

**Міністерство освіти і науки України**  
**Житомирський державний технологічний університет**

**ПРИСТРОЇ ГЕНЕРУВАННЯ ТА ФОРМУВАННЯ  
РАДІОСИГНАЛІВ**

**Житомир**  
**2018**

УДК 621.373  
А65

*Рекомендовано до друку вченою радою  
Житомирського державного технологічного університету  
(протокол № від 26.10.2018 року).*

**Рецензенти:**

*О.В. Осадчук* – доктор технічних наук, професор;

*С.П. Фриз* – доктор технічних наук, доцент;

*О.Б. Шарпан* – доктор технічних наук, професор.

**Андрєєв О.В.**

**А65** Пристрої генерування та формування радіосигналів: навч. посібник [електронне видання] / О.В. Андрєєв, В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко, І.І. Полещук – Житомир: ЖДТУ, 2018. – 138 с.

Навчальний посібник відповідає програмі навчальної дисципліни "Генерування та формування сигналів" і призначений для студентів, що здобувають освітньо-кваліфікаційний рівень "бакалавр" зі спеціальності 172 „Телекомунікації та радіотехніка”.

**УДК 621.373**

© О.В. Андрєєв, 2018  
© В.В. Ципоренко, 2018  
© В.Г. Ципоренко, 2018  
© І.І. Полещук, 2018

## ЗМІСТ

Передмова.....	4
<b>1. Генератори із зовнішнім збудженням.....</b>	<b>11</b>
1.1. Склад та принцип роботи генератора із зовнішнім збудженням.....	11
1.2. Режими роботи лампового генератора із зовнішнім збудженням.....	17
1.3. Особливості транзисторних генераторів із зовнішнім збудженням.....	22
<b>2. Автогенератори.....</b>	<b>25</b>
2.1. Структурна схема автогенератора .....	25
2.2. Принцип роботи автогенератора .....	27
2.3. Умови самозбудження автогенератора.....	28
2.4. Режими самозбудження автогенератора.....	30
2.5. Еквівалентні схеми автогенераторів.....	32
2.6. Принципові схеми одноконтурних транзисторних автогенераторів.....	34
2.7. Зв'язок генератора із навантаженням.....	35
2.8. Особливості роботи генераторів надвисоких частот .....	37
<b>3. Стабілізація частоти коливань генераторів.....</b>	<b>43</b>
3.1. Аналіз стабільності частоти коливань автогенератора .....	43
3.2. Параметрична стабілізація частоти .....	45
3.3. Принципи побудови аналогових синтезаторів частоти.....	49
3.4. Принципи побудови цифрових синтезаторів частоти.....	55
<b>4. Методи формування сигналів з кутовою модуляцією .....</b>	<b>58</b>
4.1. Активний аналоговий метод формування частотно - модульованих сигналів .....	58
4.2. Активний та пасивний аналоговий методи формування КФМ сигналів.....	61
4.3. Цифровий метод формування сигналів .....	66
<b>5. Прилади НВЧ із динамічним керуванням електронним потоком.....</b>	<b>71</b>
5.1. Коливальні системи приладів НВЧ .....	71
5.2. Клістриони.....	75
5.2.1. Прольотний клістрон .....	75
5.2.2. Відбивний клістрон .....	87

5.3. Широкозмугові НВЧ прилади "О"-типу .....	92
5.3.1. Підсилювач на лампі біжучої хвилі .....	92
5.3.2. Генератор на лампі зворотної хвилі .....	97
5.4. Електронні прилади НВЧ зі схрещеними полями .....	99
5.4.1. Рух електронів в схрещених електричному і магнітному полях .....	99
5.4.2. Багаторезонаторний магнетрон .....	102
Список скорочень .....	111
Бібліографічний список .....	113
Додаток А Розрахунок генератора із зовнішнім збудженням.....	115
Додаток Б Порядок розрахунку транзисторного автогенератора.....	119
Додаток В Порядок розробки структурної схеми передавача.....	124
Додаток Г Розрахунок вихідного підсилювача потужності.....	129
Додаток Д Приклад оформлення принципової схеми.....	137

## Передмова

Електронні прилади НВЧ призначені для посилення, генерації, множення частоти електромагнітних коливань радіочастотного діапазону. Електромагнітні хвилі НВЧ діапазону знаходять важливі і різноманітні застосування в радіозв'язку (в тому числі космічному і радіорелейному), радіолокації, радіонавігації, телебаченні, радіоуправлінні, радіоастрономії, медицині, побуті (мікрохвильові печі) і т.д.

Електронні прилади поділяються на два великих класи: електровакуумні і напівпровідникові. Крім того електронні прилади поділяються на прилади з електростатичним і динамічним керуванням електронним потоком. При цьому при електростатичному керуванні передбачається, що за період високочастотних коливань напруга на електродах генераторного приладу практично не змінюється. На відміну від електростатичного при динамічному керуванні відбувається модуляція електронів за швидкістю, перетворення модуляції за швидкістю в модуляцію за щільністю з подальшою передачею енергії від згрупованого електронного згустку коливальній системі.

Історичний розвиток радіоелектроніки йшов по шляху освоєння більш високих частот. Інтенсивне дослідження НВЧ діапазону почалося напередодні сорокових років і надалі в значній мірі стимулювалося створенням і впровадженням радіолокаційних станцій під час другої світової війни. Розробка приладів НВЧ відбувалася спочатку шляхом удосконалення звичайних електронних ламп. Однак їх можливості були обмежені специфічними труднощами, а саме: зростанням кута прольоту електронів і погіршенням параметрів контурів із зосередженими параметрами при збільшенні частоти, а також впливом між-електродних ємкостей і індуктивностей приладів.

Одним з шляхів подолання відмічених ускладнень є мініатюризація ламп - скорочення міжелектродних відстаней і зменшення геометричних розмірів електродів. При цьому вдається зменшити час прольоту електронів між електродами приладу, а також міжелектродні ємкості та індуктивності.

Зменшення індуктивностей можна досягнути також шляхом використання виводів приладів, виконаних у вигляді металевих дисків або циліндрів, які конструктивно добре узгоджуються з об'ємними резонаторами – зовнішніми коливальними системами підсилювачів і генераторів НВЧ, що послужило початком розвитку маячкових і металокерамічних тріодів. Внаслідок вибору більш раціональної конструкції вдалося, не змінюючи принципу дії ламп, створити прилади які здатні працювати у сантиметровому діапазоні довжин хвиль.

Тріоди середньої потужності працюють при довжині хвилі 7–10 см і мають вихідну потужність від одиниць ват в безперервному режимі та одиниці - десятки кіловат - в імпульсному. Потужні тріоди, як правило, мають рідинне охолодження, працюють при довжині хвилі більше 40–50 см, мають вихідну потужність до 300 кВт в безперервному режимі та до одиниць мегават – в імпульсному [1].

До переваг НВЧ тріодів відносяться досить високий ККД, що доходить до 60–70%, їх порівняно малі масу і габарити. Недоліками є мале посилення, що не перевищує зазвичай 10 дБ, порівняно малий термін служби, швидке падіння вихідної потужності із зростанням робочої частоти. Тому практично вони використовуються на частотах до 1,5–2 ГГц [2].

Використання методу динамічного керування електронним потоком дало можливість створити принципово нові електровакуумні прилади такі як прольотний та відбивний клістрони, магнетрон, лампи біжучої та зворотної хвилі і т.п. [3].

Як напівпровідникові прилади НВЧ використовуються біполярні та польові транзистори, тунельний і лавино-прольотний діоди, діоди Ганна, р-і-п діоди та ін. [4,5].

Будь-яка активна радіотехнічна система має радіопередавальний пристрій, який формує коливання певної частоти і потужності, один, або декілька параметрів якого змінюються за законом повідомлення, що передається. До складу передавальних пристроїв входять *генератори високочастотних коливань*, які здійснюють перетворення енергії постійного струму джерел живлення в електромагнітні коливання. Цей процес отримав назву *генерування коливань*. В залежності від

функцій, які виконують генератори високочастотних коливань у складі передавача, їх можна поділити на *генератори із самозбудженням* (автогенератори) та *генератори із зовнішнім збудженням* (підсилювачі потужності).

Одночасно із генерацією високочастотних коливань у каскадах передавача здійснюється керування параметрами коливань з метою забезпечення певного виду модуляції радіосигналу. Основними електричними характеристиками передавальних пристроїв є: вид і параметри сигналів, діапазон робочих частот і ширина спектру сигналу, вихідна потужність і коефіцієнт корисної дії передавача, стабільність частоти коливань і параметрів модуляції сигналів; рівень небажаних випромінювань [6].

До основних конструктивних вимог відносяться: габарити, вага, механічна міцність, вібростійкість обладнання передавача, забезпечення доступу до органів регулювання і елементів апаратури при їх заміні.

До основних експлуатаційних вимог відносяться: час безперервної роботи, експлуатаційна надійність, безпека обслуговування.

Радіопередавальні пристрої будуються за однокаскадною та багатокаскадною схемами [1,7]. Структурна схема однокаскадного передавача зображена на рис. 1. Особливістю побудови передавача є використання як джерела надвисокочастотних (НВЧ) коливань потужного автогенератора (ГНВЧ). Зазвичай як потужні автогенератори (АГ) використовуються лампові тріодні АГ, магнетрони або лампи

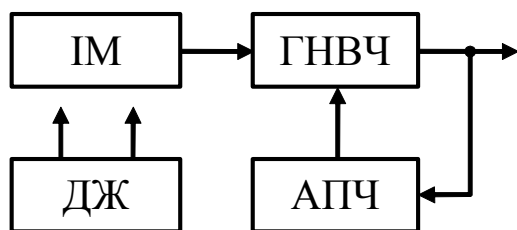


Рис. 1

зворотної хвилі типу “М”. Такий передавач при наявності потужного АГ не може забезпечити високої стабільності частоти, що є недоліком такої схеми. Для підвищення стабільності частоти в таких передавачах часто застосовують систему автоматичного підстроювання частоти (АПЧ). Імпульсний режим роботи передавача забезпечується імпульсним модулятором (ІМ). Вибір типу ІМ визначається вимогами до форми модулюючих імпульсів і типом генераторного приладу, який є навантаженням модулятора [6, 7].

Слід відмітити, що в однокаскадному передавачі обмежені можливості

здійснення внутрішньоімпульсної модуляції генератора за частотою або фазою.

Широке застосування однокаскадних передавачів пояснюється рядом переваг, до яких відносяться: простота схемного та конструктивного виконання, мала вага та малі габарити, невелика вартість, простота та малі експлуатаційні витрати. Зазвичай однокаскадні передавачі використовуються лише для формування простих імпульсних сигналів.

Широке використання в радіотехнічних системах частотно-модульованих і фазоманіпульованих сигналів з одночасним забезпеченням значної потужності та високої стабільності частоти сигналів обумовило побудову передавачів за багатокаскадною схемою. У багатокаскадному передавальному пристрої, загальна структурна схема якого зображена на рис. 2, генерування, модуляція та підсилення потужності високочастотних коливань виконується різними каскадами.

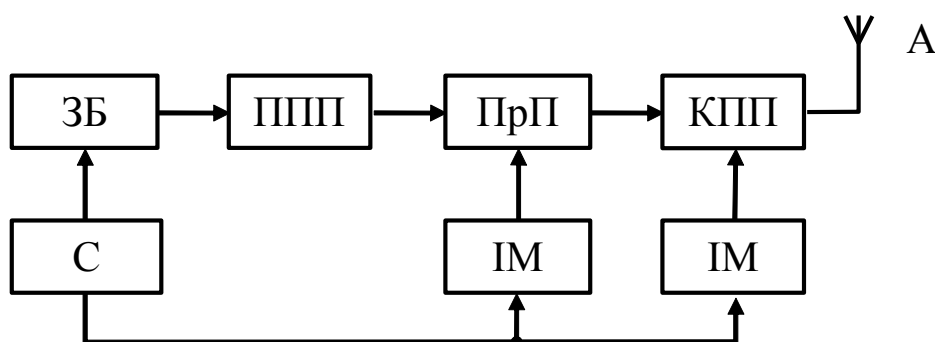


Рис. 2

Багатокаскадний передавач складається зі збуджувача (ЗБ), попереднього підсилювача потужності (ППП), проміжних каскадів (ПрП) і кінцевого підсилювача потужності (КПП). Робота каскадів синхронізується у часі синхронізатором (С). Збуджувач формує сигнал заданої структури і забезпечує високу стабільність частоти цього сигналу. Потужність коливань збуджувача повинна бути достатньою для збудження попереднього підсилювача. Якщо коливання збуджувача стабілізуються за рахунок використання кварцового резонатора, в склад проміжних каскадів входять помножувачі частоти, які здійснюють перенос спектра сигналу в область НВЧ частот. При необхідності у збуджувачі здійснюється частотна модуляція або фазова маніпуляція. Оскільки формування сигналів здійснюється при малих значеннях потужності, то необхідний їй рівень забезпечується за рахунок кола



підсилювачів потужності [4,7]. Якщо передавач працює в імпульсному режимі, то до складу передавача входять імпульсні модулятори, які здійснюють модуляцію у кінцевому або в проміжному підсилювачах. Оскільки величина вихідної потужності сучасних радіолокаційних передавачів досягає десятків мегават в імпульсі, тому загальний коефіцієнт підсилення за потужністю передавача має достатньо великі значення. При цьому підсилювальний тракт не повинен вносити великих викривлень в структуру та форму сигналу, який підсилюється. Викривлення можна зменшити шляхом скорочення кількості підсилювальних каскадів через застосування підсилювачів з великим коефіцієнтом підсилення. Однак прилади, які мають великий коефіцієнт підсилення, наприклад, клістриони, мають порівняно низький ККД, а прилади з великим ККД, наприклад, амплітрони, навпаки мають малий коефіцієнт підсилення. Тому шляхом раціонального розміщення генераторних приладів у складі передавача намагаються отримати якомога більший ККД, при забезпеченні необхідного коефіцієнта підсилення передавача.

Дійсно, ККД багатокаскадного передавача визначається за формулою [1, 7]

$$\eta_{\text{пер}} = \frac{P_n}{P_{\text{озб}} + P_{01} + P_{02} + \dots + P_{0n-1} + P_{0n}}, \quad (1)$$

де  $P_n$  - вихідна потужність передавача;

$P_{\text{озб}}, P_{01}, \dots, P_{0n}$  - потужності, що споживаються збуджувачем і каскадами підсилення від джерела живлення.

Якщо перетворити вираз (1) до виду

$$\eta_{\text{пер}} = \frac{1}{\frac{P_{\text{озб}}}{P_{\text{зб}}} \frac{P_{\text{зб}}}{P_n} + \frac{P_{01}}{P_1} \frac{P_1}{P_n} + \dots + \frac{P_{0(n-1)}}{P_{(n-1)}} \frac{P_{(n-1)}}{P_n} + \frac{P_{0n}}{P_n}},$$

то отримаємо:

$$\eta_{\text{пер}} = \frac{1}{\frac{1}{\eta_{\text{зб}} K_1 K_2 \dots K_n} + \frac{1}{\eta_1 K_2 K_3 \dots K_n} + \dots + \frac{1}{\eta_{(n-1)} K_n} + \frac{1}{\eta_n}}, \quad (2)$$

де  $K_1 = \frac{P_1}{P_{ЗБ}}$ ;  $K_2 = \frac{P_2}{P_1}$ ; ...  $K_n = \frac{P_n}{P_{n-1}}$  – коефіцієнт підсилення каскадів;

$\eta_{ЗБ}, \eta_1, \dots, \eta_n$ , – ККД окремих каскадів передавача.

Аналіз виразу (2) показує, що для отримання великого ККД передавача, при мінімальній кількості підсилювачів, необхідно в перших каскадах підсилювального тракту застосовувати прилади з великим коефіцієнтом підсилення, а у вихідних – з великим ККД. Для отримання необхідної потужності радіосигналу часто застосовують паралельне з'єднання генераторних приладів, або спеціальні мости підсумовування та підсумовують потужність у просторі.

Таким чином, на сьогоднішній день широко використовується техніка генерування коливань радіочастотного діапазону. Тому у навчальному посібнику приділена увага насамперед принципам побудови пристроїв генерування коливань саме цього діапазону. Розроблені і широко експлуатуються також квантово - оптичні системи добування та передачі інформації, а також системи які використовують інфрачервоне, ультрафіолетове та рентгенівське випромінення. Джерелами первинних коливань цього діапазону частот виступає окрема група приладів у вигляді іразерів та лазерів, побудова яких суттєво відрізняється від електронних генераторів. Однак принципи побудови цих приладів виходять за межі даного навчального посібника.

## 1. ГЕНЕРАТОРИ ІЗ ЗОВНІШНІМ ЗБУДЖЕННЯМ

### 1.1. Склад та принцип роботи генератора із зовнішнім збудженням

Електромагнітні коливання створюються і підтримуються у коливальних системах. Але через наявність втрат ці коливання з часом затухають, якщо своєчасно не компенсувати ці втрати енергією, що доставляється до коливальної системи від джерела живлення електронами. Для керування процесом генерації коливань до складу генераторів крім джерела живлення і коливальної системи повинен входити активний елемент - транзистор, або генераторна лампа. На рис. 1.1. наведені принципові схема генератора із зовнішнім збудженням (ГЗЗ) на біполярному (рис.1.1,а) та польовому (рис.1.1,б) транзисторах, а також тріоді (рис.1.1,в) [8,9]. Як видно, ці схеми відрізняються в основному лише типом генераторних приладів, тому розглянемо принципи роботи ГЗЗ на прикладі лампового генератора (рис.1.1,в).

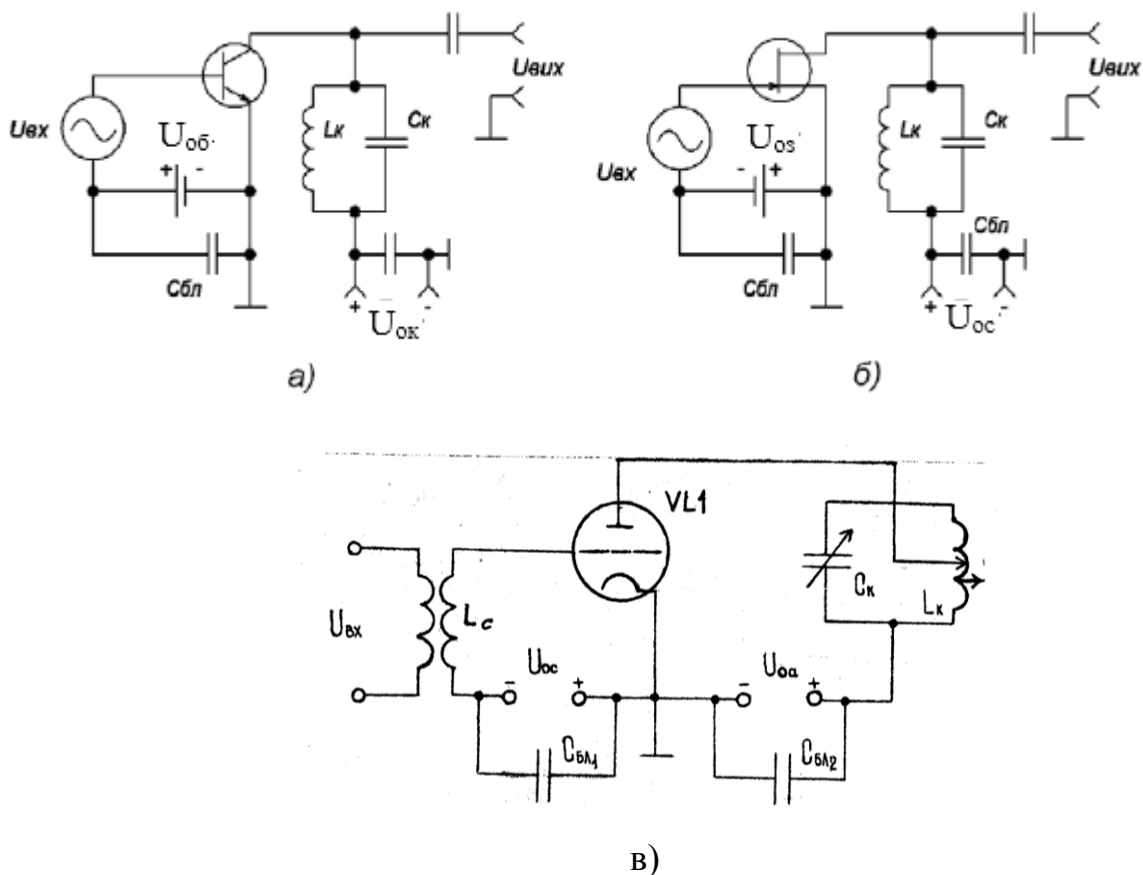


Рис. 1.1

До складу схеми входять такі елементи:

лампа  $VL$  - активний елемент (підсилювальний прилад), для керування процесом перетворення енергії джерела живлення в енергію ВЧ коливань;

паралельний коливальний контур  $L_k C_k$  - анодне навантаження лампи, яке призначено для виділення першої гармоніки струму;

джерело сіткового зміщення  $U_{oc}$  - для вибору режиму роботи генератора;

джерело електричної енергії  $U_{oa}$  - джерело живлення анодного кола;

допоміжні елементи  $C_{бл1}$ ,  $C_{бл2}$  - блокуючі конденсатори, які виключають втрати, що створюються першими гармоніками сіткового ( $i_{1c}$ ) і анодного ( $i_{1a}$ ) струмів на внутрішніх опорах джерел зміщення  $U_{oc}$  і анодного живлення  $U_{oa}$ .

Генератор має два основних електричних кола: сіткове і анодне. В сітковому колі генератора діють дві напруги: напруга зміщення  $U_{oc}$ , величина якої визначає положення робочої точки на характеристиці лампи, і напруга збудження, яка управляє струмом лампи

$$u_{1c}(t) = U_{1c} \cdot \cos \omega \cdot t,$$

де  $U_{1c}$  - амплітуда першої гармоніки напруги збудження.

