телеграфних сигналів з амплітудною маніпуляцією  $\tau_{\text{АРП}} = 0,5 \div 1$  с.

### 3. Регулювання смуги пропускання в приймачі

Регулювання смуги пропускання в приймачі здійснюється з метою:

- узгодження смуги пропускання зі спектром сигналу, що приймається (при переході від одного сигналу до іншого);
- підвищення завадозахищеності при прийомі сигналів в умовах великого завантаження діапазону завадами.

Регулювання смуги може бути скачкоподібним і плавним. Скачком смуга змінюється при прийомі різних видів сигналів. Необхідна смуга пропускання встановлюється при підготовці приймача до роботи. В процесі прийому сигналу, в залежності від інтенсивності завад, смугу пропускання можливо зменшувати до значень, при яких спотворення сигналу (повідомлення) будуть вже недопустимі.

Регулювання смуги пропускання здійснюється:

- в тракту проміжної частоти – за радіосигналом, коли смуга обмежується з обох боків спектра (рис. 5, а);

– в тракці низької частоти – за первинним сигналом в області нижніх, або, частіше, в області верхніх частот (рис. 5, б).

В тракці ПЧ використовуються багатоланкові LC, кварцові та інші фільтри; в тракці НЧ – RC або активні фільтри.

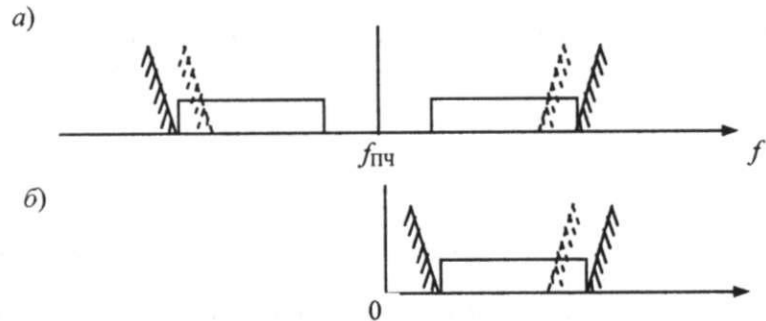


Рис. 5

### 3.1. Способи регулювання смуги пропускання приймача

Існують три способи регулювання смуги пропускання приймача:

- зміною характеристики вибірковості фільтра основної селекції шляхом плавної або дискретної зміни параметрів його елементів;
- використанням декількох фільтрів з різними смугами пропускання, що комутуються;
- комбінований спосіб.

Розглянемо можливість реалізації першого способу на прикладі двоконтурного LC фільтра.

Рівняння характеристики вибірковості фільтра має вигляд

$$D = \frac{1}{1 + \eta^2} \sqrt{\sigma^4 + 2\sigma^2(1 - \eta^2) + (1 + \eta^2)}, \quad (3)$$

де  $\sigma \cong \frac{2\Delta f}{f_0} \cdot Q_e$  – узагальнена розстройка;

$\eta = K_{зв} Q_e$  – параметр зв'язку між контурами.

Якщо у виразі (3) покласти  $2\Delta f = \Delta F_\Phi$ , тобто подвійна абсолютна розстройка дорівнює смузі пропускання фільтра, а потім вирішити його відносно  $\Delta F_\Phi$  то отримаємо

$$\Delta F_\Phi = \frac{f_0}{Q_e} \sqrt{\sqrt{D^2(1 + \eta^2)^2 - 4\eta^2} + \eta^2 - 1}, \quad (4)$$

З виразу (4) видно, що смугу пропускання можна регулювати зміною еквівалентної добротності контурів і параметра зв'язку (коефіцієнта зв'язку  $K_{зв}$ ).

Перший метод знайшов застосування в кварцових фільтрах, в яких добротність кварцових резонаторів надмірно висока. Найпростіша реалізація – шунтування контурів змінним резистором.

Регулювання смуги пропускання зміною коефіцієнта зв'язку між контурами широко використовується у багатоланкових фільтрах, в яких елементами зв'язку є змінна ємність, наприклад – варактор.

Недоліком розглянутого способу є те, що зараз зі зміною смуги пропускання змінюються і інші характеристики фільтра такі, як коефіцієнт прямокутності характеристики вибірковості, еквівалентний опір, середня частота настройки. Усунення цих явищ досягається ускладненням фільтра і системи регулювання. Тому в сучасних радіоприймачах використовується спосіб комутації фільтрів з заданими характеристиками. Фільтри виконуються за сучасними технологіями, тобто малогабаритні з електронними елементами комутації (фільтри на ПАХ, пьезоелементах, активні фільтри). В приймачах з цифровою обробкою сигналів використовуються цифрові фільтри основної селекції. Вони забезпечують регулювання характеристики вибірковості приймача програмним методами.

### Питання для власного контролю та повторення

1. Які вимоги висуваються до систем регулювання в радіоприймачі?
2. В який бік (зменшення, збільшення) регулюється підсилення в приймачі і чому?
3. Якими способами можна регулювати підсилення в каскадах приймача?
4. В чому є функція системи АРП в радіоприймачі?
5. В яких каскадах приймача здійснюється регулювання підсилення і чому?
6. Призначення регулювання смуги пропускання в радіоприймачі.

## СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ В РАДІОПРИЙМАЧАХ

### 1. Фактори, що визначають частотну точність радіоприймача

Проведення радіозв'язку без пошуку та підстройки є одною з основних вимог до системи професійного радіозв'язку. Ці вимоги реалізуються за рахунок високої частотної точності радіоліній професійного радіозв'язку.

Частотна точність радіолінії залежить від точності встановлення та стабільності частоти сигналу передавача та частоти настройки приймача, тобто;

$$\Delta f_{\text{рл}} = \Delta f_{\text{пер}} + \Delta f_{\text{пр.}}$$

Розглянемо фактори, які визначають частотну точність.

В будь-якому радіоприймачі можна визначити систему встановлення частоти (настройки) та систему стабілізації частоти настройки. Обидві ці системи впливають на частотну точність радіоприймача, яку раніше ми визначали як помилку встановлення та підтримання номіналу частоти настройки приймача

$$\Delta f_{\text{пр } \Sigma} = \Delta f_{\text{пр вст.}} + \Delta f_{\text{пр нест.}}$$

Помилка в установці частоти більш за все визначається засобом перестройки приймача.

При плавній перестройці система встановлення частоти включає до себе органи встановлення та індикації частоти (ручку управління та шкалу) і виконавчі органи (конденсатор зміни ємності, варікап). Як ті, так і інші вносять помилку в установку частоти порівняно з її номіналом. Наприклад, гравіровка шкали виконується з кінцевою точністю, також як і установка візюру відліку частоти по шкалі супроводжується помилкою.

Дискретна перестройка приймача при встановленні частоти деканним перемикачем або тастатурою не супроводжується помилкою шкали. Однак помилка виконавчих органів буде вносити помилку у настройку приймача. Наприклад, в системі настройки з КЗЕ, який керується електромеханічним приводом, завжди має місце помилка у відпрацюванні приводом заданої програми.

Помилка за рахунок нестабільності настройки приймача залежить від нестабільності гетеродинів  $\Delta f_{\text{пр } \Gamma}$  і не стабільності параметрів вибіркового ланцюгів (фільтрів)  $\Delta f_{\text{пр } \Phi}$ .

Найбільший вплив на частотну точність радіоприймача чинить нестабільність частоти гетеродинів. Тому проведемо аналіз схем перестройки та стабілізації частоти радіоприймачів з точки зору впливу гетеродинів на частотну точність.

Припустимо, що приймач має  $n$  - ступенів перетворення частоти. При першому перетворенні ( $f_c = f_{\text{ном}}$ )

$$\pm f_c (f_{\Gamma 1 \text{ ном}} \pm \Delta f_{\Gamma 1}) = f_{\text{пч } 1 \text{ ном}} \pm \Delta f_{\Gamma 1}.$$

При другому перетворенні

$$\pm (f_{\text{пч } 1 \text{ ном}} \pm \Delta f_{\Gamma 1}) (f_{\Gamma 2 \text{ ном}} \pm \Delta f_{\Gamma 2}) = f_{\text{пч } 2 \text{ ном}} \pm \Delta f_{\Gamma 2}.$$

Таким чином, помилки проміжної частоти накопичуються при збільшенні кількості перетворень і при  $n$  - перетвореннях будемо мати:

$$\Delta f_{\text{пр } \Gamma} = \Delta f_{\text{пч } n} = \sum_{i=1}^n \Delta f_{\Gamma i}; \quad \Delta f_{\Gamma i} = \delta_{\Gamma i} \cdot f_{\Gamma i}.$$

Відносна нестабільність частоти приймача:

$$\delta_{\text{пр } \Gamma} = \delta_{\text{пч } n} = \frac{\Delta f_{\text{пч } n}}{f_{\text{пч } n}} = \sum_{i=1}^n \frac{\Delta f_{\Gamma i}}{f_{\text{пч } n}};$$

$$\delta_{\text{пр } \Gamma} = \sum_{i=1}^n \delta_{\Gamma i} \frac{f_{\Gamma i}}{f_{\text{пч } n}} = \delta_{\Gamma 1} \frac{\Delta f_{\Gamma 1}}{f_{\text{пч } n}} + \delta_{\Gamma 2} \frac{\Delta f_{\Gamma 2}}{f_{\text{пч } n}} + \dots + \delta_{\Gamma n} \frac{\Delta f_{\Gamma n}}{f_{\text{пч } n}}.$$

Зазвичай  $f_{\Gamma 1} > f_{\Gamma 2} > f_{\Gamma 3}$ . Тому якщо  $\delta_{\Gamma i}$  і однакові, то найбільший вплив на частотну точність має перший гетеродин. Тому при конструюванні приймачів головну увагу приділяють стабільності частоти 1-го гетеродина.

### 2. Радіоприймачі з параметричною стабілізацією частоти гетеродинів

Розглянемо структурні схеми радіоприймачів, у яких використовується параметрична стабілізація частоти гетеродинів.

## 2.1. Структурна схема приймача з багатодіапазонним першим гетеродином

Структурна схема приймача з багатодіапазонним першим гетеродином зображена на рис. 1.

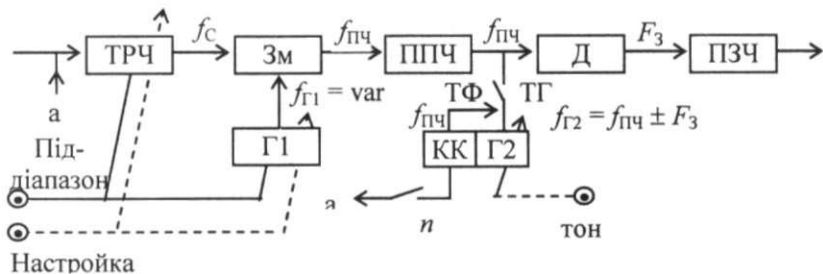


Рис. 1

Перекриття робочого діапазону частот забезпечується розбивкою його на піддіапазони. Перемикання піддіапазонів здійснюється дискретно шляхом дискретної зміни параметрів коливальних систем ТРЧ і гетеродина. В межах піддіапазону настройка здійснюється плавно.

Для забезпечення потрібної стабільності використовуються наступні заходи.

1. Зменшення  $K_{ПД} \leq 1,5$ . Це досягається з допомогою збільшення кількості піддіапазонів і використанням гетеродина в верхню настройку.

2. Зменшенням електронного зв'язку між гетеродином і змішувачем за рахунок використання буферного каскаду.

3. Використанням схемної термокомпенсації.

4. Використанням герметизації гетеродина або його коливальних систем.

5. Стабілізацією напруг живлення.

6. Амортизацією конструкції гетеродина.

Встановлення частоти здійснюється з допомогою шкального пристрою. Тому частотна точність визначається як відходом частоти гетеродина, так і точністю шкали. З метою підтримання частотної точності в процесі експлуатації приймача, використовується корекція частоти гетеродина і корекція шкального пристрою. Для корекції використовується кварцовий калібратор (КК), який є генератором гармонік, кратних проміжній частоті, які використовуються в якості контрольного сигналу при настройці приймача, тобто

$$f_c = n f_{ПЧ}$$

## 2.2. Структурна схема приймача з однодіапазонним першим гетеродином і множенням частоти

В приймачі (рис. 2,а) використовується подвійне перетворення частоти. Перше перетворення здійснюється з допомогою порівняно низької частоти генератора Г1 і помножувача частоти, який виділяє гармоніки генератора. Для зменшення діапазону перестройки Г1 використовується як верхня, так і нижня настройка, що ілюструється рис. 2, б.

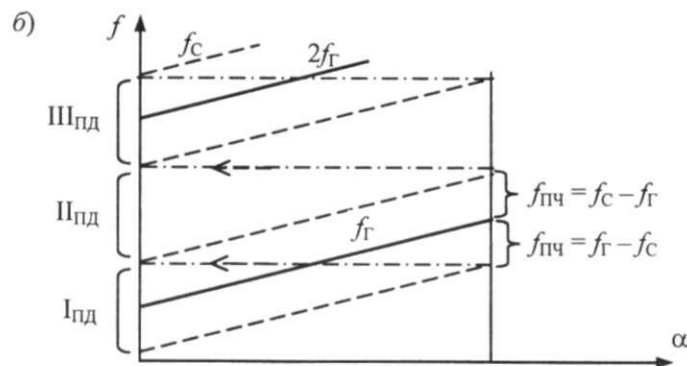
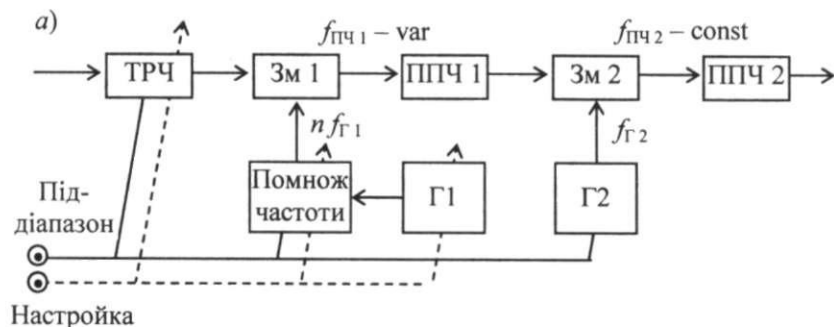


Рис. 2



Низька частота коливань гетеродина та вузький діапазон перестройки дозволяють отримати більш високу стабільність настройки приймача порівняно з попередньою схемою (рис. 1). Але це досягається суттєвим ускладненням тракту 1-ої проміжної частоти. Необхідно комутувати фільтри помножувача частоти, а також і переключати фільтри 1-ої ПЧ. Таким чином, номінал 1-ої ПЧ при переході на піддіапазони змінюється. Це, в свою чергу, потребує дискретної перестройки генератора Г2. Це все і обумовлює необхідність подвійного перетворення частоти.

### 3. Радіоприймачі з кварцовою стабілізацією частоти гетеродинів

Намагання збільшити стабільність частоти першого гетеродина і таким чином, збільшити частотну точність, призвело до використання кварцової стабілізації частоти першого гетеродина. Розглянемо варіанти використання кварцової стабілізації частоти.

#### 3.1. Структурна схема приймача з кварцовою стабілізацією частоти першого гетеродина

В межах піддіапазону  $f_{с\text{ пд\text{ мин}}} \dots f_{с\text{ пд\text{ макс}}}$  частота коливань гетеродина  $f_{Г1} = \text{const}$ . Отже перша ПЧ буде змінюватися, тому тракт першої ПЧ необхідно буде перестроювати (рис. 3). Для отримання фіксованого значення 2-ої ПЧ в цих же межах необхідно змінювати частоту коливань 2-го гетеродина.

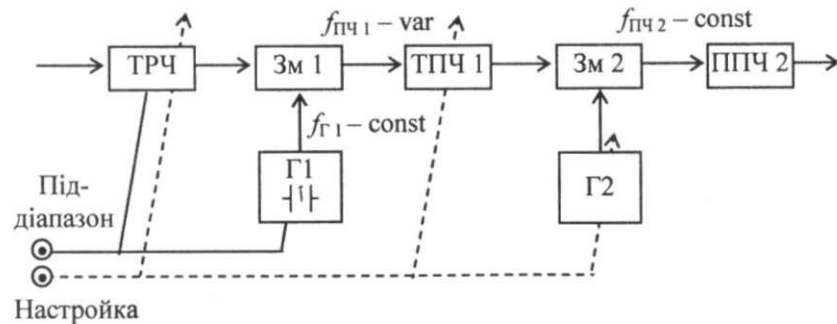


Рис. 3

Частотна точність такого приймача визначається нестабільністю частоти 2-го гетеродина. Тому його частоту слід вибирати невисокою. Недоліком цієї схеми є те, що число кварцових резонаторів 1-го гетеродина повинно дорівнювати числу піддіапазонів.

#### 3.2. Структурна схема приймача з використанням сітки опорних частот і метода компенсації

Наступним розвитком приймачів з кварцовою стабілізацією є напрямком у зменшенні кількості кварцових резонаторів, які використовуються для стабілізації частоти 1-го гетеродина. При цьому зберігається вимога до перекриття широкого діапазону робочих частот. В сучасних приймачах знайшов широке використання засіб діапазонно-кварцової стабілізації частоти (рис. 4).

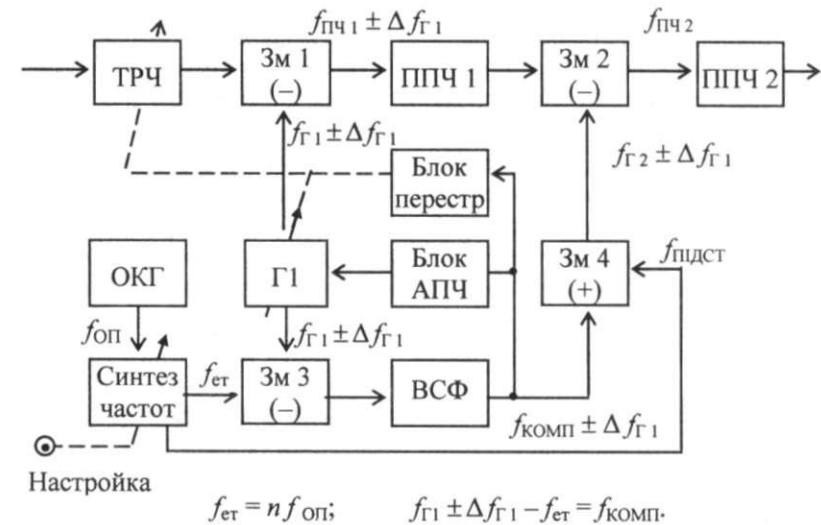


Рис. 4

Підвищення частотної точності досягається двома шляхами.

1. Використанням системи автоматичної підстройки частоти першого гетеродина по еталонним стабільним коливанням синтезатора частот.
2. Використанням схеми компенсації залишку нестабільності частоти коливань Г1.

Для роботи системи ЧАПЧ коливання 1-го гетеродина з допомогою

високостабільних коливань  $f_{\text{ет}}$  переносяться на більш низьку частоту  $f_{\text{комп}}$ , яка виділяється вузькосмуговим фільтром. На цю частоту переноситься і абсолютна нестабільність коливань  $\Delta f_{\Gamma 1}$ . Використання  $f_{\text{комп}}$  як частоти 2-го гетеродина дозволяє компенсувати залишкову нестабільність у другому змішувачі:

$$f_{\text{пч 2}} + \Delta f_{\Gamma 1} - (f_{\Gamma 2} + \Delta f_{\Gamma 1}) = f_{\text{пч 2}}$$

Другу проміжну частоту можна виразити наступним чином

$$f_{\text{пч 2}} = \underbrace{f_{\Gamma 1} - f_{\Gamma 2}}_{f_{\text{пч 1}}} - f_{\Gamma 2} = f_{\Gamma 1} - f_{\Gamma 2} - (f_{\Gamma 1} - f_{\text{ет}}) = f_{\Gamma 1} - f_{\Gamma 2} - f_{\Gamma 1} + f_{\text{ет}} = f_{\text{ет}} - f_{\Gamma 2}$$

Таким чином, стабільність частоти настройки приймача визначається стабільністю еталонної частоти, тобто кварцового генератора.

Перестройка приймача в діапазоні робочих частот здійснюється зміною частоти синтезатора  $f_{\text{ет}}$  з деяким кроком дискретності  $\Delta f_{\text{ет}}$ .

Точній настройці приймача на частоту сигналу відповідають визначені частоти  $\Gamma 1$  і  $f_{\text{ет}}$ . При цьому на виході вузькосмугового фільтру має місце напруга з частотою  $f_{\text{комп}}$ . При перестройці приймача  $f_{\text{комп}}$  зникає. При цьому у блоці перестройки формується сигнал, який вмикає пристрій перестройки частоти гетеродина і ТРЧ. Перестройка буде продовжуватися до тих пір, поки на виході ВСФ не виникне напруга компенсаційної частоти. Схема, яка пояснює викладений принцип автоматичної перестройки приймача, подана на рис. 4 штриховими лініями.

Порівняння частотної точності приймачів з різними способами стабілізації частоти настройки подано у наступній таблиці

| Тип схеми гетеродина   | Відносна нестабільність | Клас приймача |
|--|-------------------------|---------------|
| Багатодіапазонний плавний гетеродин                                    | $10^{-3} \dots 10^{-4}$ | III           |
| Однодіапазонний плавний гетеродин                                      | $10^{-4} \dots 10^{-5}$ | III (II)      |
| Перемикає мий кварцовий гетеродин                                      | $10^{-5}$               | II            |
| Неперемикає мий кварцовий гетеродин (діапазонно-кварцова стабілізація) | $10^{-7} \dots 10^{-8}$ | I             |

## Питання для власного контролю та повторення

1. Які фактори визначають частотну точність радіоприймачів?
2. Чому нестабільність частоти першого гетеродина найбільш впливає на частотну точність приймача?
3. Якими засобами досягається висока частотна точність в приймачах з параметричною стабілізацією частоти?
4. Чому в приймачах з помноженням і кварцовою стабілізацією частоти першого гетеродина принципово необхідне подвійне перетворення частоти?
5. Чому в приймачі з діапазонно-кварцовою стабілізацією частоти (рис. 4) необхідно синтезувати частоту другого гетеродина з участю  $f_{\text{комп}}$ ?

