

**УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ**

**ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КЕРУЮЧИХ СИСТЕМ
ТА ТЕХНОЛОГІЙ**

Кафедра транспортного зв'язку

А. О. Єлізаренко, Н. А. Корольова

ДЕТЕКТУВАННЯ РАДІОСИГНАЛІВ

Конспект лекцій

Харків 2025

УДК 656.25

Єлізаренко А. О., Корольова Н. А. Детектування радіосигналів:
Конспект лекцій. – Харків: УкрДУЗТ, 2024. – 44 с.

Містить короткий виклад лекційних матеріалів з основних технічних характеристик і параметрів приймальних пристроїв, принципів побудови та схемотехнічної реалізації основних елементів радіотехнічного тракту приймача.

Рекомендовано для здобувачів вищої освіти факультету ІКСТ першого (бакалаврського) рівня освіти спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» ОП «Телекомунікації та радіотехніка», які вивчають дисципліну «Радіотехнічні системи залізничного транспорту». Конспект лекцій може бути корисним при вивченні відповідних розділів дисципліни «Радіотехнічні засоби» для здобувачів другого (магістерського) рівня спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» ОП «Телекомунікації та радіотехніка».

Іл. 27, бібліогр.: 9 назв.

Конспект лекцій розглянуто і рекомендовано до друку на засіданні кафедри транспортного зв'язку 18 березня 2024 р., протокол № 9.

Рецензент

доц. Л. А. Клименко

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
ТЕМАТИЧНИЙ ПЛАН ДИСЦИПЛІНИ.....	6
1 АМПЛІТУДНІ ДЕТЕКТОРИ.....	7
1.1 Призначення та класифікація.....	7
1.2 Принцип дії та основні параметри діодних детекторів.....	9
1.3 Амплітудно-частотні спотворення у схемах детекторів.....	13
1.4 Нелінійні спотворення у схемах детектування.....	15
1.5 Транзисторні схеми детекторів.....	18
2 ДЕТЕКТУВАННЯ СИГНАЛІВ ІЗ КУТОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ.....	21
2.1 Принципи побудови детекторів.....	21
2.2 Частотно-амплітудні детектори.....	24
2.3 Частотно-фазові детектори.....	26
2.4 Частотно-імпульсні детектори.....	30
2.5 Фазові детектори.....	32
3 ДЕТЕКТУВАННЯ ДИСКРЕТНИХ СИГНАЛІВ.....	36
КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....	42
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	44

ВСТУП

Конспект лекцій призначений для самостійної роботи при вивченні дисципліни «Радіотехнічні системи залізничного транспорту» і охоплює матеріал курсу «Детектування радіосигналів».

Конспект лекцій фактично є завершальною частиною навчальних посібників, виданих раніше: «Коливальні кола та генератори», «Модулятори», «Елементи радіоприймальних пристроїв». Ці посібники охоплюють матеріал із радіопередавальних і радіоприймальних пристроїв і відповідають програмі дисципліни «Радіотехнічні системи залізничного транспорту».

Радіосигнал – високочастотне модульоване коливання певної радіочастоти, яке служить для передавання інформації в системах радіозв'язку.

Модуляція – процес зміни одного або декількох параметрів несучого коливання відповідно до зміни миттєвого значення передаваного сигналу. Модулятор формує модульовані коливання.

Детектуванням називають процес перетворення модульованого високочастотного сигналу в коливання, форма якого відтворює низькочастотний модулюючий сигнал.

Для аналогових систем радіозв'язку використовують амплітудну, частотну і фазову модуляції і відповідні їм види детекторів. Розглянуто особливості детектування аналогових і дискретних сигналів.

Детектор (Д) перетворює модульовані коливання на первинні електричні сигнали. Завдання детектора – максимально безпомилково відтворити сигнал, що модулює.

Предметом конспекту лекцій є вивчення принципів побудови, структурних і принципіальних схем основних типів детекторів, їхніх характеристик і параметрів.

У лекційному курсі теоретичні основи доповнено лабораторними роботами, мета яких – ознайомитися з методами досліджень і характеристиками пристроїв детектування радіосигналів.

Матеріали конспекту лекцій ураховують досвід і практику викладання дисципліни на кафедрі транспортного зв'язку і забезпечують підготовку до виконання лабораторних і практичних завдань і тестового контролю знань.

ТЕМАТИЧНИЙ ПЛАН ДИСЦИПЛІНИ

Конспект лекцій призначений для самостійної роботи при вивченні дисципліни «Радіотехнічні системи залізничного транспорту» і охоплює матеріал курсу «Детектування радіосигналів».

Тема 1. Основні параметри та характеристики амплітудних детекторів радіосигналів.

Призначення та класифікація амплітудних детекторів. Принцип дії та основні параметри діодних детекторів. Амплітудно-частотні та нелінійні спотворення у схемах детекторів. Транзисторні схеми детекторів.

Тема 2. Детектування сигналів із кутовою модуляцією.

Принципи побудови детекторів. Частотно-амплітудні детектори. Частотно-фазові детектори. Частотно-імпульсні детектори. Фазові детектори.

Тема 3. Особливості детектування дискретних сигналів.

Частотно та фазо-маніпульовані сигнали. Детектори дискретних сигналів.

1 АМПЛІТУДНІ ДЕТЕКТОРИ

1.1 Призначення та класифікація

Амплітудні детектори перетворюють напругу модульованих коливань у коливання низької частоти, напруга яких пропорційна амплітуді вхідного сигналу (рисунок 1.1).

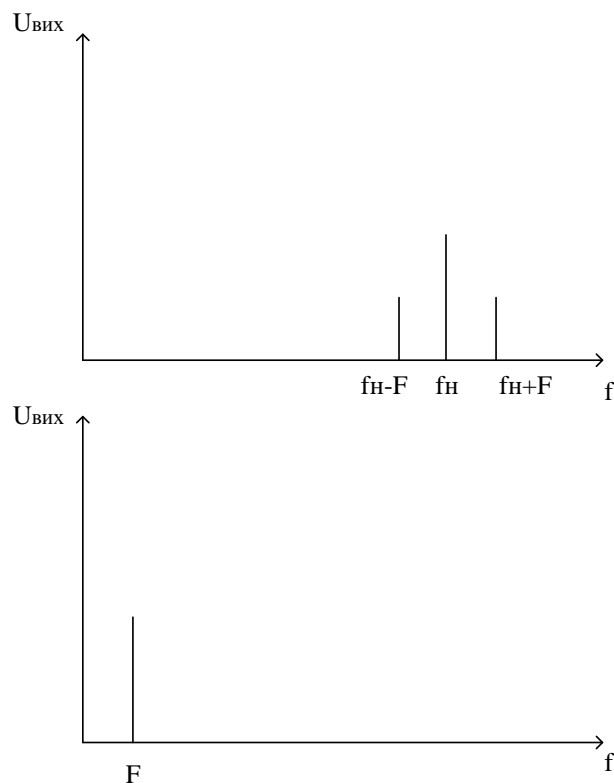


Рисунок 1.1 – Спектральні характеристики сигналів на вході і виході детектора

По суті процес детектування зворотний процесу модуляції. За детектування відбувається перетворення спектра модульованих коливань, тому в складі детектора необхідно мати нелінійний елемент і фільтр для виділення корисної складової [1]. Структурна схема амплітудного детектора наведена на рисунку 1.2.



Рисунок 1.2 – Структурна схема амплітудного детектора

Залежно від типу застосовуваного нелінійного елемента і місця вмикання навантаження (фільтра) розрізняють такі схеми амплітудних детекторів:

- діодні детектори на діодах із паралельним або послідовним вмиканням схеми навантаження;
- транзисторні детектори з вмиканням навантаження в базовому, емітерному або колекторному колах.

Найбільш простими і широко використовуваними є схеми діодних детекторів [2]. На рисунку 1.3 наведені спрощені схеми послідовного і паралельного детекторів.

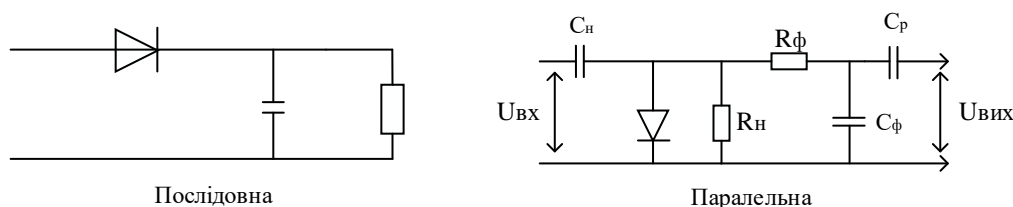


Рисунок 1.3 – Спрощені схеми послідовного і паралельного детекторів

У паралельному детекторі на резисторі R_n (рисунок 1.3), крім випрямленої напруги, буде змінна напруга. Щоб напруга модульованого коливання не проходила на вхід підсилювача низької частоти, використовують фільтр нижніх частот R_f, C_f .

Вхідний опір паралельного детектора нижче, ніж послідовного, тому він має більший шунтуючий вплив на останній каскад підсилювача проміжної частоти, а отже, застосовуваний рідше.

Транзисторні детектори забезпечують посилення детектованих сигналів, можуть працювати за малих $U_{вх}$, але більш складні і створюють більші нелінійні спотворення.

Окрім безпосереднього детектування амплітудно-модульованих радіосигналів, амплітудні детектори входять до складу частотних і фазових детекторів.

Вибір тієї чи іншої схеми детектора визначено параметрами кожної з них та вимогами, встановленими до схеми детектування.

1.2 Принцип дії та основні параметри діодних детекторів

У структурній схемі супергетеродинного приймача детектор знаходиться між підсилювачем проміжної частоти і підсилювачем звукової частоти.

Фізично робочі процеси діодного детектора можна пояснити за допомогою діаграми струмів і напруг у різних точках послідовної схеми амплітудного детектора (рисунок 1.4).

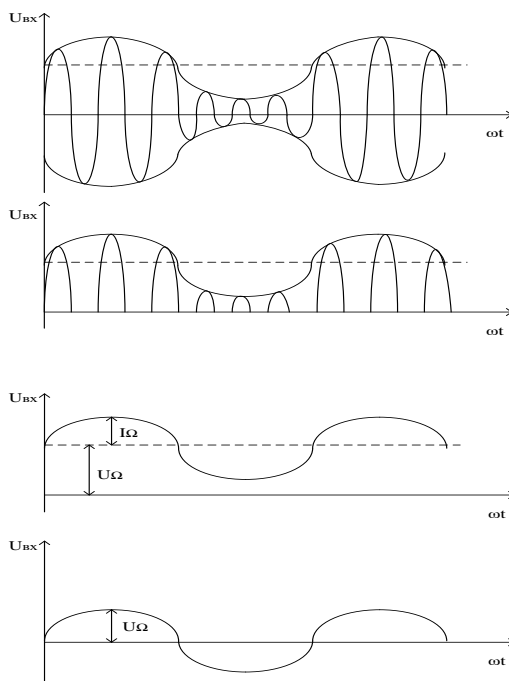


Рисунок 1.4 – Часові діаграми перетворення в діодному детекторі

Після проходження через діод виникають позитивні напівхвилі напруги, які утворюють періодичну послідовність косинусоїдальних імпульсів (рисунок 1.4).