Розглянемо роботу ГЗЗ в режимі підсилення сигналів [8,10]. До подачі напруги збудження в схемі протікає постійна складова анодного струму по колу:  $+U_{oa} \rightarrow$  індуктивність  $L_k \rightarrow$  анод-катод  $VL \rightarrow -U_{oa}$  (рис. 1.1,в).

Постійна складова сіткового струму не протікає, оскільки на сітці дії від'ємний потенціал -  $U_{oc}$  напруги зміщення.

При подачі напруги збудження на сітку лампи на сітці діє сумарна напруга

$$u_c(t) = U_{oc} + U_{1c} \cdot \cos \omega \cdot t.$$

Під дією цієї напруги в анодному колі протікає анодний струм. Якщо коливальний контур настроєний в резонанс з частотою напруги збудження  $u_{1c}(t)$ , тобто  $\omega = \omega_0$ , то у цьому випадку контур є активним опором тільки для струму першої гармоніки

$i_{1a}(t)=I_{1a}\cos\omega t$ . Перша гармоніка анодного струму протікає по колу: анод  $VL \rightarrow$  ємність  $C_k$  та індуктивність  $L_k$  контуру  $\rightarrow C_{бл2}$  - катод  $VL$ . У другий півперіод вхідної напруги перша гармоніка струму протікає у зворотному напрямку. Перша гармоніка анодного струму, яка протікає через контур створює на еквівалентному опорі коливального контуру  $R_e$  падіння напруги

$$u_{1k}(t)=I_{1a}\cdot R_e\cdot \cos\omega t=U_{1k}\cos\omega t,$$

де  $U_{1k}$  – амплітуда першої гармоніки напруги на контурі.

Ця напруга контуру є вихідною напругою генератора. При позитивній сумарній напрузі на сітці лампи постійна складова сіткового струму  $I_{oc}$  протікає від сітки до катода лампи. Змінна складова сіткового струму при позитивному потенціалі на сітці протікає по колу: сітка  $VL \rightarrow$  індуктивність  $L_c \rightarrow C_{бл1} \rightarrow$  катод лампи  $VL$ . При від'ємному потенціалі на сітці змінна складова змінює свій напрямок на зворотний.

В процесі роботи ГЗЗ напруга на сітці і на контурі змінюється синфазно, а напруга на аноді  $u_{1a}(t)=U_{oa}-u_{1k}(t)$  знаходиться у протифазі з напругою збудження і першою гармонікою анодного струму. Створення таких фазових умов забезпечує максимальне підсилення сигналу за потужністю в генераторах з зовнішнім збудженням. Якщо коливальний контур настроєний на другу, або третю гармоніки анодного струму, генератор буде працювати в режимі *помноження* частоти, але при цьому потужність сигналу на виході зменшується.

Схеми лампових ГЗЗ відрізняються способами подачі постійної та змінної напруги на електроди ламп, а також способами зв'язку з навантаженням.

Існують дві схеми живлення анодного кола: послідовна і паралельна. В першій з них джерело живлення, коливальний контур (КК) і лампа з'єднуються послідовно (див. рис. 1.1,в). Струми високої частоти протікають через лампу, контур (навантаження), блокуючий конденсатор  $C_{б2}$ . Контур настроюється в резонанс конденсатором змінної ємності  $C_k$ .

В паралельній схемі анодного живлення (рис.1.2) лампа, контур і анодний дросель  $L_{др}$  з'єднані паралельно за високою частотою. У цій схемі шляхи струмів розділюються: постійний струм замикається через джерело анодного живлення, дросель і лампу, а змінний струм – через лампу, роздільний конденсатор  $C_p$  і контур [10]. Ємність конденсатора  $C_p$  повинна бути такою, щоб падіння напруги на ній не перевищувало (1...2)% напруги високої частоти. Приблизно можна вважати, що ємність  $C_p$  повинна бути в 5...10 разів більша ємності  $C_k$  контуру. Дросель вмикається паралельно КК, тому він впливає на його параметри: збільшує початкову ємність і зменшує індуктивність. Для послаблення впливу дроселя його індуктивність повинна бути в декілька разів більшою за індуктивність контуру. Для зменшення ємності дроселя його виконують секційним. Паралельна схема застосовується на довгих та середніх хвилях, а послідовна – на коротких і ультракоротких хвилях.

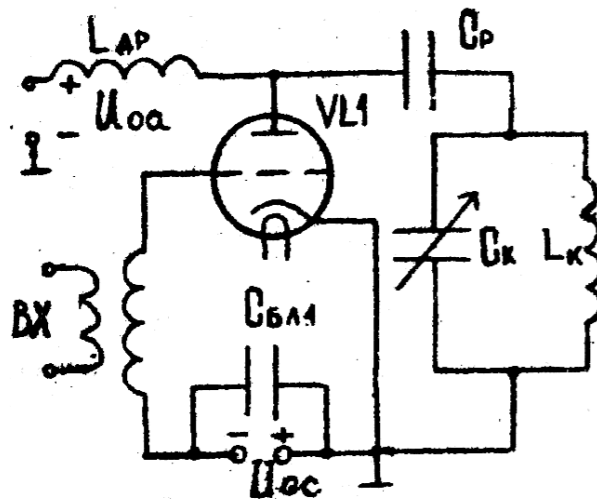


Рис. 1.2

На сітку лампи ГЗЗ подаються дві напруги: постійна напруга зміщення і змінна ВЧ напруга зовнішнього сигналу збудження. Як і в анодному колі, розрізняють послідовну і паралельну схеми сіткового кола. У послідовній схемі (рис.1.3, а) від'ємна напруга зміщення і напруга збудження включені послідовно, а в паралельній – паралельно ділянці сітка-катод лампи (рис.1.3, б). На практиці для отримання напруги зміщення використовують також кола автоматичного зміщення (рис.1.4). При подачі на сітку змінної напруги, в її колі з'являються імпульси

сіткового струму, які містять постійну і змінну складові. Постійна складова сіткового струму протікає через опір  $R_c$  (рис.1.4,а) і створює на ньому падіння напруги, яке я і є від'ємним зміщенням в колі сітки.

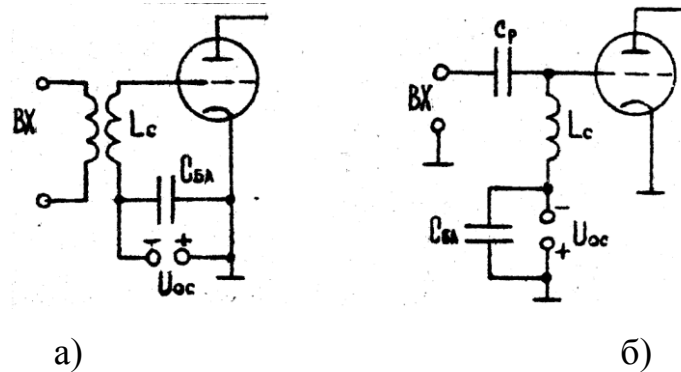


Рис. 1.3

У схемі, яка показана на рис. 1.4, б, напруга зміщення створюється за рахунок постійної складової катодного струму, яка протікає через опір  $R_k$ . Також на практиці широко застосовують

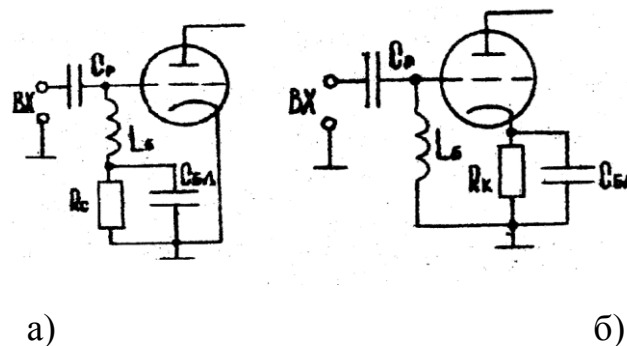


Рис. 1.4

схему автоматичного зміщення, у якій замість катодного резистора  $R_k$  вмикають стабілітрон, з напругою стабілізації, що дорівнює необхідній напрузі зміщення. Ця напруга підтримується практично незмінною при зміні катодного струму.

Якщо однією лампою не можна забезпечити отримання необхідної корисної потужності, то застосовують декілька ламп в одному каскаді за паралельною (рис.1.5), або за двотактною (рис.1.6) схемою [10]. При паралельному з'єднанні двох ламп корисна потужність подвоюється. В двотактній схемі на сітки ламп напруга збудження подається з протилежних кінців котушки зв'язку, середина якої через блокуючу ємність з'єднана з катодом лампи. У такому випадку напруга на сітки ламп подається у протифазі, тобто із зсувом на  $180^\circ$ . Аноди також приєднуються до

протилежних затискувачів анодного контуру. Анодний контур зв'язується з навантаженням, як правило, через котушку зв'язку. При повній симетрії схеми

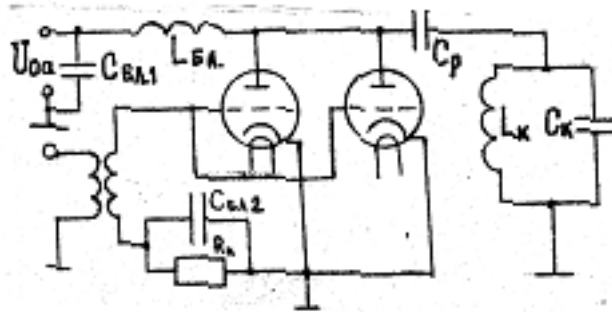


Рис. 1.5

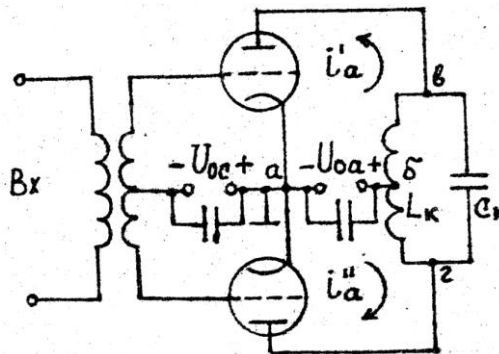


Рис. 1.6

струми першої та непарних гармонік в навантаженні складаються, а струми парних гармонік взаємно компенсуються.

## 1.2. Режими роботи лампового генератора із зовнішнім збудженням

Залежно від положення робочої точки на вольт – амперній характеристиці генераторного приладу розрізняють режими коливань першого та другого роду. Від режиму коливань залежать енергетичні показники генератора з зовнішнім збудженням. Джерело анодного живлення генератора характеризується *підвідною потужністю*  $P_0 = I_{0a} \cdot U_{0a}$ . Частина цієї потужності, що виділяється в коливальному контурі, є корисною потужністю, що отримала назву *коливальної потужності*. Чисельно вона характеризується середньою потужністю, що виділяється в контурі першою гармонікою анодного струму за період високої частоти, тобто [8,10]

$$P = 0,5 \cdot I_{1a}^2 \cdot R_e = 0,5 \cdot I_{1a} \cdot U_{1k} = 0,5 \cdot I_{1k}^2 \cdot r_k.$$



Інша частина потужності розсіюється на аноді лампи і називається *потужністю втрат* [11]

$$P_a = P_o - P.$$

Коефіцієнт корисної дії ГЗЗ характеризує ефективність перетворення енергії анодного джерела і визначається як відношення

$$\eta = \frac{P}{P_o} = \frac{0,5 \cdot I_{1a} \cdot U_{1к}}{I_{oa} \cdot U_{oa}} = 0,5 \cdot \gamma \cdot \xi,$$

де  $\gamma = \frac{I_{1a}}{I_{oa}}$  - коефіцієнт форми анодного струму на першій гармоніці;

$\xi = \frac{U_{1к}}{U_{oc}}$  - коефіцієнт використання джерела анодного живлення.

Для характеристики підсилювальних властивостей генератора вводяться поняття коефіцієнтів підсилення за потужністю

$$K_p = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = \frac{P}{P_{1с}},$$

де  $P_{1с}$  – потужність сигналу збудження.

Якщо форма анодного струму лампи повторює форму напруги на сітці і струм через лампу протікає протягом всього періоду керуючої напруги, то такий режим називають режимом коливань I роду.

Для встановлення режиму I роду напруга зміщення для керуючої сітки вибирається такою, щоб початкова робоча точка (РТ) знаходилась посередині лінійної ділянки анодно-сіткової характеристики (АСХ) лампи (рис.1.7, а). Положення цієї точки визначає початковий режим підсилювача (режим спокою). Напруга збудження вибирається невеликою, щоб робоча точка зміщувалась по лінійній ділянці АСХ. Такий режим називається *режимом А*. При цьому режимі викривлення сигналу, який підсилюється, малі, але коефіцієнт корисної дії (ККД) низький. Напруга на керуючій сітці в режимі А не заходить в позитивну область, тому струм сітки відсутній.

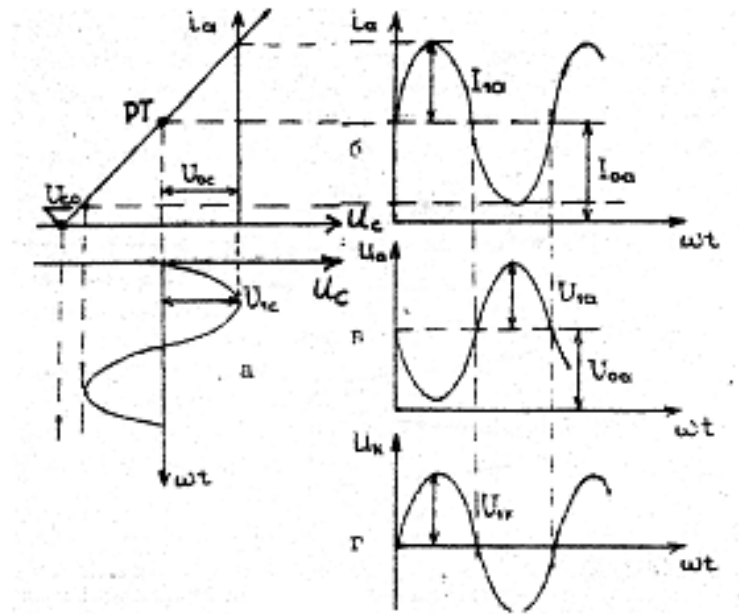


Рис. 1.7

Якщо форма коливань анодного струму не повторює форми напруги на сітці і анодний струм протягом періоду напруги збудження переривається, то такий підсилювач працює у *режимі коливань II роду*. В цьому режимі напруга зміщення вибирається таким чином, щоб вихідна робоча точка знаходилась на нижній нелінійній ділянці АСХ або ліворуч від неї. Тоді анодний струм є імпульсним. Найважливішим параметром коливань II роду є кут відсікання анодного струму. *Кутом відсікання*  $\theta$  називається половина фазового кута, яка відповідає часу протікання струму через лампу. У режимі I роду струм протікає протягом всього періоду і тому кут відсікання дорівнює  $180^\circ$  (повний період коливань дорівнює в цьому випадку  $360^\circ$ ). У режимі коливань II роду анодний струм являє собою косинусоїдні імпульси, які періодично повторюються (рис.1.8). Такий режим є основним для потужних генераторів, оскільки він характеризується високим ККД. Таким чином, косинусоїдний імпульс характеризується двома параметрами: амплітудою імпульсу  $I_{ma}$  і кутом відсікання  $\theta$ .

Якщо кут  $\theta$  лежить у межах від  $180^\circ$  до  $90^\circ$ , такий режим називається *режимом АВ*. Якщо напруга зміщення дорівнює напрузі закриття лампи, то струм протікає протягом половини періоду ( $\theta=90^\circ$ ) і режим називається *режимом В*. Якщо

$\theta < 90^\circ$ , то має місце *режим С*. Зміна кута відсікання досягається зміною напруги джерела анодного живлення, напруги зміщення і напруги збудження. На практиці, як правило, при виборі кута відсікання використовують зміну напруг зміщення і збудження. Зміною цих напруг вибирають режим В, або С для досягнення значних ККД від 0,75 до 0,9. Тому ці режими є енергетично вигідними.

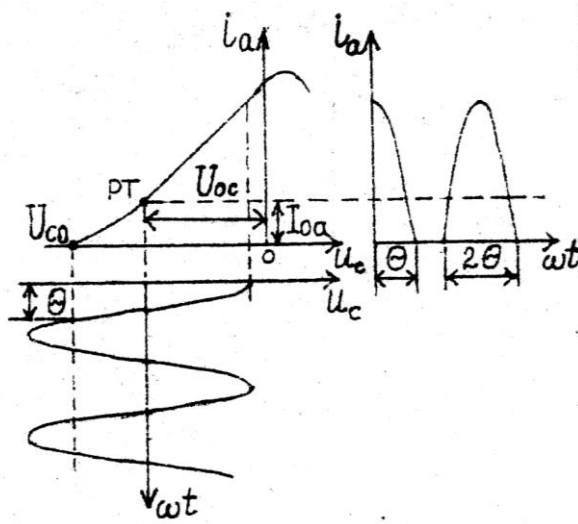


Рис. 1.8

Внаслідок імпульсної форми анодного струму в режимі коливань II роду в ньому з'являються струми гармонік. Спектр анодного струму має постійну складову, першу (основну) гармоніку, а також другу, третю і т.д. Гармонічний склад анодного струму визначається кутом відсікання і видом анодно-сіткової характеристики лампи. Відносні амплітуди кожної частотної складової спектра виражаються коефіцієнтами розкладання імпульсу, які показують відношення амплітуди гармоніки до амплітуди  $I_{ma}$  імпульсу струму, тобто  $\alpha_n = I_{na} / I_{ma}$ . Коефіцієнт розкладання для постійної складової позначають  $\alpha_0$ , для першої і наступних гармонік -  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  і т.п. На рис. 1.9 зображена залежність коефіцієнтів розкладання від кута відсікання [10]. Наприклад, при  $\theta = 90^\circ$  (найбільш практичний випадок), коли імпульс анодного струму являє половину косинусоїди,  $\alpha_0 = 0,318$ ,  $\alpha_1 = 0,5$ ,  $\alpha_2 = 0,21$ ,  $\alpha_3 = 0$  [12]. Це означає, що якщо, наприклад, амплітуда імпульсу анодного струму досягає 1 А, постійна складова буде 0,318 А, амплітуда струму першої гармоніки – 0,5 А, амплітуда другої гармоніки – 0,21 А, третя гармоніка відсутня. З аналізу графіків випливає, що із збільшенням номера гармоніки

значення коефіцієнтів  $\alpha$  зменшуються. Режим лампи характеризується не тільки кутом відсікання, але і мірою напруженості. Протягом кожного періоду напруги, яка підсилюється, відбувається зміна напруги на сітці та аноді лампи і перерозподіл катодного струму між анодом і сіткою.

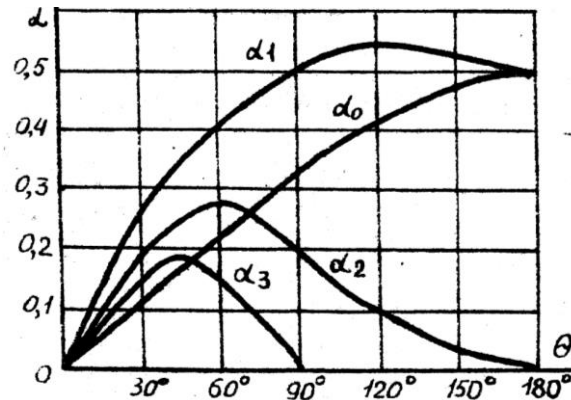


Рис. 1.9

Залежно від співвідношення сіткового та анодного струмів розрізняють такі режими роботи генератора:

1. *Недонапружений режим (НР)*. У цьому режимі сітковий струм не перевищує 10% від анодного. Оскільки сіткові струми малі, то форма імпульсу анодного струму на вершині не викривлена (рис.1.10).

2. *Перенапружений режим (ПР)*. У цьому режимі сітковий струм більший на (10...15)% від анодного. Збільшення сіткових струмів приводить до суттєвого викривлення форми імпульсу анодного струму (рис.1.11). При цьому на вершині імпульсу з'являється западина. При збільшенні позитивної напруги на сітці западина на вершині імпульсу анодного струму збільшується настільки, що імпульс може роздвоїтися. Фізично викривлення форми імпульсу анодного струму обумовлено перерозподілом сіткового і анодного струмів лампи.

3. *Критичний режим (КР)*. У критичному режимі сітковий струм складає (10...15)% від анодного струму, тобто сіткові струми ще невеликі. Форма імпульсу анодного струму близька до косинусоїдальної і практично не викривляється. Критичний режим напруженості генератора, для заданого значення коливальної

потужності, забезпечується при критичному коефіцієнті використання джерела анодного живлення [11]:

$$\xi_{KP} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8P}{\alpha_1(\theta) S_{KP} U_{0a}^2}},$$

де  $S_{KP}$  - крутість лінії критичного режиму.

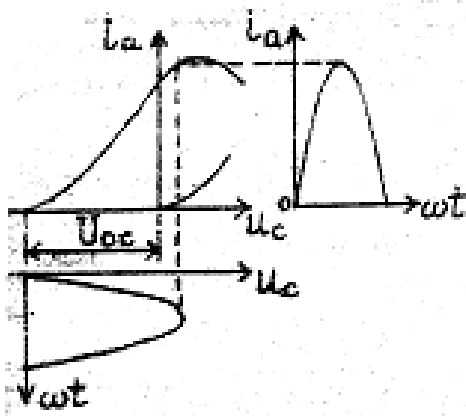


Рис. 1.10

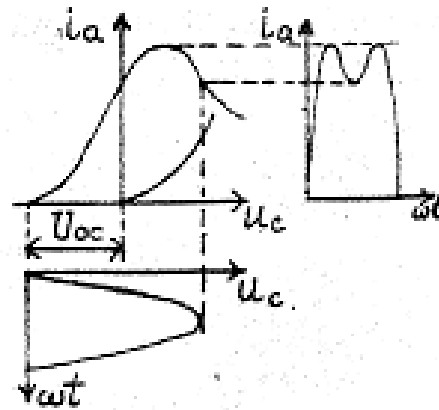


Рис. 1.11

Режим напруженості можна регулювати шляхом зміни  $U_{0a}$ ,  $U_{oc}$ ,  $U_{1c}$ , а також зміною еквівалентного опору анодного навантаження  $R_e = U_{1к} / I_{1a}$ .

