

ФАКУЛЬТЕТ АВТОМАТИКИ, ТЕЛЕМЕХАНІКИ ТА ЗВ'ЯЗКУ

Кафедра „Транспортний зв'язок”

О.В. Єлізаренко, А.О. Єлізаренко

КОЛИВАЛЬНІ КОЛА ТА ГЕНЕРАТОРИ

Конспект лекцій з дисципліни

«КАНАЛОУТВОРЮЮЧІ ПРИСТРОЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ»

УДК 656.25

Харків – 2010

Єлізаренко О.В., Єлізаренко А.О. Коливальні кола та генератори: Конспект лекцій. – Харків: УкрДАЗТ, 2010. – 67 с.

Конспект лекцій містить короткий виклад лекційних матеріалів з основних технічних характеристик і параметрів коливальних систем, принципів побудови та схемотехнічної реалізації генераторів із зовнішнім збудженням та автогенераторів.

Рекомендується для студентів факультету АТЗ, які вивчають дисципліну «Каналоутворюючі пристрої телекомунікацій», та може бути корисним при вивченні відповідних розділів дисципліни «Технічні засоби автоматизації».

Іл. 65, бібліогр.: 6 назв.

Конспект лекцій розглянуто і рекомендовано до друку на засіданні кафедри «Транспортний зв'язок» 24 листопада 2009 р. протокол № 4.

Рецензент

доц. М.О. Мороко

О.В. Єлізаренко, А.О. Єлізаренко

КОЛИВАЛЬНІ КОЛА ТА ГЕНЕРАТОРИ

Конспект лекцій
з дисципліни «Каналоутворюючі пристрої
телекомунікацій»

Відповідальний за випуск Єлізаренко О.В.

Редактор Губарева К.А.

Підписано до друку 10.02.10 р.
Формат паперу 60x84 1/16. Папір писальний.
Умовн.-друк.арк. 3,5. Обл.-вид.арк. 3,75.
Замовлення № Тираж 150. Ціна

Видавництво УкрДАЗТу, свідоцтво ДК № 2874 від. 12.06.2007 р.
Друкарня УкрДАЗТу,
61050, Харків - 50, майд. Фейербаха, 7

**УКРАЇНСЬКА ДЕРЖАВНА АКАДЕМІЯ ЗАЛІЗНИЧНОГО
ТРАНСПОРТУ**

**ФАКУЛЬТЕТ АВТОМАТИКИ, ТЕЛЕМЕХАНІКИ ТА ЗВ'ЯЗКУ
Кафедра «Транспортний зв'язок»**

О.В. ЄЛІЗАРЕНКО, А.О. ЄЛІЗАРЕНКО

КОЛИВАЛЬНІ КОЛА ТА ГЕНЕРАТОРИ

**Конспект лекцій
з дисципліни «Каналоутворюючі пристрої телекомунікацій»**

Харків 2010

УДК 656.25

Єлізаренко О.В., Єлізаренко А.О. Коливальні кола та генератори: Конспект лекцій. – Харків: УкрДАЗТ, 2010. – 69 с.

Конспект лекцій містить короткий виклад лекційних матеріалів з основних технічних характеристик і параметрів коливальних систем, принципів побудови та схемотехнічної реалізації генераторів із зовнішнім збудженням та автогенераторів.

Рекомендується для студентів факультету АТЗ, які вивчають дисципліну «Каналоутворюючі пристрої телекомунікацій», та може бути корисним при вивченні відповідних розділів дисципліни «Технічні засоби автоматизації».

Іл. 65, бібліогр.: 6 назв.

Конспект лекцій розглянуто і рекомендовано до друку на засіданні кафедри «Транспортний зв'язок» 24 листопада 2009 р. протокол № 4.

Рецензент

доц. М.О. Мороко

ЗМІСТ

	Вступ	4
1	Основні визначення, мета і зміст курсу. Історична довідка	5
2	Коливальні кола та системи	11
2.1	Основні параметри коливальних контурів	11
2.2	Зв'язані коливальні контури	23
2.3	Коливальні системи із розподіленими параметрами	28
	Контрольні питання	31
3	Генератори із зовнішнім збудженням	33
3.1	Структурна схема та параметри передавальних пристроїв	33
3.2	Фізичні процеси в генераторах із зовнішнім збудженням	35
3.3	Режими роботи ГЗЗ за напруженістю	43
3.4	Схеми генераторів із зовнішнім збудженням Контрольні питання	46 50
4	Генератори із самозбудженням	51
4.1	Умови та режими самозбудження	51
4.2	Схеми автогенераторів	57
4.3	Стабілізація частоти автогенераторів	62
	Контрольні питання	66
	Список літератури	67

ВСТУП

Конспект лекцій призначений для самостійної роботи при вивченні дисципліни «Каналоутворюючі пристрої телекомунікацій» і охоплює матеріал першої частини курсу «Коливальні контури і генератори».

Курс базується на знаннях, отриманих при вивченні фізики, електроніки і мікросхемотехніки, теорії електричних та магнітних кіл, теорії електричного зв'язку.

У свою чергу, цей курс є базовим для вивчення дисциплін: „Радіотехнічні системи залізничного транспорту”, „Системи зв'язку з рухомими об'єктами”, „Системи передачі в електрозв'язку”, „Оперативно-технологічний зв'язок на залізничному транспорті”.

Предметом курсу є вивчення принципів побудови, структурних і принципіальних схем основних функціональних елементів каналоутворюючих пристроїв різного призначення та характеристик і параметрів каналів передачі інформації.

Вивчення у лекційному курсі теоретичних основ технічних засобів телекомунікацій доповнюється лабораторними роботами, мета яких - ознайомлення з методами досліджень і характеристиками типових елементів каналоутворюючих пристроїв телекомунікацій.

Метою практичних занять є набуття практичних навичок виконання інженерних розрахунків основних функціональних елементів каналоутворюючих пристроїв телекомунікацій.

Основи проектування та розрахунку елементів каналоутворюючих пристроїв засвоюються студентами при виконанні курсової роботи.

Матеріали конспекту лекцій враховують досвід і практику викладання дисципліни на кафедрі „Транспортний зв'язок” і забезпечують підготовку до виконання лабораторних і практичних завдань та тестового контролю знань.

1 ОСНОВНІ ВИЗНАЧЕННЯ, МЕТА ТА ЗМІСТ КУРСУ. ІСТОРИЧНА ДОВІДКА

Системою телекомунікацій, або системою електричного зв'язку, називають сукупність технічних засобів і ліній зв'язку, що забезпечують передачу інформації у вигляді електричних сигналів по лініях зв'язку.

Інформація - сукупність відомостей, що підлягають передачі.

Поняття «інформація» абстрактно. У техніці зв'язку вона подана у вигляді конкретних повідомлень: звукових, нерухомих і рухомих зображень, даних.

Класифікація систем електричного зв'язку за видами переданих повідомлень наведена на рисунку 1.1.

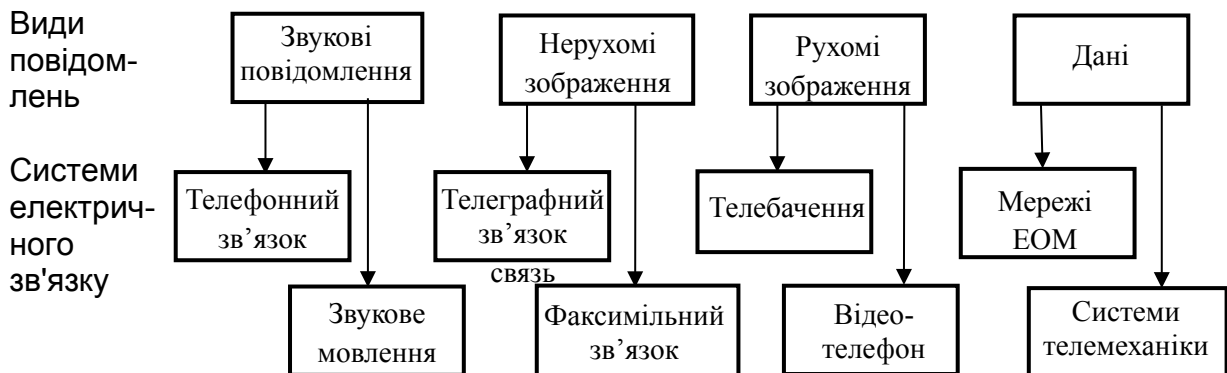


Рисунок 1.1

Телефонний зв'язок - передача мовних повідомлень.

Звукове мовлення - високоякісна передача мови й музики в системах провідного, радіо- й телевізійного мовлення.

Телеграфний зв'язок - передача буквено-цифрових текстів.

Факсимільний зв'язок - передача графічних нерухомих зображень будь-якого виду (тексту, креслень, фотографій).

Телебачення - формування та передача рухомих відеозображень.

Відеотелефон - одночасна передача мовних повідомлень і зображення абонентів, що ведуть переговори.

Дані - інформація, передана у формі, що сприймається при її формальній обробці електронно-обчислювальними машинами (ЕОМ) або автоматичними пристроями.

Мережі ЕОМ - сукупність ЕОМ та абонентських пристроїв, пов'язаних системами передачі даних.

Телемеханіка - автоматизація керування і контролю на відстані з передачею даних по каналах електричного зв'язку.

Електричний сигнал - електромагнітне коливання, зміна параметрів якого відображає передане повідомлення.

Найпростіша система електричного зв'язку може бути подана у вигляді схеми на рисунку 1.2.

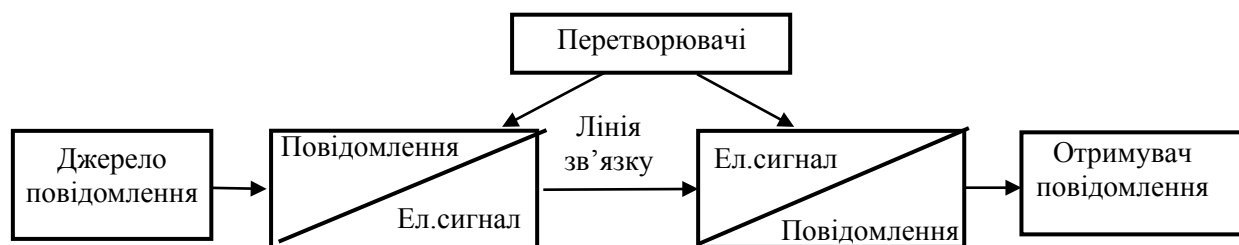


Рисунок 1.2

При передачі від джерела повідомлень ДП повідомлення перетворюється в електричний сигнал, а в пункті приймання сигнал перетворюється у повідомлення, які отримує одержувач ОП. Такі системи називають системами з безпосередньою передачею первинних електричних сигналів. Вони досить поширені. Прикладами можуть служити місцеві мережі телефонного зв'язку, мережі телеграфного зв'язку, системи відеоспостереження та інші (рисунок 1.3).

Лінії зв'язку забезпечують проходження електричних сигналів у потрібному напрямку на необхідну відстань.

Залежно від середовища, по якому передаються електричні сигнали, лінії зв'язку поділяють на три групи: радіолінії, проводові та волоконно-оптичні лінії. У свою чергу кожний з цих видів ліній зв'язку можна класифікувати

за різними ознаками.

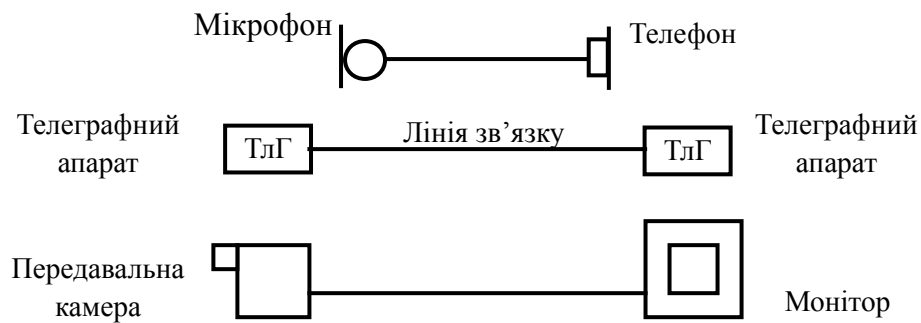


Рисунок 1.3

Проводові лінії - електричні кола, утворені парою проводів. На повітряних лініях зв'язку ПЛЗ проводи підвішені на опорах, а як ізоляцію між проводами використовують повітря.

КЛЗ - кабельні лінії зв'язку, а кабель є системою ізольованих провідників, розміщених у захисних оболонках.

У волоконно-оптичних лініях зв'язку ВОЛЗ електричний сигнал попередньо перетворюється у світловий і передається по волоконних світловодах в оптичних кабелях.

Основних етапи становлення та розвитку телекомунікацій такі:

1800 р. – А. Вольта (Італія) винайшов хімічне джерело струму – гальванічний елемент;

1832 р. – П. Шилінг (Росія) винайшов електромагнітний телеграф;

1866 р. – прокладено перший трансатлантичний кабель для телеграфного зв'язку між Європою та Америкою;

1876 р. – А. Белл (США) винайшов телефон;

1895 р. – О.С. Попов (Росія) винайшов радіо;

1911 р. – Б.Л. Розінг (Росія) одержав патент на систему електронного телебачення;

1956 р. – прокладено перший трансатлантичний телефонний кабель;

1966 р. – розпочато застосування волоконно-оптичних систем передачі.

У багатьох випадках безпосередня передача первинних електричних сигналів неефективна або навіть неможлива, тому до складу системи зв'язку вводять каналоутворюючі пристрої КУП (рисунок 1.4).

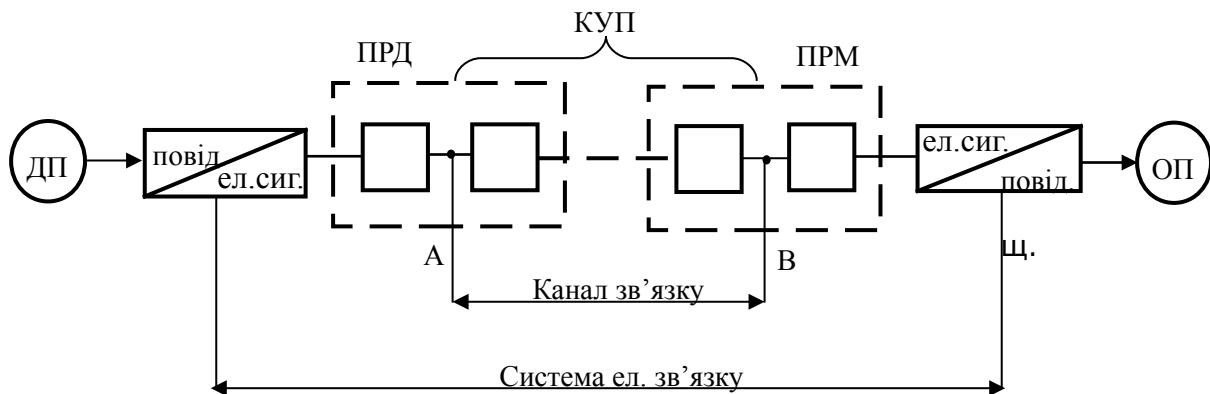


Рисунок 1.4

КУП забезпечують формування електричних сигналів для передачі їх по лініях зв'язку в передавальних пристроях (ПРД) і здійснюють обробку сигналів при їхньому прийманні у приймальних пристроях (ПРМ).

Каналом зв'язку називається частина системи електричного зв'язку, що забезпечує передачу сигналів від деякої точки А до точки В, узятих умовно залежно від того, канал якого виду розглядається.

При цьому всі елементи до точки А вважають джерелом сигналу для каналу даного виду.

Первинні електричні сигнали відрізняються характером та параметрами, тому для ефективної передачі різних сигналів потрібні канали з різними параметрами.

КУП дозволяють забезпечити оптимальні умови передачі по лініях зв'язку різних типів, необхідну дальність зв'язку та збільшення пропускну здатності ліній за рахунок створення багатоканальних систем.

При всьому різноманітті передавальних і приймальних

КУП їх схемотехнічні рішення можуть бути подані обмеженим набором пристроїв: генератори, модулятори, перетворювачі частоти, детектори, кодери, декодери.

Найбільш типовим і простим видом КУП є радіопередавальні та радіоприймальні пристрої, структурні схеми яких наведені на рисунку 1.5.