## ОСОБЛИВОСТІ ТРАКТІВ ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ З АМПЛІТУДНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ І МАНІПУЛЯЦІЄЮ

Радіозв'язок сигналами з амплітудною модуляцією (АЗЕ) та маніпуляцією (АЗА) є найбільш старими засобами зв'язку. У теперішній час вони знаходять обмежене використання. Однак в техніці військового радіозв'язку передбачається можливість роботи сигналами з АМ з радіостанціями попередніх поколінь та радіостанціями цивільних відомств.

### 1. Тракт прийому сигналів з амплітудною модуляцією

Узагальнена структурна схема тракту прийому сигналів АЗЕ зображена на рис. 1.

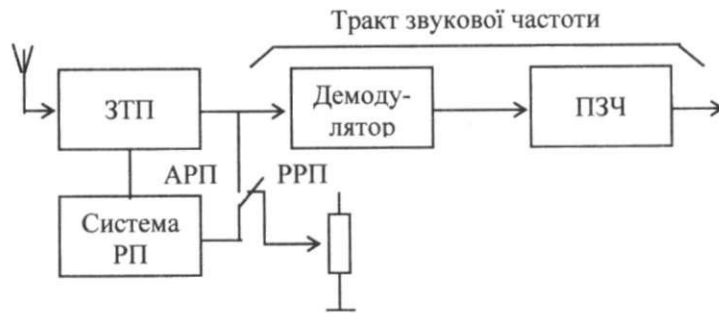


Рис. 1

Загальний тракт прийому (ЗТП) має звичайну структуру, тобто складається з тракту радіочастоти і тракту (трактів) проміжної частоти.

Він забезпечує:

- перетворення частоти радіосигналу з діапазону робочих частот до проміжної частоти;
- фільтрацію сигналу від завад, тобто вибіркковість приймача по сусіднім, побічним каналам прийому і багатосигнальну вибіркковість;
- потрібну чутливість приймача і підсилення сигналу до величини, необхідної для роботи демодулятора.

Демодулятор є звичайний амплітудний детектор, який перетворює амплітудно-модульований радіосигнал у первинний телефонний сигнал. Основні вимоги до нього це лінійність детектування і висока ступінь фільтрації несучого коливання.

Підсилювач звукової частоти (ПЗЧ) призначений для підсилення потужності сигналу звукової частоти до величини, необхідної для роботи кінцевого пристрою (телефонів, гучномовця).

### 1.1. Вимоги до характеристик тракта

Специфічні вимоги до основних характеристик тракту до демодулятора і після нього обумовлені видом первинного сигналу і видом модуляції.

До основних характеристик тракту прийому сигналів з амплітудною модуляцією відносяться:

- смуга пропускання ЗТП і ТЗЧ;
- коефіцієнт прямокутності характеристики тракту основної вибіркковості;
- коефіцієнт підсилення ЗТП і ТЗЧ;
- амплітудна характеристика.

Для визначення смуг пропускання тракту звукової частоти і ЗТП розглянемо рис. 2.

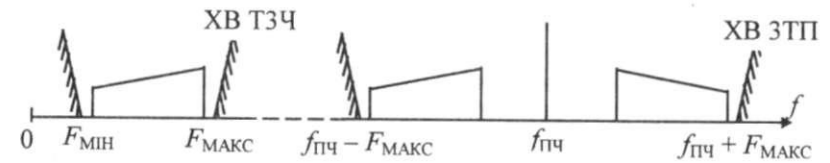


Рис. 2

**Смуга пропускання ЗТП** не може бути меншою ширини спектра сигналу, тобто

$$\Delta F_{\text{ЗТП}} = \Delta F_{\text{С}} = 2F_{\text{МАКС}}. \quad (1)$$

Крім того повинен бути запас на нестабільність частоти радіолінії  $\Delta f_{\text{РЛ}}$ .

Тому

$$\Delta F_{\text{ЗТП}} = 2F_{\text{МАКС}} + 2\Delta f_{\text{РЛ}}. \quad (2)$$

Нестабільність частоти радіолінії розраховується за формулою

$$\Delta f_{\text{РЛ}} = \sqrt{\Delta f_{\text{Пер}}^2 + \Delta f_{\text{Пр}}^2}, \quad (3)$$

де  $\Delta f_{\text{Пер}}$  і  $\Delta f_{\text{Пр}}$  – абсолютні максимальні похибки частоти передавача і частоти настройки приймача.

В радіолініях, які утворені сучасними радіостанціями, можливо припустити, що

$$\Delta f_{\text{Пер}} = \Delta f_{\text{Пр}} = \Delta f_{\text{Н}}$$

тому

$$\Delta f_{\text{РЛ}} = \sqrt{2} \Delta f_{\text{Н}}.$$

Зазвичай нормується відносна нестабільність передавача і приймача короткотермінова (за добу) і довготермінова (за 6 місяців) на максимальній частоті робочого діапазону

$$\delta_f = \frac{\Delta f_{\text{Н}}}{f_{0 \text{ МАКС}}}. \quad (4)$$

Для розрахунків  $\delta_f$  слід користуватися величиною довготермінової нестабільності.

**Смуга пропускання тракту звукової частоти** визначається шириною спектра первинного сигналу, тобто

$$\Delta F_{\text{ТЗЧ}} = F_{\text{МАКС}} - F_{\text{МИН}} \approx F_{\text{МАКС}}. \quad (5)$$

**Коефіцієнт прямокутності** характеристики основної вибіркової визначається вимогами послаблення завад сусідніх каналів прийому. Основна вибірковість забезпечується фільтром, який включається в тракт ПЧ до демодулятора і фактично визначає вибірковість ЗТП по сусідніх каналах прийому, тому коефіцієнт прямокутності  $K_{\text{П}}$  на рівні послаблення завад  $D$  розраховується за формулою

$$K_{\text{П}(D)} \leq \frac{2\Delta f_{\text{СК}}}{\Delta F_{\text{ЗТП}}} - 1, \quad (6)$$

де  $\Delta f_{\text{СК}}$  – задана розстрочка сусіднього каналу прийому.

Для діапазону КХ звичайно  $\Delta f_{\text{СК}} = 5 \dots 10$  кГц,  $D_{\text{СК}} \geq 60$  дБ,  $K_{\text{П}(60)} \geq 2$ .

**Коефіцієнт підсилення ЗТП** по напрузі визначається формулою

$$K_{\text{ЗТП}} = \frac{U_{\text{м дет}}}{\sqrt{2} E_{\text{А0}}} \cdot K_{\text{ЗАП}}, \quad (7)$$

де:  $U_{\text{м дет}} = 0,5 \dots 1$  В – амплітуда напруги сигналу на вході детектора,

$K_{\text{ЗАП}} = 10 \dots 20$  – коефіцієнт запасу підсилення,

$E_{\text{А0}}$  – задана чутливість приймача.

Коефіцієнт підсилення ТЗЧ розраховується як підсилювач потужності ([6], с. 208, 209).

**Амплітудна характеристика** визначає динамічний діапазон приймача в межах допустимих нелінійних спотворень сигналу. Сучасні приймачі АМ сигналів забезпечують динамічний діапазон 60...80 дБ при коефіцієнті нелінійних спотворень  $K_{\text{СП}} \leq 3\%$ . Це досягається шляхом регулювання підсилення приймача системою АРП.

## 1.2. Завадостійкість і чутливість прийому АМ сигналів

Із загальної історії теорії зв'язку відомо, що амплітудна модуляція є найменш завадостійкою в порівнянні з іншими видами модуляції. Узагальнений вигравш виду модуляції при прийомі АМ сигналів визначається за формулою

$$q'_{\text{АМ}} = \frac{m^2}{1+m^2} \approx m^2. \quad (8)$$

При прийомі телефонного сигналу з середнім коефіцієнтом модуляції  $m_{\text{СЕР}} = 0,3$  величина  $q'_{\text{АМ}} \approx 0,09 \ll 1$ , тобто тут має місце не вигравш, а програш. Це можна пояснити наступними причинами:

1. На виході приймача використовується лише потужність бічних смуг, яка складає близько 9% від потужності сигналу на вході.

2. Смуга частот, яка займається сигналом, у два рази більше смуги частот первинного сигналу.

Можна показати, що відносно низька чутливість приймачів АМ сигналів обумовлена малою завадостійкістю:

$$E_{\text{А0}} = \frac{\beta}{8} \sqrt{\Delta F_{\text{заг}} N_{\text{заг}} R_{\text{А}} \xi_{\text{АМ}}}, \quad \text{але} \quad \xi_{\text{АМ}} = \frac{1}{q'_{\text{АМ}}} \approx \frac{1}{m_{\text{СЕР}}^2},$$

тоді

$$E_{\text{А0(АМ)}} = \frac{\beta}{8m_{\text{СЕР}}} \sqrt{\Delta F_{\text{заг}} N_{\text{заг}} R_{\text{А}}}. \quad (9)$$

## 2. Слуховий прийом амплітудно-маніпульованих сигналів

Слуховому прийому сигналів з амплітудною маніпуляцією притаманна висока завадостійкість. Тому можливість прийому таких сигналів забезпечується і в сучасних приймачах. Найбільше поширення

має радіозв'язок сигналами А1А. Прийом цих сигналів здійснюється методом додаткового перетворення проміжної частоти у низьку (тональну) частоту (рис. 3).

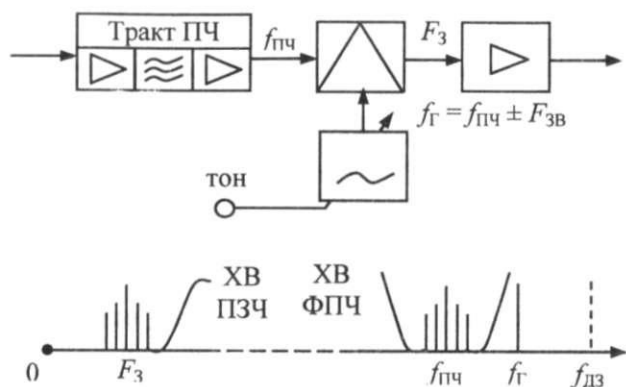


Рис. 3

$$F_{ЗВ} = f_{Г} - f_{ПЧ} \quad \text{або} \quad F_{ЗВ} = f_{ПЧ} - f_{Г}$$

Частота звукових коливань може змінюватися зміною частоти гетеродина в межах 800 ... 1500 Гц (оператором).

Недоліком методу є наявність дзеркального каналу прийому на частоті  $f_{ДЗ\text{ТГ}} = f_{ПЧ} \pm 2F_{ЗВ}$ . Розстройка цього каналу відносно  $f_{ПЧ}$  складає лише  $2F_{ЗВ}$ , тобто 1,6...3 кГц. Ослаблення завад у дзеркальному каналі досягається включенням в тракт проміжної частоти фільтра зосередженої вибіркової смуги пропускання 200...300 Гц і коефіцієнтом прямокутності  $K_{П} \leq 2$ .

#### Питання для власного контролю та повторення

1. Чим визначається смуга пропускання тракту прийому сигналів з амплітудною модуляцією?
2. Що визначає амплітудна характеристика приймача?
3. Чим пояснюється низька завадостійкість приймачів сигналів АМ?
4. Як створюється дзеркальний канал прийому при прийомі телеграфних сигналів виду АЗА?
5. Яким способом послаблюється дзеркальна телеграфна завада при прийомі сигналів АЗА?

## ОСОБЛИВОСТІ ТРАКТА ПРИЙОМУ ОДНОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ

Односмугові сигнали знайшли переважне використання у короткохвильових системах телефонного радіозв'язку. Це пов'язано, перш за все з економією частотного ресурсу КХ діапазону, а також з більш ефективним використанням потужності радіопередавачів. Сучасні КХ передавачі забезпечують роботу односмуговими сигналами ІЗЕ, РЗЕ, НЗЕ як по верхній так і по нижній бічних смугах, а також двосмуговими сигналами з різними рівнями несучої частоти.

Розглянемо особливості прийому та побудови радіоприймачів односмугових сигналів (ОСС).

### 1. Демодуляція односмугових сигналів

З теорії радіопередавальних пристроїв відомо, що односмуговий сигнал являє собою високочастотне коливання, яке не містить в своєму спектрі складових модулюючого сигналу. Для визначеності припустимо, що модуляція здійснюється низькочастотним коливанням із постійною частотою  $\Omega$  і амплітудою  $V$  (одним тоном).

При цьому вираз для верхньої бічної складової сигналу буде

$$U_{ОСС} = kV \cos(\omega_0 + \Omega)t. \quad (1)$$

Спектральна і часова діаграми такого коливання мають вигляд (рис. 1).

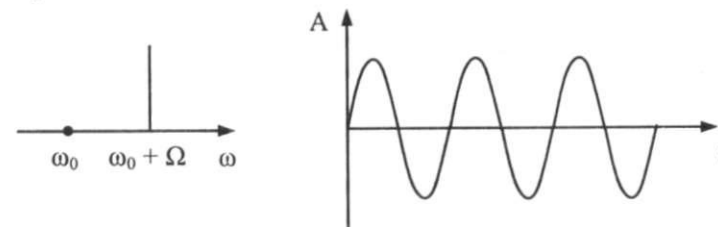


Рис. 1

Тобто має місце лінійний перенос частоти коливання, що модулює, в область високих частот. Демодуляція м дає лише постакого сигналу амплітудним або частотним детекторотійну напругу, пропорційну відповідно амплітуді  $kV$  або частоті  $\Omega$ . Тому демодуляція здійснюється шляхом зворотного лінійного переносу спектра ОСС на нульову

частоту. Для нього достатньо перемножити сигнал (1) на коливання з частотою, рівною частоті придушеної несучої, тобто

$$u_{\text{МН}}(t) = U_{\text{МН}} \cos \omega_0 t. \quad (2)$$

При цьому на виході перемножувала одержимо одну із складових

$$u_1(t) = \frac{1}{2} k_1 U_{m\text{МН}} V \cos[(\omega_0 + \Omega)t - \omega_0 t] = U_1 \cos \Omega t, \quad (3)$$

яка являє собою первинний модулюючий сигнал.

Колівання (2) формуються у приймачі і називаються місцевою або відновленою несучою; спосіб демодуляції називають гетеродинним.

Для демодуляції ОСС гетеродинним способом характерні два види спотворень сигналу.

1. Нелінійні спотворення, які зв'язані з співвідношенням рівнів місцевою несучою і сигналу

$$\frac{U_{m\text{МН}}}{U_{m\text{ОСС}}} \geq \frac{1}{4 K_{z\text{ДОП}}}, \quad (4)$$

де  $K_{z\text{ДОП}}$  – допустимий коефіцієнт гармонік.

Наприклад, при  $K_{z\text{ДОП}} \geq 0,025$  (2,5%)  $U_{m\text{МН}} \geq 10 U_{m\text{ОСС}}$ , тобто амплітуда відновленої несучої повинна бути як мінімум у 10 разів більше амплітуди сигналу.

Частотні спотворення сигналу при наявності похибки в частоті відновленої несучої  $\Delta \omega_{\text{МН}} = |\omega_{\text{МН}} - \omega_0|$  проявляються в тому, що де модульований сигнал буде мати частотний зсув на величину  $\pm \omega_{\text{МН}}$

$$u_1(t) = U_1 \cos(\Omega \pm \Delta \omega_{\text{МН}}) t.$$

Це явище називають асинхронізмом.

Очевидно, що при модуляції ОСС складним сигналом кожна складова спектра де модульованого сигналу буде зсунута на величину  $\Delta \omega_{\text{МН}}$  (рис. 2).

З рис. 2 випливає, що при  $\omega_{\text{МН}} < \Delta \omega_0$  спектр де модульованого сигналу зсувається у бік вищих частот, а при  $\omega_{\text{МН}} > \Delta \omega_0$  – у бік нижчих частот. Якщо  $\Delta \omega_{\text{МН}} > \Omega_{\text{МН}}$  то має місце інверсія спектра.

Експериментально встановлено, що асинхронізм не повинен перевищувати:

- для радіомовлення 1 – 2 Гц;
- для професійної радіотелефонії 25 – 30 Гц;

– для односмугових каналів, по яких передаються декілька телеграфних сигналів 5 – 10 Гц.

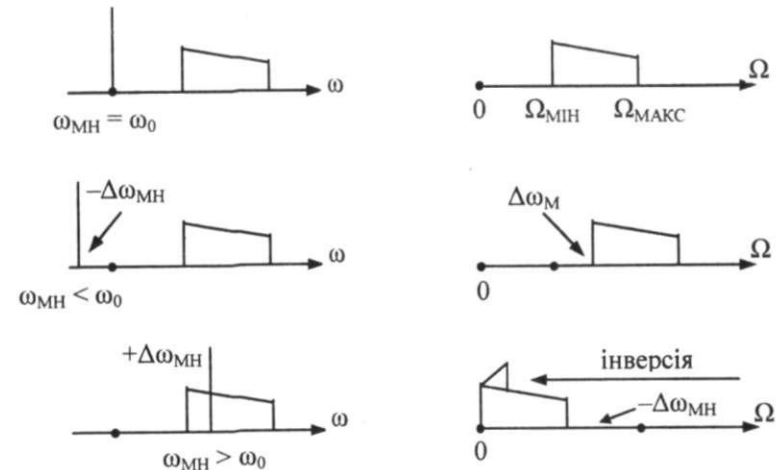


Рис. 2

Виходячи з останнього, можливо визначити вимоги до частотної точності радіолінії. Так, для КХ діапазону ( $f_{\text{МАКС}} = 30$  мГц) при  $\Delta f_{\text{РЛ}} = 5$  Гц маємо

$$\delta_{f\text{РЛ}} = \frac{\Delta f_{\text{РЛ}}}{f_{\text{МАКС}}} = \frac{5}{30 \cdot 10^6} = 1,6 \cdot 10^{-7}.$$

При однаковій частотній точності передавача і приймача вимоги до їх стабільності будуть

$$\delta_{f\text{Пер}} = \delta_{f\text{Пр}} = \frac{\delta_{f\text{РЛ}}}{\sqrt{2}} \approx 1,2 \cdot 10^{-7}.$$

## 2. Структурна схема приймача односмугових сигналів

Приймачі ОСС різного призначення відрізняються, в основному, способом відновлення несучої частоти (з використанням пілот-сигналу або без нього). На рис. 3 зображена структурна схема приймача, в якому використані обидва способи.

Особливістю тракту прийому ОСС є наявність фільтра ОСС, до якого пред'являються високі вимоги що до вибіркової ( $K_{\text{П}(60)} \leq 1,2 - 1,3$ ). Він повинен ефективно придушувати коливання

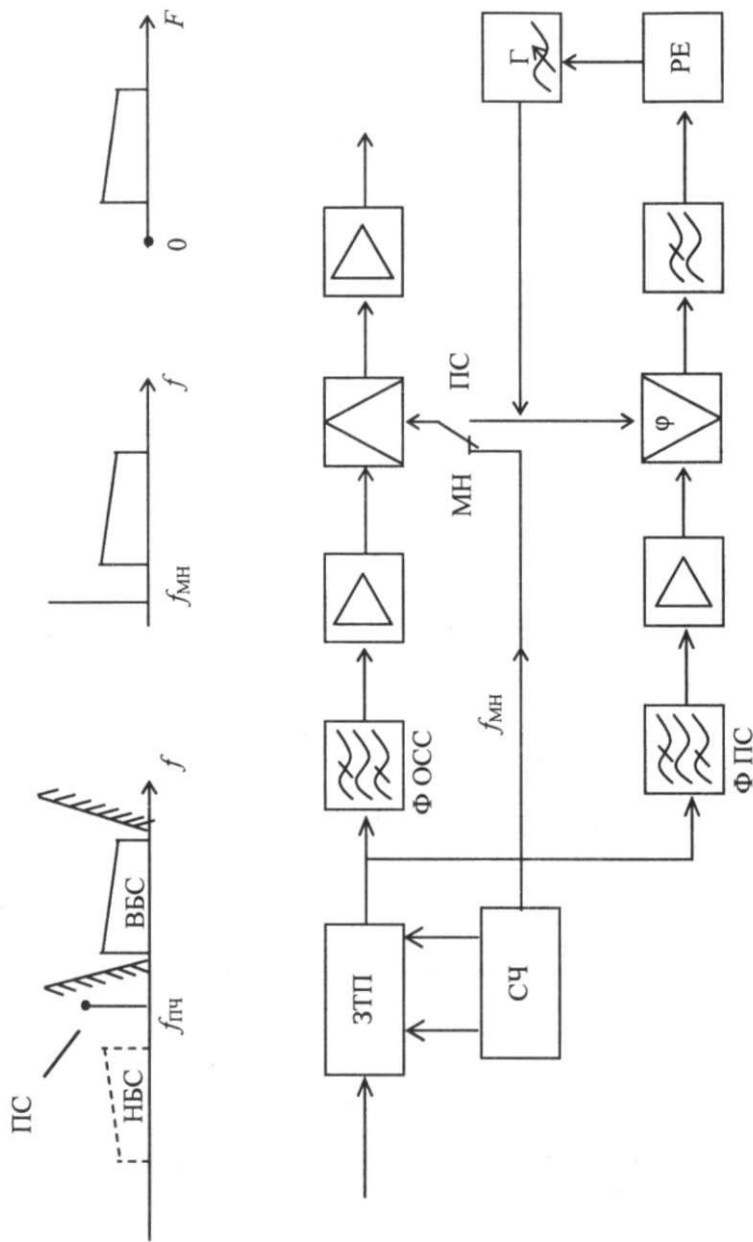


Рис. 3

пілот-сигналу і другої бігучої смуги, які віддалені від ОСС на 0,3 і 0,6 кГц відповідно. Тому проміжна частота вибирається досить низькою, а фільтр ОСС будується на основі кварцових або електромеханічних резонаторів.

В якості демодулятора зазвичай використовуються кільцеві балансні перетворювачі, які не мають на виході коливань  $f_{пч}$ ,  $f_{МН}$  і їх парних гармонік.

Відновлення несучої можливо двома способами. При прийомі високо - стабільних коливань ( $\delta_f$  порядку  $10^{-7}$ ) відновлена несуча  $-f_{МН}$  формується у синтезаторі частот і має таку ж стабільність.

Переваги способу: перешкоди, у тому числі навмисні, не впливають на роботу тракту відновлення несучої; можливий прийом сигналів з повністю придушеною несучою.

