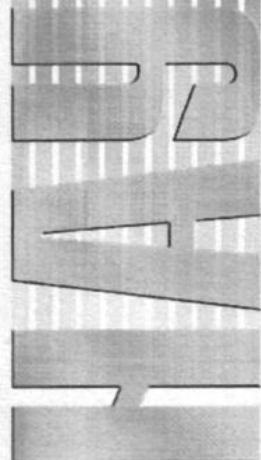


МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний авіаційний університет



VIVERE!
VINCERE!
CREARE!

**ЗАСОБИ ПРИЙМАННЯ ТА
ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ В
СИСТЕМАХ ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ
ІНФОРМАЦІЇ**

Модуль 1

Лабораторний практикум
для студентів напрямку підготовки 6.170102
«Системи технічного захисту інформації»

Київ 2014

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний авіаційний університет

ЗАСОБИ ПРИЙМАННЯ ТА ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ В
СИСТЕМАХ ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ
Модуль 1

Лабораторний практикум
для студентів напрямку підготовки
6.170102 "Системи технічного захисту інформації"

Київ 2014

УДК
ББК

Укладачі: В. А. Швець, Т. В. Мелешко

Рецензент

*Затверджено методично-редакційною радою
Національного авіаційного університету (протокол №
X/XX від XX.XX.XXXX р.).*

**Засоби приймання та обробки інформації в системах
технічного захисту інформації:** лабораторний практикум /
уклад. В. А. Швець, Т. В. Мелешко. – К.: НАУ, 2014. – 65
с.

У лабораторному практикуму наведено методи викладання лабораторних робіт, короткі теоретичні відомості, порядок виконання роботи.

Виконання робіт передбачає використання програмного забезпечення Multisim, якій є основою для моделювання процесів в засобах приймання інформації.

Лабораторній практикум призначений для студентів напряму підготовки 6.170102 "Системи технічного захисту інформації".

МОДУЛЬ №1 “СТРУКТУРИ ПРИСТРОЇВ ПРИЙМАННЯ ТА ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ”

Лабораторна робота № 1

Дослідження входних кіл засобів приймання інформації

Мета роботи: дослідження входних кіл радіоприймальних пристроїв, дослідження проходження сигналів через входні кола радіоприймальних пристроїв.

Короткі теоретичні відомості.

Вхідними колами (ВК, їх ще називають преселекторами) - називаються кола приймача, що зв'язують антену з першим підсилювальним або перетворювальним приладом. Основним призначенням ВК є передача корисного сигналу від антени до входу першого активного елемента (АЕ) і попередня фільтрація перешкод на частотах побічних каналів прийому, а також інтенсивних за рівнем перешкод.

Зазвичай ВК являє собою пасивний чотириполосник, що містить один або кілька резонаторів, зокрема коливальних контурів, налаштованих на частоту приймального сигналу. Найбільшого поширення набули одноконтурні ВК, особливо в приймачах зі змінним налаштуванням. Дво - та багатоконтурні ВК застосовуються лише при високих вимогах до вибірконості.

Вхідний пристрій визначається типами зв'язку з антенною і з першим каскадом приймача: безпосередній, ємнісний, трансформаторний, комбінований зв'язок.

Розглянемо еквівалентну схему ВК з трансформаторно-ємнісним зв'язком з антенною (рис. 1.1), на якому позначено: L_a , C_{aa} , R_a – еквівалентна індуктивність, ємність і опір антени, E_m – ЕРС, наведена в антені.

Як правило, в діапазоні частот аж до ультракоротких хвиль індуктивний і активний опір антени значно менше ємнісного, що дозволяє спростити схему на рис. 1.1 і привести її до вигляду показаному на рис. 1.2.

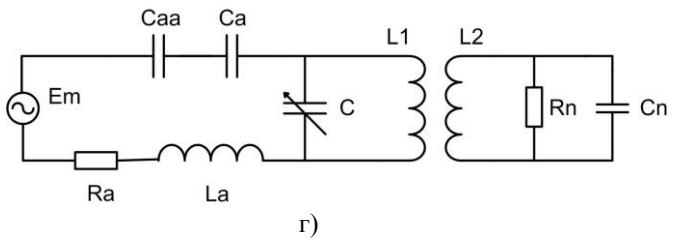
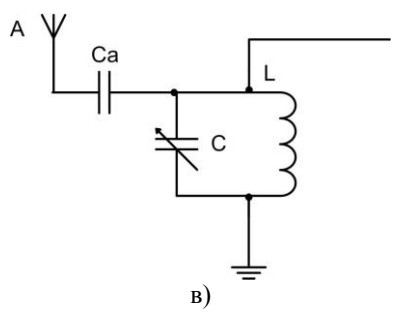
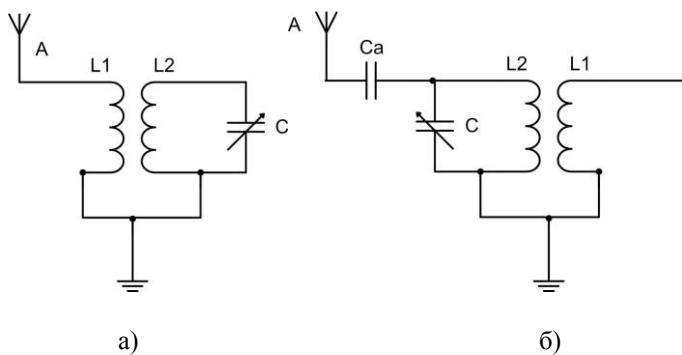


Рис. 1.1. Вхідне коло з трансформаторно-ємнісним зв'язком

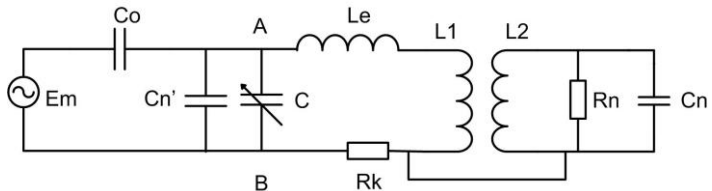


Рис. 1.2. Спрощена еквівалентна схема вхідного кола з трансформаторно-ємнісним зв'язком

У спрощеній схемі (рис. 1.2) $C_o = C_{aa} \times C_a / (C_{aa} + C_a)$; L_e – індуктивність розсіювання первинної обмотки трансформатора; $C_n' = n^2 C_n$ – приведена до первинної обмотки ємність навантаження C_n , де n – коефіцієнт трансформації; $R_n' = n^2 R_n$ – еквівалентний опір навантаження, прораховане паралельно контуру. Для перетворення його в послідовно включене, що більш зручно для подальшого аналізу, використовується формула: $R_p' = (\omega L_k)^2 / R_n' = (n \omega L_k)^2 / R_n$, де ω – резонансна частота контуру; $L_k = L_1 + L_e$; $C_k = C + C_n' + C_o$. Таким чином, $R_k = R_p' + (\omega \times L_k)^2 / n^2 \times R_n$.

Оскільки, як вказувалося вище, ємність конденсатора зв'язку C_a вибирається достатньо малою, струм, що надходить в паралельний коливальний контур, утворений елементами C_n' , C , L_e і R_n' , дорівнює

$$I_m = \omega \cdot C_o \cdot E_m \quad (1.1)$$

При резонансі струм I_m' в індуктивній або ємнісній гілці паралельного контуру дорівнює

$$I_m' = Q \cdot I_m \quad (1.2)$$

де $Q = \omega \times L_k / R_k = 1 / (\omega \times C_k \times R_k)$ – добротність контуру.

Після підстановки (1.1) в (1.2) отримаємо $I_m' = K_a \times E_m / R_k$, де $K_a = C_o / (C_o + C + C_n')$.

Напруга на первинній обмотці трансформатора $m \times U_m' = I_m' \times \omega \times L_1 = \omega \times L_1 \times K_a \times E_m / R_k$.

Напруга на виході приладу (на вторинній обмотці трансформатора) $U_m = \omega \times L_1 \times K_a \times E_m / n \times R_k$. Отже коефіцієнт передачі вхідного пристрою дорівнює

$$K = \frac{\omega \cdot N \cdot L_1 \cdot K_a}{R_k} = \frac{K_a \cdot (L_1)^2}{n \cdot R_k \cdot (C_k)^2} \quad (1.3)$$

Нехтуючи індуктивністю розсіювання, розглянемо два випадки:

- 1) активний опір обмотки $R_p = 0$;
- 2) активний опір набагато більше еквівалентного опору навантаження.

В першому випадку $R_k = (\omega \times L_k)^2 / n^2 \times R_n$ і

$$K = \frac{n \cdot C_0 \cdot R_n}{\sqrt{L_1 \cdot C_k}} \quad (1.4)$$

В другому випадку $R_p \gg R_p'$, отже, $R_k = R_p$ и

$$K = \frac{K_a \cdot \sqrt{L_1}}{n \cdot R_p} \quad (1.5)$$

Розглянемо випадок проходження АМ-сигналу через ВК.

Спектр АМ-сигналу складається з трьох компонентів: несучої і двох бічних коливань

$$E(t) = E_m (1 + M \sin \Omega t) \sin \omega t = E_m \sin \omega t - 0,5ME_m \cos(\Omega + \omega)t + 0,5ME_m \cos(\Omega - \omega)t, \quad (1.6)$$

де E_m – амплітуда несучої; $M \leq 1$ – коефіцієнт модуляції; ω , Ω – частота сигналу і частота модуляції. Для випадку установки коливального контуру на частоту сигналу струм на його виході визначається виразом

$$I(t) = \omega C_0 E_m \{ \sin \omega t - 0,5MA \cos[(\Omega + \omega)t - B] + 0,5MA \cos[(\Omega - \omega)t + B] \} \quad (1.7)$$

де – коефіцієнт зменшення модуляції; $C = 2Q\Omega/\omega$ – абсолютна величина узагальненої розстройки для верхньої та нижньої бічних частот; $B = \arctg C$.

З виразу (1.7) видно, що на верхній боковій частоті струм запізнюється, а на нижній він випереджає напругу на кут B , при цьому коефіцієнт модуляції зменшується відповідно з виразом:

$$m = M / \sqrt{1 + C^2}.$$

Порядок виконання роботи

1. Для схеми на рис. 1.3 зняти залежність АЧХ вхідного кола від коефіцієнта зв'язку між контурами кола, якщо $L_1=L_2=100\mu\text{H}$, $K_{зв}=0.1 \div 1$, з кроком 0.25, $C_3=10 \text{ pF}$.

2. Для схеми на рис.1.3 зняти залежність АЧХ вхідного кола від коефіцієнта зв'язку між контурами кола, якщо змінюється $L_1=50\div 300\mu\text{H}$, з кроком $75\mu\text{H}$, $L_2=100\text{mH}$. $K_{зв}=0.1\div 1$, з кроком 0.25. Визначте смугу пропускання.

3. Для схеми на рис. 1.4 зняти АЧХ при $L_1=50\mu\text{H}$, $300\mu\text{H}$, $L_2=600\mu\text{H}$ і довжині котушки 50 мм, діаметрі 25 мм, використовуючи програму miniRingCore Calculator для розрахунку кількості витків котушки. Визначте смугу пропускання.

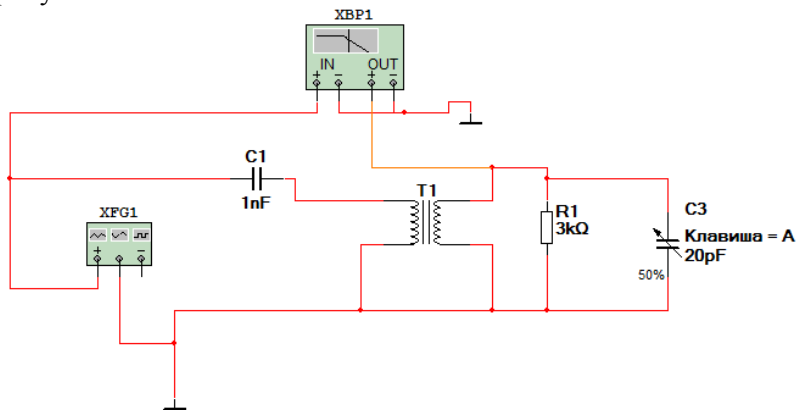


Рис.1.3 Модель вхідного кола з трансформаторним зв'язком

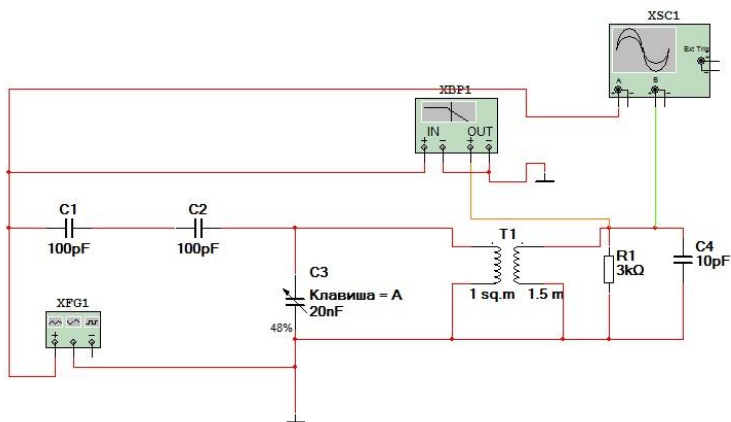


Рис. 1.4. Модель вхідного кола з трансформаторно-ємнісним зв'язком

4. По знятим АЧХ схем на рис.1.3. та рис. 1.4. визначити тип зв'язку.

Контрольні питання

1. Призначення та основні характеристики ВК.
2. Чому настройка контуру ВК за допомогою змінної ємності краще налаштування змінною індуктивністю?
3. Намалуйте схеми ВК з різними видами зв'язку контуру з антеною і поясніть призначення елементів.
4. Складіть еквівалентні схеми ВК з різними видами зв'язку контуру з антеною
5. Якими параметрами визначається коефіцієнт передачі ВК? Умови отримання максимального коефіцієнта передачі ВК?
6. Умови узгодження антени з входом приймача?
7. З яких міркувань вибирається зв'язок вхідного контуру з налаштованою антеною? Схеми зв'язку?
8. З яких міркувань вибирається зв'язок вхідного контуру з не налаштованою антеною? Чому? Схеми зв'язку?
9. Від чого залежить вибірковість ВК?
10. Від чого залежить ширина смуги пропускання ВК?
11. Як вибирається зв'язок вхідного контуру з АЕ?
12. Якими міркуваннями керуються при виборі типу АЧХ (максимально плоска, рівнохвильова, еліптична) вхідних фільтрів НВЧ радіоприймальних пристроїв?

Лабораторна робота № 2

Дослідження зв'язаних контурів засобів приймання інформації

Мета роботи: дослідження зв'язаних контурів радіоприймальних пристроїв, дослідження проходження сигналів через зв'язані контури.

Короткі теоретичні відомості

Якщо енергія коливань переходить з одного контуру в іншій, то такі контури називаються зв'язаними.

Інакше кажучи, контури є зв'язаними в тому випадку коли коливання, що відбуваються в одному з них, впливають на другий контур і викликають у ньому коливальний процес.

Чим більше енергії переходить з одного контуру в іншій, тобто чим сильніше впливає один контур на інший, тим сильніше зв'язок між ними.

Величина зв'язку характеризується коефіцієнтом зв'язку $K_{зв}$, який може мати значення від 0 до 1 (від 0 до 100%). Якщо зв'язок відсутній, то $K_{зв}=0$. У колах $K_{зв}$ має звичайно величину від часток відсотка до кількох відсотків, зрідка до декількох десятків відсотків.

Існує декілька різних видів зв'язку. В даній роботі розглянуті наступні види зв'язку з внутрішнім, зовнішнім ємнісним та автотрансформаторним зв'язком (рис. 2.1):

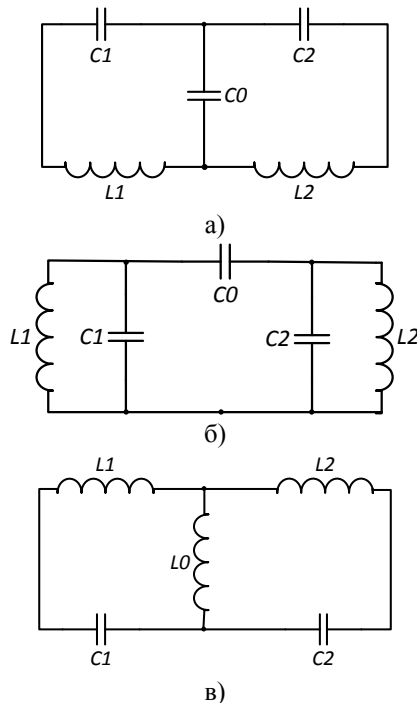


Рис. 2.1 Зв'язані контури з внутрішнім (а), зовнішнім (б) ємнісним та автотрансформаторним (в) зв'язком

Зв'язані контури використовуються в резонансних підсилювачах приймально-передавальних приладах. Однією з важливих характеристик зв'язаних контурів є коефіцієнт зв'язку, $K_{зв} = \sqrt{K_1 K_2}$ де K_1, K_2 – коефіцієнти зв'язку для першого та другого контуру. Коефіцієнт зв'язку слугує для кількісної оцінки взаємного впливу контурів і в практичних конструкціях зазвичай значно менше одиниці.