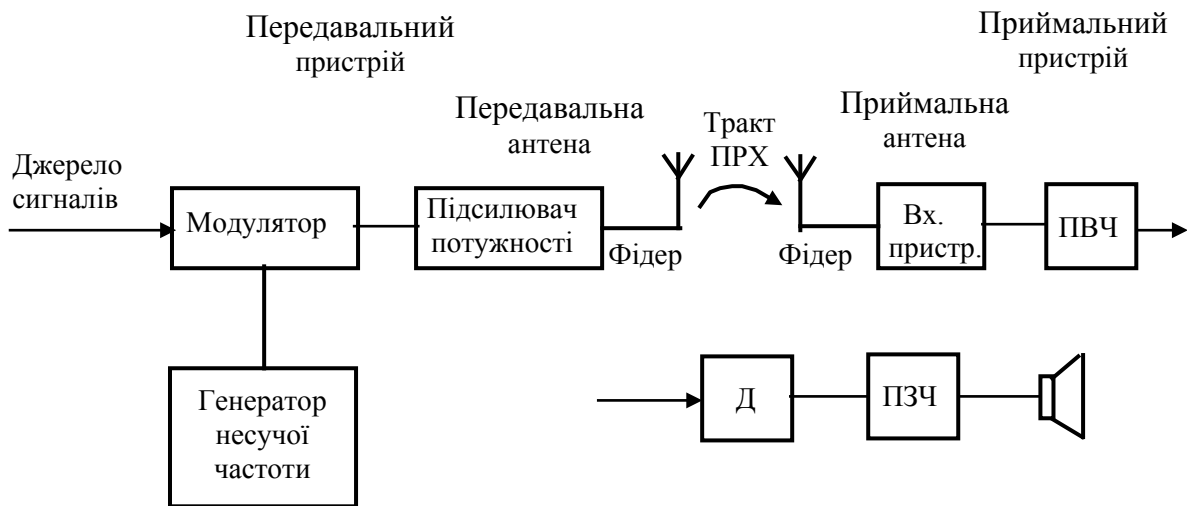


Рисунок 1.5

Радіопередавальні пристрої служать для одержання модульованих електричних коливань у діапазоні радіочастот з метою їхньої передачі за допомогою радіохвиль.

Радіоприймальний пристрій забезпечує приймання електромагнітних хвиль із наступним їхнім перетворенням для одержання переданих повідомлень.

Модулятор здійснює формування модульованих сигналів електричного зв'язку.

Модуляція - процес зміни одного або декількох параметрів несучого коливання відповідно до зміни миттєвого значення переданого сигналу.

Генератор несучої частоти формує високочастотне несуче коливання, призначене для утворення сигналу електричного зв'язку шляхом його модуляції.

Підсилювач потужності забезпечує збільшення потужності сигналу в передавачі до необхідної величини, що залежить від дальності зв'язку.

Фідер - лінія передачі електричних сигналів з виходу передавача до передавальної антени або від приймальної антени - на вхід приймача.

Передавальна антена перетворює енергію струмів радіочастоти в енергію електромагнітного поля радіохвиль, які вільно поширюються у просторі (тракт поширення радіохвиль ПРХ).

Приймальна антена здійснює зворотнє перетворення. Властивості антен оборотні, тобто будь-яка антена може працювати як передавальна або приймальна.

Вхідний пристрій приймача (Вх.пристр.) забезпечує виділення «корисного» сигналу із всієї суми коливань, що діють на вході. Для цього використовують частотно-вибіркові властивості коливальних контурів.

Підсилювач високої частоти (ПВЧ) здійснює збільшення потужності коливання прийнятого сигналу.

Детектор (Д) здійснює перетворення модульованих коливань у первинні електричні сигнали.

Підсилювач звукової частоти (ПЗЧ) забезпечує підсилення коливань звукової частоти до величини, необхідної для роботи кінцевого пристрою, у нашому випадку - гучномовця.

Основними цілями дисципліни є вивчення принципів побудови, параметрів і методів їхнього виміру, принципальних схем основних функціональних елементів КУП різного призначення.

Основними розділами дисципліни є:

- 1 Коливальні кола та системи.
- 2 Елементи передавальних пристроїв: генератори та модулятори.

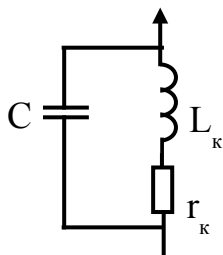
- 3 Елементи приймальних пристроїв.
- 4 Особливості організації проводових каналів зв'язку.

2 КОЛИВАЛЬНІ КОЛА ТА СИСТЕМИ

2.1 Основні параметри коливальних контурів

Коливальні контури – замкнуте електричне коло з конденсатора C_k і котушки індуктивності L_k , з'єднаних послідовно. Коливальні контури є складовою частиною більшості функціональних елементів каналоутворюючих пристроїв різного призначення.

Котушка індуктивності та конденсатор не є ідеальними реактивними елементами, тому необхідно враховувати паразитні параметри цих елементів. Наприклад, еквівалентна схема котушки індуктивності L_k наведена на рисунку 2.1.



C – паразитна межвиткова ємність котушки;
 r_k – активний опір котушки, який враховує всі види втрат енергії у котушці

Рисунок 2.1

Залежно від схеми увімкнення джерела електро-рушільної сили (ЕРС) розрізняють контури послідовний (рисунок 2.2) і паралельний (рисунок 2.3).

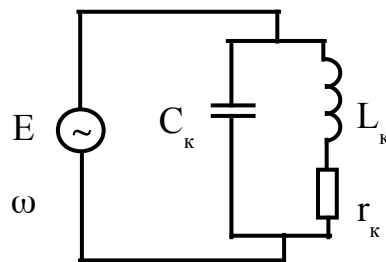
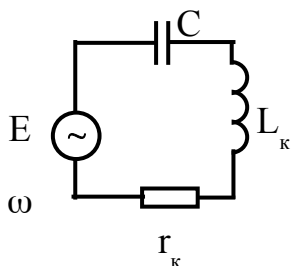


Рисунок 2.2 – Послідовний контур

Рисунок 2.3 - Паралельний контур

Величина опору r_k залежить від частоти коливань, тому що втрати енергії у контурі при збільшенні частоти зростають:

- опір проводів зростає через явище поверхневого ефекту;
- втрати в діелектрику зростають через явище поляризації;
- у сердечнику котушки втрати зростають при збільшенні частоти перемагнічування;
- при збільшенні частоти коливань зростають втрати на випромінювання.

У першому наближенні збільшення r_k пропорційно зростанню частоти

$$r_k \rightarrow k(\omega).$$

Крім первинних параметрів L_k , C_k , r_k , різні явища в контурах характеризують за допомогою цілого ряду додаткових параметрів.

$\rho = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} \cdot \frac{(\Gamma_H)}{(\Phi)}$, Ом - характеристичний опір контура (L_k , Гн; C_k , Ф), що також можна визначити як, Ом,

$$\rho = \omega_0 L_k = \frac{1}{\omega_0 C_k},$$

де $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$, – кругова частота власних коливань у контурі, рад/с, (s^{-1});

$$\omega = 2\pi f_0,$$

де $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, – циклічна частота коливань у контурі, Гц;

$T_0 = \frac{1}{f_0}$, – період коливань, с;

$\lambda_0 = c \cdot T_0 = \frac{c}{f_0}$ – довжина хвилі, м, де $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – швидкість світла у вакуумі.

Для контурів із втратами найважливішою характеристикою є його добротність Q

$$Q = \frac{\rho}{r_k} = \frac{\omega_0 L_k}{r_k} = \frac{1}{\omega_0 C_k r}$$

На основі цих формул розглянемо можливу зміну добротності контурів при зміні L_k і C_k з урахуванням зміни їхньої резонансної частоти ω_0 .

Якщо $L_k \uparrow$, то $\omega_0 \sqrt{\downarrow}$, $r_k \sqrt{\downarrow}$, $Q \uparrow$ (див. рисунок 2.4).

Якщо $C_k \uparrow$, то $\omega_0 \sqrt{\downarrow}$; $r_k \sqrt{\downarrow}$, а $Q \approx \text{const}$ (див. рисунок 2.5).

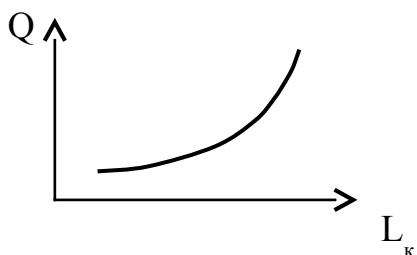


Рисунок 2.4

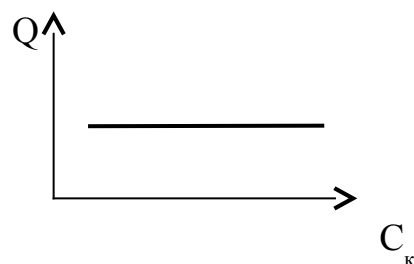


Рисунок 2.5

Постійність добротності при зміні C_k принципово важлива, тому що при перестроюванні контура конденсатором змінної ємності його добротність та основні параметри залишаються незмінними.

Коливання у контурі при увімкненні зовнішнього

джерела називають вимушеними. При зміні частоти джерела змінюється багато параметрів контура, у тому числі його еквівалентний опір $Z = \sqrt{r_k^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$ і характер реактивного опору. На рисунку 2.6 показана залежність індуктивної X_L і ємнісної X_C складових опору послідовного контура, а також результуючої величини реактивного опору X_P від частоти.

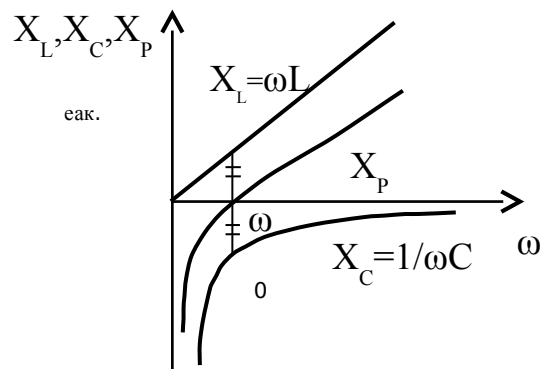


Рисунок 2.6

Якщо $\omega = \omega_0$, $X_L = X_C$, $X_P = 0$ і характер опору контура Z є чисто активним.

Якщо $\omega < \omega_0$, характер реактивного опору контура ємнісний.

Якщо $\omega > \omega_0$ - індуктивний.

При резонансі в послідовному контурі еквівалентний опір контура R_{oe} або Z_p є чисто активним і рівним $Z_p = R_{oe} = r_k$.

При резонансі струм у послідовному контурі I_0 досягає максимального значення

$$I_0 = \frac{U}{R_{oe}} = \frac{U}{r_k}.$$

При цьому напруга на елементах контура складе U_L і U_C .

$$U_L \approx U_C \approx I_0 \cdot \omega_0 L = \frac{U}{r_K} \cdot \omega_0 L = U \cdot Q.$$

Таким чином, при резонансі напруг у послідовному контурі напруга на елементах контура $U_L = U_C = QU$ в Q разів більше напруги джерела U .

Найважливішими характеристиками контура є його амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) встановлює залежність струму в контурі від частоти $I = \varphi(\omega)$, її часто розглядають у нормованому вигляді $I/I_0 = \varphi(\omega)$.

Фазочастотна характеристика (ФЧХ) визначає залежність кута зсуву фаз між напругою генератора і струмом у контурі $\varphi_{\text{вх}} = \psi(\omega)$, $\varphi_{\text{вх}} = \arctg \frac{X}{r}$.

АЧХ послідовного коливального контура можна розглядати як зворотнє відношення опорів

$$\frac{I}{I_0} = \frac{Z_p}{Z} = \frac{r_K}{\sqrt{r_K^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{r_K^2 + Q^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}},$$

при цьому $Z = r_K \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2},$

де $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ - абсолютне розстроювання контура;
 $\Delta\omega/\omega_0$ - відносне розстроювання контура;
 $Q \cdot \Delta\omega/\omega_0$ - узагальнене розстроювання контура.

Якщо $\omega = \omega_0$, то $\Delta\omega = 0$.

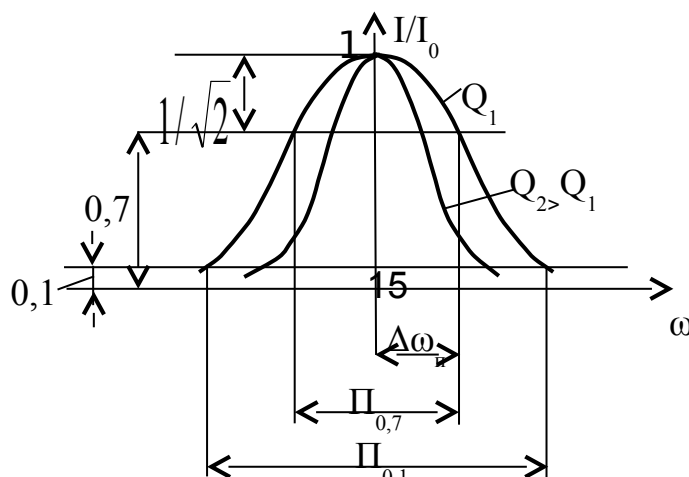


Рисунок 2.7 – Амплітудно-частотна характеристика послідовних коливальних контурів з різною добротністю Q_1, Q_2

З аналізу графіків АЧХ на рисунку 2.7 видно, що інтенсивні коливання у контурі створюють лише джерела, частота яких близька до частоти власних коливань у контурі.

Таким чином, контур має частотно-вибіркові властивості.

При цьому вибірковістю контура називають його здатність виділяти коливання певної частоти із всієї суми коливань, які діють на вході.

Вибіркові властивості контура характеризують величиною смуг пропускання та коефіцієнтом прямокутності.

Смугою пропускання $\Pi_{0,7}$ називають смугу частот, у межах якої амплітуда струму в контурі зменшується у $\sqrt{2}$ разів і становить 0,7 від резонансного значення.

Смуга пропускання залежить від частоти та добротності контура. Для частот на межі смуги пропускання $\Delta\omega_{\Pi}$ можна записати

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{2\Delta\omega_{\Pi}}{\omega_0} \right)^2}},$$

$$\text{звідки } \Pi_{0,7} = \frac{f_0}{Q}; \quad Q = \frac{f_0}{\Pi_{0,7}}.$$

Ці важливі співвідношення дуже часто використовують для експериментального визначення добротності контурів.

Коефіцієнтом прямокутності K_{Π} називають відношення смуги пропускання контурів на рівні 0,7 до смуги пропускання на рівні 0,1

$$K_{\Pi} = \frac{\Pi_{0,7}}{\Pi_{0,1}}.$$

Ідеальний $K_n=1$, у цьому випадку АЧХ повинна бути прямокутною.

Якщо $L_k \uparrow$, а $F_o = \text{const}$, тоді $C_k \downarrow$ і смуга пропускання контура теж зменшується.

Для одиночного контура $K_n \sim 0,1$ і практично не залежить від добротності, тому що при зміні добротності пропорційно змінюються $P_{0,7}$ і $P_{0,1}$, а відношення смуг пропускання для одиночного коливального контура залишається величиною постійною, тобто $K_n \sim \text{const}$.

Можна показати, що фазочастотну характеристику послідовного коливального контура можна визначити як $\varphi_{\text{вх}} \arctg \frac{x}{r} = \arctg Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$ (графіки на рисунку 2.8).

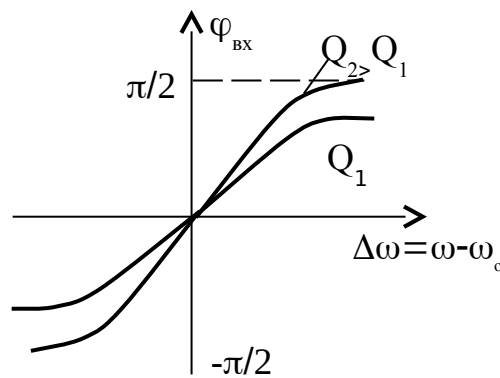


Рисунок 2.8 - Фазочастотна характеристика послідовних контурів

Якщо $\Delta\omega > 0$, то $\omega_0 < \omega$, характер реактивного опору контура буде індуктивним, а фазовий зсув - позитивним, у протилежному випадку фазовий зсув буде негативним. Чим більше добротність контура, тим крутіше ФЧХ.

Розглянемо основні параметри паралельних коливальних контурів (на рисунку 2.9).

На рисунку 2.10 наведена залежність від частоти реактивних складових струму у гілках контура I_L , I_C і реактивної складової струму в ланцюзі, що йде від джерела

струму $I_{\text{реакт.}}$.

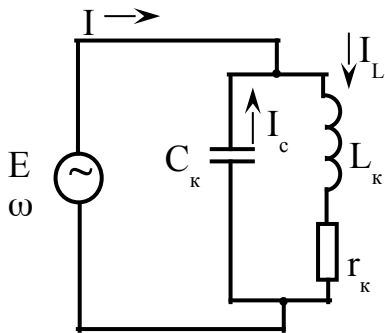


Рисунок 2.9

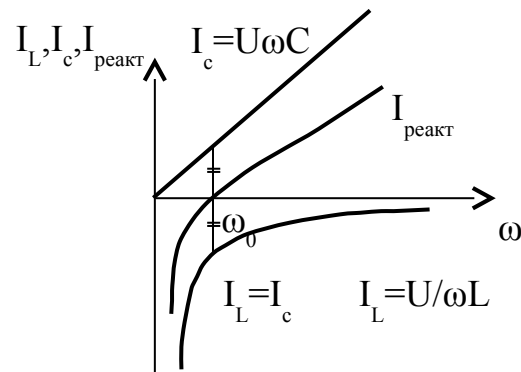


Рисунок 2.10

Якщо $\omega < \omega_0$, то $I_L > I_c$ і реактивний опір контура носить індуктивний характер.