Приклад розрахунку енергетичних показників лампового генератора із зовнішнім збудженням наведено у додатку А.

### 1.3. Особливості транзисторних генераторів із зовнішнім збудженням

Існує аналогія між функціями електродів електронних ламп і транзисторів, схожість їх статичних характеристик і фізичних процесів в схемах. Це дозволяє застосовувати до транзисторних генераторів методи побудови і розрахунку, які розроблені для лампових генераторів.

Схеми транзисторних генераторів будуються за такими ж принципами, що і схеми лампових генераторів. На рис.1.12 наведена схема ГЗЗ на транзисторі із загальним емітером (ЗЕ). Оскільки у схемі використовується транзистор р-п-р типу то на колектор подається від'ємна напруга  $U_{ок}$ . Напруга зміщення на базі  $U_{об}$   $U_{ок}$   $U_{ос}$   $U_{оз}$  яка визначає кут відсікання колекторного струму, створюється завдяки дільнику  $R_1R_2$ . Вхідним струмом схеми з ЗЕ є струм бази, а вихідним – струм колектора.

Струм бази менший ніж струм колектора, тому коефіцієнт підсилення схеми по струму  $\beta_o = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_b}$  на низьких частотах суттєво більший одиниці. Підсилувач, зібраний за такою схемою, має найбільший коефіцієнт підсилення за потужністю і знаходить широке застосування в передавачах.

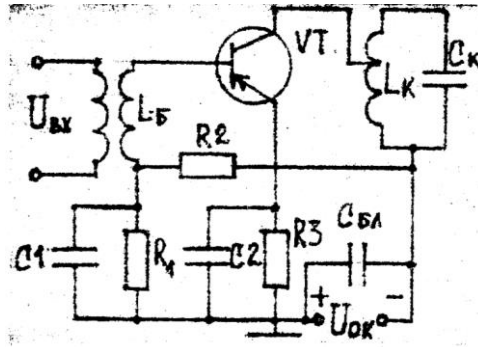


Рис. 1.12

Параметри транзистора суттєво залежать від температури. Зміна температури приводить до зміни крутості і особливо напруги на базі  $U_{об}$ . Із збільшенням температури напруга  $U_{об}$  зменшується, що приводить до збільшення амплітуди імпульсу струму колектора та кута відсікання, внаслідок чого змінюється потужність і ККД генератора. Для зменшення впливу зміни температури на режим генератора широко застосовуються схеми з від'ємним зворотним зв'язком за постійним струмом емітера.

У схемі, що наведена на рис. 1.12, в колі  $R_3C_2$  створюється напруга за рахунок постійної складової емітерного струму, а її величина залежить від температури транзистора. З підвищенням температури емітерний струм зростає і це приводить до збільшення напруги на опорі  $R_3$ , при цьому зменшується величина від'ємного зміщення на базі, що притримує зростання емітерного струму, а отже і зростання колекторного струму [10].

### Контрольні питання

1. Яке призначення генератора з зовнішнім збудженням?
2. В яку енергію перетворюється енергія джерела живлення в генераторі із зовнішнім збудженням?

3. Який активний елемент використовується в генераторі з зовнішнім збудженням?
4. Яке навантаження використовується в генераторі з зовнішнім збудженням?
5. Для чого потрібний коливальний контур в ГЗЗ?
6. Якщо коливальний контур в ГЗЗ є настроєним в резонанс, який опір має контур для струму першої гармоніки?
7. Що є коливальною потужністю ГЗЗ?
8. Що є потужністю втрат в ГЗЗ?
9. За якою формулою визначається коливальна потужність?
10. За якою формулою визначається коефіцієнт корисної дії ГЗЗ?
11. Яку умову необхідно виконати для забезпечення в ГЗЗ режиму коливань першого роду?
12. Який коефіцієнт корисної дії забезпечується в ГЗЗ в режиму коливань першого роду?
13. Яку умову необхідно виконати для забезпечення в ГЗЗ режиму коливань другого роду?
14. Що називається кутом відсічки струму колектора?
15. Що називається навантажувальними характеристиками ГЗЗ?
16. В якому режимі напруженості ГЗЗ має місце максимальне значення коливальної потужності?
17. Чому в транзисторному ГЗЗ здійснюється неповне включення контуру до колектора транзистора?

## 2. АВТОГЕНЕРАТОРИ

Автогенератором (генератором із самозбудженням) називається пристрій, в якому енергія джерела живлення перетворюється в енергію високочастотних коливань без зовнішнього збудження. Автогенератор (АГ) є первинним джерелом коливань, частота і амплітуда яких визначаються тільки власними параметрами схеми і повинні лише в малій мірі залежати від зовнішніх умов [3].

АГ застосовується як збуджувач коливань певної частоти і входить до складу передавача, приймача, вимірювальної і телевізійної апаратури та багатьох інших пристроїв. Вихідна потужність АГ відіграє суттєву роль тільки в однокаскадних передавачах.

У багатокаскадних передавачах основні вимоги пред'являються до стабільності частоти, яку неможливо поліпшити у наступних каскадах.

### 2.1. Структурна схема автогенератора

Високочастотні коливання отримують за допомогою звичайного коливального контуру. Якщо контур не має власних втрат (ідеальний контур), то коливання в ньому відбуваються нескінченно довго. Однак при підключенні навантаження до контуру коливання в ньому згасають. Враховуючи те, що реальний контур має власні втрати, згасання коливань відбувається ще швидше. Для того, щоб ВЧ коливання, які утворюються контуром у навантаженні, були незгасаючими, необхідно весь час поповнювати запас енергії в контурі, компенсуючи втрати. Для цього необхідно мати джерело енергії, яке збуджує в контурі вимушені коливання, які є синхронними і синфазними з власними коливаннями контуру. Амплітуда цих вимушених коливань повинна бути достатньою для компенсування втрат в контурі.

Якщо коливальний контур підключити в колекторне коло транзистора і подати на базу транзистора напругу, яка збігається за частотою з коливаннями в контурі, то можна забезпечити на виході контуру незгасаючі постійні за амплітудою коливання. Оскільки автогенератор є автономною коливальною системою, напруга на базу транзистора подається не від зовнішнього джерела сигналу, а створюється в



самому генераторі. Це робиться шляхом подавання на базу транзистора частини напруги з виходу коливального контуру, тобто через коло зворотного зв'язку (ЗЗ). Структурна схема АГ зображена на рис. 2.1. До складу АГ входять коливальна система (КС); джерело постійної напруги (ДПН), генераторний прилад (ГП), який перетворює енергію джерела постійної напруги в енергію ВЧ коливань; коло ЗЗ, яке забезпечує передачу напруги з виходу АГ на вхід генераторного приладу. У загальному випадку напруга на виході АГ не обов'язково збігається з напругою на вході кола ЗЗ. Тому в подальшому будемо вважати, що коефіцієнт передачі кола ЗЗ враховує і той факт, що напруга на його вході може складати лише частину напруги на виході автогенератора.

Автогенератор, який будується за схемою на рис. 2.1 генерує постійне за амплітудою коливання тільки за певних умов. Так, напруга, яка створюється колом ЗЗ, на базі транзистора повинна бути достатньою для компенсування втрат коливальної системи, тобто необхідно забезпечити рівність (баланс) між енергією вимушених коливань і енергією втрат в контурі та в навантаженні. Для цього необхідні певні амплітудні співвідношення, тобто в АГ повинен бути забезпеченим *баланс амплітуд*.

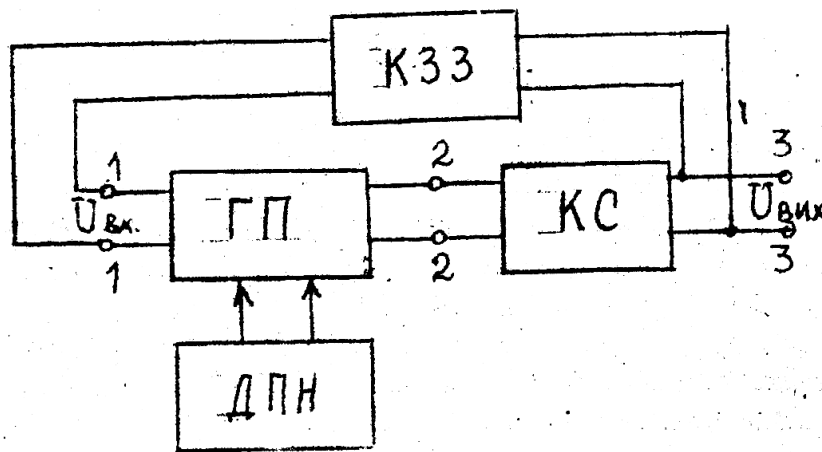


Рис. 2.1

Крім того, коло ЗЗ повинно викликати такі зсуви фаз, при яких в КС вноситься енергія в такт з власними коливаннями в ній. Це означає, що в АГ треба виконати певні фазові співвідношення, тобто забезпечити *баланс фаз*.

Автогенератор утворює коливання тільки при одночасному виконанні умов балансу амплітуд і балансу фаз. Автогенератор складається з тих самих елементів, що і генератор із зовнішнім збудженням. Відмінною особливістю АГ є наявність кола позитивного зворотного зв'язку [10].

## 2.2. Принцип роботи автогенератора

Існують різні схеми автогенераторів, але практично фізичні процеси в них однакові. Тому принцип роботи АГ розглянемо на прикладі схеми АГ з трансформаторним зворотним зв'язком (рис.2.2). Коло зворотного зв'язку на схемі зображено у вигляді базової котушки  $L_b$ , яка індуктивно зв'язана з індуктивністю контуру  $L_k$ . Через це коло до бази транзистора підводиться змінна напруга збудження  $u_b$ , яка пропорційна напрузі у контурі  $u_k$ . У стаціонарному режимі АГ веде себе також як генератор із зовнішнім збудженням, який поставлено у відповідний режим. Принципова відмінність АГ пов'язана з процесами виникнення і встановлення коливань. Самозбудження АГ виникає при вмиканні джерела живлення. Спочатку слабкі коливання струму створюють слабе падіння напруги на коливальному контурі. Частина напруги контуру через коло зворотного зв'язку подається на базу транзистора, що приводить до збільшення першої гармоніки колекторного струму  $I_{1k}$ . Перша гармоніка струму  $I_{1k}$  збільшує падіння напруги на контурі, а отже більша напруга через коло ЗЗ подається на базу, що призводить до подальшого збільшення струму колектору і в генераторі виникає процес зростання коливань (рис.2.3). Із зростанням амплітуди коливань через нелінійність вольт-амперної характеристики транзистора зростання амплітуди струму  $I_{1k}$  припиняється. Якщо енергія, яка потрапляє до контуру, стає рівною потужності втрат у контурі, то кажуть, що АГ працює у стаціонарному режимі, коли амплітуда коливань не змінюється і є постійною.

## 2.3. Умови самозбудження автогенератора

Як вже відмічалось, для отримання незгасаючих коливань необхідно в генераторі виконати певні амплітудні і фазові співвідношення. Згідно із

структурною схемою АГ (див. рис.2.1) частина напруги з виходу генератора через коло 33 подається на його вхід [10].

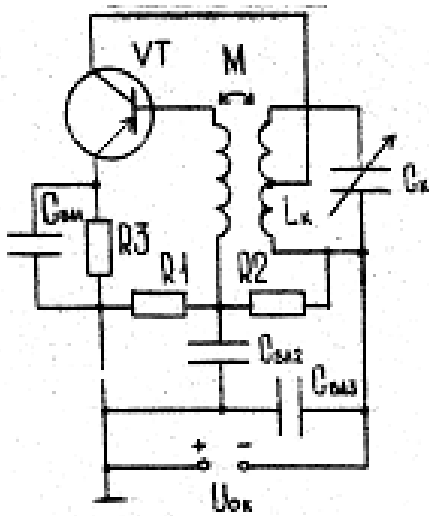


Рис. 2.2

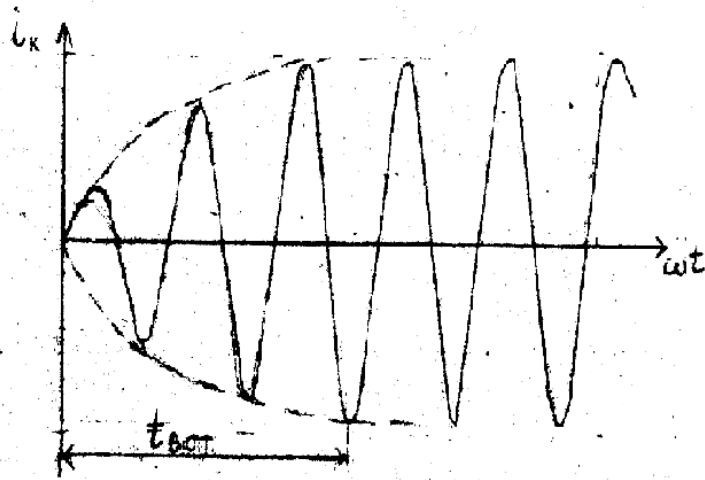


Рис. 2.3

Коли коло 33 розімкнено, підсилювач має коефіцієнт підсилення

$$K_u = \frac{\dot{U}_{1к}}{\dot{U}_{16}} = \frac{U_{1к}}{U_{16}} e^{j\varphi}, \quad (2.1)$$

де  $U_{1к}/U_{16}$  – модуль коефіцієнта підсилення;

$\varphi$  - фазовий зсув між вхідною і вихідною напругами підсилювача.

Напруга на виході підсилювача створюється на резонансній частоті першою гармонікою струму колектору  $I_{1к}$ . Нехай як КС використовується одиничний контур. Тоді  $U_{1к} = I_{1к} \cdot Z_e$ , де  $Z_e$  - модуль комплексного повного опору контуру. Амплітуда першої гармоніки струму контуру зв'язана з амплітудою базової (вхідної) напруги  $U_{16}$  відомим співвідношенням  $I_{1к} = S \cdot U_{16}$ , де  $S$  - середня крутість вольт-амперної характеристики генераторного приладу. Середня крутість  $S$  транзистора залежить від амплітуди напруги на базі  $U_{16}$ . Так при малих значеннях  $U_{16}$  крутість  $S$  практично дорівнює статичній крутості в робочій точці. Це обумовлено тим, що при малих значеннях  $U_{16}$  робоча точка знаходиться в межах лінійної ділянки характеристики. При збільшенні напруги  $U_{16}$  середня крутість характеристики  $S$  зменшується. Якщо підставити значення  $I_{1к}$  у рівняння для  $U_{1к}$ , отримаємо

$$U_{1к} = S \cdot Z_e \cdot U_{1б} . \quad (2.2)$$

Підставляючи (2.2) в (2.1), знайдемо  $\dot{K}_u = S \cdot Z_e \cdot e^{j\varphi}$  .

Коефіцієнт передачі кола ЗЗ

$$\dot{K}_{зв} = \frac{\dot{U}_{1б}}{\dot{U}_{1к}} = \frac{U_{1б}}{U_{1к}} \cdot e^{j\varphi_{зв}} = K_{зв} \cdot e^{j\varphi_K} ,$$

де  $K_{зв}$  – модуль коефіцієнта передачі кола ЗЗ, який показує, яка частина напруги коливального контуру подається на базу транзистора;

$\varphi_K$  - фазовий зсув напруг у колі зворотного зв'язку.

При замкненому колі ЗЗ результуючий коефіцієнт передачі

$$\dot{K} = \dot{K}_u \cdot \dot{K}_{зв} = \frac{\dot{U}_{1к}}{\dot{U}_{1б}} \cdot \frac{\dot{U}_{1б}}{\dot{U}_{1к}} = 1. \quad (2.3)$$

Підставляючи в (2.3) значення  $\dot{K}_u$  та  $\dot{K}_{зв}$ , визначимо

$\dot{K} = K_{зв} \cdot S \cdot Z_e \cdot e^{j(\varphi + \varphi_K)} = 1$  . Це рівняння розкладається на два:

$$K_{зв} \cdot S \cdot Z_e = 1; \quad (2.4)$$

$$\varphi_e + \varphi_K + \varphi_s = 2\pi m, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots,$$

де  $\varphi_e, \varphi_K, \varphi_s$  - фазові кути еквівалентного резонансного опору контуру, коефіцієнта зворотного зв'язку та крутості генераторного приладу, відповідно.

Рівняння (2.4) визначає умову балансу амплітуд, згідно з яким коло ЗЗ повинно мати коефіцієнт передачі  $K_{зв} = 1/S \cdot Z_e$ . При виконанні цієї умови амплітуда напруги на вході транзистора дорівнює такому значенню, при якому в контур вноситься енергія, яка необхідна для компенсування згасання. Якщо  $K_{зв} > 1/S \cdot Z_e$ , то коливання на виході АГ зростають доти, доки знову не виконується умова балансу амплітуд. Рівняння (2.5) характеризує умову балансу фаз, згідно з яким сумарний зсув фаз в колах АГ повинен дорівнювати нулю або цілому числу періодів  $2\pi$ . Тільки при

виконанні цієї умови порції енергії, які вносяться в контур, будуть надходити в такт з діючими в ньому власними коливаннями. Рівнянням (2.4) визначає амплітуду, а рівняння (2.5) частоту коливань АГ [3].

#### 2.4. Режими самозбудження автогенератора

Аналіз режимів самозбудження АГ проводять за допомогою коливальних характеристик. *Коливальною характеристикою* АГ називається крива, яка виражає залежність амплітуди першої гармоніки колекторного струму  $I_{1к}$  від амплітуди першої гармоніки напруги на базі  $U_{1б}$ . Вид коливальної характеристики залежить від вибору початкової робочої точки на прохідній характеристиці. Коливальна характеристика (КХ) знімається експериментально при розімкненому колі ЗЗ. При виборі робочої точки на лінійній ділянці прохідної характеристики коливальна характеристика має вигляд опуклої кривої (рис.2.4 а). Якщо робоча точка вибирається у нижній нелінійній частині прохідної характеристики ( $\theta < 90^\circ$ ), то коливальна характеристика має точку перегинання (рис. 2.4, б). Збільшення напруги  $U_{1б}$  приводить до уповільнення зростання, а потім і зменшення амплітуди першої гармоніки колекторного струму, що пов'язано з переходом АГ у перенапружений режим [8]. Для аналізу режимів самозбудження, крім КХ, користуються *прямою зворотного зв'язку*, яка описується за формулою  $I_{1к} = \frac{1}{KZ_e} \cdot U_{1б}$ .

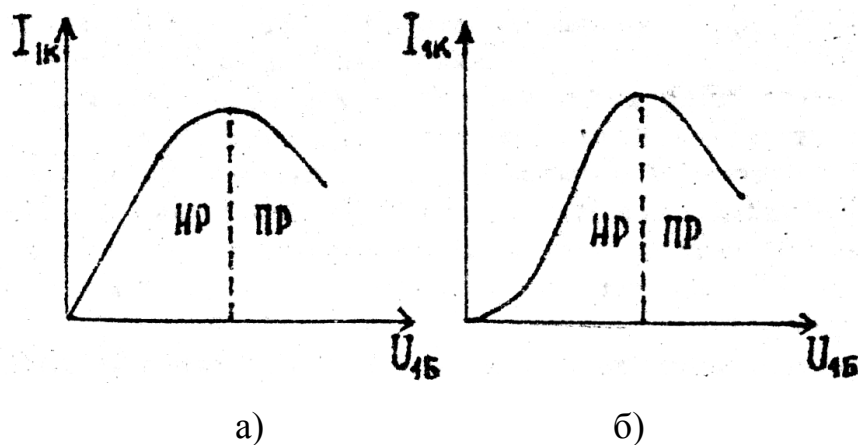


Рис. 2.4

Залежно від того, як перетинає пряма ЗЗ коливальну характеристику, розрізняють два режими самозбудження – м'який і жорсткий.

У м'якому режимі (МР) робоча точка вибирається на лінійній ділянці характеристики і тому достатньо, появи дуже малої амплітуди на базі, яка виникає за рахунок теплового руху носіїв заряду, щоб коливання почали зростати до значень, при яких генератор прийме сталий стан. У м'якому режимі пряма ЗЗ перетинає КХ тільки в одній точці (рис.2.5). Ця точка визначає сталий стан АГ. У цьому стані АГ самостійно зберігає амплітуду сталого коливання, Коливання виникають при мінімальному коефіцієнті ЗЗ  $K_{\min}$  (рис. 2.5, б). З аналізу графіка

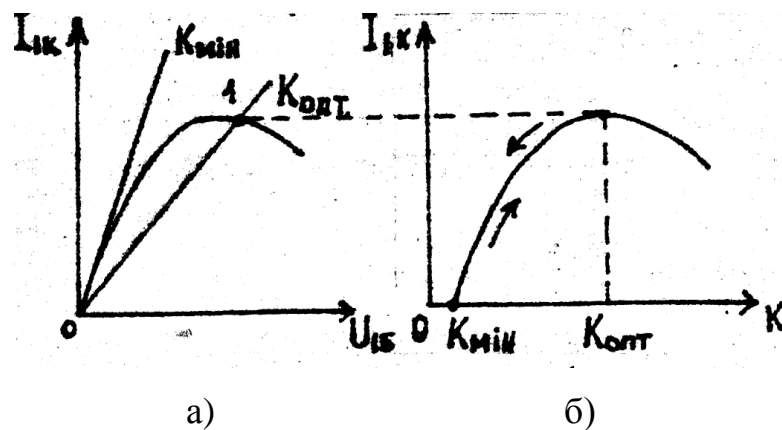


Рис. 2.5

впливає, що зрив коливань відбувається при тому ж мінімальному коефіцієнті  $K_{\min}$ . Виникнення і зрив коливань при одному і тому ж коефіцієнті  $K$  є характерною особливістю м'якого режиму. Перевагою МР є те, що збудження АГ відбувається при малій амплітуді напруги збудження. У м'якому режимі кут відсікання виявляється більшим за  $90^\circ$ , що енергетично не вигідно. Це є недоліком м'якого режиму самозбудження потужних генераторів.