Недоліками є те, що при прийомі сигналів з низькою стабільністю виникають частотні спотворення сигналу внаслідок асинхронізму. Тому передбачено відновлення несучої з допомогою генератора "Г", який системою ФАПЧ підстроюється до частоти пілот-сигналу. Пілот-сигнал виділяється вузькосмуговим фільтром, підсилюється і подається в якості опорного коливання на фазовий детектор кільця ФАПЧ. При цьому відновлена несуча відстежує зміни частоти сигналу і асинхронізм відсутній. Але при завмираннях ПС синхронізація генератора порушується. Тому в ньому передбачено запам'ятання частоти пілот-сигналу на декілька секунд.

Загальним недоліком розглянутої схеми є те, що смуга пропускання фільтра ОСС і фільтра пілот-сигналу повинна бути розширена на величину відходу частоти сигналу. Наприклад, при зв'язку з літаками відхід частоти сигналу внаслідок ефекту Допплера може досягати  $\pm 50 - 80$  Гц. Розширення смуг пропускання призводить до погіршення завадостійкості, особливо тракту відновлення несучої по пілот-сигналу.

На рис. 4 приведена схема тракту прийому ОСС, в якій пілот-сигнал використовується для автоматичної підстройки гетеродина перетворювача частоти. При цьому проміжна частота буде сталою і у розширенні смуги пропускання фільтра ОСС немає необхідності. Але смуга пропускання фільтра ПС залишається широкою (практично  $200 - 300$  Гц).

В якості відновленої несучої використовуються коливання  $f_{МН} = f_{пч}$ , які формуються у синтезаторі частот.

Радіоприймачі ОСС зазвичай будуються для прийому сигналів як нижньої, так і верхньої бічних смуг. Тому вимоги до характеристик їх загального тракту прийому такі ж, як і у приймачах сигналів АЗЕ.

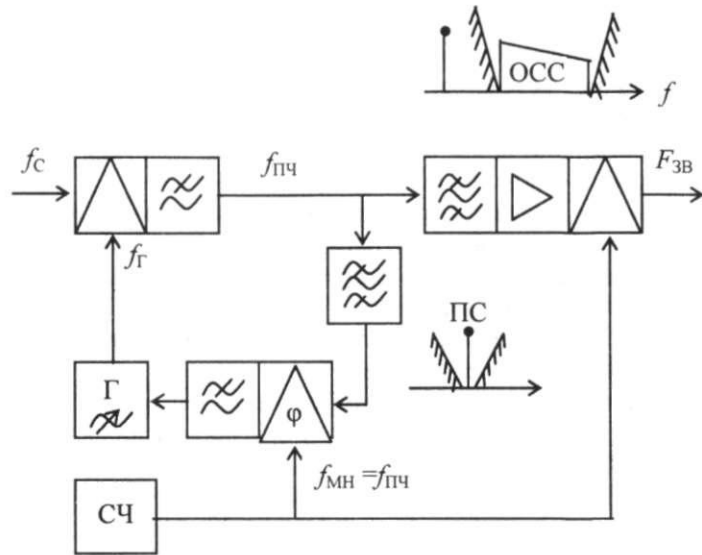


Рис. 4

### 3. Завадостійкість і чутливість прийому односмугових сигналів

Узагальнений вираз прийому ОСС складає:

$$q'_{\text{ОСС}} = 1.$$

Це пояснюється двома причинами.

1. Смуга пропускання тракту прийому ОСС до демодулятора і після нього однакові і спряжені зі спектром сигналу

$$\Delta F_{\text{вх}} = \Delta F_{\text{вих}} = \Delta F_{\text{с}}.$$

2. Демодулятор ОСС являє собою лінійну систему. Тому (при  $\Delta F_{\text{вх}} = \Delta F_{\text{вих}}$ ) співвідношення сигнал/шум на його вході і виході не змінюється. Звідси коефіцієнт  $\xi$  у формулі чутливості дорівнює

$$\xi = \frac{1}{q'_{\text{ОСС}}} = 1,$$

тобто чутливість приймачів ОСС приблизно в 3 рази вище чутливості приймачів сигналів АЗЕ.

### Питання для власного контролю та повторення

1. Чому односмуговий сигнал не детектується амплітудним або частотним детектором?
2. Які види спотворень сигналу характерні для гетеродинного способу демодуляції?
3. Що таке асинхронізм при прийомі односмугових сигналів?
4. Які способи відновлення несучої використовуються в радіоприймачах ОСС?
5. В яких випадках несуча відновлюється з використанням пілот-сигналу?



## ТРАКТИ ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ З ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

В професійних системах радіозв'язку сигнали з частотною модуляцією у діапазоні частот від 20 до 60 МГц, тобто, в основному, діапазоні УКХ. Це пояснюється головним чином тим, що в цьому діапазоні можуть бути виділені порівняно широкі смуги частот, які необхідні для ЧМ сигналів. У професійному радіозв'язку смуга частот, яка виділяється на один радіоканал, складає 25 кГц.

### 1. Структурна схема тракту прийому сигналів з частотною модуляцією

Узагальнена структурна схема тракту прийому ЧМС зображена на рис. 1.



Рис. 1

Загальний тракт прийому (ЗТП) має звичайну структуру, тобто супергетеродин з одним або двома перетвореннями частоти. Він забезпечує прийом сигналів в заданому діапазоні частот, необхідну чутливість, односигнальну і багатосигнальну вибірковість приймача. Особливостями ЗТП є широка смуга пропускання, а також, специфічні вимоги до амплітудночастотної і фазочастотної характеристик. Це обумовлено частотною модуляцією і широким спектром частот приймаемого сигналу.

На вході часткового тракту зазвичай встановлюється фільтр зосередженої вибірковості (ФЗВ), який забезпечує вибірковість приймача по сусідніх каналах прийому (основну вибірковість).

Підсилювач проміжної частоти (ППЧ) призначений для компенсації ослаблення сигналу у ФЗВ і, крім цього, він забезпечує підсилення сигналу до рівня, який у 2 – 3 рази перебільшує поріг обмеження амплітудного обмежувача (АО).

Амплітудний обмежувач призначений для усунення паразитної модуляції сигналу, яка виникає у передавачі, приймачі і внаслідок дії

завад. В якості обмежувача можуть використовуватись один або декілька каскадів ППЧ, які встановлюються у режим обмеження.

Частотний детектор здійснює перетворення ЧМ сигналу в первинний телефонний сигнал. Використовуються різні схеми частотних детекторів, але загальними вимогами до їх характеристик є **висока крутизна, широка лінійна ділянка і стабільність нульової точки амплітудної характеристики.**

Підсилювач звукової частоти (ПЗЧ) має звичайне призначення, тобто підсилення і фільтрацію первинного сигналу.

### 2. Вимоги до характеристик тракту прийому приймачів ЧМ сигналів

#### 2.1. Смуга пропускання

Смуга пропускання приймача визначається шириною спектра сигналу та нестабільністю частоти радіолінії

$$\Delta F_{\text{пр}} = \Delta F_{\text{с}} + 2\Delta f_{\text{рл}} \quad (1)$$

Відомо, що спектр ЧМ сигналу має дві бічні смуги, які теоретично складаються із безмежної кількості складових. Але реальна ширина спектра визначається за формулою Манаєва

- |                                  |  |
|----------------------------------|--|
| а) при $m_{\text{чм}} \leq 0,5$  | $\Delta F_{\text{с}} \approx 2F_{\text{макс}}$ ;                     |
| б) при $m_{\text{чм}} \approx 1$ | $\Delta F_{\text{с}} \approx 2F_{\text{макс}} (1 + m_{\text{чм}})$ ; |
| в) при $m_{\text{чм}} \gg 1$     | $\Delta F_{\text{с}} \approx 2F_{\text{макс}} m_{\text{чм}}$ .       |

В радіолініях військового зв'язку використовується при розрахунках співвідношення (б).

Смуга пропускання приймача реалізується у ФЗВ часткового тракту прийому. Крім смуги пропускання до ФЗВ пред'являються вимоги рівномірності АЧХ в смузі пропускання та високого коефіцієнта прямокутності –  $K_{\Gamma(60\text{дб})} \leq 2$ .

#### 2.2. Коефіцієнт підсилення

Коефіцієнт підсилення лінійної частини тракту прийому (до амплітудного обмежувача) повинен бути таким, щоб при рівні сигналу

на вході приймача, який дорівнює чутливості  $E_{A0}$ , на вході обмежувача була напруга у 2 – 3 рази більша за його поріг обмеження  $U_{A0}$ . Тому

$$K_{ЛТр} = \frac{(2 \div 3)U_{A0}}{\sqrt{2} E_{A0}} K_{ЗАП}, \quad (2)$$

$K_{ЗАП} = 10 - 20$  – запас підсилення.

### 2.3. Вплив нерівномірності АЧХ і ФЧХ тракту прийому на спотворення ЧМ сигналу

Вибіркові системи тракту прийому, через які проходить сигнал, не є ідеальними і можуть викликати спотворення сигналу.

Так, нерівномірність АЧХ тракту прийому призводить до появи паразитної амплітудної модуляції сигналу (рис. 2). Очевидно, що чим більше девіація частоти  $\Delta\omega_M$ , тим більшу глибину має паразитна АМ сигналу.

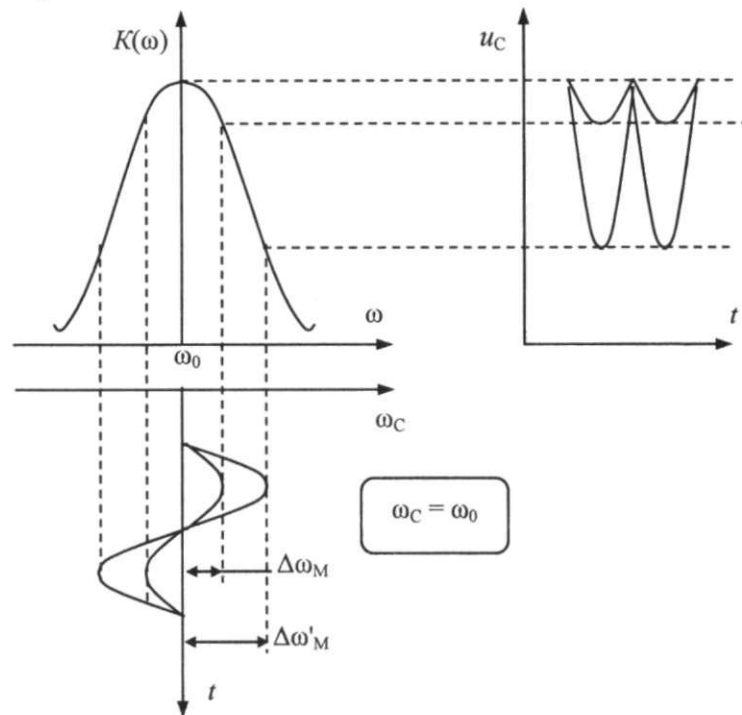


Рис. 2

Модуляція виникає також при розстройці частоти сигналу відносно  $\omega_0$  (рис. 3). Усунення паразитної АМ сигналу здійснюється за допомогою амплітудного обмежувача. Для цього напруга сигналу на вході обмежувача повинна бути у 2 – 3 рази більшою ніж поріг обмеження.

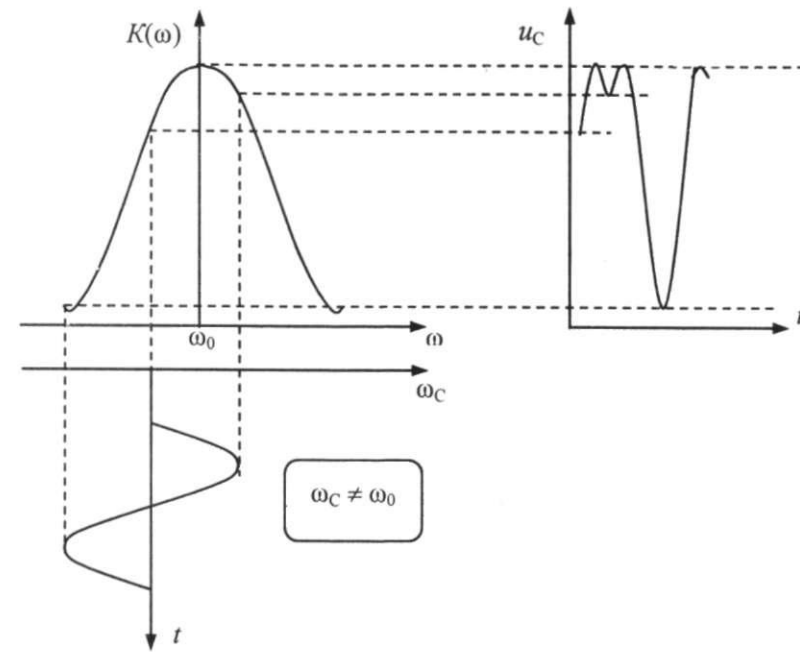


Рис. 3

Нерівномірність ФЧХ тракту прийому може викликати нелінійні спотворення сигналу внаслідок зміни закону модуляції його частоти.

Нехай, на вході тракту діє напруга ЧМ сигналу:

$$u_{ВХ}(t) = U_{mВХ} \cos \varphi_{ВХ} = U_{mВХ} \cos [\omega_0 t + \psi(t)]. \quad (3)$$

У виразі (3)  $\psi(t)$  зміна фази сигналу, яка обумовлена модуляцією частоти.

Миттєва кутова частина сигналу є

$$\omega_{ВХ}(t) = \frac{d\varphi_{ВХ}}{dt} = \omega_0 + \frac{d\psi(t)}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega(t). \quad (4)$$

На виході тракта фаза сигналу буде відрізнятися від  $\varphi_{\text{ВХ}}$  на величину фазового зсуву  $\varphi(t)$ . При цьому миттєве значення кутової частоти на виході тракта буде

$$\omega_{\text{ВХ}}(t) = \omega_{\text{ВХ}}(t) + \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega(t) \frac{d\varphi(t)}{dt}. \quad (5)$$

Якщо ФЧХ лінійна в межах зміни частоти сигналу то

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \Delta\Omega = \text{const},$$

тобто частота сигналу на виході тракта прийому буде мати деякий зсув

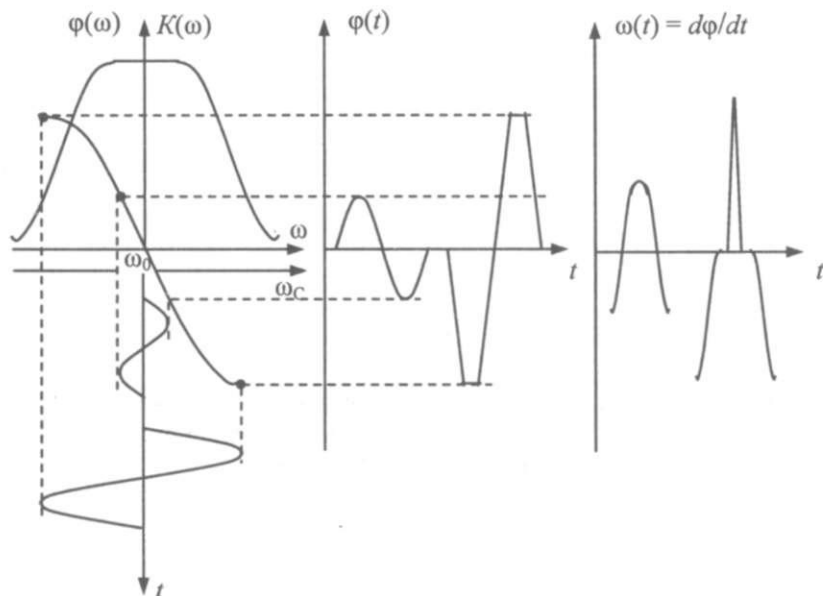


Рис. 4

Нелінійність ФЧХ призводить до зміни величини  $\Delta\Omega$  і закону модуляції сигналу.

### 3. Завадостійкість і чутливість прийому сигналів із ЧМ

При прийомі ЧМ сигналів завадостійкість визначається впливом завад на фазу сигналу. Наприклад, при дії у тракті прийому зосередженої завади вона призводить до зміни як амплітуди, так і фази результуючого коливання сигналу і завади з частотою  $\Omega = \omega_3 - \omega_c$  (рис. 5).

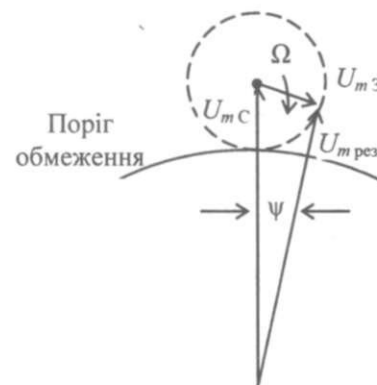


Рис. 5

Амплітудні зміни усуваються за допомогою амплітудного обмежувача, поріг якого повинен бути не більше, як  $U_{\Lambda 0} \leq U_{mс} - U_{mз}$ .

Зміна фази  $\psi$  (а, відповідно, і частоти) під дією завади представляє собою паразитну частотну модуляцію, яка викликає нелінійні спотворення до модульованого сигналу.

Завадостійкість системи прийому сигналів з ЧМ оцінюється за допомогою узагальненого виграшу, який залежить від коефіцієнта модуляції  $m_{\text{ЧМ}} = \Delta f_m / F_{\text{МАКС}}$ . Теорія доводить, що при дії синусоїдальної флюктуаційної і імпульсної завад узагальнений виграш відповідно складає

$$q'_{\text{СН}} = m^2_{\text{ЧМ}}; \quad q'_{\text{ФЛ}} = 3m^2_{\text{ЧМ}}; \quad q'_{\text{ІМП}} = 4m^2_{\text{ЧМ}}.$$

Оскільки, коефіцієнт частотної модуляції може значно перебільшувати одиницю, то і виграш у відношенні сигнал/завада на виході тракта прийому, відносно цього відношення на вході, може бути

значним але для систем військового радіозв'язку важливе інше. В цих системах застосовується вузькосмугова частотна модуляція з індексом модуляції  $m_{\text{ЧМ}} = 1,4 \dots 1,5$ . При цьому виграш, хоча і невеликий, але зберігається до менших співвідношень  $(P_C/P_3)_{\text{вих}}$ , які забезпечуються радіостанціями малої потужності в лініях військового радіозв'язку (рис. 6).

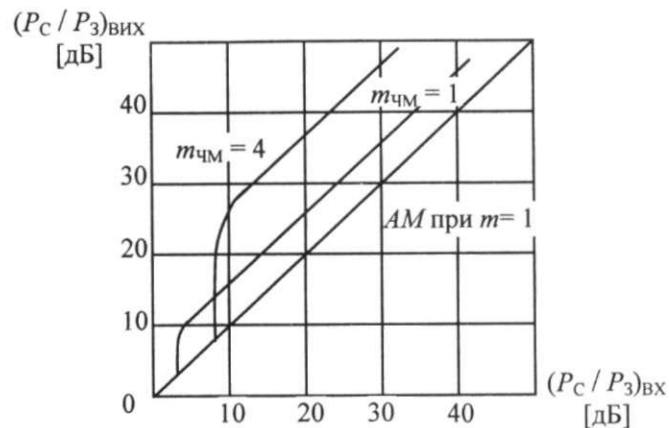


Рис. 6

З урахуванням виграшу  $q'_{\text{фл}}$  може бути отримана формула для чутливості приймача ЧМ сигналів

$$E_{A0} = \frac{\beta}{8\sqrt{3m_{\text{ЧМ}}}} \sqrt{N_{\text{Пр}} \Delta F_{\text{эф[кГц]}} R_A[\text{кОм}]} \quad (6)$$

#### Питання для власного контролю та повторення

1. Чому частотна модуляція сигналу використовується в УКХ діапазоні?
2. Які специфічні вимоги пред'являються до АЧХ і ФЧХ тракту прийому?
3. Як впливає нерівномірність АЧХ тракту прийому на спотворення сигналу?
4. Як впливає нерівномірність ФЧХ тракту прийому на спотворення сигналу?
5. Чому у професійних системах радіозв'язку використовується малий індекс частотної модуляції?

#### ТРАКТИ ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ З ЧАСТОТНОЮ ТА ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

Сигнали з частотною маніпуляцією (F1B, F7B) широко використовуються в військовому радіотелеграфному зв'язку. Це пояснюється високою завадостійкістю радіоліній з частотною маніпуляцією сигналів, що дозволяє використовувати літеродрукуючий зв'язок. Згадаємо деякі характеристики сигналів з ЧМ. Системи радіозв'язку сигналами F1B і F7B є системами з активною паузою. Основні параметри сигналів приведені на рисунках 1 і 2.

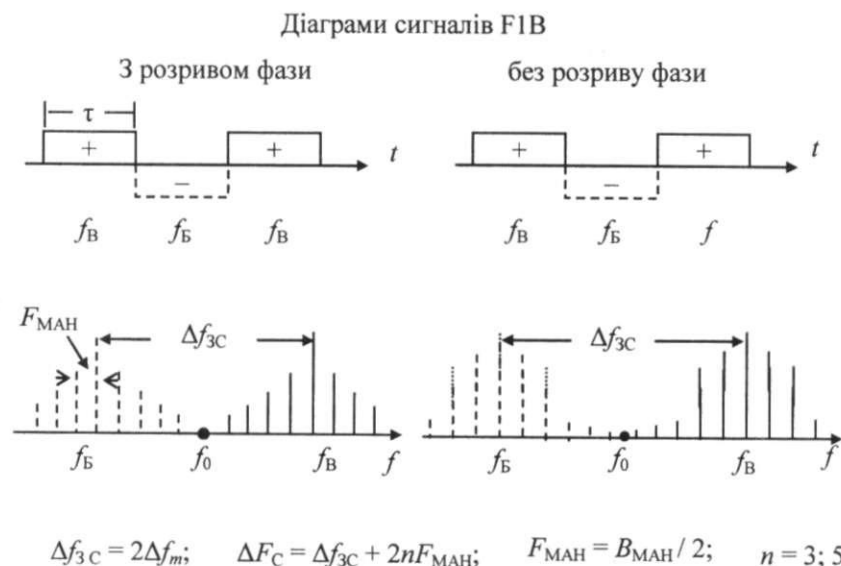


Рис. 1

Параметри спектра сигналів  $\Delta f_{\text{ЗС}}$  і  $F_{\text{МАН}}$  визначають як загальну смугу пропускання приймача, так і смугу пропускання фільтрів, що розділяють частоти при демодуляції. При прийомі сигналів F7B, крім розділення частот при демодуляції повинно здійснюватися розділення каналів, тобто дешифрування сигналу.