Для схеми на рис. 2.1(а):

$$K_{зв} = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_0)(C_2 + C_0)}} \quad (2.1)$$

Для схеми на рис. 2.1(б):

$$K_1 = C_0 / (C_2 + C_0) \quad (2.2)$$

$$K_2 = C_0 / (C_1 + C_0) \quad (2.3)$$

Для схеми на рис. 2.1(в):

$$K_{зв} = \frac{L_0}{\sqrt{(L_1 + L_0)(L_2 + L_0)}} \quad (2.4)$$

Види АЧХ при різних типах зв'язку наведено на рис. 2.2.

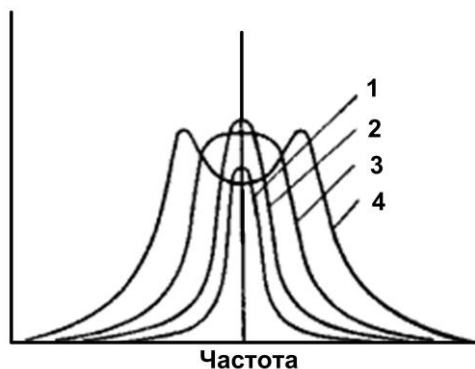


Рис. 2.2 АЧХ при різних видах зв'язку. 1- слабкий, 2-критичний, 3- перехідний, 4- сильний

Величина зв'язку, при якій виходить перехід кривої резонансу від однокорбої форми до двогорбої, називається критичною зв'язком.

Коли зв'язок менше критичного, то його вважають слабким. При слабкому зв'язку крива резонансу має майже таку ж форму, як і у випадку одиночного контуру. Зв'язок більше критичного вважається сильним. Якщо посилювати зв'язок понад критичного значення, то провал у резонансній кривій стає більше і різниця за частотою між горбами збільшується (рис. 2.2).

Тобто мають місце три випадки:

- 1) $K_{зв} < d$ – слабкий зв'язок;
- 2) $K_{зв} > d$ – сильний зв'язок;
- 3) $K_{зв} = d$ – критичний зв'язок.

Порядок виконання роботи

1. Для схеми на рис. 2.3 розрахувати загасання контурів (табл. 2.1.). Для всіх видів зв'язку розрахувати ємність C_3 (вираз 2.1). Зняти залежність АЧХ кола від C_3 . Визначити смугу пропускання.

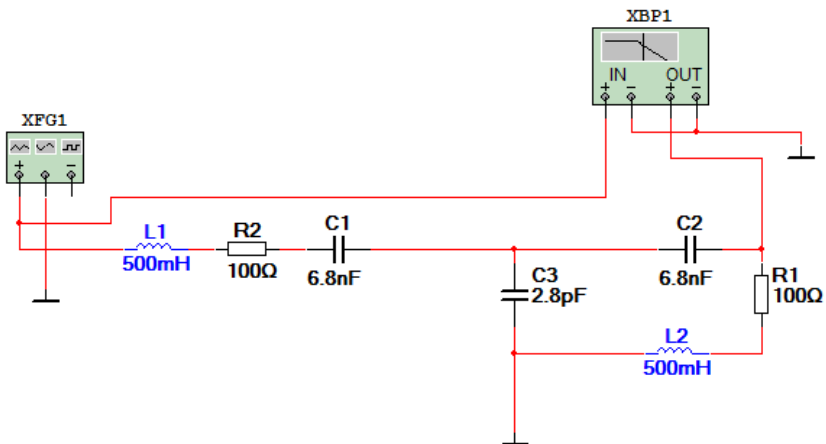


Рис. 2.3 Модель зв'язаних контурів з ємнісним зв'язком

2. Для схеми на рис. 2.4 розрахувати загасання контурів (табл. 2.1.). Для всіх видів зв'язку розрахувати ємність C_4 (вираз 2.2, 2.3). Зняти залежність АЧХ кола від C_4 . Визначити смугу пропускання.

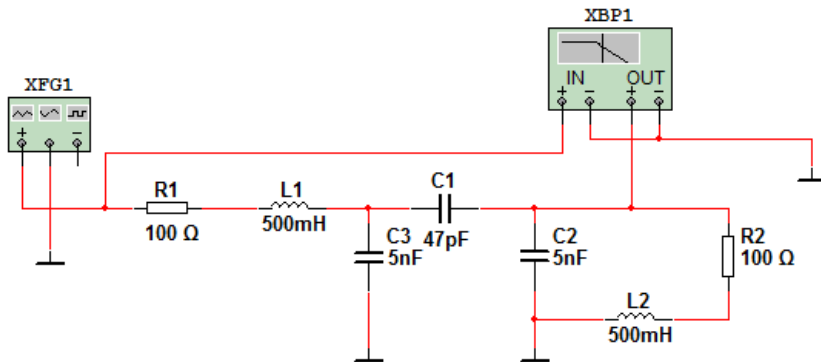


Рис. 2.4 Модель зв'язаних контурів з ємнісним зв'язком

3. Для схеми на рис. 2.5 розрахувати загасання контурів (табл. 2.1). Для всіх видів зв'язку розрахувати індуктивність L_3 (вираз 2.4). Зняти залежність АЧХ кола від L_3 . Визначити смугу пропускання.

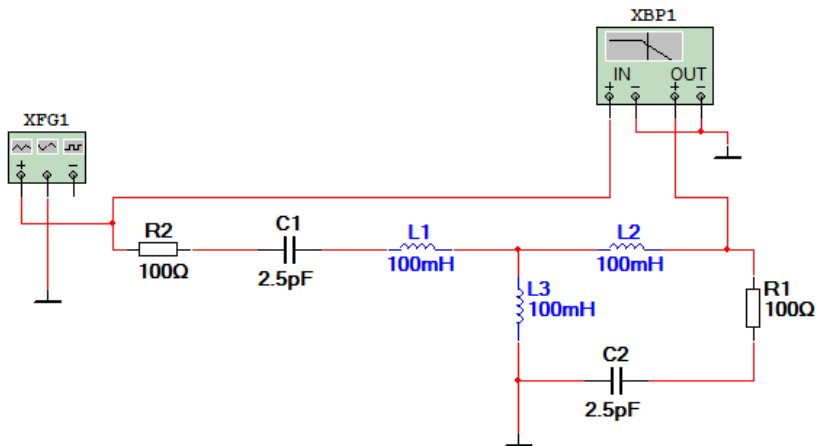
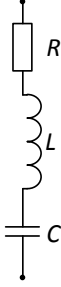
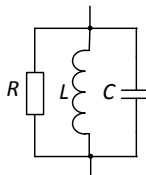
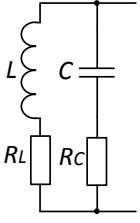


Рис. 2.5 Модель зв'язаних контурів з індуктивним зв'язком

4. Оформить результати роботи і зробити висновки.

Таблиця 2.1 Параметри одиночних резонансних контурів

Параметри	Позначення	Вид і схеми контурів		
		Послідовний	Паралельний	
				
Резонансні частоти	$\omega_{рез}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$		$\approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$
	$f_{рез}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$		$\approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Резонансні опори	$Z_{рез}$	R	R_0	$\approx \frac{\rho^2}{(R_L + R_C)}$
Характеристичний опір	ρ	$\omega_{рез}L = \frac{1}{\omega_{рез}C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$		
Добротність	Q	$\frac{\rho}{R} = \omega_{рез} \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega_{рез}CR} = \frac{\sqrt{L/C}}{R}$	$R/\rho = \frac{R}{\sqrt{L/C}}$	$\rho/(R_L + R_C) = \frac{\sqrt{L/C}}{R_L + R_C}$
Загасання	d	$1/Q$		
Смуга пропускання	$2\Delta f$	$2\Delta f = f_{рез}/Q = f_{рез}d$		

Контрольні питання

1. З якою ціллю використовується система зв'язаних контурів?

2. Які типи зв'язаних контурів Вам відомі і чим вони відрізняються?

3. Намалюйте схему зв'язаного контуру з внутрішнім смісним зв'язком поясніть призначення елементів.

4. Намалюйте схему зв'язаного контуру з зовнішнім смісним зв'язком поясніть призначення елементів.

5. Намалюйте схему зв'язаного контуру з автотрансформаторним зв'язком поясніть призначення елементів.

6. Який зв'язок називається критичним?

7. Який зв'язок називається слабким?

8. Який зв'язок називається сильним?

9. Намалюйте вигляд АЧХ для кожного з типів зв'язку?

Лабораторна робота № 3

Дослідження резонансного підсилювача

Мета роботи: ознайомлення з особливостями схем резонансних підсилювачів та дослідження основних характеристик вибіркового підсилювачів з різними типами резонансного навантаження.

Короткі теоретичні відомості

Резонансними прийнято називати підсилювачі, навантаженням яких є ланцюги з яскраво вираженими резонансними властивостями, тобто резонансні фільтри з досить високою добротністю ($Q > 1$). У найпростішому випадку це одиночний паралельний коливальний контур або система зв'язаних резонансних контурів.

АЧХ резонансного підсилювача має вигляд резонансної кривої, показаної на рис. 3.1, що визначається властивостями навантаження, опір якої істотно зменшується при відхиленні частоти сигналу від резонансного.

По цій характеристиці можна оцінити смугу пропускання і частотну вибірку підсилювача. Зазвичай смуга пропускання резонансного підсилювача істотно менше самої резонансної частоти $\Pi_{0,7} \ll f_0$ и $f_H \approx f_B$.

До резонансних підсилювачів зазвичай ставиться вимога не лише отримання великої величини коефіцієнта підсилення на резонансній частоті K_0 при заданій смузі пропускання $\Pi_{0,7}$, а й забезпечення необхідної частотної вибіркості, тобто здатності послаблювати сигнали, які не потрапляють в смугу пропускання. Для забезпечення гарної вибіркості АЧХ підсилювача повинна мати круті схили за межами смуги пропускання, за формою наближаючись до ідеально прямокутної характеристики, показаної на рис. 3.1 пунктиром.

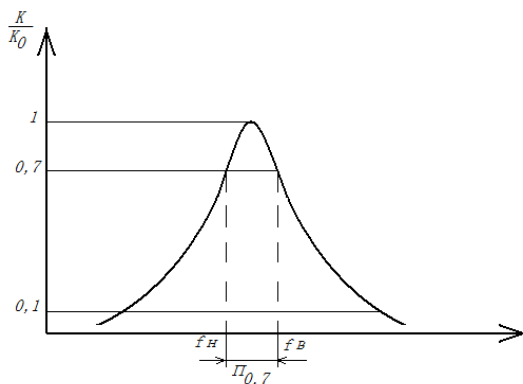


Рис. 3.1 АЧХ резонансного підсилювача

Якісно вибірквість оцінюється або величиною коефіцієнта прямокутності характеристики K_{Π} , або величиною коефіцієнта вибірквості σ .

Коефіцієнт прямокутності K_{Π} показує відношення смуги пропускання підсилювача на рівні $k=0,1$ або $0,01$ до смуги на рівні $0,7$:

$$K_{\Pi_{0,1}} = \frac{\Pi_{0,1}}{\Pi_{0,7}}; \quad K_{\Pi_{0,01}} = \frac{\Pi_{0,01}}{\Pi_{0,7}}$$

Чим менше величина коефіцієнта прямокутності відрізняється від 1, тим краще частотна вибірквість підсилювача.

Коефіцієнт вибіркості σ показує у скільки разів резонансний підсилювач послаблює сигнал перешкоди на частоті f , відмінною від резонансної, на певну величину розстройки Δf :

$$\sigma = \frac{K_0}{K_f},$$

де K_0 – резонансний коефіцієнт підсилення, K_f – підсилення на частоті $f = f_0 \pm \Delta f$, величина Δf задається технічними умовами.

Чим більше коефіцієнт вибіркості, тим краще частотна вибірквість підсилювача. Коефіцієнт вибіркості часто виражають у логарифмічних одиницях – децибелах

$$\sigma [\text{дБ}] = 20 \lg \sigma.$$

Вибірковість каскаду залежить від типу резонансної системи, використовуваної в якості навантаження (одиначний контур, система зв'язаних контурів, фільтр зосередженої вибіркості), і від її добротності.

Резонансні підсилювачі знаходять широке застосування у радіоприймальних пристроях як підсилювачі радіо-або проміжної частоти. Крім збільшення амплітуди сигналу такі підсилювачі забезпечують частотну селекцію корисного сигналу з усього різноманіття сигналів і перешкод, що впливають на вхід приймача.

Підсилювач з одиначним контуром. Розглянемо схему резонансного підсилювача (РП) на біполярному транзисторі з одиначним LC -контуром і неповним підключенням до контуру транзистора, представлену на рис. 3.2.

Транзистор включений з загальним емітером. У схемі використано автотрансформаторне включення контуру в підсилювач з коефіцієнтами трансформації $m_1 = \dot{U}_1 / \dot{U}_K$ (\dot{U}_1 – напруга на колекторі транзистора, \dot{U}_K – напруга в контурі).

Неповне включення контуру, по-перше, зменшує шунтуючу дію на резонансний контур вихідної провідності даного каскаду і вхідної провідності наступного каскаду, що буває необхідно для

отримання заданої смуги пропускання підсилювача, і, по-друге, узгоджує ці провідності з метою отримання максимального підсилення.

Паралельний коливальний контур настроєний на частоту сигналу і має смугу пропускання (з урахуванням шунтуючої дії транзистора і ланцюгів споживача), що відповідає ширині спектру корисного сигналу. Резистори R_1 , R_2 , R_4 забезпечують роботу підсилювача в обраному режимі по постійному струму і його стабільність.

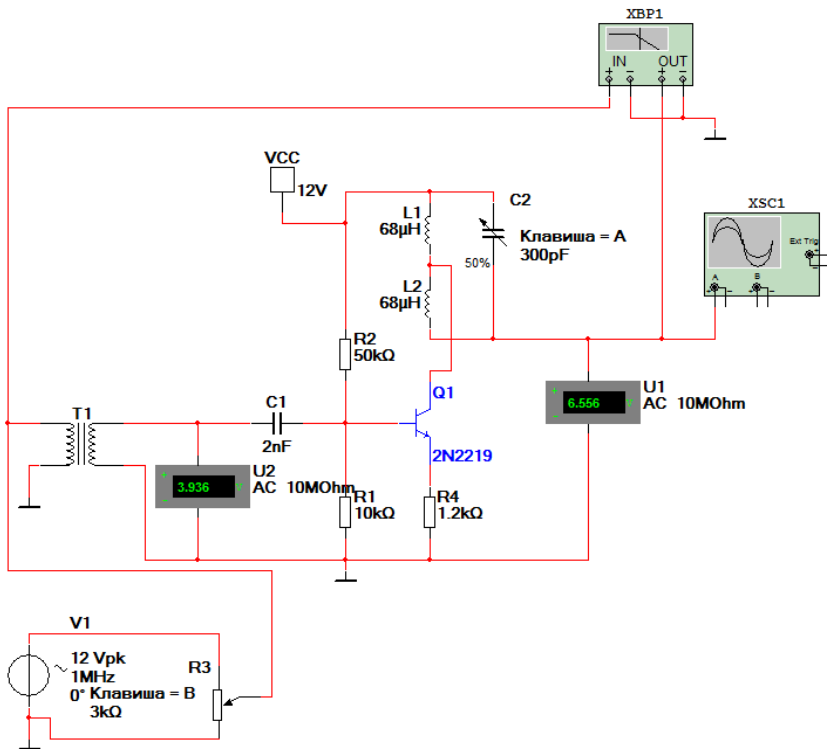


Рис. 3.2 Модель підсилювача з автотрансформаторним зв'язком контуру

Порядок виконання роботи

1. Зняти і побудувати амплітудну характеристику підсилювача з одиночним паралельним контуром (аУРЧ_ОЭ), з одиночним

послідовним контуром (аУРЧ_ОЭпс), двокаскадного підсилювача (УРЧ2_ОЭ), каскадного підсилювача (аУРЧ_Коскод), коефіцієнт включення контуру $m=0,1$ (загальна індуктивність контуру $L = 136 \mu\text{H}$).

Амплітудна характеристика знімається на резонансній частоті підсилювача. Налаштуйте контур конденсатором C_2 на резонансну частоту. Налаштування проводиться за максимальним значенням амплітуди сигналу на осцилографі. Визначається резонанс по максимуму вихідного напруги.