У жорсткому режимі (ЖР) пряма ЗЗ перетинає коливальну характеристику у двох точках 1 та 2 (рис. 2.6, а). У точці 2 генератор стійкий і амплітуда напруги  $U_{16}$  визначає амплітуду сталих коливань на базі транзистора. У цьому випадку для самозбудження АГ (точка 2) необхідна початкова велика амплітуда напруги на базі транзистора, Такий режим називається жорстким режимом. Характерним для

жорсткого режиму є те, що збудження АГ відбувається при значному коефіцієнті ЗЗ  $K_{зб}$  (рис. 2.6 б), а зрив при малому коефіцієнті  $K_{зр}$ .

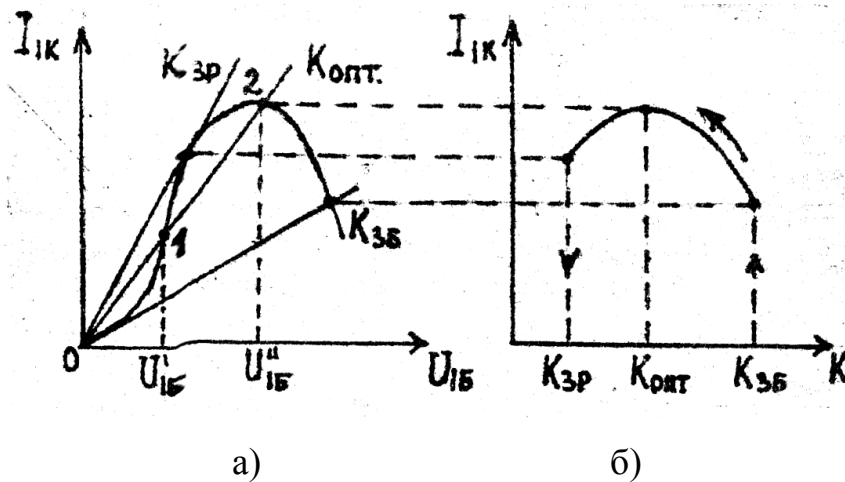


Рис. 2.6

Недоліком ЖР є те, що для самозбудження АГ необхідна значна амплітуда напруги збудження. Перевагою такого режиму є можливість отримання великого ККД, оскільки АГ працює у режимі з відсіканням колекторного струму.

## 2.5. Еквівалентні схеми автогенераторів

Більшість автогенераторів, які використовуються на практиці, може бути зображено у вигляді триточкової схеми (рис. 2.7,а). У складі кожного з опорів  $Z_{кб}$ ,  $Z_{бе}$ ,  $Z_{ке}$  можуть бути ємнісні, індуктивні і активні опори. Звичайно активні опори дуже малі порівняно з реактивними і тому можна вважати, що  $Z_{кб}=X_{кб}$ ,  $Z_{бе}=X_{бе}$ ,  $Z_{ке}=X_{ке}$ .

Основним критерієм правильної побудови схеми АГ є забезпечення виконання умови балансу фаз (2.8). Зазвичай кут  $\varphi_{зв}$  достатньо малий і можна вважати, що  $\varphi=0$ . Це означає, що частота АГ, яка генерується, збігається з однією з резонансних частот коливальної системи. А це означає виконання умови  $X_{ке}+X_{бе}+X_{кб}=0$ . Другою умовою забезпечення необхідних фазових співвідношень є наявність позитивного ЗЗ. Це означає, що коефіцієнт ЗЗ повинен бути дійсною і позитивною величиною

$$K = \frac{\dot{U}_{1б}}{\dot{U}_{1к}} = \frac{\dot{U}_{бе}}{\dot{U}_{ке}} = \frac{\dot{I}_к \cdot X_{бе}}{\dot{I}_к \cdot X_{ке}} = \frac{X_{бе}}{X_{ке}} > 0$$

Таким чином, фазові умови будуть виконуватися в тому випадку, коли реактивні опори  $X_{\text{бe}}$  та  $X_{\text{кe}}$  на резонансній частоті мають один і той же характер (ємнісний або індуктивний), а третій опір  $X_{\text{кб}}$  – протилежний до них. Схема АГ, де  $X_{\text{кe}}$  та  $X_{\text{бe}}$  носять ємнісний характер, а  $X_{\text{кб}}$  - індуктивний (рис. 2.7, б) називають *ємнісною триточкою*.

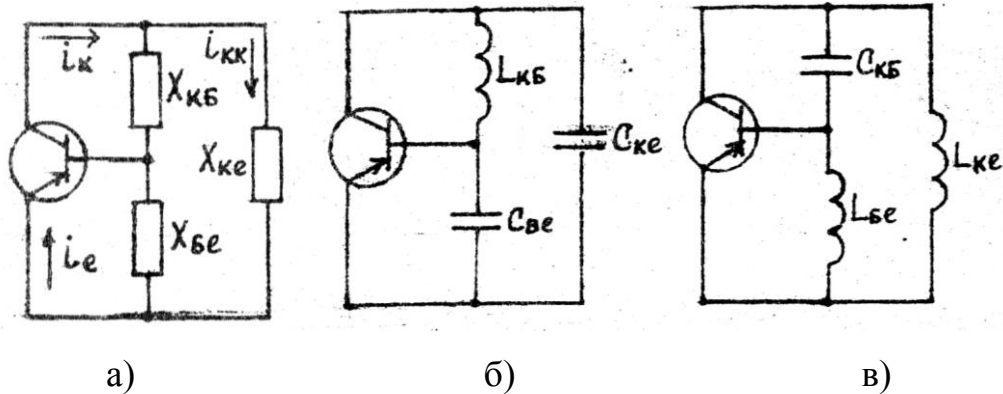


Рис. 2.7

Якщо в схемі  $X_{\text{кe}}$  та  $X_{\text{бe}}$  індуктивності, а  $X_{\text{кб}}$  - ємність, то схема називається *індуктивною триточкою* (рис. 2.7, в). Будь-який автогенератор може бути побудований тільки за еквівалентними схемами, які зображені на рис. 2.8. Інше вмикання індуктивностей та ємностей між електродами транзистора не забезпечує виконання фазових умов самозбудження і АГ генерувати коливання не буде [10].

## 2.6. Принципові схеми одноконтурних транзисторних автогенераторів

Автогенератори з одним коливальним контуром, які отримали назву одноконтурних АГ, часто застосовуються на практиці. Важливою перевагою таких генераторів є те, що частота генерації  $\omega_r$  близька до частоти контуру  $\omega_0$ . Існують три схеми одноконтурних автогенераторів: з трансформаторним (рис. 2.2), з автотрансформаторним (рис. 2.8) і ємнісним (рис.2.9) зворотним зв'язком [13].

При побудові будь-якої принципової схеми АГ має бути забезпечена можливість подачі постійних напруг і проходження за колами постійної і змінної складових струмів. Крім того, повинно бути передбачено коло позитивного ЗЗ і можливість налаштування генератора на оптимальний режим (регулювання частоти  $\omega_r$ , коефіцієнта ЗЗ, коефіцієнта зв'язку з навантаженням, від якого залежить величина  $R_e$ ). Принципові схеми АГ з трансформаторним і автотрансформаторним



зворотним зв'язком будуються за схемою індуктивної триточки, а з ємнісним ЗЗ – за ємнісною триточкою.

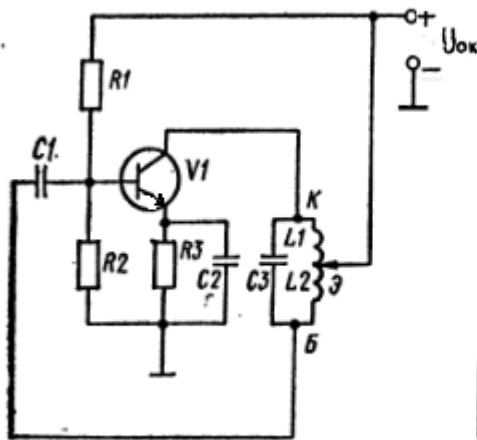


Рис. 2.8

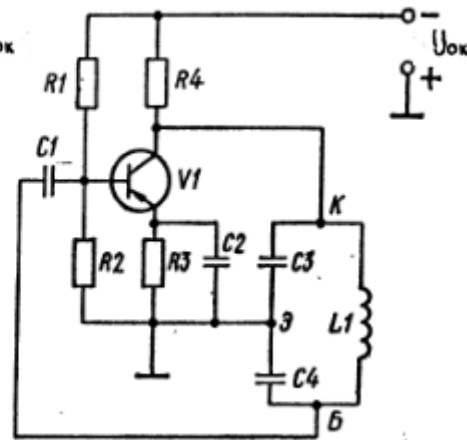


Рис. 2.9

У схемі АГ з трансформаторним ЗЗ (рис. 2.2) коефіцієнт зворотного зв'язку визначається за виразом  $K_{зв} = \frac{M}{L_k}$ . Регулювання ЗЗ у цій схемі здійснюється зміною коефіцієнта взаємної індукції між базовим колом і контуром, а настроювання АГ на резонансну частоту досягається зміною ємності  $C_k$ .

У схемі АГ з автотрансформаторним ЗЗ (рис. 2.8) коефіцієнт  $K_{зв}$  визначається за формулою  $K = \frac{X_{\beta e}}{X_{ke}} = \frac{L_2}{L_1}$ . Коефіцієнт включення контуру до колектору

транзистора визначається як  $p = \frac{L_{ke}}{L_{ke} + L_{\beta e}} = \frac{L_{ke}}{L_k} = \frac{L_1}{L_k}$ .

Таке підключення дозволяє зменшувати шунтуючу дію на контур з боку вихідної провідності транзистора і провідності навантаження, а також узгоджувати ці провідності для отримання максимальної вихідної потужності АГ. При неповному включенні контуру його еквівалентний опір можна регулювати зміною коефіцієнта включення. Схема АГ з автотрансформаторним ЗЗ (рис. 2.8) виконана з послідовним колекторним живленням. Схем АГ з ємнісним ЗЗ (рис. 2.9) виконана з паралельним живленням кола колектору. Коефіцієнт ЗЗ визначається за формулою

$K_{зв} = \frac{C_{к\epsilon}}{C_{б\epsilon}}$ . Перевагою схеми порівняно з попередніми є більш проста реалізація

контурну АГ, а недоліком – вплив регулювання частоти коливань на коефіцієнт зворотного зв'язку. Для отримання в транзисторних АГ, зібраних за різними схемами, максимальної вихідної потужності необхідно забезпечити оптимальні значення коефіцієнта  $K_{зв}$  і еквівалентного опору  $R_{\epsilon}$ , які при настройці генераторів підбираються методом послідовних наближень.

## 2.7. Зв'язок генератора із навантаженням

Частина потужності коливального контуру генератора передається у навантаження, у якості якого виступає наступний каскад передавача. З боку цього каскаду до контуру вноситься додатковий опір, величина якого залежить від виду зв'язку між каскадами. Цей зв'язок може бути, так само як і зворотній зв'язок у автогенераторі, трансформаторним (рис. 2.10,а), автотрансформаторним (рис. 2.10,б), або ємнісним (рис. 2.10,в) [9]. При цьому коливальний контур генератора називають проміжним і його ККД можна визначити наступним чином [13]:

$$\eta_H = \frac{P_H}{P_{КК}}, \quad (2.6)$$

де  $P_H$  - потужність, що передається у навантаження;

$P_{КК}$  - потужність, що віддається транзистором проміжному контуру.

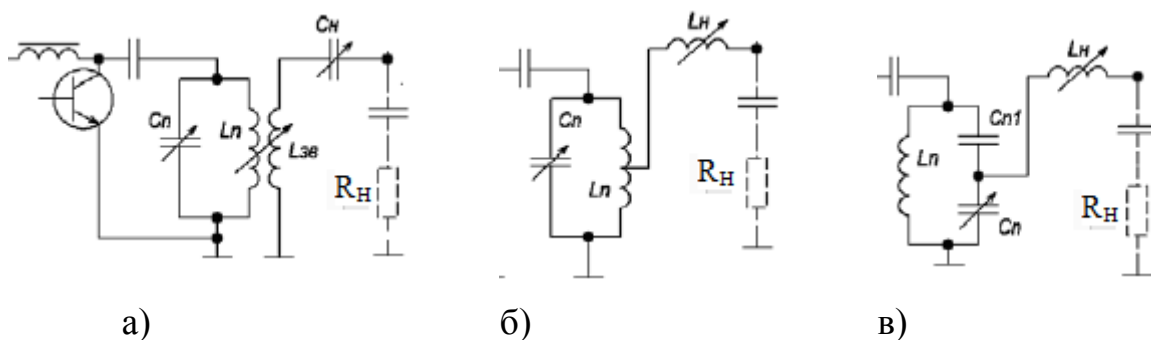


Рис. 2.10

Навантажена добротність проміжного контуру  $Q_H$  менше ніж ненавантаженого  $Q$ :

$$Q_H = Q \cdot (1 - \eta_H) = \frac{\rho}{r_{КК} + r_{BH}}, \quad (2.7)$$

де  $\rho$  - хвильовий опір проміжного контуру;

$r_{KK}$  - опір втрат ненавантаженого проміжного контуру;

$r_{BH}$  - опір, що вноситься у проміжний контур з боку узгодженого навантаження.

Тоді потужність проміжного контуру може бути визначена наступним чином:

$$P_{KK} = 0,5I_{1K}^2 \cdot R_{EH} = 0,5I_{1K}^2 \frac{\rho^2}{r_{KK} + r_{BH}}. \quad (2.8)$$

Враховуючи зв'язок між першою гармонікою контурного та колекторного струмів

$I_{1KK} = I_{1K} \cdot Q_H = I_{1K} \frac{\rho}{r_{KK} + r_{BH}}$ , вираз для потужності проміжного контуру може бути

перетворений наступним чином:

$$P_{KK} = 0,5I_{1K}^2 \frac{\rho^2}{r_{KK} + r_{BH}} = 0,5I_{1KK}^2 (r_{KK} + r_{BH}) = 0,5I_{1KK}^2 r_{KK} + 0,5I_{1KK}^2 r_{BH} = P_{ВТРАТ\ KK} + P_H. \quad \text{Тоді}$$

ККД навантаженого проміжного контуру

$$\eta_H = \frac{r_{BH}}{r_{KK} + r_{BH}}. \quad (2.9)$$

Для того, щоб у навантаження з опором  $R_H$  передавалось з проміжного контуру значення потужності  $P_H$  необхідно забезпечити відповідне значення опору зв'язку із навантаженням  $X_{36}$ , яке можливо визначити з виразу

$$r_{BH} = \frac{X_{36}^2}{R_H}. \quad (2.10)$$

Приклад розрахунку транзисторного автогенератора наведений у додатку Б.

## 2.8. Особливості роботи генераторів надвисоких частот

За мірою зменшення довжини робочої хвилі генераторів, розміри радіодеталей, виводів електронних приладів і з'єднувальних дротів стають сумірними з довжиною хвилі і тому їх вже неможливо розглядати як елементи із зосередженими параметрами. Вже в діапазоні середніх хвиль починають впливати міжелектродні ємності ламп і особливо прохідна, яка призводить до виникнення самозбудження і паразитних коливань. У діапазоні високих частот вхідна і вихідна ємності лампи стають сумірними з ємностями коливальних контурів.

Міжелектродні ємності лампи і ємність монтажу визначають мінімальне допустиме значення ємності контуру. На підвищених частотах це призводить до зниження

характеристичного опору контуру  $\rho = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$  і до зменшення його ККД. Крім того,

зниження ККД контуру відбувається за рахунок збільшення потужності втрат у діелектриках ламп і втрат у контурі на випромінювання. Зростання втрат знижує добротність і еквівалентний опір контуру, в результаті чого змінюється режим напруженості генератора.

У діапазоні НВЧ час прольоту електронів у лампах стає порівняним з періодом НВЧ коливань. На частотах 500,...,1000 МГц починає проявлятися інерційність роботи лампи. Як відомо, швидкість руху електронів в електричному полі  $V$  визначається зарядом електрона  $e$ , його масою  $m$  і прискорювальною напругою  $U_0$ , яка викликає рух електронів  $V = \sqrt{\frac{2eU_0}{m}}$ . Тому час прольоту електронів  $t_{np}$  відстані

між електродами лампи  $d$  визначається як  $t_{np} = \frac{d}{V}$ . Наприклад, для  $d=0,03$  см,

$U_0=100$  В, час прольоту електронів  $t_{np} \approx 10^{-10}$  с. Порівняємо цей час з періодом  $T$

коливань двох різних частот  $f$ . Для  $f = 10$  МГц ( $\lambda = 30$  м)  $T=1/f=10^{-7}$  с, тобто

$t_{np}=0,001 \cdot T$ , а для  $f=1000$  МГц ( $\lambda = 30$  см)  $T=10^{-9}$  с, тобто  $t_{np}=0,1 \cdot T$ . У першому

випадку впливом часу прольоту електронів можна знехтувати, у другому вплив

інерційності лампи треба враховувати. Великий час прольоту електронів

( $t_{np}>0,1 \cdot T$ ) призводить до зміни форми імпульсу анодного струму і зменшення його

амплітуди через те, що частина електронів не встигає за час позитивної напруги на

сітці лампи дійти до аноду і повертається на катод, викликаючи додаткове

нагрівання. Відповідно зменшується амплітуда першої гармоніки анодного струму.

Таким чином, при роботі на підвищених частотах в лампових підсилювачах

потужності зменшуються коефіцієнт підсилення за потужністю, ККД і корисна

потужність. Одночасно збільшується нагрівання лампи [4].

У сучасних передавачах в НВЧ діапазоні використовують генераторні лампи спеціальної конструкції, що зображені на рис. 2.11. Вони мають керамічний або

скляний циліндричний корпус, дископодібні короткі виводи сітки, катоду і аноду. Невеликі площі електродів зменшують міжелектродні ємності, а невеликі відстані між електродами ламп зменшують час прольоту електронів.

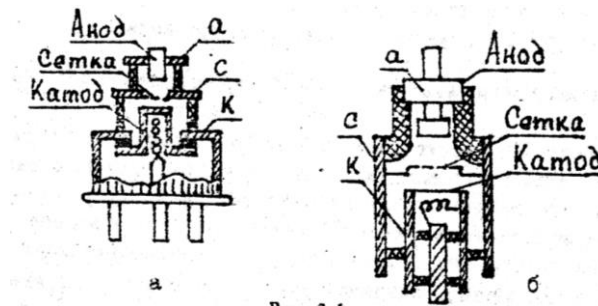


Рис. 2.11

Конструкція металокерамічних і металоскляних ламп дозволяє використовувати їх сумісно з коливальними контурами у вигляді відрізків коаксіальних довгих ліній.

Коливальні контури з відрізків коаксіальних довгих ліній мають такі переваги перед контурами із зосередженими параметрами:

відсутність з'єднувальних дротів;

особливо просте з'єднання металокерамічної лампи з коаксіальними контурами;

настроювання коливальної системи здійснюється шляхом зміни довжини лінії  $l$ ;

висока добротність, оскільки в них відсутні втрати на випромінювання енергії в навколишній простір.

В основному в НВЧ діапазоні застосовують короткозамкнені чверть-хвильові відрізки коаксіальної лінії, які є еквівалентними паралельному коливальному контуру. Вхідний опір короткозамкненого відрізка лінії без втрат

дорівнює  $Z_{вх} = j \cdot \rho \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}$ . Залежність вхідного опору короткозамкненої лінії без

втрат від довжини зображена на рис. 2.12. Залежно від довжини лінії або частоти коливань, що генеруються, вхідний опір лінії може мати різний характер. Вхідний опір відрізка лінії при настроюванні в резонанс має дуже значну величину і є тільки активним. При розстроюванні в ту або іншу сторону від резонансу вхідний опір

зменшується і набуває ємнісний ( $\lambda/4 < \ell < \lambda/2$ ) або індуктивний ( $\ell < \lambda/4$ ) характер. Слід згадати, що збільшення довжини лінії на величину  $\ell = 0,5\lambda$  не змінює характер опору лінії. Добротність коливального контуру, який створюється відрізком довгої лінії і міжелектродною ємністю лампи, залежить від активного опору в місцях з'єднання лампи і лінії, від опору деталей лампи, а також від втрат енергії в елементах настроювання - поршнях. Практично добротність коливальних контурів у вигляді відрізків коаксіальних довгих ліній складає 300, ..., 500, оскільки вони є замкненими системами і не випромінюють енергію в навколишній простір. Хвильовий опір коаксіальної лінії визначається діаметрами зовнішнього  $D$  і внутрішнього  $d$  циліндрів, що утворюють резонатор, згідно виразу  $\rho = 138 \cdot \lg \frac{D}{d}$ . У сантиметровому, дециметровому і коротко-хвильовій частині метрового діапазону часто використовують генератори з коаксіальною коливальною системою на металокерамічних лампах із загальною сіткою.

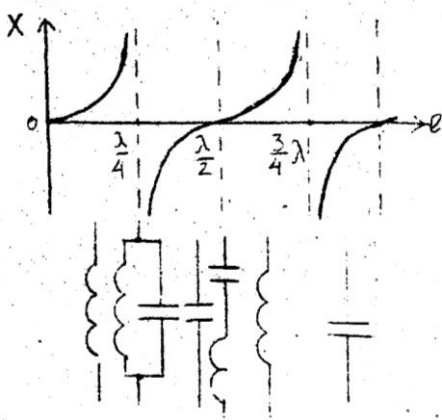


Рис. 2.12

Приклад конструктивного виконання АГ НВЧ зображений на рис.2.13. Три металевих циліндри (анодний-1, сітковий-2, катодний-3) створюють два відрізки коаксіальних ліній, які закорочені на кінцях металевими поршнями з тягами 4, 5 для зміни довжини ліній. Анодно-сітковий контур створюється внутрішньою поверхнею анодного і зовнішньою поверхнею сіткового циліндрів. Катодно-сітковий контур створюється внутрішньою поверхнею сіткового і зовнішньою поверхнею катодного циліндрів [8,10]. Потужність, яка генерується, передається у навантаження по коаксіальному кабелю, який пов'язаний з анодно-сітковою лінією за допомогою ємнісного зонда 6. Крім ємнісного зв'язку генератора з навантаженням може бути використаним індуктивний зв'язок у вигляді петлі зв'язку. Переміщення поршня анодно-сіткової лінії при регулюванні АГ використовується для настройки на потрібну частоту, Переміщення поршня катодно-сіткової лінії мало впливає на величину частоти генерації і

використовується для настройки на максимальну потужність (регулювання коефіцієнта ЗЗ).