Діаграми сигналів F7B

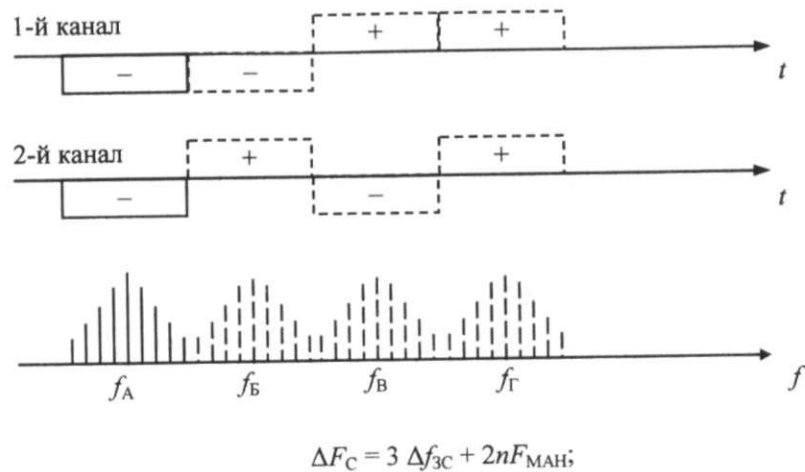


Рис. 2

### 1. Структурна схема тракту прийому сигналів F1B і F7B

Структурна схема тракту прийому приведена на рис. 3.

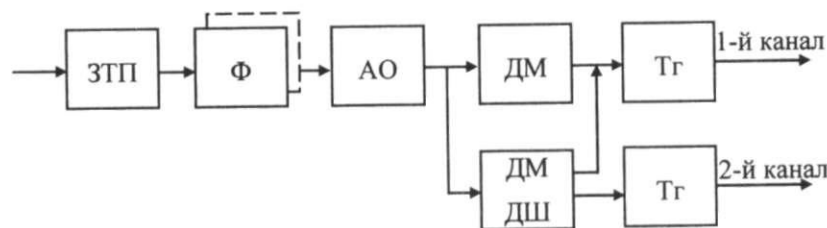


Рис. 3

До демодулятора (ДМ) тракт прийому побудований за схемою ШОВО (Широкосмуговий тракт, Обмежувач, Вузкосмуговий тракт, Обмежувач). Функції широкосмугового тракту і першого обмежувача виконує загальний тракт прийому. Вузкосмуговий тракт реалізує

фільтр (Ф), який називається прохідним. Його смуга пропускання узгоджена зі спектром сигналу, а характеристика вибірковості має високий коефіцієнт прямокутності ( $K_{\Pi} \leq 2$ ). Тому він забезпечує вибірковість приймача по сусідніх каналах прийому. Як елемент системи ШОВО, прохідний фільтр остаточно придушує імпульсну заваду і ослаблює заваду зосереджену за спектром. Смуга пропускання прохідного фільтру розраховується наступним чином:

$$\text{для сигналів F1B} - \Delta F_{\text{ПрФ}} \geq \Delta f_{\text{ЗС}} + 2n\Delta F_{\text{МАН}} + 2\Delta f_{\text{РЛ}}; \quad (1)$$

$$\text{для сигналів F7B} - \Delta F_{\text{ПрФ}} \geq 3\Delta f_{\text{ЗС}} + 2n\Delta F_{\text{МАН}} + 2\Delta f_{\text{РЛ}}. \quad (2)$$

Смуга пропускання загального тракту прийому зв'язана з  $\Delta F_{\text{ПрФ}}$  співвідношенням

$$\Delta F_{\text{ЗТП}} \geq (3-4) \Delta F_{\text{ПрФ}}. \quad (3)$$

Амплітудний обмежувач (АО) вирівнює амплітуди радіоімпульсів натискання і відпускання, а також збільшує співвідношення сигнал/завада при дії зосередженої за спектром завади.

При некогерентному прийомі в якості демодулятора сигналів F1B (ДМ) можуть використовуватись лінійні або фільтрові частотні детектори. Демодулятори сигналів F7B зазвичай будуються за фільтровою схемою з діодним дешифратором каналів. Розділювальні фільтри демодулятора настроюються на частоти  $f_A, f_B, f_B, f_G$ , а їх смуга пропускання визначається з умов припустимих спотворень фронтів імпульсів сигналу  $\Delta\tau / \tau$  і нестабільності частоти радіолінії.

$$\Delta F_{\text{РФ}} \geq \frac{0,4B}{\left(\frac{\Delta\tau}{\tau}\right)_{\text{МАКС}}} + 2\Delta f_{\text{РЛ}}. \quad (4)$$

В сучасних приймачах частотноманіпульованих сигналів використовуються імпульснолічильні та фазові демодулятори, які реалізують автокореляційний прийом.

Тригери, які включені на виході каналів, забезпечують формування фронтів та довжини імпульсів після демодулятора.

Розглянемо принцип демодуляції частотноманіпульованих сигналів фазовим демодулятором.

На рис. 4 показано частину тракту прийому сигналів F1B з фазовим демодулятором.

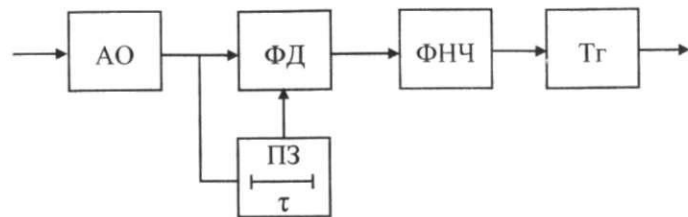


Рис. 4

В якості опорного коливання у фазовому детекторі (ФД) використовуються затримане в пристрої затримки (ПЗ) коливання сигналу.

Для детектування фазовим детектором частотноманіпульованих сигналів необхідно частотний зсув перетворити в фазовий зсув, який розрізняє фазовий детектор. Розглянемо амплітудну характеристику фазового детектора (рис. 5).

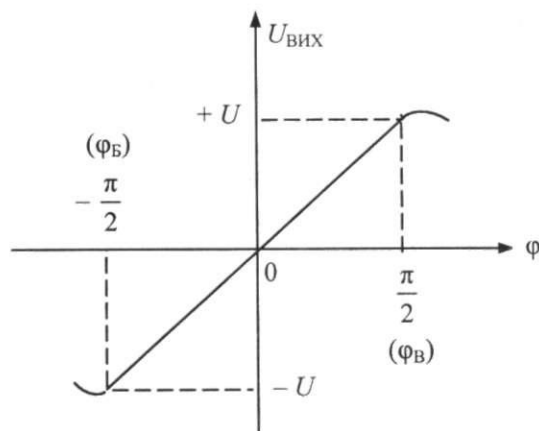


Рис. 5

З рисунку випливає: якщо перетворити частоти маніпуляції  $f_B$  і  $f_C$  в фазові зсуви  $\varphi_B = +\frac{\pi}{2}$  і  $\varphi_C = -\frac{\pi}{2}$  відносно частоти (фази) несучої, то на виході фазового детектора будуть відповідні напруги  $+U$  і  $-U$ .

Необхідний фазовий зсув може бути отриманий шляхом затримки одного сигналу відносно другого на деякий час  $\tau_3$  за допомогою пристрою затримки.

При цьому умову розрізнення імпульсів маніпуляції фазовим детектором можна записати

$$\varphi_B - \varphi_C = 2\pi f_B \tau_3 - 2\pi f_C \tau_3 = \pi, \quad (5)$$

отже із (5) отримаємо

$$2\tau_3(f_B - f_C) = 1; \quad \tau_3 = \frac{1}{2\Delta f_{3C}}. \quad (6)$$

Таким чином, для демодуляції частотноманіпульованих сигналів з різними частотними зсувами необхідно змінювати час затримки. Це легко виконується при реалізації пристрою затримки на регістрі зсуву, в якому час затримки регулюється переключенням кількості розрядів.

Фазовий детектор також може бути виконано в цифрових елементах – суматорах за модулем “2”. Для надійної роботи цифрових елементів синусоїдні коливання радіоімпульсів сигналу попередньо перетворюються на імпульсну послідовність.

## 2. Завадостійкість і чутливість приймачів сигналів F1B і F7B

Завадостійкість прийому сигналів з частотною маніпуляцією при дії імпульсних і зосереджених за спектром завад забезпечується побудовою тракту прийому за схемою ШОВО. Нагадаємо, що вииграш у відношенні сигнал/завада на виході тракту ШОВО тим більше, чим більше співвідношення смуг пропускання широкосмугового і вузькосмугового трактів  $\Delta F_{ШСТ} / \Delta F_{ВСТ}$  і коефіцієнт підсилення вузькосмугового тракту до другого обмежувача.

Завадостійкість при дії флуктуаційних завад оцінюється функцією імовірності помилкового прийому елемента сигналу від співвідношення потужностей сигналу і шуму, тобто  $P_{ПОМ} = f(h^2)$ . Ця функція залежить від способу прийому сигналу (когерентний, некогерентний, автокореляційний) і параметрів каналу.

Так відомо, що при некогерентному способі прийому сигналу F1B в каналі з постійними параметрами

$$P_{ПОМ} = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}},$$

де  $h^2 = \frac{P_c}{P_{ш}} = \gamma$  – потрібне перебільшення сигналу понад завадою на вході демодулятора.

В таблиці 1 приведені дані розрахунків за вказаною формулою, які можуть бути використані для розрахунків чутливості приймача за формулою (7). При цьому приймається:

$$E_{A0(ЧТ)} = \frac{1}{8} \sqrt{N_{Пр} F_{эф} [кГц] R_A [кОм] \gamma} \quad (7)$$

при лінійному детекторі –  $\Delta F_{эф} = \Delta F_{ПрФ}$ ;  
при фільтровому детекторі –  $\Delta F_{эф} = \Delta F_{РФ}$ ;

| $P_{ПОМ}$ | $10^{-1}$ | $10^{-2}$ | $10^{-3}$ | $10^{-4}$ |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| $\Gamma$  | 3.2       | 7.8       | 12.4      | 17.0      |

При інших способах прийому величина  $P_{ПОМ}$  може бути обчислена за формулами, що приведені в першому розділі (стор. 30).

### 3. Загальні відомості про прийом ФМ сигналів

Телеграфний радіозв'язок сигналами з фазовою маніпуляцією є одним з найбільш завадостійких видів радіозв'язку. Особливістю цих сигналів є те, що передача елементів „0” і „1” (натискання і відпускання) здійснюється зміною фази коливання однієї частоти. На рис. 6 показані діаграми сигналів з фазовою і відносною фазовою маніпуляцією, в яких фаза коливання змінюється на  $180^\circ$  (на  $\pi$ ) при зміні полярності первинного сигналу при ФМ і при кожному переході на „мінус”, у сигналі з ВФМ.

Структура спектра цих сигналів подібна спектру сигналу А1А але відсутня несуча (при передачі точок).

Загальний принцип прийому сигналів з ФМ є в тому, що на фазовому детекторі порівнюються фази елемента сигналу з фазою місцевого (опорного) генератора, коливання якого когерентні з коливаннями одного з елементів (натискання або відпускання).

Відомі такі генератори, які побудовані за схемами Сіфорова, Пістолькорса та інші. Але випадкові скачки фази коливань цих генераторів не дозволяють реалізувати такий принцип прийому. Тому практичне застосування в радіозв'язку мають сигнали з відносною

фазовою маніпуляцією. При прийомі сигналів ВФМ рішення про знак елемента сигналу приймається на основі порівняння фази елемента, що приймається і попереднього елемента. Наприклад, при способі маніпуляції, який показано на рис.6, б знак елемента, що приймається визначається за правилом: якщо фаза елемента, що приймається і попереднього елементів не співпадають (0,  $\pi$ ;  $\pi$ , 0), то приймається від'ємний елемент; якщо фази однакові, то приймається додатний елемент.

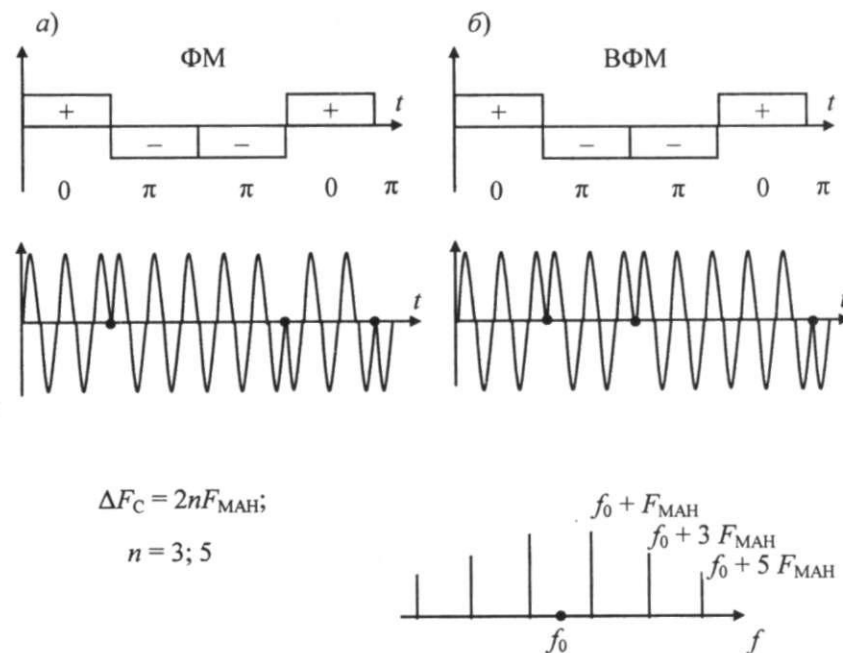


Рис. 6

За методом порівняння фази елементів сигналу і прийняття рішення про знак елемента розрізняють два методи прийому ВФМ сигналів:

- метод порівняння фаз;
- метод порівняння полярностей.

Найбільш широке використання знайшов перший метод як більш простий в реалізації.

#### 4. Структурна схема тракту прийому сигналів ВФМ

На рис. 7 приведена структурна схема тракту прийому сигналів ВФМ, яка реалізує метод порівняння фаз.

До фазового детектора (ФД) загальний тракт прийому (ЗТП) будується за схемою ШОВО. Його особливістю є висока лінійність фазочастотної характеристики.

**Примітка.** Тракт прийому до демодулятора може бути загальним для сигналів як частотної так і фазової телеграфії. При прийомі різних сигналів змінюються вузькосмугові (прохідні) фільтри.

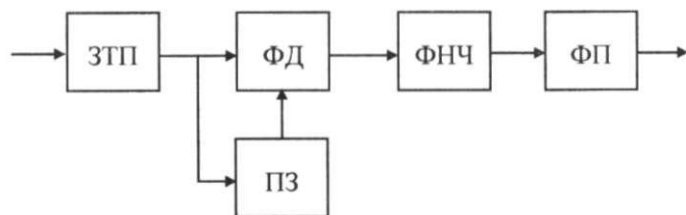


Рис. 7

Фазовий детектор (ФД) є елементом, в якому порівнюються фази приймаемого і затриманого у пристрої затримки (ПЗ) елементів сигналу. У ПЗ сигнал затримується на довжину послідовності так, що  $i$ -я і  $i-1$  послідовності подаються на ФД одночасно, тобто  $\tau_{\text{затр}} = \tau_c$ .

Фільтр нижчих частот (ФНЧ) здійснює усереднення результатів перемноження сигналів, тобто утворення посилок сталого струму.

У формуючому пристрої (ФП) формуються параметри телеграфних посилок, які необхідні для кінцевого пристрою.

В сучасних радіоприймачах ФД і ПЗ виконуються на цифрових елементах – суматорах за модулем 2 і регістрів зсуву.

Метод порівняння фаз відноситься до методу автокореляційного прийому, оскільки опорним коливанням у ФД є затриманий сигнал. Для цього методу завадостійкість по відношенню до флуктуаційних завад визначається формулами (дивись перший розділ):

$$\text{– у каналі з постійними параметрами } P_{\text{пом}} = \frac{1}{2} e^{-h^2};$$

$$\text{– у каналі зі змінними параметрами } P_{\text{пом}} = \frac{1}{2(1+h_0^2)}, \text{ тобто вища}$$

за радіоканали з частотною маніпуляцією сигналу при некогерентному прийомі. Це пояснюється наступним.

Завади діють на фазовий детектор по двох гілках: з тракту прийому і від пристрою затримки. Однак внаслідок того, що вони рознесені в часі на довжину послідовності  $\tau_c$  пристроєм затримки їх функція кореляції близька до нуля і у фільтрі нижчих частот (які є інтегратором) вони придушуються.

Чутливість радіоприймачів сигналів G1B розраховуються також за формулою (7). Ефективна смуга пропускання  $\Delta F_{\text{еф}}$  визначається смугою пропускання прохідного фільтра схеми ШОВО.

#### Питання для власного контролю та повторення

1. Як функціонує схема ШОВО при дії зосереджених за часом та за спектром завад?
2. Які складові спектру сигналів F1B і F7B визначають смугу пропускання прохідного фільтру?
3. На чому базуються можливість детектування частотно-маніпульованих сигналів фазовим детектором?
4. Чому в радіозв'язку не використовується пряма фазова маніпуляція сигналів?
5. В чому полягає демодуляція сигналів ВФМ методом порівняння фаз?



## РОЗДІЛ IV. РАДІОПРИЙМАЛЬНІ ПРИСТРОЇ З ЦИФРОВОЮ ОБРОБКОЮ СИГНАЛІВ

### ОСОБЛИВОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ В РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЯХ МЕТОДІВ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ

#### 1. Загальні відомості

У залежності від способу передачі інформації розрізняють два види цифрових РПП (ЦРПП):

- 1) для прийому цифрових сигналів;
- 2) для прийому аналогових сигналів з наступним перетворенням їх у прийомному тракті в цифрову форму.

ЦРПП другого виду входять до складу системи передачі інформації, що уступає по характеристиках цифровій системі. Через економічну недоцільність повної заміни існуючих аналогових систем (радіомовлення, телебачення, радіозв'язку і т.д.) цифровими комбіновані системи також знаходять застосування. Очевидно, у цьому випадку до складу радіоприймального тракту необхідно ввести спеціалізований аналого-цифровий перетворювач (АЦП), у якому і здійснюється перехід від аналогового сигналу до цифрового. Якщо споживач інформації адаптований до аналогової її форми, то сигнал з виходу РПП повинний надходити на зворотний цифро аналоговий перетворювач (ЦАП), функції якого протилежні функціям АЦП. Тому що цифрова обробка вимагає досить великих рівнів сигналів, в обох видах приймачів необхідне посилення прийнятого сигналу. Ця функція РПП сполучається з функцією попередньої вибірконості, що забезпечує придушення частини поза смугових завад, і зосереджується в аналоговій частині прийомного тракту (АЧПТ).

На практиці в ряді випадків характеристики АЧПТ виявляються недостатніми для якісної роботи цифрових пристроїв, у тому числі АЦП. Тоді до складу АЧПТ вводять перетворювач частоти, а цифрову обробку сигналу починають у тракті проміжної частоти. Таким чином, у ЦРПП може входити тільки частина функціональних блоків РПП для чисто цифрових систем передачі інформації. Тому принципи цифрової обробки в РПП будемо розглядати, починаючи з АЦП.

У сучасній техніці радіоприйому освоєні деякі види цифрової обробки інформації. Умовно їх можна розділити на дві групи. До першої відноситься цифрова обробка, здійснювана безпосередньо за допомогою розрахунків на ЕЦОМ. Вхідні і вихідні сигнали в цьому випадку є циф-

ровими, а всі операції здійснюються з використанням машинних кодів. Відомі алгоритми подібної обробки з метою фільтрації, демодуляції, придушення завад, поліпшення відношення сигнал/шум і т.д. Широке впровадження таких методів у ряді областей радіотехніки не завжди можливо через недостатню швидкість сучасних ЕЦОМ, не здатних здійснити обробку сигналів у реальному масштабі часу. Тому ці методи знаходять застосування тільки тоді, коли припустимо збільшення часу для подальшої обробки інформації. Н інших випадках у ЦРПП використовується комбінація апаратних і обчислювальних методів обробки цифрових сигналів.

Розглянемо структуру ЦРПП з АЦП (рис. 1). Сигнал з АЧПТ надходить на АЦП, потім він обробляється в цифровій частині прийомного тракту (ЦЧПТ). Тут здійснюються основні функції РПП (вибірковість і демодуляція), а також додаткові (компенсація і придушення перешкод різних видів, оптимальна фільтрація, додавання сигналів при роботі декількох РПП у складі одного приймального комплексу, формування сигналів управління, що синхронізують роботу ЦЧПТ, і т.д.). Вихідний сигнал з цифрового виходу подається на пристрій реєстрації (РП) чи заноситься в пам'ять ЕЦОМ. Для одержання аналогового сигналу перед кінцевим пристроєм (КП) включається ЦАП разом з ФНЧ. За допомогою цих вузлів здійснюється відновлення форми сигналу по його дискретним відлікам.