Для отримання амплітудної характеристики підсилювача подається напруга з виходу генератора, з коефіцієнтом включення контуру $m = 0,1$, $m = \frac{L_1}{L_1 + L_2}$. Напруга генератора

змінюється від 0 В до 8 В через 3% до значення, при якому перестас дотримуватися пряма пропорційність між амплітудою вихідної та вхідної напруг. За отриманими результатами складається таблиця, будується графік $U_{\text{ВИХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$ і вибирається амплітуда вхідного сигналу в межах лінійної ділянки характеристики. Цей рівень сигналу і встановлюється на вході підсилювача при знятті АЧХ.

2. Порівняти АЧХ ППЧ (аУРЧ_ОЭ, аУРЧ_ОЭпс, аУРЧ2_ОЭ, аУРЧ_Каскод) при різних значеннях коефіцієнта включення контуру $m = 0,1; 0,5; 0,75$.

Для дослідження впливу коефіцієнта включення АЧХ підсилювача змінюються значення котушок індуктивності, при цьому необхідно встановити параметри генератора: $U_{\text{H}} = 3 \text{ mV}$, $f_{\text{H}} = 1 \text{ MHz}$.

Результати експерименту заносяться в таблицю. За отриманими результатами будуються АЧХ підсилювача $K(f) = \frac{U_{\text{ВИХ}}(f)}{U_{\text{ВХ}}}$ або нормовані характеристики $K_{\text{H}}(f) = \frac{K(f)}{K_0}$ для

різних значень. Оцінюється вплив неузгодженості на коефіцієнт підсилення, резонансну частоту і смугу пропускання підсилювача.

3. Визначити вибірковість досліджених підсилювачів і дати порівняльну оцінку впливу типу резонансної системи на властивості підсилювача.

Контрольні питання

1. Намалюйте схему резонансного підсилювача на ПТ.
2. Намалюйте схему резонансного підсилювача на БТ з частковим включенням контуру.
3. Намалюйте узагальнену еквівалентну схему резонансного підсилювача та визначте коефіцієнт підсилення.
4. При яких умовах досягається максимум коефіцієнта підсилення в резонансному підсилювачі?
5. Як впливає ОС на властивості резонансних підсилювачів?
6. Визначте умови стійкої роботи підсилювача.
7. Які існують способи підвищення стійкості резонансних підсилювачів?
8. Намалюйте каскодні схеми загальний-емітер-загальний-емітер, загальний-емітер-загальна-база.
9. Як залежить резонансний коефіцієнт підсилення від частоти в різних схемах резонансних підсилювачів (з автотрансформаторним зв'язком, з трансформаторним зв'язком)?

Лабораторна робота № 4

Дослідження перетворювачі частоти

Мета роботи: практичне ознайомлення з режимом перетворення частоти в транзисторній схемі. Вивчення методів визначення періоду і частоти сигналу по осцилограмам та визначення коефіцієнта передачі перетворювача частоти.

Короткі теоретичні відомості

Перетворювачі частоти призначені для переносу спектра радіосигналу з однієї області радіочастотного діапазону в іншу. Перенесення спектру має відбуватися без зміни виду і параметрів модуляції, тобто лінійно (рис. 4.1).

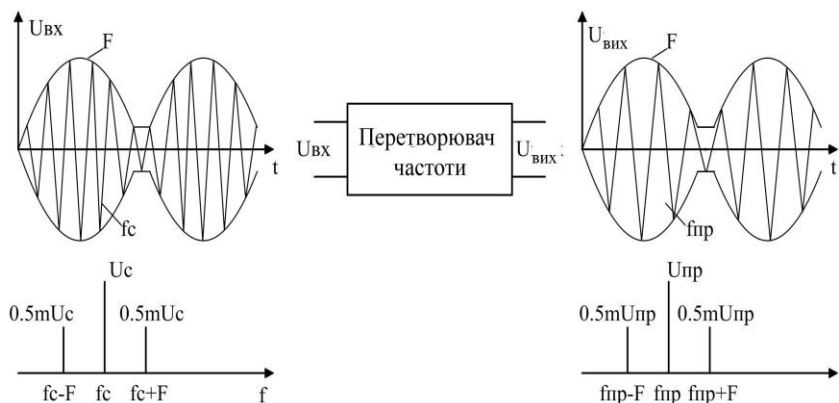


Рис. 4.1

Перетворення частоти можливо в результаті перемноження двох напруг. Одним з них є прийнятий сигнал

$$u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) \quad (4.1)$$

Другим – напруга допоміжного генератора (гетеродину), сформована в приймачі

$$u_2 = U_2 \cos \omega_2 t \quad (4.2)$$

При перемноженні напруг сигналу і гетеродину з'являються комбінаційні складові частот

$$u_c u_2 = 0,5 U_c U_2 \cos[(\omega_2 \pm \omega_c)t \pm \varphi_2] \quad (4.3)$$

Одна з них виділяється фільтром і називається *напругою проміжної частоти*

$$u_{np} = U_{np} \cos(\omega_{np} t + \varphi_{np}) \quad (4.4)$$

Перемножувач напруг можна реалізувати за допомогою нелінійних ланцюгів або ланцюгів з періодичною зміною параметрів під дією гетеродину. В якості нелінійних або параметричних елементів, які називають перетворювачами, в

даний час використовують транзистори в дискретному або інтегральному виконанні і діоди.

Сигнал на вході перетворювача повинен бути малим, щоб нелінійність його характеристики не приводила до помітних спотворень сигналу. Напруга гетеродину порівняно велика, тому провідність перетворювача змінюється за законом зміни напруги гетеродину (рис. 4.2).

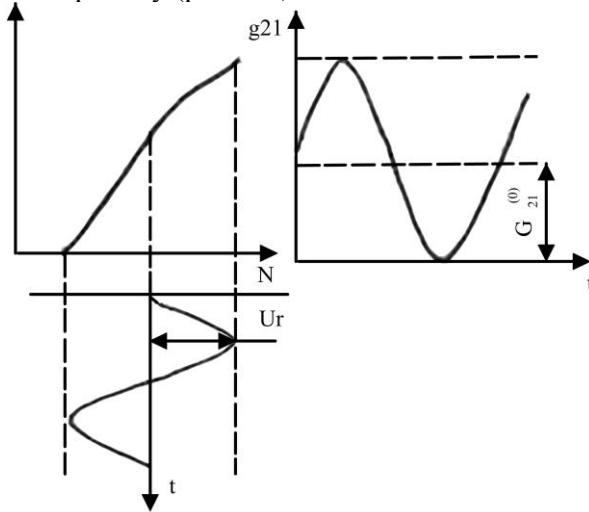


Рис. 4.2

Її можна представити у виді ряду Фур'є

$$g_{21}(t) = G_{21}^{(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} G_{21}^{(k)} \cos k\omega_c t \quad (4.5)$$

де $G_{21}^{(k)}$ – амплітуда k -ї гармоніки провідності нелінійного елемента; $G_{21}^{(0)}$ – постійна складова провідності.

Струм на виході перетворювача $i = g_{21}(t)u_c$. Підставляючи в цей вираз (4.1) и (4.5), отримуємо

$$i = G_{21}^{(0)} U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 \sum_{k=1}^{\infty} G_{21}^{(k)} U_c \cos[(k\omega_c \pm \omega_c)t \pm \varphi_c] \quad (4.6)$$

З (4.6) видно, що комбінаційні складові з'являються внаслідок зміни провідності нелінійного елемента (НЕ) при дії напруги гетеродину. Вони мають таку ж структуру, як і початковий сигнал.

Постійна складова провідності $G^{(0)}_{21}$ не дає перетворення частоти. Аналогічні результати виходять при зміні ємності перетворювача під дією напруги гетеродину.

Основними показниками якості ПЧ є: коефіцієнти підсилення по напрузі і по потужності, діапазон робочих частот, вибірковість, коефіцієнт шуму, спотворення, стійкість, надійність. Вони аналогічні показниками резонансних підсилювачів, однак деякі з них мають особливості, властиві режиму перетворення частоти. Наприклад, на відміну від підсилювачів в ПЧ мають місце побічні канали прийому, які погіршують їх виборчі властивості і змушують приймати спеціальні заходи.

На рис. 4.3 представлена модель транзисторного перетворювача частоти.

Схема являє собою резонансний транзисторний підсилювач, що працює в лінійному режимі.

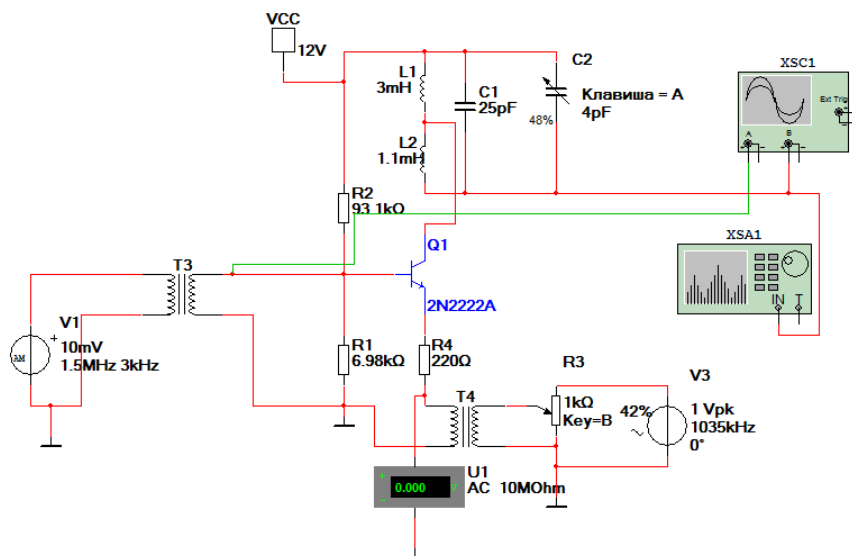


Рис. 4.3. Модель транзисторного перетворювача частоти

У ланцюг колектору включений паралельний коливальний контур настроєний на частоту 465 кГц. Контур підлаштовується конденсатором C_2 . Для спостереження напруги на осцилографі послідовно з контуром може бути включений резистор R .

Напруга зсуву встановлюється резистором R_1 і R_2 .

Форму вихідного сигналу спостерігають за допомогою осцилографа.

Вхідний сигнал амплітудою 10 мВ, частотою 1500 кГц надходить з генератора V_1 і амплітудою 1 В, частотою 1035 кГц з генератора V_2 в ланцюг емітера транзистора Q_1 . Резистор R_3 змінює напругу гетеродину на емітері транзистора Q_1 .

На осцилографі можна спостерігати форму вихідних сигналів.

3. Порядок виконання роботи

1. Скопіюйте файл зі схемою `lr4_AM.ewb` (рис. 4.3) і перейменуйте його зберігши під ім'ям `st???.ewb` (де ? три останні цифри залікової книжки).

2. Встановити значення частоти коливальних генераторів сигналів $V_1 = 1500$ кГц, амплітуду 10 мВ, коефіцієнт модуляції 0; $V_2 = 1035$ кГц, амплітуду на вторинній котушці трансформатора T_4 300 мВ. Користуючись вхідною характеристикою транзистора, визначте напругу зсуву E_g для роботи транзистора без відсічки.

3. Налаштуйте контур конденсатором C_2 на резонансну частоту. Налаштування проводиться за максимальним значенням амплітуди сигналу на осцилографі. Визначте коефіцієнт передачі перетворювача.

4. Замалюйте осцилограми напруги на контурі, визначте частоту вихідного сигналу.

5. Встановити значення коефіцієнта модуляції $m=0.8$. Обчисліть графічно коефіцієнт АМ-модуляції вихідного сигналу.

6. Розрахуйте параметри коливального контуру (ємність конденсатора) для $f_{np} = f_c + f_r$, налаштуйте контур.

7. Виконайте те ж, що і п. 3 – п. 5 для нової проміжної частоти.

8. Підключіть генератор ЧМ-сигналу (схема `lr4_FM`). Налаштуйте контур на задану проміжну частоту.

9. Підключіть до контуру спектроаналізатор і замалюйте спектр вихідного сигналу.

10. Оформіть звіт і зробіть висновки за результатами роботи.

Контрольні питання

1. Як відбувається перетворення частоти?
2. Які прохідні амплітудні характеристики повинен мати ідеальний перетворювач для напруги сигналу і гетеродину?
3. Які висновки випливають з обшій теорії перетворення на не взаємному елементі?
4. Чим різняться еквівалентні схеми перетворювальних і підсилювальних каскадів?
5. Чим відрізняється крутизна перетворення від крутизни в режимі підсилення?
6. Який фізичний зміст має зворотне перетворення частоти?
7. Чим відрізняється частотна характеристика перетворювача від частотної характеристики підсилювача?
8. Чим відрізняються частотні характеристики перетворювача, що працює в лінійному за сигналом режимі, від нелінійного?
9. Як вибирається проміжна частота в супергетеродинному приймачі?
10. Якими заходами послаблюється дія перешкод по побічних каналах прийому?
11. Перерахуйте особливості інфрадинного приймача, його переваги та недоліки.
12. Нарисуйте принципову схему транзисторного ПЧ на ПТ і БТ, поясніть принцип його роботи та вибір режиму.
13. Намалуйте схему перетворювача на двузатворному ПТ і в каскодному виконанні.

Лабораторна робота № 5

Дослідження діодного й балансного перетворювача частоти

Мета роботи: практичне ознайомлення з режимом перетворення частоти з використанням діодів; визначення коефіцієнта перетворення частоти.

Короткі теоретичні відомості

У діодному перетворювачі на вхід нелінійного елемента, в якості якого виступає діод, одночасно подаються два сигнали – напруга вхідного сигналу і напруга гетеродину. У загальному випадку на цей же діод може бути подана напруга зсуву $E_{зс}$, яка забезпечить необхідний рівень відсічення сигналу гетеродину. Один з варіантів принципової схеми діодного перетворювача сигналів з можливістю завдання струму зміщення через змішувальний діод, наведено на рис. 5.1.

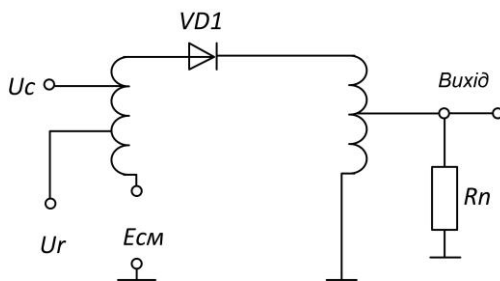


Рис. 5.1 Схема діодного перетворювача

При короткому замиканні на виході схеми струм через діод буде повністю визначатися його статичною вольтамперною характеристикою:

$$i_D = f(U_{\text{вх}}) \quad (5.1)$$

Вольтамперна характеристика частотно-перетворюючих діодів апроксимується функцією:

$$i_D = I_0 \left| e^{g(u_d - r_d i_D)} - 1 \right| \quad (5.2)$$

де:

I_0 – струм насичення обернено зміщеного рп-переходу діода;

r_d – опір бази діода;

g – коефіцієнт, рівний у більшості діодів $20 - 40 \text{ В}^{-1}$

Напруга на вході діодного перетворювача визначається сумою

вхідного сигналу та сигналу гетеродину і напруги зсуву.

$$u_{ex} = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (5.3)$$

Напруга на вході діодного перетворювача, вольтамперна характеристика діода, і струм на його виході наведено на рис. 5.2.

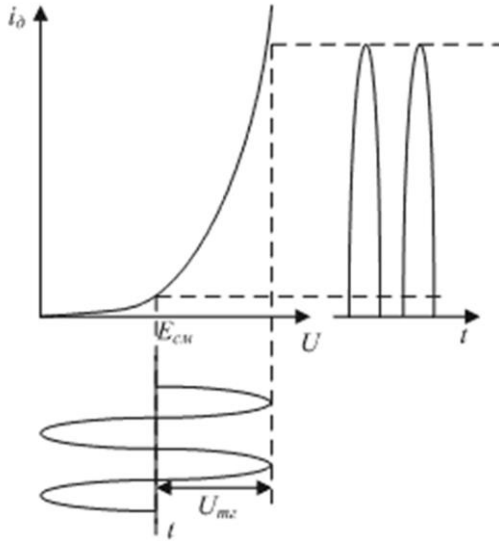


Рис. 5.2 Форма напруги і струму гетеродину в діодному перетворювачі частоти

Як видно з цього рисунка, струм на виході буде в основному залежати від напруги гетеродину, тому в спектрі вихідного сигналу природно буде присутня складова цього сигналу. Крім того, струм у схемі залежить і від корисного сигналу, а це значить, що в спектрі вихідного сигналу буде присутня і ця компонента. Позбутися від зайвих компонент спектру (рис. 5.3) в вихідному сигналі можна тільки за допомогою смугового фільтра.

