

С. П. Кононов

**СИСТЕМИ РАДІО- І ТЕЛЕВІЗІЙНОГО
МОВЛЕННЯ**

Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України
Вінницький національний технічний університет

С. П. Кононов

Системи радіо- і телевізійного мовлення

Навчальний посібник

Вінниця
ВНТУ
2012

УДК [621.396.97+621.397.6](075)

ББК [32.844+32.94]я73

К64

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки, молоді та спорту України (протокол №7 від 24.02.2011 р.).

Рецензенти:

С. М. Злепко, доктор технічних наук, професор

О. Б. Шарпан, доктор технічних наук, професор

О. М. Шинкарук, доктор технічних наук, професор

Кононов, С. П.

К64

Системи радіо- і телевізійного мовлення : навчальний посібник / С. П. Кононов. — Вінниця : ВНТУ, 2012. — 116 с.

В посібнику розглянуті основи організації радіо-, телемовлення, а також питання побудови передавально-приймальних радіопристроїв. Він розроблений відповідно до програми дисципліни “Системи радіо- і телевізійного мовлення”. Посібник буде корисним студентам бакалаврського напрямку — «Телекомунікації» під час навчального процесу, а також може бути цікавим для викладачів та фахівців.

УДК [621.396.97+621.397.6](075)

ББК [32.844+32.94]я73

Зміст

Вступ	4
1 Основи радіо-, телемовлення.....	6
1.1 Основні положення та поняття.....	6
1.2 Телерадіоорганізації.....	8
1.3 Технічна база радіо- і телемовлення.....	9
1.4 Класифікація систем радіомовлення	13
1.5 Класифікація систем телемовлення	14
1.6 Поділ на класи каналів аналогового радіомовлення.....	17
<i>Контрольні запитання</i>	20
2 Передавальні та приймальні радіопристрої	22
2.1 Загальні положення	22
2.2 Найпростіший радіоприймач.....	25
2.3 Радіоприймач прямого підсилення	28
2.4 Супергетеродинний радіоприймач	35
2.5 АМ передавачі, способи отримання модуляції	49
2.6 Особливості ЧМ-передавача і приймача.....	58
2.7 Радіоприймачі прямого перетворення.....	73
2.8 Особливості передавача і приймача ОСМ-сигналу	75
<i>Контрольні запитання</i>	81
3 Мережі та частотний розподіл у радіомовленні	84
3.1 Мережі радіомовлення	84
3.2 Розподіл частот у радіомовленні.....	86
3.3 Радіомовлення в діапазонах ДХ, СХ	87
3.4 Радіомовлення в діапазоні КХ.....	88
3.5 Радіомовлення в діапазоні УКХ.....	89
<i>Контрольні запитання</i>	90
4 Основи телебачення.....	91
4.1 Передача і прийом повного телевізійного радіосигналу	91
4.2 Принцип черездякрової розгортки.....	95
4.3 Форма і спектр відеосигналу	97
4.4 Кольорове телебачення	102
<i>Контрольні запитання</i>	110
Словник найбільш вживаних термінів.....	112
Література	114

Вступ

Телерадіоінформаційний простір України пройшов кілька етапів свого розвитку. Перший етап становлення та кількісного зростання телерадіоорганізацій (telerradioorganization) (ТРО) України припав на 1993-1999 рр. За цей час їх кількість зросла з 25 (головним чином державні ТРО) до 791 компанії. Паралельно розгортався процес форматування мовлення кожної з ТРО, здебільшого хаотичний.

Другий етап (2000-2004 рр.) ознаменувався якісними змінами в національному телерадіопросторі, хоча домінуючою тенденцією залишалося кількісне зростання ТРО, зокрема їх кількість сягнула 1100, а загальний обсяг мовлення – майже 9000 годин щодоби. Після характерного для першого етапу засилля в українському телерадіоєфірі зарубіжної відео- і аудіопродукції почала збільшуватися кількість програм вітчизняного виробництва, спроможних успішно конкурувати із зарубіжними аналогами. Розпочалося очищення вітчизняного телерадіоєфіру від пропаганди насильства і розпусти. Мешканці більшості регіонів України стали приймати, крім передач місцевих ТРО, також і програми 6 - 8 центральних ТРО.

Третій етап, що розпочався в 2004-2005 рр. і триває донині, характеризується передусім переходом ТРО на цифрове мовлення і викликаного цим докорінною перебудовою їхньої діяльності. Національна рада України з питань телебачення (television) і радіомовлення (broadcasting) визначила цей процес як один із своїх пріоритетів, плануючи діяльність таким чином, щоб до 2014 року в країні було завершено перехід на цифрову форму мовлення.

Якісні зміни відбуваються не лише в технологічних аспектах телерадіомовлення, а й у його наповненні. Національна рада має можливість перейти від політики форматування кожного каналу окремо до планування форматів мовлення як у кожному з територіальних сегментів телерадіоінформаційного простору, так і загальнодержавного простору в цілому.

Станом на 01.11.2006 року в Україні зареєстровано 1268 ТРО, з них 647 телемовні, 524 радіомовні; 97 - телерадіомовні.

Відповідно до Закону України „Про телебачення і радіомовлення” загальнонаціональними мовниками є ТРО, які ведуть мовлення в областях (з урахуванням Автономної Республіки Крим), де проживає не менше двох третин населення України. Таких ТРО налічується 15. Створено 4 регіональних телемережі, а також 30 регіональних телекомпаній, що працюють у межах окремих областей (регіонів).

Відповідно до законодавства, в Україні існує 3 загальнонаціональні радіомережі. У діапазоні FM до загальнонаціональних мовників

прирівнюють ще 12 радіомереж. Створено 7 регіональних радіомереж та 19 ТРК, працюючих у межах окремих областей (регіонів).

Для потреб ефірного телемовлення (telecasting) в Україні зроблено 2500 частотних присвоєнь. ТРО загальнонаціонального мовлення використовують 1895 частот, місцевого та регіонального – 605 частот. В ефірному радіомовленні через загальнонаціональні мережі задіяно 542 частоти, регіональні та місцеві – 297 частот.

Сьогодні у світі не існує єдиної універсальної моделі розвитку радіо- і телемовлення. Принципи організації цього процесу відрізняються в різних країнах. Втім, усе нормативно-правове розмаїття залежить від технічних чинників розвитку інформаційного середовища. Їх вплив на процеси змін у телерадіоінформаційному просторі з кожним роком стає дедалі потужнішим. При цьому домінуючою тенденцією є запровадження цифрового радіомовлення і телебачення [8,15]. Крім поліпшення якості сигналу, воно значно збільшує можливість використання радіочастотного ресурсу будь-якої країни, оскільки на одній частоті, на якій працюють компанії у аналоговому режимі, може бути розміщено, наприклад, до чотирьох телевізійних каналів у цифровому режимі.

Серед світових лідерів запровадження цифрового телебачення є США, де вже припинено ліцензування аналогових каналів мовлення. Існує міждержавна домовленість про перехід до 2015 року на цифрове мовлення і в Європі. З 1 січня 2015 року в Україні має бути припинено функціонування аналогових систем радіо-, телемовлення.

Впровадження цифрового мовлення сприяє також стрімкому зростанню популярності технології HDTV (High Definition Television – телебачення високої чіткості). Більшає „форматних” каналів мовлення, здатних задовольняти різноманітні інтереси глядачів. Нові технології забезпечують високу якість та доступність сигналу, а також дають нові можливості створення каналів, розрахованих на аудиторії з найрізноманітнішими смаками й уподобаннями.

1 ОСНОВИ РАДІО-, ТЕЛЕМОВЛЕННЯ

1.1 Основні положення та поняття

Система радіо-, телемовлення (СРТМ) – об'єднані в систему технічні засоби, в основу роботи яких покладені певні способи формування, передачі радіосигналів на значні відстані з подальшим їх прийомом і обробкою. Система призначена для поширення мовних аудіо- та відеосигналів (videosignal) з метою доведення їх до широкого кола територіально розосереджених глядачів і слухачів.

В основі будь-якої СРТМ знаходиться канал радіо- або телемовлення, схема якого наведена на рис. 1.1 [1,5,19]. Канал складається з трьох послідовно з'єднаних трактів: ТФП (тракт формування програм) (highway program forming), ТПРП (тракт первинного розподілу програм) (highway of primary distribution of the programs) і ТВРП (тракт вторинного розподілу програм) (highway of secondary distribution of the programs). Ліворуч показаний вхід, для радіомовлення слід позначити його мікрофоном і умовно вважати, що біля нього знаходиться диктор або музиканти; для телемовлення слід доповнити вхід позначенням відеокамери. На виході аудіо -, відеосигнал існує в своїй природній аналоговій формі – у вигляді акустичних або оптичних хвиль.

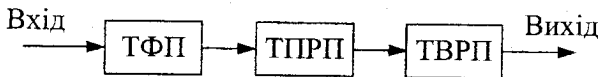


Рисунок 1.1 – Канал радіо - або телемовлення

Праворуч – вихід каналу, там знаходяться слухачі і глядачі біля радіомовного приймача або телевізора. На виході сигнал знову перетворюється в ту форму, що сприймається людиною, тобто в аналогову – це акустичні і оптичні хвилі.

Розшифруємо функції кожного тракту каналу радіо-, телемовлення.

В ТФП готуються повідомлення, передачі або завершені в тематичному плані сукупності повідомлень, в цілому програми мовлення. Передачі транслюються безпосередньо або записуються і транслюються пізніше. Над створенням передач працює велика кількість людей – операторів, режисерів, техніків, ведучих, журналістів і т. д. ТФП будується на основі апаратно-студійного комплексу (АСК) (broadcast complex), розміщеного у радіобудинку (РБ). На основі АСК створюються телерадіокомпанії (ТРК), телерадіоорганізації (ТРО). До складу АСК входить певна кількість апаратних – окремих приміщень, які зайняті

технічною апаратурою і призначені для виконання основних функцій АСК. Наприклад, студійна, мовна апаратні, апаратні запису, монтажу та інші. На виході ТФП формується сигнал найвищої якості, тобто його робота оцінюється за критерієм мінімуму спотворень мовних сигналів.

Основне призначення ТПРП – це розподіл, поширення сигналу з виходу ТФП на значну територію, наприклад, на всю територію України, і навіть за її межі. Сигнали ТПРП недоступні для звичайних радіослухачів і телеглядачів, тобто вони передаються спеціально сформованими службовими каналами. Основною організацією, яка виконує функцію ТПРП в нашій країні, є Укртелеком, до складу якого входить служба первинних мереж.

Назвемо основні способи, за допомогою яких поширюються радіосигнали на значні відстані.

1. Передача через кабельні лінії на основі симетричних, коаксіальних ліній зв'язку, волоконно-оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ).

2. Створення радіорелейних ліній (РРЛ) передачі прямої видимості та тропосферного радіозв'язку.

3. Передача через супутникові лінії. РРЛ і супутникові лінії в апаратній реалізації мають багато спільного і різняться тільки тим, що перші сигнали ретранслюють через певну кількість наземних проміжних станцій, а в другі – через штучний супутник Землі.

Супутникові лінії мають менше кроків ретрансляції, але не завжди гарантують безперебійний зв'язок через складні явища в середовищі поширення радіохвиль (атмосфері, космосі) або ефірі. РРЛ містять більше апаратури, тобто складніші, інколи потребують значних витрат на їх експлуатацію. В ТПРП „павутинкою” формується велика телекомунікаційна мережа. Це означає, що сигнал із точки А в точку Б може надходити різними шляхами, тим самим забезпечується гнучкість і висока надійність функціонування ТПРП.

У ТПРП в умовах зовнішніх завад необхідно передавати велику кількість мовних сигналів, тому змінюється критерій, за яким оцінюється робота тракту. В ТПРП використовується багатоканальна апаратура. Мовні сигнали подані у цифровій формі і швидкість цифрового потоку (ШЦП) повинна бути найменшою з можливих. З цією метою в ТПРП використовують нерівномірне квантування, зменшують частоту дискретизації. Так, якщо на виході ТФП аудіосигнал, наприклад, має частоту дискретизації 48 кГц, а розрядність квантування 16, то в ТПРП при умові мовлення в ультракороткохвильовому діапазоні (FM діапазон) частоту дискретизації зменшують до 32 кГц, а розрядність квантування до 10 - 12. Ця обставина приводить до зростання спотворень мовного сигналу, але зменшує ШЦП. Для боротьби із завадами в ТПРП застосовуються алгоритми завадостійкого кодування. Слід згадати також про ще один ефективний спосіб зменшити ШЦП мовного сигналу в ТПРП

– ущільнення аудіо-, відеоінформації без суттєвого зростання спотворень за допомогою алгоритмів MPEG.

Основою ТВРП є радіо- і телемовні передавачі. Слід зазначити, що на сьогоднішній день в країні переважно працюють аналогові системи радіо-, телемовлення. Відповідно мовні передавачі ТВРП аналогові. До ТВРП також входять радіомовні приймачі та телевізори, антенно-фідерні тракти передавачів і приймачів та середовище поширення радіохвиль.

Відмінність аналогової і цифрової СРТМ полягає в тому, що в цифровій системі мовні сигнали в аналоговій формі з'являються лише в кінцевому каскаді приймача, наприклад, на вході підсилювача низької частоти, що працює на гучномовець. В аналоговій системі перетворення з цифрової форми в аналогову відбувається в ТВРП раніше, на вході модуляторів передавачів. В ТФП і ТПРП як в аналогових, так і у цифрових СРТМ апаратура, лінії передачі працюють, у більшості випадків, в цифровому режимі. Винятком є перетворювачі з акустичної, оптичної форми мовного сигналу в електричну (мікрофони, відеокамери) та вхідні підсилювачі, що знаходяться на вході ТФП.

В ТПРП каналу радіо-, телемовлення активно впроваджується Інтернет. За допомогою комп'ютерних мереж створюється швидкісний канал зв'язку, по якому гарантовано на значні відстані передаються мовні сигнали, в першу чергу аудіосигнали. З комп'ютерів прийняті мовні сигнали розгалужуються до радіомовних передавачів мережі ТВРП. Крім того, створено велику кількість сайтів, на яких розміщується інформація про ту чи іншу радіостанцію. У користувача Інтернету з'являється можливість або прослухати, або подивитись ту чи іншу програму. Можна стверджувати, що радіо-, телемовлення органічно інтегрується у всесвітню мережу Інтернет.

Нарешті, слід знову звернутися до рис. 1.1 і замкнути його зворотним зв'язком. Сучасні СРТМ є інтерактивні, тобто двонаправлені. Слухачі та телеглядачі можуть впливати на хід трансляції програми, зв'язавшись через телекомунікаційні засоби зі студією ТФП. В майбутньому з впровадженням цифрових СРТМ цю функцію будуть виконувати передавальні вузли модемів побутових телерадіоприймачів.

1.2 Телерадіоорганізації

Існують державні та приватні ТРО. За кількістю приватні ТРО перевищують державні.

Функції, що покладаються на ТРО, такі:

- визначатись з кількістю передач, обсягом мовлення, жанром і напрямком розвитку програми;
- створювати передачі та формувати відповідні електричні сигнали;

- разом з підприємствами електрозв'язку поширювати сигнали мовлення всією територією обслуговування.

В організаціях радіо-, телемовлення працюють як технічні працівники (інженери, техніки, оператори), так і працівники з творчим напрямком роботи (ведучі та автори передач, журналісти, редактори).

Передачі радіо-, телемовлення ведуться в записі або в режимі прямого ефіру – наживо. Відсоток передач наживо зростає. Якщо 15 - 20 років тому такі передачі не переважали 5 - 10%, то зараз вони становлять 20 - 30% і більше від загального об'єму мовлення. На жаль, кількість не завжди переростає в якість. Особливо це стосується невеликих комерційних компаній, передачі прямого ефіру яких часто, м'яко кажучи, потребували б подальшого редагування. У великих ТРО кадрове питання вирішується краще, підбираються висококваліфіковані співробітники, тому якість передач висока.

У доповнення до передач загальнонаціональних програм на цих же частотних каналах ведуть мовлення обласні, міські, районні ТРО. Наприклад, на частотних каналах, що виділені для першої загальнонаціональної програми радіо УР-1 в певні проміжки часу транслюються передачі обласного радіо, а в мережі проводового мовлення – радіо міста, району. В цей же час радіомовні передавачі мережі УР-1, що покривають значні території, продовжують вести мовлення основної програми. Подібний до розглянутого режим мовлення застосовується і на телебаченні.

Існує ще така форма радіо- і телемовлення, яка має назву іномовлення. Це той випадок, коли в країні організовується мовлення за кордон. Сигнали від ТФП доставляються різними лініями зв'язку ТПРП в інші країни, де створюється мовна мережа ТВРП. В короткохвильовому частотному діапазоні особливості поширення радіохвиль такі, що радіомовні передавачі можуть розташовуватись і в країні, що веде іномовлення. Застосовуються потужні радіопередавачі з антенами вузької діаграми спрямованості. Радіосигнал випромінюється під гострим кутом до горизонту з можливістю його прийому за тисячі, десятки тисяч кілометрів. Як приклад, можна згадати програму «Українське Всесвітнє Радіо», що веде мовлення на коротких хвилях в багатьох країнах світу.

У значних за територіями країнах формується декілька варіантів програм згідно з часовими поясами. Наприклад, в Росії, де налічується п'ять часових поясів, програма «Радіо Росії» транслюється в п'яти варіантах: М і А, Б, В, Г (зі зсувом в часі, відповідно, на 8, 6, 4, 2 години вперед).

1.3 Технічна база радіо- і телемовлення

Технічну базу радіо- і телемовлення можна поділити на три рівні [5]:

- головний центр;
- обласний центр;
- місцевий або районний центр.

Організація мовлення в головному центрі характерна для столиці країни. Структура головного центру наведена на рис. 1.2.

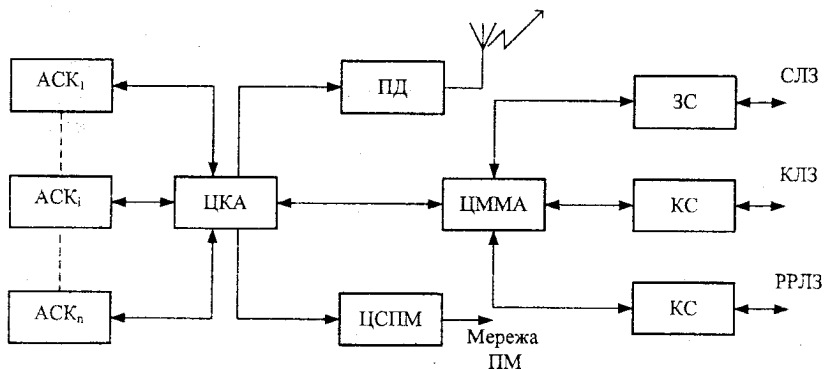


Рисунок 1.2 – Головний центр

До нього входять n апаратно-студійних комплексів (АСК) ТФП. Сигнали з їх виходів комутуються центральною комутаційною апаратурою (ЦКА) (central instrument room) і розгалужуються за декількома напрямками. По-перше, сигнали мовлення надходять на місцеві радіо-, телепередавачі (ПД) ТВРП. По-друге, сигнали звукового мовлення поширюються в столиці центральною станцією проводового мовлення (ЦСПМ) в мережі проводового мовлення (ПМ). Діючим в Україні стандартом проводового мовлення передбачається функціонування трьох програм. Перша програма транслюється безпосередньо без перетворення в смузі звукових частот. Друга і третя програми передаються за допомогою амплітудної модуляції (amplitude modulation) на несучих 78 кГц і 120 кГц. Для відтворення цих програм до складу абонентських «точок» входять приймачі прямого підсилення з трьома фіксованими настройками. До згаданого вище звукового мовлення, крім радіомовлення і проводового мовлення, входить ще звуковий супровід телебачення.

Сигнали від ТФП через центральну міжміську мовну апаратуру (ЦММА) передаються на значні відстані різними лініями зв'язку. Основними лініями зв'язку є супутникові лінії зв'язку (СЛЗ) із земними станціями (ЗС), до яких відносять симетричні, коаксіальні, волоконно-оптичні лінії зв'язку, з кінцевими станціями (КС), а також радіорелейні (РРЛЗ), які, в свою чергу, можна поділити на радіорелейні лінії прямої видимості (рис. 1.3, а) та тропосферного зв'язку (рис. 1.3, б).

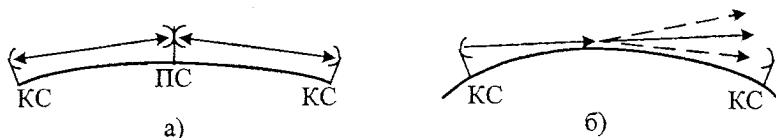


Рисунок 1.3 – РРЛЗ прямої видимості (а), тропосферного зв'язку (б)

В перших антени кінцевих і проміжних станцій (КС і ПС) «бачать» одна одну, станції розташовані одна від одної на відстанях 30 - 60 км, а потужності передавачів невеликі (одиниці - десятки Вт). Лінії тропосферного зв'язку створюють у тих випадках, коли неможливо встановити ПС. Потужність передавачів в КС таких ліній значно більша (одиниці - десятки кВт). Використовується явище тропосферного розсіювання радіохвиль, при цьому відстані між КС сягають сотень кілометрів. Робочі частоти в РРЛЗ від сотень мегагерц до десятків гігагерц.

ЦММА разом з усіма лініями зв'язку входять до ТПРП, де формуються багатоканальні або групові сигнали, які передаються в обох напрямках: як від головного центру до обласних і місцевих, так і в зворотному напрямку.

В обласному центрі (рис. 1.4) мовні сигнали від головного центру приймаються ЗС і КС, надходять до міжміської мовної апаратури (ММА) (long distance instrument room) ТПРП.

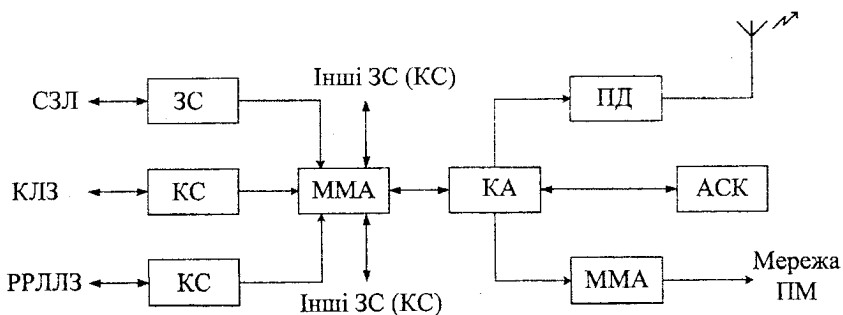


Рисунок 1.4 – Обласний центр

Особливістю ММА є наявність в ній додаткових зв'язків з іншими ЗС або КС. Це пояснюється тим, що мережа ТПРП каналу радіо-, телемовлення будується за радіально-вузловою схемою (рис. 1.5).

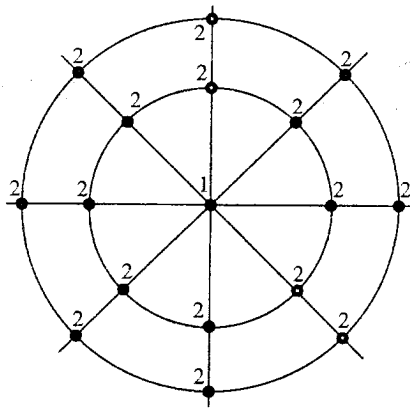


Рисунок 1.5 – Мережа мовлення ТПРП
(1 – головний центр, 2 – обласні центри)

Така реалізація мережі мовлення підвищує надійність, гнучкість функціонування системи в цілому. Як видно з рис. 1.5, сигнали між головним і обласними центрами, а також між двома обласними можуть передаватися різними шляхами в залежності від того, як вони комутовані в ММА.

В комутаційній апаратній (КА) (switch room) виділені з багатоканальних, групових сигналів мовні сигнали розгалужуються, як і в головному центрі, на місцеві ПД ТВРП і на станцію проводового мовлення (СПМ), з виходу якої потрапляють в мережу ПМ. АСК ТФП обласного центру готує програми обласного рівня, які транслюються місцевими передавачами або в мережі ПМ. Крім того, АСК обмінюється передачами з іншими АСК головного і обласних центрів.

Розглянемо на районному або місцевому рівні особливості організації радіо-, телемовлення (рис. 1.6). По-перше, в ТПРП мовні сигнали поширюються, в основному, за допомогою КЛЗ і РРЛЛЗ. По-друге, ТВРП доповнений телевізійними ретрансляторами (ТРТ), призначення яких – забезпечити якісне телемовлення для тих глядачів, які мешкають на територіях невпевненого прийому від передавачів обласного центру внаслідок рельєфу місцевості або з інших причин. І, нарешті, елемент ТФП – радіобудинок (РБ) формує передачі місцевого значення, які згідно з розкладом районного мовлення комутуються КА на ПД або СПМ. Крім того, РБ обмінюється через ТПРП з обласним центром необхідною інформацією для успішного ведення мовлення.

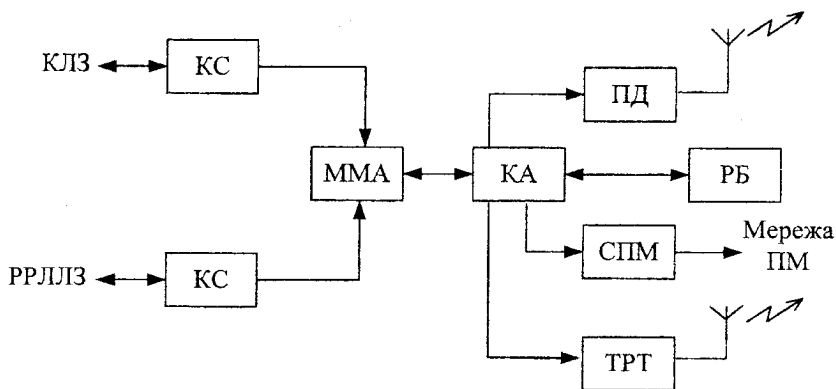


Рисунок 1.6 – Районний центр

1.4 Класифікація систем радіомовлення

Системи радіомовлення поділяються за такими ознаками:

а) за формою подання мовного сигналу існують аналогові та цифрові системи. Про відмінності між ними раніше було сказано. Серед сучасних цифрових систем, що забезпечують високу якість передач, виділяємо розроблені для Європи DAB (Digital Audio Broadcasting – цифрове аудіомовлення) і DRM (Digital Radio Mondiale – всесвітнє цифрове радіо) [11,15].

б) за режимом роботи системи радіомовлення бувають одноканальні (моно) і багатоканальні (стерео).

в) радіомовлення ведеться з такими типами модуляції радіосигналу:

- амплітудна звичайна;
- амплітудна односмугова (single-sideband modulation);
- частотна;
- багатопозиційна імпульсна модуляція, що застосовується в цифрових системах (як приклад можна навести відносну фазову маніпуляцію ВФМ та квадратурно-амплітудну маніпуляцію КАМ).

г) за діапазоном частот є системи:

- довгохвильові (148 - 285) кГц;
- середньохвильові (525 - 1605) кГц;
- короткохвильові (3,2 - 26,1) МГц;
- ультракоткохвильові (65,8 - 74,0) МГц і (87,5 - 108) МГц.

Крім того, на окремих ділянках УВЧ, НВЧ, КВЧ діапазонів також дозволено вести радіомовлення. В діапазонах довгих (ДХ) (long waves), середніх (СХ) (middle waves), коротких (КХ) (short waves) хвиль мовлення ведеться з амплітудною модуляцією в режимі моно. В діапазоні КХ

дозволено односмугову модуляцію з частково послабленою несучою. Частотна модуляція (frequency modulation) застосовується в діапазоні ультракоротких (УКХ) (ultra-short waves) хвиль, режим мовлення - моно або стерео. Розроблено також системи стереомовлення з амплітудною модуляцією в режимі стерео.

Діапазон КХ поділено на піддіапазони з назвами за середньою довжиною хвилі: 11м, 13м, 15м, 19м, 21м, 25м, 31м, 41м, 49м, 60м, 75м. Піддіапазони займають відносно вузькі частотні смуги. Наприклад, піддіапазон 31м має частотні границі (9500 - 9900) кГц.

1.5 Класифікація систем телемовлення

Системи телемовлення, як і радіомовні аналогові чи цифрові, можуть бути поділені на наземні (ефірні), кабельні та супутникові. Так, наприклад, стандарт цифрового телебачення DVB (Digital Video Broadcasting) передбачає створення трьох систем мовлення: DVB-T – наземної, DVB-C – кабельної та DVB-S – супутникової [7,16,18].

За діапазоном робочих частот розрізняють телемовлення:

- метрових хвиль (metric waves) (1 - 12 канали, 48,5 - 230 МГц);
- дециметрових хвиль (decimetric waves) (21 - 81 канали, 470 - 958 МГц);
- УВЧ, НВЧ (hyperfrequencies), КВЧ діапазонів, як приклад можна згадати про супутникове телемовлення в діапазоні НВЧ 10 - 12 ГГц;
- кабельне, для якого ще додатково відведено частотну смугу в проміжку 230 - 470 МГц.

Наступною ознакою в класифікації є спосіб поелементного розкладання зображення. Як відомо, зображення на екранах телевізорів формується растровим методом з певними кількостями рядків в кадрі при розгортанні по вертикалі та кількістю таких кадрів на секунду. У світі існують системи з двома способами розкладання – 625/50 та 525/60, де в чисельнику кількість рядків, а в знаменнику – кадрів. Частоту кадрів 50 або 60 Гц визначають, з метою зменшення спотворень зображення і спрощення апаратури, за прийнятою в країні частотою змінного струму мереж живлення. Якщо говорити про якість зображення, то вона в цих системах практично однакова.

Телевізійні камери ТФП формують сигнали трьох основних кольорів: E_R – червоного, E_G – зеленого, E_B – синього. Ці ж сигнали керують струмами променів в електронних гарматах кінескопа в телевізорі. Змінюючи відношення сигналів на катодах кінескопа, можна отримати будь-який кольоровий тон в межах кольорового трикутника, який визначається кольоровими координатами люмінофорів, які використовуються.

Різниця між системами кольорового телебачення полягає в способах отримання із сигналів основних кольорів так званого повного кольорового сигналу, яким модулюється несуча частота в телевізійному передавачеві.

Таке перетворення необхідно для того, щоб розмістити інформацію про кольорове зображення в смузі частот чорно-білого сигналу. В основі такого ущільнення спектрів сигналів лежить особливість зорової системи людини, яка полягає в тому, що дрібні деталі зображення сприймаються як безколірні.

Сигнали основних кольорів перетворюються в широкосмуговий сигнал яскравості (signal of brightness) E_Y , відповідного відеосигналу чорно-білого телебачення, і три вузькосмугових сигнали, які несуть інформацію про колір. Це так звані кольорорізницеві сигнали (color-difference signal). Вони отримуються відніманням із відповідного сигналу основного кольору сигналу яскравості.

Сигнал яскравості отримують додаванням в відповідних пропорціях трьох сигналів основних кольорів:

$$E_Y = r E_R + g E_G + b E_B.$$

У всіх кольорових телевізійних системах передають тільки сигнали яскравості E_Y і два кольорорізницевих сигнали, E_{R-Y} E_{B-Y} . Сигнал E_{G-Y} визначається в приймачі. Необхідно відмітити, що перед змішуванням сигнали основних кольорів проходять кола гамма-корекції, які компенсують спотворення, викликані нелінійною залежністю яскравості світіння екрана від амплітуди модулюючого сигналу.

В телемовленні відеосигнал має дві складових: чорно-білу (сигнал яскравості) і кольорову (два кольорорізницевих сигнали). Чисто чорно-білих систем телемовлення у світі нема.

За способом обробки і передачі кольорових сигналів існують три основні сумісні з чорно-білою системою системи кольорового телебачення: SECAM, NTSC і PAL [2,18,19].

В системі SECAM (від французького *Sequentiel couleur a memoir* – послідовна передача кольорів з пам'яттю) кожний з двох кольорорізницевих сигналів модулює за частотою свою піднесучу 4,4065 МГц і 4,25 МГц. Система SECAM використовується у Франції, країнах СНД, Східної Європи та Азії.

В системі NTSC (National television system color – національна кольорова телевізійна система), що поширена в країнах американського континенту, Японії, кольорорізницеві сигнали передаються методом квадратурної модуляції на частоті піднесучої 3,579545 МГц.

В системі PAL (Phase alternative line – рядки зі змінною фазою), що широко використовується в країнах Європи, Китаї і в деяких інших країнах Азії, кольорорізницеві сигнали також передаються за допомогою

квадратурної модуляції, але фаза одного кольорорізничевого сигналу змінюється від рядка до рядка на 180° . Це зменшує фазові спотворення відеосигналу і покращує якість зображення. Частота піднесучої, в залежності від різновиду стандарту PAL, знаходиться в межах (3,5795-4,4336) МГц. Зазначені системи обробки кольорових сигналів практично рівноцінні за основними параметрами якості зображення.

Телемовлення у світі має десять стандартів за передачею аудіо-, відеосигналів та сигналів розгортки В, G, D, К, Н, І, КІ, N, М, L (табл. 1.1). Тобто, можна говорити про їх можливі комбінації з трьома способами обробки кольору SECAM, NTSC і PAL.