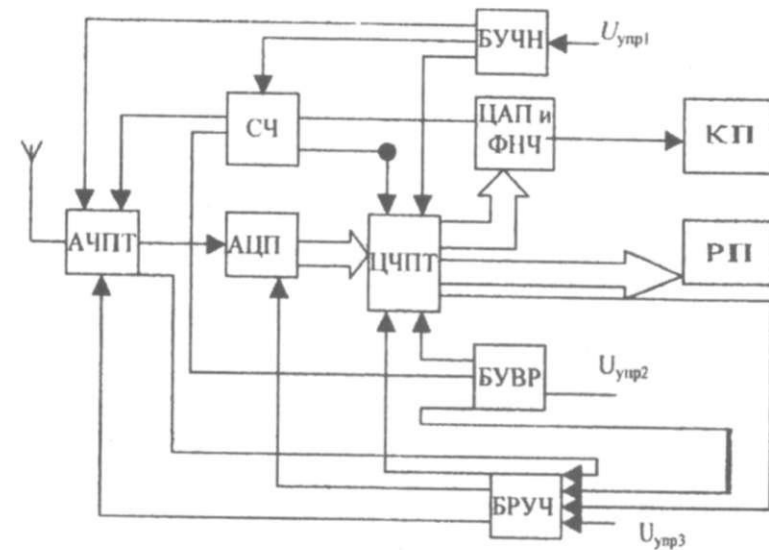


Рис. 1

До інших пристроїв (блоків) ЦРПП відносяться блоки:

1) цифрового управління частотою настроювання (БУЧН, що зв'язаний із синтезатором частоти (СЧ)); управління частотою може здійснюватися як вручну, так і автоматично, наприклад по визначеній адаптивній чи "жорсткій" програмі;

2) цифрового регулювання підсилення і чутливості (БРПЧ), що може здійснюватися як в автоматичному режимі, так і вручну; у порівнянні з аналоговими РПП функції цієї частини структурної схеми розширені насамперед у напрямку автоматичного регулювання рівня на вході АЦП, при якому забезпечується найбільш вигідний режим його роботи;

3) цифрового управління видом роботи (БУВР), за допомогою якого змінюється вид демодуляції, а також обробки, передбаченої для даного радіосигналу або використання РПП у радіоприймальному комплексі.

Використання структури ЦРПП дозволяє успішно реалізувати нові принципи радіоприйому: багатоканальний прийом за допомогою одноканального приймального комплексу, а також комплексування декількох ЦРПП в одну приймальну систему. Так, якщо в ЦЧПТ циклічно перебудовувати цифровий фільтр (ЦФ), змінюючи відповідно його параметри, то на виході цифрового демодулятора будуть послідовно з'являтися сигнали всіх каналів, що лежать у смузі пропускання АЧПТ. Таким чином, за допомогою одноканального РПП удається здійснити функції багатоканального пристрою, що працює в режимі часового ущільнення. Час, протягом якого здійснюється опитування каналів, називають періодом дискретизації  $T$ , а розглянутий режим роботи - мультиплексним. Очевидно, що в цьому режимі для забезпечення  $m$  - канального прийому необхідно в  $m$  раз прискорити обробку інформації в кожному з каналів. Можливий і інший метод обробки багатоканальної інформації: ведеться обробка серії відліків коливань одного каналу, після чого до кінця серії змінюються параметри ЦФ і здійснюється обробка коливань наступного каналу і т.д. Інформація про величини відліків зберігається в пам'яті ЕЦОМ.

Перехід до передачі й обробки сигналів у цифровій формі має переваги, що полягають у малих перекручуваннях сигналу і, отже, у високій якості відтворення інформації, можливості побудови трактів передачі інформації на основі обмеженого набору уніфікованих вузлів і елементів, що забезпечує їхню технологічність і надійність, можливості додаткової обробки і відображення інформації, що дозволяє підвищувати заводозахищеність і надійність радіоканалів.

## 2 Аналого-цифрові перетворювачі для радіоприймальних пристроїв

Аналого-цифровий перетворювач є важливим вузлом ЦРПП, багато в чому визначальним якість його роботи і граничні можливості. У будь-якому випадку цифровому пристрою, що реалізує той чи інший алгоритм обробки інформації, — цифровому процесору (ЦП) передусім АЦП, у якому безупинний процес дискретизується за часом із кроком  $\Delta t$  і за рівнем (амплітуди) із кроком  $\Delta u$ . Крок часової дискретизації намагаються вибирати за виразом  $\Delta t \leq 1/2f_0$ , де  $f_0$  — середня частота в спектрі дискретизуемого сигналу. Крок дискретизації та квантування за рівнем  $U_m$  зазвичай вибирають рівномірним, при цьому пороги квантування, число яких

$$r = (u_{\text{МАКС}} - u_{\text{МИН}}) / \Delta u, \quad (1)$$

де  $u_{\text{МАКС}}$  і  $u_{\text{МИН}}$  — максимальна і мінімальна амплітуди дискретизуемого сигналу, розбивають інтервал  $(u_{\text{МАКС}}, u_{\text{МИН}})$  на  $(r + 1)$  підінтервалів — рівнів квантування. Відлік безупинного процесу в АЦП перетворюється в двійковий код з  $m$  розрядів, кожний з яких представлений нулем чи одиницею. Число розрядів визначається числом рівнів квантування

$$m = \lceil \log(r + 1) \rceil, \quad (2)$$

де  $\lceil x \rceil$  означає найближче ціле число, не менше  $x$ .

Найменше число рівнів квантування і відповідно найменше число розрядів буде при дворівневому чи бінарному квантуванні. У цьому випадку апаратура цифрової обробки найбільш проста, однак втрати інформації найбільші.

При когерентній обробці, коли потрібно здійснювати цифрову фільтрацію сигналів, когерентну компенсацію перешкод, число рівнів квантування потрібно збільшувати, щоб зменшити по можливості перекручування (через квантування) сигналів і завад. На практиці число вибирають  $\Delta u = u_{\text{МИН}} \approx \sigma_{\text{ш}}$ , де  $\sigma_{\text{ш}}^2$  — дисперсія власного шуму приймача, при цьому згідно виразу (1) число порогів квантування  $r = d - 1$ , де  $d = u_{\text{МАКС}} / \sigma_{\text{ш}}$  динамічний діапазон аналогової частини приймача. Звідси і з виразу (2) знаходимо необхідне число розрядів двійкового коду і відповідно число розрядів АЦП:

$$m = \lceil \log_2(d) \rceil. \quad (3)$$

### 3. Цифрові фільтри

Цифрові фільтри (ЦФ) можуть бути виконані по рекурсивній і нерекурсивній схемах. Узагальнена структурна схема ЦФ представлена на рис. 2.

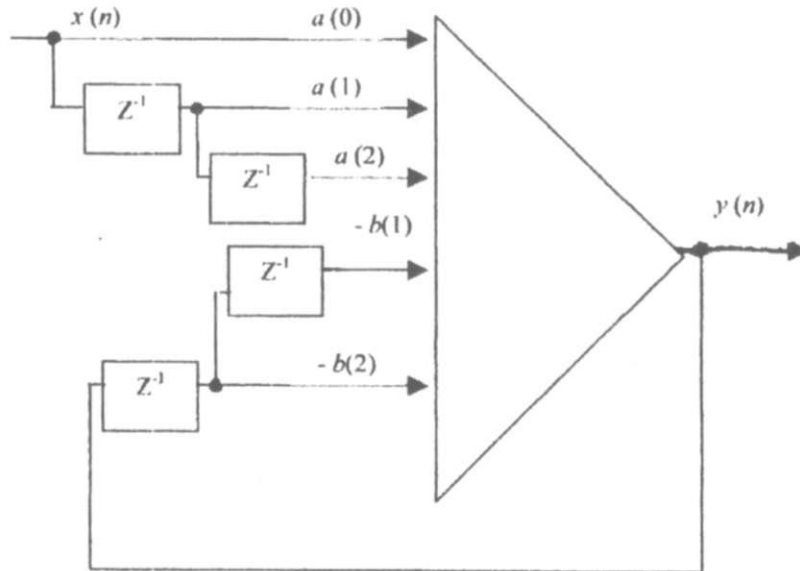


Рис. 2

У рекурсивних фільтрах вихідний сигнал залежить не тільки від значень вхідного сигналу в даний момент, але і від значень вихідного сигналу в попередні моменти часу. Залежність між вихідними і вхідними сигналами в цифрових фільтрах у загальному випадку виражається, лінійним різницевою рівнянням виду

$$y(n) = \sum_{i=0}^L a(i)x(n-i) - \sum_{i=0}^N b(i)y(n-i) \quad (4)$$

де  $x(n)$  - вхідний сигнал у момент  $t_n$ ;  
 $y(n)$  - вихідний сигнал у момент  $t_n$ ;  
 $a(i)$ ,  $b(i)$  - вагові коефіцієнти.

Рекурсивні фільтри називають ще фільтрами з нескінченною пам'яттю чи з нескінченною імпульсною характеристикою (БИХ - фільтри), оскільки в них зберігається вся "історія" вхідної послідовності. Реалізація рекурсивних фільтрів вимагає застосування зворотних зв'язків, а значить вживання додаткових заходів по забезпеченню їхньої стійкості. Прикладом рекурсивного фільтру першого порядку є цифровий рециркулятор.

У випадку, коли всі коефіцієнти  $b(i)$  у виразі (4) дорівнюють нулю  $y(n) = \sum_{i=0}^L a(i)x(n-i)$  не залежить від значень вихідного сигналу в

попередні моменти часу. Цифрові фільтри, що реалізують цей алгоритм, називаються не рекурсивними чи фільтрами з кінцевою пам'яттю (КИХ - фільтри). Реалізація їх не вимагає використання зворотних зв'язків і тому такі фільтри завжди стійкі. Це є їхньою перевагою перед рекурсивними ЦФ. Недоліком рекурсивних ЦФ є нагромадження помилок, тому що при обчисленні наступних відліків вихідного сигналу використовуються неточно отримані (через кінцеве число розрядів обчислювального пристрою) попередні відліки. Перевага рекурсивних ЦФ полягає в тому, що для їхньої реалізації потрібно зазвичай набагато менше елементів, чим для еквівалентних їм (з погляду характеристик) не рекурсивних ЦФ. Частотна характеристика ЦФ визначається співвідношенням

$$K(f) = \left[ \sum_{i=0}^L a(i) \exp(-j2\pi f T_{II} i) \right] / \left[ 1 + \sum_{i=0}^N b(i) \exp(-j2\pi f T_{II} i) \right] \quad (5)$$

Необхідний вид частотної характеристики забезпечується вибором значень вагових коефіцієнтів  $a(i)$  і  $b(i)$ .

# ПРИКЛАДИ ПОБУДОВИ ПРОФЕСІЙНИХ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИБОРІВ З ЦИФРОВОЮ ОБРОБКОЮ СИГНАЛІВ

## 1. Зв'язувальний радіоприймач IC-R71 (Icom Inc.)

**Структурна схема радіоприймача.** Приймач виконаний за супергеродиною схемою з подвійним перетворенням частоти. Весь діапазон робочих частот – від 100 кГц до 30 МГц – розбитий на ряд піддіапазонів. Крок сітки частот – 10 Гц, номінали проміжних частот становлять: 1-а ПЧ–70,4515 МГц, 2-а ПЧ–9,0115 МГц. Чутливість приймача (при включеному попередньому підсилювачі) залежно від виду роботи коливається в межах від 0,15 мкВ при відношенні сигнал-шум 10 дБ для АЗЛ, СW, RTTY до 0,5 мкВ для режиму прийому АМ сигналів. Вибірковість по сусідньому каналі – не менш 60 дБ. Стабільність частоти менше 200 Гц після включення за період часу від 1 хв до 60 хв і менше 30 Гц після 1-ї години роботи. При зміні температури від 0 до +50°C відхилення частоти становить не більше 50 Гц.

Приймач побудований по модульному принципі, що дозволяє змінювати його структуру. Конструктивно ПРПП складається з наступних модулів: ВЧ секція, основна секція, секція синтезатора частот і мікропроцесорна секція. Також є можливість підключення додаткової ЧМ секції.

Функціональна схема приймача (див. рис. 1) типова для професійних РПП. Вона містить у собі головний тракт прийому (ГТП), вихідні пристрої (ВП), синтезатор частот (СЧ), блок керування (БК), блок живлення (БЖ) і пульт керування (ПК).

**Головний тракт прийому** здійснює основну селекцію, підсилення й перетворення сигналу. ГТП можна розділити на наступні блоки: преселектор (П), тракт першої проміжної частоти (ПЧ), тракт другої проміжної частоти і система придушення завад (СПЗ).

*Преселектор* (рис. 1) складається з ряду смугових фільтрів (СФ) по числу піддіапазонів і модернізованого аттенюатора. При прийомі потужність сигналу може мінятися в широких межах, тому передбачено можливість його послаблення або підсилення. Після попередньої фільтрації сигнал надходить або на аттенюатор, де послабляється на 20 дБ, або на широкополосний малошумлячий підсилювач (МШП) для збільшення рівня сигналу, або безпосередньо на перетворювач частоти. СФ вибирається командою з мікропроцесорного пристрою. Модернізований аттенюатор являє собою паралельно включені МШП з коефіцієнтом підсилення 10 дБ і аттенюаторів (Атт) з коефіцієнтами послаблення 0 і 20 дБ.

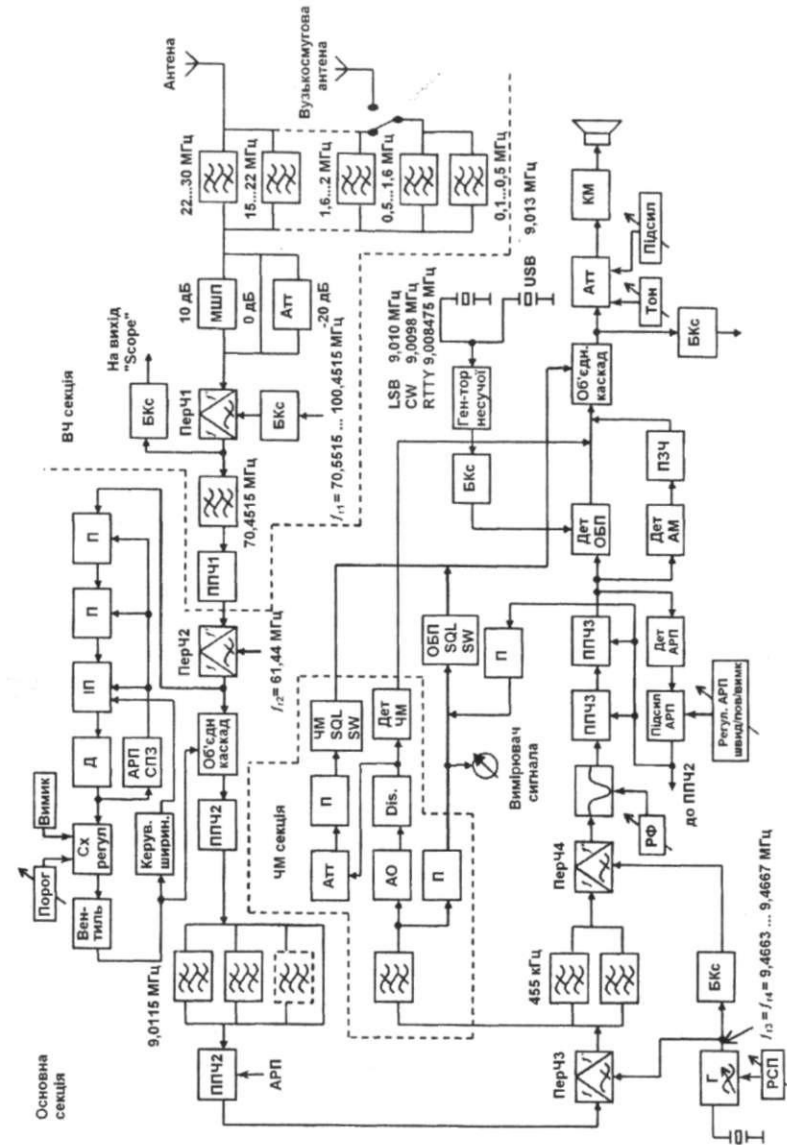


Рис. 1

Перемикання між МШП й аттенюаторами виробляється мікропроцесором залежно від положення перемикача на передній панелі приймача. МШП побудований за двотактною схемою на малошумлячих польових транзисторах 2SK125.

Тракт першої ПЧ складається з перетворювача частоти (ПерЧ1), смугового фільтра, налаштованого на першу ПЧ, і підсилювача першої ПЧ (ППЧ1). ПерЧ1 побудований по подвійній балансовій схемі на малощумлячих польових транзисторах 2SK125 для збільшення чутливості приймача й забезпечення високих вимог до його лінійності й коефіцієнта шуму. Використання подвійних балансових змішувачів на польових транзисторах дозволило розширити динамічний діапазон до 105 дБ. До змішувача через буферний підсилювач БПЗ з синтезатора частот СЧ підводить коливання першого гетеродина із частотою  $f_{Г1} = 70,5515... 100,4515$  МГц, в результаті на виході змішувача утвориться сигнал першої ПЧ 70,4515 МГц. Буферний підсилювач виконаний на біполярному транзисторі 2SC2053 і містить у вихідному ланцюзі ФНЧ для забезпечення необхідної спектральної чистоти напруги гетеродина. Попередня селекція виконується двома монолітними СФ на 70,4515 МГц, що знаходяться перед ППЧ1. Смуга пропускання цих фільтрів обрана по самому широкополосному сигналі. Резонансний ППЧ1, виконаний на малощумлячому польовому транзисторі 3SK74М, підсилює сигнал першої ПЧ, що далі надходить у тракт другої ПЧ.

Тракт другої ПЧ включає: 2-й ПерЧ (ПерЧ2), кварцові фільтри, що перемикаються, з різними смугами пропускання (500 Гц, 2,3 кГц, 2,8 кГц), підсилювач другої ПЧ (ППЧ2). У цьому тракті забезпечується перетворення сигналу на другу ПЧ, його підсилення, основна селекція й боротьба з завадами.

В ПерЧ2, виконаному по подвійній балансовій схемі на інтегральній мікросхемі ND487C1-3R, сигнал змішується з коливанням другого гетеродина із частотою  $f_{Г2} = 61,44$  МГц, що надходить від синтезатора частот. Основна селекція забезпечується 3 кварцовими фільтрами, що перемикаються, з'єднаними паралельно, зі смугами пропускання за рівнем -6 дБ: 2,3 кГц, 2,8 кГц і 500 Гц. Ці фільтри включені між двома каскадами ППЧ2, виконаних на малощумлячих польових транзисторах 3SK74М. До другого каскаду підводиться сигнал АРП.

Система придушення завад (СПЗ) складається з декількох підсилювачів, детектора, імпульсного підсилювача й локального ланцюга АРП. Вона придушує шумові пульсації, наявні в сигналі ПЧ2. Частина суміші коливання другої ПЧ із шумом з виходу ПерЧ2 надходить в СПЗ. Тут сигнал підсилюється, детектор виділяє огинаючу шуму, що потім віднімається з вихідної суміші сигналу другої ПЧ із шумом в об'єднуючому каскаді, і таким чином придушуються пульсації шуму.

**Вихідні пристрої.** Блок вихідних пристроїв (ВП) включає (рис. 2): ланцюг регулювання смуги пропускання (РСП), тракт третьої ПЧ, ланцюг АРП, ЧМ секцію (якщо підключено), генератор несучих частот для

різних видів робіт: ОБП, телеграф, радіотелетайп, детектори ОБП і АМ і тракт звукової частоти (ЗЧ). У цьому блоці здійснюється керування смугою пропускання приймача, автоматичне регулювання підсилення (АРП) і обробка сигналів різних видів.



Рис. 2

Однією з особливостей розглянутого приймача є система регулювання смуги пропускання (РСП), необхідна в режимі SSB при наявності станцій, що заважають, спектр яких попадає в смугу пропускання (СП) приймача й породжує високо- або низькочастотний свист. Обертаючи ручку регулювання смуги пропускання приймача, можна звузити смугу прийнятих частот ліворуч або праворуч від несучої частоти на 500 Гц і тим самим виключити шкідливий вплив перешкоди (рис. 3). Зменшення СП приймача досягається за рахунок обрізання спектра прийнятого сигналу з одного боку, тому РСП ефективно тоді, коли основна енергія сигналу розташована ближче до несучої. При прийманні ЧМ сигналів РСП взагалі не використовується.

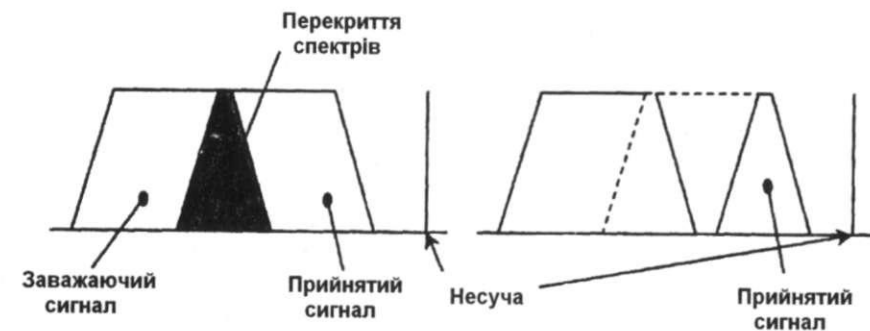


Рис. 3

Система РСР (див. рис. 1) являє собою ланцюг Юзвїнського, в якому компенсується нестабільність частоти задаючого генератора, який налаштовується (НГ). У результаті взаємодії сигналів другої ПЧ 9,0115 МГц і третього гетеродина  $f_{Г3} = 9,4665$  МГц на виході ПерЧ3 утвориться сигнал різницевої частоти 455 кГц, що надходить на два фільтри CFJ455K5 і CFW455IT, а потім на четвертий ПерЧ, що виконаний на ІМС  $\mu$ PC1037H. Частота гетеродина для ПерЧ4 також становить 9,4665 МГц. Результатом перетворення є сигнал з тією ж частотою, що й на вході ланцюга РСР 9,0115 МГц. Коливання для обох ПерЧ виробляються внутрішнім кварцовим генератором, частота якого може мінятися в межах  $\pm 2$  кГц ручкою керування з передньої панелі приймача. Смугові фільтри, що стоять між ПерЧ3 і ПерЧ4, настроєні на частоту 455 кГц і, міняючи частоти піднесучих, можна управляти положенням спектра прийнятого сигналу щодо центральної частоти смугових фільтрів. Тим самим регулюється область спектра, що попадає в смугу пропускання СФ. В частотно-задаючий ланцюг кварцового генератора включений варикап 1SV50E. Ручкою регулювання з передньої панелі приймача на ньому змінюється зсув, чим здійснюється зміна частоти, що генерується.

Для усунення ефекту биття після ланцюга РСР встановлений режекторний фільтр (РФ), що вирізає зі спектра сигналу вузьку смугу частот. В РФ використовується варикап FC51M, зсув на якому визначає центральну частоту смуги, що вирізається. Керування РФ здійснюється з передньої панелі приймача.