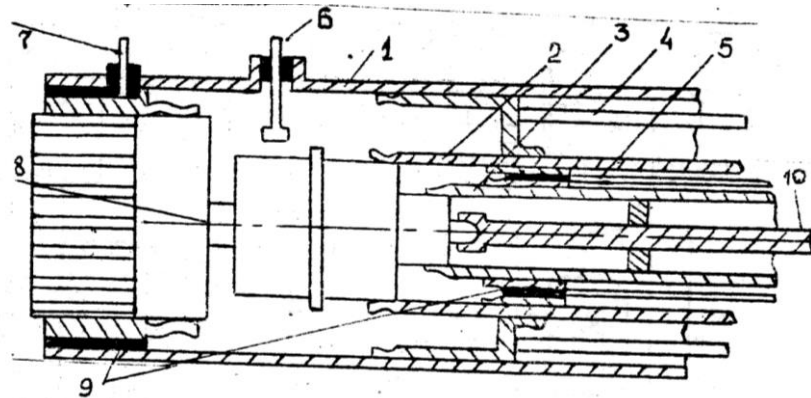


Рис. 2.13

Резонатори та інші елементи конструкції виконують з електротехнічної міді, латуні, бронзи, інвару. Для зменшення активного опору поверхні резонаторів, за якими протікають ВЧ струми, полірують, а для захисту від окислення покривають тонким шаром срібла.

### Контрольні питання

1. Що називається автогенератором?
2. З яких елементів складається автогенератор?
3. Чим визначається амплітуда коливань в автогенераторі?
4. Яким виразом описується умова балансу амплітуд?
5. Яким виразом описується умова балансу фаз?
6. При якій умові частота коливань автогенератора співпадає із резонансною частотою коливальної системи?
7. При якій величині коефіцієнту зворотного зв'язку відбувається зрив коливань у м'якому режимі в автогенераторі?
8. Яка схема відповідає індуктивній трьох точці?
9. Для чого потрібне коло зворотного зв'язку в автогенераторі?
10. Від чого залежить вид коливальної характеристики автогенератора?

11. При якій величині коефіцієнту зворотного зв'язку виникають коливання у жорсткому режимі в автогенераторі?
12. Яка схема відповідає ємнісній трьох точці?
13. Яким виразом визначається коефіцієнт зворотного зв'язку в схемі АГ з трансформаторним зворотним зв'язком?
14. При яких умовах амплітуда коливання в автогенераторі згасає?
15. При якій величині коефіцієнту зворотного зв'язку виникають коливання в м'якому режимі в автогенераторі?
16. При якій величині коефіцієнту зворотного зв'язку відбувається зрив коливань у жорсткому режимі в автогенераторі?
17. Яким виразом визначається коефіцієнт зворотного зв'язку в схемі АГ з автотрансформаторним зворотним зв'язком?
18. Як змінюється коливальна потужність генератора при наявності інерції електронів?
19. Які коливальні системи використовуються в лампових генераторах НВЧ?
20. До якої еквівалентної схеми зводиться схема генератора НВЧ з загальним анодом?
21. До якої еквівалентної схеми зводиться схема генератора НВЧ з загальною сіткою?



### 3. СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ КОЛИВАНЬ ГЕНЕРАТОРІВ

#### 3.1. Аналіз стабільності частоти коливань автогенератора

Стабільність частоти є важливим показником будь якого радіопередавального пристрою. Цей показник певним чином впливає на якість та ефективність роботи передавача. Стабільність частоти передавача визначається, в основному, автогенератором. *Стабільністю частоти (фази)* коливань АГ називається його здатність не змінювати за часом частоту (фазу) коливань, які генеруються [1].

Частота та фаза коливань, які генеруються, пов'язані між собою співвідношенням

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt},$$

де  $\omega(t)$ ,  $\varphi(t)$  – закони зміни частоти і фази коливань.

Кількісно стабільність частоти характеризується величиною відхилення частоти від заданої за часом, тобто нестабільністю частоти. Відхилення частоти поділяються на регулярні та випадкові.

Максимальне відхилення частоти  $\omega$  від заданого значення  $\omega_0$  отримало назву абсолютної нестабільності частоти  $\Delta\omega = |\omega - \omega_0|$ . Крім того регулярне відхилення частоти характеризується відносним відхиленням  $\delta_\omega = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ .

У зв'язку з тим, що відхилення частоти АГ є випадковими, то їх можна характеризувати статистичними величинами – математичним очікуванням і дисперсією

$$m_\omega = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \omega_i;$$

$$D_\omega = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^n (\omega_i - m_\omega)^2,$$

де  $\omega_i$  – значення частоти при  $i$ -тому вимірюванні;

$n$  - число незалежних вимірювань частоти.

Вимоги до стабільності частоти передавача залежать від його призначення. У радіолокації і радіонавігації відносна нестабільність частоти АГ складає  $10^{-8}$ - $10^{-9}$ , а відносна нестабільність квантових стандартів частоти досягає  $10^{-14}$ .

Причини, які призводять до відхилення частоти коливань АГ, називають *дестабілізуючими факторами (ДФ)*. За фізичною природою ДФ можна поділити на дві групи: технічні та природні.

До технічних факторів відносяться:

механічні вібрації деталей;

зміни температури, вологості, тиску;

нестабільність напруги живлення;

зміна параметрів зовнішнього навантаження.

Перші два фактори впливають на зміну параметрів L та C коливального контуру, температуру деталей схеми, третій – змінює ємності p-n переходів напівпровідникових приладів та режими їх роботи, четвертий призводить до зміни характеру і величини опору, який вноситься в контур з боку навантаження.

Основними природними ДФ є теплові, дробові та флікерні шуми, які призводять до випадкових змін частоти АГ і повністю усунені бути не можуть. Вони визначають потенційну стабільність частоти коливань АГ.

Для аналізу впливу ДФ на стабільність частоти АГ, необхідно виявити їх вплив на фазові кути АГ, які входять у рівняння балансу фаз АГ.

Зв'язок між частотою коливань АГ  $\omega_r$  і резонансною частотою контуру  $\omega_o$ , на практиці визначають за формулою

$$\omega = \omega_o \left( 1 + \frac{\text{tg}\varphi_e}{2Q_H} \right).$$

З цієї формули випливає, що частота коливань АГ відрізняється від резонансної частоти контуру. Для того щоб наблизити частоту  $\omega_o$  до частоти  $\omega_r$  необхідно вибрати контур з високою добротністю  $Q_H$ , або зменшувати фазовий кут  $\varphi_e$ . При зміні величин  $\omega_o$ ,  $Q_H$ ,  $\varphi_e$  відносне відхилення частоти розраховується за формулою [1]:

$$\frac{\Delta\omega_z}{\omega_z} = \frac{\Delta\omega_o}{\omega_o} + \frac{\Delta\varphi_e}{2Q_n \cdot \cos^2 \varphi_e},$$

де  $\Delta\varphi_e$  - відхилення фазового кута  $\varphi_e$ .

Складова  $\frac{\Delta\omega_o}{\omega_o}$  характеризує стабільність параметрів коливальної системи і отримала назву *еталонність* коливальної системи. Для більшості АГ основний вплив на стабільність частоти коливань має *фіксуєча здатність* коливальної системи  $\Phi_{\text{кк}} = 2Q_n \cdot \cos^2 \varphi_e$ . і чим вища добротність  $Q_n$  навантаженого коливального контуру, тим вище його фіксуєча здатність і стабільність частоти коливань АГ. На основі аналізу стабільності частоти коливань АГ розроблені практичні методи стабілізації частоти. Ці методи поділяються на прямі і непрямі. Для прямих методів основною метою є зменшення величини ДФ, для непрямих – зменшення нестабільності частоти без зміни величини ДФ. До прямих методів відносять параметричну стабілізацію частоти, а також стабілізацію частоти за допомогою зовнішнього високодобротного резонатора. До непрямих методів відносять синхронізацію АГ зовнішнім сигналом та автоматичне підстроювання частоти коливань АГ.

### 3.2. Параметрична стабілізація частоти

Параметрична стабілізація використовується для усіх типів АГ у будь-якому частотному діапазоні. Вона здійснюється:

застосуванням деталей коливальних систем з високою еталонністю та малими втратами;

застосуванням матеріалів, основні властивості яких мало змінюються при дії різних ДФ і зберігаються тривалий час;

стабілізацією напруги живлення;

термокомпенсацією відхилення частоти АГ за допомогою термочутливих елементів, наприклад, в коливальний контур АГ поряд із звичайним конденсатором вмикають конденсатор, діелектрик якого має протилежний температурний коефіцієнт ємності ;

термостатуванням та герметизацією коливального контуру або всього автогенератора;

послабленням зв'язку коливальної системи з генераторним приладом;

послабленням зв'язку генератора із навантаженням;

застосуванням пристроїв для зменшення вібрацій деталей.

Високу еталонність параметрів мають кварцові резонатори (КВР), які виготовляються з пластини кварцу (кремнезему  $\text{SiO}_2$ ). Застосування кварцу для стабілізації частоти основане на використанні п'єзоефекту, при якому при збіганні частоти коливань напруги, яка прикладається до пластини кварцу, з власною частотою пружних деформацій пластини, виникає резонанс, що призводить до різкого зростання амплітуди деформацій. Кварцова пластинка є електромеханічним резонатором з високою добротністю  $Q=10^5, \dots, 10^7$  і частотою коливань від 4 кГц до 60 МГц. Еквівалентна схема кварцової пластини з урахуванням ємності електродів, що під'єднані до кварцу  $C_o$ , зображена на рис. 3.1,а, де  $C_{кв}$ ,  $L_{кв}$ ,  $r_{кв}$  – власні ємність, індуктивність і опір кварцу, відповідно. Залежність реактивного опору  $X$  кварцового

резонатора від частоти зображена на рис. 3.1,б, де  $\omega_{кв} = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} \cdot C_{кв}}}$  - частота

послідовного резонансу кварцу, а  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} \cdot \frac{C_o \cdot C_{кв}}{C_o + C_{кв}}}}$  - частота паралельного

резонансу.

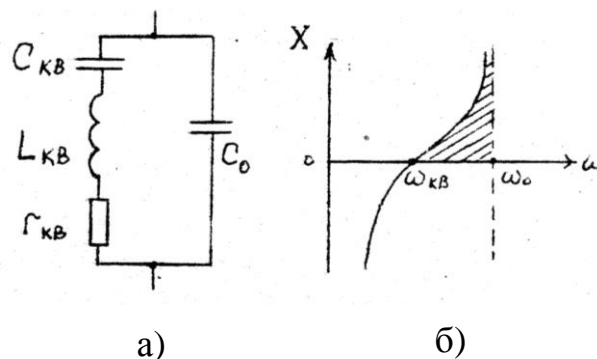


Рис. 3.1

Як видно з рис 3.1,б кварцовий резонатор має індуктивний опір у межах частот від

$\omega_{KB}$  до  $\omega_0$ . На практиці відношення  $\frac{\Delta\omega}{\omega_{KB}} = \frac{\omega_0 - \omega_{KB}}{\omega_{KB}} \approx 10^{-3}, \dots, 10^{-4}$ , тому КВР може використовуватись як високодобротна індуктивність.

Залежно від місця вмикання КВР в АГ відрізняють осциляторні (рис. 3.2) і фільтрові (рис. 3.3) схеми кварцових генераторів. В осциляторних схемах КВР вмикається в контур і є індуктивним елементом. У фільтрових схемах КВР грає роль вузькосмугового фільтру і вмикається в коло зворотного зв'язку АГ. Якщо в осциляторній схемі основний стабілізуючий ефект досягається за рахунок високої добротності коливальної системи, то в фільтровій – за рахунок високої стабілізації фазового кута  $\varphi_e$  на частоті генерування.

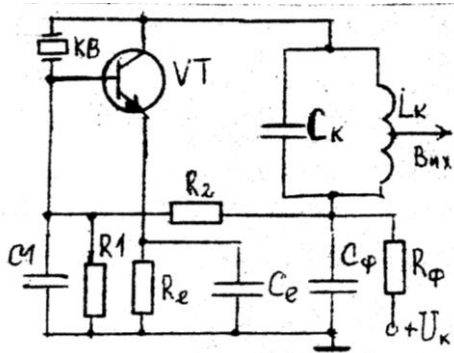


Рис. 3.2

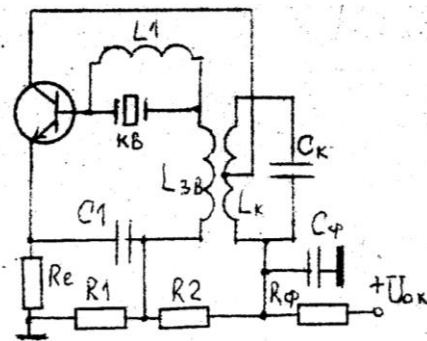


Рис. 3.3

Основними перевагами кварцової стабілізації є простота її здійснення і достатньо висока стабільність частоти  $f_0$ . До недоліків кварцової стабілізації відносять:

- неможливість безпосередньої стабілізації АГ на частотах вище 300 МГц;
- неможливість безпосередньої стабілізації потужних АГ, оскільки припустима потужність розсіювання на КВР складає одиниці мВт;
- стабілізація здійснюється на фіксованих частотах;
- перестроювання частоти КВР  $f_0$  можливе в невеликих межах (менше ніж 0,05% від  $f_0$ ).

Коли кварцова стабілізація неможлива (головним чином в діапазоні НВЧ) використовують стабілізацію частоти за допомогою зовнішнього високодобротного резонатора. Коливальна система АГ в цьому випадку складається з двох зв'язаних

коливальних контурів, одним з яких є ненавантажений високодобротний резонатор. Стабілізуюча дія цього резонатора заснована на його високій фіксуєчій здатності, що є визначною в загальній фіксуєчій здатності всієї коливальної системи АГ. У ряді випадків стабілізація частоти досягається синхронізацією АГ зовнішнім сигналом. Високостабільний за частотою зовнішній синхронізуєчий сигнал може бути введеним як в колекторне, так і в базове кола. Відносне відхилення частоти генерування у цьому випадку визначається за формулою [1]:

$$\frac{\Delta\omega_{\Gamma}}{\omega_{\Gamma}} = \frac{1}{2Q_{\text{H}}} \cdot \frac{U_{\text{мс}}}{U_{\text{мк}}} \sin \Delta\varphi_{\text{с}} ,$$

де  $U_{\text{мс}}$  - амплітуда синхронізуєчого сигналу;

$U_{\text{мк}}$  - амплітуда напруги коливальної системи;

$\Delta\varphi_{\text{с}}$  - різниця фазових кутів сигналу АГ і синхронізуєчого сигналу.

З виразу випливає, що стабільність синхронізованого АГ близька до стабільності частоти синхронізуєчого сигналу. При відхиленні  $\omega_{\Gamma}$  від  $\omega_{\text{с}}$  синхронізуєчий сигнал викликає порушення балансу фаз, яке автоматично компенсується зміною  $\omega_{\Gamma}$ . Відбувається “захоплення” частоти коливань АГ зовнішнім сигналом і  $\omega_{\Gamma} = \omega_{\text{с}}$ .

Системи автоматичного підстроювання частоти (АПЧ) призначаються для стабілізації частоти коливань генераторів. При відхиленні частоти генерування  $\omega_{\Gamma}$  під дією ДФ від номінального значення в системі АПЧ виникає сигнал помилки, пропорційно якому формується напруга керування що діє на генератор, який підстроюється, змінюючи його частоту в бік зменшення відхилення. До складу будь-якої системи АПЧ входить ряд функціонально необхідних елементів. До числа таких елементів відносяться: вимірювальний елемент - частотний або фазовий дискримінатори; керуючий елемент, який під впливом керуючої напруги змінює частоту АГ - варікап або керована індуктивність; об’єкт керування у вигляді керованого автогенератора. Крім того, системи АПЧ можуть мати у своєму складі додаткові системи (підсилювачі, змішувачі та інші). Система АПЧ зменшує нестабільність частоти без зміни величини дестабілізуєчих факторів.

### 3.3. Принципи побудови аналогових синтезаторів частоти

*Синтезатор частоти (СЧ)* – це пристрій, який перетворює гармонічне коливання опорного джерела, частота якого приймається за еталон, у практично гармонічне коливання заданої вихідної частоти  $f_{\text{вих}}$  [17]. Сучасні синтезатори за методом синтезу частот поділяються на когерентні та некогерентні. При когерентному синтезі частот використовують один еталонний генератор, а при некогерентному – декілька [1]. У свою чергу когерентні СЧ поділяються на прямі і непрямі. При прямому когерентному синтезі до складу СЧ не входять автогенератори, а всі перетворення вхідних коливань здійснюються лише за допомогою помножувачів (ПМ), подільників (ПД) частоти і суматорів (С). При непрямому когерентному синтезі СЧ в цілому або їх окремі частини мають не тільки суматори, помножувачі і подільники частоти, але і автогенератори.

При використанні *методу прямого когерентного синтезу* необхідна частота синтезатора може бути отримана з вхідної частоти одного високостабільного кварцового АГ шляхом операцій множення, ділення і підсумовування частоти.

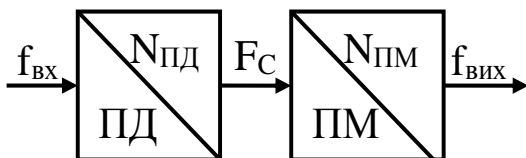


Рис. 3.4

Структурна схема одного з таких пристроїв зображена на рис.3.4. Для створення сітки дискретних частот з кроком  $F_c$  частота  $f_{\text{вх}}$  ділиться в  $N_{\text{ПД}}$  разів. Для отримання значень вихідних частот  $f_{\text{вих}}$  частота  $F_c$  помножується в  $N_{\text{ПМ}}$  разів. Коефіцієнт множення  $N_{\text{ПМ}}$  при зміні значень  $f_{\text{вих}}$  також змінюється. При побудові схеми в ряді випадків можуть бути потрібними помножувачі з коефіцієнтом  $N_{\text{ПМ}} > 100$ . Це основний недолік таких синтезаторів [1].

Операцію множення можна замінити операцією складання. Структурна схема пристрою такого типу зображена на рис. 3.5. Недоліком такої схеми синтезатора також є велика кількість суматорів, яка визначається

$$\text{рівнянням } n_+ = \left( \frac{f_{\text{вих.макс}}}{F_c} \right) - 1.$$

Синтезатор прямого когерентного синтезу часто створюється за схемою рис. 3.6. Синтезатор складається з головного та допоміжного трактів. Головний тракт є трактом складання (ТС), який складається з суматорів частот. Допоміжний тракт складається з помножувачів і подільників частоти та являє собою датчик опорних частот (ДОЧ).

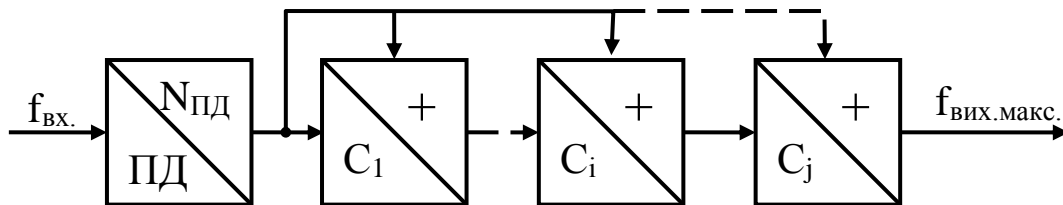


Рис. 3.5

Перевагами синтезаторів частоти, побудованих за методом прямого когерентного синтезу, є теоретично безмежна можливість зменшення кроку частоти  $F_c$ , а також використання однотипних вузлів і блоків, що знижує вартість та спрощує налаштування, ремонт і експлуатацію синтезаторів.

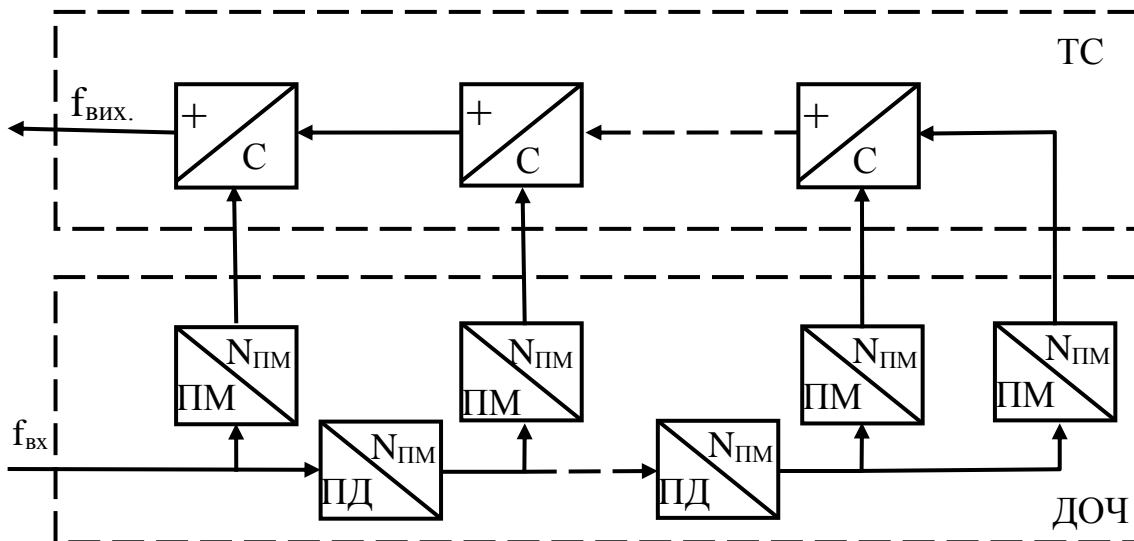


Рис. 3.6

Основним недоліком таких СЧ є трудність отримання високої спектральної чистоти вихідного коливання. Це пояснюється тим, що в синтезаторах виникають небажані побічні спектральні складові, що є результатом підсумовування, множення



і поділу частоти, а також підсумовування на виході частотних (фазових) нестабільностей коливань опорних частот. Більш високу спектральну чистоту вихідного коливання можна отримати в синтезаторах, які будуються за методом непрямого когерентного синтезу.