Періодична послідовність імпульсів струму містить суму складових:

$$I_{\kappa} = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + \dots, \quad (1.1)$$

де I_0 – постійна складова;

I_1, I_2, I_3 – гармоніки струму.

Кожна зі складових є частиною амплітуди $I_{\kappa \max}$:

$$\alpha_0 = \frac{I_{\kappa 0}}{I_{\kappa \max}}; \quad \alpha_1 = \frac{I_{\kappa 1}}{I_{\kappa \max}}; \quad \alpha_2 = \frac{I_{\kappa 2}}{I_{\kappa \max}}; \quad \alpha_3 = \frac{I_{\kappa 3}}{I_{\kappa \max}}. \quad (1.2)$$

Коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ називають коефіцієнтами розкладання гострого косинусоїдального імпульсу в ряд Фур'є або коефіцієнтами Берга. Значення цих коефіцієнтів залежать тільки від кута відсікання θ .

На виході детектора утворюються складні коливання. Високочастотні складові струму мають бути замкнені через конденсатор $C_{\phi}(C_H)$ і не створюють істотного падіння напруги на виході. $\Delta f = 25\kappa\Gamma\text{ц}$.

$$I_0 = \alpha_0 I_{\max}; \quad U_0 = R_H I_0.$$

Корисним результатом детектування є складова постійного струму на виході I_0 , амплітуда якого змінюється відповідно до зміни амплітудно-модульованого коливання.

Розподіл частотних складових струму на виході діодного детектора показана на рисунку 1.5.

Постійна складова змінюється, тому що змінюється амплітуда імпульсів.

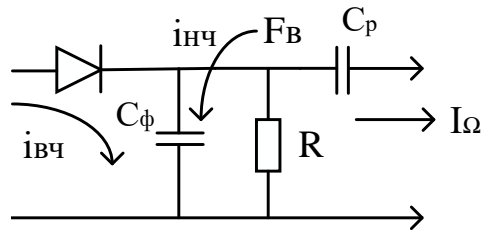


Рисунок 1.5 – Розподіл частотних складових струму на виході діодного детектора

Через C_p на вхід підсилювача звукової частоти поступає коливання звукової частоти.

Основними параметрами детектора є:

- 1) детекторна характеристика;
- 2) коефіцієнт передавання;
- 3) вхідний опір;
- 4) величина амплітудно-частотних і нелінійних спотворень.

Детекторна характеристика (залежність ΔI_0 від $U_{вх}$) – залежність прирощення постійного (випрямленого) струму у встановленому режимі від амплітуди напруги, що викликає це прирощення немодульованого сигналу.

На рисунку 1.6 наведена детекторна характеристика діодного детектора.

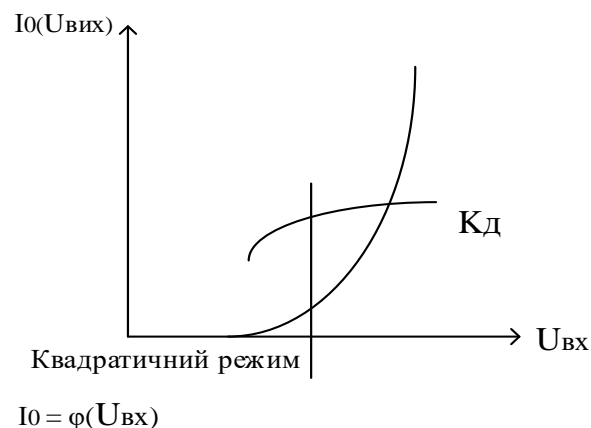


Рисунок 1.6 – Детекторна характеристика діодного детектора

Залежно від величини напруги на вході розрізняють квадратичний і лінійний режими роботи детекторів.

Квадратичний режим за $U_{\text{вх}} < 0.5 \text{ В}$.

Лінійний режим за $U_{\text{вх}} > 0.5 \text{ В}$.

За $U_{\text{вх}} < 0.3 \text{ В}$ використовують початкову криволінійну ділянку детекторної характеристики. Такий режим роботи і сам детектор називають квадратичним.

За $U_{\text{вх}} > 0.5 \text{ В}$ режим роботи детектора і сам детектор називають лінійним.

На рисунку 1.6 показана зміна коефіцієнта передавання $K_{\text{д}}$ від величини напруги на вході $U_{\text{вх}}$. У квадратичному режимі коефіцієнт передавання зростає, у лінійному режимі не змінюється.

Коефіцієнтом передавання детектора називають відношення вихідної напруги низької частоти до амплітуди вхідної напруги (немодульованого коливання) $K_g = \frac{U_{\Omega}}{m U_{\text{вх}}}$ (з урахуванням m), де m – коефіцієнт модуляції.

У лінійному режимі коефіцієнт передавання не залежить від $U_{\text{вх}}$ та m , оскільки збільшення $U_{\text{вх}}$ та m викликає пропорційне збільшення U_{Ω} . Отже, K є об'єктивною характеристикою схеми детектування і залежить тільки від параметрів схеми і кута відсікання струму θ . Можна показати, що $K_g \approx \cos\theta$, у свою чергу $\text{tg}\theta - \theta = \frac{\pi R_i}{R_H}$. Тож кут відсікання залежить від співвідношення внутрішнього опору діода R_i та опору навантаження R_H . Якщо $R_H \uparrow$; $\text{tg}\theta \downarrow$; $\cos\theta \uparrow$, коефіцієнт передавання зростає $K_g \uparrow$.

Вхідним опором детектора називають відношення $U_{\text{вх}}$ до струму першої гармоніки:

$$r_{\text{вх},g} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_1} \quad (1.3)$$

Прагнуть збільшити $r_{вх,г}$, використовуючи послідовну схему детектора.

У паралельній схемі для фільтрації ВЧ складових доводиться додатково вмикати R_{ϕ} , C_{ϕ} .

Для послідовної схеми $r_{вх,г} \approx \frac{R_{н}}{2}$.

Для паралельної схеми $r_{вх,г} \approx \frac{R_{н}}{3}$.

За великих $r_{вх,г}$ зменшується шунтуюча дія на коливальний контур попереднього підсилювального каскаду радіоприймача та збільшується еквівалентна добротність і вибірковість.

За необхідності використовують часткове підключення до коливального контуру підсилювача.

1.3 Амплітудно-частотні спотворення у схемах детекторів

Спотворення у схемах детектування необхідно розглядати разом з урахуванням впливу каскадів радіоприймача, між яким знаходиться детектор.

На рисунку 1.7 наведена принципова схема підключення діодного детектора в тракті радіоприймача. Детектор підключено частково до коливального контуру попереднього каскаду підсилювача проміжної частоти для зменшення шунтуючої дії вхідного опору [2, 3]. До навантаження детектора підключено вхід підсилювача звукової частоти.

Величина амплітудно-частотних спотворення детектора може бути визначена за його АЧХ (рисунок 1.8).

$$C_p > \frac{1}{2\pi F_n r_{вхпзч} \sqrt{M_{нч}^2 - 1}} \quad - \quad \text{умова виконання норми частотних}$$

спотворень в області низьких частот.

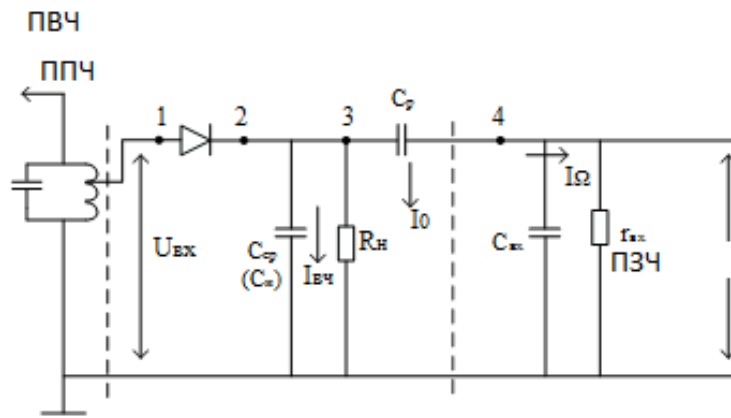


Рисунок 1.7 – Схема підключення діодного детектора в тракті радіоприймача

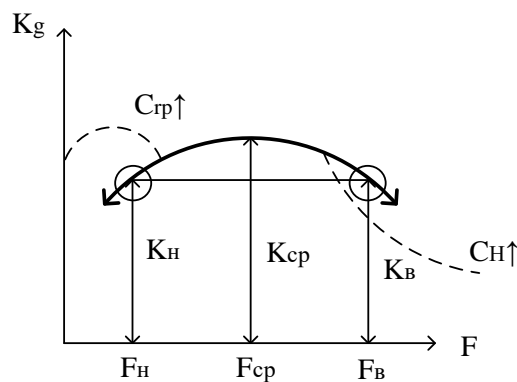


Рисунок 1.8 – Амплітудно-частотна характеристика діодного детектора

Причиною зменшення коефіцієнта передавання в області низьких частот є збільшення опору розділового конденсатора C_p в області НЧ.

Ємність C_p визначають виходячи з допустимого коефіцієнта частотних спотворень для найнижчої частоти.

Зменшення коефіцієнта передавання в області високих частот пов'язано з шунтуючою дією ємності конденсатора C_ϕ , опір якого зменшується на високих частотах [3, 4].

Отже, ємність C_ϕ , з одного боку, треба збільшувати для ефективної фільтрації ВЧ складових $\downarrow \frac{1}{\omega C_\phi} \ll R_H$. А з іншого боку, опір ємності C_ϕ для

верхніх частот має бути якомога більшим, виходячи із допустимого спотворення в області високих частот $\frac{1}{\Omega_0 C_n}$.

1.4 Нелінійні спотворення у схемах детектування

Нелінійні спотворення сигналу виникають у колах із нелінійною ВАХ, що призводить до спотворення форми синусоїдального сигналу. При цьому в спектрі сигналу з'являються додаткові гармоніки, відсутні до того.

Прийнято величину нелінійних спотворень вимірювати і нормувати за ступенем спотворень синусоїдального коливання [6, 7].

Нелінійні спотворення нормують величиною коефіцієнта гармонік, що являють собою відношення середньоквадратичного значення гармонік до першої гармоніки напруги.

$$K_2 = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 \dots}}{U_1}, \quad K_{нс} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 \dots}}. \quad (1.4)$$

У деяких випадках вимірюють коефіцієнт нелінійних спотворень, який визначають як відношення середньоквадратичного значення гармонік до середньоквадратичного значення всього сигналу.

При цьому окремо вимірюють кожен з гармонійних складових вибірково вимірювачем рівня, а потім розраховують K_2 . За малих значень $K_{нс}$ різниця показників не перевищує 0,1 %.

Нелінійні спотворення впливають на якість приймання, знижуючи розбірливість мови [6].

Нелінійні спотворення виникають у детекторі в результаті впливу таких факторів:

1) робота детектора у квадратичному режимі; K_g може досягати величини $\frac{m}{4}$, де m – коефіцієнт модуляції. Для зменшення спотворень потрібна робота в лінійному режимі, тобто $U_{вх} > (0,5 - 0,8) В$;

2) явище інерційності навантаження детектора (рисунок 1.9). Це проявляється в тому, що не можна відслідкувати зменшення рівнів напруги сигналу.