При $\omega > \omega_0$ переважає ємнісний струм $I_c > I_L$ і характер реактивного опору контура буде ємносним.

При $\omega = \omega_{об}$ – струми $I_L = I_c$, реактивна складова струму у підвідному ланцюзі дорівнює нулю, а опір контура буде активним.

Таким чином, залежність реактивного опору від частоти в паралельному та послідовному контурах носить протилежний характер. Різними у контурів будуть еквівалентні опори при резонансі та залежності величин струмів у контурі від частоти. Інші параметри у паралельного й послідовного контурів, складених з однакових елементів L_k , C_k і r_k , будуть однаковими в першому наближенні.

У паралельних контурів максимальним є еквівалентний опір на резонансній частоті ω_0 . При цьому характер опору активний.

Еквівалентний опір паралельного контуру при резонансі $Z_{рез}$ (або R_{oe}), дорівнює квадрату реактивного опору гілки контуру X , поділеному на активний опір контуру r_k . Це співвідношення можна записати й через інші параметри контура

$$Z_{\text{рез}} = R_{\text{ое}} = \frac{x^2}{r_k} = \frac{(\omega_0 L)^2}{r_k} = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 r_k} = Q \cdot \rho = \frac{\rho}{r_k} \rho = \frac{\rho^2}{r_k} = \frac{L}{Cr_k},$$

$$\text{де } \frac{\omega_0 L}{r_k} = Q; \quad \omega_0 L = \rho.$$

Опір паралельного контура при резонансі може становити $R_{\text{ое}}^{\text{парал.}} \approx 10000 \cdot R_{\text{ое}}^{\text{послід.контура}}$.

Порівняємо струми у підвідному ланцюзі від джерела I і в гілках паралельного контура I_L, I_C :

$$I = \frac{U}{R_{\text{ое}}} = \frac{U}{Q\rho}; \quad I_L \approx I_C = \frac{U}{\omega_0 L} = \frac{U}{\rho} = IQ.$$

Таким чином, струм у гілках контура в Q разів більше, ніж струм у ланцюзі джерела.

Потужність, яка виділяється у паралельному контурі, можна визначити як $P = \frac{1}{2} I^2 Z_{\text{рез}}$.

Отже, у паралельних контурів струм у ланцюзі джерела при резонансі має мінімальне значення і зростає при збільшенні розстроювання $\Delta\omega$. У той час як у послідовних контурів все навпаки.

Однак якщо нормовану АЧХ паралельних контурів представити - $\frac{I_0}{I} = \varphi(\Delta\omega)$, у той час як у послідовних контурів у вигляді $\frac{I}{I_0} = \varphi(\Delta\omega)$, то вони будуть описуватися ідентичним співвідношенням і матимуть однакову форму.

Фазочастотні характеристики паралельних контурів описуються співвідношенням $\varphi_{\text{вх}} = -\arctg\left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)$ і подані на рисунку 2.11.

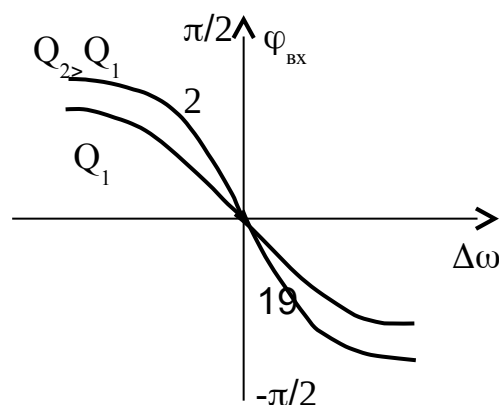


Рисунок 2.11

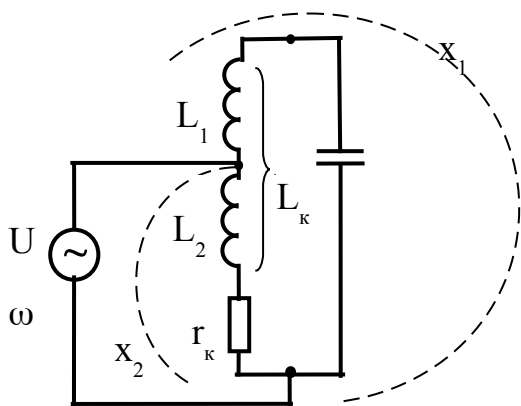


Рисунок 2.12 – Контур 2-го виду

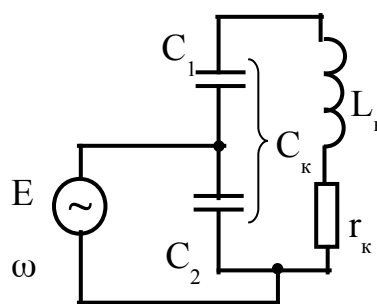


Рисунок 2.13 – Контур 3-го виду

У практичних схемах КУП широко використовують паралельні коливальні контури, які одержали назву контурів 2-го та 3-го видів. У цьому випадку говорять про часткове увімкнення джерела сигналу до контура (рисунки 2.12, 2.13).

У всіх видів паралельних контурів, складених з однакових елементів L_k , C_k , r_k , будуть однаковими основні параметри: Q , ρ , ω_0 та смуга пропускання.

Різним буде опір контурів при резонансі. При цьому необхідно звернути увагу на те, що у контурів 2-го та 3-го видів одна з гілок містить реактивні елементи різних знаків, але при резонансі струмів $x_1=x_2$. Тоді для еквівалентного опору при резонансі в контурі 2-го виду Z_p^{II}

$$Z_{\delta}^{II} = \frac{\delta_2^2}{r_{\hat{e}}} = \frac{(\omega_{\hat{i}} L_2)^2}{r_{\hat{e}}} = \frac{(\omega_{\hat{i}} P_L L_2)^2}{r_{\hat{e}}} = P_L^2 \frac{(\omega_{\hat{i}} L_2)^2}{r_{\hat{e}}}, \text{ або } Z_p^{II} = P_L^2 \cdot Z_p^I,$$

де $\frac{L_2}{L_k} = P_L$ - коефіцієнт увімкнення контура 2-го виду, $P_L < 1$.

У контурів 3-го виду коефіцієнт увімкнення P_C визначається як

$$D_{\tilde{N}} = \frac{\tilde{N}}{\tilde{N}_2}, \text{ а } P_{\tilde{N}} < 1.$$

Тоді можна показати, що $Z_p^{III} = P_C^2 \cdot Z_p^I$.

Таким чином, опір контурів 2-го та 3-го видів при резонансі буде меншим ніж опір контура 1-го виду і може в широких межах змінюватися при зміні коефіцієнта увімкнення.

Цю властивість контурів використовують у схемах КУП, коли потрібно підібрати необхідний еквівалентний опір контурів Z_p , не змінюючи інші параметри.

У схемах КУП необхідно враховувати вплив кіл, що вмикаються до контура паралельно: джерела сигналу таї навантаження (рисунок 2.14).

При вмиканні зовнішніх кіл говорять про параметри навантаженого контура або еквівалентних параметрів контура в конкретній схемі увімкнення.

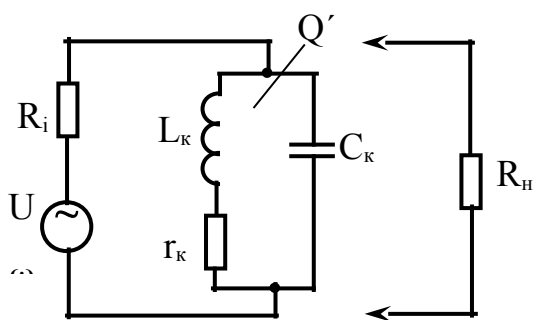


Рисунок 2.14

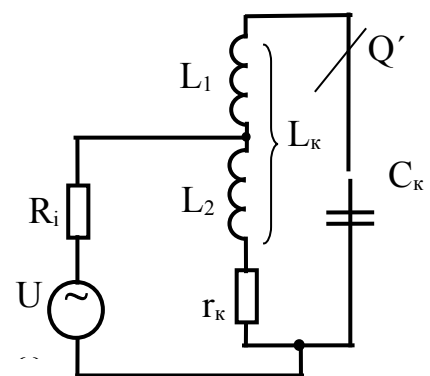


Рисунок 2.15

Звичайно до складу коливальної системи включають підстроювальні елементи, за рахунок зміни параметрів яких

можна компенсувати технологічний розкид параметрів елементів контура і вплив зовнішніх паразитних ємностей та індуктивностей, зберігаючи незмінним значення резонансної частоти ω_0 .

У той же час шунтуюча дія активного опору джерела R_i і навантаження R_n приводить до зміни добротності навантаженого контура Q_e (або Q').

При цьому $Q_e = Q' < Q$ (конструктивної добротності контура).

Вплив паралельно увімкненого активного опору R_i можна подати як деякий внесений опір $r_{вн} = \frac{\rho^2}{R_i}$, увімкнений у контур послідовно.

Тоді

$$Q' = \frac{\rho}{r_k + r_{вн}} = \frac{\rho}{r_k + \frac{\rho^2}{R_i}} = \frac{\rho}{r_k \left(1 + \frac{\rho^2}{r_k R_i}\right)} = \frac{Q}{1 + \frac{Z_p}{R_i}},$$

а з урахуванням паралельного увімкнення R_i і R_n еквівалентна добротність навантаженого контура складе

$$Q' = \frac{Q}{1 + \frac{Z_p}{R_i} + \frac{Z_p}{R_n}}.$$

Таким чином, ступінь зниження добротності навантаженого контура залежить від співвідношень $\frac{Z_p}{R_i}$ і $\frac{Z_p}{R_n}$.

Зменшення Z_p за інших рівних умов веде до збільшення еквівалентної добротності Q' . У контурів 2-го та 3-го видів $Z_p^{II} < Z_p^I$, $Z_p^{III} < Z_p^I$, тому й Q' буде вище.

У схемах КУП часткове увімкнення до контура джерела сигналів і навантаження широко використовується для зменшення їх шунтуючої дії та збільшення еквівалентної добротності Q' (рисунок 2.15).

Необхідно так само враховувати, що в контурах 2-го та 3-го видів можливі додатковий резонанс напруг у гілках, що

містять реактивні елементи різних знаків, і відповідна зміна характеристик паралельного контура.

2.2 Зв'язані коливальні контури

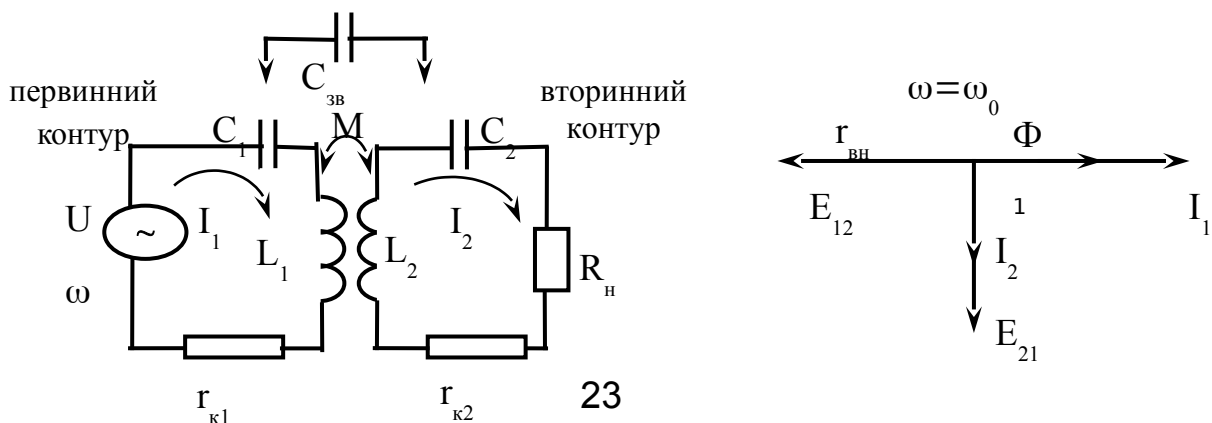
Зв'язані коливальні контури - це контури, в яких у вторинний контур передається частина енергії, що надходить до первинного контура від зовнішнього джерела.

Кожний зі зв'язаних контурів може бути послідовним або паралельним. Найбільш широко використовують контури з індуктивним та зовнішньоємним зв'язком через конденсатор $C_{зв}$ (рисунок 2.16).

Пояснити процеси у зв'язаних контурах зручно за допомогою векторних діаграм струмів і напруг.

При настроюванні кожного з контурів у резонанс ($\omega = \omega_0$) реактивні опори контурів дорівнюють нулю $x_1 = x_2 = 0$. За законами електромагнітної індукції струм первинного контура I_1 наводить у вторинному контурі ЕРС E_{21} , що відстає по фазі на 90° . Оскільки $x_2 = 0$, струм I_2 збігається по фазі з ЕРС E_{21} і у свою чергу індукує уже в первинному контурі ЕРС E_{12} , яка відстає від нього на 90° . Струм I_1 та ЕРС E_{12} перебувають у протифазі. Це викликає зменшення струму I_1 , яке можна подати як результат дії деякого активного опору $r_{вн}$, який внесено до первинного контура внаслідок впливу вторинного контура.

У загальному випадку ($\omega \neq \omega_0$) ЕРС E_{12} містить дві складові: активну E_{12A} та реактивну E_{12P} , які можуть бути подані у вигляді активного $r_{вн}$ й реактивного $x_{вн}$ опорів, що вносяться до первинного контура.



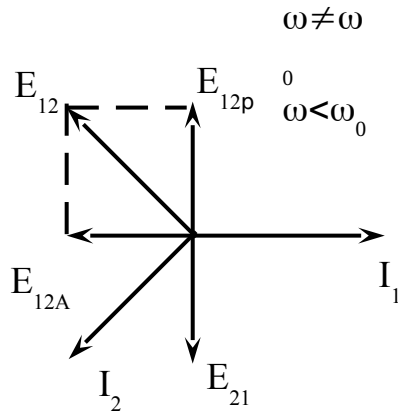


Рисунок 2.16 – Схема зв'язаних коливальних контурів та векторні діаграми струмів і напруг у контурах

$$r_{\hat{a}i} = \frac{\tilde{\delta} \hat{c} a^2}{r_2^2 + x_2^2} r_2; \quad x_{\hat{a}i} = \frac{\tilde{\delta} \hat{c} a^2}{r_2^2 + x_2^2} \tilde{\delta}_2,$$

де $x_{св} = \omega M$ - опір зв'язку.

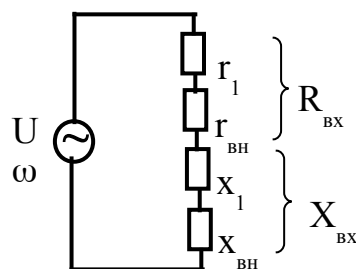
Знак «мінус» вказує на те, що реактивний опір $x_{вн}$, внесений до первинного контура, протилежний за знаком власному реактивному опорі вторинного контура x_2 .

Таким чином, у результаті впливу вторинного контура опір первинного контура Z можна подати у вигляді (рисунок 2.17)

$$Z = \sqrt{(r_1 + r_{вн})^2 + (x_1 + x_{вн})^2},$$

де $R_{вх} = r_1 + r_{вн}$ - активна складова опору;

$X_{вх} = x_1 + x_{вн}$ - реактивна складова опору зв'язаних контурів.



При збільшенні опору зв'язку $x_{зв}$ зростає опір $r_{вн}$ і потужність, що виділяється у вторинному контурі $P_2 = \frac{1}{2} I_1^2 r_{аі}$, (рисунок 2.18).

При $r_{вн} = r_1$ встановлюється оптимальний або критичний зв'язок між контурами. У цьому випадку потужність у вторинному контурі досягає максимального значення і дорівнює потужності, яка виділяється у первинному контурі $P_{2max} = P_1$, а коефіцієнт корисної дії системи зв'язаних контурів $\eta = \frac{P_2}{P} = \frac{I_1^2 r_{вн}}{I_1^2 r_1 + I_1^2 r_{вн}} = \frac{r_{вн}}{r_1 + r_{вн}}$ становить 50 %.

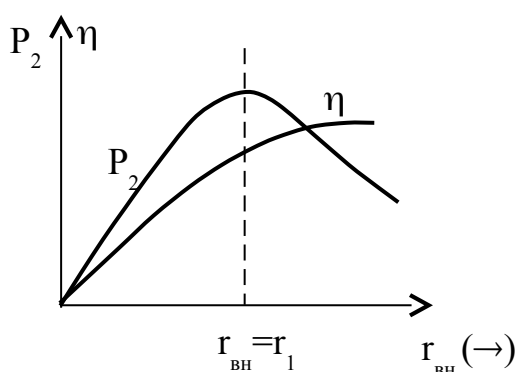


Рисунок 2.18

Поняття «критичний зв'язок» означає, що при збільшенні $x_{зв} > x_{зв-крит.}$ форма АЧХ зв'язаних контурів істотно змінюється.