При *непрямому когерентному синтезі* сітку вихідних частот отримують підсумовуванням, множенням або діленням гармонік частоти опорного генератора (ОГ) з використанням генератора, який перестроюється за частотою (ПГ). За способами увімкнення автогенераторів їх схеми діляться на компенсаційні і з кільцем фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ).

Структурна схема синтезатора *компенсаційного типу* з ДОЧ зображена на рис. 3.7. Датчик опорних частот може бути виконаним на основі прямого когерентного синтезу. На його виході є не тільки опорні коливання з частотами  $f_{опi}$ , але і небажані коливання перешкод з частотами, які близькі до опорних. Тракт приведення за допомогою коливань генератора, що перестроюється (ПГ) зміщує спектр вихідних коливань ДОЧ в область більш низьких частоті, тобто

$$f_{ТП} = f_{ПГ} - \sum_i^k f_{опi} .$$

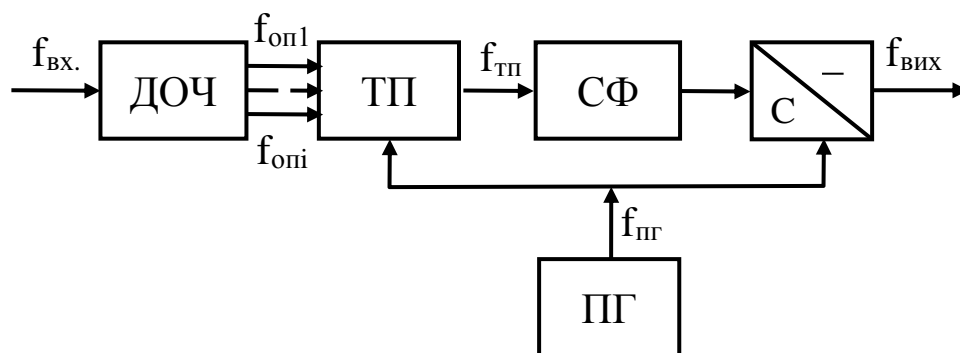


Рис. 3.7

Смуговий фільтр (СФ) настроюється на частоту  $f_{ТП}$  і призначається для подавлення коливань перешкод у вихідному коливанні ДОЧ. Вибіркові властивості цього низькочастотного СФ більш високі, ніж у високочастотного фільтра, який вмикається безпосередньо у вихідних колах ДОЧ. Потім коливання, що звільнені від перешкод, перетворюються в суматорі знову в область частот коливань ДОЧ:

$$f_{\text{вих}} = f_{\text{ПГ}} - f_{\text{ТП}} = f_{\text{ПГ}} - \left( f_{\text{ПГ}} - \sum_{i=1}^k f_{\text{опі}} \right) = \sum_{i=1}^k f_{\text{опі}}$$

При цьому одночасно компенсуються частотні нестабільності ПГ. Відмітимо дві особливості цієї схеми:

фільтрація відбувається на частоті більш низькій, ніж частота вхідного коливання, що дозволяє легше побудувати вузькосмуговий фільтр;

компенсація нестабільності частоти ПГ відбувається за рахунок двократного перетворення частоти. Тому в компенсаційній схемі до генератора з плавною зміною частоти не пред'являється високих вимог за стабільністю.

Фільтрація потрібної складової здійснюється також за допомогою *схеми синтезатора з кільцем ФАПЧ* (рис. 3.8).

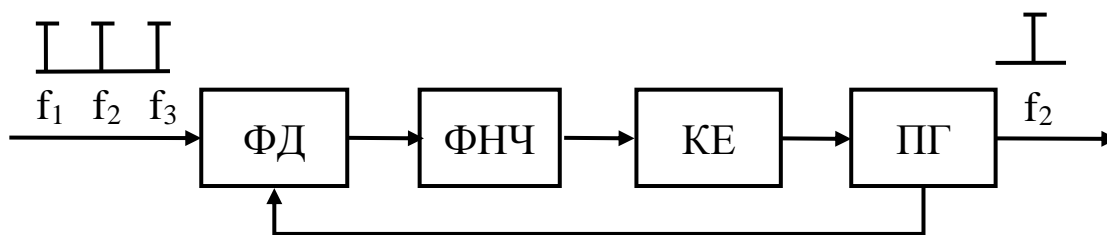


Рис. 3.8

Вхідний сигнал подається на один із входів фазового детектора (ФД) з ДОЧ, а на другий – з ПГ. При цьому ФД формує на виході постійну напругу, величина і полярність якої визначається величиною і знаком різниці фаз вихідних коливань ДОЧ і ПГ. Якщо ПГ розстроюється відносно частоти  $f_2$ , то між коливаннями на виходах ДОЧ і ПГ виникає наростаючий зсув фаз. При цьому на виході ФД створюється змінна напруга, яка через фільтр низьких частот (ФНЧ) подається на керуючий елемент (КЕ), що здійснює зміну частоти ПГ у бік компенсації відходу частоти ПГ від  $f_2$ , тобто установлюється режим синхронізації. В цьому режимі частота генератора ПГ дорівнює частоті спектральної складової вхідного сигналу, яку необхідно відфільтрувати.

Таким чином, системи ФАПЧ у складі синтезатора частот є активним слідкуючим фільтром, який вибирає потрібну гармоніку з сітки частот на виході

ДОЧ і забезпечує точне збігання поточної частоти ПГ з частотою обраної гармоніки. При цьому одночасно зменшується рівень небажаних коливань перешкод на виході синтезатора в порівнянні з їх рівнем на виході датчика опорних частот. Смугу пропускання фільтра можна зробити дуже вузькою і отримати будь-який ступінь фільтрації побічних складових, однак при цьому значно збільшується інерційність і скорочується смуга захоплення системи ФАПЧ.

Особливо ефективною, з точки зору зменшення рівня небажаних коливань, є схема ФАПЧ з трактом приведення (рис. 3.9). У такій схемі стабільність частоти  $f_{вих}=f_{ПГ}$  визначається стабільністю частот  $f_{оп}$  коливань ДОЧ і не залежить від нестабільності параметрів елементів ПГ. Частота вихідних коливань синтезатора визначається частотою ПГ, яка може перевищувати частоту  $f_{оп}$ , а режим синхронізації забезпечується шляхом використання додаткових частот  $f_{д}$ , що формуються генераторами з високою стабільністю частоти у ДОЧ.

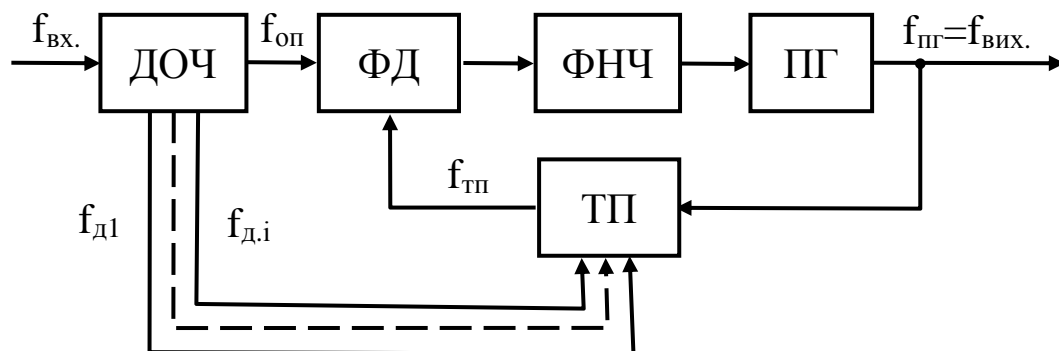


Рис. 3.9

Основною перевагою синтезаторів непрямого когерентного синтезу є низький рівень побічних спектральних складових. Недоліком таких синтезаторів є великий час перестроювання з однієї частоти на іншу.

У некогерентному синтезаторі частот використовується інтерполяційний метод створення сітки частот (рис. 3.10). На змішувач (Зм) подаються два коливання: одне – від високостабільного опорного генератора (ОГ) з частотою  $f_{ог}$ , друге – від інтерполяційного генератора (ІГ) з частотою коливань  $f_{іг}$ . Під інтерполяційним генератором розуміють генератор, який перестроюється за частотою. На виході змішувача отримують коливання різних частот:  $m f_{ог} \pm n f_{іг}$ . Смуговий фільтр на

виході змішувача виділяє зі всіх частот одну комбінаційну частоту – сумарну або різницеву. Нехай, наприклад, СФ виділяє сумарну частоту. Тоді коливання на виході СФ має частоту  $f=f_{ог}+f_{іг}$ . Оскільки частота ІГ плавно змінюється від мінімального значення  $f_{ігмін}$  до максимального  $f_{ігмакс}$ , то частота коливання на виході синтезатора також змінюється від  $f_{мін}=f_{ог}+f_{ігмін}$  до  $f_{макс}=f_{ог}+f_{ігмакс}$  [1].

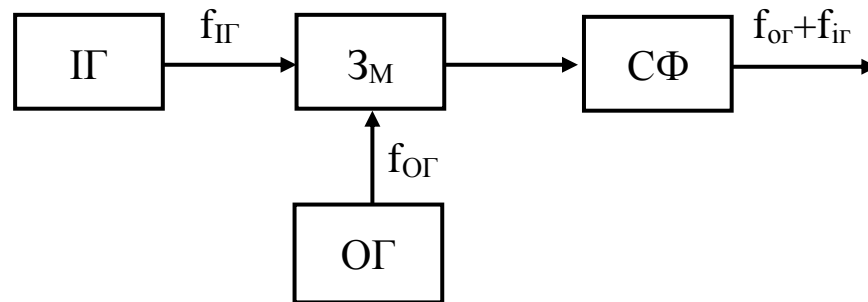


Рис. 3.10

У таких синтезаторах зазвичай  $f_{ог} > f_{іг}$  і стабільність частоти ІГ невисока, оскільки цей генератор плавно перестроюється. При таких умовах нестабільність частоти ІГ мало впливає на загальну нестабільність частоти на виході синтезатора. Чим нижче частота  $f_{іг}$ , тим більше загальна стабільність частоти на виході СЧ залежить від стабільності частоти ОГ. Однак зі зниженням частоти ІГ зменшується діапазон частот, в межах якого змінюється частота синтезатора, і важче виділити фільтром потрібну комбінаційну частоту. Це не дозволяє вибрати частоту ІГ дуже низькою, а отже і досягти високої стабільності частоти синтезатора.

### 3.4. Принципи побудови цифрових синтезаторів частоти

Цифровими синтезаторами частот (ЦСЧ) називають пристрої, які формують гармонічні коливання в заданому діапазоні дискретної сітки частот і які побудовані в основному на елементах цифрової схемотехніки. Крім того, при побудові цифрових синтезаторів застосовують специфічні принципи синтезу, реалізація яких на елементах аналогової техніки або неможлива, або приводить до значного ускладнення синтезатора. Схема цифрового дворівневого синтезатора зображена на рис. 3.11. У формувачі імпульсів (ФІ) з гармонічних коливань опорної частоти  $f_{вх}$

формується періодична послідовність коротких імпульсів з частотою прямування  $f_{вх}$ , яка надходить на вхід подільника зі змінним коефіцієнтом поділу (ПЗКП). Коефіцієнт поділу ПЗКП вибирається так, щоб частота прямування імпульсів на його виході була в два рази більша потрібної частоти сигналу на виході синтезатора. Ці імпульси подаються на вхід тригера  $T_r$ , який формує послідовність прямокутних імпульсів зі скважністю, яка дорівнює 2, і частотою прямування, яка дорівнює частоті, що задана. У перестроюваному смуговому фільтрі (ПСФ) з цієї послідовності виділяється гармонічний сигнал з частотою потрібної гармоніки. Якщо змінювати кодом коефіцієнт ділення ПЗКП і перестроювати смуговий фільтр, можна змінювати частоту вихідного коливання [1, 17].

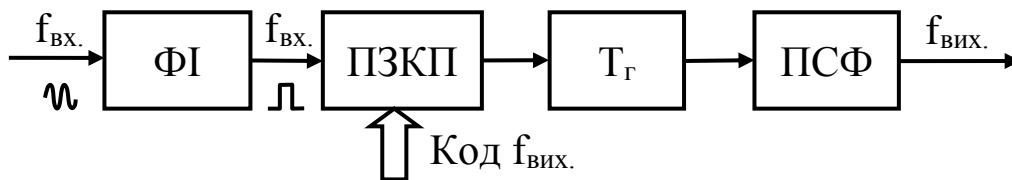


Рис. 3.11

Кращі характеристики у відношенні чистоти спектра вихідних коливань мають багаторівневі синтезатори частот з частотою тактових імпульсів, яка змінюється (рис. 3.12). За допомогою ФІ і ПЗКП в синтезаторі формується періодична послідовність тактових імпульсів з частотою прямування  $f_t$ , що в  $M$  разів більше заданої частоти вихідного коливання. З надходженням кожного  $i$ -го тактового імпульсу в формувачі гармонічного сигналу (ФС) формується код миттєвого значення вихідного сигналу синтезатора, а в цифро-аналоговому перетворювачі (ЦАП) – прямокутний імпульс, який має тривалість  $T_{вих}/M$  і амплітуду  $U_{ЦАП} \sin(2\pi i/M)$ , де  $T_{вих}=1/f_{вих}$ ;  $U_{ЦАП}$  - максимальна напруга на виході ЦАП;  $M$  – кількість виборок на період. Безперервна послідовність таких імпульсів є східчаста апроксимація гармонічного сигналу. Необхідна фільтрація побічних складових здійснюється перестроюваним смуговим фільтром (ПСФ). Недоліком такого синтезатора, як і дворівневого, є залежність нестабільності частоти вихідного сигналу від частоти прямування тактових імпульсів при нецілих значеннях коефіцієнта поділення ПЗКП.

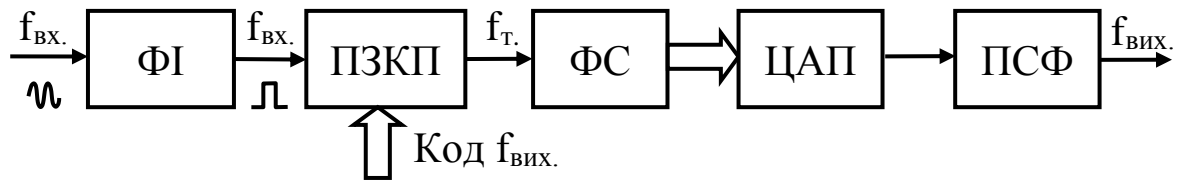


Рис. 3.12

Нагадаємо, що відповідно до теореми Котельникова, частота тактових імпульсів повинна бути, як мінімум, в два рази більша максимальної частоти коливань, що формуються. Для полегшення фільтрації побічних складових зазвичай частоту  $f_t$  вибирають з умови  $f_t \geq 4f_{\text{вих.}}$ . Важливою перевагою цифрових синтезаторів є малий час перестроювання і простота зміни за потрібним законом частоти і фази вихідних коливань. Всі синтезатори частот, що розглянуті вище, можуть використовуватися для формування дискретної сітки частот як безперервних, так і імпульсних сигналів.

### Контрольні питання

1. Дайте визначення стабільності частоти АГ.
2. Відхилення яких параметрів АГ визивають дестабілізуючі фактори?
3. За якою формулою описується відносна нестабільність частоти АГ?
4. Яка мета прямого та непрямого методів стабілізації частоти АГ?
5. Які методи стабілізації частоти відносять до непрямих?
6. Які методи стабілізації частоти відносять до параметричних?
7. В яку ділянку кола АГ вмикається кварц в осциляторній та фільтровій схемах?
8. За якою формулою описується фіксуюча здатність коливальної системи АГ?
9. Що називають смугою синхронізації генератора?
10. Як зміниться смуга синхронізації генератора при збільшенні напруги зовнішнього синхронізуючого сигналу, при збільшенні добротності коливальної системи генератора та при збільшенні амплітуди коливань у коливальній системі генератора?
11. Чим відрізняються синтезатори когерентного і некогерентного синтезу?

#### 4. МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ З КУТОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Загальною тенденцією сучасних радіотехнічних систем є перехід від простих до різних видів широкосмугових сигналів з кутковою модуляцією. При цьому вимоги до точності і стабільності параметрів сигналів, що формуються, постійно зростають [1,3]. У загальному випадку радіосигнал описується виразом

$$u(t) = U_m(t) \sin[\varphi(t)] = U_m(t) \sin \left[ 2\pi \int_0^t f(t) dt + \varphi_0(t) \right],$$

де амплітуда  $U_m(t)$  і повний фазовий кут  $\varphi(t)$  можуть змінюватися за часом відповідно до потрібних законів амплітудної, частотної і фазової модуляції. Зміна за часом фази сигналу приводить до зміни його частоти і навпаки. Змінна фаза і частота зв'язані між собою інтегральним і диференціальним перетвореннями:

$$2\pi f(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad \text{і} \quad \varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(t) dt .$$

Тому частотну модуляцію і фазову маніпуляцію в загальному випадку називають кутковою модуляцією.

##### 4.1. Активний аналоговий метод формування частотно-модульованих сигналів

Найпростіший імпульсний ЛЧМ сигнал (рис. 5.1) описується наступним виразом:

$$u(t) = \begin{cases} U_m \sin \int_0^t 2\pi \left( f_H + \frac{f_D}{\tau_i} t \right) dt, & t \leq \tau_i, \\ 0, & t \geq \tau_i \end{cases},$$

де  $f_H$  - початкова частота сигналу;

$\Delta f_D = f_B - f_H$  - девіація частоти;

$\frac{\Delta f_D}{\tau_i} = \frac{f_B - f_H}{\tau_i}$  - швидкість зміни частоти.

Закон зміни частоти зображений на рис. 4.1,б. Лінійному закону зміни частоти

відповідає параболічний закон зміни фази:  $\varphi(t) = \int_0^t 2\pi f(t) dt = \pi \frac{\Delta f_d}{\tau_i} t^2$ . При

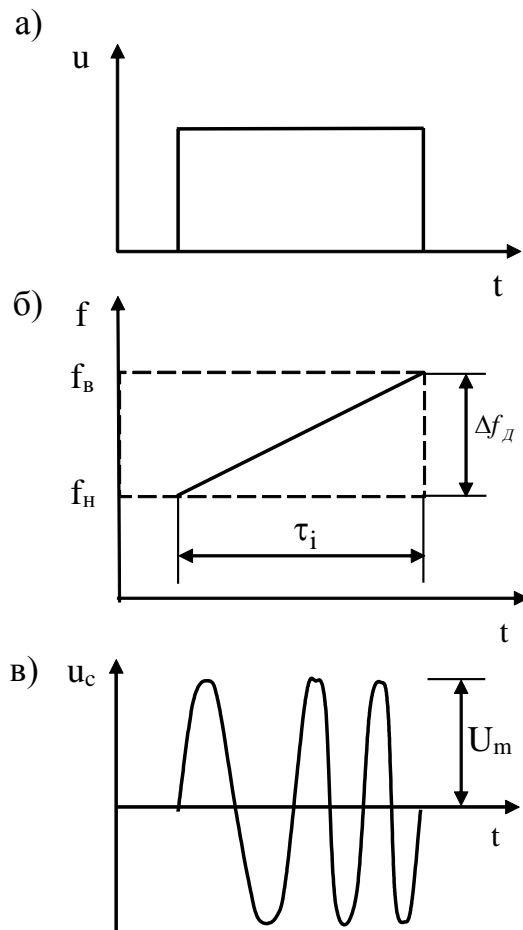


Рис. 4.1

великій величині бази сигналу  $B = \tau_i \cdot \Delta f_c$  спектр ЛЧМ сигналу визначається не стільки тривалістю імпульсу, скільки девіацією частоти. При  $B \gg 1$  форма амплітудно-частотного спектру ЛЧМ сигналу близька до прямокутної. Ширина спектру сигналу дорівнює  $\Delta f_c \approx \Delta f_d$ . Тому база ЛЧМ сигналу  $B = \tau_i \cdot \Delta f_d$ . Збуджувач ЛЧМ сигналу повинен забезпечити формування потрібних частотних параметрів  $f_H$ ,  $\Delta f_d$  і лінійної частотної модуляції сигналу. Якщо сигнал формується на низькій частоті, то до номінального значення частота доводиться звичайно шляхом множення. В цьому випадку поряд зі збільшенням несучої частоти  $f_c$  збільшується також девіація частоти. Це дозволяє знизити девіацію частоти коливань збуджувача.

*Активний метод* базується на використанні автогенераторів, які перестроюються за частотою. Для отримання ЧМ сигналів використовують як електричні, так і електронні способи керування частотою [1,7]. Зміна частоти за лінійним законом досягається за рахунок подачі на автогенератор керуючих імпульсів спеціальної форми, як правило, пилкоподібної форми, які формуються або розімкненою, або замкненою системою керування.