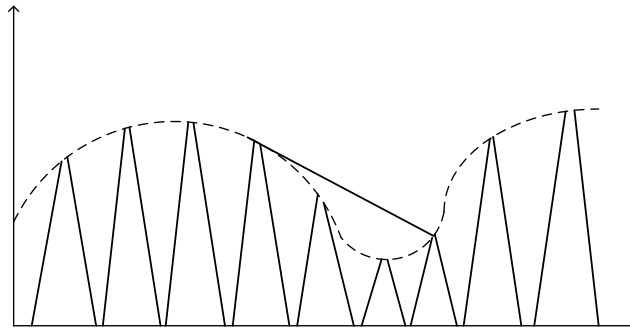


Рисунок 1.9 – Прояви інерційності навантаження детектора

$$\tau_g = R_H \cdot C_H > \tau_{доп}. \quad (1.5)$$

Це пов'язано з тим, що τ_g – постійна часу детектора - більше $\tau_{доп}$, а $\tau_{доп} = \frac{\sqrt{1-m_{max}^2}}{\Omega_B m_{max}}$ (відсутність інерції), $m = \frac{U_{\Omega}}{U_H}$. Тому $\tau_g = R_H C_H$ має бути менше $\tau_{доп}$.

І тоді цей фактор є ще однією причиною зменшення C_H .

Якщо $R_H \uparrow$, то $K_g \uparrow$.

Якщо $R_H \uparrow$, то $\frac{1}{\omega C_H} \ll R_H$ – ефективна фільтрація ВЧ складової;

3) неефективна фільтрація ВЧ складової у зв'язку з невиконанням вимоги

$$\frac{1}{\omega C_H} \ll R_H;$$

4) різниця опорів навантаження детектора для постійного та змінного струму в результаті впливу паралельного підключення $R_{\text{вхпзч}}$.

У результаті

$$I_0 = I_z + I_\Omega \cos \Omega t, \quad (1.6)$$

за

$$r_{\text{нз}} = R_{\text{н}},$$

$$r_{\text{н}\Omega} = \frac{R_{\text{н}} \cdot r_{\text{вхпзч}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{вхпзч}}},$$

$$r_{\text{н}\Omega} < r_{\text{нз}},$$

У результаті можливе збільшення струму I_Ω більше I_0 , що призводить до небажаного відсікання змінного струму і зростання нелінійних спотворень.

Для зменшення спотворень потрібно, щоб $r_{\text{вхпзч}}$ мало впливало на спільний опір навантаження змінного струму. Це означає, що $r_{\text{вхпзч}}$ має бути більш ніж $(3-5)R_{\text{н}}$.

Зазвичай вхідний опір транзисторних каскадів УЗЧ невеликий, отже, треба зменшити $R_{\text{н}}$: $(3-5)R_{\text{н}} < r_{\text{вхпзч}}$, але зменшення $R_{\text{н}}$ небажане.

Компромісом є застосуванням схем детектора з роздільним навантаженням (рисунок 1.10).

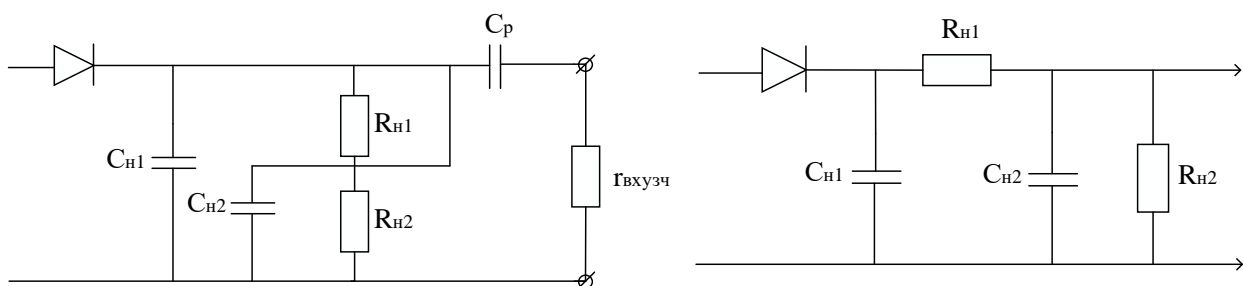


Рисунок 1.10 – Схема діодного детектора з роздільним навантаженням

Для постійного струму

$$R_{HZ} = R_{H1} + R_{H2} \uparrow. \quad (1.7)$$

Для змінного струму

$$R_{H\Omega} = R_{H1} + \frac{R_{H2} \cdot r_{BK}}{R_{H2} + r_{BK}}. \quad (1.8)$$

Тому виконується умова $(3-5)R_H < r_{BK}$.

Отже, застосування схем із роздільним навантаженням сприяє зменшенню нелінійних спотворень.

1.5 Транзисторні схеми детекторів

У транзисторних амплітудних детекторах використовують нелінійність прохідної характеристики, тобто квадратичний режим роботи.

Залежно від місця вмикання навантаження детектора (R_H, C_H) розрізняють:

1) базові схеми детекторів, у яких використовують нелінійність вхідної характеристики;

2) колекторні детектори - використовують нелінійність прохідної характеристики ($i_K \gg i_B$), що дає змогу збільшити коефіцієнт передавання детекторів у схемі (рисунок 1.11);

3) емітерні детектори – використовують нелінійну залежність струму емітера від $U_{б-е}$ (рисунок 1.12).

Емітерні детектори дають змогу забезпечити великий вхідний опір, що зменшує шунтуючу дію на коливальні контури у схемі підсилювача проміжної частоти.

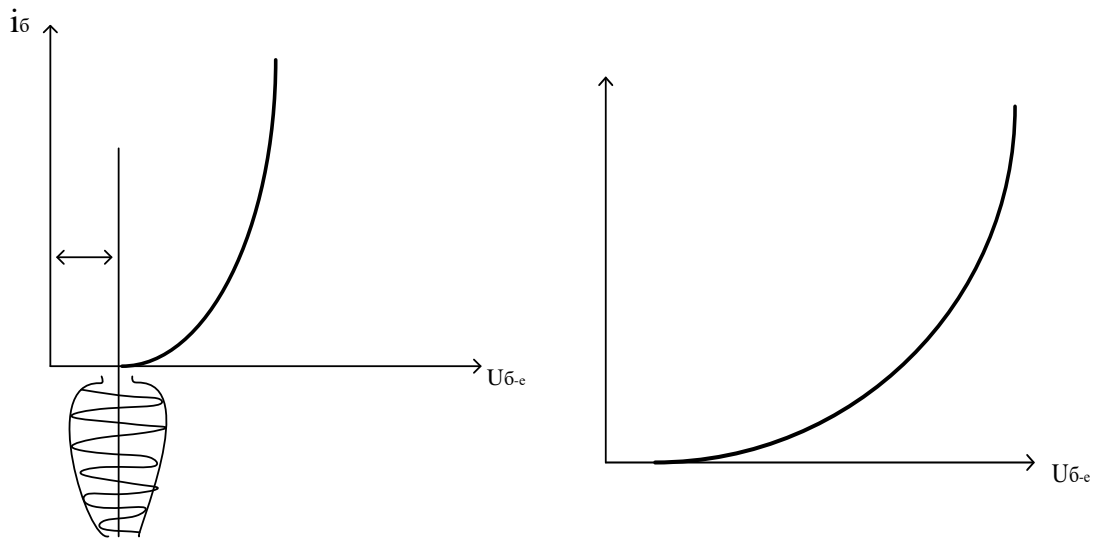


Рисунок 1.11 – Вхідна характеристика та прохідна характеристика колекторних детекторів

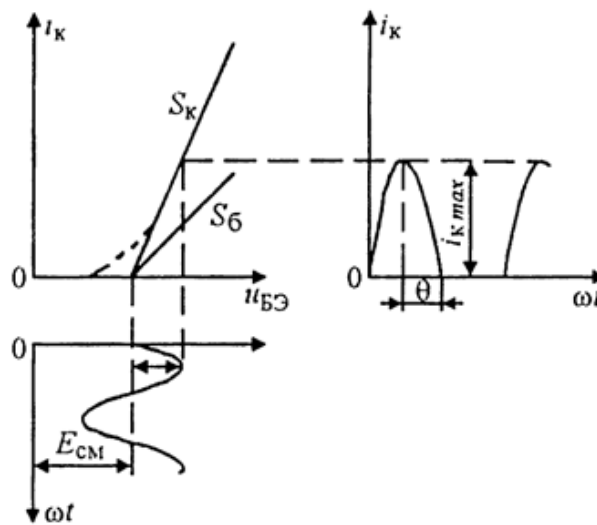


Рисунок 1.12 – Характеристики емітерного детектора

У режимі коливань другого роду на виході схеми утворюється послідовність косинусоїдальних імпульсів, для якої справедливі співвідношення щодо складових струму, наведені в підрозділі 1.2, відносно принципу роботи діодного детектора. Високочастотні складові замикаються через S_n , а корисний сигнал створює падіння напруги на резисторі навантаження.

Для роботи схем у режимі детектування коливань необхідно:

- 1) встановити режим роботи з відсіканням струму (другого роду);
- 2) вибрати параметри навантаження (R_H, C_H), за яких $\frac{1}{\omega C_H} \ll R_H$ для

забезпечення ефективної фільтрації високочастотних складових струму;

$\frac{1}{\Omega_b C_H} \gg R_H$, для зменшення амплітудно-частотних спотворень верхніх частот корисного сигналу.

Схеми транзисторних детекторів аналогічні схемам резистивних каскадів посилення з урахуванням виконання цих двох вимог (рисунок 1.13).

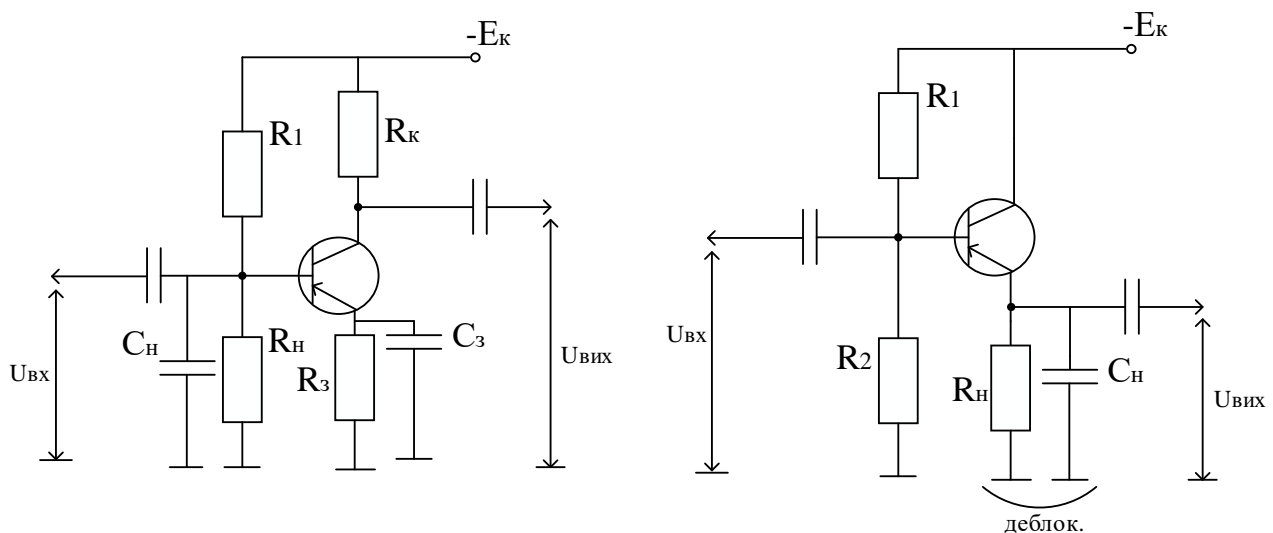


Рисунок 1.13 – Схеми колекторного та емітерного детекторів

Суттєвим недоліком транзисторних схем детектування є більші величини нелінійних спотворень, але на практиці транзисторні схеми детектування використовують для раціонального використання переваг транзисторних схем: можливість роботи за малих вхідних напругах U_b , великого вхідного опору (в емітерному детекторі) і значного коефіцієнта передавання в колекторних схемах детекторів [2, 3].