Дійсно, від величини зв'язку між контурами залежить і реактивний опір $x_{вн}$, причому характер внесеного опору протилежний характеру власного реактивного опору контурів. Тому в системі зв'язаних контурів резонанс можливий не тільки на частоті власних коливань ω_0 , але й

на двох інших частотах ω_{01}, ω_{02} , які називають частотами зв'язку, коли відбувається взаємна компенсація реактивних опорів власного та внесеного $X_1 = X_{вн}$.

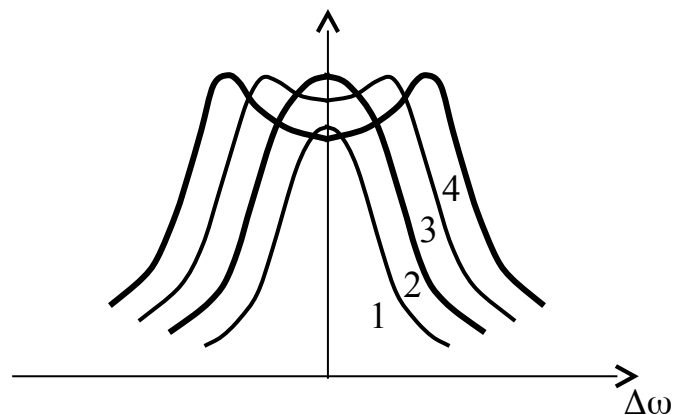
$$\omega_{01}, \omega_{02} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 \pm k_{\zeta\hat{a}}}},$$

де $k_{зв}$ – коефіцієнт зв'язку між контурами

$$k_{\zeta\hat{a}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{M}{L}, \quad \text{якщо } L_1 = L_2 = L.$$

Звичайно розглядають залежність АЧХ зв'язаних контурів від узагальненого параметра зв'язку β , що дорівнює $\beta = k_{зв} \cdot Q$.

На рисунку 2.19 наведені АЧХ зв'язаних контурів для чотирьох значень параметрів зв'язку β .



- | | |
|--|--|
| 1) $\beta_1 = k_{зв1} \cdot Q < 1$;
зв'язок менше критичного;
$r_{вн} < r_1$
$X_{вн}$ – мале, резонанс
можливий тільки на частоті
ω_0 | 2) $\beta_2 = k_{зв2} \cdot Q = 1$;
зв'язок критичний;
$r_{вн} = r_1$; P_2 – max;
резонанс можливий тільки
на частоті ω_0 . |
| 3) $\beta_3 = k_{зв3} \cdot Q > 1$;
зв'язок більше критичного;
$r_{вн} > r_1$; | 4) $\beta_4 > \beta_3$,
зростає величина $X_{вн}$, що
вимагає більшого |

резонанс можливий на частотах $\omega_0, \omega_{01}, \omega_{02}$

розстроювання $\Delta\omega$ для компенсації реактивних опорів

Застосування зв'язаних контурів дозволяє покращити АЧХ і підвищити вибірковість, тому що зростає коефіцієнт прямокутності за рахунок збільшення крутості скатів АЧХ.

Друга особливість зв'язаних контурів: смугу пропускання в широких межах можна змінювати при незмінному настроюванні та добротності за рахунок зміни величини зв'язку між контурами.

2.3 Коливальні системи із розподіленими параметрами

Добротність контурів з котушками індуктивності та конденсаторами становить $Q \sim 100$; $Q_{\max} \sim 200$.

При збільшенні частоти в багатьох випадках добротність LC-контурів недостатня для забезпечення необхідної вибірковості кіл

$$Q_{\text{додат}} \approx (20 - 25) \frac{f_0}{\Pi_{0,7}}$$

Крім того, при збільшенні f_0 потрібно зменшувати L_k і C_k , які стають порівнянними з паразитними параметрами LC-контурів.

Тому в області високих частот використовують коливальні системи з розподіленими параметрами на основі відрізків двох провідних ліній, п'єзоелектричних, магнітострикційних та електромеханічних резонаторів.

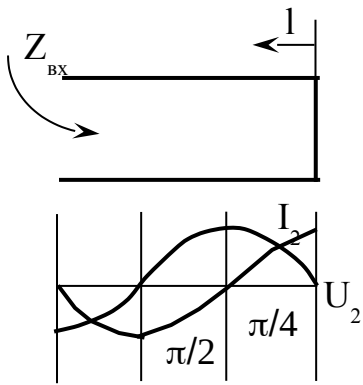


Рисунок 2.20

Відомі розподіли комплексних амплітуд напруги \dot{U} струму \dot{I} у двопровідній лінії без втрат (рисунок 2.20).

$$\dot{U} = \dot{U}_2 \cos \beta l + j I_2 Z_{\hat{a}} \sin \beta l,$$

$$\dot{I} = I_2 \cos \beta l + j \frac{\dot{U}_2}{Z_B} \sin \beta l,$$

де \dot{U}_2, I_2 - амплітуди напруги та струму наприкінці лінії, при $l=0$.

Для лінії, замкненої на кінці, $\dot{U}_2 = 0$, тому

$$\dot{U} = j I_2 Z_{\hat{a}} \sin \beta l,$$

$$\dot{I} = I_2 \cos \beta l,$$

а вхідний опір

$$Z_{\hat{a}\delta} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = j Z_{\hat{a}} \operatorname{tg} \beta l,$$

де $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{\frac{c}{f}} = \frac{\omega}{c}$ - хвильовий або фазовий коефіцієнт;

λ - довжина хвилі, м;

$c=3 \cdot 10^8$ - швидкість світла в вакуумі, м/с.

На рисунку 2.21 наведена залежність $Z_{\text{вх}}$ двопровідної короткозамкненої лінії від величини βl з урахуванням періодичності функції tg .

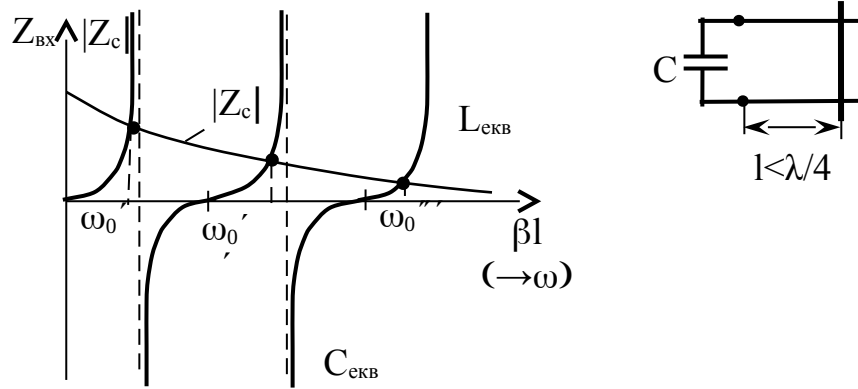


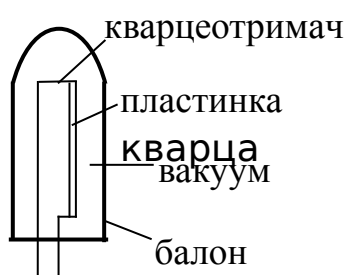
Рисунок 2.21

Для деяких значень βl характер Z_{BX} буде індуктивним. Якщо на вході такої лінії увімкнути конденсатор C_K , то можна одержати резонанс на частотах $\omega_0' - \omega_0''$ за умови рівності опорів $\frac{1}{\omega C_K} = Z_B \operatorname{tg} \beta l$ в цих точках.

Таким чином, будь-яка коливальна система з розподіленими параметрами на основі короткозамкненої двопровідної лінії теоретично має нескінченну безліч резонансних частот при незмінній довжині. У той же час можна в широких межах змінювати значення резонансної частоти при незмінному значенні ємності конденсатора C_K за рахунок зміни довжини лінії.

Практично такі коливальні системи виконують на відрізках коаксіальних ліній, усередині яких переміщується короткозамикач (як поршень), а перестроювання контура здійснюється зміною його положення.

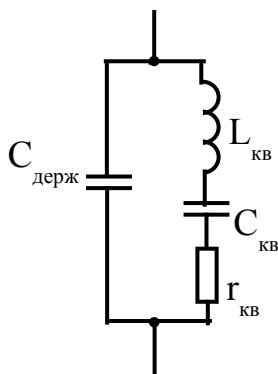
Найбільш широке застосування у схемах КУП одержали п'єзоелектричні або кварцові резонатори (рисунок 2.22).



Пластинки кварцу мають потужновиражений п'єзоелектричний ефект. При стисканні й розтягненні на торцях пластинки виникають статичні заряди різної

Рисунок 2.22 – Кварцовий резонатор

полярності. Ефект оборотний, тобто при наявності зарядів на гранях у пластинці виникають механічні коливання із частотою прикладеної змінної напруги. На деякій частоті, яка збігається із частотою механічного резонансу, виникає складний електромеханічний резонанс. Кварцовий резонатор у цьому випадку можна подати у вигляді коливального контура 3-го виду (рисунок 2.23).



Величини параметрів резистора:

- $L_{кв}$ - одиниці Гн;
- $C_{кв}$ - пФ;
- $r_{кв}$ - Ом;
- $C_{держ}$ - пФ.

Рисунок 2.23 – Еквівалентна схема та параметри кварцового резонатора

Добротність такої коливальної системи може бути дуже високою $Q=10^4-10^6$.

У контурі 3-го виду можливі дві резонансні частоти. Перша з них відповідає послідовному резонансу в гілці, що містить реактивні елементи різних знаків. Друга (більш висока) відповідає паралельному резонансу в контурі в цілому.

Таким чином, поблизу частоти $\omega_{посл}$ кварцовий резонатор поводитья як послідовний коливальний контур, з високою добротністю, а поблизу частоти $\omega_{парал}$ – як високодобротний паралельний контур (рисунок 2.24).

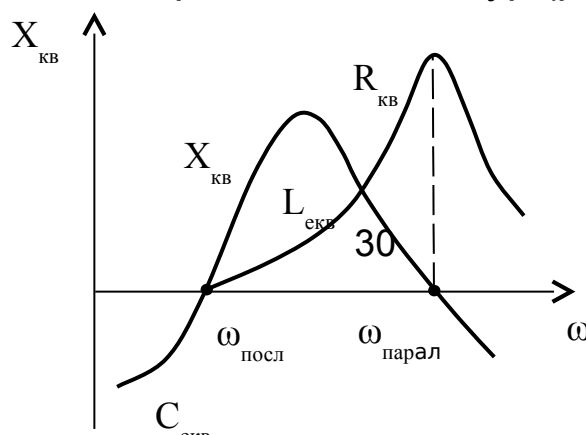


Рисунок 2.24 – Залежність опорів $X_{кв}$ і $R_{кв}$ від частоти

Кварцові резонатори можуть використовуватися у схемах генераторів із самозбудженням як високодобротна індуктивність у складі коливальної системи в інтервалі частот $\omega_{посл} - \omega_{парал}$ або як вузькосмуговий фільтр на частоті $\omega_{посл}$, що вмикається в ланцюг зворотного зв'язку.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

- 1 Від чого залежить опір втрат у контурі?
- 2 Як опір втрат у контурі залежить від частоти?
- 3 Що таке власна (паразитна) ємність контура?
- 4 Від чого залежить смуга пропускання контура?
- 5 Від чого залежить добротність контура?
- 6 Як експериментально визначити опір втрат у контурі?
- 7 Як експериментально визначити власну ємність контура?
- 8 Як збільшити добротність навантаженого контура?
- 9 Який характер реактивного опору паралельного (послідовного) контура при різному співвідношенні частот ω і ω_0 ?
- 10 Як визначити, для якого випадку співвідношення частот ω і ω_0 наведені діаграми струмів і напруг паралельного (послідовного) контура?
- 11 Порівнявши фазові характеристики, визначити, який з контурів має більшу добротність. Для контура якого типу наведена фазова характеристика?
- 12 За яким законом при збільшенні (зменшенні) ємності

- (індуктивності) змінюється добротність контура (за умови, що активний опір контура лінійно зростає із частотою)?
- 13 Як зміниться смуга пропускання контура при незмінному настроюванні f_0 і збільшенні (зменшенні) ємності (індуктивності)?
 - 14 Як зміниться форма резонансної характеристики контура при зменшенні (збільшенні) ємності (індуктивності, активного опору)?
 - 15 Як зміниться при зменшенні коефіцієнта увімкнення (при переміщенні щупа вниз) струм, споживаний від генератора (рисунок 2.25)?
 - 16 Як зміниться при переміщенні щупа вниз добротність контура з урахуванням зміни шунтуючої дії R_r (рисунок 2.25)?
 - 17 Як зміниться при переміщенні щупа вниз потужність, що виділяється у контурі, якщо $R_r \gg R_{oe}$ або $R_{oe} \ll R_r$ (рисунок 2.25)?

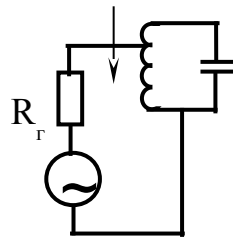
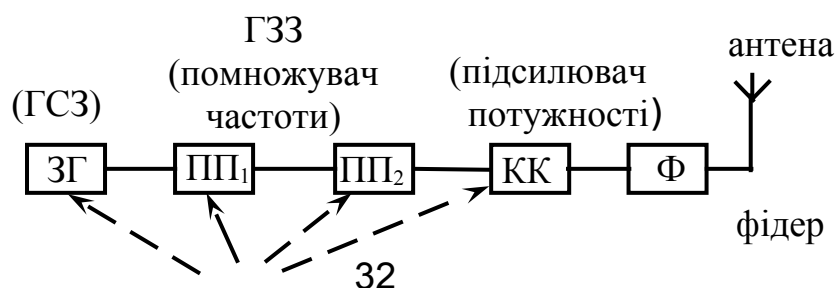


Рисунок 2.25

3 ГЕНЕРАТОРИ ІЗ ЗОВНІШНІМ ЗБУДЖЕННЯМ

3.1 Структурні схеми та параметри передавальних пристроїв

Типова структурна схема передавача з помножувачем частоти наведена на рисунку 3.1.



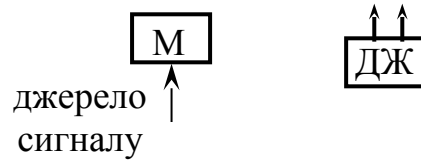


Рисунок 3.1 - Структурна схема передавача

Першоджерелом височастотних коливань у передавачах (ПРД) є малопотужний задавальний генератор (ЗГ), який називається також генератором із самозбудженням (ГСЗ) або автогенератором.

Каскади проміжних підсилювачів (ПП₁, ПП₂) здійснюють збільшення потужності коливань; традиційно в схемах передавачів такі підсилювачі називають генераторами із зовнішнім збудженням (ГЗЗ). У необхідних випадках ГЗЗ можуть працювати в режимі множення частоти.

Кінцевий каскад (КК) - підсилювач потужності, що визначає вихідну потужність ПРД і містить кола, які забезпечують узгодження вихідного опору ПРД із хвильовим опором фідера.

Фільтр (Ф) вмикається у тих випадках, коли необхідно обмежити складові коливань поза дозволеною смугою частот.

Модуляція (М) може здійснюватися у кожному з каскадів передавача. Вибір залежить від виду модуляції та схеми її здійснення.

Джерело живлення (ДЖ) забезпечує одержання напруг постійного струму, необхідних для роботи всіх каскадів передавача.

Основними параметрами передавальних пристроїв є:

- 1 Смуга робочих частот.
- 2 Вихідна потужність передавача.
- 3 Вид модуляції та параметри модульованого сигналу (коефіцієнт модуляції, смуга частот, що модулюють).

4 Ширина смуги випромінювання (залежить від виду і параметрів модуляції).

5 Спотворення сигналу (нелінійні, частотні, фазові).

6 Допустиме відхилення частоти передавача (нормують у вигляді абсолютної та відносної нестабільності).

$\Delta f = |f_{\text{факт}} - f_{\text{ідеал}}|$ - абсолютна нестабільність;

$\frac{\Delta f}{f_{\text{ідеал}}}$ - відносна нестабільність; звичайно у

передавачів становить 10^{-4} - 10^{-6} ; у радіостанцій ЖР-У $\frac{\Delta f}{f_{\text{ідеал}}} = 20 \cdot 10^{-6}$. При цьому абсолютна нестабільність не повинна перевищувати $\Delta f \leq 3000$ Гц.

7 Рівень побічних випромінювань, тобто випромінювань поза встановленою смугою робочих частот.

У радіостанцій ЖР-У $P_{\text{поб.випр}} = 25$ мкВт.

3.2 Фізичні процеси в генераторах із зовнішнім збудженням

ГЗЗ – являє собою резонансний підсилювач потужності високочастотних коливань (див. схему на рисунку 3.2).