Приймач має швидкодіючу систему АРП, що охоплює наступні за РФ два каскади ППЧ3 на польових транзисторах 3SK74M і ППЧ2. Ланцюг АРП складається з детектора АРП і підсилювача на двох транзисторах 2SC945P. Детектор АРП виконаний за схемою послідовного амплітудного детектора на діоді 1K60. Напруга з АРП використовується для вимірювача, що показує рівень прийнятого сигналу. Регулювання постійної часу, а також відключення АРП здійснюється з передньої панелі приймача.

З виходу ППЧ3 сигнал надходить у детекторну частину, де залежно від режиму роботи подається або на детектор ОБП, або на детектор АМ. Детектор ОБП виконаний на мікросхемі  $\mu$ PC1037H, детектор АМ - за схемою послідовного діодного детектора на діоді 1K60. До детектора ОБП підводиться підсилений сигнал від генератора несучої, частота якого залежить від режиму роботи приймача: LSB-9,010 МГц, USB-9,013 МГц, CW-9,0098 МГц, при прийманні сигналів радіотелетайпа (RTTY) - 9,008475 МГц. Генератор несучої виконаний на транзисторі 2SC945, стабільність його частоти забезпечується одним із кварцових резонаторів.

Після детектування сигнал АМ проходить через УЗЧ на біполярному транзисторі 2SC1571, а потім надходить на об'єднуючий каскад на

транзисторі 2SC945. На цей каскад також надходять сигнали з детектора ОБП і ЧМ секції. Коли працює один детектор, те всі інші відключені. Атенуатор являє собою мікросхему AN829, у ньому здійснюється регулювання сигналу за рівнем і по тональності звучання. На виході встановлений високолінійний підсилювач потужності на мікросхемі  $\mu$ PC1181H.

**Синтезатор частот (СЧ),** що використовує непрямий метод синтезу, складається з опорного кварцового генератора, двох петель ФАПЧ (головної й допоміжної), блоку з 4 генераторів, що перемикаються, керованих напругою (ГКН) і пристрою перемикання ГКН (рис. 4).

*Опорний кварцовий генератор* виробляє коливання із частотою 30,72 МГц, що для одержання частоти 61,44 МГц надходить на пристрій множення і далі через смуговий фільтр - на ПерЧ2 ГТП; крім цього, поділена по частоті на 3 опорна напруга подається в головну й допоміжну петлі ФАПЧ, де перетворюється в частоти з кроком 10 і 5 кГц відповідно, які використовуються для регулювання ГКН.

*Допоміжна петля* виробляє коливання із частотою, що лежить в діапазоні (115...119,99) МГц із кроком 5 кГц. Частота цього коливання ділиться двома дільниками на 500, фільтрується ФНЧ, в результаті формується коливання в діапазоні (230...239,99) кГц із кроком 10 Гц. Після його змішування з коливанням опорного генератора 30,72 МГц на виході ПерЧ виходить коливання із частотою (30,95...30,96) МГц, що фільтрується й подається на ПерЧ головної петлі.

*Головна петля* виробляє коливання із частотою, що лежить у діапазоні (70,55...100,45) МГц із кроком 10 кГц. Для поліпшення стабільності весь діапазон поділений на 4 піддіапазона: (70,55...78,45) МГц, (78,45...85,45) МГц, (85,45...92,45) МГц, (92,45...100,45) МГц, кожний з яких перекривається окремим ГКН, виконаному на польовому транзисторі. Вибір необхідного ГКН здійснює пристрій перемикання, що складається з 4 каскадів на біполярних транзисторах, включених за схемою з ЗЕ. Подачею на ці каскади керуючих імпульсів від БК відкривається транзистор необхідного генератора й закриваються транзистори всіх інших. У тракці аналізу частоти головної петлі коливання від ГКН надходить на ПерЧ, на інший вхід якого подається напруга із частотою (30,95...30,96) МГц із допоміжної петлі. Вихідна напруга ПерЧ після фільтрації, підсилення й розподілу дільником зі змінним коефіцієнтом ділення (ДЗКД) служить в якості опорної для фазового детектора (ФД). Слід зазначити, що ФД і ДЗКД у кожній петлі конструктивно виконані на одній мікросхемі M54929P. Коефіцієнт ділення ДЗКД управляється сигналами з БК. В результаті на виході синтезатора формується коливання сітки частот (70,5515...100,4515) МГц із кроком 10 Гц, що використовується як напруга першого гетеродина.

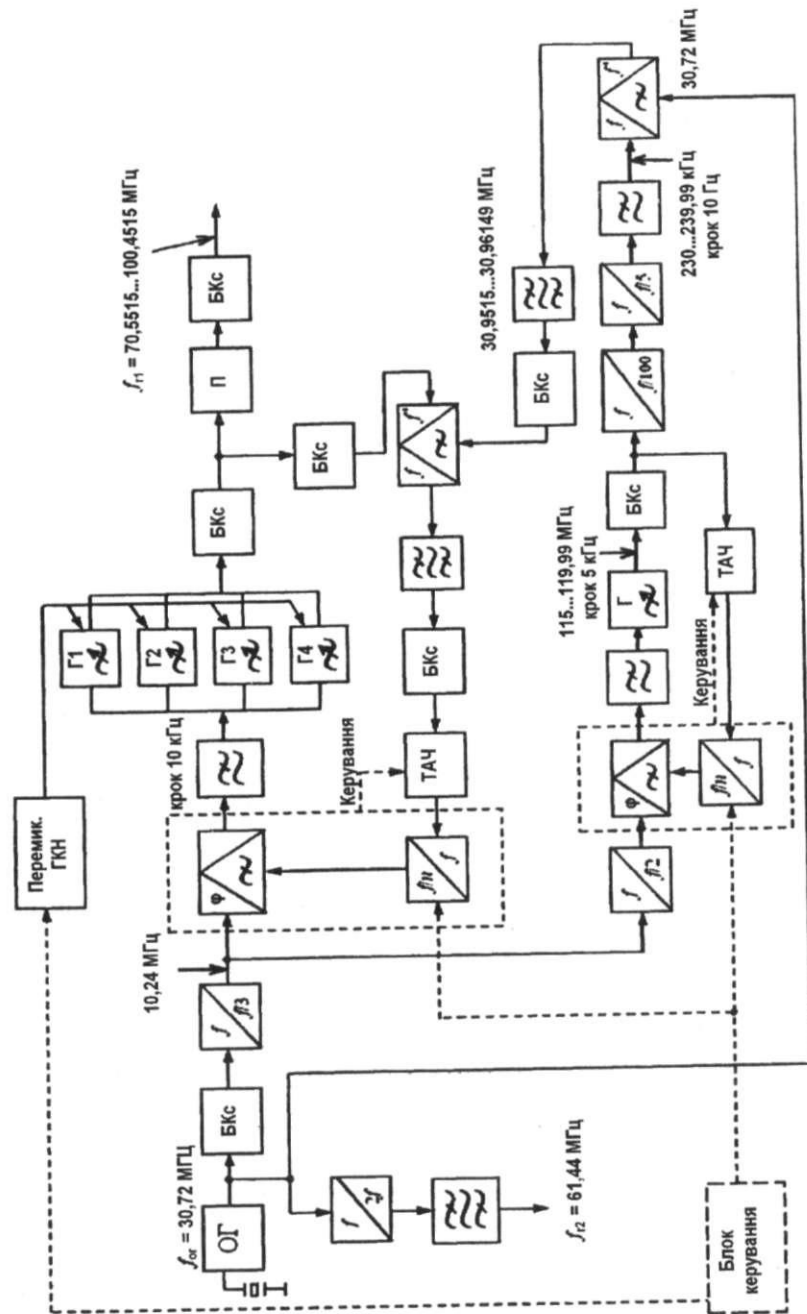


Рис. 4

Блок керування (рис. 5) включає мікропроцесор (МП) для обробки даних, пов'язаних з пошуком сигналу в діапазоні, керуванням ланцюгами настроювання, перемиканням піддіапазонів, перетворення коду, вводу-виводу.

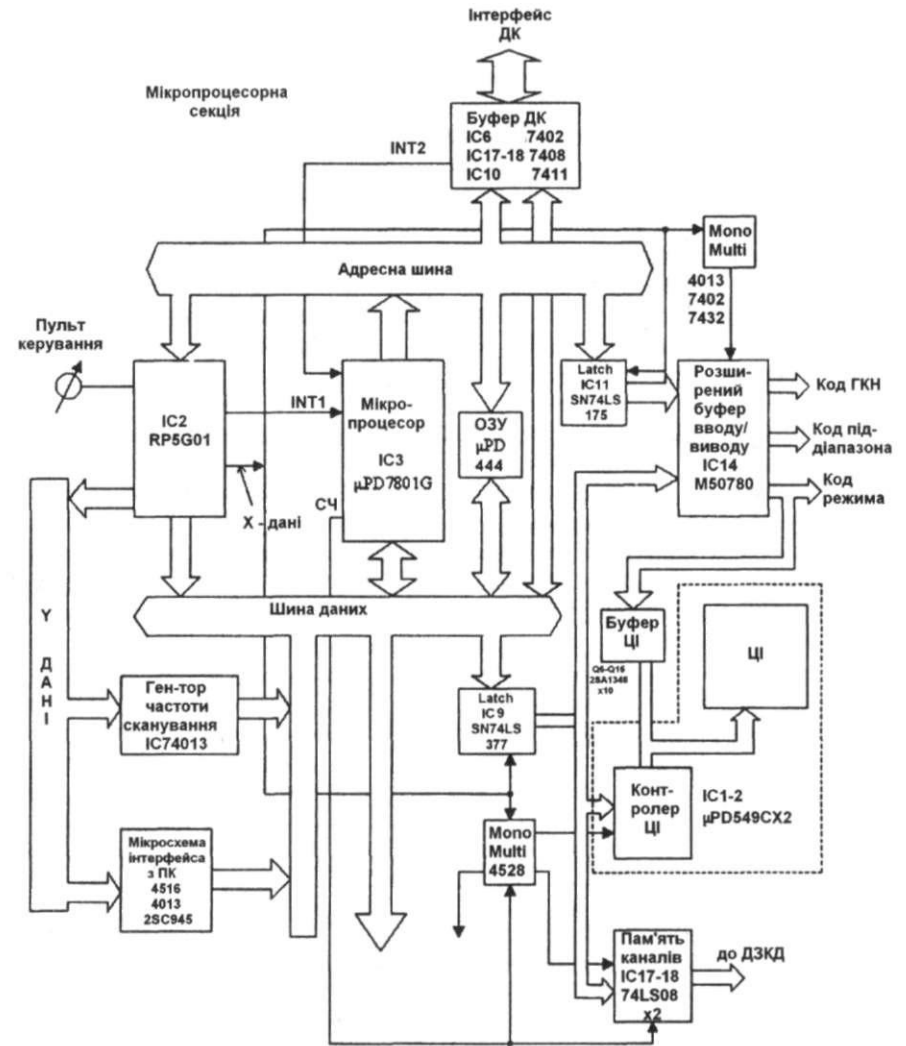


Рис. 5

МП являє собою восьмирозрядний мікрокомп'ютер, в який закладена керуюча програма. Функції процесора визначаються вхідними сигналами, такими, як сигнали виклику, сигнал з обертового шифратора

й сигнали функціональних перемикачів. Процесор, в свою чергу, виробляє сигнали для керування робочим діапазоном, частотою, режимом роботи, кроком настроювання частоти, цифровим індикатором (ЦІ) і т.д. Процесору призначене апаратне переривання (INT2) буфера інтерфейсу дистанційного керування (ДК), завдяки чому команди з ДК виконуються негайно; при цьому припиняються всі обчислення й процесор звільняється для виконання команд із ДК.

Вбудовані в блок керування елементи довгострокової пам'яті дозволяють зберігати 32 канала, кожний з яких включає номінали робочих частот і відповідні їм режими роботи. Дані запам'ятовуються у внутрішній пам'яті, що живиться від літєвої батареї. Резерв роботи батареї не менш 7 років.

Логічний пристрій також має ОЗУ для тимчасового зберігання даних і проміжних результатів, буфери для сполучення із пристроєм дистанційного керування й ЦІ, контролер ЦІ, сам ЦІ. В його склад також входять схеми-засувки для синхронізації вводу й виводу даних. Адресація й передача даних у логічному пристрої відбувається по адресній шині й шині даних.

## 2. Вимірювальний ПРПП ESH3 фірми Rohde&Schwarz

**Вимірювальний приймач ESH3** фірми Rohde&Schwarz побудований за супергетеродинною схемою із трикратним перетворенням частоти й перекриває діапазон частот 9 кГц...30 МГц. Проміжні частоти приймача становлять 75 МГц, 9 МГц і 30 кГц.

Вимірювальний сигнал через еталонну ВЧ лінію й блок фільтрів подається на 1-й ПерЧ, в якому здійснюється перенос сигналу на 1-у ПЧ 75 МГц. Після проходження кварцового фільтра зі смугою пропускання 10 кГц сигнал 1-ої ПЧ перетвориться в сигнал 2-ої ПЧ із частотою 9 МГц. Два інших кварцових фільтри забезпечують смугу пропускання 2,4 кГц і 500 Гц. Підсилювач 2-ої ПЧ має автоматичне регулювання підсилення (АРП), за допомогою якого підтримується задане значення коефіцієнта підсилення. Після перетворення в 3-ю ПЧ із частотою 30 кГц сигнал надходить в підсилювач низької частоти (ПНЧ), коефіцієнт підсилення якого регулюється в діапазоні 40 дБ з кроком 10 дБ. На виході підсилювача включений механічний фільтр, за допомогою якого смугу пропускання підсилювача можна зменшити до 200 Гц. Далі залежно від виду роботи сигнал проходить через логарифмічний або лінійний підсилювач із активним демодулятором або пристроєм оцінки рівня перешкод.

Вбудований мікропроцесорний блок керування здійснює автоматизоване керування й контроль за всіма вузлами професійного радіоприймального пристрою.

Живлення блоків вимірювального приймача ESH3 здійснюється або безпосередньо від джерела живлення (батарея – 12 В, мережа – 24 В), або від мережі змінного струму через випрямляч із захисною ізоляцією.

**Головний тракт прийому ESH3** (рис. 6) включає атенюатор, преселектор, тракти першої, другої і третьої ПЧ; до складу приймача входять також два синтезатори частоти й блок керування.

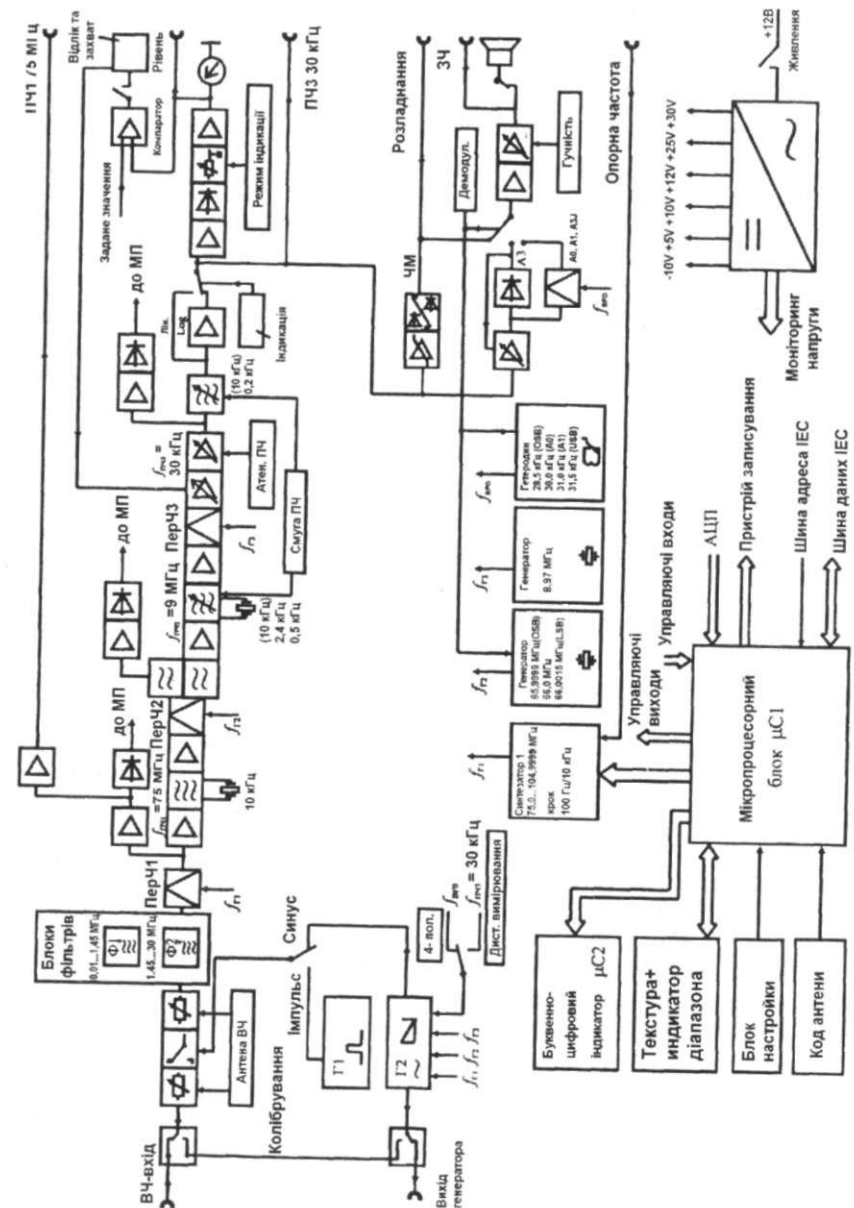


Рис. 6



*Атенюатор*, включений між антеною й преселектором приймача, забезпечує ступінчасте зниження рівня вхідного сигналу на 30...40 дБ із кроком 10 дБ. За рахунок цього вдається істотно розширити динамічний діапазон приймача при прийманні сильних сигналів, а також послабити станційні перешкоди. Атенюатор реалізований на рпн-діодах, які мають більший діапазон зміни опору й малу ємність.

*Преселектор* ESH3 складається із пристрою керування й двох блоків фільтрів: Ф1 і Ф2. Весь частотний діапазон ESH3 поділений на 16 піддіапазонів (табл. 1). Блок Ф1 охоплює частотний діапазон 0,01...1,45 МГц, блок Ф2 – 1,45...29,9999 МГц. Фільтри блоків Ф1 і Ф2 обмежують смугу частот прийнятого сигналу, а також зменшують частотні перекручування ПерЧ1 (приблизно на 20 дБ). Для піддіапазонів 1–14 використовуються фільтри, настроєні на фіксовану частоту, а для 15 і 16 – що перебудовуються. Номінали верхніх і нижніх частот піддіапазонів, необхідні для визначення номера фільтра, зберігаються у двох діодних матрицях пристрою керування. Таким чином, пристрій керування визначає номер вхідного фільтра для поточної частоти настроювання; крім цього, він виробляє напругу настроювання в діапазоні 10...29,99 МГц для перенастроюваних фільтрів 15 і 16 піддіапазонів.

Таблиця 1

| Номер піддіапазона | Піддіапазон, МГц | Номер фільтра | Номер піддіапазона | Піддіапазон, МГц | Номер фільтра |
|--------------------|------------------|---------------|--------------------|------------------|---------------|
| 1                  | 0,01...0,1499    | 1             | 9                  | 1,45...1,9999    | 2             |
| 2                  | 0,15...0,1999    | 1             | 10                 | 2,0...2,6999     | 2             |
| 3                  | 0,2...0,2799     | 1             | 11                 | 2,7...3,6999     | 2             |
| 4                  | 0,28...0,3899    | 1             | 12                 | 3,7...5,1999     | 2             |
| 5                  | 0,39...0,5399    | 1             | 13                 | 5,2...7,1999     | 2             |
| 6                  | 0,54...0,7499    | 1             | 14                 | 7,2...9,9999     | 2             |
| 7                  | 0,75...1,0499    | 1             | 15                 | 10,0...19,9999   | 2             |
| 8                  | 1,05...1,4499    | 1             | 16                 | 20,0...29,9999   | 2             |

*Перший і другий ПерЧ* найбільшою мірою визначають динамічні характеристики ESH3 (частотні перекручування, інтермодуляцію, перехресну модуляцію) і забезпечують придушення дзеркального каналу, побічних коливань і проміжної частоти.

Вхідний сигнал проходить через ФНЧ Чебишева 9-го порядку, із частотою зрізу 35 МГц, що забезпечує придушення коливань генератора (75...104,9999 МГц) і дзеркального каналу (150...179,9999 МГц) більш ніж на 70 дБ. Потім сигнал подається на 1-й ПерЧ, на який надходить коли-

вання першого гетеродина від синтезатора частот 1. Різниця  $f_{\text{різн}} = f_{\text{гет1}} - f_{\text{прийому}} = f_{\text{пер1}} = 75$  МГц і сумарна  $f_{\text{сум}} = f_{\text{гет1}} + f_{\text{прийому}}$  складові на виході ПерЧ підсилюються і після детектування подаються на швидкодіючий компаратор, час спрацювання якого менше, ніж величина, зворотна максимальній смузі пропускання підсилювача. Вихідні імпульси компаратора надходять через імпульсний підсилювач у блок керування для подальших перетворень і обробки. Підсилений у смузі приблизно 2 МГц сигнал 1-ої ПЧ передається через атенюатор і ФНЧ у малошумлячий підсилювач. Ще один ФНЧ забезпечує додаткове придушення перешкод.

В 2-му ПерЧ сигнал першої ПЧ 75 МГц перетвориться в 2-у ПЧ, рівну 9 МГц. Частота другого гетеродина залежно від виду демодуляції становить 66,0000 МГц, 66,0015 МГц або 69,9985 МГц. Сумарна складова  $f_{\text{сум}} = 75 + 66 = 141$  МГц після детектування, порівняння й підсилення проходить подальшу обробку в блоці керування. Виділена резонансним контуром різниця складова  $f_{\text{різн}} = 75 - 66 = 9$  МГц проходить через малошумлячий підсилювач із високим коефіцієнтом підсилення, діодний перемикач ширини смуги пропускання ПЧ, підсилювачі. Максимальна смуга пропускання фільтра в тракці ПЧ2 (за рівнем 6 дБ) становить близько 9,5 кГц.