Таблиця 1.1 – Світові стандарти телемовлення

Параметри сигналу	М	N	В, G	Н	І	D, К	КІ	L
Кількість рядків в кадрі	525	625	625	625	625	625	625	625
Кількість полів	60	50	50	50	50	50	50	50
Ширина смуги, МГц	6	6	7;8	8	8	8	8	8
Ширина основної бічної смуги зображення, МГц	4,2	4,2	5	5	6	6	6	6
Різниця між несучими звуку і зображення, МГц	4,5	4,5	5,5	5,5	6	6,5	6,5	6,5
Полярність модуляції відеосигналу	-	-	-	-	-	-	-	+
Вид модуляції звуку	ЧМ	ЧМ	ЧМ	ЧМ	ЧМ	ЧМ	ЧМ	АМ
Девіація частоти несучої звуку, кГц	25	25	50	50	50	50	50	-

Примітки:

1. Стандарти В і G, D і К, відрізняються значеннями частот телеканалів (МВ і ДМВ відповідно).

2. Полярність модуляції відеосигналу „-” – негативна, „+” – позитивна.

3. Оскільки при побудові зображення використовується черезрядкова розгортка (sweep interlace), реальна частота зміни повного кадру вдвічі менша кадрової частоти – частоти зміни півкадрів (полів).

Спроби вдосконалення привели до появи, крім аналогових звичайних, проміжних цифро-аналогових систем телемовлення поліпшеної якості, наприклад, поліпшений SECAM, PAL+, MAC (Multiplexing Analogue Component – ущільнення аналогових компонент) [18]. Згідно зі стандартом MAC, сигнали яскравості та кольору

стискаються у часі і передаються по черзі в активній частині рядка розгортки. Сигнали звуку, даних і синхронізації в системах МАС перетворюються у цифрову форму і проходять через процедуру завадостійкого кодування.

Якість зображення і звуку в усіх розроблених модифікаціях системи МАС вище, ніж в розглянутих аналогових SECAM, NTSC, PAL, але вони мають спільні недоліки: невисока роздільна здатність, мерехтіння зображення внаслідок низької частоти кадрів, тремтіння рядків.

Набагато кращою є система телебачення високої чіткості (ТВЧ), в якій значно збільшено роздільну здатність. Використання ТВЧ пов'язують з впровадженням цифрових технологій у телемовлення [8,17].

За форматом зображення телемовні системи існують зі співвідношеннями 4:3 та 16:9. Формат 16:9 з'явився пізніше і використовується в аналого-цифрових і цифрових системах поліпшеної якості, ТВЧ.

1.6 Поділ на класи каналів аналогового радіомовлення

Канали радіомовлення, згідно з [1,3,5], поділяються на три класи: "15 кГц" (стара назва вищий), "10 кГц" (перший), "6,4 кГц" (другий). Зміна назв викликана технічним прогресом. Та апаратура, що раніше відповідала вищому класу за технічними параметрами, застаріла, їй на заміну приходить сучасне обладнання.

Поділ на класи здійснюється за критерієм помітності спотворень мовного сигналу слухачами. Тобто, в основі поділу лежать суб'єктивні прослуховування, після яких проводяться об'єктивні лабораторні вимірювання технічних параметрів і характеристик каналу радіомовлення. Результати вимірювань оформлюються відповідним стандартом [3,4]. При визначенні наскрізних параметрів та характеристик каналу радіомовлення не враховують широкий за номенклатурою парк радіомовних приймачів, випробування проводять спеціальними вимірювальними приймачами. Так само може не враховуватись нерегулярне за характеристиками середовище поширення радіохвиль разом з антенами, що їх випромінюють.

Канал "15 кГц" формується для організації мовлення в стерео- і монорежимах в діапазоні УКХ, а також для обміну фрагментами програм між різними АСК ТФП. Канал "10 кГц" створюється для мономовлення в діапазонах ДХ, СХ, для поширення сигналу в мережах проводового мовлення. Канал "6,4 кГц" формується для організації іномовлення в діапазоні КХ, проводового мовлення в низових мережах районного рівня, вузькосмугових (репортажних) каналів, а також для передачі мовних сигналів з'єднувальними лініями ТВРП до передавачів в діапазоні ДХ.

Основні технічні характеристики каналу радіомовлення в залежності від класу наведені в табл. 1.2 [5].

Таблиця 1.2 - Характеристики каналу радіомовлення

Параметр \ Клас	"15 кГц"	"10 кГц"	"6,4 кГц"
1. Діапазон частот модуляції, Гц	30...15000	50...10000	100...6400
2. Нерівномірність АЧХ відносно коефіцієнтів передачі на частоті 1000Гц, дБ, не більше	+2...-4,2	+2,4...-5,0	+2,5...-5,2
3. Коефіцієнт гармонік, %, не більше	2,6	2,6	3,5
4. Захищеність від зваженого шуму, дБ, не менше	40	43	39
5. Захищеність від перехідної завади, дБ, не менше	70	70	60

Нерівномірність АЧХ визначається за формулою

$$\Delta L = (L_{MAX} - L_0) \dots (L_{MIN} - L_0),$$

де $L_{MAX(MIN)}$ – максимальний (мінімальний) рівень сигналу на виході каналу радіомовлення;

L_0 – рівень сигналу на частоті 1000Гц.

Наявність нерівномірності ΔL свідчить про лінійні (частотні і фазові) спотворення, які вносить канал в мовний сигнал.

Інформацію про нелінійні спотворення трактів дає коефіцієнт гармонік:

$$K_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1},$$

де U_1 – вихідна напруга першої гармоніки випробувального, синусоїдального за формою, сигналу;

$U_{2(3)}$ – вихідна напруга другої (третьої) гармоніки випробувального сигналу.

Шумові властивості каналу радіомовлення характеризує захищеність від зваженого шуму або, іншими словами, відношення сигналу до зваженого шуму на виході

$$3_{ш} = 20 \lg \frac{U_c}{U_{ш.зв}},$$

де U_c – вихідна напруга мовного сигналу;

$U_{ш.зв}$ – зважений шум на виході каналу у відсутності сигналу.

Зважений шум отримуємо, пропустивши шумову напругу через зважувальний фільтр (ЗФ) (рис. 1.7) до вольтметра діючих значень напруги (ВДЗ).

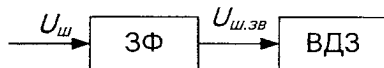


Рисунок 1.7 – Вимірювання зваженого шуму

АЧХ ЗФ (рис. 1.8) повторює за формою ізофону певної гучності сімейства кривих рівної гучності. Тим самим при визначенні шуму враховується чутливість (sensitivity) вуха людини до звуків з різними частотами, а отримане значення захищеності наближається до об'єктивного.

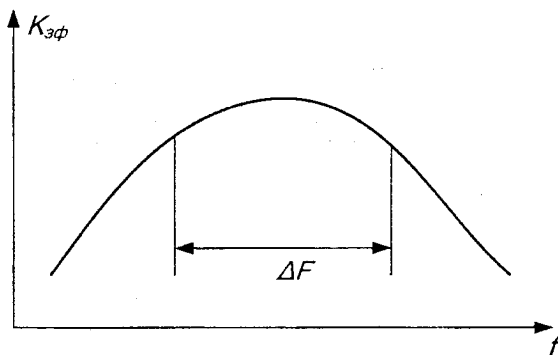


Рисунок 1.8 – АЧХ зважувального фільтра

Криві АЧХ ЗФ стандартизовані для різних гучностей. Їх максимуми знаходяться в смузі ΔF від 1 до 5 кГц, яка відповідає частотній смузі максимальної чутливості вуха до звуку.

Захищеність від перехідної завади

$$3_{п} = 20 \lg \frac{U_c}{U_{п}},$$

де U_c – напруга мовного сигналу;

U_{II} – напруга перехідної завади.

Перехідні завади, внаслідок нелінійності передавально-приймального обладнання, паразитним шляхом попадають в частотну смугу мовного сигналу. В першу чергу, це стосується ТПРП, де зосереджена багатоканальна апаратура зв'язку, якою одночасно передаються тисячі інших мовних, телефонних та інших сигналів. Перехідні завади можуть з'являтися і в інших трактах каналу радіомовлення, наприклад, в радіомовних приймачах ТВРП, які працюють в умовах перевантаження вхідних кіл іншими потужними передавачами.

У випадку стереомовлення додатково нормуються розбаланс рівнів лівого і правого сигналів стереопари і різниця фаз між правим і лівим сигналами. Різниця рівнів сигналів ΔN на виході каналу радіомовлення при подачі на його вхід вимірювальних сигналів однакового рівня не повинна перевищувати значень, наведених на рис. 1.9, а, а різниця фаз $\Delta \varphi$ значень, що наведені на рис. 1.9, б.

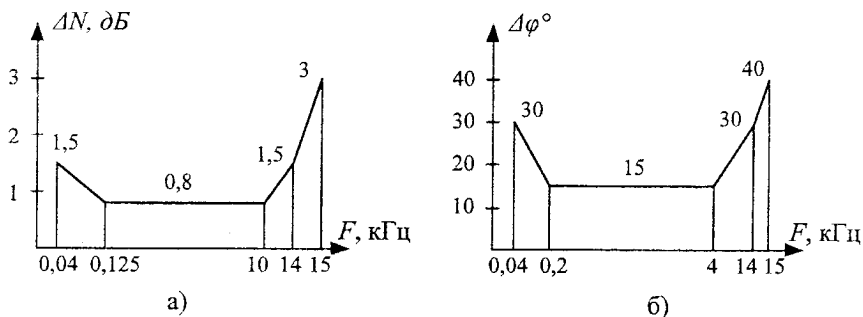


Рисунок 1.9 – Залежність норм і параметрів якості каналів ЗМ

Вихід різниці рівнів ΔN за допустимі значення призводить до переміщення уявних джерел звуку при прослуховуванні стереопрограми, звуження панорами звучання.

Неприпустимо великі різниці фаз між стереосигналами погіршують стереоефект, втрачається розбірливість, прозорість звучання, важко локалізувати уявні джерела звуку, може зменшуватись рівень низькочастотних звуків.

Контрольні запитання

1. Дайте означення системи радіо-, телемовлення. В яких формах існує мовний сигнал в системі?

2. Що таке канал радіо-, телемовлення? З яких основних трактів він складається?
3. Яке призначення апаратно-студійного комплексу? Поясніть, як вони побудовані.
4. Яке призначення тракту первинного розподілу програм? Нарисуйте його структурну схему і назвіть основні способи багатоканальної передачі мовних сигналів.
5. Яка відмінність між аналоговою цифровою системами радіо-, телемовлення?
6. Що входить до складу тракту вторинного розподілу програм? Нарисуйте його структурну схему.
7. Чому сучасні системи радіо-, телемовлення є інтерактивними? Поясніть роль Інтернету в розвитку радіо-, телемовлення.
8. Як організовано радіо-, телемовлення в Україні? Назвіть основні функції телерадіоорганізацій.
9. Наведіть структурні схеми технічної бази радіо-, телемовлення: головного, обласного та місцевого центрів.
10. Дайте класифікацію систем радіомовлення. За якими основними технічними характеристиками канали радіомовлення поділено на класи?
11. Які функціонують системи телесовлення? Назвіть частотні діапазони, що виділені для телесовлення.

2 ПЕРЕДАВАЛЬНІ ТА ПРИЙМАЛЬНІ РАДІОПРИСТРОЇ

2.1 Загальні положення

Передавальні та приймальні пристрої є основою будь-якої СРТМ. У світі в експлуатації знаходиться величезна кількість радіопередавачів (radio transmitter) і радіоприймачів (radio receiver), які різняться за конструкцією (стаціонарні, переносні, возимі, носимі), елементною базою (лампові, транзисторні, на мікросхемах), діапазоном частот (від десятків кілогерц до сотень гігагерц), модуляцією радіосигналу (АМ, ЧМ, ФМ).

Особливістю радіопередавачів є робота в режимі великих сигналів, їх вихідна потужність сягає 1 МВт і більше. В радіоприймачах навпаки, вхідні сигнали набагато меншої потужності, але їх дуже багато. Тому основним є виділення потрібного сигналу і уникнення перевантаження радіоприймача.

Радіопередавач – пристрій для отримання модульованих електричних коливань в діапазоні радіочастот та їх наступного випромінювання антеною. Основними вузлами радіопередавача є генератор (generator), що перетворює енергію постійного або змінного струму в енергію високочастотних коливань, яка випромінюється антенною у вигляді радіохвиль; модулятор (modulator), який змінює параметри (амплітуду, частоту або фазу) генерованих коливань відповідно до сигналу, що передається. В радіопередавачі є також джерело живлення постійного або змінного струму.

Радіоприймач – пристрій, який разом з антеною виділяє з шумів і завад слабкий сигнал радіостанції, підсилює і перетворює його з метою впливу на відповідний вузол відтворення (наприклад гучномовець).

Зобразимо (рис 2.1), згідно з означенням, лінію зв'язку, основою функціонування якої є передавально-приймальна апаратура.

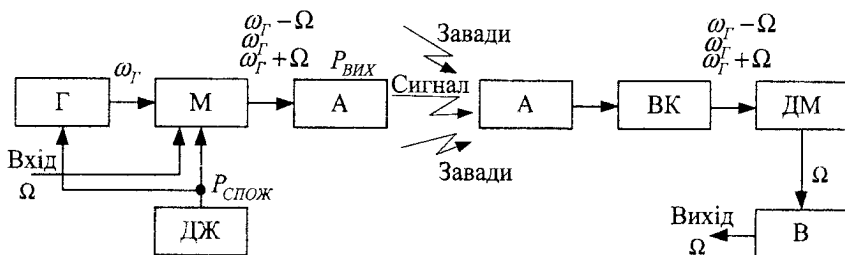


Рисунок 2.1 – Передавальньо-приймальна апаратура лінії зв'язку

Генератор (Г) створює високочастотне коливання: $u_r = U_r \cos \omega_r t$, яке подається на модулятор (М). Другий вхід модулятора є входом передавача. Нехай на його вхід подана напруга корисного мовного сигналу зі значно меншою частотою: $u_{вх} = U_{вх} \cos \Omega t$. Тоді, у випадку амплітудної модуляції параметром радіосигналу, що змінюється, є амплітуда. В модуляторі виникає АМ-сигнал:

$$u_M = U_{вх} U_r (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_r t. \quad (1)$$

Як відомо, спектр АМ - сигналу (1) містить три складові з частотами $\omega_r, \omega_r - \Omega, \omega_r + \Omega$. Якщо потужність $P_{вих}$ антени є недостатньою після модулятора додатково встановлюються підсилювачі.

В радіопередавачах у зв'язку з їх великою вихідною потужністю актуальною є проблема підвищення ККД:

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_{спож}},$$

де $P_{спож}$ – енергія, що споживається генератором і модулятором від джерела живлення (ДЖ).

Радіоприймач на відміну від радіопередавача може не містити джерело живлення (рис. 2.1). В цьому випадку, для нормального функціонування він використовує енергію радіохвиль, що випромінює передавач. Але вона не завжди є достатньою, тому у більшості приймачів також є ДЖ – джерело постійного або змінного струму.

В антені приймача наводяться незначні струми як корисного сигналу, так і великої кількості завад. Завади – це, в першу чергу, радіохвилі від інших передавачів, а також будь-які перешкоди природного та штучного походження. Тому відразу після антени в приймачах встановлюється вхідне коло (ВК) (input circle), основною задачею якого є виділення напруги сигналу із складної напруги на вході, що за величиною буде достатньою для нормальної роботи демодулятора (ДМ), який ще називається детектором. На виході детектора з'являється корисна складова напруги з частотою Ω , вона впливає на відтворювач. Якщо це гучномовець, то він утворить навколо себе акустичне поле, звуковий тиск якого буде змінюватися за законом вхідного сигналу передавача.

Чому обов'язковими є процеси модуляції і демодуляції в розглянутих пристроях? Чому у передавачах необхідним є перенесення інформації корисного сигналу на радіоколивання?

По-перше, для ефективного випромінювання низькочастотного сигналу передавача необхідно, щоб розміри антени були більшими довжини радіохвилі, яка вимірюється десятками-сотнями кілометрів. По-

друге, в світі одночасно транслюється багато різних радіо-, телепрограм, працюють передавачі радіозв'язку, навігації та ін. Тому без наведення порядку, хто на яку частоту настроєний, не обійтись. Це означає, що обов'язковим є перенесення спектрів корисних сигналів вгору за частотою в передавачах і, відповідно, „повернення” спектра донизу в приймачах. І, нарешті, останнє – зі збільшенням робочої частоти передавача і приймача зростає пропускна здатність каналу зв'язку – все більше і більше інформації можна по ньому передавати.

Розглянемо детальніше особливості передавачів. Будь-який передавач має відносно велику вихідну потужність, тому його вихідні та проміжні каскади підсилення працюють в режимі великих сигналів. Активні елементи часто потребують примусового охолодження. Актуальним є вирішення питання підняття ККД передавача. Сучасні передавачі мають вихідні потужності в антені від сотень міліват (мобільні телефони), до сотень кіловат (радіомовні передавачі діапазонів довгих (ДХ), середніх (СХ), коротких (КХ) хвиль).

В АМ-передавачах розрізняють модуляції за низьким і високим рівнями. За низьким рівнем модулятор (М) (рис. 2.2) встановлюється після генератора. Модулятор є одночасно попереднім каскадом підсилення ПК.

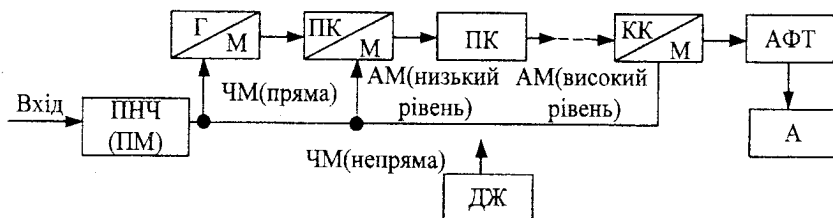


Рисунок 2.2 – АМ (ЧМ)-передавач

За високим рівнем модулятор встановлюється перед антеною в кінцевому каскаді підсилення (КК). В ЧМ-передавачах модуляція здійснюється або в самому генераторі (прямий спосіб отримання модуляції), або відразу після нього (непрямий спосіб) (рис. 2.2). Вхідний сигнал передавача надходить на підсилювач низької частоти (ПНЧ), його ще називають підмодулятором (ПМ). В потужних АМ-передавачах ПМ має вихідну потужність, що сумірна з вихідною потужністю в антені. Радіоколювання значної потужності від КК до антени (А) передається з мінімумом втрат антенно-фідерним трактом (АФТ) (наприклад, узгодженою лінією на коаксіальному кабелі або хвилеводі).

В радіопередавачах з ЧМ або ФМ (phase modulation) амплітудна модуляція є шкідливою. Паразитна АМ виникає внаслідок неідеальної

роботи джерел живлення, а після формування радіохвилі – через нелінійні властивості атмосфери. Тому в таких передавачах підсилювальні каскади працюють в режимі обмеження, в приймачах каскади підсилення до детектора також роблять нечутливими до зміни амплітуди радіосигналу.

Час надходження робочої точки підсилювального каскаду-обмежувача в активній лінійній зоні короткотривалий, в основному робоча точка знаходиться в зонах насичення та відсічки. Тому ККД каскаду в режимі обмеження зростає. В ЧМ(ФМ)-передавачах простіше отримати високий ККД, ніж в АМ-передавачах.

В радіопередавачах з АМ важливо зберегти форму радіосигналу, отримати мінімальні спотворення його обвідної. Тому активні елементи підсилювачів бажано було б переводити в режим класу А або АВ для двотактної схеми. Але цього не роблять тому, що суттєво (до 20-30 %) зменшується ККД передавача. В АМ-передавачах активні елементи підсилювачів переводять в режим класу С, Д.

2.2 Найпростіший радіоприймач

Найпростіший АМ радіоприймач без джерела живлення називається детекторним. Його схема (рис. 2.3) складається з антени WA, конденсатора зв'язку $C_{зв}$, входного кола у вигляді паралельного LC-контура на елементах L_K , C_K , діода VD детектора, блокувального конденсатора С і навушника В опором R.

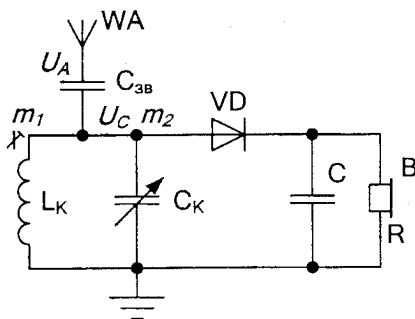


Рисунок 2.3 – Детекторний радіоприймач

Зараз такий приймач практично в радіо-, телемовленні не застосовується, але доповнений підсилювачами, частотними перетворювачами і колами автоматичних регулювань, „володіє світом”. В його схемі проглядаються певні правила побудови будь-якого сучасного приймача: по-перше – використання паралельних LC-контурів або

інтегральних вузлів, що еквівалентні їм (фільтри п'єзоелектричні, на поверхневих акустичних хвилях тощо), по-друге – намагання послабити зв'язок контура вхідного кола приймача з вузлами, які його оточують – в даному випадку з антеною.

В схемі (рис. 2.3) такий послаблений зв'язок з антеною WA реалізовано маленьким за ємністю конденсатором $C_{зв}$. Завдяки незначному шунтуванню контура зовнішніми колами вдається зберегти його високу добротність і, втративши в коефіцієнті передачі, ефективно виділяти корисний радіосигнал із суміші великої кількості інших радіосигналів та завад.

В антені WA наводиться сумарний струм впливу електромагнітних полів. Контур вхідного кола максимально чутливий до складової струму антени з частотою корисного сигналу. Така ситуація створюється при умові, що $\omega_c = \omega_0$. Частота резонансу ω_0 контура визначається за відомою формулою

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{ЕКВ} \cdot C_{ЕКВ}}},$$

де $L_{ЕКВ}(C_{ЕКВ})$ – еквіваленти, з урахуванням впливу зовнішніх кіл, індуктивність (ємність) контура вхідного кола. Якщо вплив на контур незначний, то $L_{ЕКВ} \approx L_K$, $C_{ЕКВ} \approx C_K$.

На частоті прийому ω_0 опір контура максимальний і на ньому, згідно з його резонансною частотною характеристикою, виділяється максимум напруги корисного радіосигналу U_c (рис.2.4)

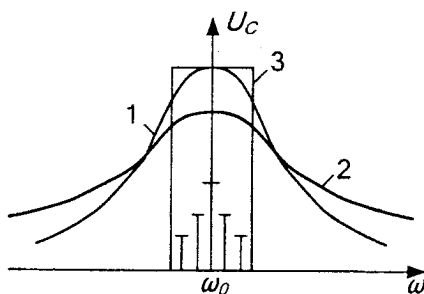


Рисунок 2.4 – Частотні характеристики контура вхідного кола

Резонансна частотна характеристика може бути вузька (крива 1) або широка (крива 2). Це залежить від його еквівалентної, з урахуванням зовнішніх впливів, добротності

$$Q_{EKB} = \frac{\omega_0 L_{EKB}}{r_{EKB}} = \frac{1}{\omega_0 C_{EKB} r_{EKB}},$$

де r_{EKB} – еквівалентний активний опір втрат.

Добротність контура входного кола визначає, наскільки здатний приймач виділяти корисний сигнал із завад. Чим вужче крива частотної характеристики (рис. 2.4), тим краще виділяється сигнал, але зменшується смуга пропускання входного кола і високочастотні спектральні складові корисного сигналу можуть бути спотворені за амплітудою і фазою. Виникнуть частотні та фазові спотворення сигналу. Цього не буде у випадку прямокутної частотної характеристики (крива 3), але вона недосяжна. Тому при проектуванні радіоприймачів завжди розв'язується протиріччя – як з мінімумом спотворень сигналу краще виділити його із завад.

Смуга пропускання одноконтурного входного кола на рівні -3 дБ визначається за формулою

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q_{EKB}}.$$

АМ-сигнал з входного кола надходить до послідовного амплітудного детектора, який утворений діодом VD, активним опором навантаження R (опір котушки навушника B), реактивним опором блокувального конденсатора C (рис. 2.5).

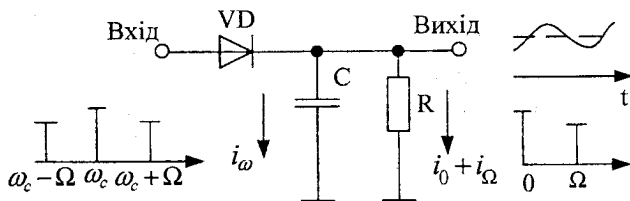


Рисунок 2.5 – Амплітудний детектор

Внаслідок того, що діод пропускає до виходу додатну півхвилю АМ-сигналу, на опорі R виділяється постійна складова, яка непотрібна в детекторному приймачі, але в більш складних приймачах за нею судять

про рівень вхідного сигналу, і корисна складова з частотою Ω . Високочастотний струм i_ω „замикається” через блокувальний конденсатор C , опір якого для струму i_Ω більший за опір резистора R . Струм i_Ω буде народжувати в навушнику B акустичні хвилі корисного сигналу.

Для реалізації діапазонного приймача встановлено конденсатор змінної ємності (КЗЄ) C_K . Він змінює власну ємність в межах від C_{MIN} до C_{MAX} . Це приводить до зміни еквівалентної ємності контура від $C_{EKB,MIN}$ до $C_{EKB,MAX}$, де $C_{EKB} = C_K + \Delta C_{BH}$, ΔC_{BH} – вносима в контур ємність.

Коефіцієнт перекриття за частотою $K_f = \frac{f_{MAX}}{f_{MIN}}$ контура пов'язаний з

коефіцієнтом перекриття за ємністю $K_C = \frac{C_{EKB,MAX}}{C_{EKB,MIN}}$:

$$K_f = \sqrt{K_C}.$$

Детектор повністю підключено до контура (коефіцієнт зв'язку $m_2 = 1$), а антену – частково, з коефіцієнтом зв'язку $m_1 = \frac{U_A}{U_C} < 1$ (рис. 2.3).

Реактивності, що вносяться в контур, змінюють у бік зменшення його резонансну частоту, в той час, як активні вносимі опори зменшують його добротність. Коефіцієнти зв'язку m повинні вибиратись за умови реалізації максимально можливих змін частоти настройки контура і його добротності.

2.3 Радіоприймач прямого підсилення

Подальшим вдосконаленням приймача (рис. 2.3) є введення в нього підсилювачів. Це, в першу чергу, підсилювач радіочастоти (ПРЧ) (radio frequency amplifier) до детектора і підсилювач низької ПНЧ після детектора перед відтворювачем. Отримуємо новий вид радіоприймача – приймач прямого підсилення (рис. 2.6), що має підвищену чутливість.

Основний параметр радіоприймача – це його чутливість або здатність приймати слабкі сигнали. Які бувають чутливості та в яких одиницях вони вимірюються? Розглянемо два основних види чутливості – реальну та максимальну.

1. Реальна чутливість U_P – така мінімальна напруга на вході приймача (після антени), що на його виході виконується задане співвідношення сигналу до шуму:

$$U_P = U_{BXMN} \left| \frac{U_{BHX} - S}{U_{Ш} - N} \right|.$$

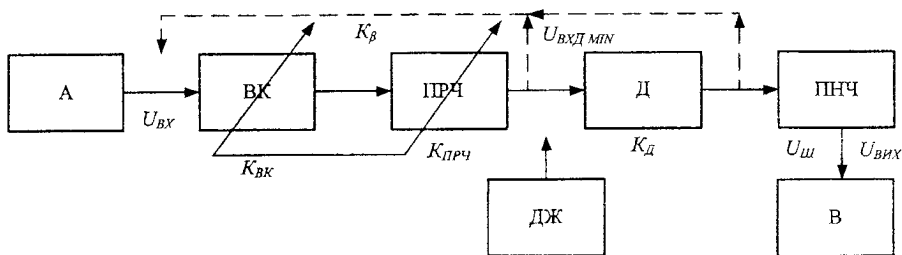


Рисунок 2.6 – Приймач прямого підсилення

Чутливість має назву реальна тому, що вона забезпечує довготривалу задовільну якість прийому, тобто, приймач може знаходитись тривалий час в експлуатації. В радіомовленні визначають S/N за величиною захищеності за низькою частотою у будь якій точці прийому в зоні обслуговування радіопередавача.

$$Z[\text{дБ}] = 20 \lg \frac{U_{\text{ВНХ}}}{U_{\text{ЗАВАД}}},$$

де $U_{\text{ВНХ}}$, $U_{\text{ЗАВАД}}$ – напруги корисного сигналу і завад на виході приймача.

Задовільною в аналогових системах є умова $Z = (20 \div 40) \text{дБ}$. Повертаючись до реальної чутливості, слід сказати, що в діапазонах з АМ $S/N=10$ або 20 дБ, а в діапазонах з ЧМ – $S/N=20$ або 26 дБ. В радіоприймачах зв'язку відношення S/N зменшують до 4 або 12 дБ.

2. Максимальна чутливість, визначається так само, як і реальна, але при відношенні сигнал/шум $S/N=1$. Напруга $U_{\text{ВХ}}$ (рис. 2.6) при вимірюванні такої чутливості очікується значно меншою напруги, що відповідає реальній чутливості. В радіо-, телемовленні максимальну чутливість приймача не визначають, бо не забезпечується задовільна якість прийому. Але для зв'язкових приймачів, де на перший план виходять мінімальна розбірливість при максимальній дальності зв'язку, її оперативність, максимальну чутливість приймачів виміряють.

Чутливість вимірюється не тільки в мілівольтах і мікровольтах, а і в децибелах. Вхідну напругу $U_{\text{ВХ}}$ приймача, яка відповідає чутливості, порівнюють з певним її значенням U_0 , наприклад, 1 В або 1 мкВ:

$$H[\partial B] = 20 \lg \frac{U_{BX}}{U_0} \bigg|_{\frac{U_{BX} = S}{U_0 = N}}$$

В УВЧ, НВЧ, КВЧ приймачах чутливість визначається за потужністю:

$$H[\partial B] = 10 \lg \frac{P_{BX}}{P_0} \bigg|_{\frac{P_{BX} = S}{P_0 = N}}$$

де P_0 – потужність, наприклад, 1мВт або 1 Вт, з якою порівнюється потужність на вході приймача P_{BX} , що відповідає чутливості.

Часто чутливість знаходять за напруженістю електромагнітного поля біля антени приймача. В цьому випадку існує такий взаємозв'язок:

$$U_{BX} = h_d E_{BX},$$

де h_d – діюча висота антени в м;

E_{BX} – напруженість поля у мВ/м або мкВ/м.

Сучасні радіоприймачі мають високі реальні чутливості, які знаходяться в межах від 0,1 мкВ до 0,1мВ.

Підсилювач ПРЧ (рис. 2.6) потрібен не тільки для збільшення чутливості радіоприймача, а і для того, щоб збільшити напругу сигналу до значення, достатнього для нормальної роботи детектора. Діодний детектор (рис.14) для нормальної роботи потребує напругу радіосигналу на своєму вході не менше (0,3-0,5) В. Сучасні синхронні детектори на інтегральних мікросхемах мають набагато кращу чутливість – 10 - 30 мВ, тому коефіцієнт підсилення ПРЧ приймача з таким детектором значно менший.

У ВЧ-тракті приймача слід виконати таку умову:

$$U_{BX} \cdot K_{BK} \cdot K_{ПРЧ} \geq U_{BX, \text{д. min}}$$

де K_{BK} , $K_{ПРЧ}$ – коефіцієнти передачі ВК і ПРЧ;

$U_{BX, \text{д. min}}$ – мінімальна робоча напруга радіосигналу на вході детектора.

Щоби радіоприймач прямого підсилення став діапазонним, настрійку за частотою вводять у частотнозалежні кола ВК і ПРЧ (рис. 2.6).

Перевагою приймача прямого підсилення є простота. Другою перевагою є те, що він вносить в корисний сигнал мінімум спотворень. В радіомовних приймачах забезпечується висока якість відтворення звуку.

У приймача прямого підсилення є недоліки, які обмежують його застосування в сучасних системах радіо-, телемовлення. По-перше, в них складно реалізувати високу чутливість. Це пояснюється тим, що ВЧ тракт разом з детектором працюють на одній частоті та мають значний коефіцієнт підсилення. Це приводить до того, що достатньо малого коефіцієнта зворотного зв'язку K_β між виходом ПРЧ або Д та входом приймача, щоб виконувалася умова балансу амплітуд (рис. 2.6)

$$K_\beta \cdot K_{BK} \cdot K_{ПРЧ} \cdot (K_D) \geq 1.$$

При умові виконання балансу фаз

$$\varphi_\beta + \varphi_{BK} + \varphi_{ПРЧ} (+\varphi_D) = 2\pi n,$$

де $\varphi_\beta, \varphi_{BK}, \varphi_{ПРЧ}, \varphi_D$ — додатковий зсув фаз в паразитному колі зворотного зв'язку та у вузлах приймача, $n=1,2,3,\dots$, пристрій стає нестійким в роботі та може перетворитися у генератор, тобто виникає збудженість на частоті, що близька до частоти радіосигналу. Важливою стає конструкція приймача. Для послаблення кондуктивного зворотного зв'язку ретельно виконують кола живлення, зменшують габарити радіоелементів, встановлюються перегородки між каскадами, намагаються зробити компактнішим весь ВЧ-тракт. Для послаблення індуктивного зворотного зв'язку екранують ПРЧ, детектор. Виникають проблеми технологічного характеру, особливо в діапазонних радіоприймачах. Це призводить до обмеження кількості каскадів ПРЧ до 3 – 4 і, як наслідок, до недостатньої чутливості приймача.