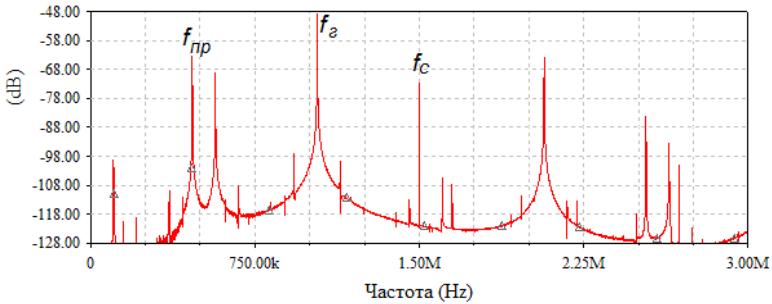


Рис. 5.3 Спектр сигналу на виході діодного перетворювача

Як видно з рис. 5.2, форма струму, а, отже, і напруги на виході перетворювача не збігаються. Це означає, що на виході перетворювача утворюються гармоніки сигналу гетеродину. Рівень гармонік сигналу гетеродину істотно залежить від кута відсічки синусоїдального коливання, який у свою чергу залежить від напруги зсуву $E_{зс}$ і від амплітуди напруги гетеродину $U_{мг}$ (рис. 5.3).

Існують рівні сигналу гетеродину, при яких відсутні продукти нелінійності другого і третього порядку. Коефіцієнт перетворення діодного перетворювача не може перевищувати значення $K_{пр}=0,2$. Графік залежності значення коефіцієнта перетворення діодного перетворювача від рівня сигналу гетеродину і опору джерела сигналу і навантаження, наведено на рис. 5.4.

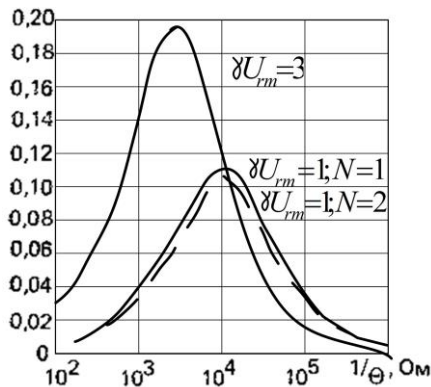


Рис. 5.4 Коефіцієнт перетворення діодного перетворювача

Параметр R на цьому графіку відповідає послідовному з'єднанню опору джерела сигналу і навантаження діодного перетворювача. З рис. 5.4 визначається:

- коефіцієнт перетворення діодного перетворювача збільшується при збільшенні амплітуди сигналу гетеродину. Опір джерела сигналу і навантаження при цьому повинні бути зменшені;

- збільшення струму зміщення діода перетворювача призводить до зменшення необхідних опорів джерела сигналу і навантаження, коефіцієнт передачі перетворювача при цьому залишається постійним.

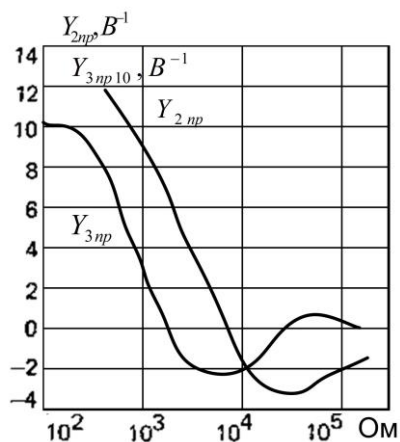


Рис. 5.5 Коефіцієнт перетворення діодного перетворювача на другій і третій гармоніках гетеродину.

Слід зазначити, що форма коливання гетеродину робить істотний вплив на нелінійні спотворення перетворювача, при її наближенні до прямокутної, нелінійні спотворення діодного перетворювача значно зменшуються.

Балансний перетворювач. У розглянутого раніше діодного перетворювача частоти на виході присутні не тільки продукти перетворення, але і сигнал гетеродину. У ідеального перемножувача на виході не повинно бути цієї компоненти у вихідному спектрі сигналу. Для того щоб прибрати цю складову вихідного сигналу звичайно застосовують двухтактну схему, так

званий балансний перетворювач. Схема діодного балансного перетворювача наведена на рис. 5.6.

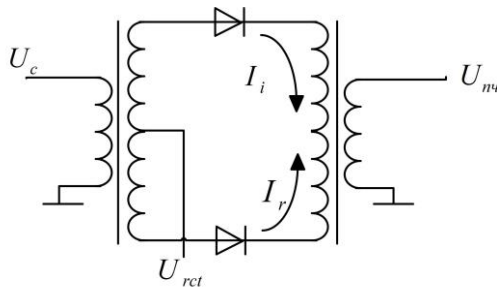


Рис. 5.6. Схема діодного балансного перетворювача.

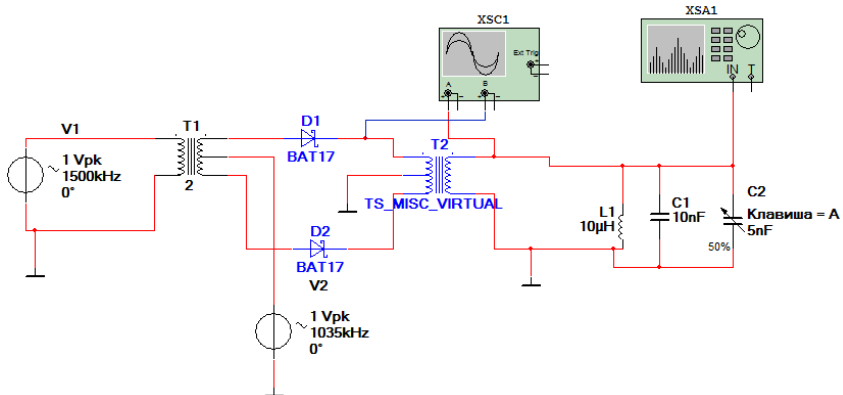


Рис. 5.7 Модель балансного перетворювача частоти

У цій схемі струми, викликані гетеродином, течуть по обмотці вихідного трансформатора в протилежних напрямках, тому компенсують один одного на виході схеми. У результаті вихідний струм, викликаний напругою гетеродину, значно зменшується. На жаль, повністю компенсувати струм гетеродину на виході балансного перетворювача не вдається, але ослаблення його рівня на -40 дБ дозволяє значно поліпшити характеристики перетворювача частоти.

Кільцеві перетворювачі. На виході балансного перетворювача придушена напруга гетеродину, але присутня напруга прийнятого робочого сигналу. На виході ідеального

перемножувача цих компонентів не повинен бути в принципі. Зменшити рівень радіосигналу на виході перетворювача частоти дозволяє схема кільцевого перетворювача. Принципова схема діодного кільцевого перетворювача наведена на рис. 5.8.

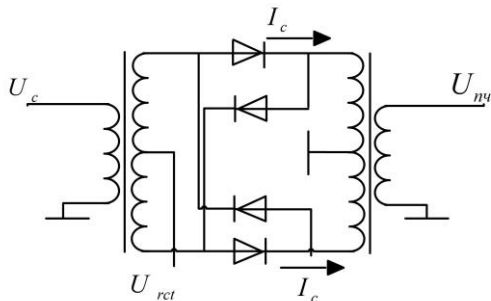


Рис. 5.8 Схема діодного кільцевого перетворювача частоти.

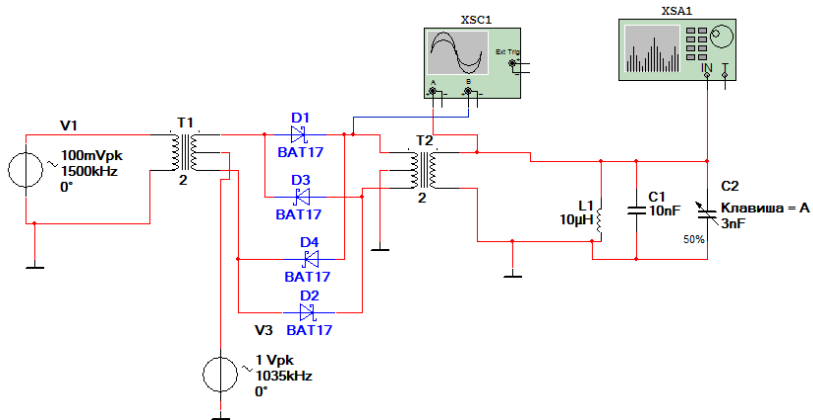


Рис. 5.9 Модель кільцевого перетворювача частоти

У схемі кільцевого перетворювача на виході придушується не тільки сигнал, присутній на вході перетворювача частоти, але і всі компоненти, що формуються непарними ступенями полінома апроксимації крутизни нелінійних елементів, застосованих в пертворювачі. Процес придушення вхідного сигналу на виході кільцевого пертворювача ілюструється рис. 5.9.

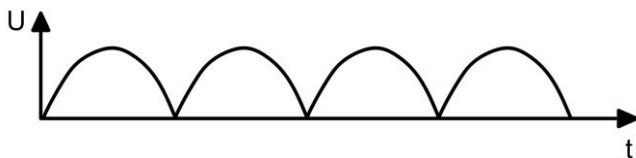


Рис. 5.10 Часова діаграма напруги на виході кільцевого перетворювача.

На цьому малюнку розглянута ситуація, коли частоти прийнятого сигналу і гетеродину рівні. Часова діаграма нагадує часову діаграму випрямленого сигналу. У результаті парні напівхвилі сигналу пригнічують непарні. У спектрі вихідного сигналу присутні компоненти:

$$i_{вих} = i^2 + i^4 + i^6 + \dots \quad (5.4)$$

Якщо при цьому вольтамперна характеристика нелінійного елемента буде апроксимуватися квадратичною функцією (поліном другого порядку), як це відбувається в польових транзисторах, то ми отримаємо перетворювач, максимально наближений до ідеального перемножувача.

Порядок виконання роботи

1. В середовищі Multisim відкрийте файл Бал_зм.ms10 і Кільц_зм2.ms10.
2. Розрахуйте параметри коливального контуру для проміжної частоти $f_{пр} = f_c = f_r$, при значенні індуктивності рівним 10 мкГн
3. Налаштуйте контур в резонанс.
4. Оцініть коефіцієнт перетворення.
5. Замалюйте форму сигналу на перетворювачі та на індуктивності контуру.
6. Ввімкніть спектроаналізатор. Оцініть спектр вихідного сигналу, виміряйте всі частоти на виході перетворювача, замалюйте спектр вихідного сигналу.
7. Створіть активний фільтр для виділення проміжної частоти без спотворень, підключіть його до перетворювача і оцініть спектр сигналу на виході фільтра.

8. Повторіть пункти 2 – 6 для кільцевого перетворювача.
9. Оформіть результати і зробіть висновки по зробленій роботі.

Контрольні питання

1. Що таке перетворювач частоти?
2. Які ви знаєте види перетворювачів частоти?
3. Де застосовуються перетворювачі частоти?
4. В чому різниця кільцевого і балансного перетворювача?
5. Принцип роботи діодного балансного перетворювача.
6. Принцип роботи діодного кільцевого перетворювача.
7. Намалюйте принципову схему діодного кільцевого перетворювача.
8. Як зміниться коефіцієнт перетворення діодного перетворювача при збільшенні амплітуди сигналу гетеродину?
9. Що станеться при збільшенні струму зміщення діода перетворювача?
10. Як позбавитись від зайвих компонент спектру вихідного сигналу?

Лабораторна робота № 6

Дослідження пікового детектора і детектора амплітудно-модульованих коливань

Мета роботи: експериментальне дослідження основних характеристик і параметрів амплітудних детекторів і пікових детекторів.

Короткі теоретичні відомості

Амплітудний детектор. Амплітудним детектором (АД) називається пристрій, призначений для отримання на виході напруги, що змінюється відповідно до закону модуляції амплітуди вхідного гармонійного сигналу. Процес детектування амплітудно-модульованих (АМ) сигналів виду

$$u_c(t) = u_a(t)\cos(\omega_c t), \quad (6.1)$$

де $u_a(t) = U_c[1 + m_a x(t)]$, $m_a \leq 1$ коефіцієнт глибини модуляції; U_c – амплітуда несучого коливання з частотою ω_c , полягає у відтворенні модулюючого повідомлення $x(t)$ з найменшими спотвореннями. Спектр повідомлення $x(t)$ зосереджений в області низьких частот (частот модуляції), а спектр сигналу $U_c(t)$ – в області частоти ω_c , значення якої звичайно набагато перевищує значення найвищої частоти модуляції. Перетворення спектру при демодуляції можливо тільки в пристроях, що виконують нелінійне або параметричне перетворення вхідного сигналу $U_c(t)$.

При використанні нелінійного пристрою, який має квадратичну вольт-амперну характеристику, вихідний струм має вигляд:

$$i = Bu_c^2(t) = Bu_a^2(t)[0,5 + 0,5 \cos(2\omega_c t)] \quad (6.2)$$

де B – постійний коефіцієнт. Після усунення фільтром низьких частот (ФНЧ) складової з частотою $2\omega_c$ отримаємо:

$$i = 0,5BU_c^2 \left[1 + 2m_a x(t) + m_a^2 x^2(t) \right] \quad (6.3)$$

У цьому струмі міститься складова виду $Bu_c^2 m_a x(t)$, пропорційна переданому повідомленню, а також складова $0,5BU_c^2 m_a^2 x^2(t)$, яка визначає ступінь нелінійних спотворень модулюючого повідомлення $x(t)$.

Параметричне перетворення здійснюється шляхом множення $u_c(t)$ на опорне коливання, що має вигляд: $u_0(t) = U_0 \cos(\omega_c t)$. У цьому випадку результат множення визначається наступним виразом:

$$u_c(t)u_0(t) = u_a(t)U_0 [0,5 + 0,5 \cos(2\omega_c t)]. \quad (6.4)$$

На частоті $2\omega_c$ сигнал усувається ФНЧ і в результаті формується низькочастотний сигнал виду $0,5U_0 u_a(t)$. Відокремлюючи постійну складову $0,5U_0 U_c$, наприклад, за допомогою розділового конденсатора, отримуємо сигнал виду $0,5U_0 U_c m_a x(t)$, форма якого визначається переданим повідомленням $x(t)$.

Основні характеристики амплітудного детектора.

Детекторна характеристика являє собою залежність постійної складової U вихідної напруги від зміни амплітуди U_c немодульованого сигналу $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t)$. Рівень нелінійних спотворень, що мають місце при детектуванні, визначається видом детекторної характеристики. З детекторної характеристики можна визначити діапазон зміни амплітуди $u_c(t)$ модульованого сигналу (6.1), при якому нелінійні спотворення модулюючого повідомлення $x(t)$ не будуть перевищувати певної межі.

Крутизна детекторної характеристики визначається як похідна:

$$S_{AD} = \frac{dU}{dU_c}$$

Крутизна детекторної характеристики є безрозмірною величиною і за аналогією з показниками будь-якого підсилювального вузла характеризує передавальні властивості детектора.

Коефіцієнт нелінійних спотворень є чисельної мірою нелінійних спотворень модулюючого повідомлення $x(t)$ при гармонійній модуляції з частотою $\Omega = 2\pi F$:

$$k_n = \sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots + U_{n\Omega}^2} / U_{1\Omega},$$

де $U_{n\Omega}$ – амплітуда коливання з частотою $n\Omega$ на виході амплітудного детектора.

Коефіцієнт передачі амплітудного детектора визначається при гармонійній модуляції з частотою Ω відношенням:

$$k_\Omega = U_\Omega / m_a U_c,$$

де U_Ω – амплітуда коливання з частотою Ω на виході амплітудного детектора.

Частотна характеристика є залежністю коефіцієнта передачі амплітудного детектора від частоти модуляції $k_\Omega = f(\Omega)$.

Коефіцієнт фільтрації амплітудного детектора задається відношенням:

$$k_{\phi} = U_c / U_{\omega}$$

де U_{ω} – амплітуда першої гармоніки високочастотного коливання на виході амплітудного детектора.

Принцип дії та характеристики діодного детектора. Схема амплітудного діодного детектора зображена на рис. 6.1. На вхід детектора надходить високочастотний сигнал $u_c(t)$. Детектор являє собою послідовне з'єднання діода VD і навантажувального ланцюга (фільтра): конденсатора C і резистора R_H , включених паралельно. З навантажувального ланцюга знімається вихідне коливання $u_{\text{вих}}(t)$.

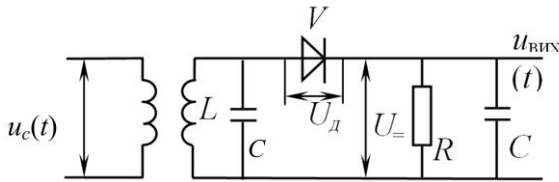


Рис. 6.1 Амплітудний послідовний детектор

Значення струму через діод i_g для режиму спокою ($u_c(t)=0$) може бути знайдено з рівнянь:

$$\begin{cases} i_g = f(U_g) \\ i_g = -\frac{U_{\text{ввн}}}{R_H} \end{cases} \quad (6.5)$$

де U_g – напруга на діоді VD (рис. 6.1).