2 ДЕТЕКТУВАННЯ СИГНАЛІВ ІЗ КУТОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

2.1 Принципи побудови детекторів

Кутовою модуляцією називають модуляцію несучої, коли змінюваними параметрами є частота і фаза коливань.

За частотної модуляції відхилення частоти модульованого сигналу змінюється пропорційно миттєвим значенням коливання, що модулює.

За фазової модуляції фаза коливання змінюється пропорційно миттєвим значенням модулюючого сигналу.

Частотним детектором (ЧД) називають детектор, напруга на виході якого пропорційна відхиленню миттєвого значення частоти вхідного сигналу від певного середнього значення (рисунки 2.1, 2.2).

Фазовий детектор – детектор, напруга на виході якого залежить від різниці фаз двох вхідних сигналів однакової частоти [1, 7].

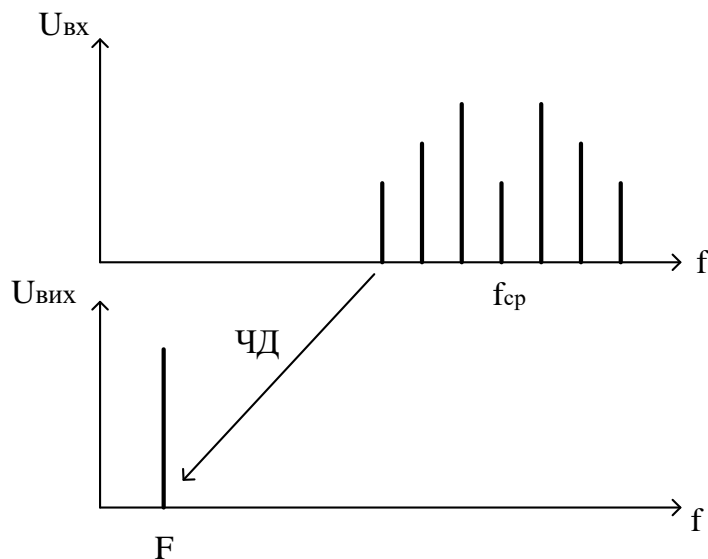


Рисунок 2.1 – Перетворення модульованого сигналу за частотного детектування

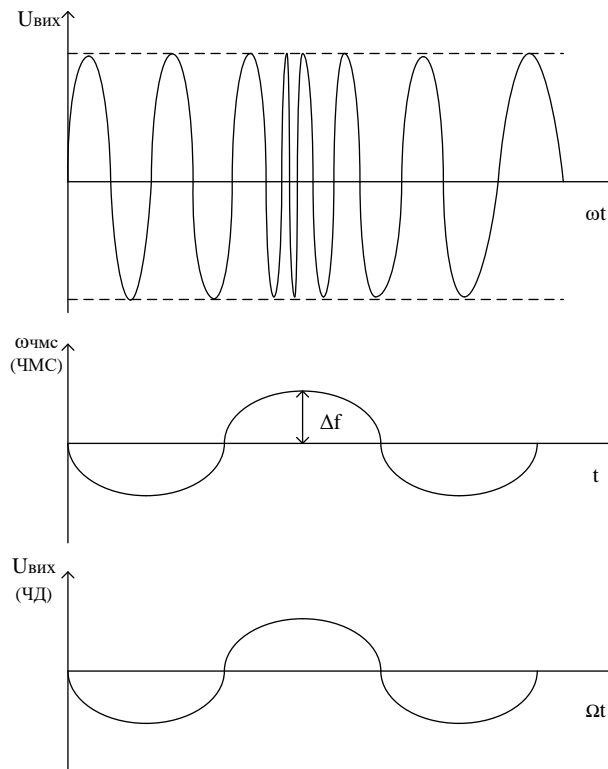


Рисунок 2.2 – Зміна параметрів частотно-модульованого коливання

За детектування сигналів із кутовою модуляцією відбувається зміна спектра коливань, тому в складі детекторів необхідно використовувати нелінійні елементи. Оскільки нелінійні елементи не реагують на зміну частоти або фази несучого коливання, безпосереднє детектування таких сигналів неможливе. Необхідно перетворити кутову модуляцію в інші види модуляції, які можна детектувати. Однак при цьому необхідно враховувати, що амплітуда сигналів із кутовою модуляцією залишається незмінною, хоча в процесі передавання сигнал зазнає впливу адитивних завад, які можуть викликати зміну амплітуди коливань.

На рисунку 2.3 зображено дію обмежувача амплітуд.

За детектування такого сигналу можлива поява додаткової завади, тому в складі детекторів використовують обмежувачі амплітуд (ОА), які усувають паразитну амплітудну модуляцію. При цьому $U_{вих\text{ОА}} \approx const$, і дія завад не буде проявлятися.

Зміна форми сигналу не є принциповою, оскільки передане повідомлення міститься в зміні частоти або фази коливань.

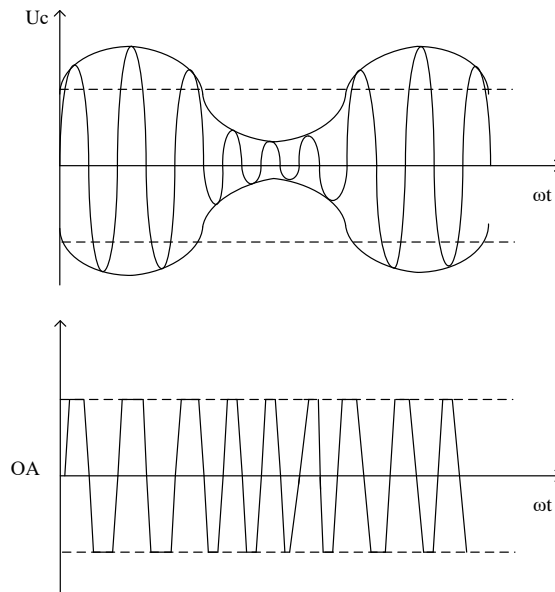


Рисунок 2.3 – Дія обмежувача амплітуд у складі частотного детектора

Структурна схема детекторів сигналів з кутовою модуляцією містить обмежувач амплітуд, перетворювач модуляції, нелінійний елемент і фільтр (рисунок 2.4) [3, 5].

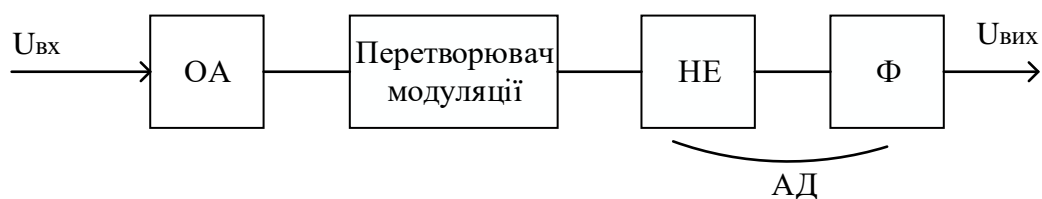


Рисунок 2.4 – Структурна схема типового частотного детектора

Основними характеристиками і параметрами детекторів сигналів із кутовою модуляцією є:

- 1 Детекторна характеристика $\Delta U_{вих} = F(f)$ за $U_0 = const.$
- 2 Крутизна детекторної характеристики $S_{чд} = \Delta U / \Delta f.$

3 Діапазон частот $\Delta f_{\text{лін}}$, за якого детекторна характеристика достатньо лінійна в межах девіації частоти.

4 Вхідний опір $R_{\text{вх}} = U_0/I_0$. У діодних схемах залежить від опору навантаження $R_{\text{н}}$, у транзисторних схемах - схеми вмикання транзистора.

5 Мінімальне $U_{0\text{мін}}$ та максимальне $U_{0\text{мак}}$ значення амплітуди вхідного сигналу, за яких гарантовані основні якісні показники.

6 Вихідний опір, визначений властивостями детектора, $R_{\text{вих}} = \frac{U_{\Omega}}{I_{\Omega}}$.

7 Амплітудно-частотні та нелінійні спотворення у схемах розглянуті на прикладі діодних детекторів у підрозділах 1.3 і 1.4.

2.2 Частотно-амплітудні детектори

Залежно від прийнятої схеми перетворення частотно модульованих сигналів розрізняють частотно-амплітудний (ЧАД), частотно-фазові (ЧФД) і частотно-імпульсні (ЧІД) детектори.

У ЧАД зміна частоти сигналу перетворюється у відповідну зміну амплітуди коливань із подальшим детектуванням амплітудно-частотно-модульованого коливання у звичайних амплітудних детекторах (рисунок 2.5).

Перетворення частотної модуляції в амплітудну може бути виконано за допомогою будь-якого лінійного електричного кола, що має передавальну функцію, що залежить від частоти. Таку передавальну функцію має інтегруюче та диференціуюче кола, а також резонансний контур. Викликаючи зміну амплітуди, що залежить від частоти, лінійне коло з коефіцієнтом передавання $K(\omega)$ і лінійною фазочастотною характеристикою не змінює частоту коливання вхідного сигналу, тому на її виході отримують коливання, що змінюється одночасно за частотою та амплітудою.

Для цього в ЧАД використовують властивості коливальних контурів, розстроєних відносно середньої частоти коливань.