Другим суттєвим недоліком приймача, що розглядається, є його невисока вибірність (selectivity), або селективність. Знову ж таки, це стосується, в першу чергу, діапазонних пристроїв.

Вибірність — здатність радіоприймача ефективно виділяти сигнал на фоні завад. Вибірності бувають різні: просторова, часова, за поляризацією та інші. Але основною вибірністю або селективністю є частотна, на ній зупинимося детальніше. Частотна вибірність в приймачах забезпечується резонансними колами, в першу чергу, паралельними LC-контурями ВК, ПРЧ з типовою частотною характеристикою, що наведена на рис. 2.7. Якщо LC-контурів декілька, то утворюється вужча наскрізна або результуюча частотна характеристика радіоприймача, що нагадує криву (рис. 2.7) і має крутіші схили. Кількісно вибірність у разях або децибелах визначається за формулами:

$$S = \frac{K_0}{K_{\Delta f}}$$

або $S[\text{дБ}] = 20 \lg(S)$.

Задовільними у приймачах є вибірності, починаючи з 20 - 40 дБ.

Приймач настроєний на частоту сигналу $f_c = f_0$ і має на ній максимальний коефіцієнт підсилення K_0 . Частота розстройки Δf – це відстань до сусіднього частотного каналу, тобто сусідні радіостанції послабляються частотними фільтрами приймача в S разів або на S дБ. Спектр корисного сигналу повинен розміститися у смузі пропускання (рис. 2.7). Найкращу вибірність забезпечила б прямокутна частотна характеристика, але вона є ідеальною. Звуження смуги пропускання за рахунок збільшення добротності LC-контурів збільшить вибірність, але зросте нерівномірність у смузі спектра корисного сигналу. Тому вибір кількості контурів та їх добротності є компромісним. В діапазонних радіоприймачах прямого підсилення зі зростанням частоти розширюється смуга пропускання ВЧ-тракту до детектора, тому на мінімальних частотах діапазону вибірність або селективність буде достатньою, а на максимальних – ні. Для пояснення, чому це так, згадаємо схему ПРЧ (рис. 2.8). Коефіцієнт підсилення ПРЧ на резонансі знаходимо з виразу:

$$K_0 = m_1 m_2 S R_{EKB} = m_1 m_2 S \rho Q_{EKB},$$

де S – крутість транзистора;

R_{EKB} – еквівалентний, з урахуванням шунтування, опір контура на резонансі;

ρ – характеристичний опір контура (рівний опору реактивної гілки на резонансі, тобто $\rho = \omega_0 L_k = \frac{1}{\omega_0 C_{EKB}}$);

Q_{EKB} – еквівалентна добротність контура з урахуванням шунтування;

$m_{1(2)}$ – коефіцієнт часткового підключення до транзистора (навантаження).

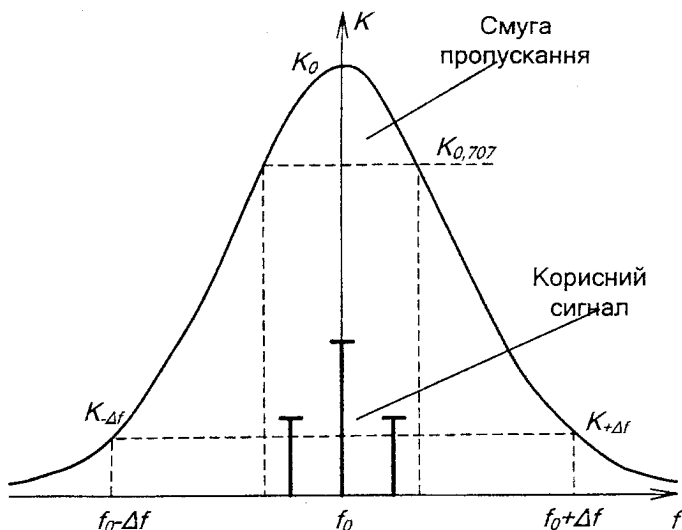


Рисунок 2.7 – Частотна характеристика каскаду приймача на LC-контурах

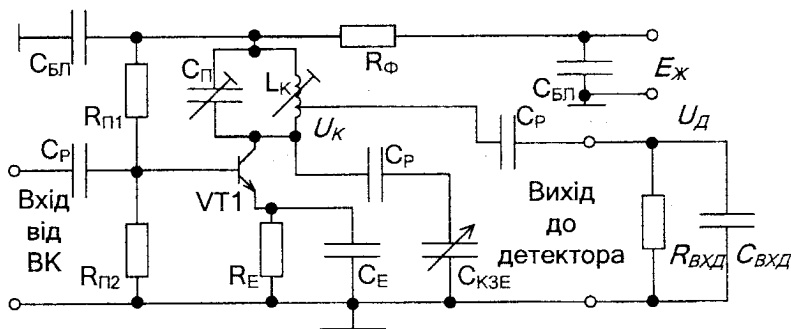


Рисунок 2.8 – ПРЧ діапазонного приймача

Як видно зі схеми (рис. 2.8) транзистор підключений повністю, тому $m_1=1$. Навантаження, в нашому випадку – детектор – часткове, з коефіцієнтом $m_2 = \frac{U_{\text{д}}}{U_{\text{к}}} < 1$.

LC-контур в схемі підсилювача “відчуває” вплив зовнішніх кіл, які змінюють його еквівалентні параметри. Якщо вносяться реактивні індуктивні або ємнісні опори, то змінюється частота резонансу в напрямку її зменшення. У випадку вносимого активного опору зменшується від

конструктивної до еквівалентної добротності контура, що призводить до розширення смуги пропускання ПРЧ. В реальних схемах вносимий опір – комплексний, тому одночасно діють обидва впливи.

Частота настройки приймача змінюється конденсатором змінної ємності (КЗЄ), тому характеристичний опір краще визначати через незмінну L_K , тоді:

$$K_0 = m_2 S \omega_0 L_K Q_{EKB}.$$

У випадку ВЧ транзистора в широкому частотному діапазоні крутість S однакова, коефіцієнт m_2 залежить від конструкції котушки, від якого витка зроблено відвід, тому m_2 також не змінюється. Добротність

$$Q_{EKB} = \frac{\omega_0 L_K}{r_{EKB}},$$

де r_{EKB} – еквівалентний опір втрат. Добротність в частотному діапазоні залишається майже незмінною, зі зростанням частоти ω_0 збільшуються як чисельник, так і знаменник.

Після проведеного аналізу можна зробити висновок про те, що в діапазонному приймачі прямого підсилення нерівномірність коефіцієнта передачі ПРЧ (рис. 2.9, а)

$$\frac{K_{0max}}{K_{0min}} = \frac{f_{max}}{f_{min}} = K_f,$$

а вибірність за сусіднім каналом на максимальній частоті відносно мінімальної погіршується у K_f разів (рис. 2.9, б).

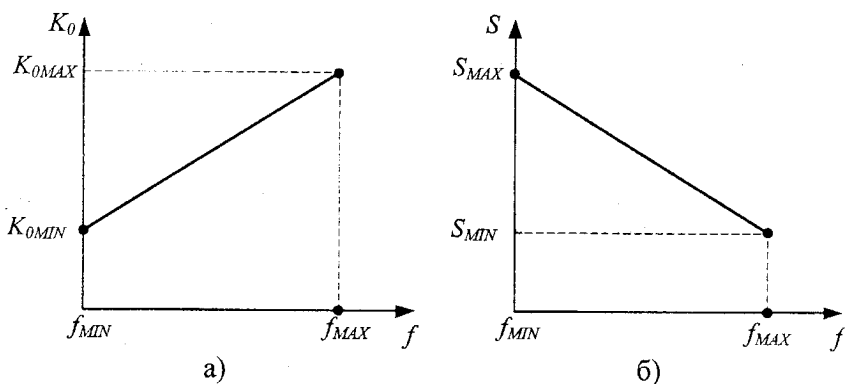


Рисунок 2.9 – Коефіцієнт передачі (а) та вибірність (б) діапазонного приймача

Використовують три основних способи зміни частоти настройки в приймачах: за допомогою КЗЄ (рис. 2.8), варіометра або змінної індуктивності та варикапа або електронної ємності. Розглянемо детальніше, чим обмежено коефіцієнт K_f у випадку застосування ємності (КЗЄ або варикапа). Для забезпечення заданого перекриття K_f потрібно, щоб перекриття за ємністю становило, як було розглянуто раніше, $K_c = K_f^2$.

Щоб правильно знайти K_c , звернемось до еквівалентної схеми LC-контура ПРЧ (рис. 2.10), в який враховано вносимі ємності $C_{вх}$ з боку транзистора, $C'_{вхд} = m_2^2 C_{вхд}$ – детектора, а також сумарна ємність котушки індуктивності та паразитна монтажу $C_0 = C_L + C_M$.

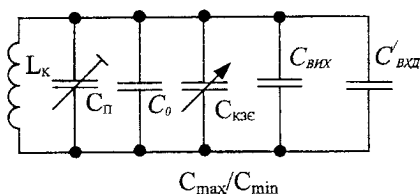


Рисунок 2.10 – Еквівалентна схема LC-контура ПРЧ

Опір роздільних конденсаторів C_p вважаємо незначним. Тоді коефіцієнт перекриття за ємністю:

$$K_c = \frac{C_{MAX} + C_{\Pi} + C_0 + C_{ВНХ} + C'_{ВХД}}{C_{MIN} + C_{\Pi} + C_0 + C_{ВНХ} + C'_{ВХД}}.$$

Наявність додаткових ємностей в контурі обмежує перекриття за частотою K_f в приймачах значеннями 2,5-3. Часто буває так, що для реалізації заданого K_f треба брати КЗЄ або варикап з власним коефіцієнтом $K_{КЗЄ(В)} \gg K_c$.

2.4 Супергетеродинний радіоприймач

Недоліки приймача прямого підсилення – недостатні чутливість і вибірність, усуваються в приймачі, складеному за супергетеродинною схемою. В цьому пристрої введено перетворення частоти вхідної напруги на фіксовану проміжну частоту зі збереженням спектра корисного радіосигналу. Завдяки цьому основне підсилення і, як наслідок,

забезпечення чутливості здійснюється у підсилювачі проміжної частоти (ППЧ). Загальний коефіцієнт підсилення приймача розподіляється між ПРЧ та ППЧ, які працюють на різних частотах, f_c та $f_{пч}$, відповідно. Паразитний зв'язок між виходом ППЧ - входом детектора та вхідним колом, який порушував нормальну роботу приймача прямого підсилення, різко послаблюється. Супергетеродинний приймач (superheterodyne receiver) стає стійким у роботі. У супергетеродині легше досягти значної вибірності за сусіднім каналом, оскільки фільтри, які її забезпечують, знаходяться в ППЧ. Цей підсилювач працює, по-перше, на фіксованій частоті, а по-друге, на низькій у порівнянні з радіосигналом частоті.

У супергетеродині (рис. 2.11) перетворювач частоти (ПрЧ) встановлюється після ПРЧ або, при відсутності останнього, після ВК.

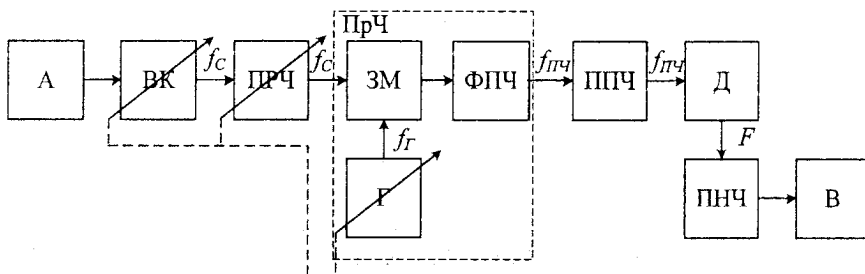


Рисунок 2.11 – Супергетеродинний радіоприймач

ПрЧ будується на основі змішувача (ЗМ), на сигнальний вхід якого подається підсилена ПРЧ і виділена частотними фільтрами ВК і ПРЧ напруга радіосигналу з частотою f_c , що наводиться в антені А. Послідовно з'єднані ВК та ПРЧ називають преселектором (preselector). На другий опорний вхід ЗМ подається напруга з частотою f_r від автогенератора, який називається гетеродином Г (heterodyne). Змішувач виконує нелінійну функцію множення, завдяки якій на його виході з'являються складові з комбінаційними частотами

$$f_{ki} = \pm m f_c \pm n f_r,$$

де $m(n)=1,2,3,\dots$, одна з яких i є проміжна частота.

Найчастіше проміжна частота

$$f_{пч} = f_c - f_r \text{ або } f_{пч} = f_r - f_c.$$

У першому випадку кажуть про нижню, а в другому — про верхню настрійку гетеродина. У звукотехніці використовують для додавання мовних сигналів змішувачі або мікшери. Це зовсім інші електронні вузли, вони виконують лінійну операцію, і з їх допомогою не можна отримати проміжну частоту в прийमाцях. На виході ПрЧ встановлюється фільтр ФПЧ, який настраюється на частоту $f_{ПЧ}$. Саме він виділяє корисний продукт перетворення. ФПЧ разом із фільтрами ППЧ забезпечують необхідну вибірність приймача за сусіднім каналом. Крім того, ППЧ має найбільший коефіцієнт підсилення серед усіх підсилювачів приймача.

В радіоприймацях систем радіо- та телемовлення значення проміжних частот стандартизовані і вони не можуть бути довільними. Так, наприклад, у радіомовленні з АМ $f_{ПЧ} = 465(455) \text{ кГц}$, 1840 кГц , з ЧМ $f_{ПЧ} = 10,7 \text{ МГц}$. У телемовленні дві проміжні частоти звуку і зображення: $f_{ПЧ.ЗВ} = 31,5 \text{ МГц}$; $f_{ПЧ.ЗОР} = 38 \text{ МГц}$.

На проміжних частотах не повинні працювати передавачі радіозв'язку. Нормування проміжних частот допомагає вирішувати питання електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів. Безпосередньо супергетеродинний приймач є джерелом випромінювання коливань із частотою f_r , тому при його проектуванні та експлуатації треба забезпечувати нижче допустимого рівня паразитне випромінювання гетеродина.

Розглянемо два способи реалізації змішувача (міхер): на транзисторі та на АПС.

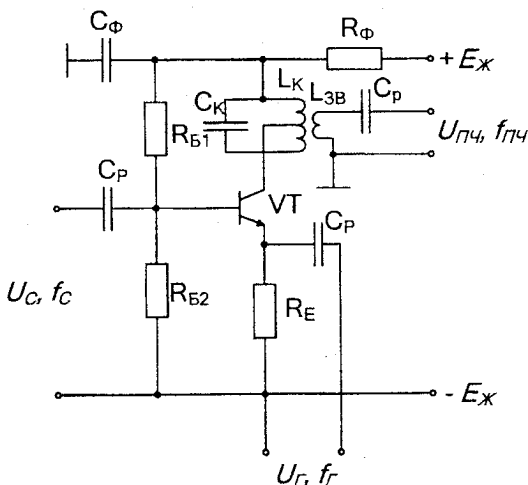


Рисунок 2.12 – Транзисторний змішувач

У змішувачі на транзисторах (рис. 2.12) вхідний сигнал U_C подається на базу, а гетеродинна наруга U_r на емітер транзистора VT. До його колектора приєднаний ФПЧ – паралельний LC-контур (L_K , C_K), зв'язаний автотрансформаторно з транзистором і трансформаторно зі вхідними колами ППЧ. Контур L_K , C_K настроєний на частоту $f_{ПЧ}$.

Для нормальної роботи схеми необхідно виконати дві умови.

1. Робоча точка транзистора повинна знаходитись на нелінійній ділянці прохідної характеристики (рис. 2.13, а), частіше в області малих струмів.

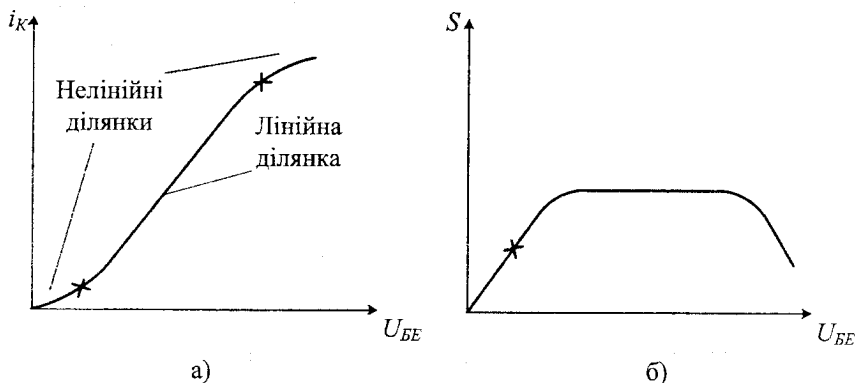


Рисунок 2.13 – Прохідна характеристика (а) і залежність крутості транзистора (б) від струму i_K

2. Співвідношення між напругами повинне бути таким

$$u_r \square u_c.$$

У цьому випадку крутість (рис. 2.13, б) підсилення напруги u_c буде змінюватись за законом напруги u_r . Якщо $u_c = U_c \cos(\omega_c t)$, $u_r = U_r \cos(\omega_r t)$, то маємо

$$\begin{aligned} i_K &= S(u_r)u_c = kU_r \cos(\omega_r t) \cdot U_c \cos(\omega_c t) = \\ &= \frac{1}{2} kU_r U_c [\cos(\omega_r - \omega_c)t + \cos(\omega_r + \omega_c)t], \end{aligned}$$

де k – масштабний коефіцієнт.

Нехай $\omega_{ПЧ} = \omega_r - \omega_c$, тоді

$$U_{ПЧ} = \frac{1}{2} m_1 m_2 R_{ЕКВ} k U_{Г} U_{С} \cos(\omega_{ПЧ} t),$$

де m_1, m_2 – коефіцієнти часткового увімкнення контура;
 $R_{ЕКВ} = \rho Q_{ЕКВ}$ – еквівалентний опір LC-контура;

$\frac{1}{2} k U_{Г} = S_{П}$ – коефіцієнт або крутість перетворення.

Можна зробити висновок, що вихідна напруга ПрЧ (frequency converter) пропорційна $U_{С}$ і змінюється з частотою $\omega_{ПЧ}$. Неважко показати, що і бічні інформаційного повідомлення $u_{С}$ будуть збережені у напрузі $u_{ПЧ}$ навколо $\omega_{ПЧ}$.

Змішувач на аналоговому помножувачі сигналів (АПС) (рис. 2.14), унаслідок точного множення напруг $u_{С}$ та $u_{Г}$, має кращі показники перетворення, тому широко застосовується у сучасних радіоприймачах. На виході АПС виникають дві складові із сумарною і різницевою частотами. ФПЧ виділяє різницеву частоту $f_{ПЧ}$. Подвійні балансні змішувачі на АПС ефективно послаблюють прямі проходження сигналу і напруг гетеродина на вихід перетворювача.

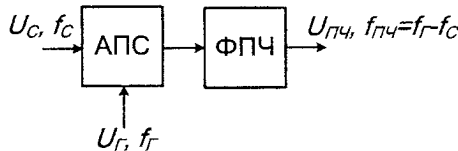


Рисунок 2.14 – Змішувач на АПС

Як відомо, модуль повного опору LC-контура ФПЧ (рис. 2.12)

$$Z = \frac{R_{ЕКВ}}{\sqrt{1 + \xi^2}},$$

де $\xi = Q_{ЕКВ} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ – узагальнена розстройка.

Залежність $\frac{Z}{R_{ЕКВ}}$ зображена на рис. 2.15.

Вибірність за сусіднім каналом визначається за формулою

$$S_{CK} = \frac{K_{\text{прЧ}}(\omega_0)}{K_{\text{прЧ}}(\omega_0 \pm \Delta\omega_{CK})} = \sqrt{1 + \xi_{CK}^2},$$

де $K_{\text{прЧ}} = \frac{U_{\text{прЧ}}}{U_C}$ – коефіцієнт перетворення ПрЧ за напругою;

$$\xi_{CK} = Q_{EKB} \left(\frac{\omega_{\text{прЧ}} + \Delta\omega_{CK}}{\omega_{\text{прЧ}}} - \frac{\omega_{\text{прЧ}}}{\omega_{\text{прЧ}} + \Delta\omega_{CK}} \right) \approx 2Q_{EKB} \frac{\Delta f_{CK}}{f_{\text{прЧ}}} \quad \text{– узагальнена}$$

розстройка за сусіднім каналом.

Якщо паралельні LC-контури крім ФПЧ є і в ППЧ (intermediate frequency amplifier), то загальна вибірність за сусіднім каналом

$$S_{CK, \text{заг}} = \left(\sqrt{1 + \xi_{CK}^2} \right)^n,$$

де n – кількість контурів.

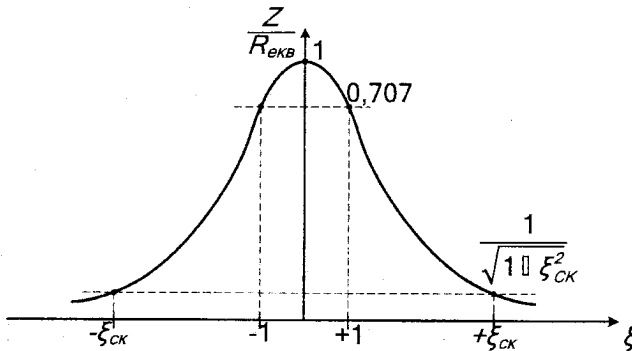


Рисунок 2.15 – Нормована частотна залежність повного опору контура

Крім розглянутих контурів у каскадах проміжної частоти використовують більш складні схеми: багатоконтурні фільтри та їх комбінації, інтегральні фільтри. Вирази для S_{CK} для таких фільтрів ускладнюються і можуть бути знайдені у [6,14].

У зв'язку з появою перетворювача частоти у супергетеродина з'являється недолік – наявність паразитних каналів прийому. Паразитними каналами прийому називаються такі, в яких сигнали з різними частотами породжують на виході ПрЧ напруги з проміжною частотою. Паразитні канали прийому послаблюються до ПрЧ частотними фільтрами преселектора. Тому для супергетеродина характерна ще одна вибірність – вибірність за паразитними каналами прийому.

Найпотужнішим є дзеркальний канал прийому. Частоти, на яких він розташований:

$f_{\text{ок}} = f_{\Gamma} - f_{\text{ПЧ}}$ при верхній настройці гетеродина,

$f_{\text{ок}} = f_{\Gamma} + f_{\text{ПЧ}}$ при нижній настройці гетеродина.

Відстань між частотами корисного сигналу і дзеркального каналу дорівнює $2f_{\text{ПЧ}}$. Якщо в преселекторі розташовано n однакових паралельних LC-контурів, то вибірність за дзеркальним каналом дорівнює

$$S_{\text{ДК}} = \left(1 + \xi_{\text{ДК}}^2\right)^{\frac{n}{2}},$$

$$\text{де } \xi_{\text{ДК}} = Q_{\text{ЕКВ}} \left(\frac{f_{\text{С}} \pm 2f_{\text{ПЧ}}}{f_{\text{С}}} - \frac{f_{\text{С}}}{f_{\text{С}} \pm 2f_{\text{ПЧ}}} \right).$$

При узагальненій розстройці $\xi_{\text{ДК}} \gg 1$ вираз для $S_{\text{ДК}}$ спрощується:

$$S_{\text{ДК}} = \xi_{\text{ДК}}^n.$$

На рис. 2.16 наведено частотні характеристики окремих вузлів супергетеродинного приймача та наведено особливі частоти.

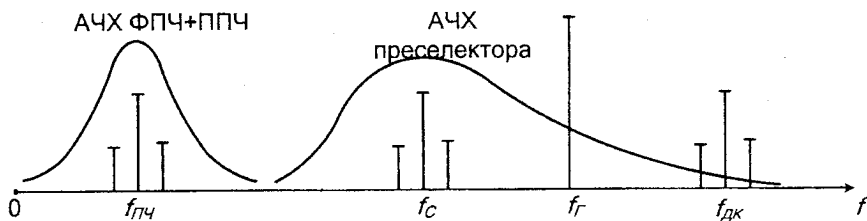


Рисунок 2.16 – Розподіл частот і форма АЧХ окремих вузлів супергетеродина

В діапазонних приймачах (рис. 2.11) одночасно змінюється частота настройки ВК, ППЧ і частота генерації гетеродина Г. Коефіцієнти перекриття за частотою преселектора і гетеродина різні. Наприклад, при верхній настройці гетеродина

$$K_{f, \Gamma} < K_{f, \text{ПРЕС}},$$

тому у супергетеродинах реалізується спряження – мінімізація відхилення різниці Δf резонансної частоти контурів преселектора і частоти гетеродина від $f_{ПЧ}$ (рис. 2.17). Неточне спряження призводить до погіршення чутливості приймача внаслідок зменшення коефіцієнта підсилення преселектора.

В деяких випадках важко реалізувати достатню вибірність радіоприймача за дзеркальним каналом, бо це потребує значного ускладнення частотно-вибірних кіл супергетеродинного преселектора. Для розв'язання проблеми застосовують два або три частотних перетворення.

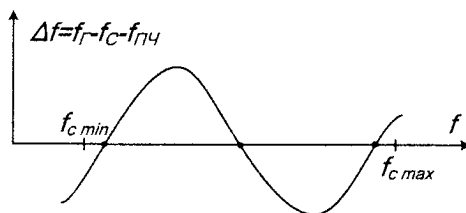


Рисунок 2.17 – Спряження у трьох точках

На рис. 2.18 зображено супергетеродинний приймач з двократним перетворенням частоти. Відповідно у такому пристрої існує дві проміжних частоти $f_{ПЧ1}$, $f_{ПЧ2}$.

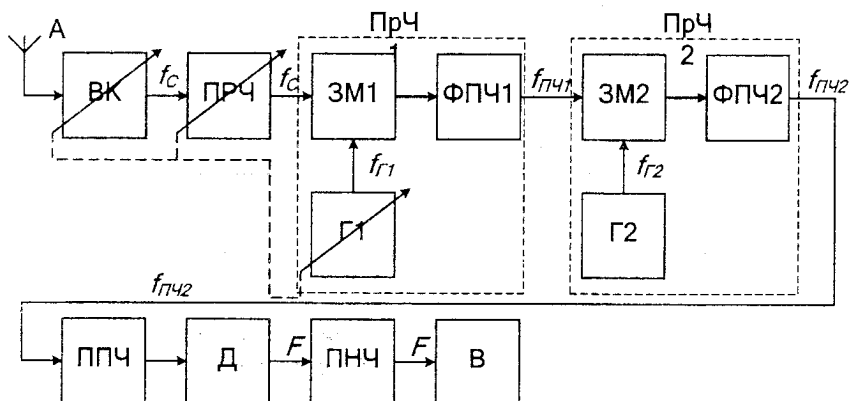


Рисунок 2.18 – Супергетеродин з двократним перетворенням частоти

Чому в розглянутому раніше приймачі з одним перетворенням не завжди вдається реалізувати високу вибірність за дзеркальним каналом?

Причина в тому, що для збільшення вибірності за сусіднім каналом треба зменшувати $f_{ПЧ}$. Але, чим менше $f_{ПЧ}$, тим гірша вибірність за дзеркальним каналом $S_{ДК}$. Це протиріччя вирішується на користь вибірності $S_{СК}$. У першому перетворювачі ПрЧ1 (рис. 2.18) проміжну частоту $f_{ПЧ1}$ вибирають достатньо великою для забезпечення потрібної вибірності $S_{СК}$. В другому перетворювачі $f_{ПЧ2}$ беруть невеликою, щоб простіше реалізувати задану вибірність $S_{ДК}$, тобто $f_{ПЧ1} > f_{ПЧ2}$. Формули, за якими працюють перетворювачі, можуть бути, наприклад, такі:

$$f_{ПЧ1} = f_{Г1} - f_{С}.$$

$$f_{ПЧ2} = f_{Г2} - f_{ПЧ1}.$$

Гетеродин другого перетворювача в діапазонному приймачі працює на фіксованій частоті. У цього перетворювача також існує свій дзеркальний канал:

$$f_{ДК2} = f_{Г2} - f_{ПЧ1}.$$

Другий дзеркальний канал не несе великої шкоди тому, що для нього не створені ефективні умови прийому: до антени далеко, сигнал з частотою $S_{ДК2}$ відчутно послаблюється преселектором ВК, ПрЧ і першим перетворювачем ПрЧ1. Крім того, фільтр ФПЧ1 має фіксовану центральну частоту, тому його АЧХ легше наблизити до прямокутної. В цьому випадку ФПЧ1, як вхідне коло, буде добре послаблювати другий дзеркальний канал. Додаткове послаблення забезпечується шляхом оптимізації конструкції: зменшенням розмірів і екранування ВЧ вузлів.

Існують інші варіанти побудови супергетеродина. Розглянемо два з них:

- приймач зі змінною проміжною частотою або конвертор (converter);
- приймач з високою проміжною частотою або інфрадинний.

Приймач зі змінною проміжною частотою, наприклад, конвертор тюнера супутникового радіо-, телемовлення будується за схемою (рис. 2.19).

В такому приймачі здійснюється однократне перетворення частоти на проміжну. За значенням проміжна частота знаходиться в межах робочого частотного діапазону тюнера. Зазвичай від конверторів не потребується великого коефіцієнта підсилення, тому що тюнери мають непогану власну чутливість.

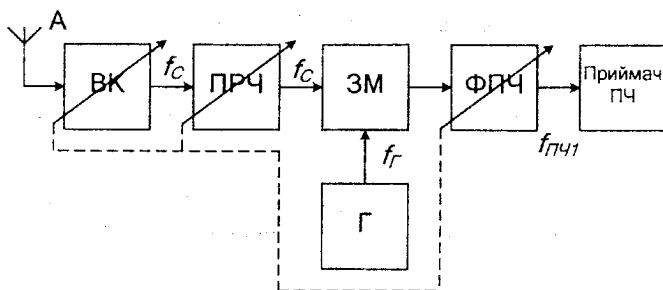


Рисунок 2.19 – Конвертор

Приймач ПЧ (приймач, який працює в низькочастотному діапазоні, у нас – в межах зміни проміжної частоти $f_{пч}$) не працює у ВЧ діапазоні $f_{сmax} \dots f_{сmin}$. Тому перед ним встановлюють перетворювач з фіксованою частотою гетеродина f_r , завдяки чому смуга $\Delta f_c = f_{сmax} - f_{сmin}$ перетворюється на проміжні частоти $f_{пчmin} \dots f_{пчmax}$, тобто $\Delta f_{пч} = \Delta f_c$. Приймач ПЧ починає приймати високочастотні радіосигнали. Використовують пряме перетворення:

$$f_{пч.min(max)} = f_{сmin(max)} - f_r$$

або інверсне

$$f_{пч.max(min)} = f_r - f_{сmin(max)}$$

В конверторах ФПЧ може бути широкосмуговим зі смугою пропускання $\Delta f_{фпч} = \Delta f_c$. Він не змінює частоту настройки, і потрібна селекція реалізовується в приймачі ПЧ.

В інфрадинних приймачах (рис. 2.20) першу проміжну частоту вибирають з умови:

$$f_{пч1} \geq 2f_{сmax}$$

а формула, за якою працює перший перетворювач, така:

$$f_{пч1} = f_r - f_c$$

Інфрадинні приймачі не набагато складніші за класичні супергетеродинні але на їх основі будуються якісні за характеристиками пристрої.

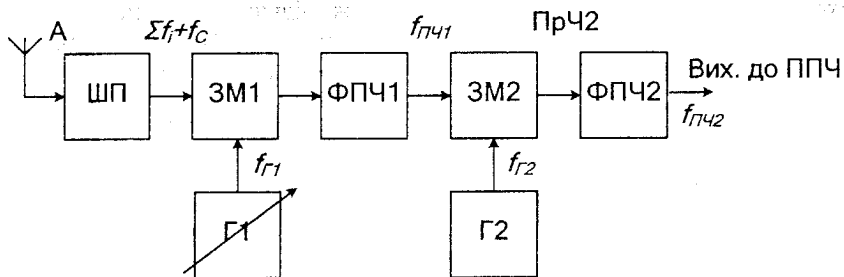


Рисунок 2.20 – ВЧ-частина інфрадинного радіоприймача

В зв'язку з тим, що частота $f_{ПЧ1}$ висока, такий пристрій має свої особливості.