Структурна схема збуджувача, в якому використовується розімкнена система керування, зображена на рис. 4.2. Як генератор, який перестроюється, використовується генератор НВЧ з електронним перестроюванням частоти (ГКН). На генератор одночасно діють дві імпульсні напруги: одна – з імпульсного



модюлятора  $U_M$ , яка забезпечує імпульсний режим роботи, друга – з частотного модулятора  $U_{ЧМ}$ , яка здійснює частотну модуляцію протягом тривалості імпульсу. Для забезпечення високої стабільності частоти використовується система автоматичного підстроювання частоти. Перевагою такого збуджувача є його

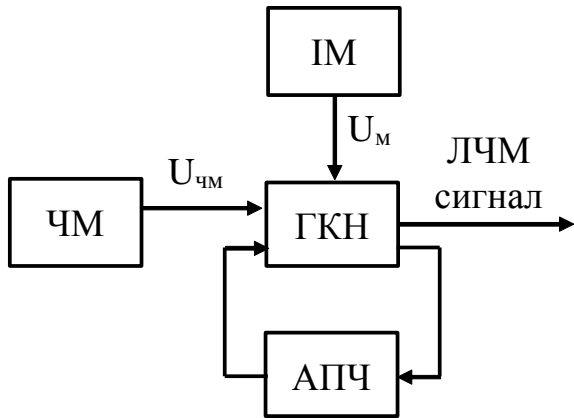


Рис. 4.2

простота. Однак він не завжди дозволяє отримати потрібну лінійність закону частотної модуляції за діапазонним перестроюванням передавача.

На рис. 4.3 зображена схема збуджувача, в якому керуючі імпульси формуються замкненою системою керування – швидкодіючою системою ФАПЧ. На фазовий детектор системи ФАПЧ діють дві

напруги: одна – немодульоване колювання з генератора, який перестроюється, друга – еталонне імпульсне ЧМ колювання проміжної частоти

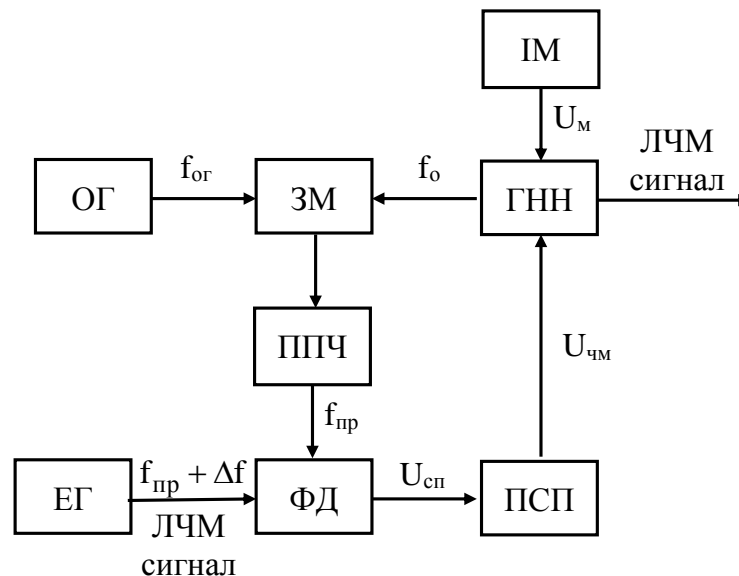


Рис. 4.3

з еталонного генератора. Сигнал помилки пропорційний різниці фаз колювань, які порівнюються на детекторі, і у виді імпульсів пілкоподібної форми використовується для зміни частоти генератора. При наявності системи ФАПЧ відбувається невикривлене перетворення і підсилення малопотужного еталонного

ЛЧМ сигналу проміжної частоти. Як еталонний ЛЧМ генератор може бути використаний будь-який високостабільний малопотужний активний або пасивний збуджувач ЛЧМ коливань. У такому формувачі ЛЧМ сигналу керуючий сигнал  $U_{\text{чм}}$  формується лише за рахунок сигналу помилки і тому для отримання великої девіації частоти використовують підсилювач сигналу помилки (ПСП).

#### **4.2 Активний та пасивний аналоговий методи формування КФМ сигналів**

Прямокутний фазоманіпульований сигнал (ФМ) (рис.4.4) тривалістю  $\tau_c$  є послідовністю з певної кількості коротких зімкнених між собою прямокутних (парціальних) радіоімпульсів (дискрет), які мають постійну амплітуду  $U_m$ , однакові тривалості  $\tau_d$ , однакові частоти  $f_0$  і двозначну змінну початкову фазу. Початкові фази радіоімпульсів на межі між дискретами або залишаються незмінними, або змінюються стрибком на постійну величину, яка найчастіше дорівнює  $\pi$ , відповідно до вибраного коду. На рис. 4.4,б зображується ФМ імпульс, що складається з семи дискрет, а на рис. 4.4,в – його умовне позначення, в якому знаки “+” і “-” відображають значення початкової фази дискрет  $0$  і  $\pi$ , відповідно. В загальному вигляді ФМ сигнал можна записати [1,7]:

$$u(t) = U_m \cdot \cos[2\pi f_0 t + \varphi_k], \quad 0 < t < \tau_c,$$

де  $\varphi_k \in \{0, \pi\}$  – початкова фаза коливання  $k$ -го дискрета.

Активні аналогові методи формування КФМ сигналів базуються на фазовій маніпуляції гармонічних коливань автогенераторів і можуть бути реалізовані: шляхом: фазової маніпуляції керованих генераторів з електричним та електронним перестроюванням частоти; шляхом комутації підсилювачів з різними зсувами фази сигналу, які працюють на загальне навантаження та шляхом ФМ в трактах передачі [1,7].

Фазова маніпуляція керованих генераторів (КГ) базується на використанні систем ФАПЧ (рис. 4.5). Опорні коливання ВЧ задаючого генератора (ЗГ)

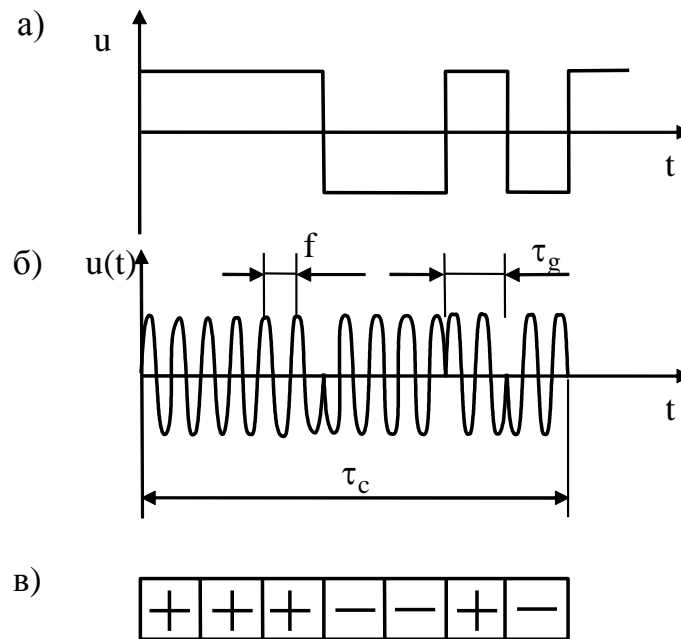


Рис. 4.4

надходять на фазові детектори ФД1 і ФД2 у протифазі за рахунок фазообертача (ФО) Підсилювачі постійного струму (ППС) під дією відеоімпульсів, які надходять від кодувального пристрою (КП), відкриваються відповідно до потрібного закону фазової маніпуляції. При цьому початкова фаза коливань керованого генератора в кожному дискреті ( $\tau_d$ ) встановлюється відповідно до того, який з ППС відкритий в даний момент часу.

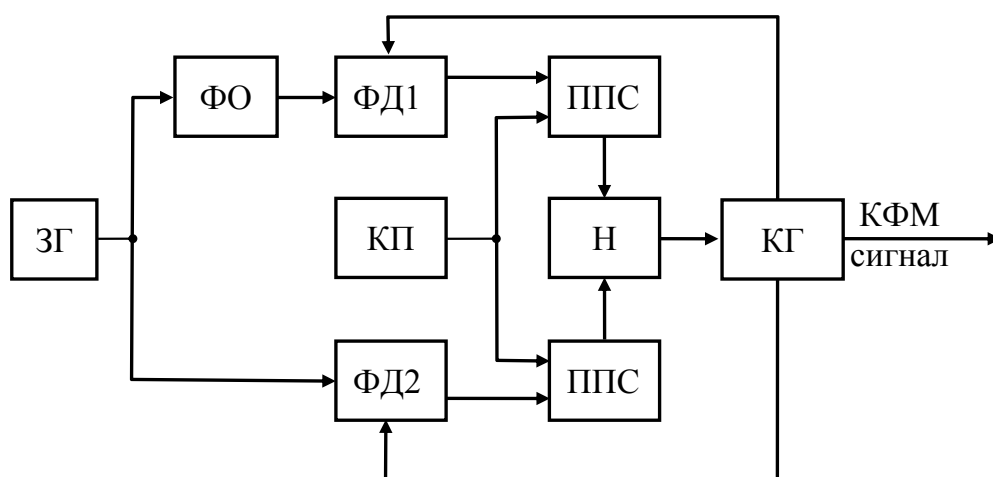


Рис. 4.5

Переваги даного способу фазової маніпуляції: висока стабільність несучої

частоти; можливість здійснення ФМ на порівняно високому рівні потужності і безпосередньо на несучій частоті сигналу; відсутність обмеження кількості дискрет і тривалості сигналу  $\tau_c$ .

Недоліками такого способу є неможливість забезпечення величини  $\Delta\phi$  точно рівною  $\pi$ , оскільки має місце залишкова помилка за фазою в системі ФАПЧ, обмежена швидкодія комутації фази через інерційність систем ФАПЧ і керованого генератора, що обмежує мінімальну можливу величину  $\tau_d$  КФМ сигналу.

Структурна схема пристрою, який забезпечує формування ФМ сигналу шляхом комутації підсилювачів, зображена на рис. 4.6. Як задаючий генератор звичайно використовується кварцовий АГ або синтезатор частот. Для формування тактових імпульсів можна використовувати подільники частоти (ПДЧ), а як фазообертач, залежно від діапазону частот, використовуються відрізки кабелів, лінії затримки, трансформатори, транзисторні інвертори та ін.

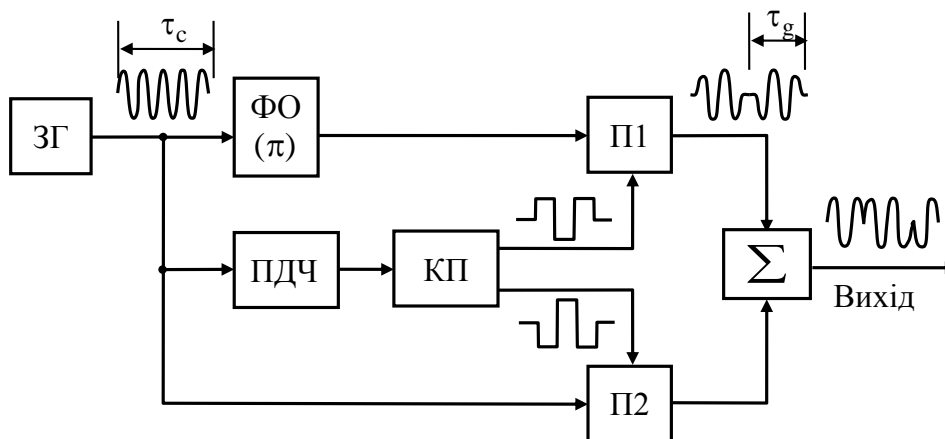


Рис. 4.6

Фазова маніпуляція в трактах передачі коливань може здійснюватися з використанням феритових ФО, перемикачів на р-і-п діодах з відрізками довгих ліній. У діапазоні частот до 4 ГГц, як правило, використовують р-і-п діоди, оскільки за часом устанавлення коливань (5,...,10 нс), за точністю устанавлення фази без АПЧ та втратами вони краще феритових ФО. У діапазоні частот від 4 ГГц до 12 ГГц частіше використовуються феритові ФО, оскільки при цьому втрати в них в 1,5...3 рази менше, ніж в перемикачах на р-і-п діодах. Широке застосування знайшли два типи дискретних фазових маніпуляторів на р-і-п діодах: відбивні та

прохідні. Схема хвильового фазового маніпулятора дискретної дії відбивного типу зображена на рис. 4.7.

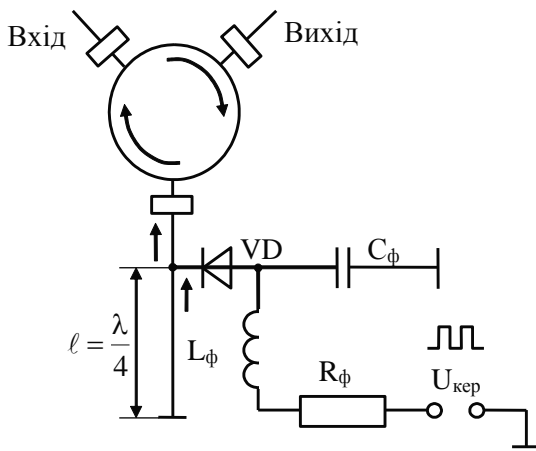


Рис. 4.7

Фазовий маніпулятор складається з циркулятора, короткозамкненого на кінці відрізка хвилеводу з p-n діодом  $VD$ , який вмикається на відстані  $\ell = \lambda/4$  від короткозамикача, з колом зміщення. Діод у вихідному стані є закритим. При цьому вхідні коливання надходять у хвилевідну камеру, відбиваються від короткозамикача і потрапляють на вихід пристрою. При

відкритому діоді коливання відбиваються від другого короткозамикача, який підключається через діод до входу хвилевідної камери, і потрапляє на вихід пристрою у протифазі. Діод комутується імпульсами кодувального пристрою.

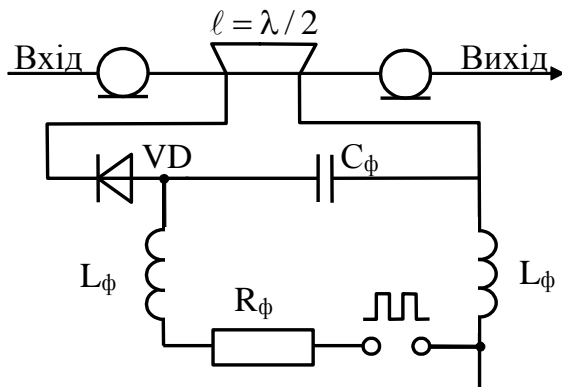


Рис. 4.8

Схема коаксіального фазового маніпулятора дискретної дії прохідного типу зображена на рис. 4.8. У даному випадку керуючий p-n діод здійснює коротке замикання ділянки фідерної лінії довжиною  $\ell = \lambda/2$ , коли він знаходиться у вихідному

відкритому стані. При закритому діоді зсув фази сигналу на виході збільшується на  $\pi$ .

Переваги даного способу фазової маніпуляції: простота технічної реалізації; можливість забезпечення високої стабільності несучої частоти і величини стрибка фази; можливість здійснення фазової маніпуляції безпосередньо на несучій частоті сигналу; висока швидкодія комутації фази і відсутність обмежень за кількістю дискрет. Його недоліки: порівняно великі розміри пристрою на довгих хвилях; при великих рівнях потужності порівняно низька надійність роботи p-n діодів.

Схема пасивного методу формування КФМ сигналу зображена на рис. 4.9.

Пристрій складається зі смугового фільтра (СФ) з шириною смуги  $\Pi_{\phi} = 1/\tau_d$ , лінії затримки (ЛЗ) з відводами, фазообертачей (ФО), суматора. Фільтр збуджується короткими імпульсами, при цьому на виході СФ виділяються на власній частоті фільтра радіоімпульси тривалістю  $\tau_d$ . Ці імпульси надходять до лінії затримки, з відводів якої імпульси, що затримуються на величину, яка є кратною  $\tau_d$ , потрапляють на ФО, де змінюється їх початкова фаза. Відразу ж здійснюється

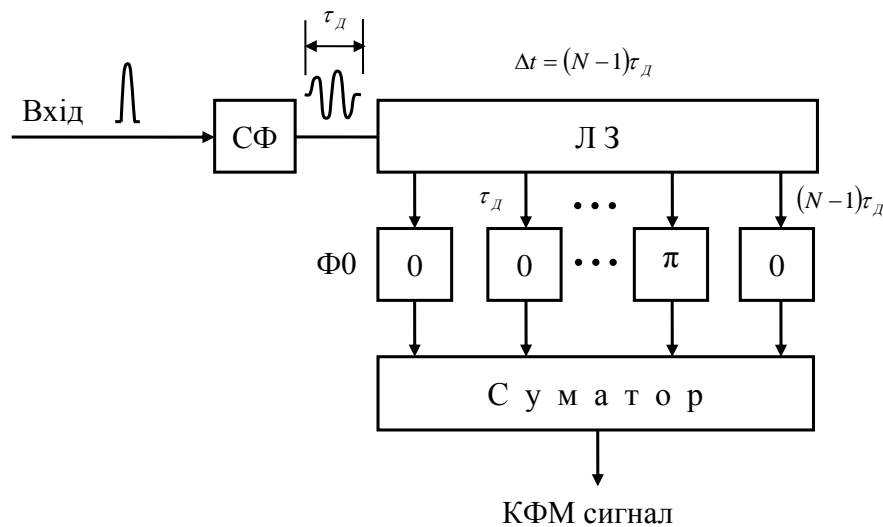


Рис. 4.9

корекція амплітуди імпульсів. На виході суматора з'являється КФМ сигнал, який складається з коротких імпульсів, зімкнених між собою. При цьому тривалість сигналу  $\tau_c$  визначається часом затримки в лінії тривалість дискрета  $\tau_d$  - смугою пропускання СФ. Послідовність зміни фаз і величина фазового стрибка визначається фазообертачами. Перевагою цього методу є простота реалізації. До недоліків слід віднести низький рівень вихідної потужності, низьку температурну стабільність ЛЗ, велике згасання сигналу в ЛЗ, неможливість здійснення ФМ на високій частоті, що обумовлено вузькою смугою пропускання лінії затримки. Пасивний метод доцільно використовувати для формування еталонного ФМ сигналу системи ФАПЧ або гетеродинного сигналу при кореляційній обробці ФМ сигналів.

### 4.3. Цифровий метод формування сигналів

Структурна схема пристрою при цифровому методі формування сигналів зображена на рис. 4.10.

Відповідно до коду команди кодууючий пристрій (КП) визначає параметри сигналу, що формується. Обчислювач коду (ОК) використовується у формувачах обчислювального типу, а запам'ятовуючий пристрій (ЗП) – у формувачах табличного типу. Ці каскади в момент приходу команд від КП і тактових імпульсів від синхронізатора обчислюють або зчитують числові коди, які раніше були записані в елементах пам'яті. Перетворювач коду (ПрК) разом з цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП) забезпечують формування східчастої напруги, яка дискретно апроксимує сигнал, що формується. Аналоговий сигнал на виході формувача обмежується в частотній області за допомогою смугового фільтру (СФ) [1].

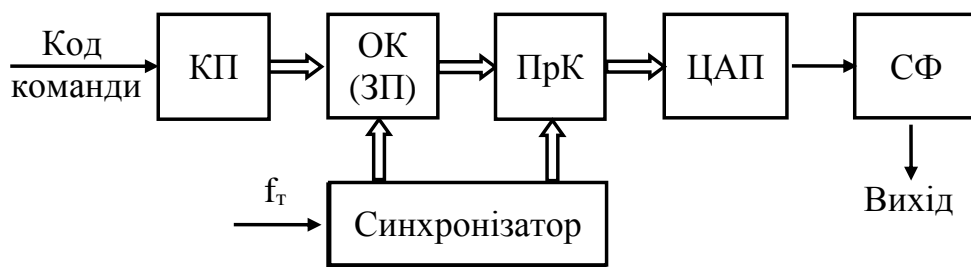


Рис. 4.10

До переваг цифрових методів порівняно з аналоговими можна віднести: можливість гнучкої зміни в широких межах параметрів сигналів, що формується, в тому числі з керуванням від ЕОМ;

порівняно велику потужність (до десятків міліват) вихідного сигналу у порівнянні з пасивними формувачами;

високу стабільність параметрів сигналів, що формуються, яка визначається стабільністю тактової частоти опорного генератора і є вищою стабільності частоти аналогових генераторів, що перестроюються;

мікромініатюризація та висока надійність цифрових формувачів сигналів.

Основним недоліком цифрових методів є обмежений частот-ний діапазон сигналів, що формуються, і порівняно великі помилки дискретизації при

формуванні сигналів з великою шириною спектру [1].

Відомо [1, 7], що цифрові методи формування сигналів базуються на використанні теореми Котельникова, відповідно до якої будь-який безперервний сигнал тривалістю  $\tau_c$  з найбільшою частотою спектра  $f_B = f_H + \Delta f_c$  при виборі інтервалу дискретизації  $\Delta t_{д.макс.} \leq 1/2 \cdot f_B$  з достатньою точністю можна відновити за його  $\tau_c / \Delta t_{д.макс.}$  дискретними значеннями. При цьому цифровий формувач сигналу здійснює обчислення і наступне формування в дискретні моменти часу вибіркового значень амплітуди (відліків) потрібного коливання. Перехід до безперервного вихідного сигналу здійснюється шляхом смугової аналогової фільтрації.

При практичному застосуванні теореми Котельникова необхідно вибрати інтервал дискретизації  $\Delta t_{д.}$  в 2...5 разів менший, ніж  $\Delta t_{д.макс.}$ . Збільшення величини  $\Delta t_{д.}$  в порівнянні з  $\Delta t_{д.макс.}$  призводить до збільшення помилок при відновленні безперервного сигналу за дискретними відліками. За способом дискретизації відрізняють два методи цифрового формування: метод формування з фіксованим тактом відліків і метод формування з фіксованим рівнем відліків. У разі реалізації методу формування з фіксованим тактом відліків формувач являє собою цифровий пристрій, який здійснює обчислення значень відліків  $U_i$  коливань  $u(t)$ , які надходять з рівномірним кроком за часом  $\Delta t_{д.} = \text{const}$ . Такий метод при формуванні ЛЧМ сигналу пояснюється епюрами, зображеними на рис. 4.11. Заданими є моменти часу відліків  $t_i$ , а обчислюються дискретні миттєві значення коливання  $U_i$ , яке формується. Тривалість всіх сходинок апроксимуючої ЛЧМ напруги однакова і може бути менша або рівною  $\Delta t_{д.} = 1/f_T$ , де  $f_T$  називається тактовою частотою.