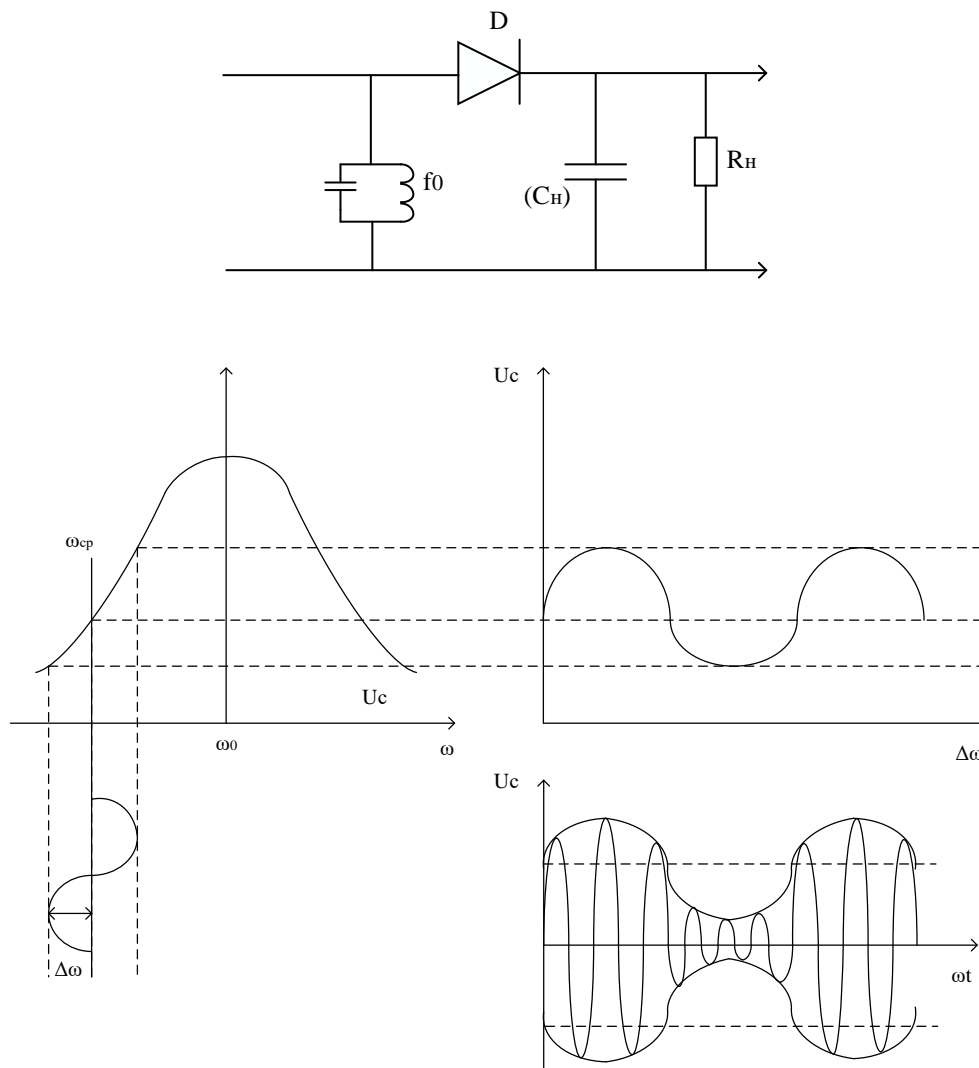


Рисунок 2.5 – Структурна схема та характеристики частотно-амплітудного детектора

Якщо $f_{ср}$ відповідає середині лінійної ділянки АЧХ контуру, то виникає супутня АМ, за якої зміна амплітуди напруги на контурі відповідає закону зміни частоти вхідного сигналу.

Надалі для детектування використовують звичайний амплітудний детектор.

Контур $L_k C_k$ має резонансну частоту ω_0 . Величину розстроювання $\omega_0 - \omega_c$ вибирають так, щоб отримати максимальну крутизну перетворення.

Перевагою такого детектора є простота схеми та її налаштування, а недоліком – вузька смуга пропускання, що призводить до великих нелінійних спотворень за детектування сигналів із широким спектром. Розширити смугу пропускання, підвищити лінійність детекторної характеристики і зменшити нелінійні спотворення дають змогу ЧД із двома взаємно розстроєними контурами.

Такий детектор називають балансним, він складається з двох детекторів на діодах VD_1 та VD_2 . Резонансний контур $L_1 C_1$ має резонансну частоту вище за проміжну на Δf , а контур $L_2 C_2$ – нижче за проміжну на Δf . Детектори ідентичні, але їхнє навантаження ввімкнено зустрічно, тому вихідні напруги детекторів протилежні за знаком. Вихідною є сумарна напруга, що знімають із двох резисторів. У результаті формується детекторна характеристика. За поточної частоти сигналу, близької до проміжної, детекторні характеристики окремих детекторів нелінійні. Однак у результаті віднімання вихідних напруг детекторів загальна детекторна характеристика лінійна і проходить через нуль за частоти, що дорівнює проміжній. Смуга пропускання балансного детектора приблизно вдвічі ширша за смугу пропускання ЧД з одиночним контуром.

2.3 Частотно-фазові детектори

У частотно-фазових детекторах (рисунок 2.6) зміна частоти сигналу перетворюється в зміну фазового зсуву. Найбільшого поширення набули ЧФД за схемою частотного дискримінатора.

На схемі рисунка 2.6 каскад на транзисторі виконує функції підсилювача-обмежувача амплітуд для усунення паразитної АМ ЧМС.

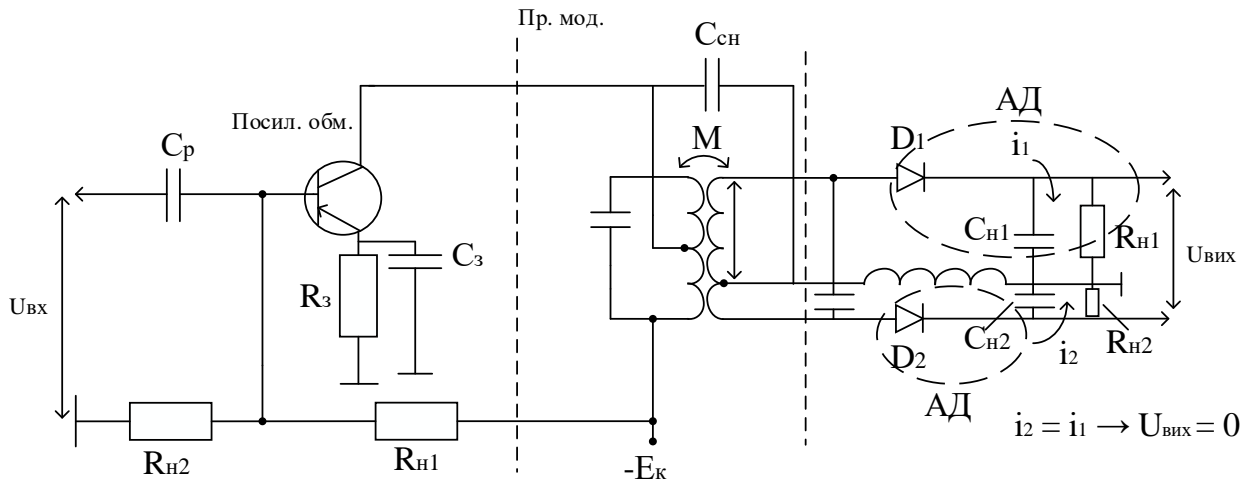


Рисунок 2.6 – Схема частотно-фазового детектора

У схемі частотного детектора зі зв'язаними контурами до вторинного контуру симетрично відносно середньої точки підключено два діодних детектори з ідентичними параметрами $R_{н1} = R_{н2}, C_{н1} = C_{н2}$.

На кожному з діодів діють напруги $\vec{U}_{\delta 1} = \vec{U}_1 + 0.5\vec{U}_2$ та $\vec{U}_{\delta 2} = \vec{U}_1 + 0.5\vec{U}_2$ як векторна сума двох напруг. Напряга $U_{\delta 1}$ знімається з первинного контуру і подається на кожен із діодів з однаковою фазою. Індуктовані напруги кожної половини котушки індуктивності $0,5U_2$ та $0,5U_2$ є протифазними. На резонансній частоті вторинного контуру $\omega_0 = \omega_{\text{ср}}$ частотно-модульованого коливання опір має активний характер і струм I_2 збігається за фазою зі струмом I_1 . Сумарна напруга на кожному з діодів однакова, а коливання є протифазними.

Якщо $\omega_c > \omega_0$, то характер опору вторинного контуру буде індуктивним, струм I_2 відстає від ЕРС E_{21} , а напруги $\frac{1}{2}\vec{U}'_2$ та $\frac{1}{2}\vec{U}''_2$ зсунуті на кут 90° відносно струму.

Векторна сума напруг $U_{g1} > U_{g2}; \rightarrow i_1 > i_2$, і виникає різниця потенціалів на виході схеми.

Якщо $\omega_c < \omega_0$ – характер контуру ємнісний; I_2 випереджає E_{21} , $U_{g1} < U_{g2}$, що призведе до зміни полярності напруги на виході схеми.

Отже, при подачі на вхід детектора частотно модульованих сигналів на виході формується змінна низькочастотна напруга.

Система зв'язаних контурів, кожен із яких налаштований на $\omega_0 = \omega_{cp}$, перетворює зміну частоти коливань у зміну фазового зсуву між двома складовими напруги, що подається на кожен із детекторів. До кожного з контурів підключено:

$$\vec{U}_{g1} = \vec{U}_1 + \frac{1}{2}\vec{U}'_2;$$

$$\vec{U}_{g2} = \vec{U}_1 + \frac{1}{2}\vec{U}''_2,$$

де U_1 – напруга, що надходить на діоди через конденсатор C_{iB} з однаковою фазою на кожний з діодів;

$\frac{1}{2}\vec{U}'_2$, $\frac{1}{2}\vec{U}''_2$ – напруги, індуковані в обмотці котушки індуктивності вторинного контуру, які є протифазними.

Параметри детектора обрано так, що $\frac{1}{2}\vec{U}'_2 = \frac{1}{2}\vec{U}''_2$, $R_{H1} = R_{H2}$, тоді векторна діаграма струмів і напруг у детекторі для випадку $\omega_0 = \omega_{cp}$ наведена на рисунку 2.7.

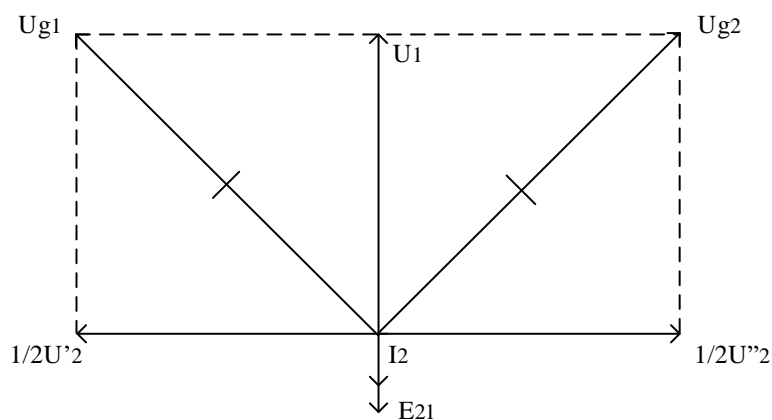


Рисунок 2.7 – Векторна діаграма струмів і напруг в детекторі

Оскільки за умови $\omega_c = \omega_0$ характер опору вторинного контуру є чисто активним, то I_2 збігається за фазою з індукованою ЕРС E_{21} . Падіння напруги на котушці індуктивності зсунуті на кут 90° і є протифазними.

Результуюча напруга на діодах $U_{g1} = U_{g2}$, за рівності параметрів детекторів струми i_2 та i_1 рівні, і будуть однаковими потенціали в точках А і В, тому напруга на виході детектора дорівнюватиме нулю.