По-перше, частота дзеркального каналу

$$f_{ДК} = f_{г} - f_{ПЧ},$$

розташована на значній відстані від частоти $f_{с}$. Наприклад, якщо інфрадин працює в діапазоні (1...10) МГц з $f_{ПЧ1}=24$ МГц, то смуга частот дзеркального каналу (49...58) МГц. Як наслідок, перед змішувачем ЗМ1 встановлюється ширококутовий преселектор зі смугою

$$\Delta f_{ШП} = f_{сМАХ} - f_{сМІН}.$$

По-друге, коефіцієнт перекриття за частотою першого гетеродина Г1 незначний і близький до одиниці. Для наведеного прикладу:

$$K_f = \frac{f_{сМАХ} + f_{нч1}}{f_{сМІН} + f_{нч1}} = \frac{10 + 24}{1 + 24} = 1,36.$$

Це означає, що в супергетеродині інфрадинного типу непотрібно вводити піддіапазони. Для нашого прикладу таких піддіапазонів в супергетеродині (рис. 2.11) не менше двох. Спростуються схеми ширококутового преселектора ШП і гетеродина Г1, в них відсутні комутації. Другий перетворювач ЗМ2, Г2, ФПЧ2 переносить спектр корисного радіосигналу на низьку другу проміжну частоту ($f_{ПЧ2} \ll f_{ПЧ1}$), на якій реалізуються потрібні підсилення і вибірність за сусіднім каналом.

Для нормальної роботи інфрадина необхідно забезпечити високу лінійність ШП і ЗМ1 у значному динамічному діапазоні входних сигналів. Це пояснюється тим, що на вхід змішувача, разом з корисним сигналом,

надходять не послаблені ШП заводи. Також підвищується вимога до відносної частотної нестабільності гетеродина Г1. Якщо допустиме відхилення частоти гетеродина Г1 $\Delta f_{Г1} < 0,5 \Delta F_C$, де ΔF_C – ширина спектра мовного сигналу, то для мовного сигналу класу «10 кГц» необхідно отримати $\Delta f_{Г1} < 5$ кГц. Для вхідної частоти радіосигналу 10 МГц в нашому прикладі частота Г1 дорівнює 34 МГц, а його відносна частотна нестабільність:

$$\delta f_{Г1} < \frac{\Delta f_{Г1}}{f_{Г1}} = \frac{5 \cdot 10^3}{34 \cdot 10^6} \approx 1,5 \cdot 10^{-4}.$$

Таку нестабільність генератори на LC-контурах забезпечують за умову термостабілізації режиму роботи схеми та встановлення термокомпенсувальних конденсаторів в контур. Ще складніше отримати таку нестабільність у діапазонних генераторах. Допомогла б заміна частото задавального LC-контур на кварцовий генератор, але такий генератор працював би на фіксованій частоті.

З метою вирішення проблеми створення стабільних діапазонних гетеродинів розроблені синтезатори частоти (synthesizer of frequency). Вони використовуються не тільки в радіоприймачах, а і в передавачах та інших радіоелектронних пристроях. Синтезатори частоти поділяють на:

- прямого аналогового синтезу;
- прямого цифрового синтезу;
- непрямого синтезу.

У вузлах першого типу потрібні частоти формують від опорного високостабільного за частотою джерела коливаний шляхом здійснення операцій додавання і віднімання в змішувачах на АПС, ділення і множення в подільниках або помножувачах, відповідно. Швидкодіючі цифрові сигнальні процесори і ЦАП формують колювання довільної форми, стабільність яких визначається кварцовим резонатором тактового генератора процесора. Так працюють синтезатори другого типу.

Найбільш поширені синтезатори частоти непрямої дії (рис. 2.21) Вини будуються на основі створення фазової автопідстроики частоти (ФАПЧ). На перший вхід фазового детектора (ФД), наприклад на АПС, подається напруга частотою F_0 від опорного стабільного генератора. На другий вхід ФД надходить поділена у m разів за частотою напруга від генератора, що керований напругою, (ГКН). ГКН діапазонний на основі LC-контур, його частота $f_{ГКН}$ ділиться на m в подільнику зі змінним коефіцієнтом поділу (ПЗКП). До петлі ФАПЧ крім ФД, ПЗКП входить ще інерційний вузол ФНЧ, на виході якого формується напруга керування ГКН $U_{КЕР}$. При умові, що $\frac{f_{ГКН}}{m} = F_0$, ГКН і ОГ синхронізуються за

частотою, відносні частотні нестабільності зрівнюються, тобто $\delta_F = \delta_f$. Для створення умови синхронізації на початку ФД переводять в режим сканування шляхом лінійної зміни $U_{КЕР}$. Частота $f_{ГКН}$ залежить від коду керування ПЗКП, який змінює коефіцієнт поділу m . Частота $f_{ГКН}$ змінюється дискретно з кроком F_0 . Наприклад, в прийमाх діапазону СХ крок за частотою гетеродина 9кГц і визначається відстанню до сусіднього каналу. Розширити частотний діапазон синтезатора (рис. 2.21), змінювати його граничні частоти можна за допомогою подільника з фіксованим коефіцієнтом поділу і перетворювача частоти, що додатково встановлюється разом з ГКН.

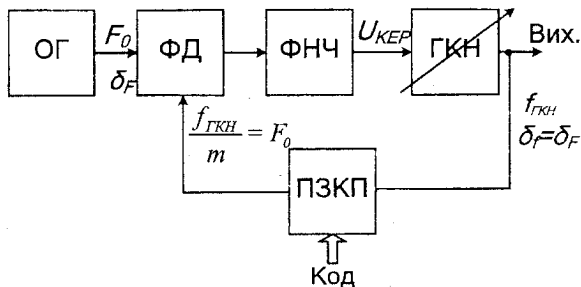


Рисунок 2.21 – Синтезатор частоти

Основним видом регулювання в прийमाх є автоматичне регулювання підсилення (АРП) (automatic control of amplification). Пояснюється це тим, що динамічний діапазон входних радіосигналів перевищує 100 дБ. В таких умовах каскади, починаючи з переддетекторних ППЧ, перенавантажуються, нелінійні явища в них порушують прийом.

АРП бувають прямої та зворотної дії. Їх об'єднання утворює АРП комбінованої дії. Прості АМ приймачі оснащують АРП зворотної дії (рис. 2.22).

Зворотний зв'язок вводиться з метою формування напруги керування $U_{КЕР}$, завдяки якій зменшуються коефіцієнти передачі ППЧ, ПРЧ і ПрЧ при збільшенні входної напруги $U_{ВХ}$. В прийमाх невисокого класу АРП охоплюють тільки ППЧ, в більш якісних – підсилювач ПРЧ. В останню чергу регулюванням охоплюють ПрЧ. Петлю АРП створюють амплітудний детектор (АД_{АРП}), ФНЧ і, при необхідності, підсилювач постійного струму (ППС). Часто в АМ-приймах застосовують спільний АД як для детектування корисного сигналу, так і для регулювання коефіцієнта передачі приймача.

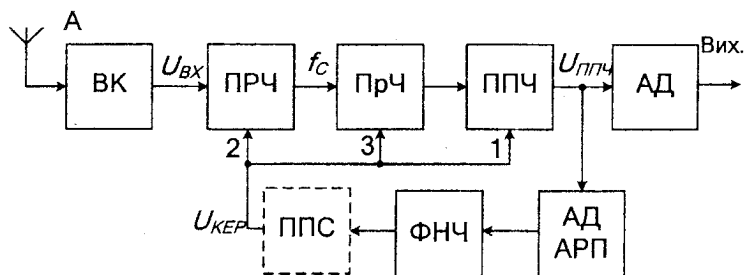


Рисунок 2.22 – АРП зворотної дії

Амплітудна характеристика приймача з АРП (рис. 2.23) має початкову ділянку 1, де регулювання ще не діє (коефіцієнт передачі максимальний) і ділянку 2 спрацювання АРП, де спостерігається поступове зменшення коефіцієнта передачі. АРП починає діяти при $U_{BX} \geq U_P$, де U_P – вхідна напруга, що відповідає реальній чутливості.

При зростанні напруги U_{BX} напруга $U_{ППЧ}$ також збільшується. На виході ФНЧ виділяється постійна складова $U_{КЕР}$, що повільно змінюється в

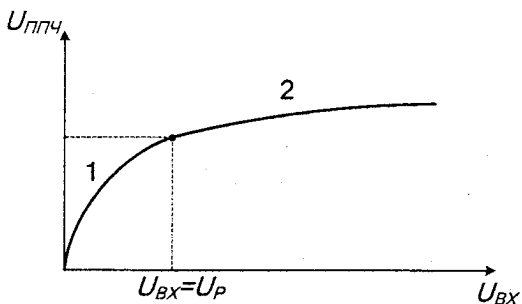


Рисунок 2.23 – Амплітудна характеристика

часі так само, як напруга U_{BX} . Напруга $U_{КЕР}$ зменшує коефіцієнти передачі каскадів приймача зміною крутості активних елементів або впливом на коефіцієнт передачі пасивного атенюатора (подільника напруги). Таке керування призводить до зменшення напруги $U_{ППЧ}$, вона наближається до попереднього значення. АРП характеризується глибиною регулювання:

$$L_{АРП} [\text{дБ}] = D_{BX} - D_{ППЧ},$$

$$D_{BX(ППЧ)} = 20 \lg \frac{U_{BX \text{ MAX}(ППЧ \text{ MAX})}}{U_{BX \text{ MIN}(ППЧ \text{ MIN})}},$$

де $D_{BX(ППЧ)}$ – динамічний діапазон зміни напруги $U_{BX}(U_{ППЧ})$. Чим ближче $L_{АРП}$ до D_{BX} , тим краще АРП.

Недоліком АРП зворотної дії є її нестійка робота і навіть можливість самозбудження.

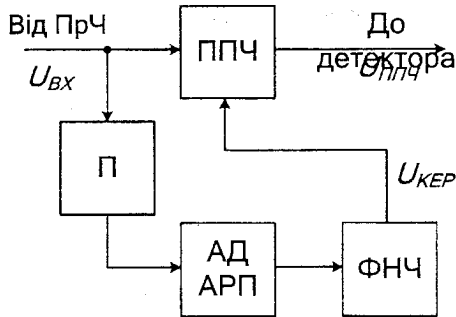


Рисунок 2.24 – АРП прямої дії

Цей недолік відсутній в прямому АРП (рис. 2.24). В такому АРП можна отримати $L_{АРП} = D_{BX}$, але є загроза перерегулювання, коли зі зростанням U_{BX} напруга $U_{ППЧ}$ буде зменшуватись. Ще одним недоліком АРП прямої дії є ускладнення схеми додатковим ВЧ підсилювачем (П), який потрібен для нормальної роботи детектора $АД_{АРП}$.

2.5 АМ передавачі, способи отримання модуляції

АМ передавачі історично першими почали експлуатуватись в системах радіо-, телемовлення. Спочатку це було радіомовлення в частотних діапазонах ДХ, СХ, КХ, а пізніше – телемовлення, де для трансляції зображення задіяні АМ-передавачі.

Як відомо, спектр АМ сигналу, у випадку тональної модуляції з коефіцієнтом m , містить три складових в спектрі – дві інформаційних бічних і неінформаційну несучу (рис. 2.25, а).

Необхідність випромінювати неінформаційну несучу приводить до зниження ефективності мовлення, що є недоліком АМ передавачів.

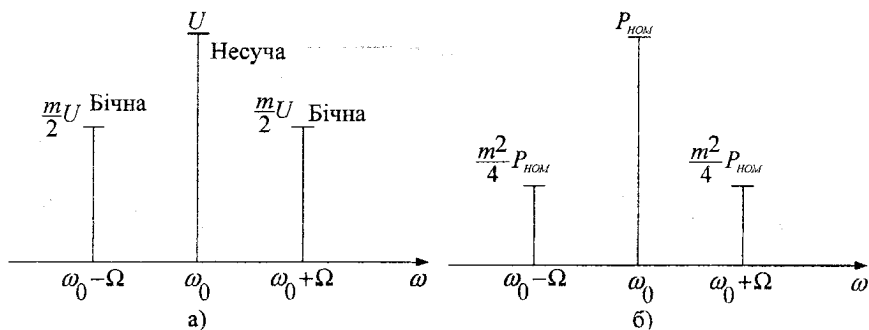


Рисунок 2.25 – Спектр АМ сигналу

Поговоримо детальніше про енергетичні характеристики передавача. У відсутність модуляції випромінюється несуча з номінальною потужністю $P_{НОМ}$ (рис. 2.25, б). З модуляцією потужність бічних відповідає:

$$P_{БЧ} = \frac{m^2}{4} P_{НОМ} + \frac{m^2}{4} P_{НОМ} = \frac{m^2}{2} P_{НОМ}.$$

Сумарна потужність радіосигналу передавача:

$$P_{\Sigma} = P_{НОМ} + P_{БЧ} = P_{НОМ} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right).$$

Збільшення відношення потужності бічних до потужності несучої або номінальної потужності

$$\frac{P_{БЧ}}{P_{НОМ}} = \frac{m^2}{2},$$

дозволить підняти ефективність роботи передавача. Якщо коефіцієнт $m=1$, то $\frac{P_{БЧ}}{P_{НОМ}} = 0,5$, але при трансляції реального мовного сигналу $U(t)$ слід говорити про середнє значення коефіцієнта $m_{СЕР}$, який визначається за пік-фактором:

$$\Pi = \frac{U_m}{U_{\Pi}} \text{ або } \Pi[\text{дБ}] = 20 \lg \frac{U_m}{U_{\Pi}},$$

де U_m (U_d) – максимальна (діюча) напруга мовного сигналу за час спостережень (рис. 2.26).



Рисунок 2.26 – Реальний мовний сигнал $U(t)$

Діюча напруга визначається за формулою:

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt}.$$

Пік-фактор мовного сигналу сягає 20 дБ і більше. Це суттєво зменшує середній коефіцієнт модуляції:

$$m_{\text{СЕР}} = \frac{m_{\text{MAX}}}{\Pi} = \frac{1}{\Pi}.$$

Наприклад, якщо $\Pi=12$ дБ, то $m_{\text{сер}}=0,25$, а потужність бічних:

$$P_{\text{БЧ}} = \frac{m_{\text{СЕР}}^2}{2} P_{\text{НОМ}} \approx 0,03 P_{\text{НОМ}}.$$

Ефективність передавача зростає, якщо мовний сигнал перед модулятором піддати компресії з метою зменшення його динамічного діапазону $D = 20 \lg \frac{U_{\text{MAX}}}{U_{\text{MIN}}}$ і, як наслідок, пік-фактора. Компресори (compressor) мають амплітудну характеристику таку, як показана на рис. 2.27 і повинні вносити незначні нелінійні спотворення в сигнал.

Крім компресора для зменшення пік-фактора застосовують також миттєвий обмежувач напруги. Таким чином, в підмодулятор передавача вводять додатковий вузол за схемою (рис. 2.28).

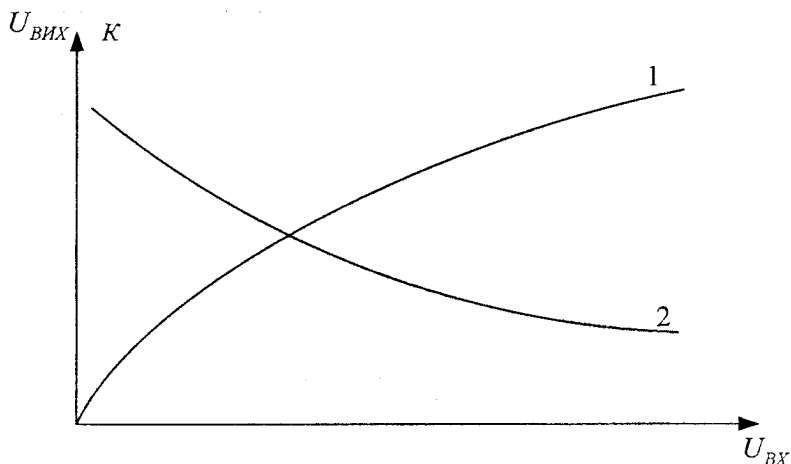


Рисунок 2.27 – Амплітудна характеристика (крива 1) і залежність коефіцієнта передачі K компресора від вхідної напруги (крива 2)

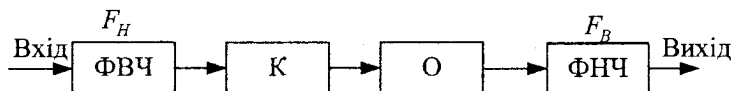


Рисунок 2.28 – Додатковий вузол підмодулятора

Він складається з послідовно з'єднаних фільтра ФВЧ, компресора (К), обмежувача (О) і фільтра ФНЧ. ФВЧ і ФНЧ утворюють смуговий фільтр, який нормує АЧХ підмодулятора. В радіомовленні у діапазонах ДХ, СХ, КХ динамічний діапазон мовного сигналу звужують до значень (30 - 40) дБ, а в діапазоні УКХ – до (40 - 50) дБ.

Крім компресорів у радіо-, телемовленні застосовують також експандер (expander). Його амплітудна характеристика (рис. 2.29) обернена до характеристики компресора (рис. 2.27).

Експандер, навпаки, збільшує динамічний діапазон мовного сигналу. Послідовно з'єднані компресор і експандер народжують компандер. На виході компандера відновлюється динамічний діапазон мовного сигналу, тобто, його амплітудна характеристика, як і у підсилювача, лінійна. Переваги компандера проявляються тоді, коли між компресором і експандером знаходиться лінія зв'язку зі значним рівнем шуму або

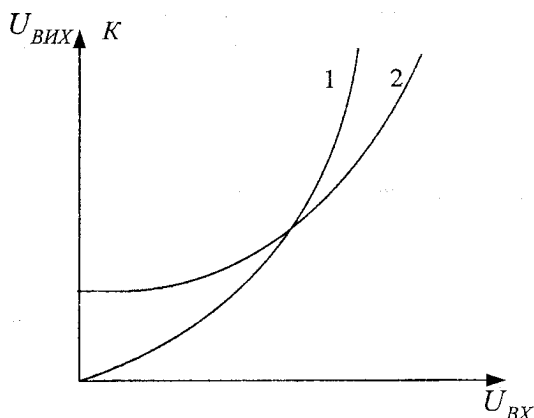


Рисунок 2.29 – Амплітудна характеристика (крива 1) і залежність коефіцієнта передачі K експандера від вхідної напруги (крива 2)

«шумний» носій запису. В цьому випадку (рис. 2.30) компресор (К) виводить мінімальний рівень сигналу вище за рівень шуму в лінії зв'язку (ЛЗ), а експандер (Е) повертає його до попереднього значення. Таким чином послаблюється вплив шумів лінії на якість мовного сигналу.

Повертаємось до АМ-передавача і робимо висновок, що компресія та обмеження в підмодуляторі збільшують коефіцієнт m до 0,7-0,8, а потужність бічних до

$$P_{\text{БЧ}} = \frac{0,8^2}{2} P_{\text{НОМ}} = 0,32 P_{\text{НОМ}}.$$

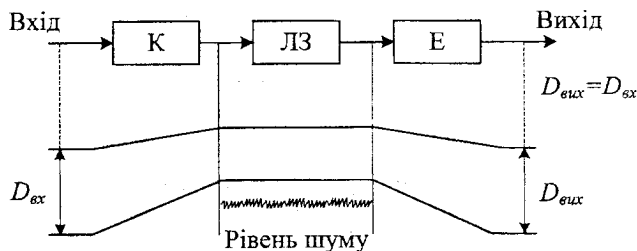


Рисунок 2.30 – Компандерний шумопослаблювач

Безпосередньо на випромінювання інформаційних бічних АМ-передавач витрачає тільки до третини своєї номінальної потужності, що є недоліком.

Зі спектра АМ-сигналу (рис. 2.25) видно, що передавач працює у смузі від $\omega_0 - \Omega$ до $\omega_0 + \Omega$. Частота модуляції змінюється в межах від $\Omega_{\min}$ до $\Omega_{\max}$, тому вихідні кола, модулятор, підмодулятор повинні мати смугу пропускання наскрізної характеристики „вихідна напруга – частота” не вужче $2\Omega_{\max}$. Ця смуга називається необхідною (necessary band) (рис. 2.29)

$$\Delta F_H = 2 F_{\max}.$$

Наприклад, для радіомовних передавачів діапазону СХ необхідна смуга дорівнює 20 кГц, а діапазону КХ – 9кГц. В зв'язку з тим, що фільтри передавача мають реальні, а не прямокутні АЧХ, обвідна АМ-сигналу, внаслідок нелінійності вузлів передавача, відрізняється за формою від напруги модуляції, а спектр радіосигналу стає ширшим за $2\Omega_{\max}$.

У передавача з'являються позасмугові випромінювання, вони можуть бути завадою для інших передавальних пристроїв. З метою послаблення позасмугових випромінювань для передавачів нормують контрольні смуги (control band). Контрольна смуга $\Delta F_{\text{КОНТР}}$ – це така смуга, за межами якої будь-яка складова сигналу, що випромінюється, послаблена відносно несучої в α разів. Наприклад, якщо $\alpha = 30$ дБ, то для радіомовного передавача СХ-діапазону (рис. 2.31)

$$\Delta F_{\text{КОНТР}} = 1,2 \Delta F_H = 24 \text{ (кГц)}.$$

Зі зростанням α контрольна смуга розширюється.

У АМ-передавача при коефіцієнті модуляції $m=1$ миттєва вихідна напруга може вдвічі перевищувати напругу несучої у відсутність модуляції

$$U_{\max} = U(1 + m) = 2U.$$

Максимальна потужність передавача в чотири рази перевищує номінальну.

$$P_{\max} = \frac{U^2(1+m)^2}{R_A} = 4P_{\text{НОМ}},$$

де R_A – вхідний опір антени.

Це враховується під час проектування вихідних каскадів. Так, якщо АМ-передавач має номінальну потужність 200 кВт, то його вихідна радіолампа вибирається на 800 кВт з двократним запасом за напругою.

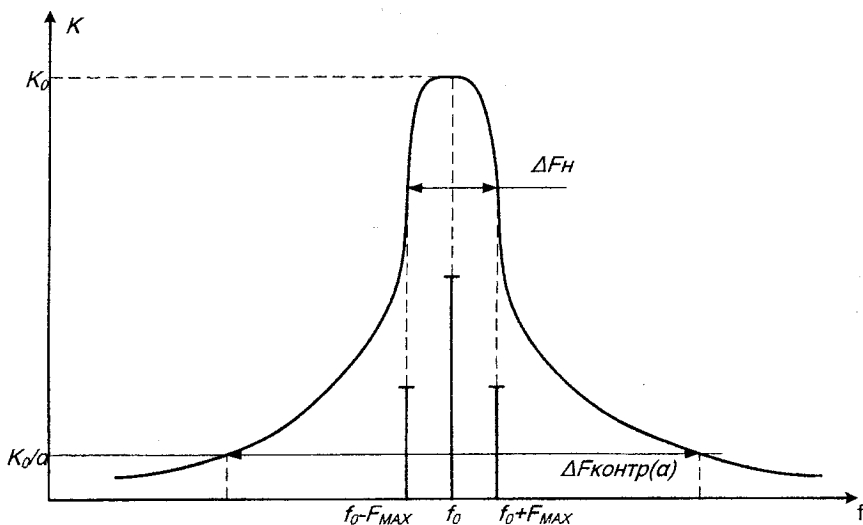


Рисунок 2.31 – Необхідна і контрольна смуги передавача

Радіолампи вихідних каскадів забезпечують значну вихідну потужність передавача, тому останні будуються за півкомплектним принципом. Одна радіолампа задіяна в трансляції, а друга – резервна, з розігрітим катодом, в будь- який момент готова до роботи. Транзисторні передавачі з потужностями до 50 кВт будуються за секційним принципом. Наприклад, це може бути 10 вихідних секцій по 5 кВт з додаванням потужностей перед антеною. Така структура забезпечує високу надійність передавача. При виході з ладу однієї секції його вихідна потужність зменшується незначно.

Існують такі способи отримання амплітудної модуляції:

- сіткова (базова) модуляція;
- анодна (колекторна) модуляція;
- комбінована модуляція;
- за допомогою аналогового помножувача сигналів.

Якщо модулятор у вихідному каскаді, тобто модуляція за високим рівнем, то частіше застосовують анодну (колекторну) модуляцію.

Схема колекторного модулятора (collector modulator) зображена на рис. 2.32.

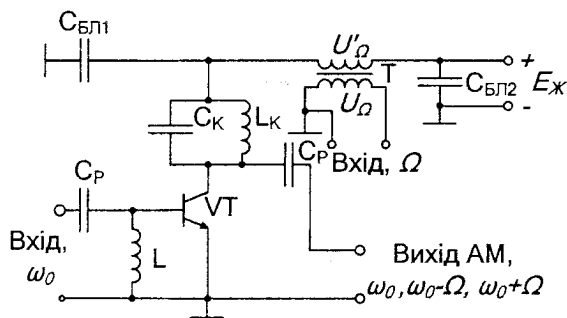


Рисунок 2.32 – Колекторний модулятор

Сигнал з частотою ω_0 від попереднього каскаду підсилення надходить до бази потужного транзистора VT, який одночасно виконує функції підсилювача і модулятора. Перша особливість його роботи – це відсутність базового зміщення за постійною напругою. Сигнал з частотою ω_0 відкриває транзистор, тому струм колектора імпульсний, реалізовано режим роботи класу С. Підвищується к.к.д. каскаду. Другою особливістю є те, що напруга:

$$E'_ж = E_ж + U'_\Omega,$$

де U'_Ω – приведена до другої обмотки низькочастотного трансформатора Т вхідна напруга з частотою Ω . Напруга $E'_ж$ значно повільніше змінюється в часі, ніж високочастотна напруга, що виділяється на контурі L_k, C_k з резонансною частотою ω_0 . Динамічна характеристика за змінним струмом показана на рис. 2.33.

Контур з елементів L_k, C_k має максимальний опір для першої гармоніки колекторного струму, яка має частоту ω_0 . На виході каскаду виділяється напруга першої гармоніки і послаблюються вищі гармоніки, тим самим зменшуються нелінійні спотворення, які характерні для режиму класу С. З рис. 2.33 видно, що напруга $E'_ж$ змінює за законом напруги модуляції з частотою Ω амплітуду колекторного струму від $i_{\min}$ до $i_{\max}$. Це означає, що амплітуда напруги на контурі L_k, C_k буде змінюватись за тим же законом, тобто на виході модулятора буде сформовано АМ-сигнал. Для нормальної роботи колекторного модулятора необхідно, щоб блокувальний конденсатор $C_{бл1}$ шунтував тільки високочастотну напругу. Модуляція в проміжних каскадах, тобто за низьким рівнем потужності, здійснюється шляхом змінення за законом низькочастотної напруги U_Ω

робочої точки підсилювача радіосигналу (рис. 2.34). Крутість транзистора для сигналу U_{ω} змінюється і на контурі L_K, C_K виділяється АМ-сигнал.

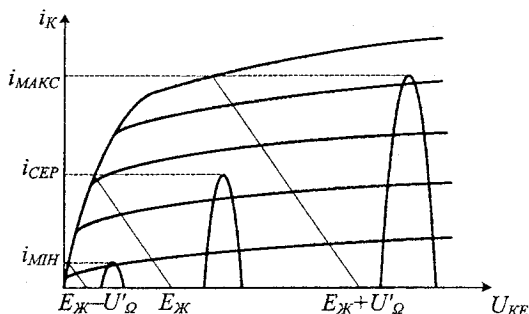


Рисунок 2.33 – Динамічна характеристика каскада

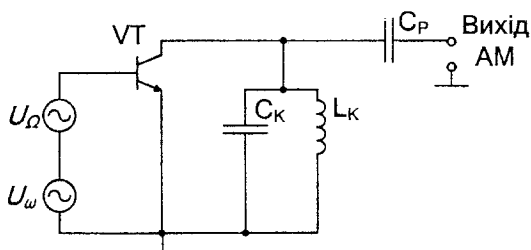


Рисунок 2.34 – Еквівалентна схема базового модулятора (base modulator)

В комбінованій схемі застосовуються одночасно обидва розглянутих способи. Особливістю такого способу є зменшення спотворень обвідної АМ-сигналу.

АМ-модулятор з непоганими характеристиками можна створити на основі аналогового помножувача сигналів АПС (analog multiplier of signals) (рис. 2.35). АПС множить два сигнали : суму постійної напруги U з напругою модуляції U_{Ω} і напругу несучої U_{ω} від генератора Г.

Вихідна напруга АПС:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вих}} &= k(U + U_{\Omega})U_{\omega} = kUU_{\omega}(1 + \frac{U_{\Omega}}{U} \cos \Omega t) \cos \omega t = \\
 &= kUU_{\omega} \cos \omega t + \frac{1}{2}kUU_{\omega}m \cos(\omega - \Omega)t + \frac{1}{2}kUU_{\omega}m \cos(\omega + \Omega)t,
 \end{aligned}$$

де k – коефіцієнт перетворення АПС;

$m = \frac{U_{\Omega}}{U}$ – коефіцієнт модуляції;

U, U_{ω} – незмінні у часі амплітуди напруг.

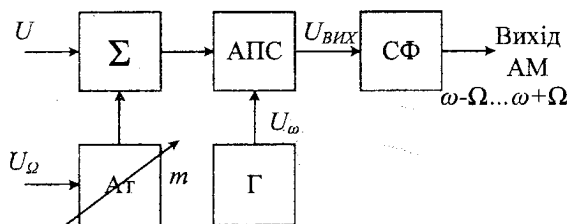


Рисунок 2.35 – АМ-модулятор на АПС

Напруга $U_{ВИХ}$ як АМ сигнал містить три складових з частотами $\omega-\Omega$, ω , $\omega+\Omega$. Смуговий фільтр СФ виділяє їх, тобто покращує якість сформованого сигналу. Коефіцієнт m змінюється від 0 до 1 атенюатором Ат.

АПС широко застосовується в системах радіо-, телемовлення. На ньому реалізують модулятори, демодулятори, змішувачі, регульовані підсилювачі та інші вузли. Точність виконання функцій множення у АПС достатньо висока, він реалізовується як на окремих інтегральних мікросхемах, так і входить до складу мікросхем високої інтеграції.

2.6 Особливості ЧМ-передавача і приймача

Відомо, що ЧМ забезпечує кращу завадостійкість і більш високі енергетичні показники, ніж АМ, але при цьому використовують ширшу необхідну смугу частот випромінювання.

При ЧМ середня потужність модульованого колювання не змінюється, оскільки його амплітуда незмінна. Однак відбувається її перерозподіл між складовою $P_{Ц}$ з центральною або середньою частотою (вона максимальна при відсутності модуляції) і бічними інформаційними складовими

$$P_{Б} = P_{Ц} [1 - J_0^2(\gamma_{ЧМ})],$$

де $J_0(\gamma_{ЧМ})$ – функція Бесселя першого роду нульового порядку;

$\gamma_{ЧМ} = \frac{\Delta f_{Д}}{F}$ – індекс ЧМ (frequency modulation index), що дорівнює відношенню девіації частоти (frequency deviation) $\Delta f_{Д}$ до частоти модуляції F . Залежність $J_0(\gamma_{ЧМ})$ (рис. 2.36, а) показує, що при великих

$\gamma_{\text{ЧМ}}$ потужність передавача витрачається, в основному, на випромінювання бічних складових ЧМ-сигналу (рис. 2.36, б). Цим пояснюється хороша завадостійкість і енергетичні показники. Більше того, при $\gamma_{\text{ЧМ}} \approx 2, 4; 5, 5; 8, 6$ центральна складова в спектрі взагалі відсутня.

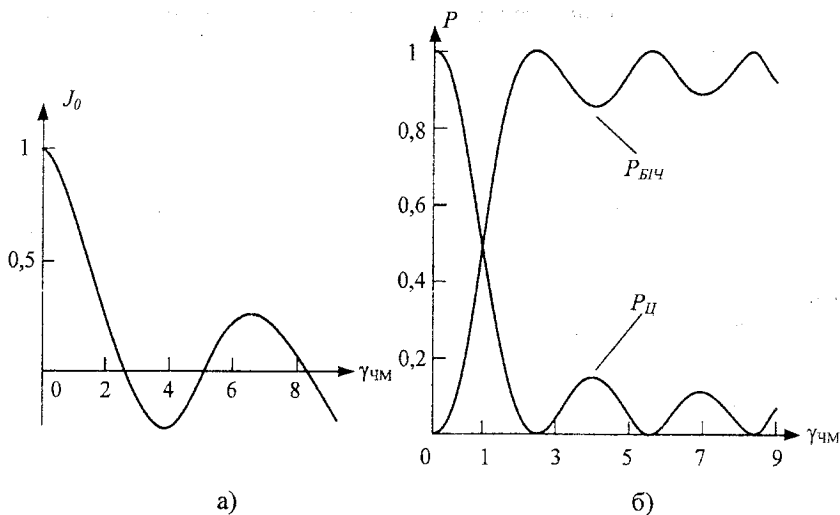


Рисунок 2.36 – Перерозподіл потужностей при ЧМ

В системах радіо-, телемовлення використовується ЧМ з $\gamma_{\text{ЧМ}} \gg 1$, так звана широкосмугова модуляція, коли енергія радіосигналу передається у широкий частотний смузі. Наприклад, у системі радіомовлення діапазону УКХ1 $\Delta f_{\text{д.МАХ}} = 50$ кГц, а $F_{\text{МАХ}} = 15$ кГц, тоді $\gamma_{\text{ЧМ}} \geq \frac{50}{15} \approx 3,3$.