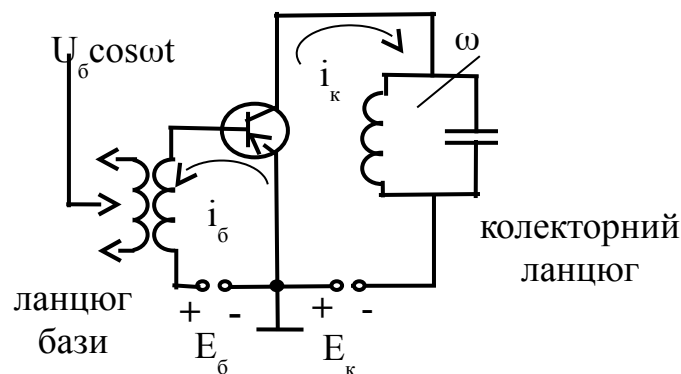


Рисунок 3.2 - Спрощена схема ГЗЗ

У ГЗЗ розрізняють два основні кола: колекторний ланцюг і ланцюг бази. У ланцюзі бази (джерело зсуву E_b , перехід Е, ланцюг вхідного сигналу $U_b \cos \omega t$) діють дві напруги, миттєве значення яких становить $e_b = E_b + U_b \cos \omega t$.

Для аналізу процесів у колекторному ланцюзі ГЗЗ використовують прохідну характеристику транзистора, що будується на основі вхідної та вихідної характеристик (рисунок 2.3).

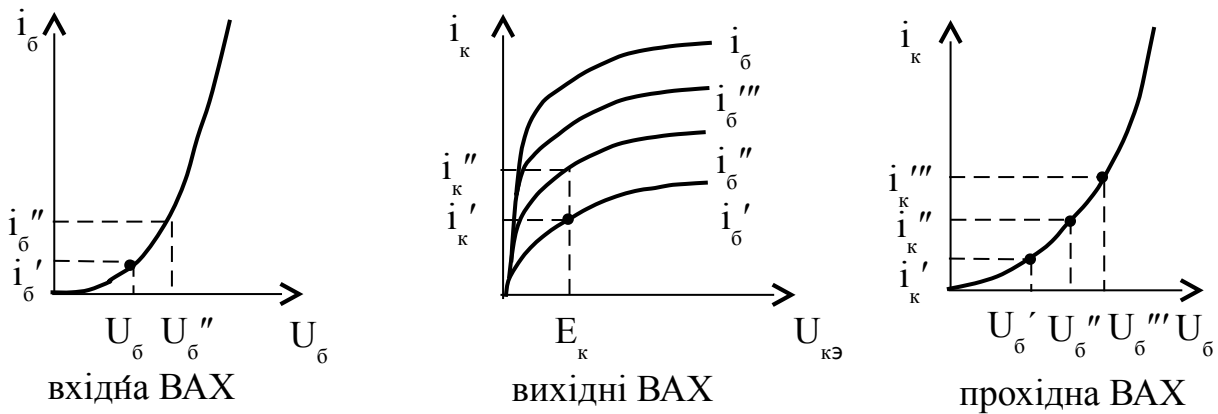


Рисунок 3.3 - Вольтамперні характеристики (ВАХ) транзистора

У ГЗЗ підсилюють значні потужності сигналів і в цьому випадку реальну прохідну характеристику можна спростити, замінивши її кусково-ламною апроксимацією, а також використовувати лінійну форму характеристики базового струму i_b (рисунок 3.4).

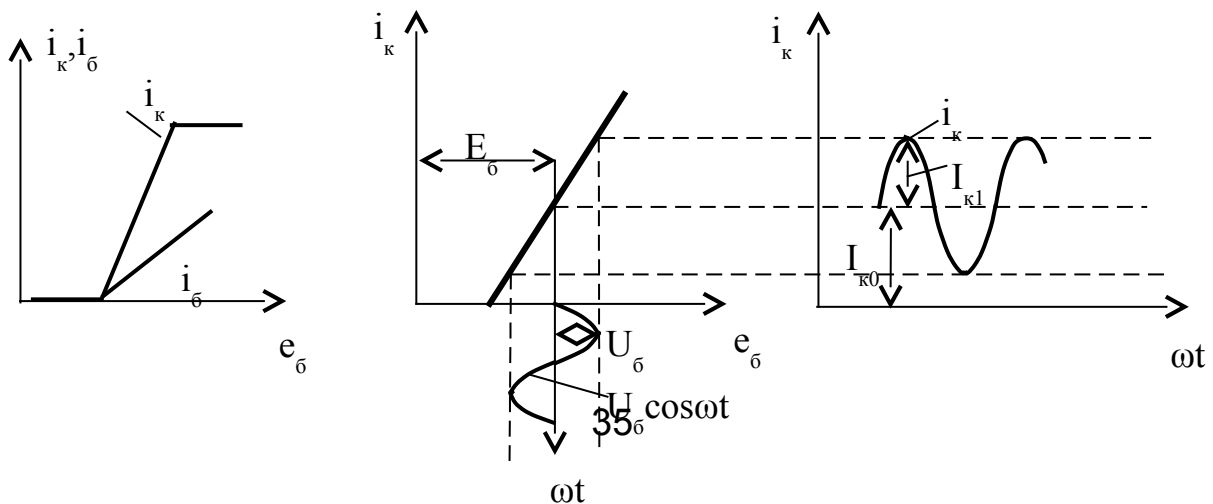


Рисунок 3.4

Рисунок 3.5

Зображений на графіках (рисунок 3.5) режим роботи ГЗЗ називають режимом коливань першого роду. Особливість цього режиму: струм колектора i_k протікає протягом усього періоду зміни напруги на базі.

Для створення такого режиму необхідно, щоб зміни напруги на базі e_b не виходили за межі лінійної ділянки прохідної характеристики.

Під дією напруги e_b у ланцюзі колектора протікає струм i_k , який можна розглядати як суму двох складових

$$i_{\hat{e}} = I_{\hat{e}_0} + I_{\hat{e}_1} \cos \omega t,$$

де I_{k0} – постійна складова струму колектора;

I_{k1} – амплітуда струму 1-ї гармоніки, що збігається із частотою напруги збудження ω .

Струм I_{k0} не створює істотного падіння напруги на контурі, що настроєний на частоту ω . У той же час 1-ша гармоніка струму створює значне падіння напруги на контурі $U_k = I_{k1} \cdot Z_p$. Таким чином, у колекторному ланцюзі контура теж діють дві напруги, миттєві значення яких дорівнює

$$e_k = E_k - U_k \cos \omega t = E_k - I_{k1} Z_p \cos \omega t,$$

де E_k – напруга джерела колекторного живлення.

На рисунку 3.6 показані зміни миттєвих значень напруги на базі e_b і на колекторі e_k .



$$e_{b\max} = E_b + U_b$$

$$e_{k\min} = E_k - U_k$$

Рисунок 3.6

З аналізу графіків на рисунках 3.5, 3.6 видно, що зміни напруги збудження на базі e_b і зміна струму колектора i_k збігаються по фазі (рисунок 3.5), у той час як зміна напруги на базі та на колекторі протифазні (рисунок 3.6).

У режимі коливань першого роду $e_{kmin} \gg e_{bmax}$ (за абсолютними значеннями), у протилежному випадку ($e_{bmax} > e_{kmin}$) весь струм колектора замикався б через ланцюг бази.

Розглянемо енергетичні характеристик ГЗЗ у режимі коливань 1-го роду.

1 Потужність, яка підводиться до колекторного ланцюга ГЗЗ від джерела колекторного живлення E_k , становить

$$P_0 = I_{k0} \cdot E_k,$$

2 Корисна потужність, що виділяється у коливальному контурі ГЗЗ (іноді говорять - коливальна потужність)

$$P_1 = \frac{1}{2} I_{kl} \cdot U_k = \frac{1}{2} I_{kl}^2 \cdot Z_p.$$

3 Коефіцієнт корисної дії ГЗЗ

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{kl}}{I_{k0}} \cdot \frac{U_k}{E_k},$$

де $i_{b1}, i_{b2}, U_{e1}, U_{e2}$, причому звичайно коефіцієнт використання колекторної напруги становить $\xi_K = \frac{U_K}{E_K} \approx 0,8$.

Коефіцієнт корисної дії (ККД) ГЗЗ у режимі коливань 1-го роду менше 1/2, а на колекторі розсіюється значна потужність

$$P_K = P_0 - P_1 = I_{K0} \cdot E_K - \frac{1}{2} I_{K1} \cdot U_K.$$

Через низький ККД у режимі коливань 1-го роду, звичайно у ГЗЗ використовують режим коливань 2-го роду з відсіченням колекторного струму (рисунок 3.7).

У режимі коливань 2-го роду e_K змінюється таким чином, що частину періоду транзистор закритий і струм колектора при цьому не протікає.

У цьому випадку I_K являє собою періодичну послідовність косинусоїдальних імпульсів, які характеризуються амплітудою I_{Kmax} та кутом відсічення Θ (рисунок 3.7).

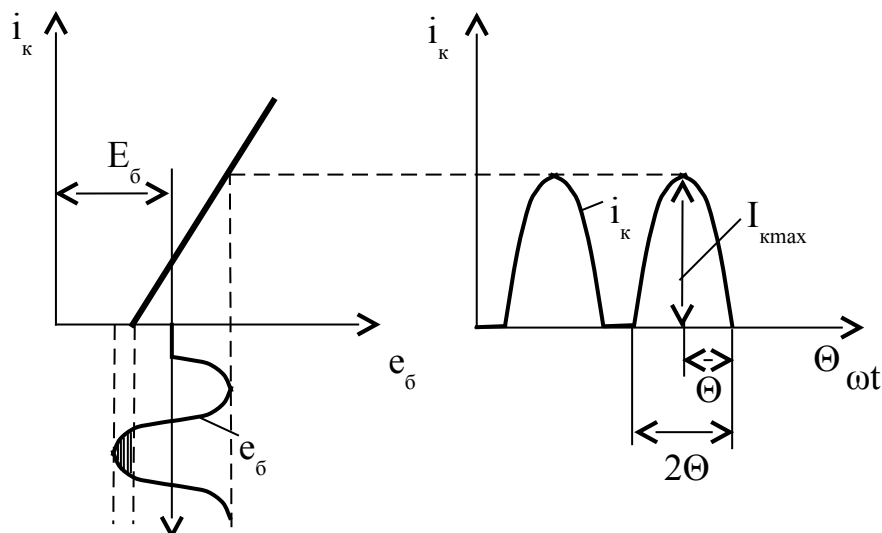


Рисунок 3.7

На рисунку 3.8 показані імпульси струму, що відповідають різним значенням кутів відсічення.

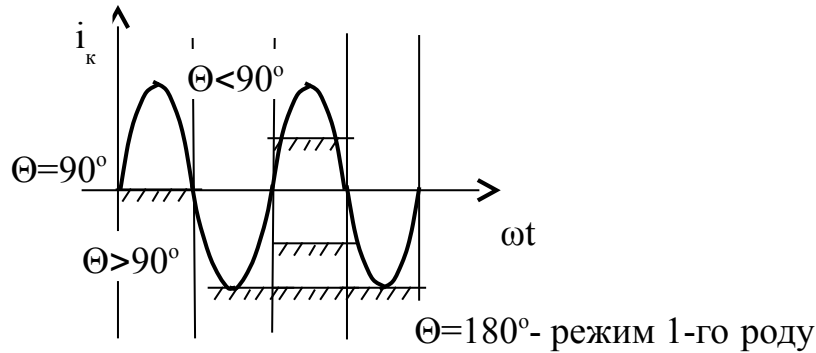


Рисунок 3.8

Відповідно до теореми Фур'є, періодичну послідовність імпульсів колекторного струму можна подати у вигляді суми складових

$$i_k = I_{k0} + I_{k1} \cos \omega t + I_{k2} \cos \omega t + I_{k3} \cos \omega t + \dots$$

де I_{k0} - постійна складова;

I_{k1}, I_{k2}, I_{k3} - 1, 2, 3 гармоніки струму.

Природно, що кожна із складових є частиною амплітуди I_{kmax} .

$$\alpha_0 = \frac{I_{k0}}{I_{kmax}}; \quad \alpha_1 = \frac{I_{k1}}{I_{kmax}}; \quad \alpha_2 = \frac{I_{k2}}{I_{kmax}}; \quad \alpha_3 = \frac{I_{k3}}{I_{kmax}}.$$

Коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ називають коефіцієнтами розкладання гострого косинусоїдального імпульсу в ряд Фур'є або коефіцієнтами А.Берга, що перший розглянув питання теорії та розрахунку лампових електронних генераторів у 1926 р. Значення цих коефіцієнтів залежать тільки від кута відсічення і наведені на рисунку 3.9.

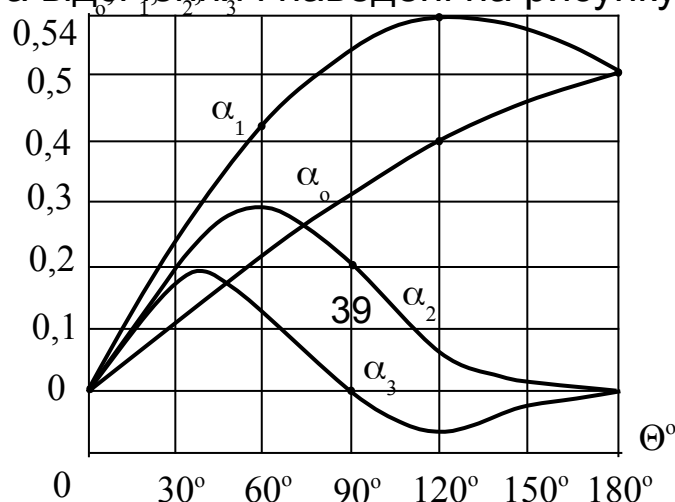


Рисунок 3.9

З аналізу графіків виходить:

1 У всьому інтервалі кутів відсічення коефіцієнт $\alpha_1 > \alpha_0$, тому $I_{K1} > I_{K0}$, $\frac{I_{K1}}{I_{K0}} > 1$.

2 ККД ГЗЗ у режимі коливань 2-го роду залежить від кута відсічення

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\frac{1}{2} \alpha_1 I_{K \max} U_K}{\alpha_0 I_{K \max} E_K} = \frac{\alpha_1}{2 \alpha_0} \xi_K.$$

3 У режимі коливань 2-го роду $\eta_{\text{афс}}^{\text{II}} > \frac{1}{2}$, а при зменшенні кута відсічення Θ , η зростає. Дійсно:

$$\eta_{120^\circ} = \frac{\alpha_1}{2 \alpha_0} \xi_K = \frac{0,54}{2 \cdot 0,42} \cdot \xi_K = 0,64 \xi_K;$$

$$\eta_{30^\circ} = \frac{\alpha_1}{2 \alpha_0} \xi_K = \frac{0,24}{2 \cdot 0,12} \cdot \xi_K \approx \xi_K.$$

Отже, максимальна потужність і максимальний ККД ГЗЗ досягаються при різних кутах відсічення.

4 Максимум амплітуд гармонійних складових досягається при різних оптимальних кутах відсічення.

$$I_{k1} \rightarrow \Theta_{\text{оптим}} = 120^\circ; \quad I_{k2} \rightarrow \Theta_{\text{оптим}} = 60^\circ; \quad I_{k3} \rightarrow \Theta_{\text{оптим}} = 40^\circ.$$

Таким чином, у загальному вигляді

$$\Theta_{\text{оптим}}^n = \frac{120^\circ}{n},$$

де n – номер гармоніки.

5 ГЗЗ може працювати в режимі множення частоти, тому що в спектрі колекторного струму є гармонійні складові.

Для роботи помножувача частоти необхідно:

- 1) установити оптимальний для заданої гармоніки кут відсічення $\Theta_{\text{оптим}}$;
- 2) коливальний контур у колекторному ланцюзі настроїти на відповідну гармоніку (контур буде мати великий опір на цій резонансній частоті і падіння напруги буде найбільш значним)

$$U_k^{|n|} = I_k^n \cdot Z_p^n.$$

6 ККД помножувача можна визначити як

$$\eta_{x_n} = \frac{\alpha_n}{2\alpha_0} \cdot \frac{U_{kn}}{E_k} = \frac{\alpha_n}{2\alpha_0} \cdot \xi_{kn}.$$

Через те, що $\alpha_n < \alpha_1$ і зі збільшенням порядку гармоніки коефіцієнт α_n зменшується, тому ККД помножувача завжди менше ККД ГЗЗ. Практично використовують множення на 2 або 3.

7 У режимі коливань 2-го роду струм протікає тільки частину періоду, що можна подати деяким еквівалентним збільшенням внутрішнього опору транзистора.

$$R_i' = R_i \alpha_i,$$

де R_i' - еквівалентний опір транзистора в режимі коливань 2-го I роду;

R_i – внутрішній опір, який визначається за характеристиками транзистора;

α_i – функція кута відсічення, що враховує збільшення внутрішнього опору в режимі коливань 2-го роду, $\alpha_i = \varphi(\Theta^\circ)$.

Залежність коефіцієнта α_i від кута відсічення наведена на рисунку 3.10.