Перше рівняння є рівнянням вольтамперної характеристики (ВАХ) діода як безінерційного нелінійного елементу. Через нелінійність характеру ВАХ, форма струму через діод i_g при синусоїдальній формі сигналу $u_c(t)$ не є синусоїдальною. У складі струму з'являється постійна складова, яка, протікаючи по резистору R_H , створює падіння напруги $U_{\text{вн}}$, яка зміщує положення робочої точки. При збільшенні амплітуди вхідної напруги зміщення робочої точки збільшується, і струм через діод буде наближатися за формою до однополярних імпульсів, що відкриває діод при позитивних значеннях вхідної напруги.

На рис. 6.2 приведені форми напруги на вході детектора для двох випадків, коли амплітуди вхідних сигналів задовольняють нерівності $U_c^{(1)} < U_c^{(2)}$. Тоді постійні складові напруг $U_{\pm}^{(1)} < U_{\pm}^{(2)}$ і $I_{\pm}^{(1)} < I_{\pm}^{(2)}$. На рис. 6.2 умовно зображена залежність $i_g = f(U_g)$.

Вольтамперна характеристика діода в широкому діапазоні струмів досить точно апроксимується експоненційною залежністю:

$$i_g = I_{0\phi} (e^{u_g(t)/\phi_T} - 1) \quad (6.6)$$

де $I_{0\phi}$ – абсолютне значення величини зворотного струму діода, ϕ_T – температурний потенціал, рівний при $T=293^\circ \text{ К}$, $u_g(t)$ приблизно 26 мВ.

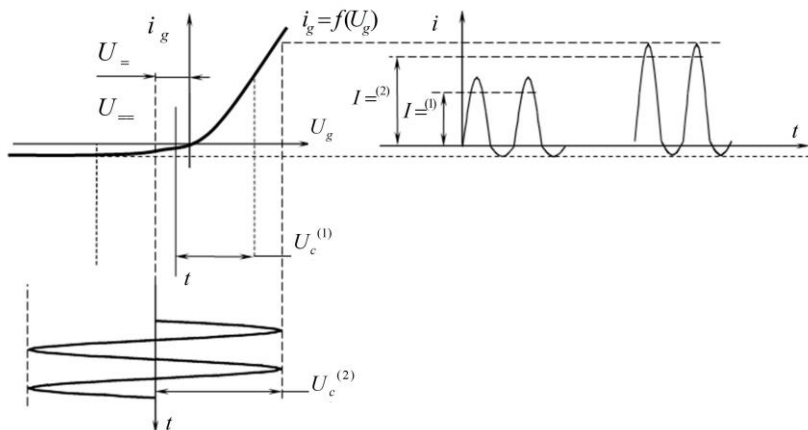


Рис. 6.2 Детектування амплітудно-модульованих сигналів

Залежність постійної складової U_{\pm} від амплітуди прикладеної напруги U_c дається детекторною характеристикою.

Аналіз виразу (6.6) дозволяє зробити два основні висновки:

- зі збільшенням R_n зростає крутизна детекторної характеристики,
- зі збільшенням рівня сигналу знижується ступінь нелінійності детекторної характеристики, і навпаки, детектування «слабких» сигналів супроводжується значними нелінійними спотвореннями закону модуляції.

У зв'язку з цим розрізняють два режими роботи діодного амплітудного детектора: детектування «слабких» сигналів,

- детектування «сильних» сигналів.

У режимі «слабких» сигналів, неважко показати, що детекторна характеристика має квадратичний вид, тобто

$$U_{=} = AU_c^2 [1 + m_a x(t)]^2 \quad (6.7)$$

і, відповідно, коефіцієнт нелінійних спотворень в випадку при $x(t) = 0$ дорівнює:

$$k_H = \frac{AU_c^2 0,5m_a^2}{AU_c^2 2m_a^2} = \frac{m_a}{4} \quad (6.8)$$

Наприклад, допустиме значення k_H в системах радіомовлення не перевищує декількох відсотків ($k_H \leq 5\%$), що накладає обмеження на допустимий коефіцієнт глибини амплітудної модуляції в передавачі. Додатковим недоліком роботи на квадратичній ділянці детекторної характеристики є малий коефіцієнт передачі, що ускладнює роботу наступних підсилювальних каскадів.

У режимі «сильних» сигналів вольтамперна характеристика діода апроксимується лінійною залежністю $i_g = f(u_g)$ (6.5). У цьому випадку з'являється помітна напруга зсуву на анод діода через значну величину $U_{=}$, тобто діод працює в режимі відсічення, і струм проходить через нього тільки протягом тих періодів часу, коли $U_c - U_{=} > 0$. На інтервалі часу, відповідному куті 2θ , відбувається швидкий заряд конденсатора C_H (рис. 6.1) через відкритий діод. Протягом часу, коли діод закритий, конденсатор C_H розряджається через резистор R_H .

Тобто, незважаючи на наявність кута відсічки, діодний детектор і в режимі «сильних» сигналів є лінійним детектором і при малих значеннях кута θ не створює нелінійних спотворень сигналу, що модулює $x(t)$.

Нелінійні спотворення при детектуванні «сильних» сигналів визначаються:

- нелінійністю початкової ділянки вольтамперною характеристики діода. При цьому, щоб гарантувати роботу поза істотно нелінійної ділянки, наприклад, в області $0 \leq U_c \leq U_c^{(1)}$ на рис. 6.2, необхідно вибирати значення U_c виходячи із нерівності:

$$U_c \geq \frac{U_c^{(1)}}{1 - m_a} \quad (6.9)$$

- відмінностями опорів детектора по постійному і змінному струмах.

При використанні підсилювача з вхідним опором

$$R_{\text{ПНЧ}} \geq (5 - 10)R_n$$

і виборі величини ємності роздільного конденсатора C_p , що забезпечує його малий опір по змінному струму в порівнянні з $R_{\text{ПНЧ}}$ з умови:

$$C_p > \frac{1}{\Omega_{\min} R_{\text{ПНЧ}}}, \quad (6.10)$$

де Ω_{\min} – мінімальна частота модулюючого сигналу, цим видом нелінійних спотворень можна знехтувати; нелінійність процесу заряду і розряду конденсатора C_H . При цьому виникає фазовий зсув між напругами U_{\pm} та $u_a(t)$. У моменти часу, коли $u_a(t) < U_{\pm}$, конденсатор C_H буде розряджатися через резистор R_H за експоненціальним законом. Аналіз показує, що малий рівень нелінійних спотворень цього виду забезпечується за умови:

$$R_H C_H \Omega_{\max} \leq \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a} \quad (6.11)$$

де Ω_{\max} – максимальна частота модулюючого сигналу.

Крім розглянутих вище нелінійних спотворень в режимі детектування «сильних» сигналів виникають частотні спотворення, зумовлені присутністю в вихідній напрузі гармонік високочастотного коливання. З метою зменшення рівня коливання високої частоти на виході амплітудного детектора величина ємності конденсатора C_H вибирається з умови:

$$\frac{1}{\omega_c C_H} \ll R_n, \quad (6.12)$$

а коефіцієнт фільтрації в цьому випадку визначається виразом:

$$k_{\phi} = \omega_c C_n r_g, \quad (6.13)$$

де r_g – опір діода в відкритому стані.

На рис. 6.3 показана модель схеми послідовного АМ-детектора. Джерелом сигналу є генератор АМ-коливань, навантаженням генератора є коливальний контур на елементах L_1 , C_1 , C_2 . Навантаженням діода VD1 є резистор R_1 і конденсатор C_3 .

На рис. 6.4 показана модель схеми паралельного АМ-детектора. Джерелом сигналу є генератор АМ-коливань, навантаженням генератора є коливальний контур на елементах L_1 , C_1 , C_2 . Навантаженням діода VD1 є резистор R_1 і конденсатор C_3 . На елементах R_2 , C_4 побудований фільтр низьких частот для виділення корисного сигналу. Джерелом постійної напруги V2 і резистором R_3 задається зміщення на діоді.

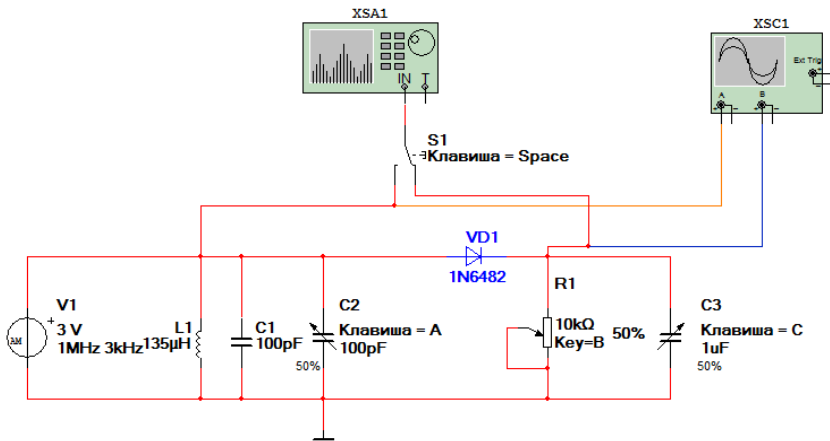


Рис. 6.3 Модель схеми послідовного АМ-детектора

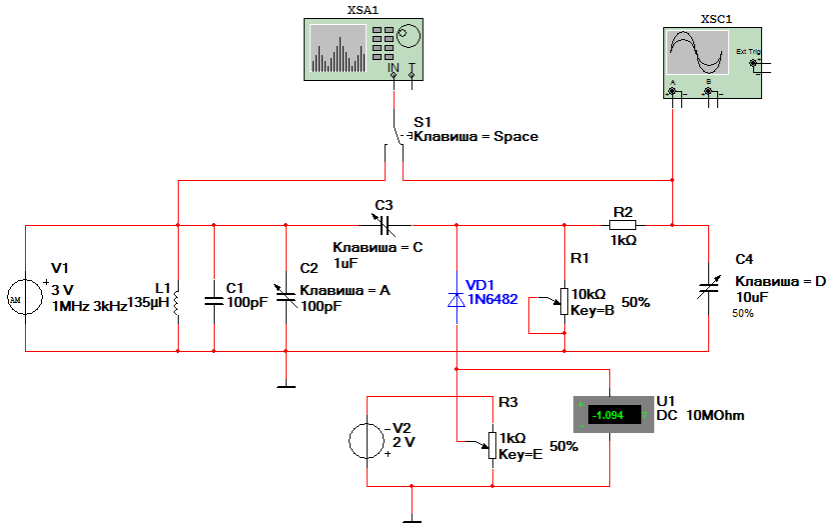


Рис. 6.4 Модель схеми паралельного АМ-детектора

Порядок виконання роботи

1. Вимірюйте детекторну характеристику діодного детектора. Отримайте залежність постійної складової $U_{\text{с}}$ на навантаженні діодного детектора від ефективного значення $U_{\text{с}}$ вхідного сигналу без модуляції. Виміри провести для режимів «слабких» і «сильних» сигналів і для 3-х значень навантаження. У режимі «слабких» сигналів значення $U_{\text{с}}$ змінювати в інтервалі $0 \div 250$ мВ.

У режимі «сильних» сигналів значення $U_{\text{с}}$ змінювати в інтервалі 250 мВ \div 2 В. Результати вимірів занести до таблиці.

2. Вимірюйте частотну характеристику детектора. Зняти частотні характеристики детекторів $U_{\Omega} = f(F)$. Виміряти ефективне значення U_{Ω} низької частоти на «закритому» (без постійної складової) виході, змінюючи частоту модуляції F в діапазоні 30 Гц \div 15 кГц при постійному значенні амплітуди сигналу $U_{\text{с}} = \text{const}$ (коефіцієнт глибини модуляції повинен бути постійним і рівним $m_{\text{а}} = 30\%$). Для діодного детектора підтримувати значення амплітуди $U_{\text{с}} \approx 1 \div 1,5$ В.

3. Визначте коефіцієнт передачі детектора. Виміряйте залежність коефіцієнта передачі для 2-х типів детекторів від величини ефективного значення напруги вхідного сигналу

$k=U_{\Omega}/(m_a U_c)$ при фіксованих значеннях коефіцієнта глибини модуляції $m_a = 30\%$ і частоти модуляції $F \approx 1$ кГц.

Для діодного детектора виміри проводити при навантаженні R_1, C_1 , змінюючи величину U_c в межах 250 мВ-2,0 В.

4. Оцінити форму спектру вихідного сигналу. Підключити до виходу детектора спектроаналізатор, провести вимірювання частотних складових спектра в лінійній і логарифмічною шкалах. Замалювати спектр. Замалювати форму вихідного сигналу при різних параметрах навантаження діода.

Контрольні питання.

1. Які функції виконують амплітудні детектори? За якими ознаками класифікуються такі детектори, і які їхні параметри?

2. Які принципи роботи і схеми амплітудних детекторів? У чому їх переваги і недоліки? Які особливості синхронних детекторів?

3. Як можна уявити еквівалентну схему детектора? Як визначити коефіцієнт передачі і вхідний опір детектора на напівпровідниковому діоді?

4. Які спотворення можуть зазнавати сигнали в детекторах? Які заходи слід вживати для зменшення спотворень сигналів?

5. Які процеси відбуваються при детектуванні двох високочастотних напружень з різними частотами? Як визначається відношення сигнал/шум на виході детектора?

6. Що відбувається при спільному дії сигналу і шуму на амплітудний детектор? Як змінюється спектр сигналу і шуму на виході амплітудного детектора?

7. Яка методика вимірювання детекторної характеристики детектора?

8. Яка методика вимірювання частотних характеристик детекторів?

9. Яка методика вимірювання коефіцієнта передачі детектора?

Лабораторна робота № 7

Дослідження детектора частотно-модульованих коливань

Мета роботи: дослідження характеристик детекторів частотно-модульованих коливань.

Короткі теоретичні відомості

Частотні детектори (ЧД) за характером перетворень, які здійснюються над коливанням, що підлягають детектуванню, ділять на наступні типи:

- частотно-амплітудні;
- частотно-фазові;
- частотно-імпульсні.

У першому випадку частотно-модульовані (ЧМ) коливання перетворюються на коливання, у якого крім частоти змінюється і амплітуда. Причому амплітуда змінюється відповідно модульованою функцією ЧМ коливання. Досягається це використанням пасивних *LC*-або *RC*-ланцюгів, АЧХ яких мають явно виражені скати. Далі перетворене коливання надходить на детектор АМ коливань того чи іншого типу. У другому випадку зміна частоти перетвориться в зсув фаз двох коливань, які формуються з вихідного, з наступним детектуванням в ФД. У третьому випадку з ЧМ коливання формується послідовність імпульсів, частота проходження яких залежить від девіації частоти вихідного коливання.

Отримана послідовність подається на вхід фільтру нижніх частот, що виділяє інформаційну складову спектру.

Як і для ФД, найважливішими показниками для ЧД є:

- детекторна характеристика (ДХ) – залежність вихідної напруги від частоти;
- крутизна ДХ $dU_{вих}/df$ в визначеній робочій точці;
- робочий участок (смуга пропускання) ДХ, під яким розуміється участок ДХ, в межах якого перетворення одного виду модуляції в інший відбувається з обумовленим рівнем спотворень.

Розглянемо типові схемні реалізації перерахованих типів ЧД.

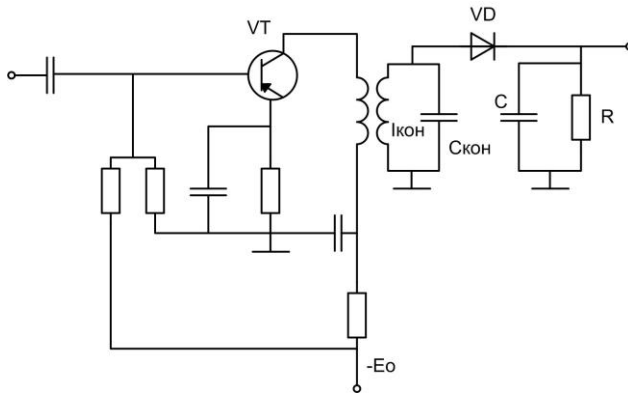


Рис. 7.1.Схема детектора з перетворювачем ЧМ коливання в АМ-ЧМ коливання

Схема складається з резонансного підсилювача, на який надходить ЧМ сигнал з частотою $f_{\text{н}}$, що не збігається з резонансною частотою контуру, і детектора АМ коливань. На рис. 7.2 відображено процес перетворення зміни миттєвої частоти вхідного сигналу в зміни амплітуди.