Ширина спектра ЧМ-сигналу нескінченна, тому враховують, яка енергія зосереджена у смузі $\Delta f_{\text{ЧМ}}$, що визначається. Якщо у смузі складові спектра не менші 1% амплітуди немодульованої центральної складової, то

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} \approx 2F(\gamma_{\text{ЧМ}} + \sqrt{\gamma_{\text{ЧМ}}} + 1).$$

При $\gamma_{\text{ЧМ}} \gg 1$ маємо $\Delta f_{\text{ЧМ}} \approx 2F$, це випадок вузькосмугової модуляції, необхідна частотна смуга дорівнює необхідній смузі для АМ-сигналу. Такий режим вузького частотного каналу реалізують в пристроях радіозв'язку.

В радіомовленні для визначення наскрізних смуг пропускання передавача і приймача використовують формулу

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} \approx 2(\Delta f_{\text{Д}} + F).$$

Так, якщо вихідне коливання передавача модулюється мовним сигналом частотою 5 кГц з максимальною девіацією 50 кГц, то

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} \approx 2(5 + 50) = 110 \text{ (кГц)}.$$

Існують прямий і непрямий способи отримання ЧМ-сигналу.

Згідно із прямим способом частотний модулятор передавача (рис. 2.37) є автогенератором, в його LC-контурі встановлюється варикап, ємність якого керується напругою модуляції. Автогенератор складено на транзисторі VT1 за схемою „спільна база”. LC-контур утворено котушкою L_K та еквівалентною ємністю

$$C_{\text{ЕКВ}} \approx C_{\text{ВНХ.VT1}} + C_{\text{П}} + C_{\text{ЗВ}} + C_{\text{В}},$$

де $C_{\text{В}}$ – ємність варикапа.

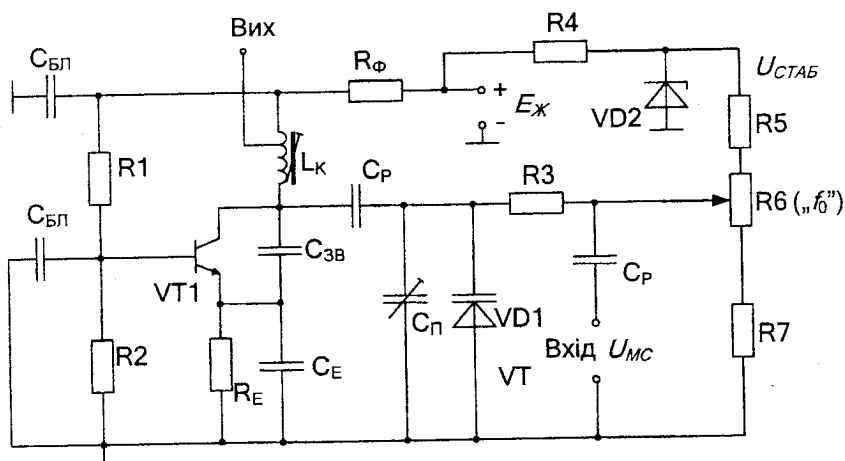


Рисунок 2.37 – Частотний модулятор

Ємність $C_{\text{В}}$ змінюється під впливом вхідної напруги мовного сигналу $U_{\text{МС}}$. Робоча точка варикапа задається подільником на резисторах

R5 - R7. Резистор R6 змінює центральну частоту ЧМ-модулятора (frequency modulator), яка стабілізується за допомогою параметричного стабілізатора R4, VD2.

Важливою характеристикою ЧМ-модулятора є його модуляційна залежність девіації Δf_d від напруги модуляції U_{MC} (рис. 2.38). Для її лінеаризації використовують такі прийоми: змінюють форму мовного сигналу вузлом попередніх спотворень, вводять у схему зустрічно увімкнені варикапи, використовують двотактну схему модулятора [9,13].

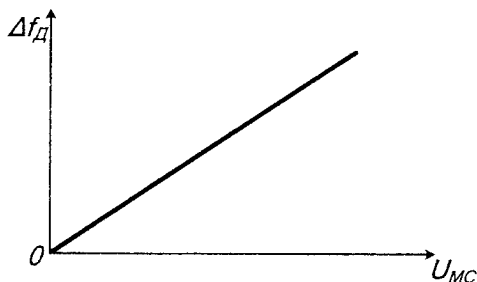


Рисунок 2.38 – Модуляційна характеристика

Недоліком прямого способу ЧМ є складність отримати високу стабільність центральної частоти автогенератора. Використання кварцових резонаторів вирішує цю проблему, але при цьому важко реалізувати велику девіацію частоти.

У непрямому способі (рис. 2.39) напруга модуляції через інтегратор І впливає не на автогенератор Г, а на фазовий модулятор ФМД. Автогенератор будується на кварцовому резонаторі, тим самим підтримується стабільною центральною частотою f_0 . Якщо напруга на вході модулятора $U_{MC} = U_{MC} \cos \Omega t$, то після інтегратора

$$U_I = \int U_{MC} dt = \frac{U_{MC}}{\Omega} \sin \Omega t.$$

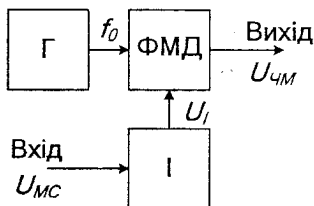


Рисунок 2.39 – Частотний модулятор за непрямим способом

Фаза вихідної напруги ФМД

$$\psi(t) = 2\pi f_0 t + k_{\text{ФМД}} \frac{U_{\text{МС}}}{\Omega} \sin \Omega t,$$

де $k_{\text{ФМД}}$ – крутість ФМД [рад/В].

Частота вихідної напруги модулятора

$$f_{\text{ЧМ}} = \frac{\psi'(f)}{2\pi} = f_0 + \frac{k_{\text{ФМД}}}{2\pi} U_{\text{МС}} \cos \Omega t.$$

З виразу бачимо, що часова залежність змінної складової частоти $f_{\text{ЧМ}}$ збігається за формою з вхідним мовним сигналом $U_{\text{МС}}$, тобто, на виході модулятора (рис. 46) сформовано ЧМ-сигнал.

Комбінований спосіб отримання ЧМ-сигналу – це об'єднання прямого і непрямого способів, що розглянуті вище. Наприклад, в ЧМ-передавачах діапазону УКХ1, які ведуть мовлення у режимі стерео, використовують ЧМ-модулятор, зображений на рис. 2.40. На вхід модулятора надходить комплексний стереосигнал (КСС), спектр якого розташований в тональній (30 Гц - 15 кГц) і надтональній (16,25 - 46,25 кГц) смугах. Тональні складові виділяються смуговим фільтром СФ1 і змінюють миттєву частоту генератора Г прямим способом. Надтональні складові КСС виділяються фільтром СФ2, інтегруються і за допомогою фазового модулятора змінюють миттєву частоту непрямым способом. Використання комбінованого способу дозволяє покращити технічні показники ЧМ-модулятора.

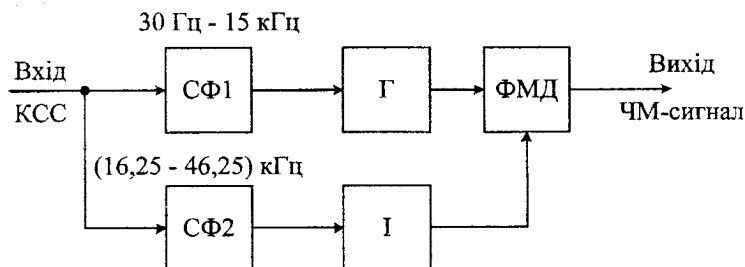


Рисунок 2.40 – Частотний модулятор комбінованого типу

Під час розробки ЧМ-передавача проблемою є забезпечення високолінійної модуляційної характеристики, тобто, малих нелінійних

спотворень мовного сигналу при прийомі. Хорошу лінійність легше отримати на низьких частотах. Тому модулятор ЧМ-передавача працює не на центральній частоті передавача. Центральну частоту отримують після модулятора за допомогою помножувача частоти (ПМЧ). Це є першою особливістю схеми передавача (рис. 2.41). Другою особливістю є те, що каскади передавача працюють у режимі з постійною амплітудою високочастотного коливання, наприклад, як амплітудні обмежувачі (amplitude limiter).

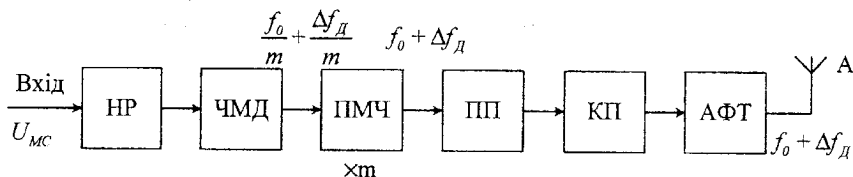


Рисунок 2.41 – ЧМ-передавач

Моносигнал $U_{МС}$ із входу поступає на нормалізатор НР, у якому він обмежується за частотною смугою $\Delta F = F_B - F_H$ і за рівнем так само, як і у підмодуляторі АМ-передавача. (рис. 2.28). Крім того, мовний сигнал проходить через частотний коректор зі сталою часу $\tau_{чк} = 50$ мкс, яка відповідає граничній частоті

$$f_{чк} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^{-6}} \approx 3,2 \text{ (кГц)}.$$

Починаючи з цієї частоти, рівень ВЧ-складових мовного сигналу зростає на 6 дБ/окт (рис. 2.42, а). Така АЧХ коректора реалізовується схемою (рис. 2.42, б).

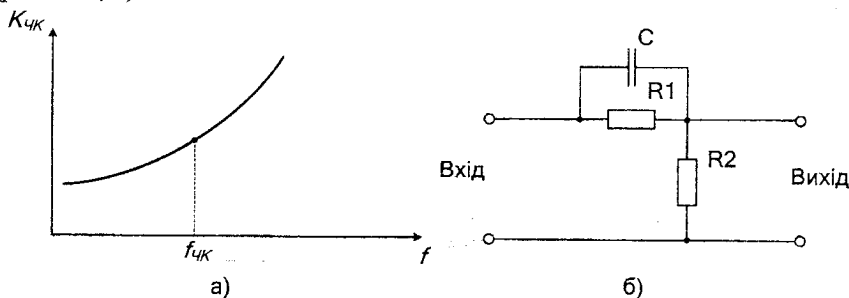


Рисунок 2.42 – Частотна корекція мовного сигналу

Коригування покращує співвідношення сигнал/шум у приймачах, інтенсивність слабких ВЧ-складових мовного сигналу зростає над рівнем шумів. Для повернення частотного балансу мовного сигналу в радіоприймачі після детектора встановлюють коректор з оберненою до кривої (рис. 2.42, а) АЧХ.

Нормалізований вхідний сигнал в модуляторі ЧМД змінює частоту $f_{\text{ЧМД}} = \frac{f_0}{m}$ з девіацією $\Delta f_{\text{ЧМД}} = \frac{\Delta f_D}{m}$. Помножувач ПМЧ з коефіцієнтом m формує радіосигнал з центральною частотою f_0 і девіацією Δf_D . Так, якщо передавач діапазону УКХ2, то одна із дозволених частот $f_0 = 100,3$ МГц, а максимальна девіація $\Delta f_D = 75$ кГц. Попередній та кінцевий підсилювачі (ПП і КП) збільшують потужність радіосигналу, який через антенно-фідерний тракт (АФТ) випромінюється антеною А.

За подібною схемою (рис. 2.41) будується звуковий тракт у передавачах аналогових систем телемовлення. Тракт зображення аналогічний АМ-передавачу (рис. 2.2), у якому фільтровим методом послаблюється повністю одна бічна і частково несуча. Тому телевізійний передавач двоканальний (рис. 2.43). Вихідні потужні коливання перед антеною додаються суматором Σ . Для надійної трансляції в телевізійний передавач вводиться резервний комплект, який вмикається при аварії на основному обладнанні.

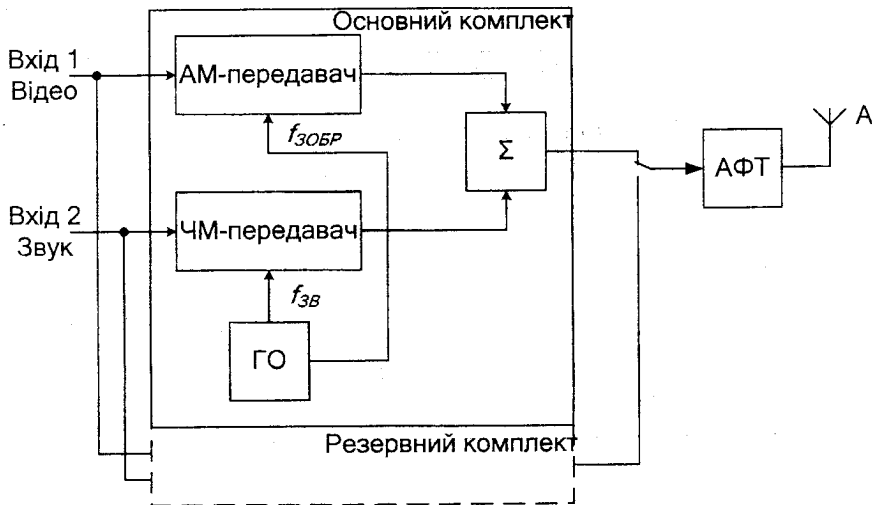


Рисунок 2.43 – Телевізійний передавач

Існують також передавачі із об'єднаним трактом підсилення зображення і звуку. В таких передавачах, у зв'язку із складністю повного телевізійного сигналу, підвищені вимоги до лінійності АХ і ФЧХ.

Генераторне обладнання (ГО) формує два високостабільних коливання з частотами $f_{ЗВ}$ та $f_{ЗОВР}$ із зсувом за частотою Δf , наприклад, 6,5 МГц.

В ЧМ-передавачах, які транслують стереозвук, між нормалізаторами (НР1, НР2) і модулятором (ЧМД) встановлюють стереокодер (СК) (рис. 2.44). Кодер СК формує комплексний стереосигнал КСС, який надходить до модулятора ЧМД.

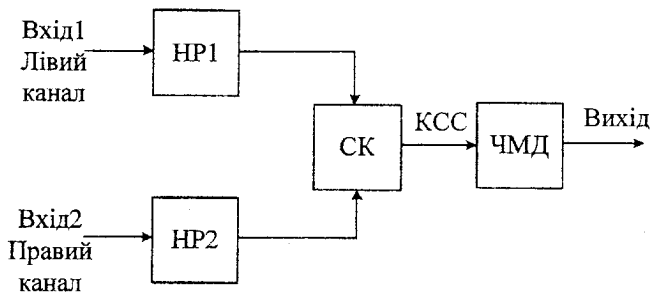


Рисунок 2.44 – Вхідні вузли стереопередавача

Потужності ЧМ-передавачів у радіо- та телемовленні значно менші за потужності АМ-передавачів і не перевищують 15 кВт.

ЧМ-приймачі, в основному, будуються за супергетеродинною схемою з однократним перетворенням частоти. Зміна амплітуди вхідного радіосигналу приймача є шкідливою для нормального прийому, спотворення мовного сигналу після детектора зростають. Це пояснюється тим, що частотні детектори чутливі не тільки до зміни частоти радіосигналу, а і реагують на зміну його амплітуди. Паразитні коливання амплітуди радіосигналу виникають внаслідок змін умов прийому, нерегулярних процесів в атмосфері, які впливають на поширення радіохвиль, можливої нестабільності настройки радіоприймача тощо. Для усунення впливу паразитної АМ на якість прийому перед частотним детектором (ЧД) встановлюють амплітудний обмежувач (АО) (рис. 2.45). Можна говорити про те, що ППЧ не тільки підсилює сигнал із проміжною частотою, а і обмежує його.

В зв'язку з тим, що перевантаження ППЧ/АО не загрожує, у більшості ЧМ-приймачів АРП немає. Петлі АРП можна побачити тільки у високоякісних радіоприймачах. Побудова ППЧ/АО спрощується, якщо в ньому застосовується зосереджена вибірність. Після ФПЧ встановлюється

високодобротний фільтр зосередженої селекції (ФЗС) (filter of the concentrated selection) на LC-контурах або інтегральних структурах.

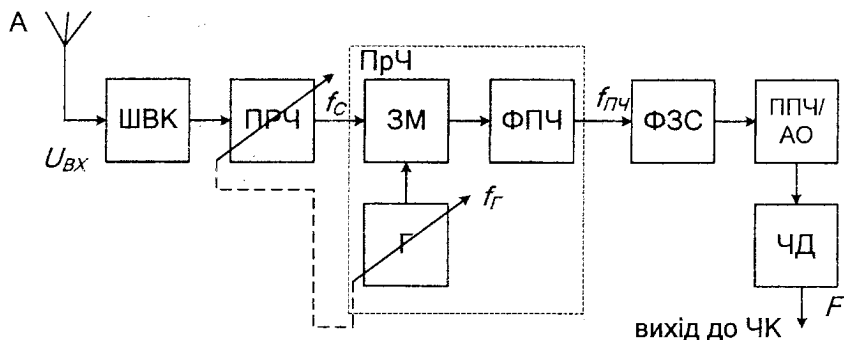


Рисунок 2.45 – ЧМ-приймач

ППЧ з розподіленою вибірністю (рис. 2.46) також застосовується в ЧМ-приймачах і є каскадним з'єднанням N резонансних підсилювачів (РП).

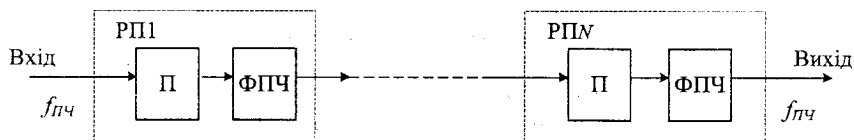


Рисунок 2.46 – ППЧ з розподіленою вибірністю

Ефективне обмеження в ППЧ/АО починається при входній напрузі приймача рівній реальній чутливості (рис. 2.47).

Найпростіший АО – це резонансний підсилювач на транзисторі (рис. 2.8), який працює на фіксованій частоті. Від'ємна півхвиля вихідної напруги обмежується тому, що транзистор в насиченні, додатня півхвиля – у відсічці. Саме тому, що фізичні явища обмежень різні, така схема рідко використовується. Кращі показники має обмежувач на диференційних парах транзисторів, наприклад за схемою СК - СБ. В таких схемах обмеження півхвиль відбувається симетрично внаслідок відсічки по черзі першого і другого транзисторів. Який би не був АО, паразитна АМ переноситься паразитною складовою в ЧМ-сигнал, тим самим збільшуються нелінійні спотворення мовного сигналу з частотою F на виході ЧД. Тому в ЧМ приймачах бажано застосовувати високоякісні АО.

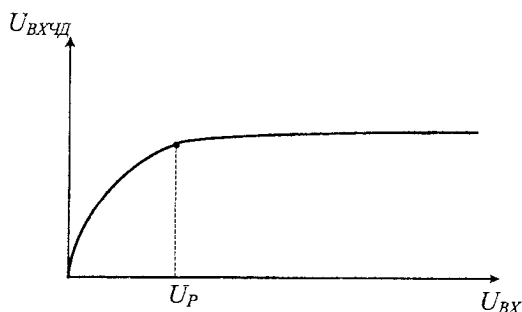


Рисунок 2.47 – Амплітудна характеристика ІПЧ/АО

Традиційною є побудова преселектора у вигляді послідовно з'єднаних широкосмугового зі смугою $\Delta f_{ШВК} = f_{0MAX} - f_{0MIN}$ вхідного кола (ШВК) і ПРЧ, в якому змінюється частота настрійки по діапазону. Формула перетворення ПРЧ, наприклад, така:

$$f_{ПЧ} = f_I - f_C.$$

Найпростіший ЧД будується на основі послідовного АД з розстроєним LC- контуром (рис. 2.48,а). Вихідна напруга ЧД U_{MC} повторює закон зміни миттєвої частоти ЧМ-сигналу (рис. 2.48, б). Недоліком такого ЧД є значна нелінійність його демодуляційної характеристики.

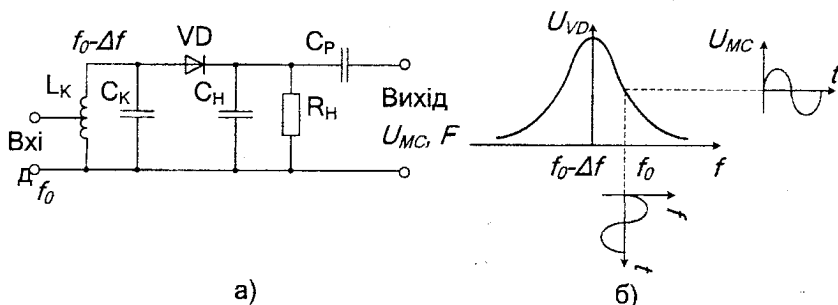


Рисунок 2.48 – Частотний детектор на розстроєному LC-контурі

Кращими є частотні детектори на парі розстроєних LC-контурів, на фазовому дискримінаторі, дробових ЧД [6,10,14]. Їх демодуляційні

характеристики мають вигляд S-кривої (рис. 2.49). Лінійною є характеристика в смузі $\Delta f_{\text{ЧД}}$, ширшій за смугу $\Delta f_{\text{ЧМ}}$ сигналу.

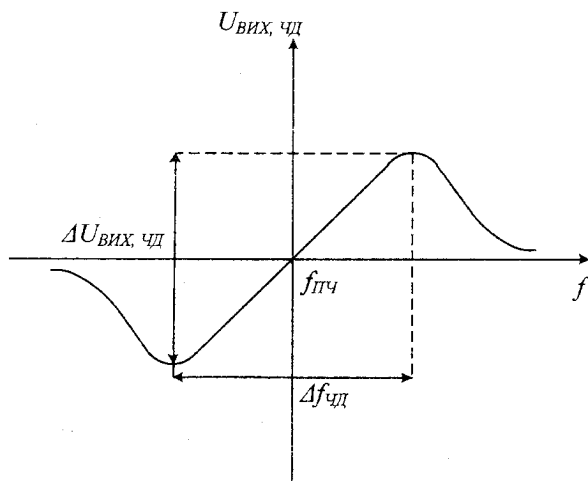


Рисунок 2.49 – S-крива ЧД

Крутість ЧД також визначається з S-кривої:

$$S_{\text{ЧД}} = \frac{\Delta U_{\text{ВНХ, ЧД}}}{\Delta f_{\text{ЧД}}} [B / \Gamma \mathcal{H}].$$

Сучасним є квадратурний ЧД (quadrature detector) на основі АПС (рис. 2.50, а). Завдяки фазообертачу (Ф) (phase shifter) на опорному вході АПС фаза змінюється за законом миттєвої частоти. АПС множить дві напруги з однаковою частотою, але різними фазами. Якщо ФЧХ фазообертача лінійна (рис. 2.51), то на виході ФНЧ виділяється низькочастотна напруга, форма якої повторює закон зміни миттєвої частоти на вході ЧД.

LC-контур Ф (рис. 2.50, б) має резонансну частоту $f_p = f_{\text{ПЧ}}$, на якій зсув фази $\Delta \varphi = 90^\circ$. Шунтувальний резистор $R_{\text{ш}}$ зменшує добротність LC-контура, тим самим збільшується $\Delta f_{\text{ЧД}}$ (рис.56), покращується лінійність демодуляційної характеристики ЧД. Часто для зменшення котушок індуктивності в прийमाчах квадратурні ЧД містять не LC-контур, а кварцовий резонатор.

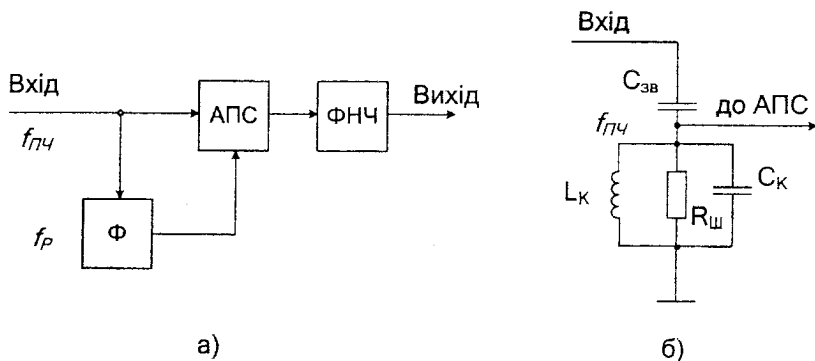


Рисунок 2.50 – Квадратурний ЧД на АФС (а) і фазообертач на 90° (б)

В ЧМ-приймачах спостерігається порогове явище [6,14] (рис. 2.52). На відміну від АМ-приймачів, в яких при зменшенні вхідного сигналу мовний сигнал зникає поступово і погіршується співвідношення сигнал/шум, в ЧМ-приймачах існує порогова вхідна напруга, менше якої мовний сигнал зникає повністю і різко зростають шуми. Таким чином, перехід від якісного до неякісного прийому в ЧМ-приймачах відбувається різко.

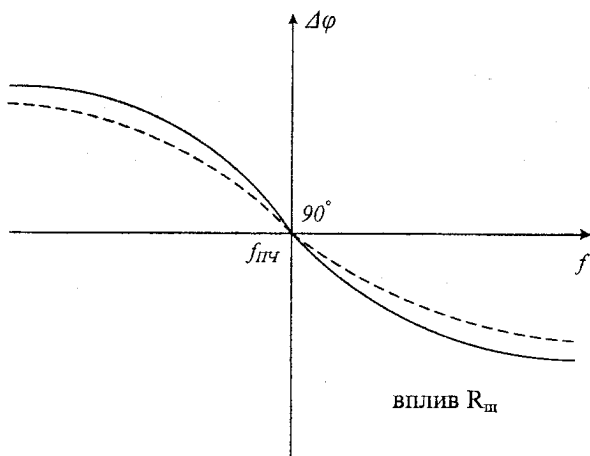


Рисунок 2.51 – ФЧХ фазообертача

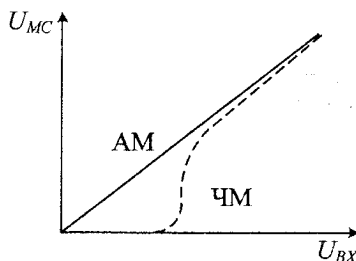


Рисунок 2.52 – Амплітудні характеристики АМ- і ЧМ-приймачів

В місцях розташування приймача треба забезпечувати достатній рівень напруженості електромагнітного поля від передавача. Для зменшення шуму при $U_{ВХ} < U_{пор}$ ЧМ-приймачі комплектуються вузлами безшумної настройки, які блокують проходження завад на вихід.

Нагадаємо, що після ЧД перед ПНЧ (рис. 2.45) встановлюється частотний коректор ЧК з оберненою до кривої (рис. 2.42, а) АЧХ. Стала часу такого ЧК також дорівнює 50 мкс.

ЧМ використовується в радіо-, телемовленні діапазону УКХ на частотах в десятки - сотні МГц, тому важко створити умови довготривалого стабільного прийому. Зрив настройки відбувається внаслідок “вибігу” частоти гетеродина Г. Стабільність центральної частоти f_0 передавача висока, тому її вплив на настройки можна не враховувати.

Зрив настройки приймача можливий внаслідок нестабільностей центральної частоти передавача, частоти гетеродина приймача і резонансної частоти $f_{ФПЧ}$ контурів ФПЧ, яка в номінальному режимі дорівнює $f_{пч}$. Вплив цих нестабільностей різний. Найменше, як було сказано вище, впливає нестабільність центральної частоти передавача. При верхній настройці гетеродина маємо:

$$\frac{\Delta f_r}{f_{пч}} = \frac{\Delta f_r}{f_r} \left(1 + \frac{f_c}{f_{пч}}\right).$$

З виразу бачимо, що суттєвий вплив має відносна нестабільність гетеродина $\delta f_r = \frac{\Delta f_r}{f_r}$. Частота $f_c \ll f_{пч}$, тому відносне відхилення частоти $\frac{\Delta f_r}{f_{пч}} \ll \frac{\Delta f_r}{f_r}$ і перевищує відносну нестабільність настройки контурів ФПЧ.

З метою утримання тривалий час настройки на корисний радіосигнал в ЧМ-приймачах вводиться автоматична підстройка частоти гетеродина (АПЧГ). Автоматичне підстроювання частоти (АПЧ) (automatic frequency adjustment) буває за частотою (ЧАПЧ) і за фазою (ФАПЧ). ФАПЧ точніше за ЧАПЧ і «підтягує» частоту гетеродина f_r до потрібної з точністю до фази. ЧАПЧ не така точна, але вона має свою перевагу – ширшу смугу захоплення (band of entrainment), тобто діє при більших розстройках частоти f_r від зразкової. За вузлом, який формує зразкову або опорну частоту, АПЧ буває з частотним детектором або опорним генератором. За режимом роботи АПЧ буває пошукова та безпошукова. В пошуковій АПЧ спочатку вмикається режим сканування, при якому частота гетеродина попадає в смугу захоплення і далі спрацьовує АПЧ. Для приймачів імпульсних сигналів характерна швидка АПЧ, при якій в петлі регулювання немає інерційних елементів і частота f_r встановлюється майже миттєво. В аналоговому радіомовленні АПЧ повільна, в петлі регулювання встановлений інерційний ФНЧ з граничною частотою, що лежить в інфразвуковому діапазоні. І, нарешті, АПЧ буває аналогова та цифрова. В останній у петлі регулювання порівняння сигналу керування з опорним відбувається в цифровій формі.

Схема аналогової, безпошукової, повільної ЧАПЧ з частотним детектором, наведена на рис. 2.53. АПЧ реалізовано шляхом введення петлі зворотного регулювання. Після змішувача ЗМ фільтром ФПЧ виділяється сигнал проміжної частоти, він підсилюється ППЧ і подається на основний детектор Д (detector) радіоприймача. Петля АПЧ формується детектором ЧД, інерційним вузлом ФНЧ, на виході якого формується напруга керування U_{KEP} частотою гетеродина Г. При потребі, для збільшення підсилення в петлі, встановлюється підсилювач постійного струму ППС.

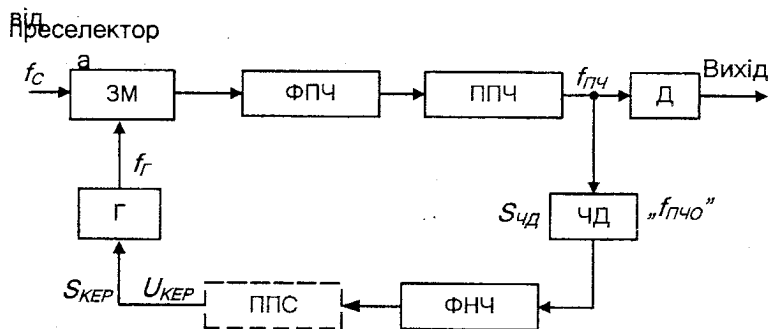


Рисунок 2.53 – Тракт радіоприймача з ЧАПЧ

В ЧД, наприклад, в розглянутому раніше квадратурному, зразкова частота $f_{ПЧ0}$ задається стабільним кварцевим резонатором. Частота $f_{ПЧ}$ на виході ППЧ порівнюється з $f_{ПЧ0}$. У випадку, якщо $f_{ПЧ} = f_{ПЧ0}$, напруга $U_{КЕР} = 0$. Це означає, що частота f_I відповідає точній настройці приймача на станцію. При відхиленнях $f_{ПЧ}$ від $f_{ПЧ0}$ під впливом $U_{КЕР}$ частота f_I змінюється так, щоб максимально наблизити $f_{ПЧ}$ до $f_{ПЧ0}$ і зберегти настройку на корисний радіосигнал.

Коефіцієнт АПЧ характеризує ефективність підстроювання і дорівнює відношенню початкової розстройки гетеродина Δf_I до залишкової δf_I :

$$K_{АПЧ} = \frac{\Delta f_I}{\delta f_I} = 1 + S_{ЧД} \cdot S_{КЕР},$$

де $S_{ЧД(КЕР)}$ – крутість ЧД (вузла керування). Крутість $S_{КЕР}$ вимірюється в Гц/В і показує на скільки змінюється частота f_I при зміні напруги $U_{КЕР}$ на 1 В. З введенням ППС крутість $S_{КЕР}$ зростає. При використанні АПЧ коефіцієнт $K_{АПЧ}$ вибирається в межах 3 - 50.

На частотній характеристиці регулювання (рис. 2.54) можна виділити смуги захоплення Δf_3 і утримання (regulation band) Δf_y .