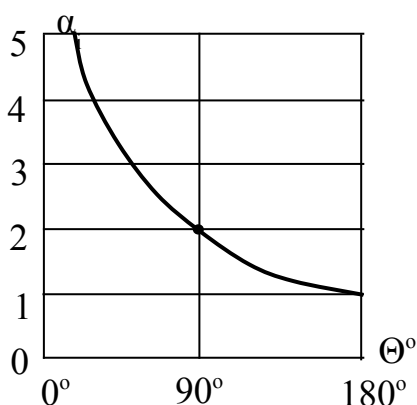


Рисунок 3.10

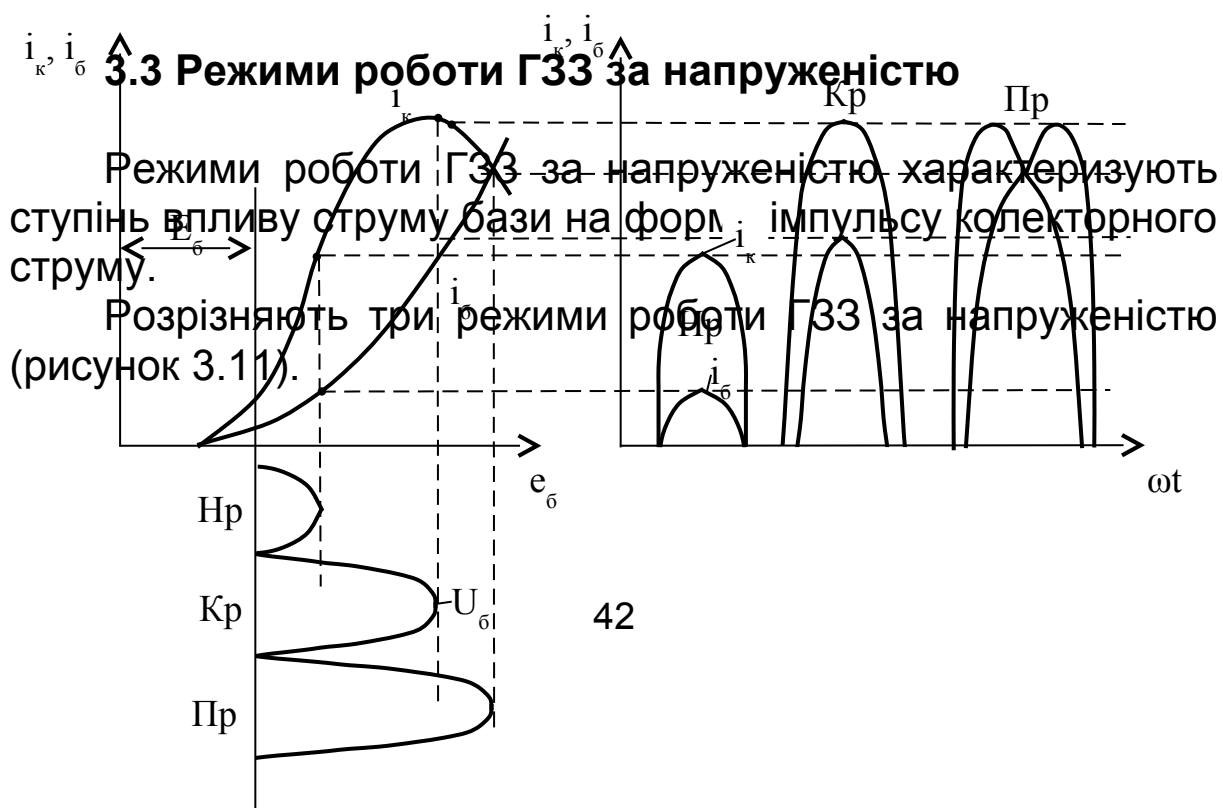


Рисунок 3.11

1 Недонапружений режим (Нр) - струм бази невеликий, імпульс колекторного струму є гострим косинусоїдальним.

2 Критичний режим (Кр) - струм бази зростає, імпульс колекторного струму усічений у верхній частині.

3 Перенапружений режим (Пр) - струм бази настільки значний, що у вершині колекторного струму спостерігається провал.

Співвідношення струмів i_k та i_b значною мірою залежить від співвідношення e_{kmin} та e_{bmax} (рисунок 3.6). Границею недонапруженого режиму є співвідношення $e_{kmin} > 2e_{bmax}$. У свою чергу e_{kmin} істотно залежить від Z_p , тому що $e_k = E_k - I_{e1} \cdot Z_p$.

Від Z_p залежать струми транзистора I_{k0} , I_{k1} , I_b , а також напруга на контурі в колекторному ланцюзі $U_k = I_{k1} Z_p$ у зв'язку зі зміною напруженості режиму роботи ГЗЗ (рисунок 3.12).

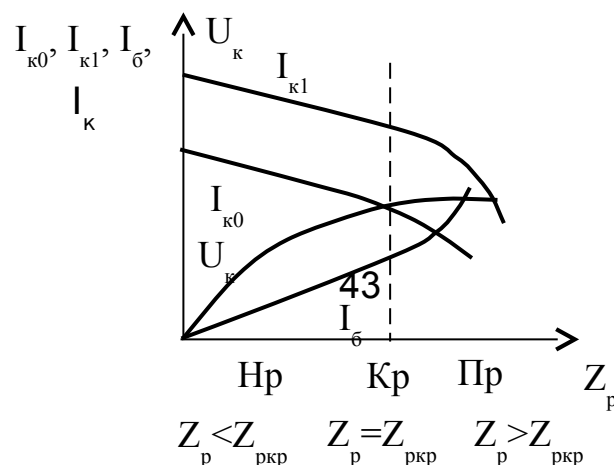


Рисунок 3.12

У недонапруженому режимі при збільшенні опору навантаження в колекторному ланцюзі Z_p зростають напруга на контурі U_k та струм бази I_b , трохи зменшуються струми колектора I_{k0} , I_{k1} .

У критичному режимі значно зростає I_b та значно зменшуються струми I_{k0} і I_{k1} , а напруга на контурі U_k при цьому практично не збільшується.

Залежність потужностей P_0 , P_1 , P_k , η від Z_p у колекторному ланцюзі називають навантажувальними характеристиками (рисунок 3.13).

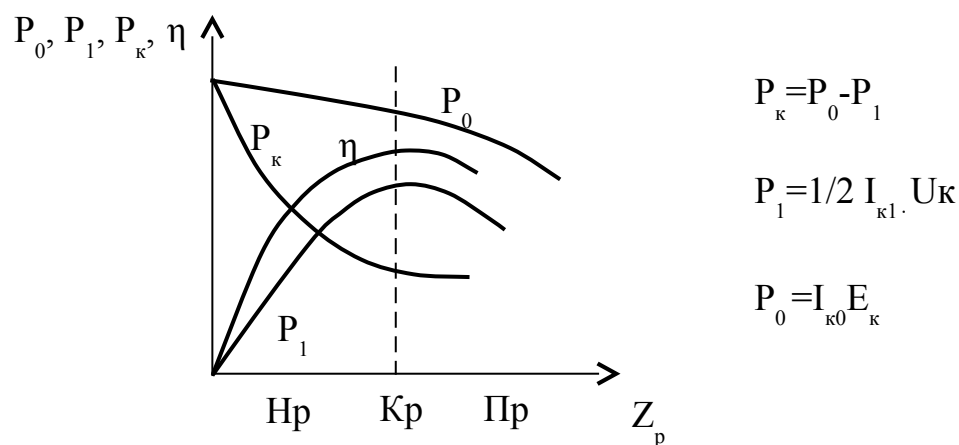


Рисунок 3.13

Оптимальні умови для роботи ГЗЗ – це критичний або злегка перенапружений режим, у якому максимальна корисна потужність, високий ККД і відносно мала потужність P_k розсіюється на колекторі.

При подальшому збільшенні Z_p енергетичні характеристики погіршуються. При зменшенні Z_p знижується корисна потужність P_1 , ККД η і збільшується потужність, що розсіюється на колекторі P_k . При значному зменшенні Z_p (наприклад, при розстроюванні контура в колекторному ланцюзі або обриві антенного ланцюга) може наступити тепловий пробій транзистора внаслідок збільшення потужності P_k .

3.4 Схеми генераторів із зовнішнім збудженням

Розглянемо принципові схеми колекторних кіл ГЗЗ на рисунках 3.14, 3.15.

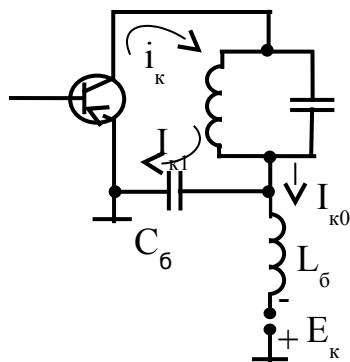


Рисунок 3.14 – Послідовна схема колекторного кола

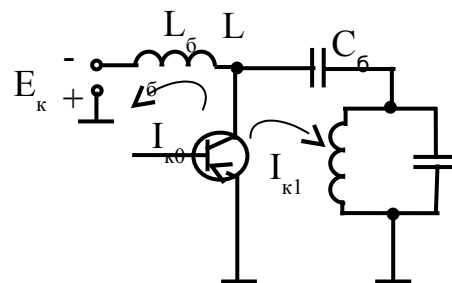


Рисунок 3.15 - Паралельна схема колекторного кола

У ланцюзі колектора протікає струм: $i_k = I_{k0} + I_{k1} \cos \omega t$.

Протікання змінної складової I_{k1} через джерело E_k у край небажано. По-перше, виникли б втрати енергії струмів високої частоти в джерелі E_k . По-друге, змінна напруга із

джерела E_k може потрапити в інші кола та каскади, що використовують загальне джерело E_k , створюючи небажані зв'язки. Для того, щоб виключити протікання I_{k1} через E_k у ланцюг джерела вмикають блокувальну індуктивність L_6 (збільшуючи опір для змінного струму) і одночасно створюють ланцюг з малим опором для змінного струму I_{k1} через блокувальну ємність C_6 .

У послідовній схемі і змінна і постійна складові протікають через контур, а потім розділяються. У паралельній схемі шляхи струмів I_{k1} й I_{k0} розділені та I_{k0} через контур не протікає.

У паралельній схемі джерело E_k увімкнено паралельно контуру й опір L_6 повинен бути значним, щоб виключити шунтуючу дію внутрішнього опору джерела.

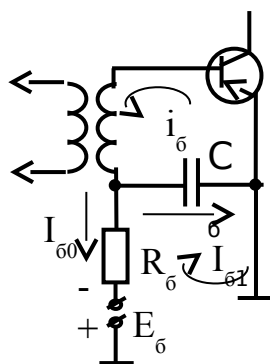
Звичайно затискач $I+E_k$ не вказують на принципових схемах.

У ланцюзі бази на рисунках 3.16, 3.17 діють дві напруги:

- напруга зміщення E_6 , що визначає положення робочої точки;
- напруга збудження $E_6 \cos \omega t$, що надходить від попереднього каскаду.

Можливе створення паралельної і послідовної схем зміщення від окремого джерела E_6 . Призначення блокувальних елементів у схемах на рисунках 3.16, 3.17 аналогічне розглянутому раніше в схемах колекторного ланцюга: необхідно виключити протікання змінної складової струму I_{61} через джерело E_6 .

При вмиканні резистора R_6 замість індуктивності L_6 (рисунок 3.16) необхідно враховувати падіння напруги $I_{60}R_6$ при визначенні вимоги до напруги джерела зміщення E_6 .



46

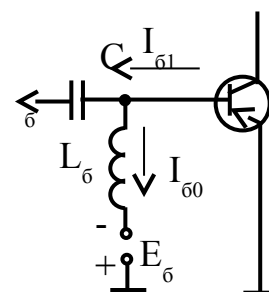
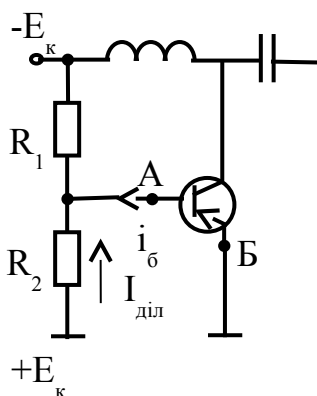


Рисунок 3.16 - Послідовна схема базового зміщення

Рисунок 3.17 - Паралельна схема базового зміщення

У схемах ГЗЗ частіше використовують схеми зміщення від загального джерела E_k (рисунок 3.18), знімаючи напругу зміщення E_b з резистора R_2 дільника R_1, R_2 у ланцюзі E_k .



Необхідно нагадати, що зміщення у схемі - це різниця потенціалів між точками А і Б (загальним і керуючим електродами), а різниця потенціалів дорівнює падінню напруги на ділянці ланцюга між точками А і Б.

Тому негативну напругу зміщення E_b можна визначити з таких міркувань:

Рисунок 3.18 – Схема зміщення за рахунок дільника R_1, R_2

$$I_{дiл} = \frac{E_k}{R_1 + R_2};$$

$$I_{дiл} \gg i_b;$$

$$E_b = - I_{дiл} R_2 = - \frac{E_k}{R_1 + R_2} \cdot R_2.$$

Розглянуті на рисунках 3.16-3.18 схеми називають схемами фіксованого зміщення.

Широко використовують схеми комбінованого зміщення, в які додатково вмикають ланцюжок автоматичного зміщення (рисунок 3.19) за рахунок падіння напруги від струму I_{eo} на резисторі R_e .

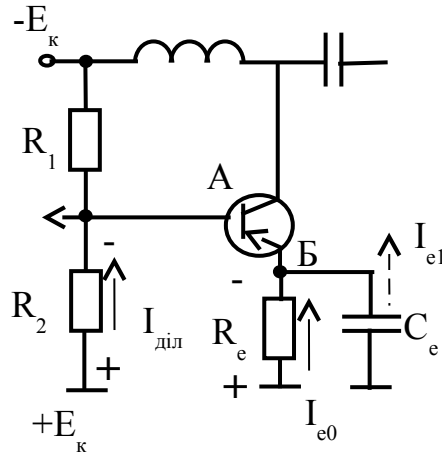


Рисунок 3.19 – Схема комбінованого зміщення

Для такої схеми необхідно враховувати падіння напруги на резисторах R_2 і R_e зі своїми знаками стосовно точок А та Б.

$$E_{\delta} = -I_{\text{діл}} \cdot R_2 + I_{e0} R_e.$$

На рисунку 3.20 наведена повна принципальна схема ГЗЗ із паралельним живленням колекторного ланцюга та з комбінованим зміщенням.

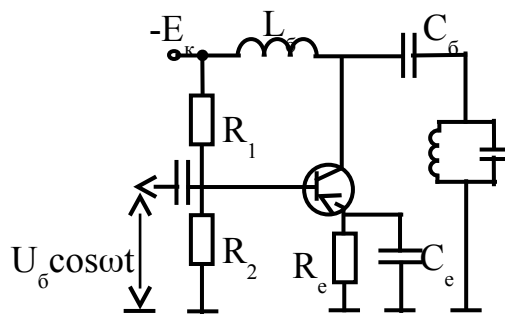


Рисунок 3.20

Застосування схем автоматичного зміщення забезпечує термостабілізацію робочої точки. Так, якщо при збільшенні температури $t'' > t'$ зростає струм у ланцюзі колектора транзистора до значення $i_k'' > i_k'$ (рисунок 3.21), то в результаті збільшення постійної складової струму емітера I_{e0} зростає позитивна складова напруги автоматичного

зміщення $+\Delta I_{e0} R_e$. При новому результуючому значенні напруги зміщення E_{δ}'' установлюється значення струму колектора $i_{k'}$ і зберігається режим роботи транзистора.

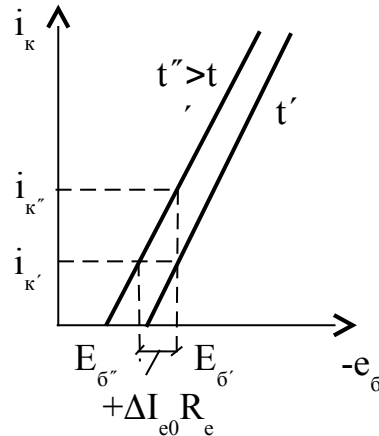


Рисунок 3.21

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

- 1 Яким вираженням визначається величина максимальної (мінімальної) напруги на базі (колекторі) транзистора та на коливальному контурі ГЗЗ?
- 2 За діаграмою на рисунку 3.22 визначити кут відсічення колекторного (базового) струму більше або менше 90° .
- 3 Як зміниться кут відсічення колекторного струму, якщо зменшити (збільшити) амплітуду змінної напруги, що подається в ланцюг бази транзистора; якщо зменшити (збільшити) за абсолютною величиною напругу зміщення E_{δ} (рисунку 3.22)?
- 4 Для деякого кута відсічення Θ наведені в розкид значення α_1 , α_0 , α_2 і α_3 . Указати значення α_1 або α_0 (α_2).
- 5 Як буде змінюватися корисна потужність ГЗЗ (потужність, яка підводиться до ГЗЗ, потужність, яка розсіюється на колекторі, коефіцієнт корисної дії) при збільшенні (зменшенні) кута відсічення колекторного струму?
- 6 У якому режимі втрати на колекторі транзистора (у ланцюзі бази) найбільші (найменші)?