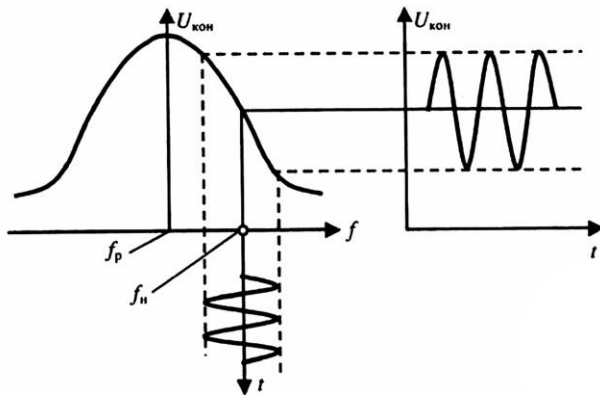


Рис. 7.2. Графік процесу перетворення зміни миттєвої частоти вхідного сигналу в зміну амплітуди

Вираз для ДХ в загальному вигляді записується у формі

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{д}} U_{\text{кон}} \quad (7.1)$$

де $U_{кон}$ – миттєва напруга в контурі, а K_D - коефіцієнт передачі амплітудного детектора. Вираз для $U_{кон}$ має вид:

$$U_{кон} = \frac{U_{контр}}{\sqrt{1 + \left[\frac{2(f - f_p)}{f_p d_e} \right]^2}} \quad (7.2)$$

де f_p - резонансна частота контуру; f - миттєва частота; d_e - еквівалентне згасання контуру (згасання контуру з урахуванням внесених до нього з боку транзистора і з боку детектора активних провідностей); $U_{контр}$ – напруга на контурі при резонансній частоті.

Форма ДХ збігається з формою робочої ділянки АЧХ контуру, що використовується як перетворювач виду модуляції.

Розглянута схема через великі нелінійні спотворення, що вносяться в сигнал на етапі перетворення ЧМ коливання в АМ-ЧМ коливання використовується дуже рідко.

Добре зарекомендувала себе схема балансного ЧД з розстроєними контурами (рис. 7.3), що представляє собою комбінацію з двох найпростіших ЧД, включених так, що вихідна напруга виявляється рівним різниці напруг, що виникають на навантаженні кожного діода, що утворюють схему детекторів.

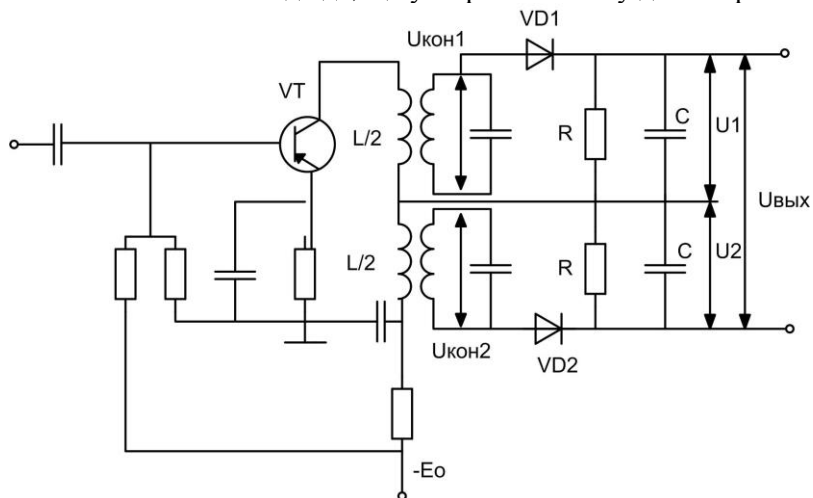


Рис. 7.3. Схема балансного ЧД з розстроєними контурами

Контури, які входять в схему, налаштовані на частоти, які відрізняються від несучої частоти ЧМ коливання f_n причому $f_{p1} = f_n + \Delta f_0$, а $f_{p2} = f_n - \Delta f_0$, де Δf_0 - постійна розстройка.

На рис. 7.4 показаний типовий вид ДХ.

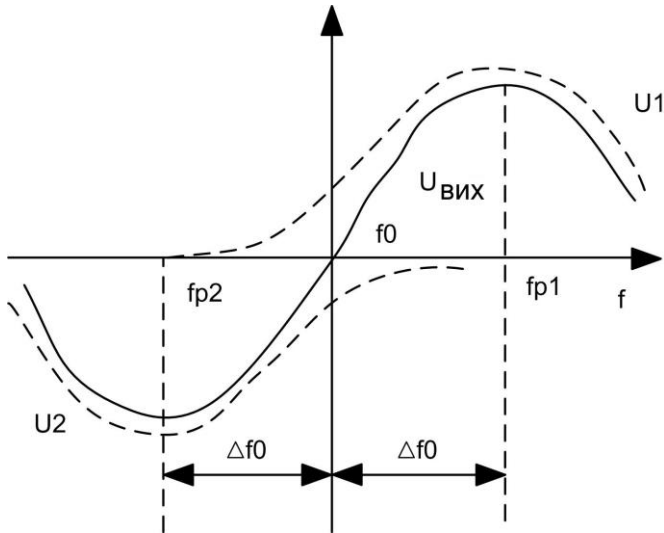


Рис.7.4 Графік детекторної характеристики балансного частотного детектору

На тому ж рисунку пунктиром відзначені вихідні напруги кожного із плечей ЧД, різниця яких є вихідною напругою схеми. Зі схеми рис. 7.3 випливає, що

$$U_{вих} = U_1 - U_2 = K_D(U_{кон1} - U_{кон2}) \quad (7.3)$$

Прийнято, що коефіцієнти передачі діодних детекторів рівні. Поточні значення амплітуд напруги на відповідних контурах визначаються наступними виразами:

$$U_{кон1} = \frac{U_{контр}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f_1}{f_{p1} d_{\phi 1}} \right)^2}} = \frac{U_{контр}}{\sqrt{1 + (\xi_{01} + \xi_1)^2}} \quad (7.4)$$

$$U_{\text{кон}2} = \frac{U_{\text{кон}p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f_2}{f_{p2}d_{\text{э}2}}\right)^2}} = \frac{U_{\text{кон}p}}{\sqrt{1 + (\xi_{02} + \xi_2)^2}} \quad (7.5)$$

де $U_{\text{кон}p}$ – напруга на контурах при резонансних частотах (прийнято, що напруга однакові); $\Delta f_1 = \Delta f_0 - \Delta f$, $\Delta f_2 = \Delta f_0 + \Delta f$ – миттєві розстройки; $\xi_{01} = 2\Delta f_0 / (f_{p1}d_{\text{э}1})$; $\xi_{02} = 2\Delta f_0 / (f_{p2}d_{\text{э}2})$ – узагальнені початкові розладу контурів. Зазвичай ξ_{01} і ξ_{02} рівні. При цьому ДХ симетрична. Рівність ξ_{01} і ξ_{02} (надалі індекси 1 і 2 опустимо) можлива, якщо рівні смуги пропускання обох контурів: $f_{p1}d_{\text{э}1} = f_{p2}d_{\text{э}2} = f_0d_{\text{э}}$.

Таким чином,

$$\xi_1 = \frac{2\Delta f_1}{f_0d_{\text{э}}} = \xi_2 = \frac{2\Delta f_2}{f_0d_{\text{э}}} = \xi_0 = \frac{2\Delta f}{f_0d_{\text{э}}} \quad (7.6)$$

Вираз для ДХ представимо у вигляді

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{кон}p} K_{\text{ДХ}} \psi(\xi), \quad (7.7)$$

де

$$\psi(\xi) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi_0 - \xi)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi_0 + \xi)^2}}.$$

З (7.7) випливає, що характер ДХ визначається функцією $\psi(\xi)$, яку можна вважати нормованою ДХ. На рис. 7.5 представлено сімейство функції $\psi(\xi)$, параметром якого є величина ξ_0 .

З аналізу наведених кривих видно, що величина ξ_0 сильно впливає на крутість ДХ в точці $\xi=0$ (тобто на частоті f_0), лінійність ДХ в смузі пропускання, ширину смуги пропускання, якщо взяти її рівною різниці частот, відповідних максимумів ДХ. Від ξ_0 залежить і максимальне значення $U_{\text{вих}}$. Оскільки ДХ симетрична, то спотворення інформаційної складової будуть проявлятися у появі в спектрі вихідного сигналу непарних гармонік модулюючої функції.

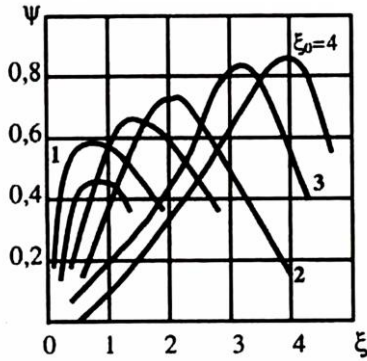


Рис. 7.5 Графік функції $\psi(\xi)$

Можна показати, що ДХ найбільш лінійна при $\xi_0=(1,5)^{1/2}$, а максимальна крутизна досягається при $\xi_0 = 1/\xi_0 = 1/\sqrt{2}$.

Одна з найбільш поширених схем ЧД з частотно-фазовим перетворенням наведена на рис.7.6.

У літературі цю схему називають балансним ЧД з пов'язаними контурами. Перетворення ЧМ коливання в ФМ-ЧМ коливання здійснюється в парі індуктивно зв'язаних контурів L_1C_1 і L_2C_2 , налаштованих на несучу частоту детектованого коливання. У розглянутій схемі на діодах VD1 і VD2 утворюються напруги U_{D1} і U_{D2} рівні геометричній сумі напруг U_1 та $0,5 U_2$. Напряга U_1 на обидва діода надходить з однаковою фазою і грає роль опорної.

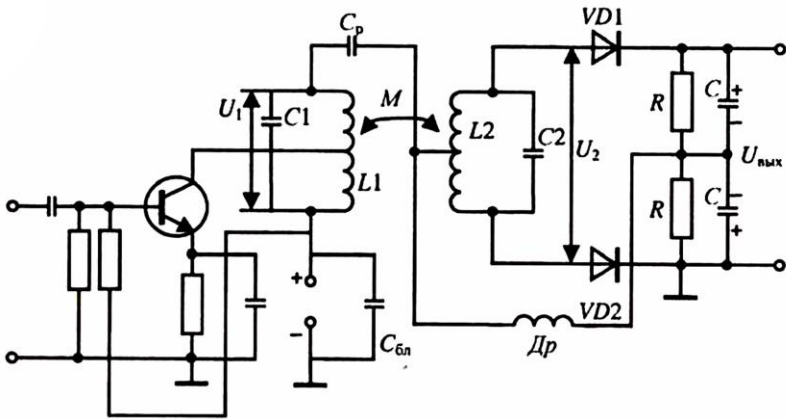


Рис. 7.6 Схема детектора з частотно-фазовим перетворенням

Таке твердження стає очевидним, якщо звернути увагу на те, що по високій частоті дросель D_r включений паралельно L_1C_1 -контурі, так як ємності конденсаторів $C_{\text{бл}}$, C_p і C достатньо великі і їх опір на робочих частотах можна вважати рівними нулю. Щоб індуктивність дроселя мало впливала на загальну індуктивність першого контуру, повинно виконуватися така умова: $L_{\text{др}} \gg L$. У принципі, замість дроселя можна включити активний опір, але так як по ланцюгу, до якого входить дросель, протікає постійна складова струму діодів, це робити недоцільно. Напруга $0,5U_2$ до діодів включені в протифазі. Якщо зв'язок між L_1C_1 і L_2C_2 -контуром має таке значення, що резонансна характеристика одnogорба, фазочастотна характеристика пари контурів буде мати вигляд, показаний на рис. 7.7 (під ФЧХ тут розуміється залежність різниці фаз між напругою на першому і другому контурах від частоти).

Маючи на увазі наведену ФЧХ, неважко уявити, що на резонансній частоті амплітуди напруг $U_{\text{д1}}$ і $U_{\text{д2}}$ виявляються однаковими. Вихідна напруга детектора при цьому дорівнює нулю. Відхилення частоти вхідного коливання від резонансної призводить до зміни фазових співвідношень між U_1 і U_2 , внаслідок чого змінюються амплітуди $U_{\text{д1}}$ і $U_{\text{д2}}$. Вихідна напруга стає відмінним від нуля.

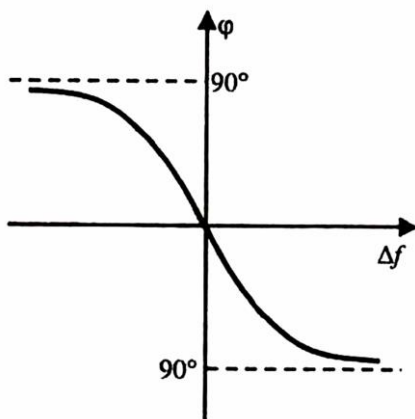


Рис. 7.7. Залежність різниці фаз між напругою на першому і другому контурах від частоти

Сімейство нормованих ДХ представлено на рис. 7.8.

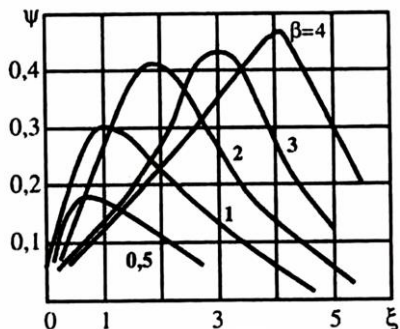


Рис. 7.8. Сімейство нормованих ДХ

Параметром кривих є параметр зв'язку між контурами $\beta = (M/L)Q$. Оскільки ДХ симетрична відносно початку координат, то її вигляд показаний тільки в першому квадранті. Можна показати, що нормована ДХ описується виразом

$$\psi(\xi) = \frac{\sqrt{1 + (\xi + 0,5\beta)^2} - \sqrt{1 - (\xi - 0,5\beta)^2}}{\sqrt{(1 + \beta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}} \quad (7.8)$$

При виведенні цього співвідношення прийнято, що обидва контури мають однакові параметри. Максимальна лінійність ДХ в області $\xi = 0$ виходить при $\beta = 0,5 \dots 2$, а максимальна крутизна - при $\beta \approx 1$.

Моделі частотних детекторів наведені на рис. 7.9 і 7.10.

Порядок виконання роботи

1. Розрахуйте значення ємності контуру C_2 для резонансної частоти $f_1=440$ кГц і для резонансної частоти $f_2=500$ кГц для схеми на рис. 7.9.

2. Встановіть значення ємності контуру C_2 для частоти $f_1=440$ кГц, замалюйте осцилограми сигналів. Встановіть значення ємності контуру C_2 для частоти $f_2=500$ кГц, замалюйте осцилограми сигналів.

3. З осцилограм визначте значення ємності контуру C_2 , при якому АМ-сигнал на виході контуру має максимальне значення

(канал "В" осцилографа). Встановіть значення ємності контуру C_2 для максимальної амплітуди вихідного сигналу.

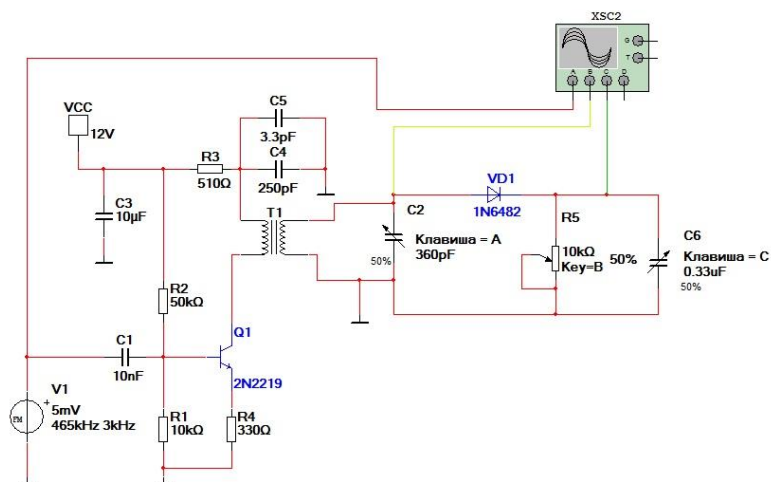


Рис. 7.9 Модель ЧМ-детектора з перетворенням ЧМ-сигналу в АМ-ЧМ-сигнал

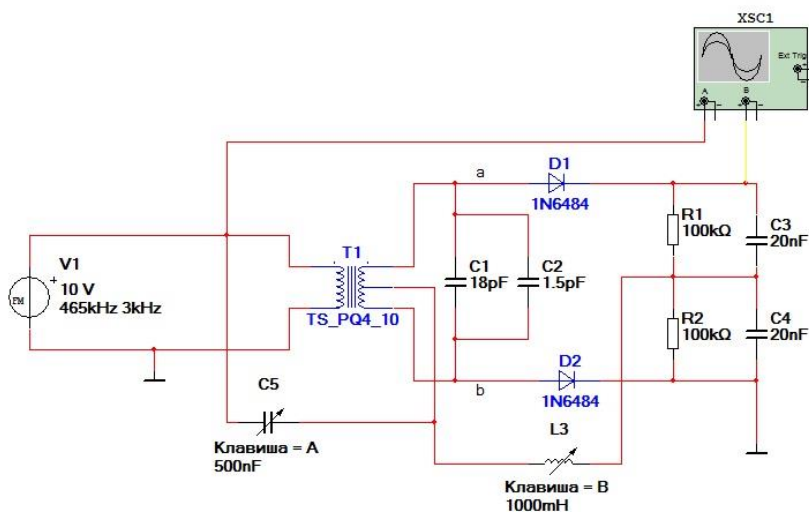


Рис. 7.10 Модель ЧМ-детектора з перетворенням ЧМ-сигналу в ФМ-сигнал

4. Змінюючи конденсатор C_2 в невеликих межах, добийтеся якісного АМ-сигналу на виході контуру. Розрахуйте резонансну частоту контуру, при отриманому значенні C_2 . Замалюйте осцилограму отриманого сигналу. Визначте гілку коливального контуру, на якій відбувається перетворення ЧМ-сигналу АМ-ЧМ-сигнал. Виміряйте частоту низькочастотного коливання на виході АМ-детектора.