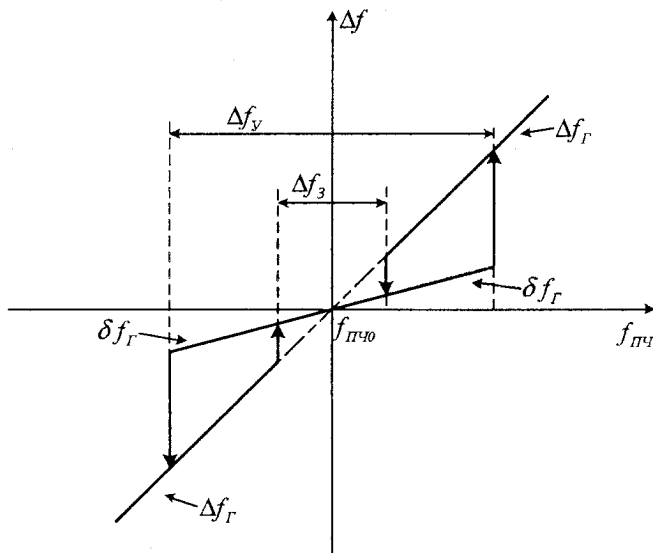


Рисунок 2.54 – Частотна характеристика регулювання АПЧ

В смузі утримання Δf_y АПЧ діє і мінімізує до залишкового δf_f відхилення частоти f_f від номінального значення f_{f0} , яке відповідає номінальній частоті $f_{пч0}$. Смуга захоплення $\Delta f_z < \Delta f_y$ – це відхилення частоти f_f , при якому після замикання петлі АПЧ розстройка гетеродина зменшується до залишкової δf_f .

ФАПЧ синхронізує гетеродин з точністю до фази. Для її реалізації треба змінити детектор ЧД фазовим ФД (рис. 2.55), на опорний вхід якого подати коливання з частотою $f_{пч0}$ від опорного генератора Г. У випадку, коли частоти $f_{пч}$, $f_{пч0}$ збігаються з точністю до фази, напруга $U_{кер}$ = 0. Зміна зсуву фази напруги гетеродина Г від початкової під впливом, наприклад, температури переміщує робочу точку на детекторній характеристиці ФД, що викликає появу напруги керування $U_{кер}$. В результаті регулювання зсув фази напруги гетеродина Г максимально наближається до початкового, а частота f_f залишається незмінною.

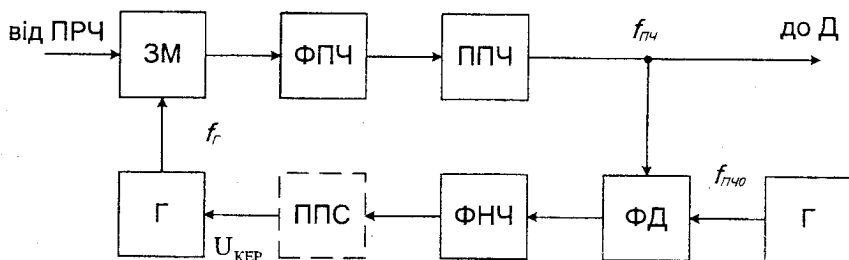


Рисунок 2.55 – Петля ФАПЧ

2.7 Радіоприймачі прямого перетворення

Крім розглянутих вище радіоприймачів прямого підсилення (direct amplification receiver) та супергетеродинних в системах радіо-, телемовлення застосовують ще приймачі прямого перетворення (direct change receiver) (рис. 2.56). В таких пристроях проміжна частота $f_{пч} = 0$, на виході перетворювача ПрЧ одразу з'являється корисний сигнал. Тому в схемі відсутні ППЧ, Д, а на виході пристрою встановлюються ФНЧ і ПНЧ. В таких приймачах часто не буває навіть ПРЧ, основне підсилення легко реалізовується високочутливим ПНЧ. Дзеркальний канал в приймачі відсутній, що є перевагою. Частотна вибірність за сусіднім каналом забезпечується ФНЧ мінімум 2-го або 3-го порядку.

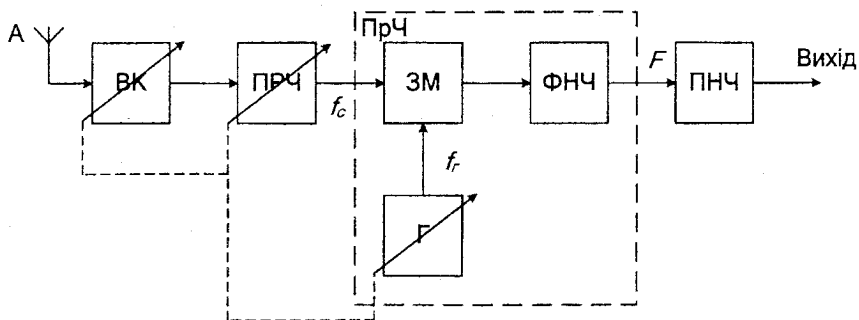


Рисунок 2.56 – Радіоприймач прямого перетворення

У зв'язку з тим, що відсутній дзеркальний канал, вимоги до преселектора щодо вибірності послаблюються, його схема спрощується. При цьому потрібно покращувати лінійність перетворювача ПрЧ, бо на його вхід будуть надходити потужні завади з різними частотами.

Недоліком приймача (рис. 2.56) є необхідність точного встановлення частоти гетеродина Г. Треба виконувати умову рівності частот $f_c = f_r$. З якою точністю, до фази чи до частоти, синхронізувати гетеродин Г, залежить від спектра радіосигналу на його вході, тобто від виду застосованої модуляції. Якщо використовується АМ, то потрібна фазова синхронізація. У випадку односмугової модуляції (ОСМ) достатньо синхронізації з точністю до частоти. Найпростіший вузол синхронізації (ВС) складається з послідовно з'єднаного вузькосмугового фільтра (ВФ) і підсилювача (П) (рис. 2.57, а). В діапазонних приймачах фільтр ВФ треба виконувати регульованим. Бажано, щоб підсилювач П працював як обмежувач, тим самим на гетеродинному вході змішувача ЗМ формується опорна напруга незмінної амплітуди. Відсутність гетеродина спрощує схему, але сформоване на гетеродинному вході ЗМ опорне коливання має значний рівень шуму. Кращі результати отримаємо, якщо ВС будується на основі петлі ФАПЧ (рис. 2.57, б).

Перед фазовим детектором ФД не потрібний вузькосмуговий фільтр, шуми вихідної напруги гетеродина Г зменшуються завдяки наявності інерційної ланки у вигляді ФНЧ в петлі регулювання.

Перетворювач ПрЧ на основі аналогового помножувача сигналів АПС (рис. 2.56), в якому введено вузол ВС, утворює синхронний детектор (рис. 2.58). Він широко застосовується в апаратурі систем радіо-, телемовлення, має високу чутливість, з маленькими нелінійними спотвореннями детектує радіосигнали з амплітудною, односмуговою та фазовою модуляціями.

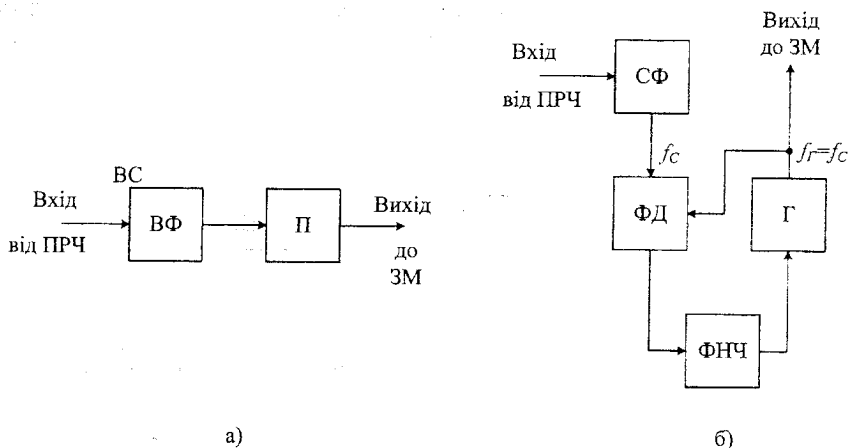


Рисунок 2.57 – Вузол синхронізації

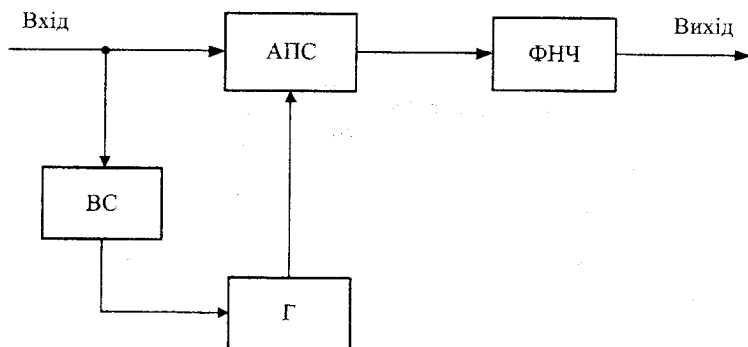


Рисунок 2.58 – Синхронний детектор

2.8 Особливості передавача і приймача ОСМ-сигналу

ОСМ (односмугова модуляція) є різновидом амплітудної модуляції. В залежності від спектра, що формується, розрізняють ОСМ з послабленою верхньою бічною (ВБ) або нижньою бічною (НБ) (рис. 2.59, а), ОСМ з частково послабленою несучою (Н) (рис. 2.59, б), ОСМ з повністю послабленою несучою (рис. 2.59, в).

Основна перевага ОСМ – це раціональне використання частотного ресурсу: ширина спектра радіосигналу в 2 рази вужча, ніж при АМ. Крім того, ефективніше використовується енергетичний ресурс передавача – відносна потужність, що витрачається на випромінювання інформаційних

складових, зростає. Вужча смуга пропускання радіоприймача приводить до зменшення рівня шумів, прийом може супроводжуватись меншими спотвореннями сигналу, які виникають внаслідок зміни умов поширення радіохвиль.

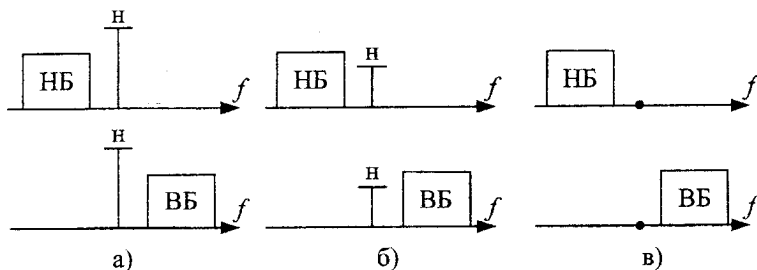


Рисунок 2.59 – Різновиди ОСМ

Існують такі способи формування ОСМ сигналу:

- фільтровий;
- фазовий.

Згідно із фільтровим способом (рис. 2.60) спочатку амплітудним модулятором (АМД) формується АМ-сигнал, після чого він пропускається через фільтр Φ , який послаблює бічну ВБ або НБ і, при потребі, повністю або частково несучу H .

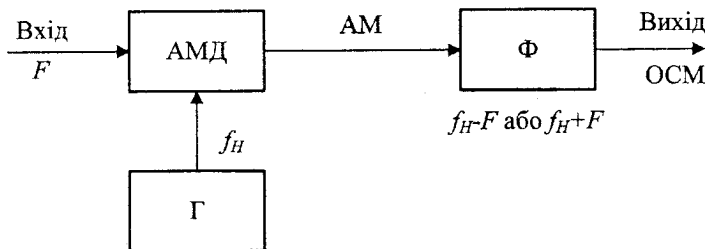


Рисунок 2.60 – Фільтровий формувач

Якщо несучу сигналу слід послабити повністю, то замість АМД встановлюють балансний модулятор на АПС. При маленьких F захисна смуга між НБ та ВБ вузька, тому зростають вимоги до прямокутності АЧХ фільтра Φ . При фазовому способі формування ОСМ-сигналу фільтр Φ не такий складний, його можна взагалі не ставити (рис. 2.61). Структура формувача двоканальна, в нижньому каналі вхідна і опорна напруги зсуваються за фазою на 90° у фазообертачах $\Phi O1$, $\Phi O2$.

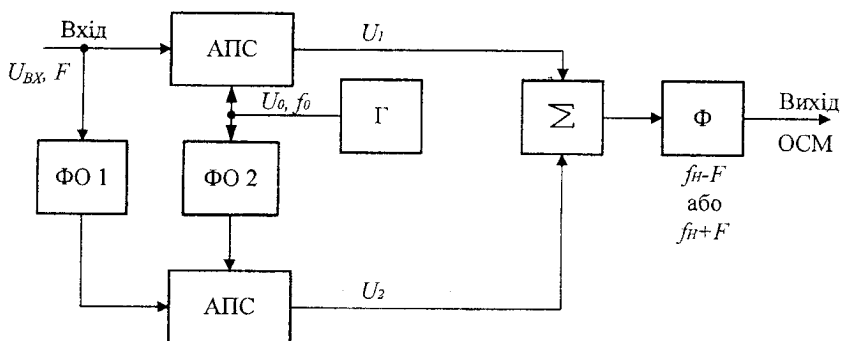


Рисунок 2.61 – Фазовий формувач ОСМ сигналу

Якщо $u_{BX} = \cos 2\pi Ft$, а $u_0 = \cos 2\pi f_0 t$, то на виходах АПС маємо:

$$u_1 = u_0 \cdot u_{BX} = 0,5 \cos 2\pi(f_0 + F)t + 0,5 \cos 2\pi(f_0 - F)t,$$

$$u_2 = \sin 2\pi f_0 t \cdot \sin 2\pi Ft = 0,5 \cos 2\pi(f_0 - F)t - 0,5 \cos 2\pi(f_0 + F)t.$$

Алгебраїчний суматор Σ може як додавати, так і віднімати. Якщо він додає, то $u_{BIX} = u_1 + u_2 = \cos 2\pi(f_0 - F)t$, на виході формувача залишається тільки нижня бічна. У випадку віднімання вихідна напруга $u_{BIX} = u_1 - u_2 = \cos 2\pi(f_0 + F)t$. Цього разу в ОСМ-сигналі присутня верхня бічна.

Формувач ОСМ-сигналу (рис. 2.61) працює в певному діапазоні частот модуляції. Тому фазообертач $\Phi O 1$ повинен бути широкосмуговим, це ускладнює його схему, що є недоліком фазового способу формування ОСМ-сигналу.

Векторна діаграма ОСМ-сигналу, коли є несуча або її залишок, наведена на рис. 2.62. Вектор несучої u_0 обертається з частотою ω_0 . відносно вектора u_0 вектор бічної u_{BB} обертається з частотою Ω . Вектор ОСМ-сигналу u_{BIX} є сумою векторів u_0 та u_{BB} . Вектор u_{BIX} змінюється як за амплітудою, так і за початковою фазою. Тобто, ОСМ-сигнал можна уявити як АМ-ФМ сигнал і записати його у вигляді

$$u_{BIX} = A(t) \cos \psi(t).$$

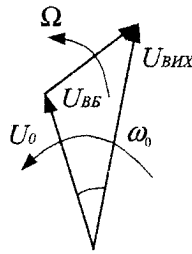


Рисунок 2.62 – Векторна діаграма ОСМ-сигналу

В ОСМ-передавачі за способом Кана ця особливість використовується з метою збільшення к.к.д. схеми. Такий передавач розглянемо пізніше, а зараз про інші побудови ОСМ-передавача.

Перша з них реалізовується за допомогою додавання в просторі або перед антенно-фідерним трактом (АФТ) потужностей двох передавачів, що випромінюють окремо несучу і бічну (рис. 2.63). ОСМ дає певний виграш у використанні потужності передавача. Нехай передавач з номінальною потужністю $P_H = 50$ кВт працює в режимі АМ. Тоді він повинен бути розрахований на пікову потужність $P_{II} = 200$ кВт, а сумарна потужність бічних не буде перевищувати $P_B = 25$ кВт (рис. 2.64, а). Переведення його в режим ОСМ з повністю послабленою несучою дозволить випромінювати бічну з максимальною потужністю $P_{B \text{ ОСМ}} = 200$ кВт (рис. 2.64, б). Енергетичний виграш становить 8 разів. У випадку з непослабленою або частково послабленою несучою виграш зменшується, але все-таки є.

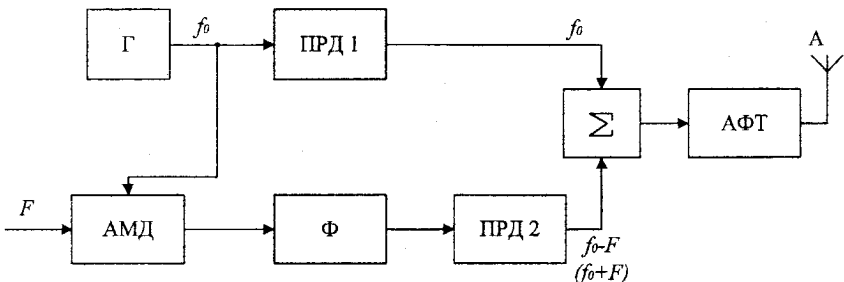


Рисунок 2.63 – ОСМ-передавач з додаванням потужностей

ОСМ-передавач будується також зі спільним підсилювальним трактом на базі високолінійних підсилювачів. Передавальні каскади

встановлюються в режим класу А, а кінцеві будуються за двотактною схемою. Для зменшення нелінійних спотворень застосовують комбінований від'ємний зворотний зв'язок як за високою частотою, так і за обвідною радіосигналу.

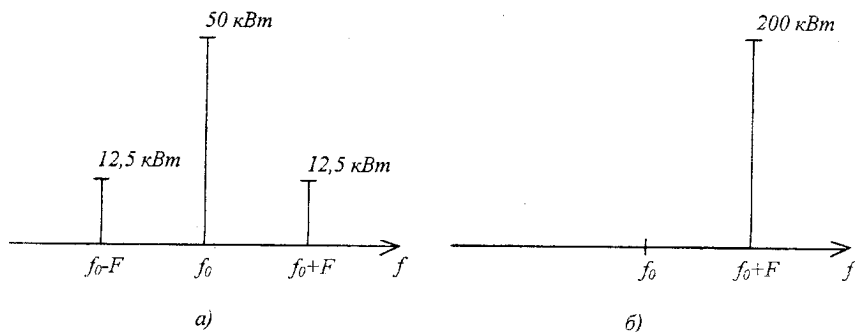


Рисунок 2.64 – Режими за потужністю АМ- (а) і ОСМ-передавачів (б)

Збільшити середній к.к.д. ОСМ-передавача до 60 - 70% можна за допомогою схеми Кана (рис. 2.65).

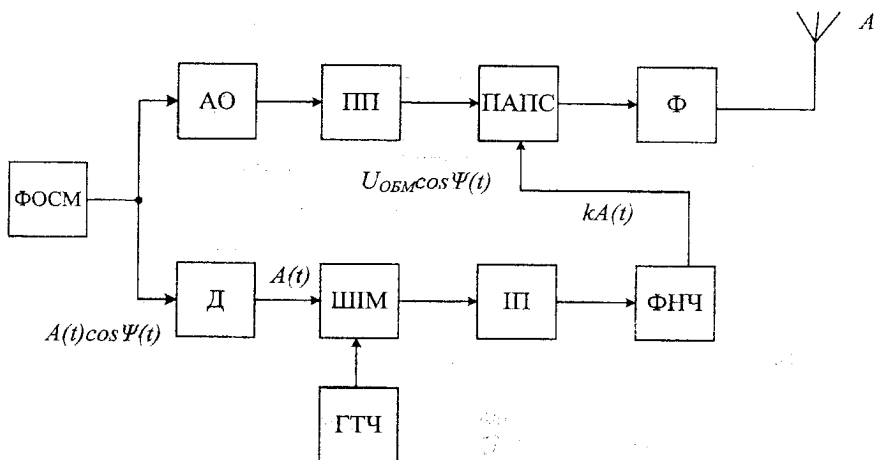


Рисунок 2.65 – ОСМ-передавач за способом Кана

Кінцевий каскад передавача – це потужний АПС (ПАПС), який множить НЧ напругу $kA(t)$ (інформація про амплітуду $A(t)$ ОСМ-сигналу) з

ВЧ напругою $U_{ОЕМ} \cos \psi(t)$ (інформація про фазу ОСМ-сигналу). Ці напруги отримуються в окремих каналах обробки сигналу $A(t) \cos \psi(t)$ від формувача ФОСМ. Детектор Д утворює на своєму виході напругу, пропорційну амплітуді ОСМ сигналу. Ця напруга $A(t)$ є вхідною підсилювача з к.к.д. близьким до 1, що утворений широтно-імпульсним модулятором (ШІМ), генератором тактової частоти (ГТЧ) з частотою $f_{ГТЧ} > 2F_B$, імпульсним підсилювачем ПІ і ФНЧ з граничною частотою, що дорівнює максимальній частоті модуляції F_B . Високий к.к.д. мають також амплітудний обмежувач (АО) і попередній підсилювач (ПП). Вони працюють в оптимальному для напруги $U_{ОЕМ}$ режимі і формують напругу з інформацією про фазу ОСМ-сигналу. На виході ПАПС після фільтра Ф, що виділяє ВБ або НБ, відновлюється вже потужний ОСМ-сигнал, який випромінюється антеною А.

Радіоприймачі ОСМ-сигналу будуються за будь-якою схемою прямого підсилення, супергетеродинною або прямого перетворення. Розглянемо деякі особливості таких приймачів. Основна особливість – це встановлення детектора ОСМ-сигналу. Якщо вхідний радіосигнал має несучу або її залишок, то після перетворення частоти вона виділяється спеціальним вузькосмуговим фільтром (ВСФ) (рис. 2.66).

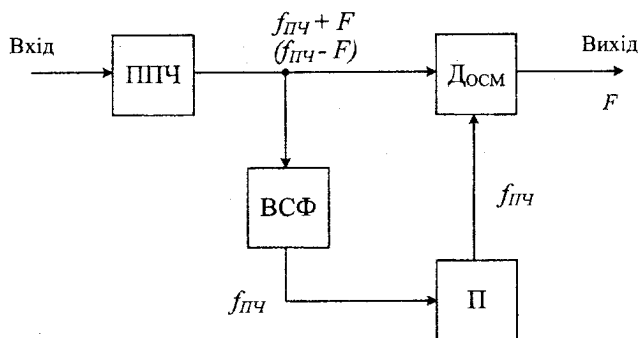


Рисунок 2.66 – Виділення несучої в приймачі ОСМ-сигналу

Шляхом підсилення та обмеження у підсилювачі ПІ формується опорне коливання для детектора ОСМ-сигналу. Кращий результат отримуємо, якщо несуча або її залишок синхронізують опорний генератор детектора за допомогою ФАПЧ (рис. 2.67). Звичайний діодний амплітудний детектор детектує ОСМ-сигнал зі значними спотвореннями. Як детектор ОСМ-сигналу частіше за все використовується синхронний детектор (СД) (synchrotector).

В прийमाках ОСМ-сигналу наскрізна смуга пропускання, яка визначається АЧХ фільтрів ППЧ, в порівнянні з АМ-приймахем, в два рази менша.

Якщо в ОСМ-сигналі несуча приглушена повністю, то в прийमाках встановлюють високостабільні опорні генератори в гетеродинах, детекторах з такими номінальними частотами, щоб забезпечити у підсумку правильний прийом корисного сигналу.

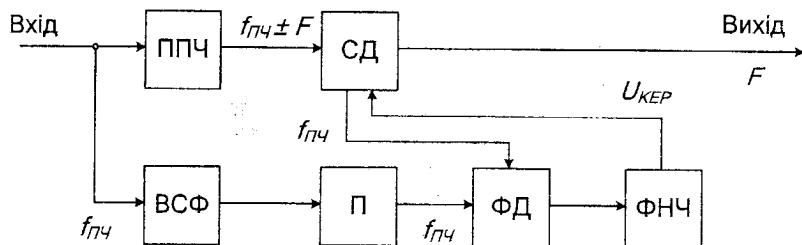


Рисунок 2.67 – Детектування ОСМ сигналу на основі синхронного детектора

В радіоприймаках ОСМ-сигналу також застосовують автоматичне регулювання підсилення (АРП). Якщо є несуча або її залишок, то після їх виділення і детектування працює будь-яка петля АРП, що розглядалась раніше. У відсутність несучої або її залишку АРП діє за низькою частотою, для чого після ФНЧ на виході детектора встановлюється амплітудний детектор петлі АРП.

Що стосується АПЧ гетеродина, то вона вводиться в приймаках ОСМ-сигналу з несучою або її залишком так само, як і в інших приймаках. АПЧ гетеродина в приймаках ОСМ-сигналу без несучої відсутня.

Контрольні запитання

1. Дайте означення передавального та приймального пристроїв?
2. Нарисуйте узагальнену структурну схему передавача. Які основні відмінності між АМ- і ЧМ-передавачами?
3. Наведіть схему найпростішого радіоприймача та поясніть, як він працює. Які переваги та недоліки має такий пристрій?
4. Що таке чутливість і вибірність радіоприймального пристрою? Назвіть одиниці вимірювання цих параметрів і ті вузли приймача, від яких залежить їх значення.
5. Чому в діапазонних радіоприймаках прямого підсилення не вдається реалізувати високі чутливість і вибірність?

6. Проведіть порівняльний аналіз способів, що застосовуються для зміни частоти настройки в діапазонних радіоприймачах.

7. Нарисуйте структурну схему супергетеродинного радіоприймача та поясніть, як він працює. Чому в таких пристроях вдається отримати високі чутливість і вибірність?

8. Що таке перетворювач частоти? Поясніть, як працюють змішувачі на транзисторі та АПС.

9. Чому в супергетеродинах з'являються паразитні канали прийому? Наведіть розподіл частот $f_{пч}, f_c, f_{дк}, f_r$ і форму АЧХ окремих вузлів приймача при нижній настройці гетеродина для умови $f_{пч} < f_{сmin}$.

10. За якими формулами визначаються вибірності за сусіднім і дзеркальним каналами супергетеродинного радіоприймача? Назвіть вузли пристрою, від яких залежить його чутливість і вибірність.

11. Для чого в супергетеродинних радіоприймачах потрібне спряження преселектора і гетеродина?

12. В якому випадку застосовують супергетеродин з двократним перетворенням частоти? Поясніть, як працює такий пристрій.

13. Нарисуйте структурну схему конвертора і наведіть приклади його застосування.

14. У чому полягає перевага інфрадинного радіоприймача? Як за допомогою синтезатора частоти забезпечується висока частотна стабільність у цьому пристрої?

15. З якою метою в радіоприймачах використовується АРП? Нарисуйте схему АРП комбінованої дії, поясніть призначення всіх її ланок.

16. Як нормалізують мовний сигнал в підмодуляторі АМ-передавача?

17. Назвіть основні технічні параметри та характеристики компресора і експандера, наведіть приклади їх застосування в системах радіо-, телемовлення.

18. Дайте означення необхідної та контрольної смуг випромінювання радіопередавача.

19. Чому максимальна потужність АМ-передавача в чотири рази перевищує номінальну?

20. Які способи отримання АМ-сигналу вам відомі? Наведіть повні схеми базового модулятора та модулятора на АПС.

21. Поясніть, як працюють ЧМ-модулятори за прямим і непрямим способами. Як наблизити до лінійної їх модуляційну характеристику?

22. Наведіть структурну схему ЧМ-передавача. Поясніть, як він працює і в чому його відмінність від АМ-передавача?

23. Які особливості телевізійного передавача та ЧМ-передавача стереофонічного сигналу?

24. Нарисуйте структурну схему ЧМ-приймача, поясніть призначення усіх його вузлів. Для чого в схему вводиться амплітудний обмежувач, яка його амплітудна характеристика?

25. Які частотні детектори вам відомі? Наведіть схему квадратурного частотного детектора на АПС.

26. Чим обумовлена необхідність введення АПЧ в радіоприймачах? Що таке коефіцієнт АПЧ, смуга захоплення, смуга утримання?

27. Назвіть вузли, які входять до складу петлі ФАПЧ. Який детектор використовується в петлі ФАПЧ, як його реалізувати за допомогою АПС?

28. У чому полягають особливості радіоприймача прямого перетворення на синхронному детекторі, які переваги та недоліки такого пристрою?

29. Поясніть, як у передавачах формується ОСМ-сигнал за фільтровим і фазовим способами.

30. Яким чином можна побудувати передавач ОСМ-сигналу з додавання потужностей?

32. У чому різниця між радіоприймачами ОСМ-сигналу з частково послабленою несучою і повністю послабленою несучою?

3 МЕРЕЖІ ТА ЧАСТОТНИЙ РОЗПОДІЛ У РАДІОМОВЛЕННІ

3.1 Мережі радіомовлення

Мережі радіомовлення (network of broadcast) – це комплекс технічних засобів (передавачі, антени, допоміжне обладнання), за допомогою яких здійснюють випромінювання сигналу звукового мовлення у вигляді радіохвиль. В мережу радіомовлення входять структурні ланки тракту ТВРП.

Під час проектування мереж радіомовлення, враховуючи умови передачі-прийому радіосигналів, діапазон частот, рельєф території і особливості розселення мешканців на ній, визначають місця розташування радіомовних станцій, потужності їх передавачів, коефіцієнти підсилення антен та інші технічні параметри мережі.

Зоною обслуговування передавача мережі радіомовлення називається частина земної поверхні, обмежена замкнутою кривою, у кожній точці якої з ймовірністю не нижче заданої, напруженість поля передавача забезпечує задовільний прийом при наявності завад.

Згідно з рекомендаціями Міжнародної організації радіомовлення і телебачення в зоні обслуговування радіомовної станції напруженість поля передавача повинна бути такою, щоб забезпечити якісний прийом програм на масову апаратуру в 50% місць прийому протягом 90% часу для моно- і 99% часу для стереопрограм. У 10% і 1% відповідно допускається поява помітних спотворень [12].

Згідно з рекомендаціями Міжнародної електротехнічної комісії, яка оснований на результатах масового опитування слухачів, захисне відношення (protective relation) за звуковою частотою якісного мовлення не гірше 20 - 40 дБ [12]. Захисне відношення за звуковою частотою визначається за формулою

$$Z_{нч} = 20 \lg \frac{U_c}{U_z},$$

де U_c – напруга сигналу звукової частоти на виході приймача;

U_z – напруга завади на виході приймача.

Іншим важливим параметром, від якого залежить конфігурація і площа зони обслуговування, є захисне відношення за високою частотою

$$Z_{вч} = 20 \lg \frac{E_c}{E_z},$$

де E_c – напруженість сигналу на вході приймача;

E_z – напруженість завади на вході приймача.

Напруженість E_c визначається на границі зони обслуговування.

Напруженість сигналу в точці прийому змінюється випадково. У загальному вигляді вона залежить від відстані до передавача, часу прийому і місця розташування слухача. Якщо відсутні завади від інших передавачів і слабо змінюється характер місцевості, то зона обслуговування являє собою майже круг. Враховуючи діаграму спрямованості антени, діюче значення напруженості поля в мВ/м у зоні обслуговування можна визначити за формулою

$$E_c = \frac{173V(\lambda, \sigma)\sqrt{P \cdot G}}{r},$$

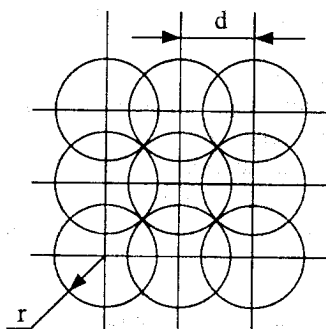
де P – потужність передавача, кВт;

G – коефіцієнт підсилення антени в напрямку точки прийому відносно елементарного диполя;

r – відстань між передавачем і приймачем, км;

V – показник послаблення, який залежить від довжини хвилі λ і питомої провідності земної поверхні σ .

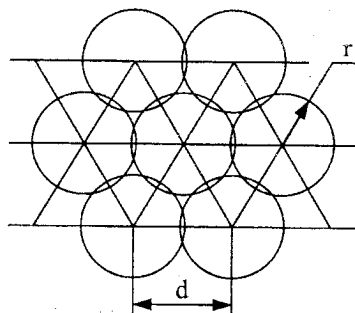
Якщо необхідно розташувати радіомовні станції по території рівномірно (ідеальний випадок), то станції розташовують у вузлах квадратної (рис. 3.1, а) або трикутної сітки (рис. 3.1, б).



$$d = \sqrt{2}r$$

$$S = 2r^2$$

а)



$$d = \sqrt{3}r$$

$$S = 2,6r^2$$

б)

Рисунок 3.1 – Схеми розміщення радіомовних станцій

Можна показати, що ефективніше розташування радіомовних станцій у вузлах трикутної сітки. Але на практиці не завжди дотримуються ідеальних побудов і ставлять передавачі поблизу великих міст. Антени розташовують, враховуючи рельєф місцевості, на вершинах гір, багатоповерхових будинків і т. п.

3.2 Розподіл частот у радіомовленні

Розподіл радіочастот між країнами відбувається на всесвітніх радіоконференціях, в яких беруть участь країни-члени міжнародного союзу електрозв'язку. Рішення цих конференцій знаходять відображення в регламенті радіозв'язку [5,12]. Відповідно до регламенту радіозв'язку світ поділено на три райони:

- а) Європа та країни колишнього Радянського Союзу, Монголія і Африка;
- б) країни Північної і Південної Америки, Гренландія;
- в) Азія (крім країн колишнього Радянського Союзу і Монголії) і Австралія.

За інтенсивністю атмосферних завад земна куля умовно поділена на три зони А, В і С. Зона А – це переважно північна півкуля, В – екваторіальна зона, С – переважно південна півкуля.

Для радіомовлення виділені окремі частотні ділянки в областях НЧ, СЧ, ВЧ і КВЧ діапазонів. Проводяться дослідження з метою широкого використання в майбутньому для радіомовлення частот в УВЧ і особливо в НВЧ діапазонах.