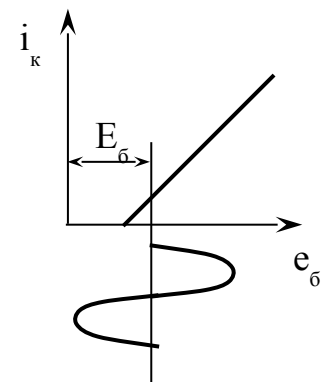


Рисунок 3.22

- 7 У якому режимі максимальна корисна потужність (коефіцієнт корисної дії) генератора із зовнішнім збудженням?
- 8 У якому режимі величина амплітуди коливальної напруги на колекторі транзистора U_k мало залежить від величини навантаження Z_p ?
- 9 У генераторі із зовнішнім збудженням установлений критичний режим. Який режим установиться у ГЗЗ, якщо напругу зміщення за абсолютною величиною зменшити (збільшити); якщо збільшити (зменшити) напругу збудження?
- 10 У якому режимі буде працювати генератор із зовнішнім збудженням при розстроєному контурі в колекторному ланцюзі?

4 ГЕНЕРАТОРИ ІЗ САМОЗБУДЖЕННЯМ

4.1 Умови та режими самозбудження

Генератором із самозбудженням (ГСЗ), або автогенератором, називають електронний пристрій, що перетворює енергію джерел постійного струму в енергію високочастотних коливань без зовнішнього збудження.

Це можливо завдяки тому, що частина енергії з виходу схеми подається на її вхід по ланцюгу зворотного зв'язку (ЗЗ) і створюються умови, які приводять до самозбудження.

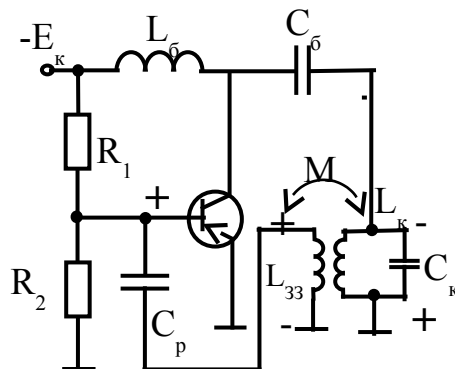


Рисунок 4.1 – Схема автогенератора з ланцюгом

зворотного зв'язку L_{33}

Таким чином, ГСЗ являє собою схему ГЗЗ (резонансний підсилувач), доповнену ланцюгом ЗЗ.

Схема електронного автогенератора запропонована у 1913 р. німецьким вченим Мейснером.

Для самозбудження схеми автогенератора необхідне виконання наступних умов самозбудження.

1 Фазова умова самозбудження вимагає створення позитивного ЗЗ у схемі. При цьому коливання, що надходять по ланцюгу ЗЗ повинні збігатися по фазі з коливаннями, які діють у ланцюзі бази. Для схеми зі спільним емітером, де напруги на базі і на колекторі протифазні, необхідно, щоб $\varphi_{33} = -\varphi_k$.

2 Амплітудна умова самозбудження вимагає, щоб енергія, яка надходить по ланцюгу ЗЗ, була достатня для компенсації втрат енергії у схемі. Для цього необхідно, щоб коефіцієнт зворотного зв'язку K_{33} був більше деякого критичного значення $K_{кр}$:

$$\hat{E}_{\zeta\zeta} = \frac{U_{\zeta\zeta}}{U_{\hat{e}}} = \frac{M}{L_{\hat{e}}}, \quad K_{\hat{e}\delta} = \frac{1}{S_{\hat{e}}Z_{\delta}}, \quad K_{\zeta\zeta} > K_{\hat{e}\delta};$$

де S_k – крутість прохідної характеристики колекторного

струму; $S_k = \frac{\Delta i_k}{\Delta I_{\hat{e}}}$;

Z_p – еквівалентний опір коливального контура в колекторному ланцюзі ГСЗ;

U_{oc} – напруга, що надходить по ланцюгу ЗЗ;

U_k – напруга на контурі в колекторному ланцюзі.

3 У схемі необхідно створити так званий м'який режим самозбудження, для чого транзистор повинен бути відкритий при вмиканні автогенератора.

Розглянемо процес самозбудження автогенератора (на рисунку 4.2).

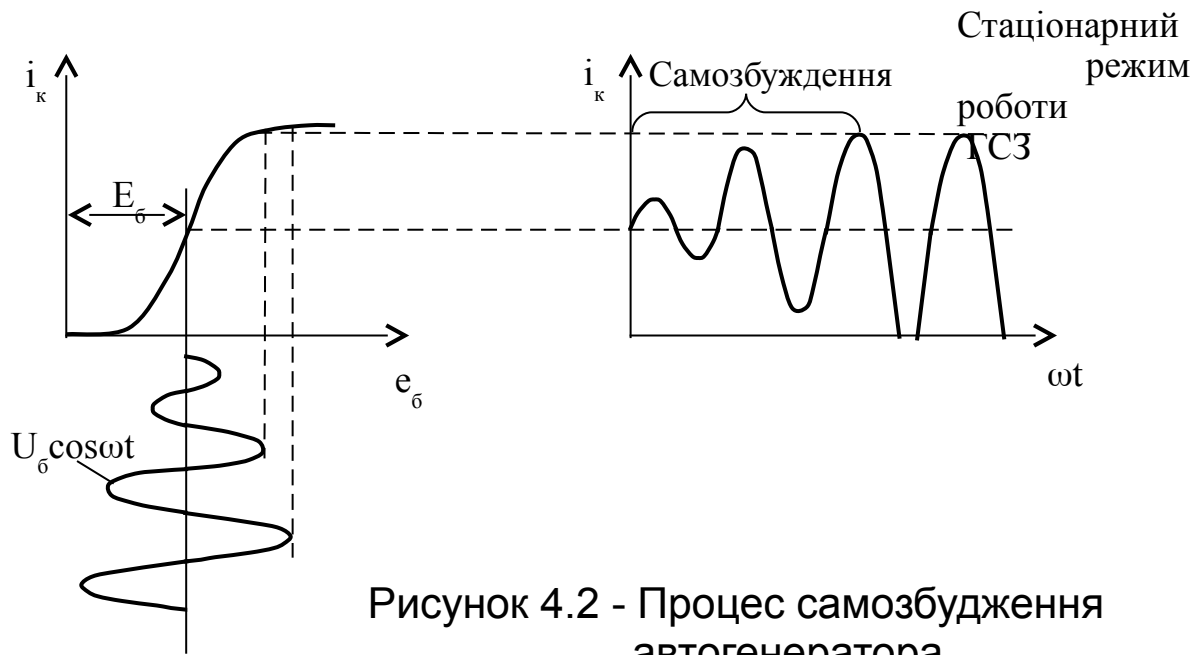


Рисунок 4.2 - Процес самозбудження автогенератора

При вмикенні E_k у контурі виникає коливальний процес і по ланцюгу ЗЗ змінна напруга буде подана на базу. У результаті змінний струм у колекторному ланцюзі буде зростати.

Відносно легко процес самозбудження розвивається, якщо транзистор відкритий, тобто встановлено м'який режим самозбудження (рисунок 4.3, б).

Якщо транзистор закритий, то малі зміни напруги на базі не приведуть до зміни струму колектора, такий режим збудження називають жорстким (рисунок 4.3, а).

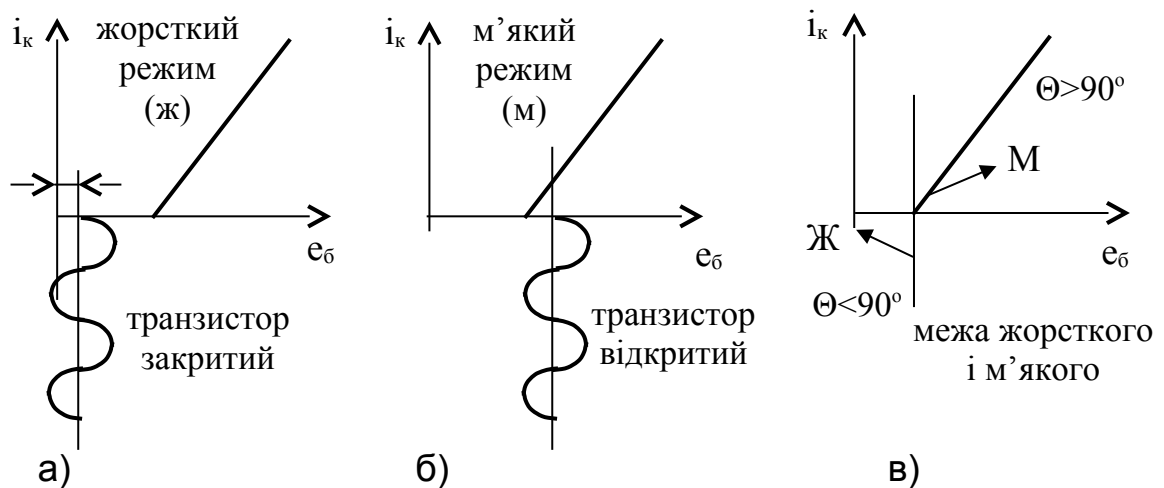


Рисунок 4.3 – Умови м'якого и жорсткого режимів

Отже, м'якому режиму самозбудження відповідають кути відсічення $\Theta > 90^\circ$, а жорсткому - $\Theta < 90^\circ$.

Частота коливань, що генерируються, ГСЗ f_r , визначається сумарними еквівалентними параметрами коливальної системи L_e, C_e

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C_e}} \cdot$$

Колівальні характеристики ГСЗ як залежності $i_k = \varphi(U_6)$ для м'якого та жорсткого режимів різняться, тому що у жорсткому режимі при малих напругах U_6 струм колектора відсутній (рисунок 4.4).

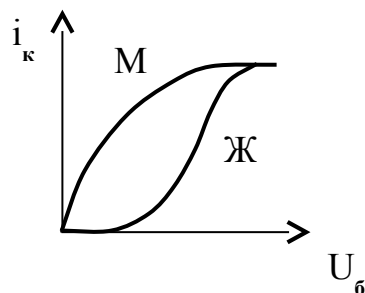


Рисунок 4.4 - Колівальні характеристики автогенератора

У результаті нелінійності прохідної характеристики транзистора та відсічення струму при деякому значенні e_6 зростання колекторного струму припиняється і стаціонарний режим. Для стаціонарного режиму необхідне виконання умови балансу фаз і балансу амплітуд.

Умова балансу фаз полягає у тому, що сумарний фазовий зсув по петлі ЗЗ повинен бути кратний $2k\pi$, це забезпечує створення позитивного зворотного зв'язку

$$\varphi_{ЗЗ} + \varphi_k + \varphi_s = 2k\pi,$$

де k - ціле число;

$\varphi_{ЗЗ}$ - фазовий зсув у ланцюзі ЗЗ, що може змінюватися

при зміні режиму роботи ГСЗ за рахунок зміни струмів та опорів у ланцюзі ЗЗ;

φ_k - фазовий зсув у контурі, що може змінюватися в результаті зміни параметрів коливального контура та співвідношення частот ω_r і ω_0 ;

φ_s - фазовий зсув у транзисторі, що виникає у результаті прояву інерційності носіїв струму в транзисторі.

Кут φ_s залежить від частотних властивостей транзистора, які визначаються його граничною частотою за струмом f_{rp} і за крутістю f_s (рисунок 4.5).

Граничною частотою за струмом називають частоту, на якій у результаті інерційності носіїв струму коефіцієнт підсилення струму β зменшується у $\frac{1}{\sqrt{2}}$ рази.

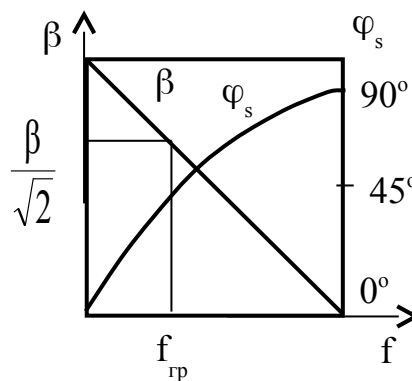


Рисунок 4.5

Значення граничної частоти за крутістю f_s можна визначити як

$$f_s \approx \frac{f_{rp}}{S_k r_b}, \quad r_b \approx (2 - 4) \tau_k / C_k,$$

де f_{rp} – гранична частота транзистора за струмом, значення якої звичайно приводять у довідниках;

C_k – ємність колекторного переходу транзистора, пФ;

τ_k – постійна часу колекторного переходу транзистора, пс.

Тоді значення кута φ_s можна визначити за формулою

$$\varphi_s = - \operatorname{arctg} \frac{f_r}{f_s},$$

де f_r – частота коливань, що генеруються.

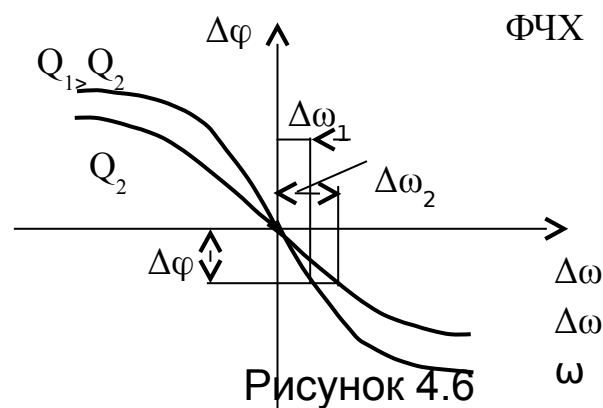
Зменшення струму колектора транзистора в результаті інерційності носіїв приводить до зменшення крутості характеристик транзистора.

$$S' = \frac{S_k}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_r}{f_s}\right)^2}},$$

де S_k – крутість прохідної характеристики для низьких частот;

S' - еквівалентна крутість з урахуванням інерційності носіїв в області високих частот.

Будь-яка зміна режиму ГСЗ під дією зовнішніх дестабілізуючих факторів, що приводить до зміни фазових кутів по петлі ЗЗ, викликає зміну частоти коливань, які генеруються, для того, щоб умова балансу фаз виявилася виконаною. Це досягається за рахунок зміни фазового зсуву в контурі $\Delta\varphi$ (рисунок 4.6) при зміні частоти $\Delta\omega$.



Так, для компенсації фазового зсуву $\Delta\varphi$ потрібне розстроювання контура $\Delta\omega$ стосовно частоти коливань, що

генеруються. Для контура з більшою добротністю ($Q_1 > Q_2$) зміна частоти коливань, що генеруються буде меншою ($\Delta\omega_1 < \Delta\omega_2$).

Умова балансу амплітуд $K_{oc} = \frac{1}{S_{cp} Z_p}$ вимагає встановлення певної напруги коливань, що генеруються. Причому зміна умов роботи ГСЗ приводить до перехідного процесу, у результаті якого величина струму колектора I_{k1} і середня крутість характеристик транзистора S_{cp} ($S_{cp} = \frac{S_K}{\alpha_i}; S_K = \frac{\Delta I_{k1}}{\Delta U_K}$) змінюються таким чином, щоб умова балансу амплітуд виявилася виконаною. Зміну середньої крутості S_{cp} можна подати як результат зміни коефіцієнта α_i , що враховує зменшення струму I_{k1} у режимі коливань 2-го роду залежно від зміни кута відсічення (рисунок 3.10).

Таким чином, якщо зміна умов роботи ГСЗ не веде до зриву коливань, то переводить його в інший стаціонарний режим, якому відповідають свій баланс фаз і баланс амплітуд. Але ця стійкість роботи ГСЗ досягається за рахунок зниження стабільності частоти коливань, що генеруються, і зміни їхньої амплітуди.

4.2 Схеми автогенераторів

Із проведеного раніше аналізу виходить, що для м'якого самозбудження необхідно створити зсув, при якому $\Theta > 90^\circ$. Але при таких кутах відсічення ККД буде невисоким.

Компромісні умови створюються (тобто м'який режим самозбудження і малі кути відсічення у стаціонарному режимі) використанні комбінованих схем зсуву (рисунок 4.1).

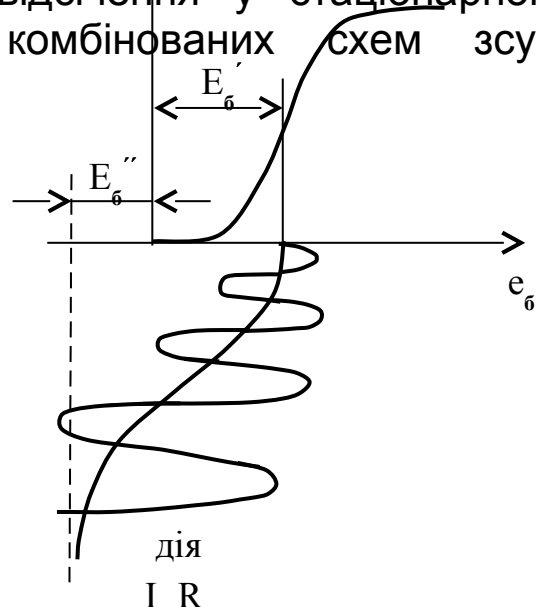
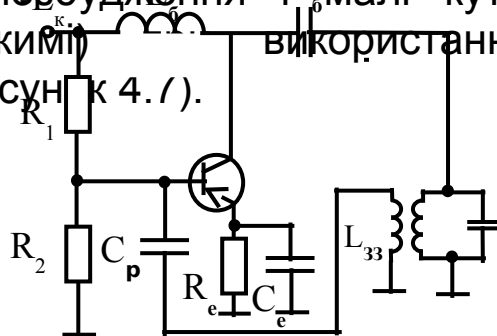


Рисунок 4.7

Як було показано раніше, у таких схемах напруга зсуву включає дві складові

$$E_6 = - \frac{E_k}{R_1 + R_2} \cdot R_2 + I_{oe} \cdot R_e.$$

За рахунок діляника $R_1 R_2$ у початковий момент вмикання ГСЗ створюється напруга зсуву E_6' , що забезпечує м'яке самозбудження. При зростанні коливань ГСЗ зростає струм I_{oe} , збільшується позитивна складова напруги зсуву й у стаціонарному режимі зсув E_6'' забезпечить малий кут відсічення для досягнення більш високого ККД.