*Третій ПерЧ* виконує функції: перетворення сигналу другої ПЧ 9,0 МГц у сигнал 3-ої ПЧ 30 кГц із використанням вбудованого генератора 8,97 МГц; регулювання коефіцієнта підсилення приймача при калібруванні рівня; регулювання рівня ПЧ в діапазоні 0...+40 дБ; фільтрація шумів в смузі пропускання ПЧ 500 Гц і 2,4 кГц перед індикацією і детектуванням з метою запобігання від перекручувань цифрових даних; перемикання смуги пропускання тракту ПЧ на 200 Гц за допомогою механічного фільтра; індикація перевантаження ланцюгів, що стоять перед фільтром на 200 Гц.

Третій перетворювач приймача (рис. 7) зібраний за двотактною схемою, в кожному плечі якої включений кільцевий перетворювач на напівпровідникових діодах, що працює на каскадний підсилювач на польових транзисторах з вихідним опором 50 Ом, високим стійким коефіцієнтом підсилення й низьким коефіцієнтом шуму. На виході цього підсилювача включений кварцовий фільтр. Крім того, між перетворювачем і підсилювачем включений атенюатор напруги на рпн-діодах з постійним вхідним і вихідним опором; діапазон регулювання атенюатора становить 45 дБ, внесені втрати – менше 1 дБ.

Генератор на 8,97 МГц – кварцовий, керований фазозсуваючим ланцюгом. Регулювання загасання ПЧ здійснюється перемиканням величини зворотного зв'язку, що визначає коефіцієнт підсилення 2 операційних підсилювачів. Два октавних резонансних контури знищують перешкоди.

Калібрований генератор 2 виробляє коливання, необхідні при спеціальних режимах роботи приймача: калібруванню підсилення, двопортних вимірах, для дистанційного виміру частоти.

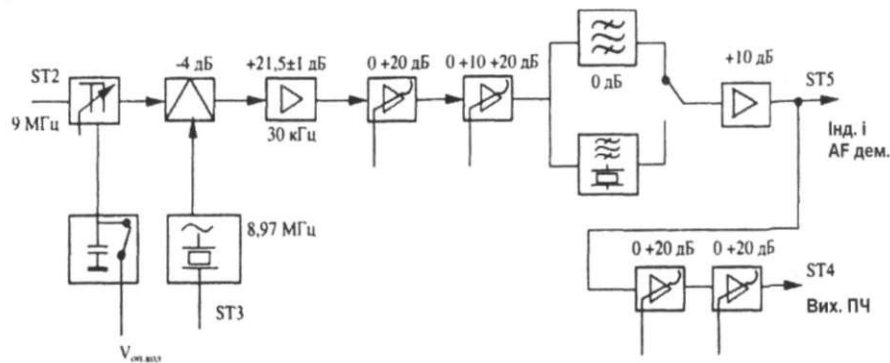


Рис. 7

**Синтезатор частот ESH3** складається із двох блоків: синтезатора 2, що представляє собою набір генераторів, і синтезатора 1, що виконує функцію синтезу сітки частот з необхідним кроком.

*Синтезатор 2* включає опорний генератор на 60 МГц, інтерполяційний генератор для синтезатора 1 і генератор на 66 МГц для 2-го ПерЧ.

Опорний генератор на 60 МГц являє собою високоточний кварцовий генератор, температура кристала якого підтримується постійною за допомогою термоопору. Завдяки малій теплоємності час виходу в робочий режим (тобто досягнення заданої стабільності коливань) становить 30 с. Інтерполяційний перенастроюваний генератор виробляє коливання з частотою 50,000...50,999 МГц. Сигнал 66 МГц, необхідний для другого ПерЧ, надходить із кварцового генератора, частота якого може змінюватися в межах  $\pm 1,5$  кГц для прийому сигналів у режимі SSB.

*Синтезатор 1.* З виходу синтезатора 2 сигнал із частотою 65,000...65,0999 МГц надходить на вхід синтезатора 1 і далі проходить через підсилювач і фільтр зі смугою пропускання близько 1 МГц (рис. 8). Після підсилення сигнал знову фільтрується. Обидва фільтри дозволяють практично повністю позбутися від побічних продуктів змішувача й другої бічної смуги частот (55,000...54,9001 МГц).

Після змішування в ПерЧ1 сигналу з коливанням першого гетеродина 75...104,9999 МГц сигнал сумарної частоти відфільтровується ФНЧ, а різницевої 10...39,9 МГц – проходить через підсилювач і дільники на 10 або 11 і малопотужні програмовані дільники Шотки зі змінним коефіцієнтом ділення 100...399. В фазовому дискримінаторі (ФД) відбувається порівняння фази отриманого коливання із частотою 100 кГц і фази коливання 100 кГц, що прийшло від синтезатора 2 (від кварцового генератора 60 МГц після поділу на 600). З виходу ФД сигнал надходить на пристрій виводу сигналу синхронізації (ПВСС), що виробляє сигнал перевірки наявності синхронізації керуючого ланцюга.

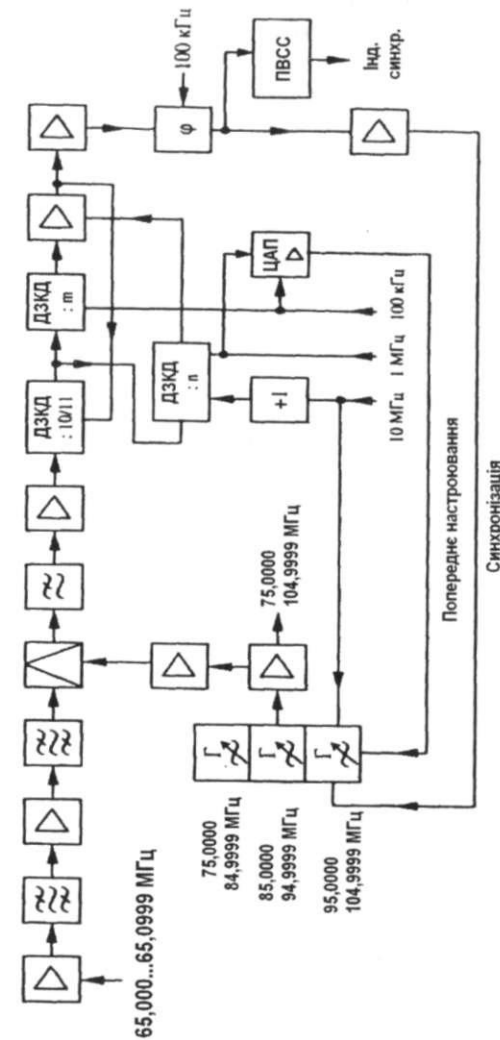


Рис. 8

Перший гетеродин приймача складається з 3 перенастроюваних генераторів, кожний з яких виробляє коливання в смузі частот 10 МГц, перекриваючи в такий спосіб діапазон від 75,000 МГц до 104,9999 МГц. Вибір необхідного генератора здійснюється ланцюгом попереднього встановлення, що складається з дільників Шотки, ЦАП з підсилювачем і регістра. Останній додає одиницю до самої значущої цифри частоти прийому з метою регулювання коефіцієнта ділення.

**Мікропроцесорне керування ESH3.** Введення в блок обробки сигналу двох мікропроцесорів ( $\mu P$ ) робить приймач ESH3 автоматизованим, значно розширюючи його можливості. Мікропроцесори забезпечують керування аналоговими блоками, первинну обробку результатів вимірів і організацію процесу реєстрації показань. На рис. 9 у спрощеному вигляді показана взаємодія ведучого і веденого процесорів.



Рис. 9

Головний процесор Intel 8085 із ППЗУ ємністю 32 Кбайта має широкі можливості керування. Нижні адреси адресного простору програмної пам'яті зарезервовані за резидентними програмами, верхні – служать для керування периферійними пристроями, послідовними портами й ОЗУ. Ємність ЗП з довільною вибіркою становить 768 байт, з яких 512 мають енергонезалежне акумуляторне живлення, чим забезпечується збереження в пам'яті всіх налаштувань приймача після його відключення. Як ведений процесор використовується однокристальний процесор Intel 8748, який обладнаний інтерфейсом для зв'язку з дисплеєм 8279 і клавіатурою. Інтерфейс з шиною даних розроблений у відповідності зі стандартом МЕК.

БК забезпечує виконання наступних функцій :

- встановлення у вихідне положення й повернення всіх функцій пристрою в певний стан;
- запуск пристрою в заданий момент;
- місцеве блокування для відключення передньої панелі під час проходження програми;

- робота тільки в режимі видачі інформації при протоколюванні результатів вимірів без застосування керуючих обчислювальних машин;
- автоматичне настроювання частоти при довільно обраних стартових частотах; можна вибрати до 5 діапазонів сканування з урахуванням смуги пропускання по ПЧ, режимів детектування, індикації й т.д.;
- програмування довільних інтервалів часу виміру й індикації в межах від 5 мс до 10 с; протягом мінімального інтервалу вимірюється до 64 окремих параметрів;
- калібрування всього діапазону частот;
- автоматичне градування за допомогою ВЧ і ПЧ еталонних ліній;
- складання документації;
- керування виводом вимірних значень на індикатор.

### 3. Сімейство КХ приймачів ЕК890 фірми Rohde&Schwarz

**Сімейство КХ приймачів ЕК890** включає три різні моделі: одиночний приймач ЕК890, скануючий приймач ЕК891, зтроєний (3 в 1) приймач ЕК893. Приймачі цього сімейства можуть застосовуватися для прийому голосу, даних, для зв'язку, радіомоніторингу й радіопошуку в області частот від 10 кГц до 30 МГц. ЕК890 застосовується в професійних пристроях КХ зв'язку, на судах і автомобілях, на бортах авіалайнерів, а також геологами та ін.

Моделі ЕК891, ЕК893 цього сімейства побудовані на основі моделі приймача ЕК890. Приймач ЕК893 являє собою три приймачі ЕК890 в одному 19" корпусі, які управляються загальним процесором і працюють від загального блока живлення. ЕК893 дозволяє вести одночасний прийом трьох різних видів випромінювання й одночасну роботу в трьох різних режимах. Іншими його перевагами є компактність і більш висока надійність (час наробки на відмову більше, ніж у трьох окремих приймачів).

Приймачі мають модульну структуру, що дозволяє змінювати їхню конфігурацію шляхом встановлення додаткових блоків, які не входять у стандартну конфігурацію. ЕК890/891 мають два проводових і шинно-інтегрованих слота для встановлення модулів розширення (цифрові демодулятори, конвертери ПЧ або вхідні фільтри), ЕК893 – слот для встановлення цифрового демодулятора або конвертера ПЧ.

Приймач ЕК890 з врахуванням додаткового блоку обробки забезпечує прийом основних видів телеграфних і телефонних сигналів. Чутливість ПРПП при відношенні сигнал-шум 10 дБ при прийманні різних видів сигналів знаходиться в межах 0,3...2,5 мкВ; селективність по побічним каналам більше 90 дБ. Перестройка може здійснюватися за допомогою ручки настроювання, клавіатури на лицьовій панелі приймача й дистанційно; крок перебудови частоти до 1 Гц. Вхідний опір 50 Ом,

просочування гетеродина на вхід приймача менш 10 мкВ, допустима напруга на вході 15 В. В приймачі ЕК890 використане подвійне перетворення частот, перша проміжна частота – 41,44 МГц, друга – 1,44 МГц. Для прийому різних видів сигналів у тракці другої ПЧ використовуються шість кварцових фільтрів, що перемикаються, зі смугою пропускання від 150 Гц до 10 кГц, випускають також варіанти приймачів з числом фільтрів у тракці другої ПЧ – 2 і 3. Приймач має високу лінійність ГТП. У тракці другої ПЧ передбачене як автоматичне, так і ручне (місцеве й дистанційне) регулювання підсилення. При АРП напруга на виході ГТП змінюється не більше 0,5 дБ при зміні рівня сигналу на вході приймача від 1 мкВ до 1 В; діапазон ручного регулювання 0...120 дБ інтервалами по 5 дБ. Приймач працездатний в діапазоні температур від -10 до +45 °С, напруга живлення 100...240 В; розміри 211x132x460 мм, вага 8 кг. Приймач складається з чотирьох основних модулів і двох вільних місць для змінних блоків.

Вбудований мікропроцесорний блок здійснює автоматизоване керування всіма вузлами ПРПП й контроль з передньої панелі і по інтерфейсу із зовнішніх пристроїв. Керування приймачем можливо через лицьову панель, комп'ютер або ASCII термінал. У стандартній версії дистанційне керування здійснюється через мультистандартний інтерфейс, що включає RS-232C, RS-485, RS-422/423, 2/4-проводний. Для керування з більших відстаней використовується модем. У найпростішому випадку як пульт керування може виступати термінал. Більш широкі можливості надає комп'ютер, що дозволяє створювати спеціальні інтерфейси користувача (віртуальна панель керування).

**Структурна схема** ПРПУ ЕК890 показана на рис. 10. Приймач складається із блоку РЧ, що включає преселектор і перетворювачі першої й другої ПЧ; блоку ПЧ і демодуляторів різних видів робіт; синтезатора частот, що складається з опорного генератора, першого й другого гетеродинів; блоку керування. Сигнал з антени через фільтр нижніх частот, що здійснює подавлення дзеркального каналу (більше 90 дБ) і зменшує просочування напруги із частотою гетеродина в антену, надходить на перший перетворювач частоти, де перетвориться в першу проміжну частоту 41,44 МГц. На перший ПерЧ подається від синтезатора коливання першого гетеродина із частотою 41,45...71,44 МГц із кроком 1 Гц. На виході першого ПерЧ включений кварцовий фільтр зі смугою 10 кГц, що здійснює необхідну селективність по дзеркальному каналу по другій ПЧ. Далі сигнал надходить на другий перетворювач ПЧ, на виході якого формується коливання із другою ПЧ 1,44 МГц (частота другого гетеродина 40 МГц). Після підсилення коливання другої ПЧ надходить у блок демодуляторів. У першому ПерЧ забезпечена висока лінійність по інтермодуляції, перехресній модуляції й блокуванню, що дає можливість не застосовувати допоміжні засоби селекції, такі як, наприклад, субоктавні фільтри.

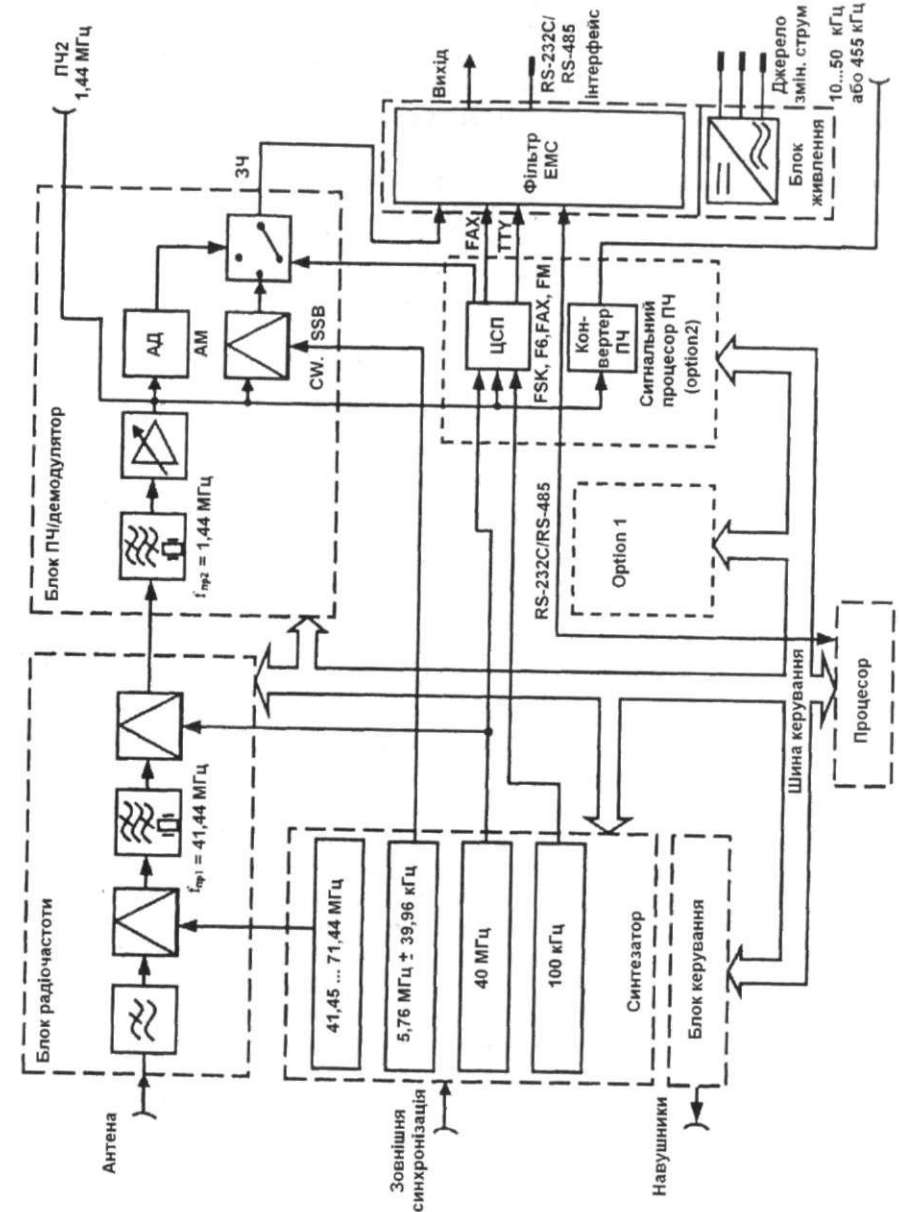


Рис. 10

Основна селекція забезпечується в блоці ПЧ за допомогою шести кварцових фільтрів зі смугою пропускання від 150 Гц до 10 кГц. Фільтри настроєні або на середню частоту спектра прийнятого сигналу, або на бічну смугу при односмуговій модуляції сигналу. Далі сигнал другої ПЧ підсилюється в багатокаскадному підсилювачі з регульованим підсиленням, причому керування підсиленням можливо в автоматичному режимі (АП), вручну з лицьової панелі або дистанційно. Далі сигнал ПЧ перетворюється до звукової частоти за допомогою детектора огибаючої (в режимі АМ) або за допомогою сигналу ВFO, змінюваного з кроком 10 Гц (у режимах CW і SSB).

При установці блоку цифрового сигнального процесора (ЦСП) ПЧ GM890 друга проміжна частота перетворюється вниз, переводиться в цифрову форму 12-розрядним АЦП і надходить на однокристальний процесор для демодуляції й цифрової обробки. Базова версія цього модуля розроблена для роботи в режимах TTY (FSK, AFSK) і може бути додатково розширена для режимів F3E, F7B, F3C.

**Синтезатор** частот формує всі частоти перетворення для блоків радіочастоти й ПЧ/демодулятора. Завдяки використанню методу цифрового синтезу частота першого гетеродина варіюється із кроком в 1 Гц; тривалість його перестроювання на будь-яку частоту – 5 мс. Два кільця ФАПЧ виробляють фіксовану частоту 40 МГц і частоту ВFO. Робота всіх чотирьох ФАПЧ у синтезаторі постійно контролюється.

В базовій моделі всі частоти формуються від кварцового генератора з температурною компенсацією. Більш високі вимоги до стабільності частоти можуть бути виконані включенням термостатированого кварцового генератора або шляхом використання зовнішньої опорної частоти (1,5 або 10 МГц).

**Мікропроцесорний блок.** Автоматизація роботи ЕК890 забезпечується потужним 16-розрядним мікропроцесором, що використовує енергозберігаючу КМОП технологію. Мікропроцесор відповідає за реалізацію основних функцій (вибір необхідної смуги пропускання, визначення режимів демодуляції, регулювання підсилення, керування синтезатором та ін.), керування операціями пошуку (режими сканування каналів), системними операціями (зчитування інформації про поточні установки й параметри, повідомлень про помилки, версію програмного забезпечення та ін.), операціями контролю (запуск вбудованого тесту (BIT) і збір даних тестування, постійний моніторинг синтезатора), операціями з каналами (збереження каналу в пам'яті і його виклик, вибір каналу і зчитування його параметрів), спеціальними операціями (робота в режимі "ведучий-ведений", робота з ЕК085, повне стирання каналної пам'яті). Крім того, з передньої панелі доступні такі функції, як відображення поточної конфігурації інтерфейсу; швидке збереження каналу; вмикання-вимкання налаштувань, що використовуються за замовчуванням; встановлення пароля і режиму (місцевий, віддалений), регулювання кроку ручки налаштування квазіплавного налаштування частоти. Ємність запам'ятовуючого пристрою дозволяє зберігати в пам'яті до 1000 каналів.

В режимі «ведучий-ведений» головний приймач може контролювати до 99 ведених приймачів, використовуючи спеціальні драйвери. В якості ведучого також може використовуватися приймач ЕК085. За допомогою мікропроцесора здійснюється взаємодія ЕК089 з іншими зовнішніми пристроями через панель керування і інтерфейс даних.