Ділянку частот 150 - 285 кГц називають діапазоном довгих хвиль (ДХ), ділянку частот 525 - 1605 кГц – діапазоном середніх хвиль (СХ), ділянку частот 3,2 - 26,1 МГц виділено для мовлення в діапазоні коротких хвиль (КХ). Діапазон КХ поділено на ряд піддіапазонів 3,2 - 3,4; 3,95 - 4; 4,75 - 4,995; 5,006 - 5,06; 5,95 - 6,2; 7,1 - 7,3; 9,5 - 9,9; 11,65 - 12,075; 13,6 - 13,8; 15,1 - 15,6; 17,55 - 17,9; 21,45 - 21,85; 25,67 - 26,1 МГц. В межах частот 66 - 108 МГц здійснюється УКХ радіомовлення.

В діапазонах ДХ, СХ мовлення ведеться в режимі амплітудної модуляції. Верхня модульовальна частота не перевищує 10 кГц. Відповідно, смуга частот, яку займає радіопередач, не більша 20 кГц. Відстань між сусідніми каналами становить 9 кГц, причому несуча частота радіопередавача також кратна 9 кГц. Таким чином, в діапазоні ДХ розміщується 15 каналів з частотами 153 кГц, 162 кГц і т. д. В діапазоні СХ розміщується більше каналів – 120 з несучими 531 кГц, 540 кГц і т. д.

В діапазоні КХ мовлення ведеться в режимі амплітудної або односмугової модуляції. При мовленні з амплітудною модуляцією частотна смуга, що займає радіопередача, становить 9 кГц, нижня частота

модуляції 150 Гц, відстань між несучими сусідніх каналів 10 кГц, номінали несучих кратні частоті 5 кГц.

В діапазонах ДХ, СХ, КХ програми транслюються в режимі моно, а в діапазоні СХ за кордоном організовано ще й стереомовлення.

Діапазон УКХ поділено на два піддіапазони УКХ1 і УКХ2. В діапазоні УКХ1 мовлення здійснюється з частотною модуляцією в режимах моно та стерео. Верхня модульовальна частота становить 15 кГц, нижня – 30 Гц, номінали несучих кратні 30 кГц. Відстань між несучими сусідніх каналів також кратна 30 кГц, тобто може бути 30, 60, 90 і 120 кГц. Верхній діапазон УКХ2, або його ще називають ФМ діапазон, займає ділянку частот 100-108 МГц (для України). Мовлення в цьому діапазоні також ведеться в режимі частотної модуляції моно або стерео. Якщо в діапазоні УКХ1 максимальна девіація частоти становить 50 кГц, то в діапазоні УКХ2 вона дорівнює 75 кГц.

3.3 Радіомовлення в діапазонах ДХ, СХ

Розглянемо деякі особливості мовлення в діапазонах ДХ і СХ.

Для цих діапазонів характерні:

- сильні атмосферні та промислові завади;
- значне поглинання шаром D іоносфери просторової хвилі протягом дня, можливість прийому тільки земної хвилі;
- незначне послаблення просторової хвилі, її відбиття від іоносфери вночі, як наслідок - поширення радіохвиль на значні відстані.

В діапазоні ДХ сферичність Землі до відстані 1000 - 2000 км практично не порушує поширення радіохвиль. Тому, за допомогою потужних радіостанцій, можна в цьому діапазоні забезпечити стійкий прийом земної хвилі на відстанях до 2500 - 3000 км. В цьому полягає одна із причин того, що в минулому мовлення в діапазоні ДХ особливо було розвинуто в Радянському Союзі, в країні з великою територією. Перевагою діапазону ДХ для радіомовлення можна також вважати стабільність напруженості поля в точці прийому, яка мало змінюється протягом року. Для покращення завадостійкості прийому верхню модульовальну частоту зменшують до 7 кГц. В основному діапазон ДХ використовують для передачі мовлення, а музикальні програми транслюються з невисокою якістю.

Розглянемо декілька можливих ситуацій, що можуть виникнути під час прийому радіомовних станцій в діапазоні СХ.

1. На невеликих відстанях від передавача (рис. 3.2, а), навіть вночі, напруженість поля земної хвилі значно перевищує напруженість поля просторової хвилі. В цьому випадку напруженість поля не залежить від часу доби. Відповідна область прийому має назву – зона впевненого прийому.

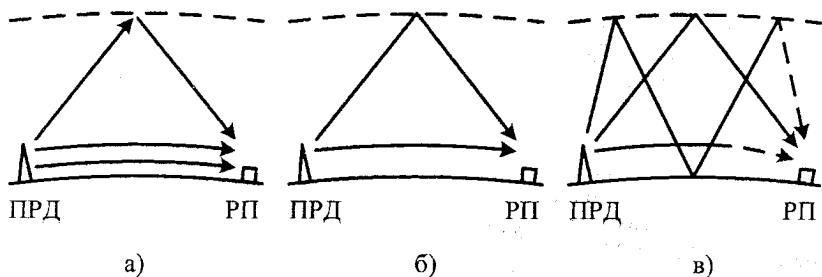


Рисунок 3.2 – Умови радіоприйому в діапазоні СХ

2. На відстанях від радіомовних станцій 200 - 300 км (рис. 3.2, б) вдень можливий якісний прийом земної хвилі. Вночі результувальне поле являє собою суперпозицію земної і просторової хвилі. Територію, розташовану на таких відстанях, називають зоною ближніх завмирань.

3. На значних відстанях від радіомовних станцій (більше 300 км) (рис. 3.2, в) удень напруженість земної хвилі мала і прийом сигналів практично відсутній. Уночі починають без послаблення проходити просторові хвилі і напруженість поля може досягати великих значень. В цій області спостерігаються завмирання, які викликані багатопроменевим поширенням радіохвиль, вона має назву – зона далеких завмирань.

Для боротьби з ближніми завмираннями на передавачах використовують направлені антени, діаграми спрямованості яких забезпечують мале випромінювання хвиль під великими кутами до горизонту. Взимку в діапазоні СХ покращуються умови прийому. Це пояснюється тим, що зменшується поглинання радіохвиль землею поверхнею. В цьому діапазоні працює велика кількість радіостанцій з потужностями від десятка ват до сотень кіловат, які розташовані в усіх районах земної кулі.

В діапазоні СХ ведеться синхронне мовлення. В режимі синхронного мовлення декілька передавачів транлюють одну програму. Несучі цих передавачів синхронізовані з точністю до фази. Завдяки синхронному мовленню вдається значно розширити зону обслуговування.

3.4 Радіомовлення в діапазоні КХ

В діапазоні КХ здійснюється основний об'єм інформаційного та іномовлення. Особливості радіомовлення в цьому діапазоні такі:

– сильне поглинання в ґрунті земної хвилі; впевнений її прийом, навіть від потужних передавачів, можливий тільки в радіусі декількох десятків кілометрів;

- незначне послаблення просторової хвилі при відбиттях від іоносфери;
- трансляція програм на значні відстані (тисячі кілометрів) шляхом багатократного відбиття земля - іоносфера;
- сильне завмирання через багатопроменеве поширення радіохвиль і, як наслідок, значні спотворення при прийомі.

Нестабільність електронної концентрації окремих шарів іоносфери призводить до того, що при прийомі в діапазоні КХ амплітуди сигналів змінюються в десятки і навіть в сотні разів. Період завмирань, який визначається як проміжок часу між двома послідовними мінімумами або максимумами, коливається від декількох десятків секунд до десятих секунди.

Параметри іоносфери залежать від інтенсивності випромінювання Сонця і від його положення відносно Землі. Крім того, спостерігаються коливання параметрів іоносфери за 11-річним циклом сонячної активності. Тому умови поширення коротких хвиль в радіомовленні прогнозують на кожний сезон. Рік прийнято ділити на чотири частини: листопад-лютий, березень-квітень, травень-серпень, вересень-жовтень. Для підвищення надійності, якості прийому радіомовлення в одну зону здійснюється за допомогою декількох передавачів, які працюють на різних частотах.

Зменшити спотворення при прийомі можна, застосувавши односмугову модуляцію, перехід на яку поступово здійснюється в діапазоні КХ. Не слід забувати, що при цьому треба поміняти парк існуючих приймачів. Приймачі сигналів з амплітудною модуляцією детектують сигнали односмугової модуляції зі значними спотвореннями. В перехідний до односмугової модуляції період деякі передавачі працюють з частково подавленням, наприклад на 6 дБ, коливанням з частотою несучої. Такий сигнал задовільно приймається звичайними приймачами. При повному переході мовлення на односмугову модуляцію в діапазоні КХ вдасться збільшити кількість каналів.

3.5 Радіомовлення в діапазоні УКХ

Для радіомовлення в діапазоні УКХ характерні:

- низькі атмосферні і промислові завади;
- впевнений прийом тільки в межах прямої видимості;
- значні спотворення через інтерференційні завади (відбиття від перешкод);
- висока якість програм в зоні впевненого прийому.

Радіус прямої видимості “передавач - приймач” у кілометрах можна визначити за формулою:

$$R_{ПВ} = 3,6(\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2}),$$

де H_1, H_2 – висоти розташування антен приймача і передавача над поверхнею землі, м.

Радіус зони обслуговування приблизно на 15% більший радіуса $R_{ПВ}$. Це пояснюється явищем рефракції радіохвиль [5, 9].

Довжина радіохвилі в діапазоні УКХ невелика і тому на умови поширення хвиль сильний вплив має велика кількість різних перешкод. Особливо це помітно в умовах міста, де напруженість поля зменшується в 3 - 5 разів в порівнянні з напруженістю поля на відкритій місцевості. Всередині будівлі, через екрануючу дію, вона ще помітно послаблюється. Результувальне поле є складним. Воно залежить від різниці фаз прямої і відбитої хвилі. Внаслідок невеликої довжини хвилі різниця фаз прямої і відбитої хвилі може досягати великих значень. Так, для частоти 70 МГц вона дорівнює 180° при різниці ходу радіохвиль біля двох метрів. Сигнал радіостанції модульований за частотою, тому відбитий сигнал відрізняється від прямого не тільки амплітудою і фазою, але й частотою. Це пояснюється тим, що за час запізнення миттєва частота встигає змінитися. Утворюється биття з різницевою частотою. На вході частотного детектора радіоприймача з'являється паразитна ЧМ, виникають значні нелінійні спотворення низькочастотного сигналу. При додаванні двох коливань з різними частотами з'являється також паразитна АМ. Ефективних способів боротьби з цим явищем не існує. Мабуть тому за кордоном поширене стереомовлення в діапазоні СХ, переваги якого особливо помітні мобільними слухачами, наприклад, автомобілістами.

Контрольні запитання

1. Дайте означення мережі радіомовлення, які основні задачі вирішуються під час проектування мережі радіомовлення?
2. Що таке зона обслуговування передавача? Яка напруженість поля повинна бути в зоні обслуговування?
3. Як визначити захисні відношення на межі зон обслуговування?
4. Доведіть, що трикутна сітка мережі ефективніша за квадратну.
5. Назвіть частотні ділянки, що виділені для радіомовлення.
6. Які основні технічні параметри радіомовлення у діапазонах ДХ, СХ, діапазоні КХ, діапазоні УКХ?
7. Назвіть особливості радіомовлення у різних діапазонах, що пов'язані з поширенням радіохвиль.
8. У якому діапазоні погано поширюється земна хвиля?
9. Що таке явище "ближнього завмирання", як з ним боротися?

4 ОСНОВИ ТЕЛЕБАЧЕННЯ

4.1 Передача і прийом повного телевізійного радіосигналу

Повний телевізійний радіосигнал містить дві складових: радіосигнал зображення (radio signal of image) і радіосигнал звукового супроводу або звуку (radio signal of sound) (рис. 4.1).

Радіосигнал зображення є АМ-сигналом з частково приглушеною нижньою бічною. Завдяки частковому послабленню бічної звужується майже вдвічі спектр повного телевізійного радіосигналу. При амплітудному детектуванні радіосигналу зображення виникають нелінійні спотворення. Вони проявляються в порушенні градацій яскравості зображення, але зір людини реагує на нього слабо. В телемовленні менш жорсткі вимоги до нелінійних спотворень відеосигналу, ніж, наприклад, у радіомовленні до звукового сигналу. Нелінійні спотворення знижуються, якщо зменшується глибина амплітудної модуляції радіосигналу зображення. Деталі зображення великих розмірів (низькочастотні складові бічних спектра радіосигналу зображення (рис. 4.1) відтворюються практично без спотворень, спотворення дрібних деталей зображення (високочастотні складові бічних спектра радіосигналу зображення) не так помітні глядачем, тим більше, що їх інтенсивність незначна і коефіцієнт АМ падає.

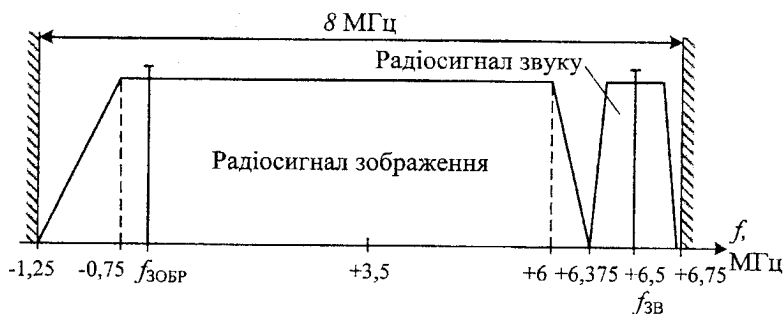


Рисунок 4.1 – Повний телевізійний радіосигнал

Радіосигнал звуку – це ЧМ-сигнал. Спектр радіосигналу звуку розташований впритул за спектром радіосигналу зображення (рис. 4.1). Згідно з діючим в країні стандартом, різниця між частотами несучих звуку та зображення $f_{ЗВ} - f_{ЗОВР}$ дорівнює 6,5 МГц, ширина одного телевізійного радіоканалу 8 МГц, максимальна девіація несучої звуку 50 кГц.

Радіосигнал зображення може формуватися за двома способами: шляхом позитивної або негативної амплітудної модуляції. В системі

телемовлення нашої країни застосовується негативна модуляція – мінімуму радіосигналу відповідає рівень білого. Обидва види модуляції мають як переваги, так і недоліки. Наприклад, при негативній модуляції завади створюють на зображенні темні плями на світлому фоні, які людиною менш помітні, ніж світлі плями на темному фоні у випадку позитивної модуляції. З іншого боку, завади при негативній модуляції більше впливають на синхронізацію розгортки у телевізійному приймачі, порушення якої може привести до „зриву” зображення. При негативній модуляції допускається більша максимальна потужність передавача у порівнянні з позитивною. Це пояснюється тим, що імпульси синхронізації можуть розташовуватись на нелінійній ділянці модуляційної характеристики модулятора.

В телевізійних передавачах реалізують амплітудну модуляцію як за високим, так і за низьким або середнім рівнями. При модуляції за високим рівнем до модулятора в передавачі встановлюються високочастотні каскади, які працюють з незмінними за амплітудою напругами, а низькочастотні каскади являють собою потужний підсилювач відеосигналу. В передавачах з модуляторами за низьким рівнем спрощується підсилювач відеосигналу, але ускладнюються високочастотні каскади – лінійні, потужні смугові підсилювачі. Модуляція за середнім рівнем є компромісним варіантом. У випадку використання радіоламп частіше застосовується сітковий модулятор. Більш ефективний анодний модулятор потребує потужного і складного у виконанні широкосмугового трансформатора.

Структурні схеми телевізійних передавачів розглянуті у другому розділі та [13,18].

Телевізійні приймачі будуються за супергетеродинною схемою (рис. 4.2). Високочастотний вузол телевізора селектор каналів (СК) (channel selector) – це типова схема супергетеродина з преселектором і перетворювачем частоти (рис. 4.3). Сигнал від антени (А) поступає на вхідне коло (ВК), підсилюється підсилювачем радіочастоти (ПРЧ) і перетворюється за допомогою змішувача (ЗМ) та гетеродина (Г). Сигнал з проміжною частотою виділяється фільтром (Ф). Частота гетеродина f_{Γ} вибирається більшою за частоту вхідного радіосигналу, тому проміжні частоти сигналів зображення та звуку $f_{\text{ПЧЗОВР}}$, $f_{\text{ПЧЗВ}}$ визначаються за формулами:

$$f_{\text{ПЧЗОВР}} = f_{\Gamma} - f_{\text{ЗОВР}},$$

$$f_{\text{ПЧЗВ}} = f_{\Gamma} - f_{\text{ЗВ}}.$$

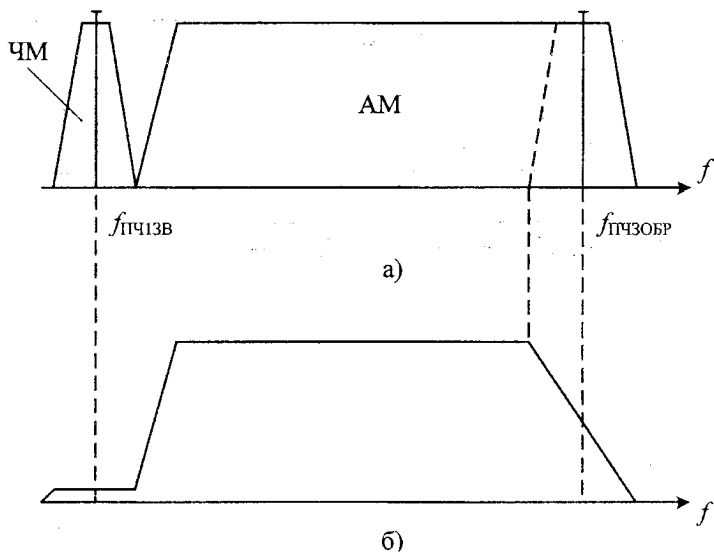


Рисунок 4.4 – Спектр сигналу на виході селектора (а) і АЧХ ФЗС (б)

З метою зменшити перехресні спотворення, що викликані взаємодією сигналів зображення та звуку, знижується відносний рівень радіосигналу звуку перед детектором ВД. Низькочастотна ділянка АЧХ ФЗС навколо проміжної частоти звуку $f_{ПЧ13В}$ приймає форму сходинки (рис. 4.4, б) з плоскою частиною 0,1 - 0,15 від максимального значення. У випадку незмінного коефіцієнта передачі ФЗС для складових звуку не виникає паразитна амплітудна модуляція радіосигналу звуку.

З виходу детектора ВД відеосигнал і радіосигнал звуку з другою проміжною частотою $f_{ПЧ23В} = 6,5$ МГц обробляються окремо. Відеосигнал подається на відеопідсилювач (ВП), а звуковий – на вхід підсилювача проміжної частоти звуку (ППЧЗ). Після здійснюється детектування частотним детектором (ЧД), підсилення за низькою частотою (ПНЧ) і відтворення звуку (В). Відеопідсилювач є широкосмуговим з низькочастотною та високочастотною корекцією. З виходу відеопідсилювача сигнал подається на вузол відображення інформації, наприклад, на модулятор кінескопа (К). Щоб отримати зображення, необхідно синхронізувати генератори розгортки (ГР) телевізора. З цієї метою селектором синхроімпульсів (ССИ) з відеосигналу виділяються рядкові та кадрові синхроімпульси (synchropulse), за якими точно у часі формуються напруги, струми розгортки, наприклад, у відхильних котушках кінескопа.

Для нормальної роботи телевізійного приймача його схема доповнюється вузлом автоматичного регулювання підсилення (АПП), де опорним є рівень синхроімпульсів, та вузлом автоматичного підстроювання частоти гетеродина (АПЧГ) селектора каналів.

4.2 Принцип черезрядкової розгортки

Розгорткою зображення є переміщення елемента розгортки в процесі аналізу і синтезу зображення за певним періодичним законом. Елемент розгортки може бути реалізовано у вигляді електронного променя, якщо, наприклад, застосовується кінескоп, або світлового лазерного променя, або світлочутливого елемента датчика відеосигналу. Розгортка може здійснюватися за різними законами, наприклад, радіальним, спіральним або синусоїдальним.

У телемовленні використовується найбільш простий для реалізації закон розгортки – періодичний лінійно-рядковий. Розкладання зображення здійснюється з постійною швидкістю зліва направо під час прямого ходу рядкової розгортки і одночасно зверху вниз – під час прямого ходу кадрової розгортки. Швидке повернення елемента розгортки справа наліво і знизу вгору відбувається під час зворотного ходу розгортки. Сумарний час прямого і зворотного ходів складає період розгортки, причому період рядкової розгортки набагато менший періоду кадрової розгортки.

Рисунок, який утворюється електронним або світловим променем на поверхні екрана, називається телевізійним растром. Елементи зображення під час передачі та прийому будуть мити однакові координати в межах растру, якщо по телевізійному каналу будуть передаватись додаткові службові сигнали синхронізації приймача, які містять імпульси з рядковою і кадровою частотами. Сигнал телевізійного растру разом з сигналами синхронізації утворюють повний сигнал яскравості – відеосигнал.

Щоб зображення на екрані телевізора сприймалось глядачами без мерехтіння, необхідно повторювати збудження всього поля екрана не менше ніж 48 - 50 разів у секунду. В той же час, для відтворення рухомих об'єктів на екрані, достатньо передавати 13 - 16 фаз руху, тобто статичних зображень в секунду. Надмірність кількості кадрів в телевізійній передачі зображення ліквідується шляхом застосування черезрядкової розгортки, сутність якої полягає у тому, що повний кадр зображення передається і відтворюється за два поля. У першому полі розгортаються непарні рядки растру, в другому – парні, таким чином кожне з полів являє собою растр зі зменшеною удвічі кількістю рядків. Таке поле містить половину зорової інформації про зображення. Критична частота мерехтіння практично не залежить від кількості рядків у растрі. Частота передачі полів, надалі

частота кадрів f_k , у нашому стандарті становить 50 Гц, а номінальна частота зміни повного кадру дорівнює 25 Гц.

На рис. 4.5 наведені часові залежності струмів відхильних котушок кінескопа, підключених до генераторів рядкової та кадрової розгортки, відповідно. В результаті, світлова пляма на екрані кінескопа, що утворена електронним променем, переміщується за траєкторією (рис. 4.6).

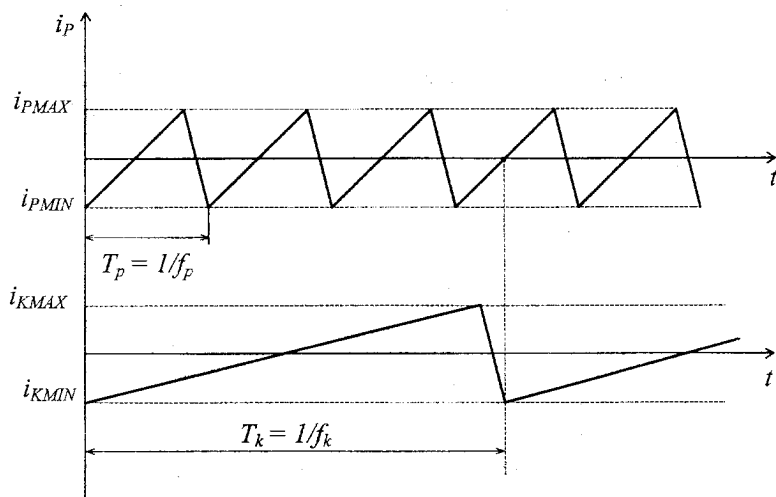


Рисунок 4.5 – Часові залежності струмів відхильних котушок

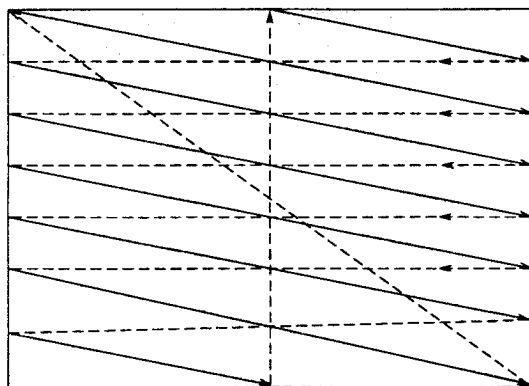


Рисунок 4.6 – Переміщення електронної плями на екрані кінескопа

Це випадок, коли $f_K = \frac{f_P}{3,5}$. Наприклад, якщо $f_K = 50$ Гц, то $f_P = 50 \cdot 3,5 = 175$ (Гц). Насправді в нашому стандарті $f_P = 15625$ Гц, тому відношення $\frac{f_P}{f_K} = 312,5$. Растр формується за два періоди кадрової розгортки $2T_K = \frac{2}{f_K} = 40$ мс, тому частота зміни зображення, тобто повного кадру, дорівнює 25 Гц. На екрані за період повного кадру маємо $312,5 \cdot 2 = 625$ (рядків).

Вимоги до черезрядкової розгортки такі:

- кількість рядків N повинна бути непарною;

- відношення $\frac{f_P}{f_K} = \frac{N}{2}$;

- треба забезпечити однакові закони розгортки, а також синхронність і синфазність розгортки в передавачі та приймачі телевізійного сигналу.

Можна зробити висновок про те, що за допомогою черезрядкової розгортки вдається, при незмінних кількості рядків та частоті мерехтіння, удвічі зменшити швидкість передачі телевізійної інформації в порівнянні з випадком, коли повний кадр формується за одне поле з частотою 50 Гц. Таким чином, перевагою черезрядкової розгортки є те, що частотна смуга повного сигналу яскравості звужується також в два рази.

4.3 Форма і спектр відеосигналу

Відеосигнал формується на виході фотоелектричного перетворювача і є функцією, пропорційною яскравості елементів зображення, що передаються. Зміні яскравості зображення від чорного до білого відповідає певна зміна напруги відеосигналу в діапазоні від $U_{\text{ч}}$ до $U_{\text{б}}$ (рис. 4.7). Під час зворотного ходу розгортки відтворення зображення на екрані телевізора блокується, для чого у відеосигнал додаються рядкові та кадрові імпульси гасіння (suppression impulse), амплітуди яких „чорніше чорного” (рис. 4.8).

Для правильного формування відеосигналу в телемовному тракті повинні бути відсутніми нелінійні спотворення, а апертура елемента розгортки, наприклад, електронного променя, близька до нуля. Тривалість імпульсів сигналу яскравості обернено пропорційна швидкості передачі елементів зображення, тобто швидкості розгортки.

Форма відеосигналу за період рядка наведена на рис. 4.7, а за період кадру – на рис. 4.9. Відеоінформація передається протягом активної частини рядка, а в інтервалах імпульсу гасіння відеосигнал послаблюється. В сигналі можна виділити: номінальний рівень білого, який відповідає

передачі нормованого білого об'єкта зображення; рівень чорного, що відповідає найбільш темним елементам зображення; рівень гасіння, достатній для надійного блокування відтворювача зображення під час зворотного ходу рядкової та кадрової розгортки; „чорніше чорного” рівень синхроімпульсів, розташованих на площадках імпульсів гасіння.

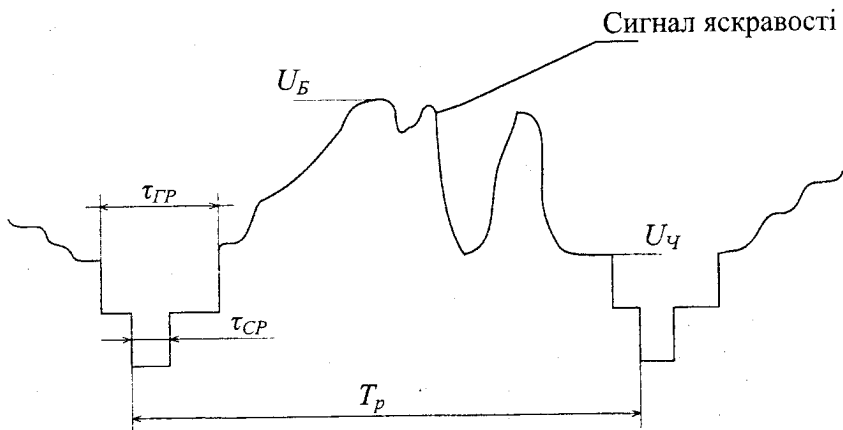


Рисунок 4.7 – Відеосигнал за період рядка

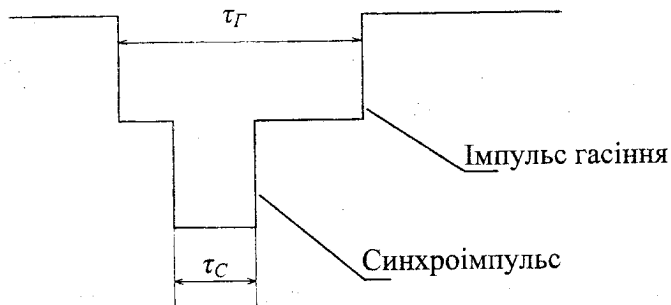


Рисунок 4.8 – Імпульс гасіння

Тривалість рядкового синхроімпульсу $\tau_{СР} = 4,7$ мкс, кадрового синхроімпульсу $\tau_{СК} = 2,5 \cdot T_p = 160$ мкс, де $T_p = 64$ мкс – період рядка. Тривалості імпульсів рядкового і кадрового гасіння такі: $\tau_{ГР} = 12$ мкс,

$\tau_{ГК} = 25 \cdot T_p = 1,6$ мс. З іншими часовими характеристиками відеосигналу можна ознайомитись в [2,14].

Якщо прийняти розмах повного відеосигналу за 100 %, то корисна відеоінформація від рівня імпульсу гасіння до рівня білого займає 70 %, а сигнал синхронізації телеприймача – 30% повного розмаху.

Діаметр апертури електронного променя може перевищувати розміри дрібних деталей зображення. Це приводить до апертурних спотворень: розмиття різких границь, контурів на зображенні та

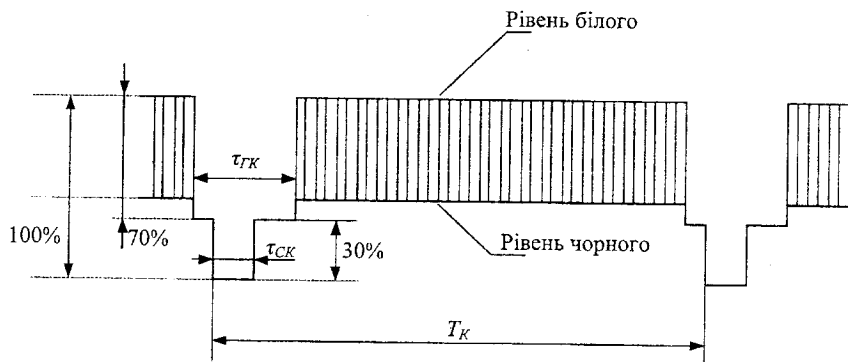


Рисунок 4.9 – Відеосигнал за період кадру

зменшення амплітуди сигналу від дрібних деталей. Погіршується чіткість зображення, зменшується контрастність у дрібних деталях, а деякі з них взагалі не відтворюються на екрані телевізора. Кінцеві розміри апертури обмежують роздільну здатність телевізійної системи.

Аналіз форми відеосигналу дозволяє зробити такі висновки:

- відеосигнал не є гармонічним коливанням, має імпульсний характер, в ньому присутні як різкі, так і повільні зміни амплітуди;
- відеосигнал уніполярний, тобто містить постійну складову;
- цей сигнал є періодичною функцією з періодами повторення

$$T_p = \frac{1}{f_p}, \quad T_K = \frac{1}{f_K}.$$

З початком синхроімпульсу прямий хід розгортки повинен перериватися і починатись зворотний хід. Зворотний хід повинен закінчитись до завершення імпульсу гасіння. Таким чином, частина растра зліва та справа, а також вгорі та знизу обрізається імпульсами гасіння, тому та частина растра, що видна, не зовсім відповідає прямим ходам розгортки.

Найнижча за частотою дискретна складова спектра відеосигналу $f_{MIN} = f_K$. Це пояснюється умовами покадрової передачі зображення в телебаченні. Високочастотні складові спектра визначають тонку структуру відеосигналу, тобто відтворення контурів та дрібних деталей зображення. Енергія спектральних складових відеосигналу швидко зменшується зі зростанням частоти (рис. 4.10). Тому в кольоровому телебаченні саме високочастотні ділянки спектра відеосигналу використовуються для передачі кольорорізницевих сигналів. Вплив сигналу яскравості на колір зображення в цьому випадку буде незначний.

Спектр відеосигналу, з урахуванням законів розгортки, має дискретний характер, містить гармоніки, кратні частоті рядкової розгортки f_P (рис. 4.11, а). Навколо цих гармонік розташовані складові бічних, їх поява обумовлена кадровою розгорткою, а також наявністю в зображенні рухомих деталей зображення. Відстані між сусідніми складовими бічних дорівнюють f_K .