Дуже розповсюджені одноконтурні схеми ГСЗ без використання котушки ЗЗ – $L_{зз}$. Такі схеми називають триточковими - у них три електроди транзистора: колектор К, емітер Е, база Б які вмикають до трьох точок контура (рисунок 4.8).

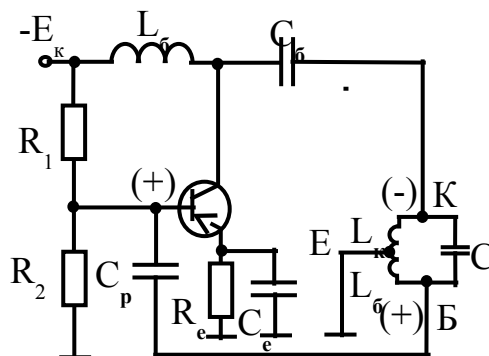


Рисунок 3.8 - Індуктивна триточкова схема автогенератора

Середню точку контура вмикають до корпусу (землі), а протилежні кінці котушки індуктивності - до колектора і бази. У цьому випадку забезпечується позитивний зворотний зв'язок (ПЗЗ), тому що $\phi_{\delta} = -\phi_{\kappa}$, чим досягається виконання фазової умови самозбудження.

Виконання амплітудної умови самозбудження здійснюється шляхом підбору коефіцієнта ЗЗ

$$K_{\zeta\zeta} = \frac{L_{\delta}}{L_{\kappa}} > K_{\delta\delta},$$

де L_{δ} – індуктивність частини котушки, яка увімкнена в проміжок ЕБ, з якої знімається напруга зворотного зв'язку $U_{\zeta\zeta}$;

L_{κ} – індуктивність котушки контура в проміжку ЕК.

Еквівалентну схему коливальної системи такого ГСЗ, що називається індуктивною триточкою, можна подати у вигляді схеми на рисунку 4.9.

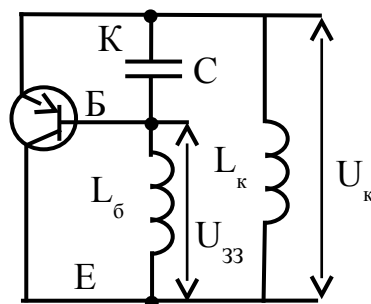


Рисунок 4.9

З аналізу еквівалентної схеми на рисунку 4.9 виходить наступне.

У її складі повинні бути реактивні елементи різних знаків, а генерація коливань можлива на частоті, при якій

$$\delta_{\hat{a}\hat{a}} + \delta_{\hat{e}\hat{a}} + \delta_{\hat{a}\hat{a}} = 0.$$

Для створення позитивного зворотного зв'язку потрібно, щоб коефіцієнт зворотного зв'язку мав позитивне значення, а для цього елементи $x_{e\hat{b}}$ і $x_{e\hat{k}}$ повинні бути одного знака

$$K_{\zeta\zeta} = \frac{U_{\zeta\zeta}}{U_{\hat{e}}} = \frac{\delta_{\hat{a}\hat{a}}}{\delta_{\hat{e}\hat{a}}} = \frac{L_{\hat{a}}}{L_{\hat{e}}} > 0.$$

Ці умови задовольняє й інша еквівалентна схема, що називається ємнісною триточкою (рисунок 4.10).

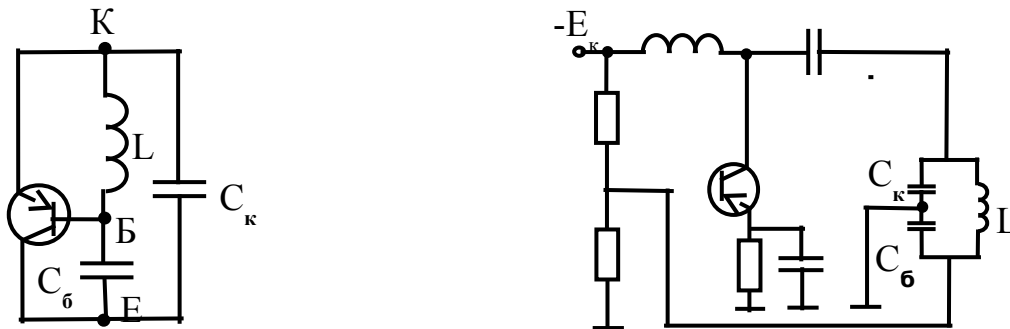


Рисунок 4.10 - Еквівалентна і принципальна схема ємнісної триточки

Одноконтурні схеми ГСЗ можуть бути побудовані тільки на основі індуктивної або ємнісної триточкових схем. Жодне інше сполучення реактивних елементів коливальної системи ГСЗ не забезпечує виконання умов самозбудження ГСЗ.

На рисунку 4.11 наведена вдосконалена схема ємнісної триточки з повним фазуванням контура (схема Клаппа).

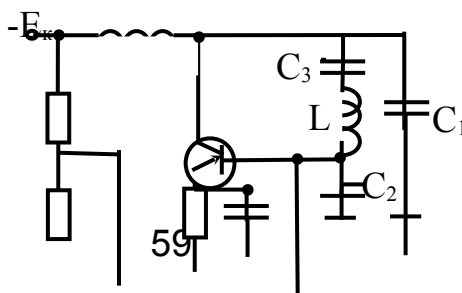




Рисунок 4.11

У коливальний контур додатково увімкнено прискорювальний конденсатор C_3 . Він необхідний, щоб компенсувати інерційність струму колектора в транзисторі при роботі ГСЗ в області високих частот, тобто компенсувати кут φ_s у рівнянні балансу фаз. При цьому контур може бути точно настроєний на частоту коливань, які генеруються, що пояснює і назву схеми - схема з повним фазуванням.

C_3 вмикають при значних кутах φ_s . Якщо обрані високочастотні транзистори й реально кути φ_s малі, то вмикання C_3 недоцільно.

На практиці застосовують двоконтурні схеми ГСЗ, у яких один з контурів, що називається внутрішнім (з високою добротністю), вмикається в ланцюг бази та значною мірою визначає більш високу стабільність частоти коливань, що генеруються. Другий контур, слабо пов'язаний з першим, включається у колекторний ланцюг і використовується для передачі потужності в наступні каскади, тому втрати енергії в контурі більші, а його еквівалентна добротність низька, але цей контур мало впливає на загальну стабільність частоти.

Еквівалентні схеми коливальних систем двоконтурних ГСЗ на рисунках 4.12, 4.13 повинні задовольняти умови індуктивної або ємнісної триточек, а тому між відповідними електродами транзистора повинні бути увімкнені реактивні елементи відповідних знаків. Це може бути досягнуто за рахунок підбору резонансних частот контурів ω_0 у ланцюзі бази та колектора таким чином, щоб, будучи розстроєними стосовно частоти коливань $\omega_{\text{ген}}$, що генеруються, вони мали б реактивний характер опору необхідного знака.

Частота коливань, що генеруються може бути лише такою, при якій забезпечується необхідне розстроювання контурів відповідно до умов індуктивної або ємнісної

триоточок.

У двоконтурних схемах як внутрішні контури в ланцюзі бази доцільно використовувати кварцові резонатори, які являють собою еквівалентні коливальні контури з високою добротністю.

В області досить високих частот як елемент коливальної системи можна використовувати відповідні міжелектродні ємності $C_{кб}$ або $C_{ке}$, а в необхідних випадках додатково вмикати конденсатори.

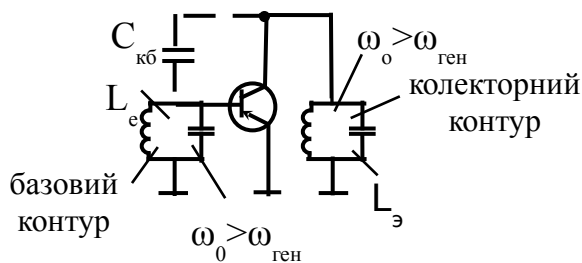


Рисунок 4.12 – Еквівалентна схема двоконтурної індуктивної триоточки

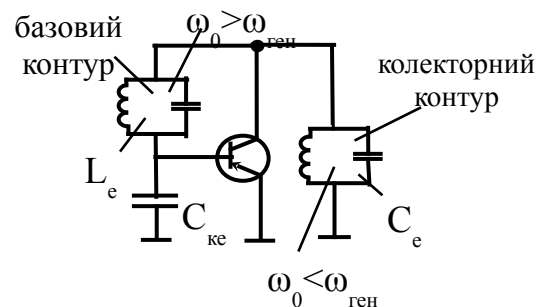


Рисунок 4.13 – Еквівалентна схема двоконтурної ємнісної триоточки

4.3 Стабілізація частоти автогенераторів

Причинами нестабільності частоти ГСЗ є:

- зміни параметрів коливальної системи, з усіма додатковими складовими, під дією різних зовнішніх дестабілізуючих факторів;
- зміна режиму роботи ГСЗ, що викликає появу фазових зсувів, які порушують умови балансу фаз.

Якість коливальної системи ГСЗ, з погляду стабільності частоти, характеризують еталонністю і фіксуючою здатністю.

Еталонністю коливальної системи називають здатність зберігати незмінними значення параметрів R , C , L під дією

дестабілізуючих факторів.

Фіксуєча здатність - властивість коливальної системи компенсувати фазовий зсув між струмом і напругою без значної зміни частоти коливань, що генеруються.

При високій фіксуєчій здатності компенсація фазового зсуву досягається при меншому розстроюванні частоти $\Delta\omega$ (рисунок 4.6).

Чим вище добротність, тим вище фіксуєча здатність.

Найбільш істотний вплив на частоту ГСЗ здійснюють такі дестабілізуючі фактори:

- 1 Нестабільність напруги джерел живлення.
- 2 Зміни температури навколишнього середовища.
- 3 Нестабільність навантаження ГСЗ.
- 4 Сторонні предмети, які впливають на електричні й магнітні поля генератора.
- 5 Механічні деформації деяких деталей генератора внаслідок вібрації.
- 6 Заміна окремих зношених деталей генератора.
- 7 Зміна вологості повітря й атмосферного тиску.

Відомі методи стабілізації частоти ділять на дві групи: прямі та непрямі методи.

Прямі методи мають на меті усунути причини, що викликають зміну частоти коливань, що генеруються.

Непрямі методи мають на меті зменшити вплив дестабілізуючих факторів.

Розглянемо механізм впливу дестабілізуючих факторів і застосовувані методи стабілізації частоти.

1 Зміна напруг приводить до зміни режиму роботи ГСЗ, зміни S_{cp} , та зміни струмів у схемі, у результаті чого з'являються фазові зсуви $\Delta\phi$ і відповідні зміни частоти.

Найбільш широко застосовують прямі методи - стабілізацію напруги джерела живлення.

2 Зміна температури, наприклад, нагрівання, збільшує розміри деталей і діелектричну проникність діелектриків, тому збільшуються ємності й індуктивності елементів коливальної системи, а частота коливань, що генеруються, зменшується.

Прямі методи – термостабілізація шляхом розміщення ГСЗ у термостати – спеціальні пристрої, у яких підтримується постійна температура вище температури навколишнього середовища (50° - 60°).

Непрямі методи - термостабілізація режиму роботи, а також застосування спеціальних конденсаторів з негативним температурним коефіцієнтом ємності (ТКЄ).

3 Зміна навантаження ГСЗ викликає зміну режимів його роботи. Непрямі методи:

- використання двоконтурних схем ГСЗ;
- вмикання буферних каскадів між ГСЗ і ГЗЗ із постійним режимом роботи.

4 Вплив зовнішніх магнітних та електричних полів рівносильний зміні індуктивності і ємності коливальної системи.

Прямий метод (і радикальний) - ретельне екранування всіх деталей ГСЗ.

5 У результаті вібрацій змінюється взаємне положення деталей ГСЗ, особливо екранів, що приводить до зміни паразитних індуктивностей і ємностей.

Прямі методи - амортизація генераторів.

Непрямі методи - підвищення жорсткості конструкцій (литі екрани, жорсткий монтаж).

6 Внаслідок технологічного розкиду параметрів заміна окремих деталей ГСЗ приводить до зміни частоти коливань, що генеруються.

Для усунення неприпустимих відхилень частоти в складі коливальної системи заздалегідь передбачають підстроювальні елементи, навіть при використанні

кварцових резонаторів (рисунок 4.14).

7 Зміна атмосферного тиску і вологості приводять до зміни діелектричної проникності повітря, що у свою чергу приводить до зміни параметрів коливальної системи.

Прямі методи - використання герметизованих деталей.

Непрямі методи - заливання елементів коливальної системи спеціальними масами, просочення цих елементів, виключення гігроскопічних матеріалів, застосування спеціальних поглиначів вологи (силікагелів).



Рисунок 4.14 – Застосування підстроювальних елементів у складі коливальної системи

Найбільш ефективним прийомом є використання у складі коливальної системи кварцових резонаторів, які є високодобротною коливальною системою (їхні параметри мало змінюються) з високою фіксуючою здатністю (при дуже високій добротності крута АЧХ) (див. розділ 2.3).

Кварцові резонатори використовують подвійно:

1 Як високоеталонну еквівалентну індуктивність у складі коливальної системи ГСЗ у смузі частот $\omega_{\text{посл}} - \omega_{\text{парал}}$ (див. рисунок 2.24).

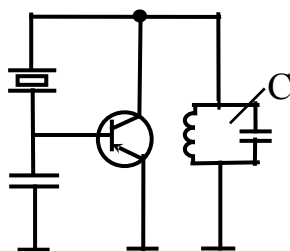


Схема на рисунку 4.15 еквівалентна ємносній триточці (кварцовий резонатор розстроєний по відношенню до частоти коливань, що генеруються, для того, щоб він був еквівалентним індуктивності). Такі схеми називають осциляторними.

Рисунок 4.15

2 Як високодобротний вузькосмуговий фільтр із малим опором (див. рисунок 2.24) на частоті $\omega_{\text{посл}}$, що вмикають у ланцюг зворотного зв'язку ГСЗ.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

- 1 Які значення кутів відсічення струму колектора відповідають м'якому (жорсткому) режиму самозбудження?
- 2 Указати коливальну характеристику, що відповідає м'якому (жорсткому) режиму самозбудження?
- 3 Для якої триточкової схеми характерно таке сполучення реактивних елементів: $X_{кб} < 0$, $X_{бе} > 0$, $X_{ке} > 0$? (Розглядаються всі можливі варіанти).
- 4 Для якої триточкової схеми необхідне виконання умов: $X_{кб}/X_{ке} > 0$; $X_{кб} + X_{бе} + X_{ке} = 0$?
- 5 Якій узагальненій триточковій схемі відповідає схема двоконтурного ГСЗ?
- 6 Указати співвідношення частоти коливань, що генеруються, і власної резонансної частоти для кожного з контурів у наведеній двоконтурній схемі автогенератора.
- 7 У якій з еквівалентних схем коливальної системи ГСЗ виконується (не виконується) фазова умова самозбудження?
- 8 Указати порядок величин: еквівалентного опору втрат кварцового резонатора, еквівалентної індуктивності, еквівалентної ємності та добротності кварцових резонаторів.
- 9 Який характер опору кварцового резонатора на різних частотах?
- 10 Який характер опору кварцового резонатора повинен бути у випадку його використання в осциляторній схемі ГСЗ (у ланцюзі зворотного зв'язку ГСЗ)?
- 11 Відтворити задану принципіальну схему автогенератора.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1 Горелов Г.В., Волков А.А., Шелухин В.Н. Каналообразующие устройства железнодорожной телемеханики и связи: Учебник для вузов ж.-д. транспорта. – М.: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2007.

2 Радиосвязь на железнодорожном транспорте / Под ред. П.Н. Рамлау. – М.: Транспорт, 1983.

3 Белоцерковский Г.Б. Основы радиотехники и антенны в 2-х частях: Учебник для техникумов. Ч.1. Основы радиотехники. – М.: Сов. радио, 1978.

4 Радиопередающие устройства: Учебник для вузов связи / Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Связь, 1980.

5 Муравьев О.Л. Радиопередающие устройства: Учебное программное пособие для техникумов. – М.: Связь, 1974.

6 Волков А.А. Радиопередающие устройства. – М.: Маршрут, 2002.