5. Відкрийте файл ЧД1а.ms10 (рис. 7.10).

6. Підбором значення ємності C_5 і індуктивності L_3 добийтеся якісного низькочастотного коливання на виході детектора (канал "В" осцилографа).

7. Розрахуйте девіацію частоти ЧМ-сигналу, мінімальне і максимальне значення несучої ЧМ-сигналу, реактивний опір ланцюга C_5L_3 . Визначте максимальний і мінімальний фазовий зсув, викликаний ланцюгом C_5L_3 .

8. Замалюйте осцилограми сигналів та зробіть висновки по роботі.

Контрольні питання

1. В яких пристроях здійснюється частотне детектування?
2. Вкажіть особливості одноктний і балансних ЧД.
3. Наведіть принципові схеми і поясніть принцип роботи ЧД з перетворенням відхилення частоти зміна амплітуди.
4. Які принципова схема та принцип дії ЧД з одиночним контуром, що перетворює зміна частоти в зміну фазового зсуву?
5. За допомогою векторних діаграм поясніть принцип дії ЧД з пов'язаними контурами.
6. Проведіть та поясніть класифікацію ЧД.

Лабораторна робота №8

Дослідження фазового детектора

Мета роботи: експериментальне дослідження основних характеристик і параметрів фазових детекторів.

Короткі теоретичні відомості

Фазовим детектором (ФД) називають пристрій, призначений для створення напруги, пропорційної різниці фаз між сигналом і опорним коливанням. Якщо на вході ФД діє напруга $u_{вх} = U_{вх} \cos[\omega t + \varphi(t)]$, то детектована напруга $E_{\varnothing} = K_{\varphi\varnothing} \varphi(t)$. Так як в спектрі напруги на виході ФД є частотні складові, яких не було в спектрі $U_{вх}$, то для реалізації ФД не можна використовувати лінійну схему з постійними параметрами. Фазове детектування не можна також здійснити за допомогою простої безінерційної нелінійної системи. Наприклад, постійна складова струму діодного детектора залежить тільки від амплітуди вхідної напруги і не залежить від його фази і частоти. Тому ФД можна виконати на основі лінійної системи зі змінними параметрами (параметричної системи). Структурна схема ФД показана на рис. 8.1. Ця схема збігається зі структурною схемою ПЧ; відмінність полягає лише в тому, що частота гетеродину (опорна напруга) $\omega_r = \omega_c = \omega_0$. Під дією опорної напруги u_0 змінюється активний параметр схеми, звичайно крутизна вольт-амперної характеристики S .

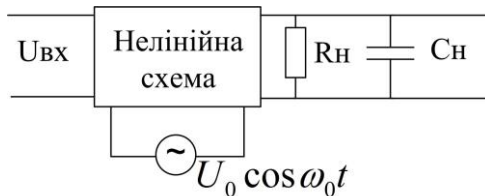


Рис. 8.1 Структурна схема ФД

Схема ФД збігається також зі схемою параметричного АД, тому детектована напруга на виході ФД:

$$E_{\varnothing} = 0.5 S_1 U_{вх} R_n \cos \varphi \quad (8.1)$$

де S_1 – амплітуда першої гармоніки крутизни струму перетворювального елемента; $\varphi = \varphi_{\varnothing} - \varphi_c$. Залежно від виду нелінійного ланцюга і способу його включення розрізняють однотактний, балансні і кільцеві ФД. В якості нелінійного

елемента використовують діоди і транзистори. Таким чином, фазове детектування здійснюється за допомогою параметричного ланцюга, в якій джерело опорної напруги має бути синхронним з джерелом сигналу.

Однотактний діодний ФД. Для фазового детектування до діода (рис. 8.2) прикладається вхідний сигнал і опорна напруга; напруга E_d на виході ФД визначається виразом (8.1), отриманим при припущенні, що $U_{ex} \ll U_0$. Характеристика детектування діодного ФД згідно (8.1) близька до синусоїди.

Принцип дії такого ФД можна пояснити, розглядаючи його не як параметричний ланцюг, а як систему з амплітудним детектуванням суми двох гармонійних коливань ($U_{вх}$ і u_0). На вході такого АД діє сумарна напруга $u_{\Sigma} = u_{ex} + u_0 = U_{ex} \cos(\omega_0 t + \phi) + U_0 \cos \omega_0 t$. Ці два коливання мають однакову частоту, але різні фази. У результаті векторного додавання двох напруг отримують напругу тієї ж частоти, але іншої фази. Амплітуда сумарного коливання

$$U_{\Sigma} = \sqrt{U_0^2 + U_{ex}^2 + 2U_0U_{ex} \cos \phi} \quad (8.2)$$

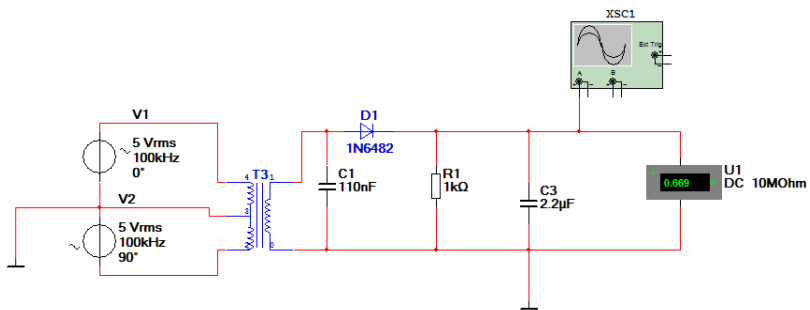


Рис. 8.2 Модель однотактного діодного ФД

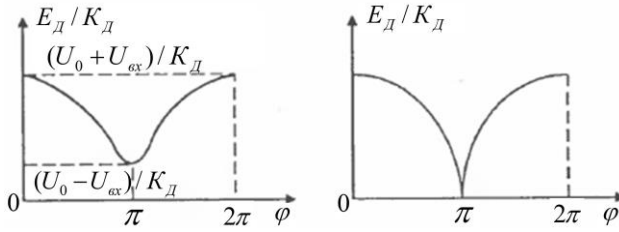


Рис. 8.3 Характеристики детектування

Напряга на виході АД з коефіцієнтом передачі K_δ :

$$E_\delta = K_\delta U_\Sigma = K_\delta \sqrt{U_0^2 + U_{\delta x}^2 + 2U_0 U_{\delta x} \cos \varphi} \quad (8.3)$$

Згідно (8.3) напруга E_δ на виході ФД залежить від φ вхідного сигналу; вид залежності E_δ від φ визначається відношенням $U_{\delta x}/U_0$. У загальному випадку характеристика детектування істотно відрізняється від косінусоїди (рис. 8.3 а).

При малих амплітудах вхідного сигналу характеристика детектування одноктного діодного ФД має косінусоїдальну форму. Якщо $U_{\delta x} \approx U_0$, то $E_\delta = K_\delta U_0 \sqrt{2(1 + \cos \varphi)}$ в цьому випадку характеристика детектування представляє собою циклоїду (рис. 8.3,б), яка сильно відрізняється від косінусоїди.

Балансний ФД. Являє собою два діодних одноктних ФД (рис. 8.4), кожен з яких працює на своє навантаження. І в результаті на виході кожного плеча ФД створюються напруги $E_{\delta 1}$ і $E_{\delta 2}$ зустрічної полярності, тому $E_\delta = E_{\delta 1} - E_{\delta 2}$.

Вхідна напруга підводиться до діодів у протилежній полярності, тому фаза напруги $u_{\delta x}$ відрізняється від фази $u''_{\delta x}$ на 180° . Опорна напруга прикладається до діодів в однаковій фазі, тому

$$E_{\delta 1} = K_\delta \sqrt{U_0^2 + U'_{\delta x}{}^2 + 2U_0 U'_{\delta x} \cos \varphi} \approx K_\delta (U_0 + U'_{\delta x} \cos \varphi)$$

$$E_{\delta 2} = K_\delta \sqrt{U_0^2 + U''_{\delta x}{}^2 + 2U_0 U''_{\delta x} \cos \varphi} \approx K_\delta (U_0 + U''_{\delta x} \cos \varphi).$$

Отже:

$$E_\delta = E_{\delta 1} - E_{\delta 2} = K_\delta (U'_{\delta x} + U''_{\delta x}) \cos \varphi = 2K_\delta U'_{\delta x} \cos \varphi$$

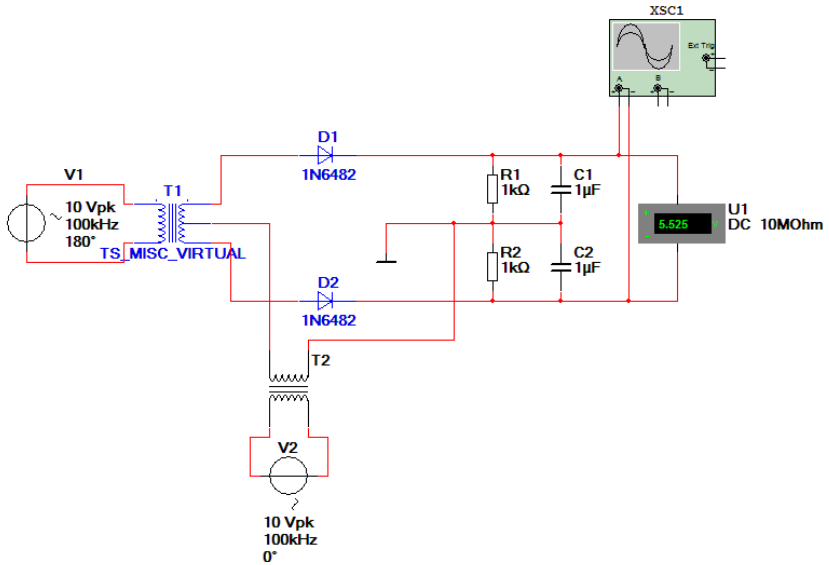


Рис. 8.4 Модель балансного фазового детектора

У кільцевому ФД використовують два балансних фазових детектора (рис. 8.4), при цьому симетричність характеристики детектування поліпшується, а коефіцієнт передачі детектора зростає.

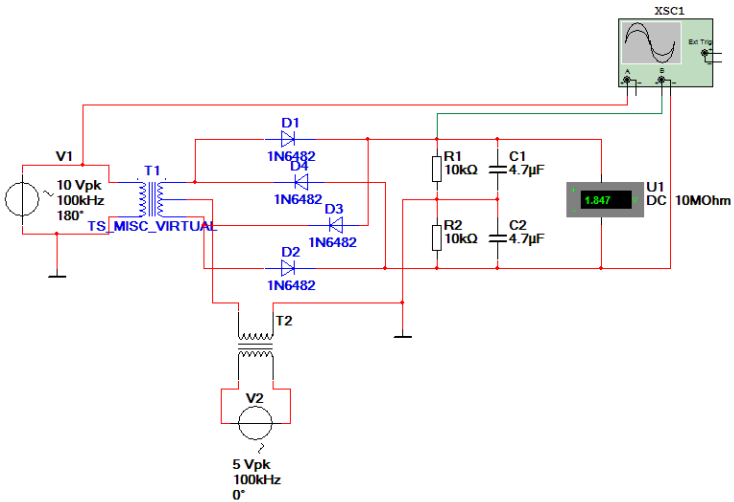


Рис. 8.5 Модель кільцевого фазового детектора

Фазовий детектор на дискретних логічних елементах. Модель подібного ФД показана на рис. 8.6. Пристрій формують перетворює аналоговий гармонічний сигнал в імпульсну напругу. Фільтр нижніх частот виділяє постійну складову напруги

$$E_{\phi} = \frac{U_0 |\Pi - \varphi|}{2\Pi} = \frac{0.5U_0}{1 - \frac{\varphi}{\Pi}} \quad (8.4)$$

Згідно (8.4) напруга E_{ϕ} лінійно залежить від фази φ .

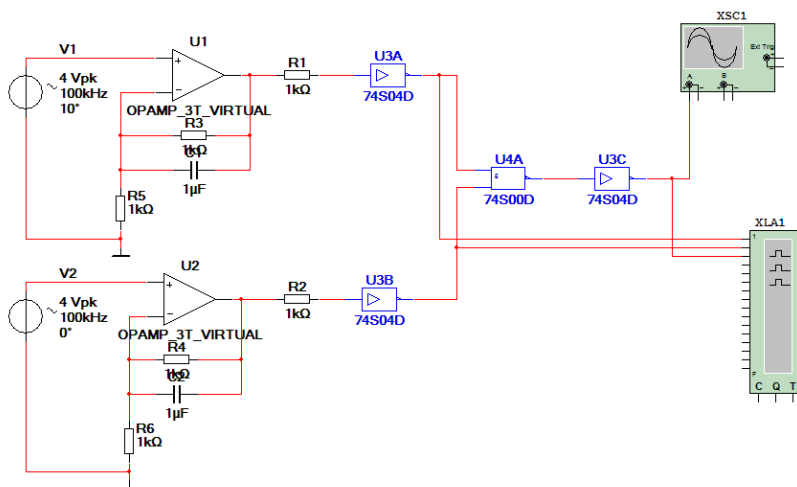


Рис. 8.6 Модель ФД на логічних дискретних елементах

Порядок виконання роботи

1. Отримайте детекторну характеристику ФД (рис. 8.2). Змінюючи фазу генератора V1 від 0° до 360° з кроком 5° , отримайте залежність постійної напруги на виході детектора. Побудуйте детекторну характеристику $U_{\phi} = f(\varphi)$.
2. Повторіть п.1 для схем, наведених на рис. 8.4 – 8.7.
3. Оформіть результати і зробіть висновки.

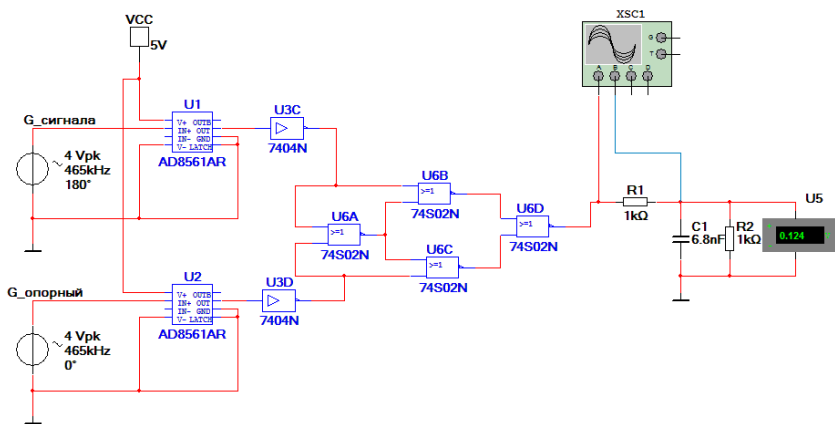


Рис. 8.7 Модель цифрового ФД

Контрольні питання

1. Які структурна схема та принцип дії ФД?
2. Нарисуйте принципову схему і поясніть принцип дії одноконтурного діодного ФД.
3. Розгляньте принципову схему та поясніть особливості балансного діодного ФД.
4. Намалюйте структурну схему і з допомогою діаграм напруг поясніть принцип роботи імпульсного ФД.
5. Проведіть та поясніть класифікацію ФД.

Лабораторна робота №9

Дослідження автоматичного регулювання підсилення

Мета роботи: експериментальне дослідження схем автоматичного регулювання підсилення.

Короткі теоретичні відомості

Автоматичне регулювання посилення (АРП) призначена для підтримки постійної напруги на виході УПЧ, необхідного для нормальної роботи вихідних пристроїв приймача. Рівень сигналу

на вході приймача змінюється звичайно в дуже широких межах; при максимальній напрузі на вході РПрП система АРП повинна забезпечити мінімальний коефіцієнт підсилення приймача і навпаки. Таким чином, завдання АРП - змінювати підсилення ПТ РПрП в залежності від рівня вхідного сигналу (рис. 9.1). Система АРП повинна мати пристрій, напруга $E_{\text{рег}}$ на виході якого залежить від рівня сигналу в радіотракту. Таким пристроєм може служити, наприклад, амплітудний детектор. Напруга $E_{\text{рег}}$, що подається на підсилювальні каскади, змінює їх коефіцієнт підсилення. Для АРП в приймачі створюється ланцюг, що складається з детектора АРП та фільтру.