Якщо $\omega_c > \omega_0$ (індуктивний характер, контур послідовний) (рисунок 2.8), то

$$U_{g1} > U_{g2};$$

$$i_1 > i_2;$$

$$U_{\text{вих}} \neq 0 \uparrow;$$

$$\omega_c < \omega_0, \text{ навпаки, } U_{g1} < U_{g2}.$$

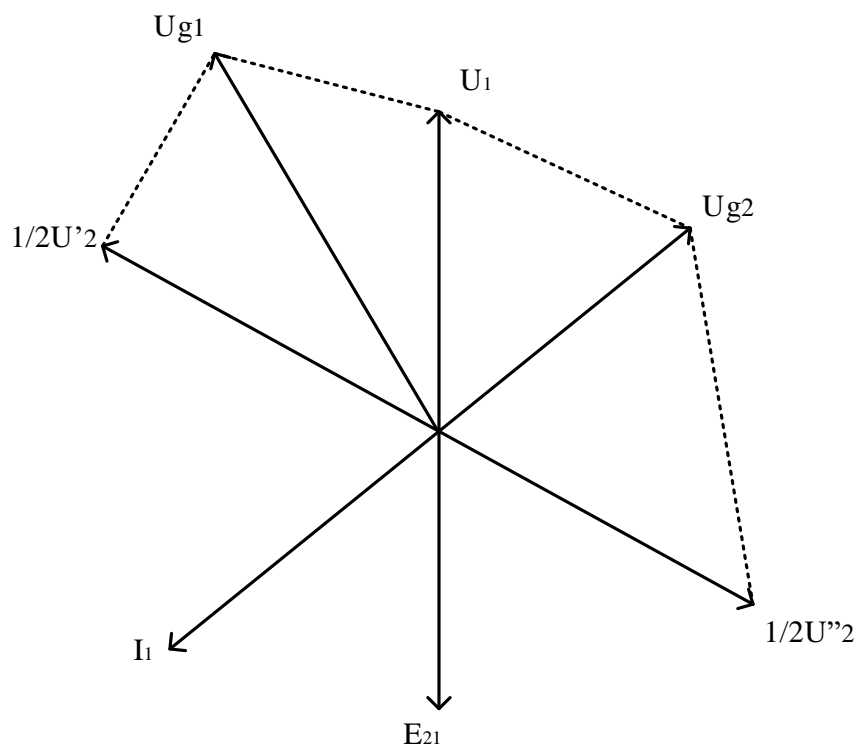


Рисунок 2.8 – Векторна діаграма струмів і напруг при індуктивному характері коливального контуру

Детекторна характеристика являє собою залежність $U_{\text{вих}} = \varphi(f_c)$ (рисунок 2.9). $U_{\text{вих}} = \varphi(\Delta f)$ – у нормованому вигляді. $\Delta f = |f_c - f_{\text{ср}}|$.

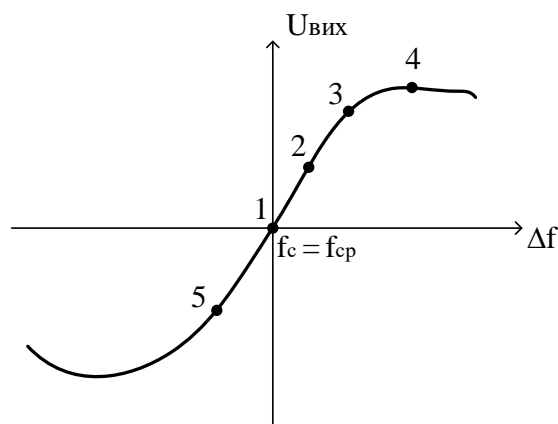


Рисунок 2.9 – Детекторна характеристика частотно-фазового детектора

Характер детекторної характеристики визначено особливостями фазо- частотної характеристики (ФЧХ) контурів. За різного співвідношення частот f_c і $f_{\text{ср}}$ змінюються характер реактивного опору і полярність напруги (точки 2 і 5). За значного розстроювання контурів ФЧХ нелінійна, нелінійна і детекторна характеристика, і в подальшому $U_{\text{вих}}$ не збільшується (точка 4).

Недоліками схем ЧФД є необхідність використання досить високої проміжної частоти (не менше 2 МГц); значна нелінійність і несиметричність детекторної характеристики. В останні роки все більше використовують частотно-імпульсні детектори.

2.4 Частотно-імпульсні детектори

У частотно-імпульсних детекторах частотно модульовані коливання перетворюються в послідовність імпульсів із незмінною амплітудою і

тривалістю, частота проходження яких залежить від частоти вхідного сигналу.

Структурна схема включає елементи, наведені на рисунку 2.10.

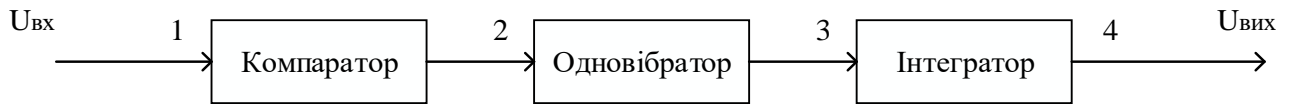


Рисунок 2.10 – Структурна схема частотно-імпульсного детектора

Часова діаграма, яка пояснює перетворення в частотно-імпульсному детекторі наведена на рисунку 2.11.

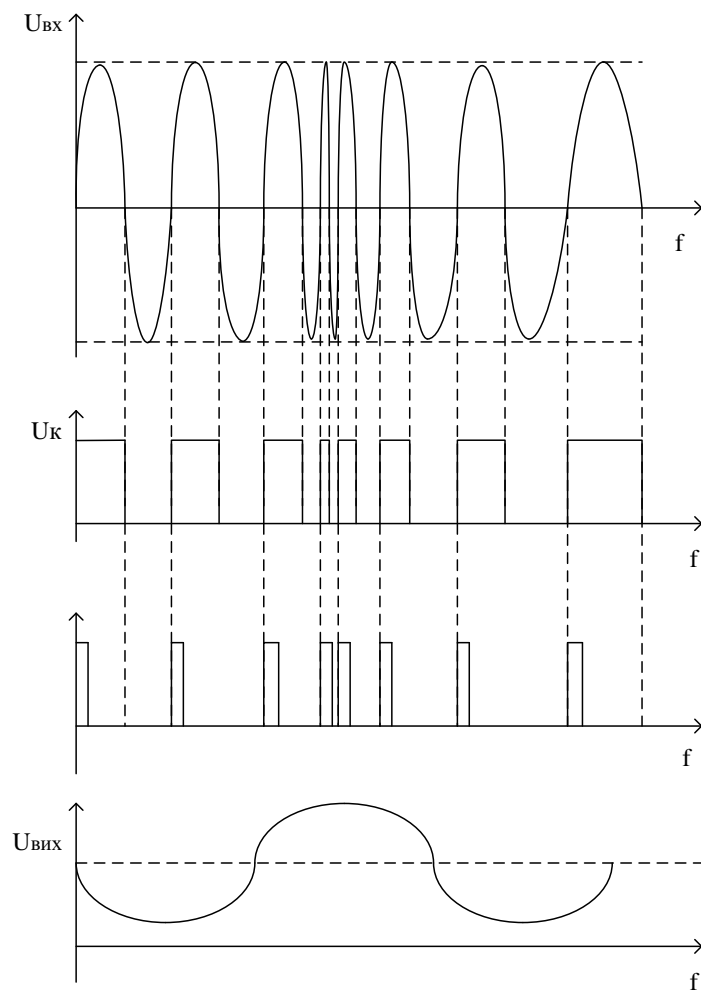


Рисунок 2.11 – Часова діаграма роботи частотно-імпульсного детектора

Компаратор виконує функції порогового пристрою, формуючи імпульси, тривалість яких t_u пропорційна часу, протягом якого вхідний сигнал перевищує нульове значення.

Вібратор формує імпульси однакової тривалості, частота проходження яких пропорційна частоті вхідного сигналу.

Інтегратор усереднює послідовність імпульсів, формуючи вихідний сигнал.

Основні переваги ЧІД:

- 1) можливість вибору низької проміжної частоти ($f_{пр} \approx 100$ кГц);
- 2) висока лінійність детекторної характеристики;
- 3) висока ефективність усунення паразитної амплітудної модуляції;
- 4) незалежність результату детектування від нестабільності несівної частоти;
- 5) можливість реалізації детекторів на елементах імпульсної техніки в інтегральному виконанні.

2.5 Фазові детектори

У схему фазового детектора подано два коливання: вхідне модульоване та опорне – однакової частоти. Напряга на виході залежить від різниці фаз двох сигналів рівної частоти.

У фазовому детекторі напряга сигналу U_c і опорна U_{on} складаються послідовно, а сума напруг подається на амплітудний детектор. Додавання таких коливань можна зробити, скориставшись методом векторних діаграм. Амплітуду результуючого коливання можна знайти за теоремою косинусів. З додаванням двох синусоїдальних напруг однакової частоти амплітуда сумарної напруги залежить від різниці фаз цих коливань.

$$\sum U = \sqrt{U_{on}^2 + U_c^2 + 2U_{on} \cdot U_c \cos\varphi}. \quad (2.1)$$

Отже, вихідна напруга є промодульованою за амплітудою згідно з законом зміни фази між опорною напругою і напругою сигналу, тож це амплітудно-фазовий детектор. Далі цю напругу детектує звичайний амплітудний детектор.

У деяких роботах, схеми в яких – два входи та один вихід, за формулою (2.1), часто називають помножувачами сигналів. Схема одноконтурного фазового детектора наведена на рисунку 2.12.

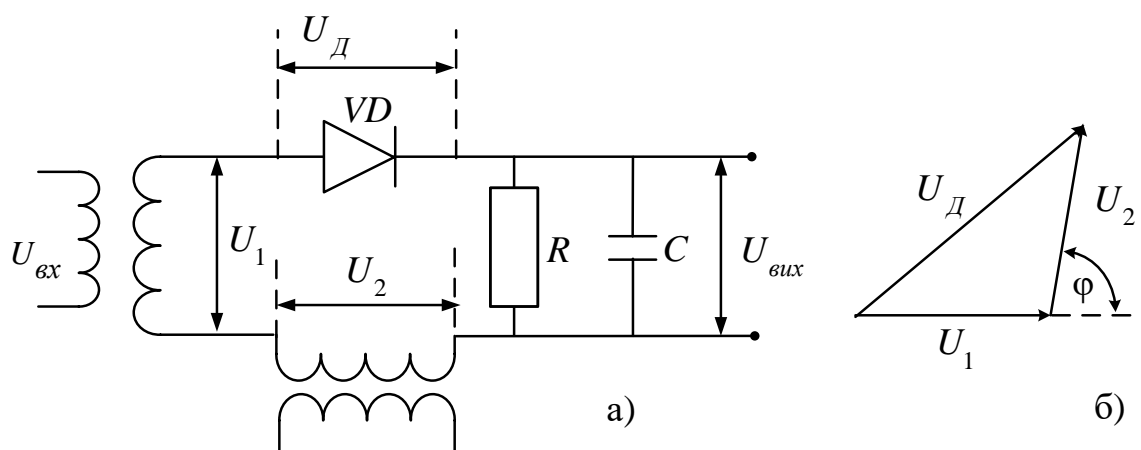


Рисунок 2.12 – Одноконтурний фазовий детектор

У схемі на рисунку 2.12 діод VD та елементи R і C діють як амплітудний детектор із коефіцієнтом передавання $K_{\dot{A}} = \cos\Theta$.