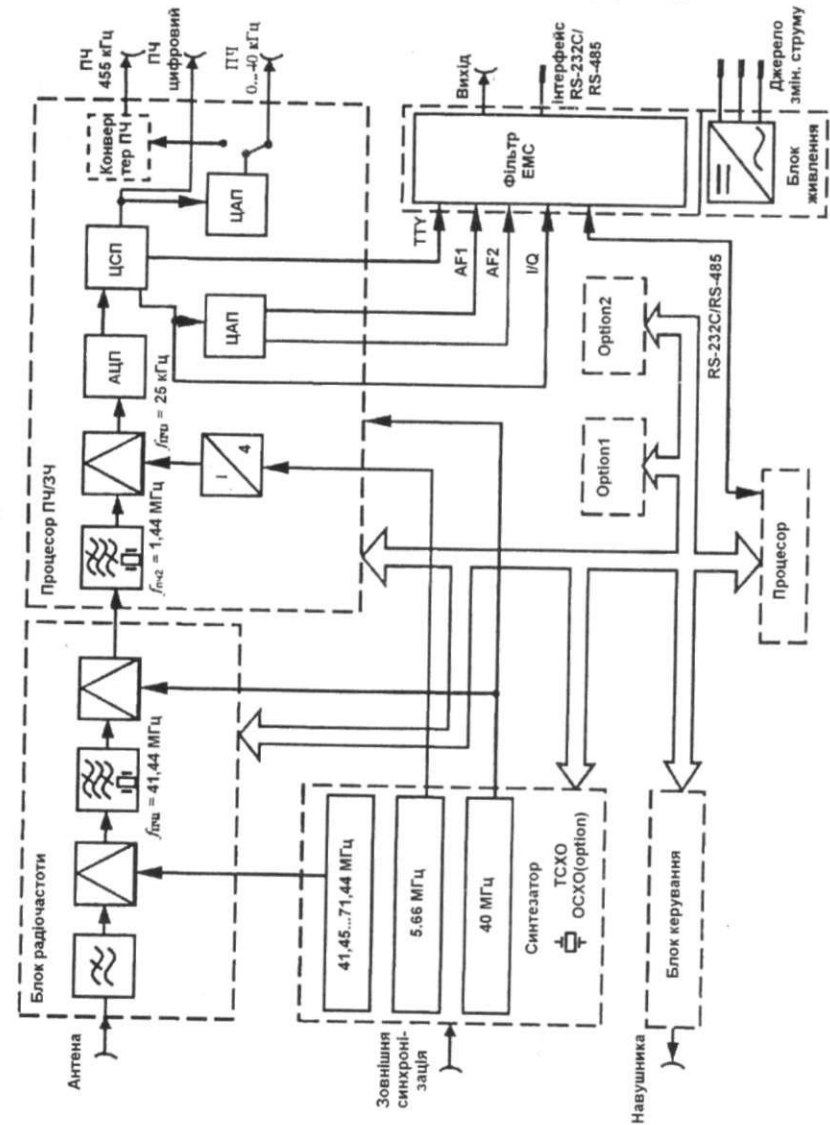


Рис. 11

**Цифрові КХ приймачі ЕК895/ЕК896.** Як видно зі структурної схеми (рис. 11) нові приймачі ЕК895/ЕК896 принципово не відрізняються від приймача ЕК890. Багато функцій і режими, реалізація яких в ЕК890 була пов'язана з встановленням додаткових блоків, в ЕК895/ЕК896 доступні в базовій конфігурації. Так, ЕК895/ЕК896 став цифровим (доданий ЦСП), крім цього розробники відзначають розширений (в порівнянні з ЕК890) набір режимів роботи, доступних у базовій конфігурації; перенастроюваний малoshумлячий преселектор (коефіцієнт шуму  $8kT_0$ ); 11 фільтрів зі смугами пропускання від 150 Гц до 8 кГц; подвійний режекторний фільтр; систему придушення імпульсних перешкод; регулювання смуги пропускання.

## Література

1. Попов К.Н., Пивоваров В.Ф., Скрипник Н.П. Военная техника радиосвязи. М: Воениздат МО СССР, 1982.
2. Военные системы радиосвязи. Теоретические основы построения средств и комплексов военной радиосвязи. Л.: ВКАС, – Ч.1., 1989.
3. Брагин А.С. Передающие устройство систем радиосвязи. КВВИУС, 1987.
4. Федорцов Б.Ф. Радиоприёмные устройства систем радиосвязи. Л: ВКАС, 1980.
5. Горшелев В.Д., Красноцветова З.Г., Федорцов Б.Ф. Основы проектирования радиоприёмников. Л.: “Энергия”, 1977.
6. Головин О.В. Радиоприемные устройства. М.: Горячая линия-Телеком, 2002. – 384 с.
7. Радиопередающие устройства / Под ред. В.В. Шахгильдяна М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
8. Брагин А.С. Радиотелекоммуникационные системы. Тракты радиопередачи. – К.: НТУУ «КПИ», 2005. – 244 с.
9. Брагин А.С. Радиотелекоммуникационные системы. Тракты радиоприема. – К.: НТУУ «КПИ», 2002. – 200 с.
10. Кудисов И.Н., Челышев В.Д. КВ радиоприемные устройства четвертого поколения. Л.: ВАС, 1989.
11. Цифровые радиоприемные системы / Под ред. М.И. Жоздинского. М.: Радио и связь, 1990.

## З М І С Т

|   |    |
|---|----|
| <b>РОЗДІЛ I. ОСНОВИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ</b> .....  | 3  |
| <b>Радіочастотний діапазон і його використання для радіозв'язку</b> .....                 | 3  |
| 1. Особливості використання радіочастотного діапазону для професійного радіозв'язку ..... | 3  |
| 2. Поняття каналу і лінії радіозв'язку .....  | 8  |
| 3. Властивості каналу радіозв'язку .....  | 10 |
| <b>Види радіосигналів в системах професійного радіозв'язку</b> .....                      | 13 |
| 1. Засоби, комплекси і системи професійного радіозв'язку .....                            | 13 |
| 2. Види радіосигналів в система професійного радіозв'язку .....                           | 14 |
| 2.1. Безперервні радіосигнали .....   | 15 |
| 2.2. Дискретні радіосигнали .....   | 17 |
| <b>Статистичні характеристики радіосигналів і радіозавод</b> .....                        | 21 |
| 1. Статистичні характеристики радіосигналів .....   | 21 |
| 1.1. Вплив інтерференційних замирань .....  | 21 |
| 1.2. Вплив затухання сигналу в іоносфері .....  | 24 |
| 2. Статистичні характеристики радіозавод .....  | 25 |
| 3. Технічні характеристики каналів радіозв'язку .....                                     | 27 |
| <b>Якість радіозв'язку</b> .....  | 30 |
| 1. Характеристики (критерії) якості радіозв'язку .....                                    | 30 |
| 2. Якість радіозв'язку при використанні різних видів сигналів .....                       | 32 |
| 2.1. Безперервні радіосигнали .....   | 32 |
| 2.2. Дискретні радіосигнали .....   | 33 |
| <b>Надійність радіозв'язку на закріплених частотах</b> .....                              | 37 |
| 1. Поняття надійності радіозв'язку .....  | 37 |
| 2. Надійність короткохвильового радіозв'язку на закріплених частотах .....                | 38 |
| 2.1. Радіозв'язок іоносферними хвилями .....  | 38 |
| 2.2. Радіозв'язок земними хвилями .....   | 41 |
| 2.3. Шляхи підвищення надійності КХ радіозв'язку на закріплених частотах .....            | 42 |
| <b>Надійність радіозв'язку на групі частот</b> .....                                      | 47 |
| 1. Надійність короткохвильового радіозв'язку на групі частот .....                        | 47 |
| 2. Надійність радіозв'язку на ультракоротких хвилях .....                                 | 50 |
| <b>Основи побудови автоматизованих комплексів радіозв'язку</b> .....                      | 53 |
| 1. Принципи побудови частотно-адаптованих радіоліній .....                                | 53 |
| 1.1. Особливості побудови частотно-адаптивних радіоліній .....                            | 53 |
| 1.2. Принцип роботи частотно-адаптивних радіоліній .....                                  | 56 |
| 2. Принципи побудови автоматизованих адресних систем радіозв'язку .....                   | 59 |
| <b>РОЗДІЛ II. ОСНОВИ ПОБУДОВИ РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНИХ ПРИБОРІВ</b> .....                       | 64 |
| <b>Структура і основні характеристики радіопередавачів</b> .....                          | 64 |
| 1. Загальні вимоги до радіопередавальних пристроїв .....                                  | 64 |
| 2. Склад та призначення основних елементів радіопередавачів .....                         | 65 |

|  |     |
|--|-----|
| 3. Основні технічні характеристики радіопередавачів .....                            | 65  |
| 3.1. Потужність радіопередавача .....  | 67  |
| 3.2. Діапазон робочих частот .....   | 67  |
| 3.3. Стабільність частоти .....  | 67  |
| 3.4. Коефіцієнт корисної дії .....   | 67  |
| 3.5. Неосновні випромінювання .....  | 68  |
| 3.6. Класи сигналів (випромінювань) .....  | 69  |
| <b>Принципи побудови збуджувачів радіопередавачів</b> .....                          | 71  |
| 1. Загальна структура типового збуджувача формування дискретних радіосигналів .....  | 71  |
| <b>Формування дискретних радіосигналів</b> .....                                     | 72  |
| 1. Формування частотно-маніпульованих сигналів .....                                 | 72  |
| 1.1. Частотна маніпуляція без розриву фази .....                                     | 73  |
| 1.2. Частотна маніпуляція з розривом фази .....                                      | 75  |
| 2. Формування фазоманіпульованих сигналів .....                                      | 78  |
| 3. Формування амплітудно-маніпульованих коливань .....                               | 80  |
| <b>Формування безперервних радіосигналів</b> .....                                   | 82  |
| 1. Формування сигналів з односмуговою модуляцією .....                               | 82  |
| 2. Формування сигналів з частотною модуляцією .....                                  | 86  |
| 2.1. Вимоги до модуляторів ЧМ сигналів .....   | 86  |
| 2.2. Способи формування ЧМ сигналів .....  | 87  |
| <b>Способи формування діапазону робочих частот</b> .....                             | 92  |
| 1. Перенесення радіосигналів у діапазон робочих частот .....                         | 92  |
| 2. Вимоги до систем формування дискретних частот .....                               | 95  |
| 3. Методи формування дискретних частот .....   | 97  |
| <b>Формування сітки дискретних частот методом прямого синтезу</b> .....              | 100 |
| 1. Генератори гармонік .....   | 100 |
| 2. Інтерполяційний метод формування сітки частот .....                               | 102 |
| 3. Інтерполяційний метод з використанням додаткового автогенератора .....            | 105 |
| <b>Формування сітки дискретних частот методом непрямого синтезу</b> .....            | 108 |
| 1. Системи ДКСЧ з фазовою автоматичною підстройкою частоти автогенератора .....      | 108 |
| 2. Особливості систем ДКСЧ з частотною підстройкою автогенератора .....              | 111 |
| 3. Цифрові методи синтезу діапазону дискретних частот .....                          | 114 |
| <b>Підсилювачі потужності радіопередавачів</b> .....                                 | 116 |
| 1. Загальна характеристика підсилювачів потужності радіопередавачів .....            | 116 |
| 2. Енергетичні співвідношення в ламповому підсилювачі потужності .....               | 117 |
| 2.1. Принцип дії підсилювача .....   | 117 |
| 2.2. Енергетичні співвідношення в підсилювачі .....                                  | 120 |
| 3. Режими роботи підсилювача потужності .....  | 121 |
| 4. Залежність енергетичних показників підсилювача потужності від режиму роботи ..... | 123 |
| 4.1. Поняття динамічної характеристики ПП .....                                      | 123 |
| 4.2. Вплив опору навантаження на режим роботи ПП .....                               | 126 |

|  |            |
|--|------------|
| 5. Вибір режиму роботи підсилювача потужності при різних видах радіосигналів.....    | 130        |
| <b>Особливості побудови підсилюючих каскадів передавача.....</b>                     | <b>133</b> |
| 1. Особливості вихідних каскадів.....  | 133        |
| 2. Особливості побудови і режими роботи проміжних каскадів радіо-<br>передавача..... | 136        |
| 3. Резонансні підсилювачі потужності на транзисторах.....                            | 138        |
| <b>Широкопasmові підсилювачі потужності.....</b>                                     | <b>141</b> |
| 1. Загальні відомості про широкопasmові підсилювачі.....                             | 141        |
| 2. Обмеження смуги підсилення в лампових ПП.....                                     | 142        |
| 3. Широкопasmові транзисторні ПП.....  | 145        |
| <b>Узгоджуючі пристрої радіопередавачів.....</b>                                     | <b>149</b> |
| 1. Призначення та вимоги до узгоджуючих пристроїв.....                               | 149        |
| 2. Резонансні узгоджуючі пристрої.....   | 150        |
| 3. Резонансні узгоджуючі ланцюги на відрізках довгих ліній.....                      | 154        |
| 4. Широкопasmові узгоджуючі пристрої.....  | 156        |

### РОЗДІЛ III. ОСНОВИ ПОБУДОВИ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИБОРІВ ЗАГАЛЬНІ ПРИБОРІ. ОСНОВНІ ТИПИ СТРУКТУРНИХ СХЕМ РАДІОПРИЙМАЧІВ..... 158

|   |            |
|---|------------|
| 1. Призначення радіоприймальних пристроїв та галузі їх застосування.<br>Короткі відомості з історії розвитку теорії і техніки радіоприйому..... | 158        |
| 1.1. Призначення радіоприймальних пристроїв.....  | 158        |
| 1.2. Короткі відомості з історії розвитку теорії і техніки радіоприйому.....  | 158        |
| 2. Складові частини і функції радіоприймального пристрою.....   | 159        |
| 3. Основні типи структурних схем радіоприймачів.....  | 160        |
| 3.1. Структурна схема приймача прямого підсилення.....  | 161        |
| 3.2. Структурна схема радіоприймача супергетеродинного типу.....  | 161        |
| 3.3. Структурна схема радіоприймача прямого перетворення частоти.....   | 163        |
| <b>Основні характеристики та класифікація радіоприймачів.....</b>   | <b>165</b> |
| 1. Основні характеристики радіоприймачів.....   | 169        |
| 2. Класифікація радіоприймачів.....   | 169        |
| 3. Узагальнена структурна схема професійного радіоприймача систем<br>радіозв'язку.....  | 173        |
| <b>Особливості та характеристики основних трактів і систем<br/>радіоприймача.....</b>   | <b>174</b> |
| 1. Особливості та характеристики тракту прийому.....  | 176        |
| 1.1. Тракт радіочастоти.....  | 176        |
| 1.2. Тракт проміжної частоти.....   | 176        |
| 1.3. Тракт звукової (низької) частоти.....  | 179        |
| 2. Система настройки та стабілізації частоти.....   | 181        |
| 2.1. Система настройки.....   | 181        |
| 2.2. Система стабілізації частоти.....  | 181        |

|  |            |
|--|------------|
| 3. Система регулювання підсилення і управління.....  | 182        |
| 3.1. Система регулювання підсилення.....   | 183        |
| 3.2. Система управління.....   | 183        |
| 4. Фактори, які визначають структуру та характеристики приймачів<br>систем військового радіозв'язку..... | 184        |
| <b>Вхідні ланцюги радіоприймачів.....</b>  | <b>188</b> |
| 1. Призначення та класифікація вхідних ланцюгів.....   | 188        |
| 1.1. Призначення вхідних ланцюгів.....   | 188        |
| 1.2. Класифікація вхідних ланцюгів.....  | 188        |
| 2. Резонансний коефіцієнт передачі вхідного ланцюга.....   | 192        |
| 2.1. Еквівалентна схема вхідного ланцюга.....  | 192        |
| 2.2. Резонансний коефіцієнт передачі.....  | 193        |
| 3. Вибірковість вхідного ланцюга.....  | 196        |
| 4. Діапазонні властивості вхідних ланцюгів.....  | 198        |
| 4.1. Вхідний ланцюг з ємнісним зв'язком з антеною.....   | 201        |
| 4.2. Вхідний ланцюг з індуктивним зв'язком з антеною.....  | 203        |
| <b>Коефіцієнт шуму та чутливість радіоприймача.....</b>  | <b>206</b> |
| 1. Джерела шумів у радіоприймачі.....  | 206        |
| 2. Коефіцієнт шуму радіоприймача.....  | 208        |
| 3. Чутливість радіоприймача.....   | 210        |
| 4. Структура тракту радіочастоти за вимогами чутливості приймачів.....                                   | 213        |
| <b>Односигнальна вибірковість радіоприймача.....</b>   | <b>216</b> |
| 1. Характеристика односигнальної вибірковості радіоприймача.....   | 216        |
| 2. Поняття про сусідні та побічні канали прийому радіоприймача.....                                      | 218        |
| 2.1. Сусідні канали прийому.....   | 218        |
| 2.2. Побічні канали прийому.....   | 219        |
| 3. Заходи послаблення завад побічних каналів прийому.....  | 222        |
| <b>Багатосигнальна вибірковість радіоприймача.....</b>   | <b>224</b> |
| 1. Поняття про багатосигнальну вибірковість радіоприймача.....   | 224        |
| 2. Оцінка нелінійних явищ в каскадах приймача.....   | 226        |
| 2.1. Блокування.....   | 227        |
| 2.2. Перехресна модуляція.....   | 228        |
| 2.3. Взаємна модуляція.....  | 230        |
| 3. Способи підвищення багатосигнальної вибірковості.....   | 231        |
| <b>Тракти проміжних частот радіоприймачів.....</b>   | <b>232</b> |
| 1. Тракти проміжних частот, їх призначення і склад.....  | 232        |
| 2. Принципи побудови трактів проміжних частот.....   | 233        |
| 2.1. Перетворювачі частоти.....  | 233        |
| 2.2. Принципи побудови вузькопasmових підсилювачів<br>проміжної частоти.....                             | 235        |
| 3. Вибір проміжних частот.....   | 237        |
| 3.1. Загальні відомості.....   | 237        |



|   |            |
|---|------------|
| 3.2. Вибір ПЧ з умов придушення завад в дзеркальному каналі прийому .....                       | 238        |
| 3.3. Вибір ПЧ з умов забезпечення смуги пропускання і вибірковості по сусідньому каналу .....   | 239        |
| <b>Системи регулювання у радіоприймачах .....</b>   | <b>241</b> |
| 1. Призначення регулювання у приймачах .....  | 241        |
| 2. Регулювання підсилення у радіоприймачах .....  | 241        |
| 2.1. Загальна характеристика регулювання підсилення .....                                       | 241        |
| 2.2. Способи регулювання підсилення .....   | 242        |
| 2.3. Автоматичне регулювання підсилення .....   | 245        |
| 3. Регулювання смуги пропускання в приймачі .....   | 247        |
| 3.1. Способи регулювання смуги пропускання приймача .....                                       | 248        |
| <b>Стабілізація частоти в радіоприймачах .....</b>  | <b>250</b> |
| 1. Фактори, що визначають частотну точність радіоприймача .....                                 | 250        |
| 2. Радіоприймачі з параметричною стабілізацією частоти гетеродинів .....                        | 251        |
| 2.1. Структурна схема приймача з багатодіапазонним першим гетеродином .....                     | 252        |
| 2.2. Структурна схема приймача з однодіапазонним першим гетеродином і помноженням частоти ..... | 253        |
| 3. Радіоприймачі з кварцовою стабілізацією частоти гетеродинів .....                            | 254        |
| 3.1. Структурна схема приймача з кварцовою стабілізацією частоти першого гетеродина .....       | 254        |
| 3.2. Структурна схема приймача з використанням сітки опорних частот і метода компенсації .....  | 255        |
| <b>Особливості трактів прийому сигналів з амплітудною модуляцією і маніпуляцією .....</b>       | <b>258</b> |
| 1. Тракт прийому сигналів з амплітудною модуляцією .....  | 258        |
| 1.1. Вимоги до характеристик тракта .....   | 259        |
| 1.2. Завадостійкість і чутливість прийому АМ сигналів .....                                     | 261        |
| 2. Слуховий прийом амплітудно-маніпульованих сигналів .....                                     | 261        |
| <b>Особливості тракта прийому односмугових сигналів .....</b>                                   | <b>263</b> |
| 1. Демодуляція односмугових сигналів .....  | 263        |
| 2. Структурна схема приймача односмугових сигналів .....  | 265        |
| 3. Завадостійкість і чутливість прийому односмугових сигналів .....                             | 268        |
| <b>Тракти прийому сигналів з частотною модуляцією .....</b>                                     | <b>270</b> |
| 1. Структурна схема тракта прийому сигналів з частотною модуляцією .....                        | 270        |
| 2. Вимоги до характеристик тракта прийому приймачів ЧМ сигналів .....                           | 271        |
| 2.1. Смуга пропускання .....  | 271        |
| 2.2. Коефіцієнт підсилення .....  | 271        |
| 2.3. Вплив нерівномірності АЧХ і ФЧХ тракта прийому на спотворення ЧМ сигналу .....             | 272        |
| 3. Завадостійкість і чутливість прийому сигналів із ЧМ .....                                    | 275        |
| <b>Тракти прийому сигналів з частотною та фазовою маніпуляцією .....</b>                        | <b>277</b> |
| 1. Структурна схема тракта прийому сигналів F1B і F7B .....                                     | 278        |

|  |     |
|--|-----|
| 2. Завадостійкість і чутливість приймачів сигналів F1B і F7B ..... | 281 |
| 3. Загальні відомості про прийом ФМ сигналів .....                 | 282 |
| 4. Структурна схема тракта прийому ВФМ .....                       | 284 |

#### РОЗДІЛ IV. РАДІОПРИЙМАЛЬНІ ПРИСТРОЇ З ЦИФРОВОЮ ОБРОБКОЮ СИГНАЛІВ .....

|  |            |
|--|------------|
| <b>Особливості застосування в радіоприймальних пристроях методів цифрової техніки .....</b>        | <b>286</b> |
| 1. Загальні відомості .....  | 286        |
| 2. Аналого-цифрові перетворювачі для радіоприймальних пристроїв .....                              | 289        |
| 3. Цифрові фільтри .....   | 290        |
| <b>Приклади побудови професійних радіоприймальних пристроїв з цифровою обробкою сигналів .....</b> | <b>292</b> |
| 1. Зв'язувальний радіоприймач IC-R71 (Icom.Inc) .....  | 292        |
| 2. Вимірювальний ПРПП EHS3 фірми Rohde&Schwarz .....   | 300        |
| 3. Сімейство КХ приймачів EK890 фірми Rohde&Schwarz .....  | 307        |

|                         |            |
|-------------------------|------------|
| <b>Література .....</b> | <b>313</b> |
|-------------------------|------------|

#### Гайдук О.В. та ін.

- P15 Радіотелекомунікаційні технології: Радіопередавальні та радіоприймальні пристрої. – Ніжин: ТОВ “Видавництво “Аспект-Поліграф”, 2007. – 320 с.  
ISBN 966-340-165-6

Науково-технічне видання містить чотири розділи: основи професійного радіозв'язку, основи побудови сучасних радіопередавальних та радіоприймальних пристроїв, радіоприймальні пристрої з цифровою обробкою сигналів.

Науково-технічне видання призначено для студентів, які навчаються за напрямком “Радіотехніка” за дисциплінами “Генерування та формування сигналів” і “Приймання та оброблення сигналів”. Він також буде дуже корисний для аспірантів, інженерів та наукових співробітників, які спеціалізуються у застосуванні, проектуванні та дослідженні систем радіозв'язку та їх елементів.

УДК 621.396.2  
ББК 32.848