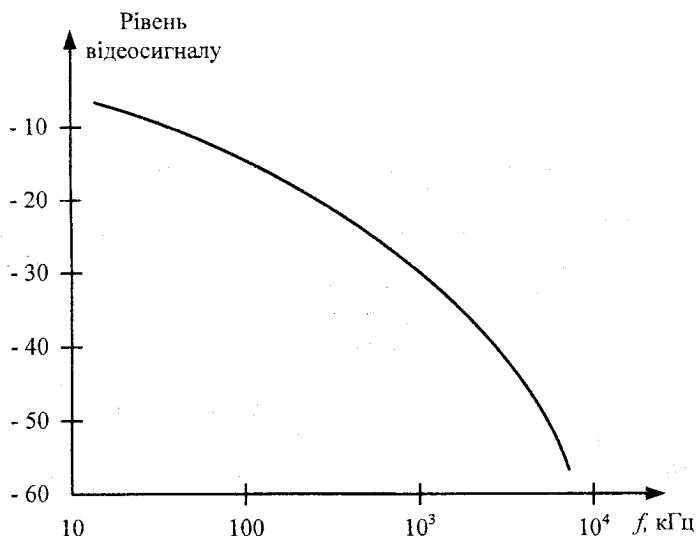


Рисунок 4.10 – Інтенсивність складових спектру відеосигналу

Гармоніки, що кратні частоті рядкової розгортки, разом з бічними утворюють дискретні зони енергії, які несуть інформацію про зображення. Така особливість спектра відеосигналу дозволяє розмістити в його частотних межах другий сигнал з дискретними зонами, що розміщені у проміжках дискретних зон відеосигналу. Утворений складний спектр

можна передавати в одному каналі зв'язку, а потім знову розділяти. Ця властивість спектра відеосигналу також використовується в кольоровому телебаченні.

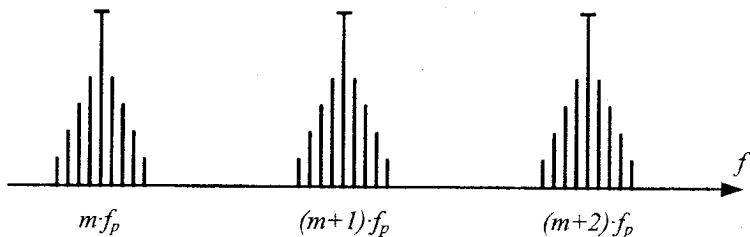
При певних зображеннях дискретні зони відеосигналу можуть перекриватися. Аналіз показує, що при застосуванні черезрядкової розгортки, частоти бічних від сусідніх гармонік не збігаються і спектри можуть бути розділені при декодуванні (рис. 4.11,б).

Максимальна частота відеосигналу залежить від максимальної кількості елементів зображення M , що можуть бути відтворені за 1 сек.

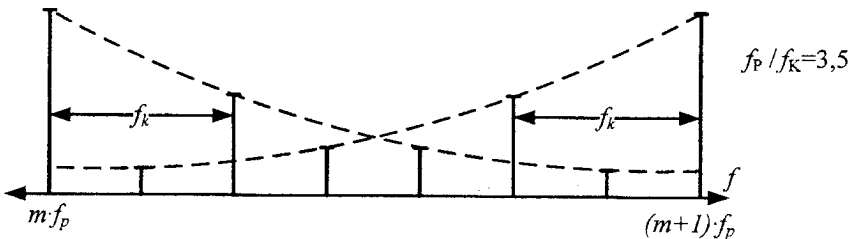
$$f_{MAX} = \frac{1}{2 \cdot t_{EI}} = \frac{M}{2},$$

де t_{EI} – мінімальний час розгортки одного елемента зображення. Знайдемо максимальну кількість елементів зображення:

$$M = kz \cdot z \cdot \frac{f_K}{2} = \frac{1}{2} \cdot kz^2 \cdot f_K,$$



а)



б)

Рисунок 4.11 – Тонка структура спектра відеосигналу

де $k = \frac{4}{3}$ – формат екрана;

$z = 625$ – кількість рядків.

Таким чином, отримуємо вираз для максимальної частоти:

$$f_{MAX} = \frac{kz^2 \cdot f_K}{4}.$$

В реальній формулі враховується зменшення роздільної здатності по вертикалі та втрати рядків на зворотних ходах кадрової розгортки:

$$f_{MAX} \approx 0,9 \cdot \frac{kz^2 \cdot f_K}{4} \approx 0,23 \cdot kz^2 \cdot f_K.$$

Після підстановки числових значень для випадку черезрядкової розгортки маємо

$$f_{MAX} \approx 0,23 \cdot \frac{4}{3} \cdot 625^2 \cdot 50 = 5,86 \text{ (МГц)}.$$

Таким чином, максимальна частота спектра відеосигналу біля 6 МГц.

Крім того, спектр відеосигналу містить складові в інфранизькочастотному діапазоні від 0 до 3 Гц. Вони з'являються внаслідок наявності в зображенні рухомих деталей, а також з повільною зміною яскравості зображення.

Проаналізувавши спектр відеосигналу, можна зробити такі висновки:

- спектр містить гармоніки, кратні частоті рядкової розгортки f_p з бічними, які мають крок, рівний частоті кадрової розгортки f_K ;
- спектр містить гармоніки, кратні частоті кадрової розгортки f_K , тобто мінімальна частота спектра $f_{MIN} = f_K$;
- максимальна частота спектра відеосигналу $f_{MAX} = 6 \text{ МГц}$;
- відеосигнал містить складові з інфранизькими частотами у смузі від 0 до 3 Гц, які з'являються внаслідок зміни постійної складової сигналу; постійна складова в каналах зв'язку телемовлення не передається, а в телевізійних приймачах відновлюється непрямым шляхом [14].

4.4 Кольорове телебачення

Теорія трикомпонентного кольорового зору, що вперше запропонована М. В. Ломоносовим у 1756 році, лежить в основі кольорового телебачення. Згідно з цією теорією відчуття будь-якого

кольору з'являється у людини в результаті збудження у очі трьох видів колбочок, максимальна чутливість яких припадає на червоний (R), зелений (G) і синій (B) кольори, відповідно. При роздільному збудженні того чи іншого виду колбочок, зв'язаних з нервовими закінченнями, утворюється відчуття червоного, зеленого або синього кольору. У випадку одночасного збудження двох видів колбочок, наприклад, чутливих до синього та зеленого кольорів, виникає відчуття блакитного кольору. Світлові промені, які попадають на сітчатку ока від об'єкта, що спостерігається, діють відразу на колбочки трьох видів. Неоднаковий ступінь збудження різних видів колбочок створює відчуття кольорового зображення. При одночасному однаковому збудженні усіх трьох видів колбочок виникає відчуття білого кольору.

Око людини найбільш чутливе до зеленого кольору, менше – до червоного, ще менше – до синього. На рис. 4.12 наведена залежність відносної спектральної чутливості ока від кольору. Відносна спектральна чутливість – це залежність візуальної яскравості світлового випромінювання від довжини хвилі.

Будь-який колір можна відтворити, комбінуючи певним чином три кольори: червоний, синій та зелений. Спосіб утворення кольору на основі змішування світлових потоків має назву адитивний. Адитивне змішування може бути послідовним або одночасним. В телемовленні застосовується одночасне адитивне змішування.

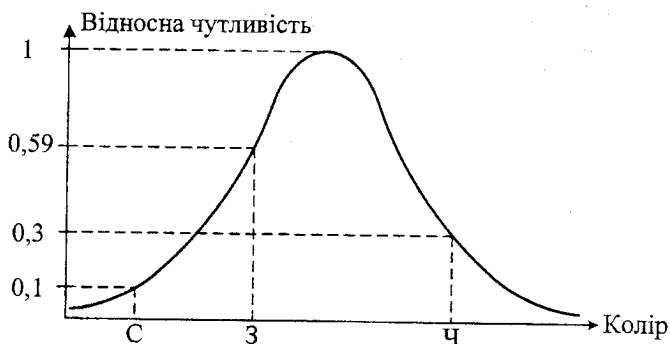


Рисунок 4.12 – Крива відносної спектральної чутливості ока (кольори С – синій, З – зелений, Ч – червоний)

При побудові систем телемовлення були враховані особливості зору людини. Так, дослідження показали, що роздільна здатність ока залежить від яскравості, контрастності та кольоровості дрібних деталей зображення. Найкраща роздільна здатність буває при розгляданні чорно-білих деталей, а також деталей зеленого кольору. Остання обставина

пояснюється явищем хроматичної аберації в оці людини. Суть хроматичної аберації в тому, що для різних довжин хвилі світлового випромінювання коефіцієнт переломлення кристалика ока неоднаковий. Внаслідок цього, фокус для синіх променів розташовується ближче до кристалика, тобто перед сітчаткою, для червоних – далі від нього, за сітчаткою. Тільки зелені промені фокусуються на сітчатці ока. Таким чином, ми не можемо однаково чітко бачити всі елементи зображення. Ця особливість зору людини врахована при виборі методу кодування сигналів у системах кольорового телебачення.

Такі фізичні процеси лежать в основі кольорового телебачення:

- оптичне розкладання кольорового зображення на три зображення в основних кольорах – червоному, зеленому та синьому;
- перетворення трьох однокольорових зображень у відповідні електричні сигнали E_R , E_G , E_B ;
- передача цих трьох електричних сигналів по каналу зв'язку;
- зворотне перетворення електричних сигналів у три однокольорових зображення – червоне, зелене та синє;
- оптичне додавання трьох однокольорових сигналів у одне багатокольорове.

В кольоровому телебаченні застосовується одночасна передача сигналів кольорового зображення з використанням трьох сумісних способів PAL, NTSC, SECAM кодування і декодування електричних сигналів кольоровості та їх передачі одним каналом зв'язку.

Для забезпечення сумісності з чорно-білим телебаченням, а це є основною вимогою, в кольоровому телебаченні формується сигнал яскравості за виразом:

$$E_Y = 0,3 \cdot E_R + 0,11 \cdot E_B + 0,59 \cdot E_G,$$

де E_R , E_G , E_B - сигнали кольоровості від трьох відеокамер з кольорофільтрами.

Коефіцієнти у формулі визначені за кривою відносної спектральної чутливості ока (рис. 4.12). Сигнал яскравості E_Y утворюється матрицею, спрощена схема якої є пасивним тривходовим суматором (рис. 4.13).

Додавання, яке наближене до ідеального, можна отримати більш досконалою схемою – суматором на операційному підсилювачі. В схемі (рис. 4.13) треба виконати умову $R_4 \ll R_{1(2,3)}$. Опори резисторів підбираються так, щоб виконати такі пропорції:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{0,3}{0,59}, \quad \frac{R_3}{R_1} = \frac{0,3}{0,11}.$$

Такий сигнал яскравості E_Y дозволяє отримати на екрані чорно-білого телевізора нормальне зображення. Цей сигнал займає смугу частот до 6 МГц.

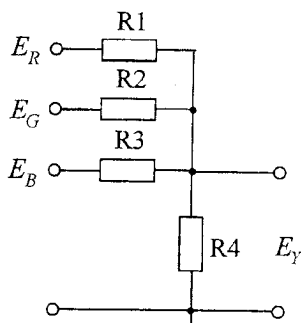


Рисунок 4.13 – Матриця формування сигналу яскравості

При наявності сигналу E_Y не обов'язково передавати три сигнали кольоровості E_R , E_G і E_B , достатньо передати будь-яких два з них. В телемовленні виключається найбільш широкосмуговий з них – це сигнал E_G . Якщо передати сигнали E_Y , E_R і E_B , то сигнал E_G зеленого кольору відновлюється безпосередньо в телевізорі за формулою:

$$E_G = \frac{(E_Y - 0,3 \cdot E_R - 0,11 \cdot E_B)}{0,59}.$$

Сигнали червоного і синього кольорів E_R , E_B , крім інформації про колір, несуть ще інформацію про яскравість даної ділянки зображення, але її вже містить сигнал яскравості E_Y , тому в усіх сумісних системах телебачення передаються так звані кольорорізницьові сигнали

$$\begin{aligned} E_{R-Y} &= 0,7 \cdot E_R - 0,59 \cdot E_G - 0,11 \cdot E_B, \\ E_{B-Y} &= 0,89 \cdot E_B - 0,59 \cdot E_G - 0,3 \cdot E_R. \end{aligned}$$

Особливістю кольорорізницьових сигналів є те, що вони відсутні при передачі білих або сірих деталей зображення. Щоб отримати три основних кольори, в телевізійному приймачі відновлюється третій кольорорізницьовий сигнал:

$$E_{G-Y} = -0,51 \cdot E_{R-Y} - 0,19 \cdot E_{B-Y}.$$

В кольоровому телебаченні спектр повного сигналу (відеосигнал разом з сигналами кольоровості) не повинен займати смугу, ширшу за 6 МГц. Виконання цієї умови забезпечує сумісність кольорового та чорно-білого телебачення. Для того, щоб виконати цю умову, враховано таке.

1. Око людини погано розрізняє за кольором дрібні деталі зображення. Між розмірами деталей зображення і частотним спектром телевізійного сигналу існує однозначний зв'язок: дуже дрібним деталям зображення відповідають частоти від 3 до 6 МГц, дрібним – від 1 до 3 МГц, середнім – від 0,5 до 1 МГц. Помічено, що зі зменшенням розмірів синіх деталей, швидко втрачається їх кольоровість і на частотах 0,5 - 0,6 МГц розрізнення синього кольору практично відсутнє. Такі дрібні сині деталі зображення сприймаються людиною, як світло-сірі. Червоні деталі зберігають кольоровість з подальшим зменшенням їх розмірів і тільки на частотах 1,4 - 1,6 МГц вони стають не кольоровими. Деталі зеленого кольору практично зберігають свою кольоровість до верхньої частоти телевізійного спектра, тобто до 6 МГц.

Ці властивості ока людини дозволили обмежити смугу частот кольорорізничевих сигналів E_{R-Y} і E_{B-Y} приблизно до 1,5 МГц. У такому випадку для передачі трьох сигналів E_Y , E_{R-Y} та E_{B-Y} достатньо було б смуги частот 9 МГц, але вона залишається неприпустимо великою і такою, що не забезпечує умову сумісності.

2. Подальше зменшення смуги повного телевізійного сигналу можливе завдяки дискретному характеру спектрів відеосигналу та сигналів кольоровості. Ці спектри складаються з ряду гармонік, частоти яких кратні частоті рядкової розгортки f_p , і бічних навколо них (рис. 4.11, а). За постійними значеннями частот f_p і f_k максимумами та мінімумами спектра відеосигналу своє положення за частотою не змінюють. З метою ущільнення спектра повного телевізійного сигналу складові кольорорізничевих сигналів розташовують у незаповнених проміжках спектра відеосигналу або сигналу яскравості.

3. Інтенсивність високочастотних складових сигналу яскравості достатньо швидко спадає зі зростанням частоти, тому саме на високочастотній ділянці спектра відеосигналу розташовують інформаційні складові про колір зображення (рис. 4.14). Вони формуються за допомогою модуляції кольорорізничевими сигналами E_{R-Y} і E_{B-Y} додаткових піднесучих. Таким чином, у кольоровому телебаченні вдається розмістити повний сигнал в стандартній смузі частот 6 МГц без помітного впливу сигналу яскравості та кольорорізничевих сигналів один на один.

Системи PAL, NTSC, SECAM різняться між собою, в основному, способами модуляції піднесучих двома кольорорізничевими сигналами.

Розглянемо особливості трьох систем кольорового телебачення.

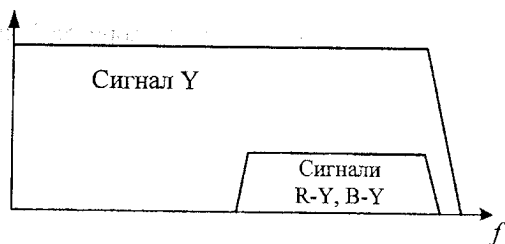


Рисунок 4.14 – Спектр повного телевізійного сигналу

Система NTSC (National Television System Committee – національний комітет телевізійних систем). В цій системі для передачі двох кольоро-різницевих сигналів використовується тільки одна піднесуча, а для їх розділення на боці передавача застосовується квадратурна модуляція. Структурна схема квадратурного модулятора (quadrature modulator) наведена на рис. 4.15.

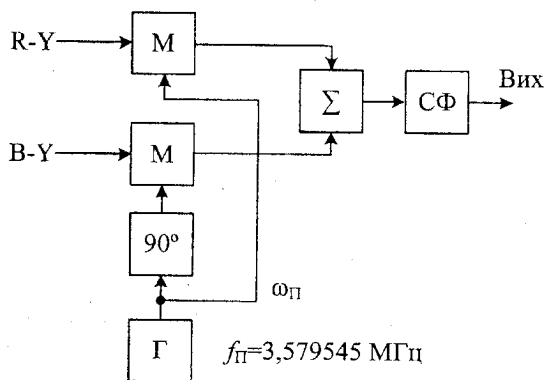


Рисунок 4.15 – Квадратурний модулятор

Кольорорізницеві сигнали E_{R-Y} і E_{B-Y} роздільно надходять до модуляторів. Опорне коливання або піднесуча для модуляторів M утворюється кварцовим генератором Γ . Фази напруг, що подаються на модулятори, зсунуті на 90° . Модулятори будуються на основі АПС, тобто мають балансну, симетричну схему. Це означає, що вихідні напруги модуляторів пропорційні добуткам входних напруг, а немодульована піднесуча на виході ними значно послаблюється. Відсутність піднесучої в спектрі радіосигналу кольоровості покращує якість зображення. Вихідні напруги модуляторів додаються суматором Σ .

На його виході з'являється повний сигнал кольоровості, який змінюється як за амплітудою, так і за фазою. Амплітуда сигналу визначає насиченість зображення, а фаза – його кольоровий тон.

До суматора (рис. 4.15) надходять також сигнал яскравості E_Y , імпульси синхронізації розгортки, імпульси гасіння та сигнал кольорової синхронізації. Таким чином, формується повний телевізійний сигнал за системою NTSC. Сигнал кольорової синхронізації являє собою 8 - 10 періодів коливання піднесучої, які розміщуються після імпульсу рядкової розгортки на площадці імпульсу гасіння. Частота і фаза сигналу кольорової синхронізації точно збігаються з частотою і фазою піднесучої в передавальному пристрої. Завдяки цьому сигналу в телевізійних приймачах синхронізується опорний генератор синхронних детекторів. Опорні коливання, що подаються на синхронні детектори, також зсунуті на 90° .

Система NTSC забезпечує високу якість кольорового зображення, але має і недоліки – чутливість до фазових спотворень передавально-приймального тракту, які приводять до неправильного відтворення кольорового тону. Крім того, можливі частотні спотворення викликають зміну насиченості кольору.

Система PAL (Phase Alternation Line – зміна фази від рядка до рядка). Ця система є досконалішою ніж NTSC, в ній також використовується квадратурна модуляція під несучої $f_{\Pi} = 4,43361875$ МГц кольоро-різницевиими сигналами E_{R-Y} і E_{B-Y} , але зменшено вплив на якість зображення фазових спотворень передавально-приймального тракту. Це досягнуто завдяки тому, що фаза піднесучої кольоро-різницевого сигналу E_{R-Y} змінюється від рядка до рядка на 180° .

В телевізорах системи PAL здійснюється запам'ятовування сигналу кольоровості E_{R-Y} на час передачі одного рядка, тобто на 64 мкс. Після цього, затриманий сигнал додається до незатриманого і фазова похибка компенсується.

Система SECAM (фр. Sequential Couleurs a memoire – послідовна передача кольорів із запам'ятовуванням). Особливістю системи є те, що кольоро-різницеві сигнали передаються в частотному спектрі сигналу яскравості на допоміжних піднесучих з частотами $f_{R-Y} = 4,40625$ МГц, $f_{B-Y} = 4,25$ МГц способом частотної модуляції. В цій системі сигнали передаються по черзі через рядок. В першому рядку передається кольоро-різницевий сигнал E_{R-Y} , в другому – сигнал E_{B-Y} , в третьому – знову E_{R-Y} і т. д. Для відновлення третього кольоро-різницевого сигналу E_{B-Y} в приймачах необхідно мати сигнали E_{R-Y} і E_{B-Y} одночасно. Для цього використовується лінія затримки (delay line) (ЛЗ) на 64 мкс, тобто на один рядок (рис. 4.16).

В системі SECAM фазові спотворення в каналі зв'язку не приводять

до спотворень кольорового тону зображення. Це досягнуто за рахунок застосування частотної модуляції для передачі кольорорізницевих сигналів. Недоліком системи є погіршена кольорова чіткість зображення за вертикаллю, що викликана послідовною передачею кольорорізницевих сигналів від рядка до рядка. Суттєво це не погіршує якість зображення, оскільки дрібні деталі відтворюються сигналом яскравості E_Y , де кількість рядків розгортки повна.

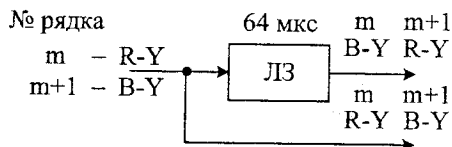


Рисунок 4.16 – Формувач двох одночасних кольорорізницевих сигналів

Спрощена структурна схема кодера системи SECAM наведена на рис. 4.17. Сигнали від відеокамер R, G, B подаються на матрицю, за допомогою якої формуються сигнал яскравості Y та кольорорізницеві сигнали R-Y, B-Y. Надалі сигнал яскравості та кольорорізницеві сигнали проходять і обробляються різними шляхами.

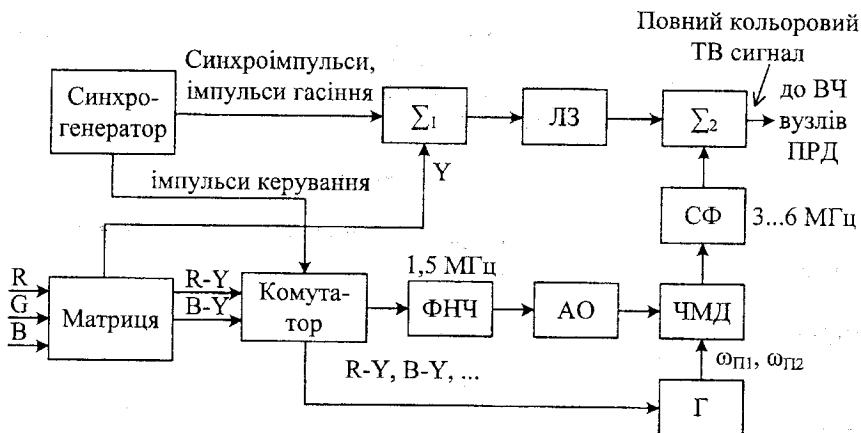


Рисунок 4.17 – Кодер системи SECAM

Кольорорізницеві сигнали надходять до комутатора, в якому вони корегуються за частотою з підйомом височастотних складових. В комутаторі до кольорорізницевих сигналів додаються радіоімпульси

кольорової синхронізації. Вони передаються під час кадрових імпульсів гасіння, являють собою коливання з частотами піднесучих, що послідовно змінюють одне одного від рядка до рядка. Переключення комутатора здійснюються імпульсами керування, які разом з радіоімпульсами кольорової синхронізації формуються синхро-генератором. Вихідний сигнал комутатора в рядковій послідовності R-Y, B-Y, R-Y,... проходить через ФНЧ, який звужує до 1,5 МГц його частотну смугу. Після ФНЧ сигнал нормалізується за амплітудою обмежувачем АО і попадає на частотний модулятор ЧМД, в якому здійснюється частотна модуляція кольорових піднесучих. Піднесучі утворюються генератором Г. Переключення частот піднесучих відбувається за допомогою комутатора.

Отриманий ЧМ-сигнал фільтрується смуговим фільтром СФ і надходить на другий суматор Σ_2 , в якому до нього додається сигнал яскравості.

Розглянемо шлях сигналу яскравості. Сформований в матриці він в першому суматорі Σ_1 об'єднується з синхроімпульсами та імпульсами гасіння і затримується приблизно на 0,4 мкс лінією затримки ЛЗ. В суматорі Σ_2 він додається до ЧМ-сигналу, що несе інформацію про кольори. Необхідність затримки сигналу яскравості пояснюється тим, що кольорорізницеві сигнали проходять через більшу кількість каскадів, у тому числі, вузькосмугових, ніж сигнал яскравості. Це приводить до того, що перед суматором Σ_2 сигнали кольору затримуються у часі. Завдяки ліній затримки на виході кодера сигнал яскравості, кольорорізницеві сигнали збігаються у часі та утворюють повний сигнал кольорового телебачення. Вихідний сигнал кодера подається на амплітудний модулятор телевізійного передавача.

Контрольні запитання

1. За допомогою яких модуляцій формується повний телевізійний радіосигнал, наведіть приклад спектра такого сигналу.
2. Які особливості має телевізійний приймач? Наведіть його структурну схему і поясніть, як він працює.
3. За якими схемами будуються телевізійні радіопередавачі?
4. Поясніть принцип черезрядкової розгортки. Як переміщується елемент розгортки на телевізійному екрані?
5. Сформулюйте вимоги до черезрядкової розгортки. Чому зменшується швидкість передачі телевізійної інформації у випадку застосування цієї розгортки?
6. Зобразіть форми відеосигналу за період рядка і за період кадру, поясніть призначення синхроімпульсів, імпульсів гасіння рядкової та кадрової розгортки.

7. Які висновки можна зробити, проаналізувавши форму відеосигналу?
8. З чим пов'язана поява спектральних складових відеосигналу в інфранизькочастотному діапазоні від 0 до 3 Гц?
9. Чому дорівнює мінімальна частота дискретної частини спектра відеосигналу?
10. Як визначити максимальну частоту спектра відеосигналу?
11. Наведіть приклад повного спектра відеосигналу. Які висновки можна зробити, проаналізувавши спектр відеосигналу?
12. Що зроблено для забезпечення сумісності кольорового з чорно-білим телебаченням?
13. Наведіть схему формувача сигналу яскравості, поясніть, як він працює.
14. Чому в кольоровому телебаченні передаються тільки два кольороворізнцевих сигнали, назвіть їх.
15. Що зроблено з метою не розширити за 6 МГц спектр повного сигналу кольорового телебачення?
16. Які вам відомі системи кольорового телебачення, назвіть їх основні переваги та недоліки.
17. Що таке квадратурний модулятор, як можна продетектувати сформований таким модулятором сигнал.
18. Яке призначення ліній затримки в кодерах і декодерах систем кольорового телебачення PAL, SECAM?
19. Наведіть структурну схему кодера системи SECAM та поясніть, як він працює.

Словник найбільш вживаних термінів

радіомовлення	– broadcasting
телемовлення	– telecasting
телебачення	– television
тракт первинного розподілу програм	– highway of primary distribution of the programs
тракт вторинного розподілу програм	– highway of secondary distribution of the programs
тракт формування програм	– highway of program forming
телеорганізація	– teleorganization
апаратно-студійний комплекс	– broadcast complex
міжміська мовна апаратна	– long distance instrument room
центральна апаратна	– central instrument room
комутаційна апаратна	– switch room
довгі хвилі	– long waves
середні хвилі	– middle waves
короткі хвилі	– short waves
ультракороткі хвилі	– ultra-short waves
метрові хвилі	– metric waves
дециметрові хвилі	– decimetric waves
надвисокі частоти	– hyperfrequencies
радіопередавач	– radio transmitter
радіоприймач	– radio receiver
генератор	– generator
модулятор	– modulator
амплітудна модуляція	– amplitude modulation
частотна модуляція	– frequency modulation
фазова модуляція	– phase modulation
вхідне коло	– input circle
підсилювач радіочастоти	– radio frequency amplifier
преселектор	– preselector
змішувач	– mixer
перетворювач частоти	– frequency converter
підсилювач проміжної частоти	– intermediate frequency amplifier
гетеродин	– heterodyne
детектор	– detector
приймач прямого підсилення	– direct amplification receiver
супергетеродинний приймач	– superheterodyne receiver
чутливість	– sensitivity
вибірність	– selectivity
конвертор	– converter

синтезатор частоти	– synthesizer of frequency
автоматичне регулювання підсилення	– automatic control of amplification
компресор	– compressor
експандер	– expander
необхідна (контрольна) смуга	– necessary (control) band
колекторний (базовий) модулятор	– collector (base) modulator
аналоговий помножувач сигналів	– analog multiplier of signals
індекс частотної модуляції	– frequency modulation index
девіація частоти	– frequency deviation
частотний модулятор	– frequency modulator
квадратурний детектор	– quadrature detector
фазообертач	– phase shifter
автоматичне підстроювання частоти	– automatic frequency adjustment
амплітудний обмежувач	– amplitude limiter
фільтр зосередженої селекції	– filter of the concentrated selection
смуга захоплення	– band of entrainment
смуга утримання	– regulation band
приймач прямого перетворення	– direct change receiver
односмугова модуляція	– single-sideband modulation
синхронний детектор	– synchrorector
мережа радіомовлення	– network of broadcast
захисне відношення	– protective relation
радіосигнал зображення	– radio signal of image
радіосигнал звуку	– radio signal of sound
селектор каналів	– channel selector
черезрядкова розгортка	– sweep interlace
відеосигнал	– videosignal
синхроімпульс	– synchropulse
імпульс гасіння	– suppression impulse
сигнал яскравості	– signal of brightness
кольорорізницевий сигнал	– colordifference signal
квадратурний модулятор	– quadrature modulator
лінія затримки	– delay line

Література

1. Выходец Анатолий Васильевич. Звуковое и телевизионное вещание : учеб. для вузов / Выходец А. В., Коваленко В. И., Кахно М. Т. – М. : Радио и связь, 1987. – 448 с.
2. Система вещательного телевидения. Методы измерений : ГОСТ 7845 – 92. – [Дата введения в действие 1993–01–01]. – М. : Издательство стандартов, 1992. – 35 с.
3. Каналы и тракты звукового вещания. Типовые структуры. Основные параметры качества. Методы измерений : ГОСТ Р 52742-2007. – [Дата введения в действие 2008–01–01]. – М. : Стандартиформ, 2007. – 40 с.
4. Телевизионное и звуковое вещание и интерактивные мультимедийные службы. Системы мультимедийного web-вещания по TCP / IP-сетям : ДСТУ ІТУ-Т J.127:2009. – [Дата введения в действие 2011–07–01]. – К. : Держстандарт України, 2009. – (Національні стандарти України).
5. Алдошина И.А. Электроакустика и звуковое вещание : учебник для вузов / Алдошина И. А., Вологдин Э. И., Ковалгин Ю. А. – М. : Радио и связь, 2007. – 872 с.
6. Колосовский Евгений Анатольевич. Устройства приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / Колосовский Е. А. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 456 с.
7. Мамчев Геннадий Владимирович. Основы радиосвязи и телевидения : учеб. пособие для вузов / Мамчев Г. В. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 416 с.
8. Мамаев Николай Степанович. Системы цифрового телевидения и радиовещания / Мамаев Н. С., Мамаев Ю. Н., Теряев Б. Г. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 254 с.
9. Наритник Теодор Миколайович. Радіорелейні та тропосферні системи передачі : навч. посібник / Наритник Т. М., Волков В. В., Уткін Ю. В. – Полтава, 2009. – 331 с.
10. Нефедов Виктор Иванович. Основы радиоэлектроники и связи : учеб. пособие / Нефедов В. И., Сигов А. С. – М. : Высшая школа, 2009. – 735 с.
11. Рихтер Сергей Георгиевич. Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания / Рихтер С. Г., Попов О. Б. – М. : Горячая Линия – Телеком, 2007. – 341с.
12. Выходец Анатолий Васильевич. Радиовещание и электроакустика : учеб. пособие для вузов / Выходец А. В., Гитлиц М. В., Ковалгин Ю. А. – М. : Радио и связь, 1989.

13. Шахгильдян Ваган Ваганович. Радиопередающие устройства : учеб. для вузов / Шахгильдяна В. В., Козырев В. Б., Ляховкин А. А. – М. : Радио и связь, 2003. – 560 с.

14. Фомин Николай Николаевич. Радиоприемные устройства : учеб. для вузов / Фомина Н. Н., Буга Н. Н., Головин О. В. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с.

15. Рихтер Сергей Георгиевич. Цифровое радиовещание / Рихтер С. Г. – М. : Горячая линия – Телеком, 2004. – 352 с.

16. Зима Зоя Анатольевна. Система кабельного телевидения / Зима З. А., Колпаков И. А., Тюхтин М. В. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 600 с.

17. Смирнов Александр Витальевич. Основы цифрового телевидения : учеб. пособие / Смирнов А. В. – М. : Горячая линия – Телеком, 2001. – 224 с.

18. Джакония Владимир Ермилович. Телевидение : учеб. для вузов / Джакония В. Е., Гоголь А. А., Друзин Я. В. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 616 с.

19. Катунин Г. П. Телекоммуникационные системы и сети : учебное пособие. В 3 томах. Том 2 – Радиосвязь, радиовещание, телевидение / Катунин Г. П., Мамчев Г. В., Шувалов В. П. – М. : Горячая линия – Телеком, 2004. – 672 с.

Навчальне видання

Сергій Павлович Кононов

СИСТЕМИ РАДІО- І ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МОВЛЕННЯ

Навчальний посібник

Редактор В. Дружиніна
Коректор З. Поліщук

Оригінал-макет підготовлено С. Кононовим

Підписано до друку 30.10.2012 р.
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 7,4.
Наклад 75 прим. Зам. № 2012-112.

Вінницький національний технічний університет,
навчально-методичний відділ ВНТУ.
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 2201.
Тел. (0432) 59-87-36.
Свідцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано у Вінницькому національному технічному університеті
в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі,
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Тел. (0432) 59-87-38.
Свідцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.