Напруга на виході ФД

$$U_{\text{вих}} = K_A \cdot U_A = \cos\Theta \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos\varphi}. \quad (2.2)$$

Детекторна характеристика ФД є залежністю вихідної напруги від різниці фаз між сигналом і опорною напругою

$$U_{\text{вих}} = F(\varphi).$$

Як видно з рисунка, залежність вихідної напруги $U_{\text{вих}} = F(\varphi)$ від різниці фаз φ є нелінійною. Тільки на невеликій ділянці $\varphi = \frac{\pi}{2}$ детекторну характеристику практично можна вважати лінійною.

Розширити лінійну ділянку детекторної характеристики дають змогу схеми балансних фазових детекторів.

Схема балансного ФД (рисунок 2.13, а) складається з двох одноктактних фазових детекторів, вихідні кола яких ввімкнені назустріч одне одному. Тому робота схеми загалом не відрізняється від роботи одноктактного ФД. Амплітудно-фазова детекторна характеристика балансного ФД наведені на рисунку 2.13, б.

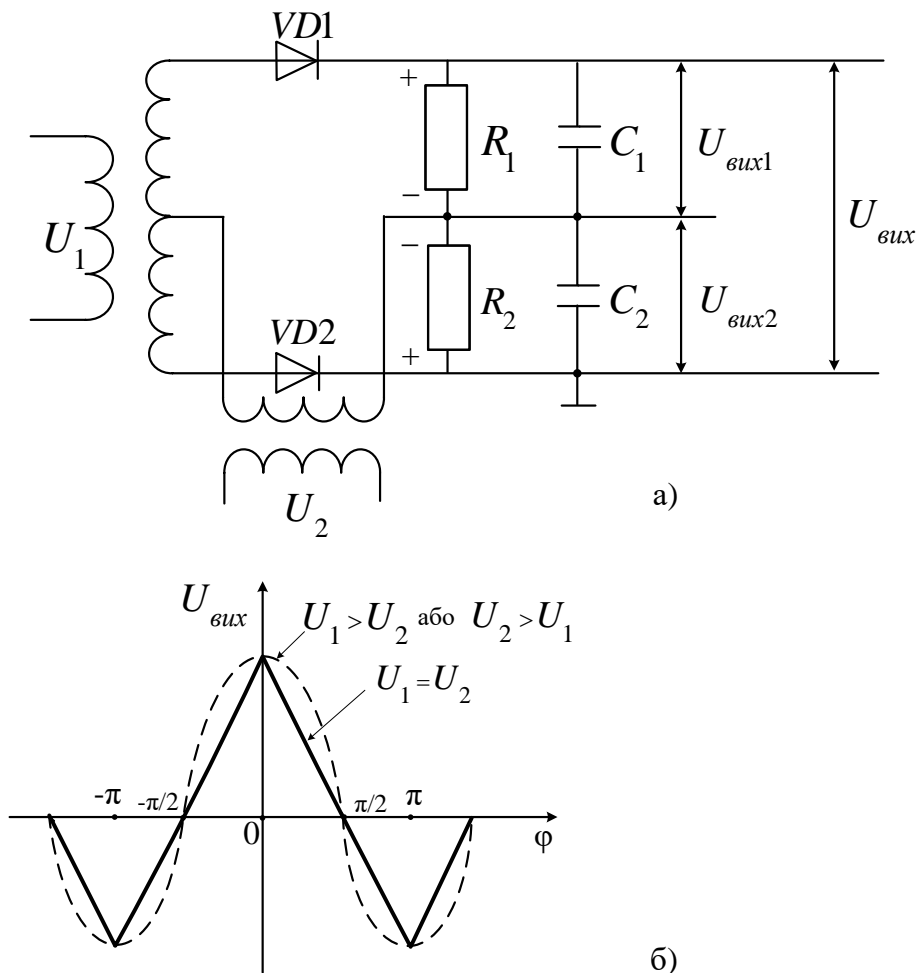


Рисунок 2.13 – Балансний фазовий детектор:

а – структурна схема балансного фазового детектора; б – детекторна характеристика фазового детектора)

Векторна діаграма процесів в баланському фазовому детекторі наведена на рисунку 2.14.

Напругу корисного сигналу $U_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ подають на діоди в протифазі, напругу опорного сигналу $U_2 = U_{m2} \cos(\omega_1 t + \varphi_2)$ – у фазі.

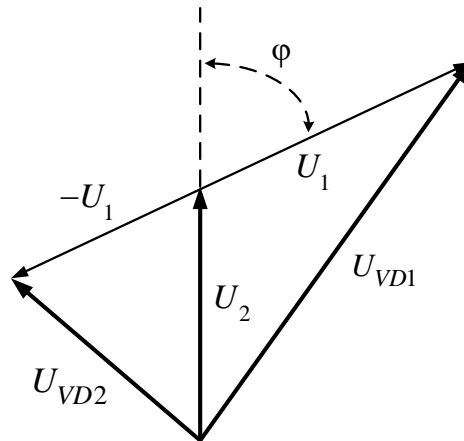


Рисунок 2.14 – Векторна діаграма ФД

Рівняння амплітудно-фазової характеристики балансного ФД:

$$U_{\text{вих}} = K_A \cdot \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos\varphi} - \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos\varphi} \quad (2.3)$$

Форма амплітудно-фазової характеристики ФД залежить від відношення амплітуд сигналу та опорної напруги (рисунок 2.13, б). За виконання умови $U_1 = U_2$ детекторна характеристика ФД стає практично лінійною [3, 5].

Практично безпосередньо для передавання аналогових сигналів фазову модуляцію використовують рідко. Найчастіше використовують фазові методи маніпуляції для передавання дискретних сигналів.

При цьому параметром, який змінюється при передаванні імпульсів, є фаза несінного коливання. ФМн сигнал на інтервалі, який дорівнює періоду коливань, являє собою послідовність, що відрізняється значенням фази.

3 ДЕТЕКТУВАННЯ ДИСКРЕТНИХ СИГНАЛІВ

Основними ознаками дискретних сигналів є переривистість у часі та обмежена кількість значень, що може приймати дискретний сигнал. У найпростішому випадку це двійковий сигнал, який може набувати значення 0 або 1.

Відеоімпульси є імпульсами постійного струму (напруги), можуть бути як позитивними, так і негативними. Мають у спектрі постійну складову. Передавання радіоканалами можливе лише у формі радіоімпульсів. Радіоімпульси – це високочастотні коливання електричного струму або напруги, амплітуда і тривалість яких залежать від параметрів коливань, що модулюють.

Певна послідовність радіоімпульсів дає змогу сформувати необхідну кодову комбінацію цифрових сигналів.

Модуляцію гармонійної несівної частоти дискретним передаваним сигналом називають маніпуляцією. Відповідно до трьох параметрів несівного коливання розрізняють амплітудну АМн, частотну ЧМн та фазову ФМн маніпуляції. У результаті маніпуляції формуються двійкові радіоімпульси. Детектування імпульсів здійснюється у відповідних схемах детекторів.

Якщо цифрова послідовність імпульсів змінює лише амплітуду несівного коливання, цей процес називають амплітудною маніпуляцією. Для цифрового розряду з високим логічним рівнем «1» передається несівна з максимальною амплітудою. Для розряду з низьким логічним рівнем «0» несівна вимикається. Амплітудна маніпуляція може бути виконана з використанням декількох прирощень амплітуди несівної. Оскільки завади в каналі передавання майже завжди є адитивними, багатозначна АМн найбільш схильна до спотворень.

За детектування вхідний сигнал перетворюється на послідовності постійного струму. Після фільтра послідовності надходять на порогові пристрої, де порівнюються з пороговим рівнем для ухвалення рішення про передавання символу. У пороговому пристрої разом із ухваленням рішення формуються прямокутні імпульси.

За частотної маніпуляції (ЧМн або FSK) змінюються частоти несінного коливання з передаванням «0» або «1». За двійкової частотної маніпуляції сигнали передаються за допомогою частот f_1 та f_2 .

Застосування сигналів із частотною маніпуляцією забезпечує вищу надійність порівняно з амплітудною маніпуляцією за відносно простих схем детектування.

Зміна окремих частот може бути виконана двома способами. Найпростіший метод полягає в перемиканні двох генераторів із різними частотами f_1 і f_2 . Цей метод відомий як «жорстка» частотна маніпуляція. Оскільки фазовий кут між окремими генераторами може бути довільним (початкова фаза незалежна для кожного генератора), у момент перемикання має місце перехідний процес, що зумовлює переривисту фазову характеристику.

Через високі вимоги до смуги частот найбільш використовуваним є частотно-маніпульований сигнал із безперервною фазовою характеристикою. Такий метод модуляції відомий як частотна маніпуляція без розриву фази (CPFSK). У цьому випадку частотна маніпуляція здійснюється від одного генератора несінної частоти за рахунок переналаштування коливальної системи без розриву фази.

За фазової маніпуляції (ФМн або BPSK, Binary PSK PSK) фаза несінного коливання змінюється відповідно до послідовності імпульсів. Кожному передаваному символу призначений визначений фазовий кут. Усі види фазової маніпуляції ґрунтуються на двійковій фазовій маніпуляції (ФМн-2 або 2-PSK), яка також називається двійковою маніпуляцією

(BPSK), за якої інформаційним символам «1» і «0» відповідають сигнали, фаза одного з яких співпадає з фазою несівного коливання, а другого – протифазна.

Для демодуляції ФМн сигналів потрібне опорне коливання (синхронне та синфазне з несівним коливанням), яке зазвичай відновлюється з ФМн сигналу. Для цього використовують передавання спеціальних «маркерних» посилок. За демодуляції ФМн сигналів може виникати явище так званої «зворотної роботи», коли протягом деякого інтервалу часу всі посліди «1» на виході детектора перетворюються в «0» і навпаки. Це явище усунуто у схемах відносної ФМн (DPSK, Differential PSK), за якої фаза попереднього модульованого імпульсу не змінюється в разі надходження символу «0» інформаційної послідовності та змінюється на протилежну в разі надходження символу «1».

Фазоманіпульовані на 180^0 сигнали є протилежними, що визначає їхню максимальну помітність і відповідно максимальну завадостійкість зв'язку.

Детектування радіоімпульсів передбачає отримання відеоімпульсу відповідної тривалості. За детектування обвідної радіоімпульсів можна використовувати раніше розглянуті детектори.

У приймачі (демодуляторі) дискретних сигналів сигнали оброблені, детектовані, проаналізовані, після чого ухвалюють рішення про переданий сигнал.

У результаті детектування необхідно отримати послідовність імпульсів, яка б мінімально відрізнялася від переданої комбінації. При прийманні дискретних сигналів смугу пропускання радіотракту вибирають такою, щоб не було суттєвого впливу на форму відеоімпульсу [4, 5].