За рахунок АРП в приймачі діапазон зміни напруги сигналу $U_{\text{вих}}/U_{\text{вих.ном}} = \alpha$ на його виході менше, ніж діапазон зміни сигналу $U_{\text{вх}}/U_{\text{вх.ном}} = \beta$ на вході, де $U_{\text{вих.ном}}$ і $U_{\text{вх.ном}}$ – необхідні номінальні напруги відповідно на виході і вході приймача. Чим більше відношення α/β , яке зветься діапазоном АРП, тим ефективніше АРП в приймачі.

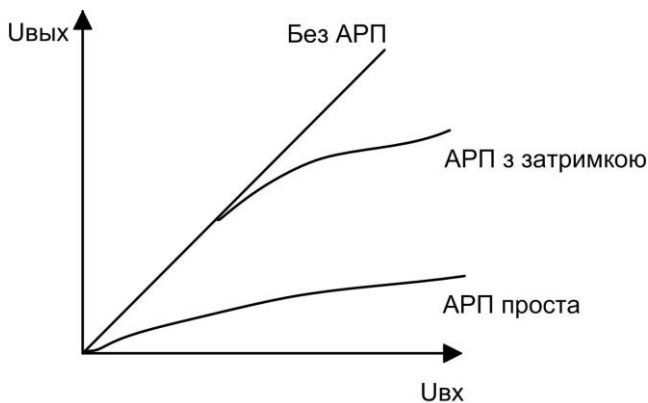


Рис 9.1. Характеристики АРП

Залежно від способу подачі регульованої напруги АРП поділяються на зворотні, прямі і комбіновані.

Пряма АРП дозволяє в принципі отримати ідеальну характеристику регулювання, але практично досягти цього не вдається. Такий АРП властивий ряд недоліків, основний з яких полягає в необхідності включати перед детектором в ланцюзі АРП додатковий підсилювач з великим коефіцієнтом підсилення.

Пряма АРП нестабільна, тобто схильна до дії різних дестабілізуючих факторів. Через зміну температури або напруги джерела живлення коефіцієнт посилення K_0 регульованого підсилювача збільшиться, то характеристика АРП з ідеальної перетвориться на характеристику з наростаючим $U_{\text{вих}}$.

Недоліком зворотного регулювання є те, що вона не дозволяє отримувати ідеальну характеристику АРП: можна лише наблизитися до неї. Зворотній АРП не може бути ідеальною, оскільки для її роботи принципово необхідно прирощення вихідної напруги $U_{\text{вих}}$. У цій схемі (рис. 9.2, 9.3) напругу регулювання $E_{\text{рег}}$ отримують з напруги $U_{\text{вих}}$ на виході регульованого підсилювача.

Напруга $E_{\text{рег}}$ подається зі сторони виходу в напрямку входу РП, що й зумовило назву цього виду АРП. Детектор АРП (Д) забезпечує напругу $E_{\text{рег}}$ на його виході, пропорційну амплітуді напруги $U_{\text{вих}} \cdot E_{\text{рег}} = K_{\text{д}} U_{\text{вих}}$. Фільтр АРУ (Ф) відфільтровує складові частот модуляції і пропускає повільно мінливі складові напруги $E_{\text{рег}}$. Ланцюг АРП, яка складається тільки з детектора і фільтра, називають простою АРУ (рис. 9.2).

Недолік простий АРУ полягає в тому, що коефіцієнт підсилення радіотракту зменшується і при прийомі слабких сигналів, коли цього не потрібно. Для усунення цього недоліку використовують АРУ з затримкою, в якій ціп АРУ починає діяти тільки в тому випадку, коли вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ перевищує порогове $U_{\text{пор}}$; при цьому слабкі сигнали ланцюгом АРУ не послаблюються (рис. 9.3). При ідеальній роботі ланцюга АРП із затримкою для $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$ напруга на виході підсилювача постійна (рис. 9.1). По мірі збільшення коефіцієнта підсилення підсилювача в ланцюзі регулювання характеристика АРУ реального підсилювача все більшою мірою наближається до ідеальної.

Якщо допустити, що АРП ідеальна, то $\Delta U_{\text{вих}} = 0$, при цьому $E_{\text{рег}} = \text{const}$, $K_0 = \text{const}$, регулювання відсутнє, а, значить, $U_{\text{вих}}$ повинно рости.

У комбінованій АРП раціонально використовуються переваги обох схем АРП: стабільність зворотного АРП і можливість одержання ідеальної характеристики в прямій АРП. Для першого підсилювача – це зворотна, а для другого пряма АРП.

Порядок виконання роботи

1. Вимкнути коло автоматичного регулювання підсилення. Налаштувати резонанс для схеми. Занімати амплітудну характеристику підсилувача (рис. 9.2).
2. Повторити п. 1 при замкненому колі автоматичного регулювання підсилення. Побудуйте амплітудні характеристики отримані у п. 1 і п.2 на одному графіку.
3. Повторити п.1 і 2 для схеми на рис. 9.3.
4. Оформіть результати і зробіть висновки.

Контрольні питання

1. Намалюйте структурні схеми зворотної, прямої і комбінованої АРП і проведіть їх порівняльний аналіз.
2. Які структурна схема та призначення елементів ланцюга АРП?
3. Чому у зворотній АРП принципово не можна отримати ідеальну характеристику регулювання?
4. Які призначення і схема фільтра в ланцюзі АРП?
5. Поясніть сутність перехідного процесу, що виникає у схемі зворотного АРУ.

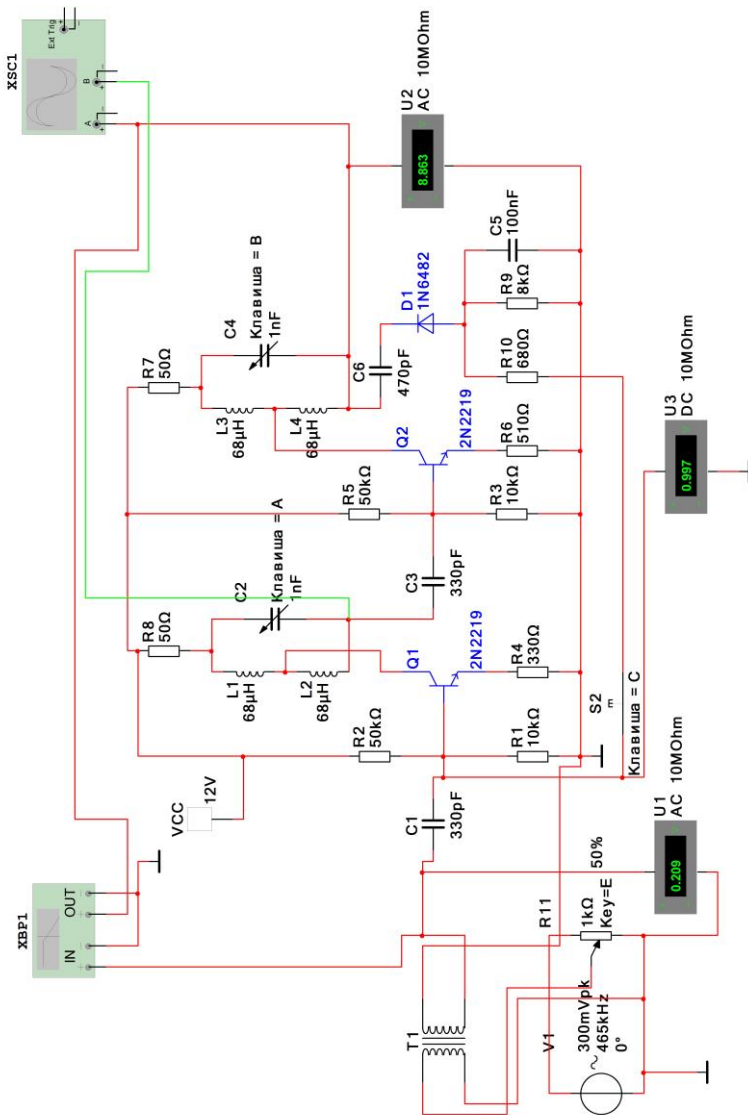


Рис. 9.2 Проста автоматична регулювка підсилення

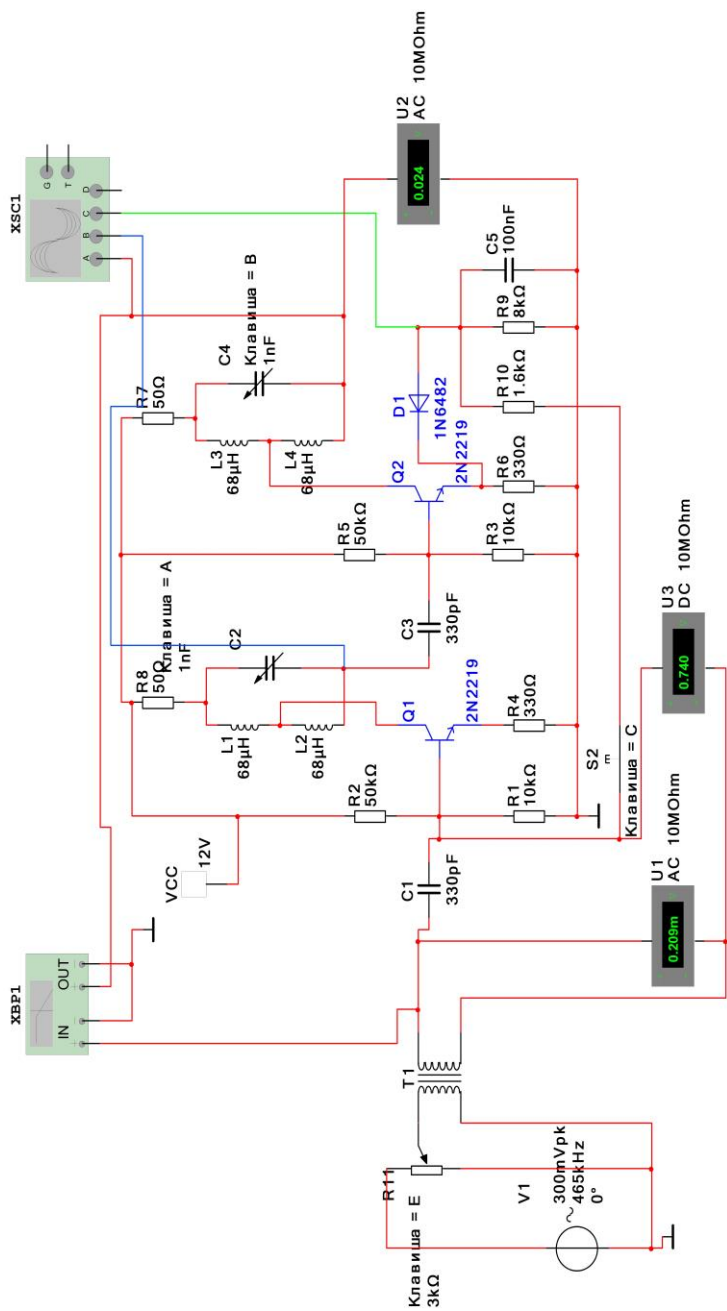


Рис. 9.3 Затримана автоматична регулювання підсилення

Лабораторна робота №10

Дослідження схеми АПЧ

Мета роботи: дослідження схеми АПЧ, отримання АЧХ, навчитися визначати крутизну характеристики по графіку.

1. Короткі теоретичні відомості

Автоматичне підстроювання частоти (АПЧ) – пристрій або метод автоматичної зміни і утримання необхідної частоти електричних коливань генератора. Метод полягає в автоматичному додатковому регулюванні частоти генератора, за інформацією про розузгодження частоти з ланцюгом зворотного зв'язку. Тим самим здійснюється негативний зворотний зв'язок по частоті. Інформація може вироблятися дискримінатором за різними характеристиками сигналу, одержуваного в радіотехнічному пристрої з використанням поточної частоти генератора. Частота генератора може відрізнятися від необхідної через температурний зсуву номіналів електронних компонентів, з-за неточною (наприклад, дискретної) установки частоти генератора; або з-за доплерівського зсуву частот. Система АПЧ характеризується смугою захоплення і смугою утримання.

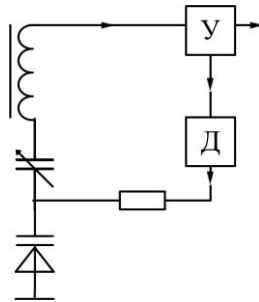


Рис 10.1 Схема автоматичного підстроювання частоти прийому «У»- підсилювальні каскади, «Д»- дискримінатор.

Смуга захоплення – це ширина смуги частот, в межах якої АПЧ спрацьовує і налаштовує приймач на потрібну станцію. Смуга утримання – це смуга частот, у межах якої може

змінюватися частота гетеродину (без АПЧ) без порушення роботи системи АПЧ. Зазвичай смуга утримання помітно ширше смуги захоплення, причому смуга захоплення залежить від селективності приймача – чим вона вища, тим менше смуга захоплення. Залежить вона і від рівня сигналу прийнятої станції підвищуючись у міру підвищення рівня сигналу.

АПЧ проста в реалізації, але не завжди працює стабільно. Її ефективність залежить від рівня сигналу та рівня перешкод радіоприйому. Якщо поруч з малопотужною станцією, що приймається працює набагато потужніша сусідня станція, АПЧ може захопити її замість потрібної станції. АПЧ зазвичай включають окремою клавішею після налаштування на задану станцію. Якщо вона включена постійно, то система може проскакувати налаштування на малопотужні станції і налаштовуватися тільки на потужні.

Принцип дії АПЧ в гетеродинному приймачі полягає в наступному. При точній відповідності частоти на виході перетворювача і налаштування УПЧ напруга на виході дискримінатора (частотного детектора) дорівнює нулю (рис. 10.2).

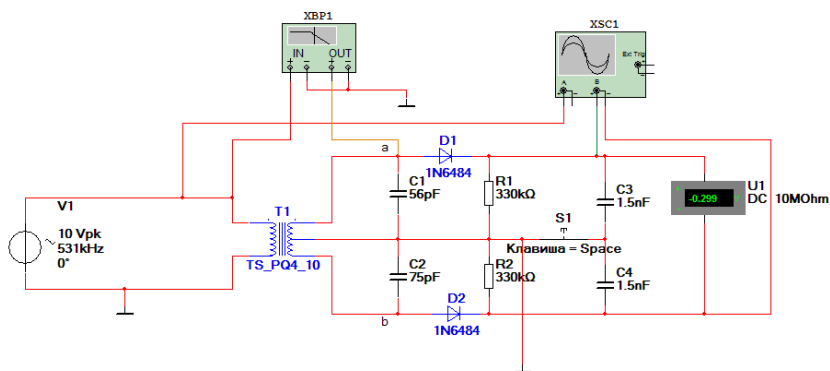


Рис. 10.2 Модель автоматичного підстроювання частоти

При взаємній розстройці цих частот (через нестабільність гетеродину) на виході дискримінатора з'являється постійна регулююча напруга, полярність якої залежить від знаку зазначеного розладу. Ця напруга після фільтра і підсилювача постійного струму подається на управляючий пристрій з таким

знаком, що він підлаштовує частоту гетеродину в бік зменшення помилки. Регулююча напруга подається безпосередньо з фільтра на управляючий пристрій. Таким чином, ланцюг АПЧ завжди прагне зменшити різницю між істинною проміжною частотою і налаштуванням УПЧ.

Порядок виконання роботи

1. Змінюючи частоту від 455 кГц до 600 кГц зняти значення $U_{\text{вих}}$.
2. По отриманим даним побудувати залежність $U_{\text{вих}}$ (dB) від f .
3. Отримати дискримінаційну характеристику пристрою за допомогою плоттеру "Bode".
4. Порівняйте характеристики і зробіть висновки.

Контрольні питання

1. Навіщо потрібні системи АПЧ в радіоприймальних пристроях.
2. Що спільного між ЧАПЧ і ФАПЧ і чим відрізняються ці системи одна від одної?
3. Чому смуга захоплення ЧАПЧ не залежить від параметрів ФНЧ, а в ФАПЧ зазначена смуга жорстко пов'язана з інерційністю ФНЧ?
4. Які характеристики ЧАПЧ і ФАПЧ і яким чином можна знайти за допомогою СХ ЧД, ФД і ПЕ?
5. Смуга захоплення. Смуга затримання.
6. Принцип дії АПЧ в гетеродинному приймачі.

Навчальне видання

**ЗАСОБИ ПРИЙМАННЯ ТА ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ В
СИСТЕМАХ ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ
Модуль 1**

Лабораторний практикум
для студентів напряму підготовки
6.170102 "Системи технічного захисту інформації"

Укладачі:
ШВЕЦЬ Валеріян Анатолійович
МЕЛЕШКО Тетяна Вікторівна