В обмеженій смузі пропускання резонансна система приймача спотворює передаваний імпульсний сигнал, що проходить через нього. Безпосередньо у схемі детектування також можливі спотворення відеоімпульсів.

У детекторі радіоімпульсів відбувається два перехідних процеси: спотворюється фронт продетектованої напруги при подачі радіоімпульсу на вхід детектора, змінюється спад продетектованого імпульсу після закінчення дії радіоімпульсу. За стрибкоподібної зміни амплітуди, частоти або фази радіоімпульсу встановлення продетектованої напруги відбувається поступово.

Процес наростання фронту пов'язаний із зарядом конденсатора C_n через діод, який має порівняно малий опір. Після закінчення дії радіоімпульсу конденсатор C_n розряджається через резистор R_n , і E_d напруга на виході детектора спадає за експонентою.

Імпульс постійного струму на навантаженні детектора характеризується такими основними параметрами: амплітудою U_m , спадом вершини ΔU , часом встановлення t_{qc} , часом спаду t_c .

На рисунку 3.1 наведено імпульс постійного струму на навантаженні детектора та його основні параметри.

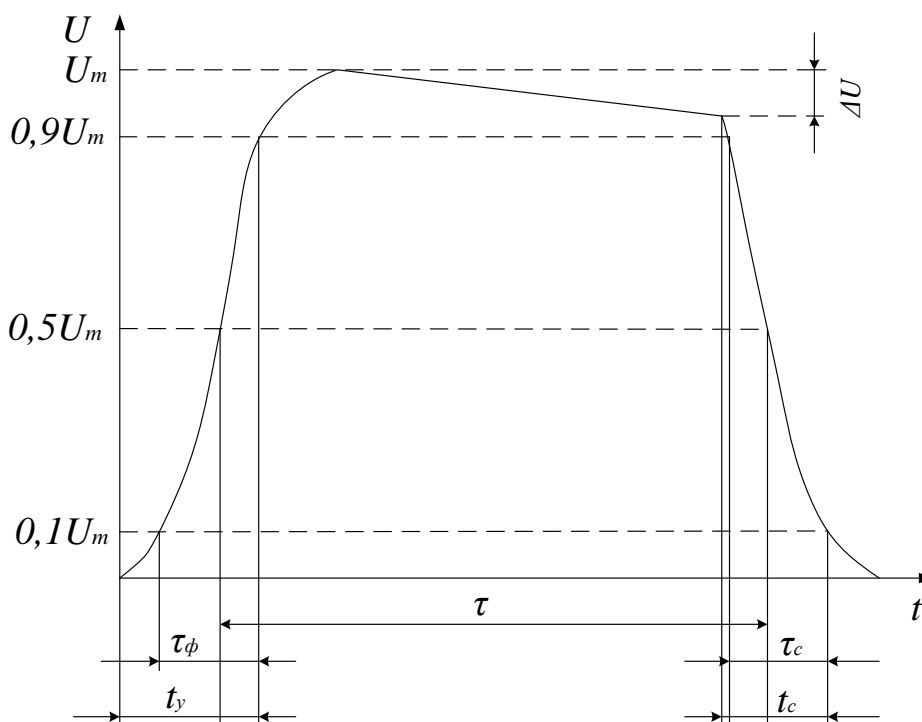


Рисунок 3.1 – Відеоімпульс на виході детектора

Процес спаду пов'язаний із розрядом конденсатора C_n через резистор R_n з великим опором, тому спад продетектованого імпульсу спотворюється більше, ніж фронт. Спад продетектованого імпульсу відбувається за експонентою відповідно до формули

$$E_o = E_{чс} \cdot e^{\frac{-t}{R_n C_n}}. \quad (3.1)$$

Час процесу спаду $t_{сп} = 2,3R_n C_n$. Вважають допустимим, що $t_{сп} = 0,25t$. Постійна часу навантаження $t_{сп} = R_n C_n = 0,1t$.

На виході детектора утворюється послідовність певною мірою розтягнених у часі імпульсів, які частково перекриваються. Явище спотворення імпульсів, що полягає у взаємному впливі імпульсів, називають міжсимвольною інтерференцією. При цьому існує ймовірність помилкового приймання комбінації імпульсів.

Функціональні схеми демодуляторів при прийманні цифрових ЧМ або ФМ сигналів порівняно з розглянутими в другому розділі схемами відрізняються додаванням вирішуючого пристрою порогового типу.

Структурна схема на прикладі детектування частотно маніпульованих сигналів наведена на рисунку 3.2.

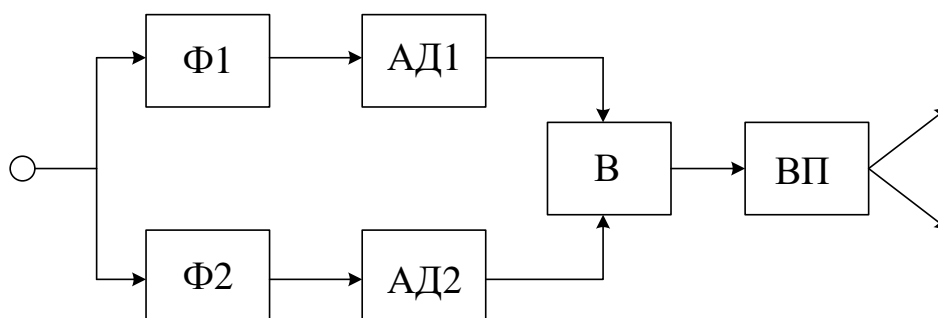


Рисунок 3.2 – Структурна схема детектора частотно маніпульованих сигналів

Приймач двійкових ЧМ-сигналів по обвідній складається з вузькосмугових фільтрів Φ_1 і Φ_2 , амплітудних детекторів АД₁ і АД₂, віднімаючого пристрою і вирішуючого пристрою ВП. Фільтри Φ_1 та Φ_2 налаштовані на частоти f_1 та f_2 елементарних посилок (одиниці та нулі).

Допустимість спотворення форми детектованих сигналів (її відновлювати необов'язково, тому що вона відома) дає змогу знизити вимоги до лінійності детекторної характеристики.

Аналіз параметрів сигналів, що надходять, і ухвалення рішення про переданий сигнал за їхньою відмінністю відбувається у вирішуючому пристрої. Для двійкових сигналів це зазвичай порівнюючий пристрій.

Фазові детектори двійкових сигналів працюють аналогічно, формуючи у вирішуючому пристрої позитивні чи негативні імпульси.

Фазово та частотно маніпульовані двійкові сигнали широко використовують у системах передавання даних, оскільки забезпечують високу завдостійкість за рахунок підвищеної різниці позитивних і негативних посилок [8, 9].

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

- 1 Функції детектора в складі радіоприймача.
- 2 Як забезпечено виділення низькочастотного коливання в навантаженні детектора?
- 3 Який амплітудний детектор називають квадратичним?
- 4 Як забезпечити лінійний режим роботи детектора?
- 5 Як впливає опір навантаження діодного детектора на кут відсікання?
- 6 Як впливає опір навантаження на коефіцієнт передавання діодного детектора?
- 7 Чому за лінійного режиму роботи детектора зменшуються нелінійні спотворення?
- 8 Як зменшити амплітудно-частотні спотворення в області верхніх частот амплітудного детектора?
- 9 Як змінюється коефіцієнт передавання діодного детектора зі зменшенням опору навантаження?
- 10 Які недоліки поділу навантаження діодного детектора на дві частини?
- 11 Як змінюються частотні спотворення в області нижніх частот корисного сигналу зі збільшенням ємності конденсатора C_p ?
- 12 Переваги поділу навантаження детектора на дві частини.
- 13 Як змінюються спотворення в області верхніх частот корисного сигналу зі збільшенням ємності конденсатора навантаження C_n ?
- 14 Які фактори сприяють зменшенню нелінійних спотворень за детектування радіосигналів?
- 15 Фактори, які сприяють зменшенню шунтуючої дії вхідного опору діодного детектора.

- 16 Навіщо використовувати обмежувачі амплітуд у складі частотного детектора?
- 17 Чому частотну модуляцію сигналу використовують в УКХ діапазоні?
- 18 Які види перетворювачів сигналів використовують у схемах частотних детекторів?
- 19 Що таке коефіцієнт передавання детектора?
- 20 Що таке детекторна характеристика амплітудного детектора?
- 21 Що таке амплітудно-частотні спотворення сигналів?
- 22 Що таке нелінійні спотворення сигналів?
- 23 Причини амплітудно-частотних спотворень у схемах детекторів?
- 24 Причини нелінійних спотворень у схемах детекторів.
- 25 Як впливають амплітудно-частотні спотворення на приймання мовних сигналів?
- 26 Як впливають амплітудні спотворення на приймання мовних сигналів?
- 27 Як нормують величину амплітудно-частотних спотворень?
- 28 Як нормують величину нелінійних спотворень?
- 29 Що таке детекторна характеристика частотного детектора?
- 30 Особливості детектування дискретних сигналів.
- 31 Які причини спотворень за детектування дискретних сигналів?
- 32 Особливості детектування фазо-маніпульованих коливань.

Список літератури

- 1 ДСТУ 3254-95. Радіозв'язок. Терміни та визначення. Чинний 1996-07-01. Київ: Держстандарт України, 1996. 53 с.
- 2 Радіотелекомунікаційні технології: радіопередавальні та радіоприймальні пристрої / О. В. Гайдук, П. В. Слободянюк, В. Л. Булгач та ін. Ніжин: «Аспект-Поліграф», 2007. 319 с.
- 3 Конахович Г. Ф. Системи радіозв'язку. Київ: НАУ, 2011. 311 с.
- 4 Смирнов В. П. Засоби приймання і оброблення інформації. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. 75 с.
- 5 Смелянов В. В. Радіопередавальні та радіоприймальні пристрої: конспект лекцій з дисципліни «Системи мобільного зв'язку». Харків: ХНУРЕ, 2017. 163 с.
- 6 Слободянюк П. В., Благодарний В. Г., Ступак В. С. Довідник з радіомоніторингу. Ніжин: ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. 588 с.
- 7 ДСТУ 4184:2003. Радіостанції з кутовою модуляцією суходільної рухомої служби. Класифікація. Загальні технічні вимоги. Методи вимірювання. Чинний 2004-07-01. Київ: Держстандарт України, 2003. 50 с.
- 8 Сукачев Е. А. Стільникові мережі радіозв'язку з рухомими об'єктами. Одеса: ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2013. 256 с.
- 9 Standard ETSI 102361-1 v1.4.5. Elektromagnetik compatibility and Radio spectrum Matters. Digital Mobile Radio (DMR) Systems. Part1. DMR AIR Interfase hrotocol. France. ETSI, 2007.

А. О. Єлізаренко, Н. А. Корольова

ДЕТЕКТУВАННЯ РАДІОСИГНАЛІВ

Конспект лекцій

Відповідальний за випуск Єлізаренко А. О.

Редактор Ібрагімова Н. В.

Підписано до друку 05.07.2024 р.

Умовн. друк. арк. 2,75. Тираж . Замовлення № .

Видавець та виготовлювач Український державний університет
залізничного транспорту,

61050, Харків-50, майдан Фейєрбаха,7.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 6100 від 21.03.2018 р.