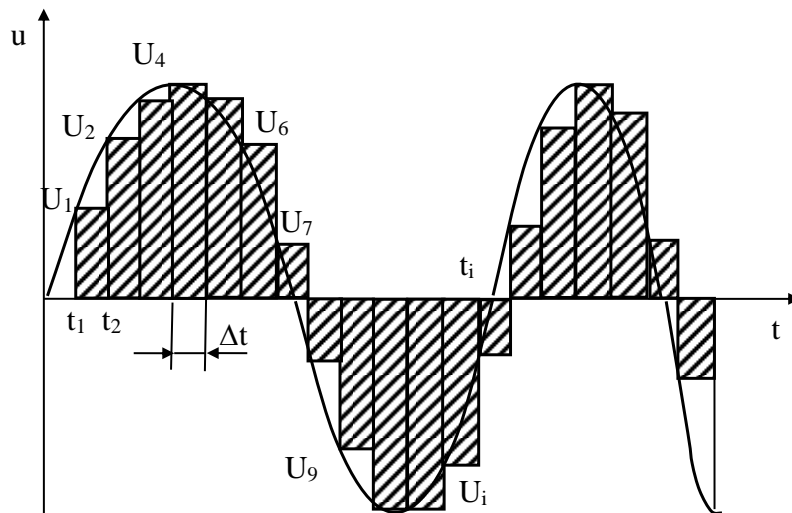


Рис. 4.11

Амплітудно-частотний спектр такої східчастої ЛЧМ напруги при  $\Delta t_d = 1/f_T$  зображений на рис. 4.12. Він складається з основних складових спектра з однаковими девіаціями частоти  $\Delta f_c = (f_B - f_H)$  в межах частот від  $f_H$  до  $f_B$ , від  $(f_T + f_H)$  до  $(f_T + f_B)$  і т.д. та інверсних (зі зворотним нахилом ЧМ) від  $(f_T - f_B)$  до  $(f_T - f_H)$ , від  $(2f_T - f_B)$  до  $(2f_T - f_H)$  і т.д. Виділення ЛЧМ складових спектра реалізується звичайним смуговим фільтром.

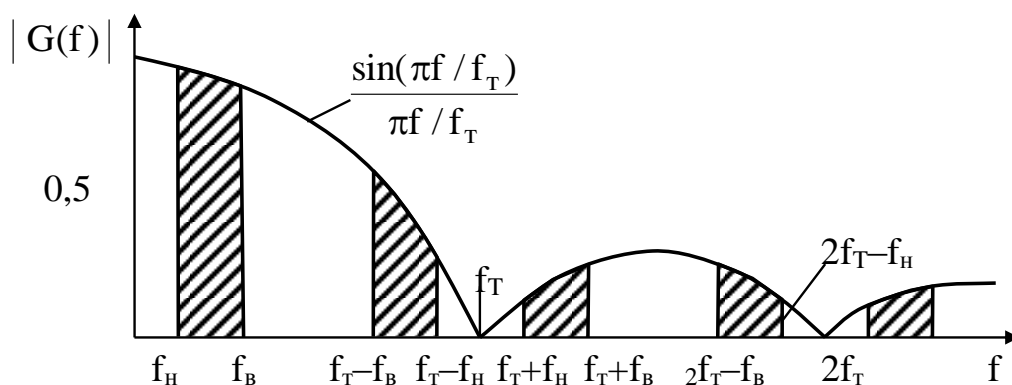


Рис. 4.12

При реалізації методу формування з фіксованим рівнем відліків відбувається обчислення моментів часу  $t_i$ , в яких вибірки мають певні фіксовані значення  $U_i$  (рис. 4.13). При цьому також формується східчаста апроксимуюча ЛЧМ напруга, але амплітуди сходинок та їх кількість на кожному елементарному періоді колювання є фіксованими, а тривалість змінюється від  $\Delta t_{\min}$  до  $\Delta t_{\max}$ .

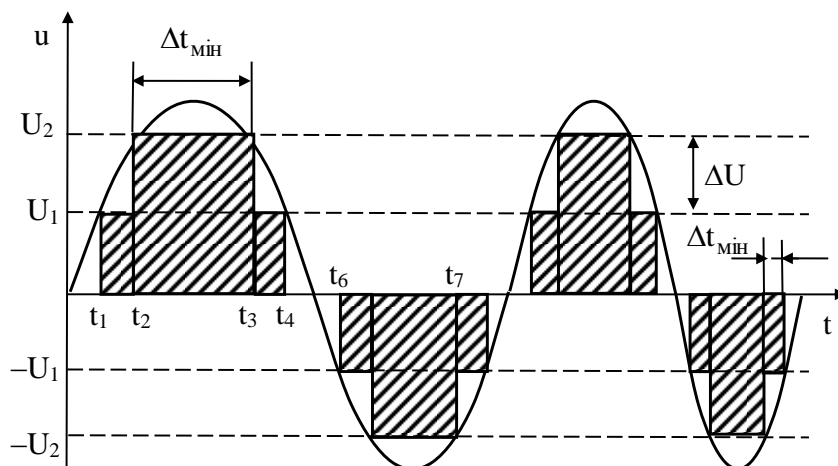


Рис. 4.13

Амплітудно-частотний спектр такої напруги має вигляд, який зображений на

рис. 4.14. Тут  $f_T^H = \frac{1}{\Delta t_{\text{макс}}}$  і  $f_T^B = \frac{1}{\Delta t_{\text{мін}}}$  – нижня і верхня еквівалентні тактові

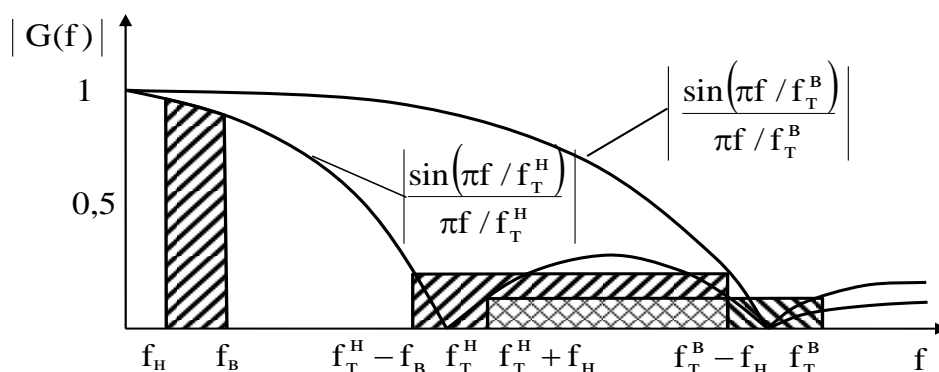


Рис. 4.14

частоти дискретної ЛЧМ напруги [1]. Спектр має неперіодичну структуру і складається з ЛЧМ складових, що перекриваються за частотою, з однаковим нахилом частотної модуляції. За допомогою звичайного смугового фільтру, можна отримати ЛЧМ сигнал у смузі частот від  $f_H$  до  $f_B$ , який відповідає тільки основній складовій спектра. Для виділення другої, третьої та інших складових потрібна одночасна селекція як за частотою, так і за часом, що значно ускладнює технічну реалізацію формувача. Тому на практиці використовують селекцію тільки за частотою і виділяють ЛЧМ коливання, яке відповідає основній складовій спектра.

### **Контрольні питання**

1. Яка модуляція відноситься до кутової модуляції?
2. Який параметр змінюється при фазовій модуляції у відповідності з повідомленням, що передається?
3. Яким виразом описується база сигналів з кутовою модуляцією?
4. Які методи формування сигналів відносять до активних аналогових методів?
5. Які основні недоліки пасивних методів формування сигналів?
6. Які основні недоліки методу формування КФМ сигналу з фазовою маніпуляцією керованих генераторів?
7. Які основні недоліки методу формування КФМ сигналу шляхом комутації підсилювальних каскадів з різними зсувами фаз?
8. Які переваги та недоліки цифрових методів формування сигналів?

## 5. ПРИЛАДИ НВЧ ІЗ ДИНАМІЧНИМ КЕРУВАННЯМ ЕЛЕКТРОННИМ ПОТОКОМ

### 5.1. Коливальні системи приладів НВЧ

Коливальні системи електровакуумних приладів НВЧ можна умовно розділити на вузькосмугові і широкосмугові. Як вузькосмугові коливальні системи використовуються об'ємні резонатори, в яких електричне і магнітне поля як би відділені в просторі один від одного (рис. 5.1). Найбільше поширення у діапазоні НВЧ отримали резонатори на основі прямокутних (рис. 5.1,а) та круглих (рис. 5.1,б) хвилеводів, замкнених з двох боків металевими пластинами, коаксіальні (рис. 5.1,в), тороїдальні (рис. 5.1,г), щілинні (рис. 5.1,д), резонатори типу щілина-отвір (рис. 5.1,е), трапецеїдальні (рис. 5.1,ж). У цих резонаторах частини площин, що розташовані на невеликій відстані одна від одної, утворюють еквівалентну ємність, в якій зосереджене електричне поле. В іншій частині об'єму, еквівалентної індуктивності контуру, зосереджене в основному магнітне поле. Концентрація високочастотного електричного поля в невеликій частині простору має надзвичайно важливе значення, оскільки передача енергії від електронного потоку в коливальну систему відбувається в багатьох приладах в результаті взаємодії рухомих електронів із змінним електричним полем [15].

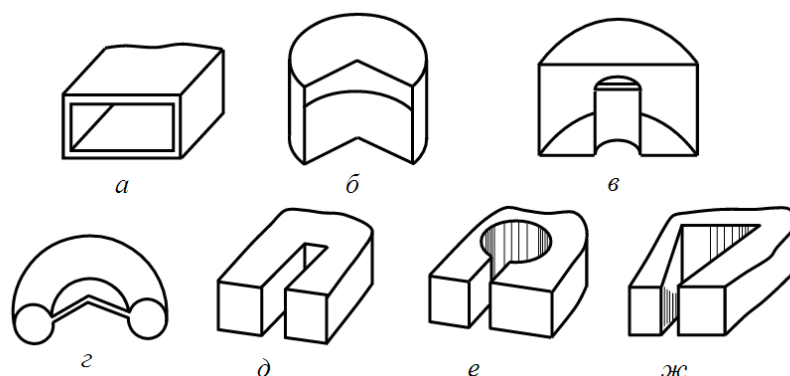


Рис. 5.1

У замкнених коливальних системах може виникнути безліч різних коливань, відмінних за частотою і, відповідно, розподілом електричного і магнітного полів всередині об'єму резонатора. Але, як правило, найбільшою інтенсивністю характеризується один з найпростіших видів коливань. Добротність замкнених

коливальних систем досить висока (порядку тисяч одиниць), так як електромагнітне поле зосереджене всередині оболонки, що створює резонатор. Сама оболонка металева або металізована всередині, служить екраном, і втрати на випромінювання практично відсутні. Втрати в самому резонаторі невеликі, так як внутрішню поверхню покривають звичайно тонким шаром металу з малим питомим опором (срібло або золото) і потім полірують для зменшення мікроскопічних нерівностей і скорочення шляху струму. Зв'язок навантаження з резонатором може бути індуктивним або ємнісним.

Як широкопasmові коливальні системи в НВЧ приладах застосовуються сповільнюючі системи, деякі типи яких показані на рис. 5.2 (.а – спіральна; б – гребінчаста; в – зустрічні штирі; г – ланцюг резонаторів щілина-отвір; д – резонатори щілина-отвір замкнені у кільце; є – лопаточного типу). Частіше за все одна з ліній сповільнюючої структури має гладку поверхню, а інша

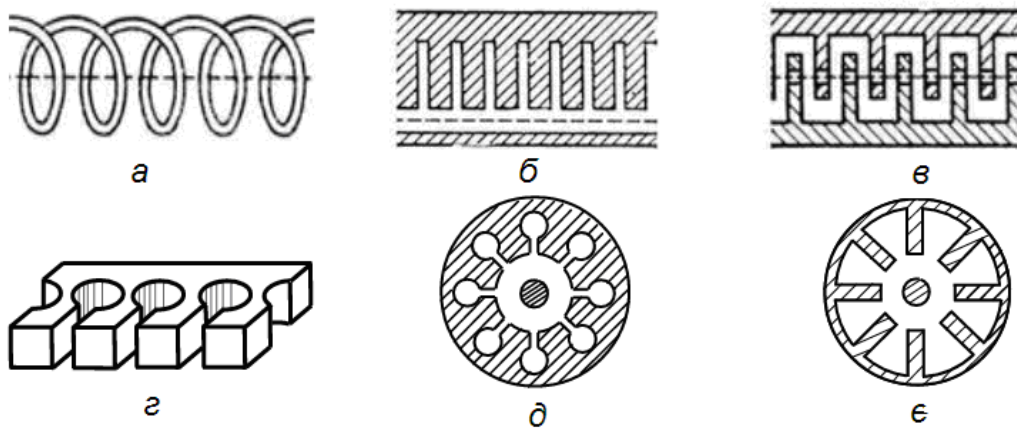


Рис. 5.2

характеризується рядом періодично повторюваних ділянок. Іноді (рис. 5.2, в) обидві лінії мають періодичну структуру. Гладку лінію називають звичайно основою або холодним катодом. Відстань між сусідніми ідентичними елементами сповільнюючої системи називається періодом структури (величина  $D$  на рис. 5.3).

Основне призначення сповільнюючої системи – зменшити швидкість поширення електромагнітної хвилі. Справа у тому, що ефективна взаємодія потоку електронів з полем хвилі може бути забезпечена тільки при умові приблизної

рівності фазової швидкості хвилі  $V_\phi$  і швидкості руху електронів. Швидкість руху електронів не перевищує сотих або десятих часток від величини швидкості світла  $C$ . Таким чином, фазова швидкість  $V_\phi$  хвилі повинна бути в декілька одиниць або десятків разів менше швидкості  $C$ . Відношення  $C/V_\phi$  називають *коефіцієнтом сповільнення системи*. Принцип сповільнення хвилі легко показати на прикладі спіральної сповільнюючої системи (рис. 5.3). При її збудженні від генератора НВЧ коливань хвиля розповсюджується по внутрішньому провіднику із швидкістю, що наближається до швидкості світла. Отже, за час проходження вздовж одного витка спіралі радіусом  $r$  шляху  $2\pi r$  хвиля переміститься вздовж осі системи лише на величину кроку спіралі  $D$ . Таким чином, коефіцієнт сповільнення  $\frac{C}{V_\phi} = \frac{2\pi r}{D}$ .

Коефіцієнт сповільнення тим більше, чим більше відношення довжини витка до кроку спіралі. Змінюючи радіус спіралі  $r$  і її крок  $D$ , можна в широких межах змінювати коефіцієнт сповільнення [15].

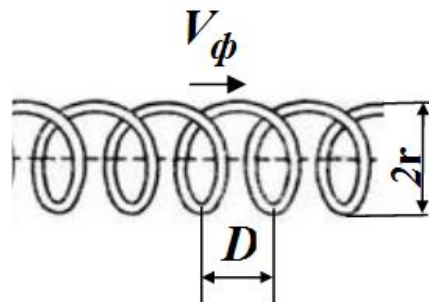


Рис. 5.3

Більш точний аналіз поширення електромагнітних хвиль вздовж спіралі показує, що спіраль має дисперсію, тобто фазова швидкість хвилі в спіралі залежить від частоти. Спіральна система має малу здатність розсіювати тепло і тому її неможливо використовувати в НВЧ приладах великої потужності. Більш високою здатністю розсіювати тепло володіє гребінчаста сповільнююча система (рис. 5.2, б).

Картина електричного поля в періодичній сповільнюючій системі може бути подана нескінченною сумою хвиль з однаковою частотою  $\omega$  і різними коефіцієнтами фази  $\beta_m$  [1].

$$E(z, t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} E_{zm}(x, y) e^{i(\omega t - \beta_m z)}, \quad (5.1)$$

де  $E_{zm}$  – амплітуди хвиль,

$$\beta_m = \beta_0 + \frac{2\pi m}{D}; m = 0, \pm 1, \pm 2. \quad (5.2)$$

Ці хвилі називаються просторовими гармоніками. Величина  $\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$  – коефіцієнт фази нульової просторової гармоніки. Всі просторові гармоніки змінюються у часі з частотою вхідного сигналу, а поява різних коефіцієнтів фази – це результат несинусоїдальної залежності поля  $E_z$  від координати  $Z$ . Просторові гармоніки існують тільки одночасно, представляючи реальне поле у сповільнюючій системі. Гармоніка  $m=0$  називається нульовою просторовою гармонікою,  $m=+1$  – плюс першої,  $m=-1$  – мінус першої і т.д. Гармоніки з  $m>0$  називаються позитивними, а з  $m<0$  – негативними. Фазова швидкість просторової гармоніки  $V_{\phi m} = \frac{\omega}{\beta_m}$ . Для позитивних  $m=+1, +2, \dots$   $V_{\phi m} > 0$ , тобто направлена вздовж осі  $Z$  і буде зменшуватися із зростанням номера гармоніки  $m$ . Для негативних  $m=-1, -2, \dots$   $V_{\phi m} < 0$ , тобто напрям фазової швидкості змінюється на зворотний. Абсолютна величина  $V_{\phi m}$  при  $m<0$  також зменшується із зростанням номера гармоніки. Таким чином максимальне значення фазової швидкості відповідає нульовій просторовій гармоніці, яку називають основною. Групова швидкість всіх просторових гармонік однакова і дорівнює груповій швидкості нульової гармоніки.

## 5.2. Клістриони

Клістрионами називають надвисокочастотні електронні прилади, що містять один або декілька об'ємних резонаторів і використовують принцип швидкісної модуляції електронного потоку. Клістриони застосовуються для посилення, генерування і множення частоти НВЧ коливань. Їх коливальні системи являють собою резонатори [15].

Розрізняють прольотні і відбивні клістриони. Відбивний клістрон має лише один резонатор і використовується у якості автогенератора НВЧ коливань, а

прольотні клістри – декілька резонаторів і можуть використовуватись у якості підсилювачів, помножувачів частоти і генераторів НВЧ коливань.

### 5.2.1. Прольотний клістрон

Розглянемо принцип роботи двохрезонаторного прольотного клістрону. На рис. 5.4,а наведена конструкція двохрезонаторного прольотного клістрона, а на рис. 5.4,б – умовне позначення.

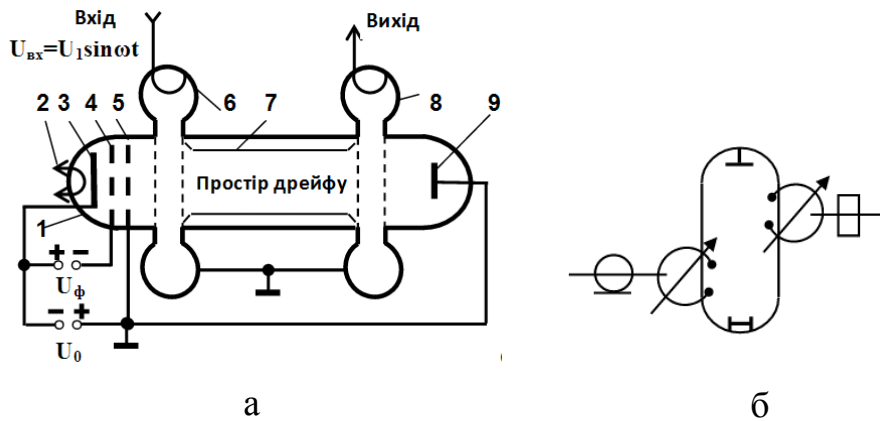


Рис. 5.4

Конструктивно всі складові клістрона розміщуються у вакуумному балоні - 1. До складу клістрона входить підігрівний катод -2,3, фокусуючий - 4 та прискорюючий -5 електроди, два об'ємні резонатори -6,8, фокусуючи система -7 та колектор - 8. Перший резонатор називається вхідним, або модулятором, а другий 8 - вихідним. Простір між ними називається простором дрейфу або групування. Електрони, які емітуються катодом 3, прискорюються постійною напругою  $U_0$  електрода 5 і потрапляють у зазор між сітками першого резонатора. Між ними зовнішнім сигналом створюється повздовжнє високочастотне електричне поле, яке періодично прискорює або сповільнює електрони, тобто модулює їх за швидкістю. У просторі дрейфу, завдячуючи різниці у швидкостях, відбувається групування електронів у згустки, тобто перетворення модуляції електронного потоку за швидкістю у модуляцію за щільністю. Модульований електронний потік перетинає зазор між сітками другого резонатора, викликаючи появу між його сітками електричного високочастотного поля, яке спричиняє гальмування згрупованих



електронів. У вихідному резонаторі кінетична енергія електронів, що гальмуються, перетворюється в енергію НВЧ коливань. Електрони, що пройшли через другий резонатор, попадають на колектор 9, де розсіюється у вигляді тепла частина кінетичної енергії, що залишилася у електронів. Проаналізуємо детальніше процеси в прольотному клістріні.

Для прискорення і сповільнення руху електронів, їх фокусування використовуються електричні поля, постійні у часі. Таке поле звичайно створюється між електродами, коли до них прикладена різниця потенціалів, тобто підключене джерело постійної напруги. Дія електричного поля на електрон характеризується вектором сили  $\vec{F}_e = -e\vec{E}$ , де  $e$  – заряд електрона, а  $\vec{E}$  — вектор напруженості електричного поля. В залежності від співвідношення напрямів руху електрона і вектора поля  $\vec{E}$  електрон прискорюється, гальмується або відхиляється від напрямку первинного руху.

Під дією електричного поля змінюється кінетична енергія електрона, збільшуючись або зменшуючись на значення, що визначається добутком заряду електрона  $e$  на різницю потенціалів  $U$  між початковою і кінцевою точками траєкторії, що розглядається  $mV^2/2=e \cdot U$  ( $m$  – маса електрона). Отже швидкість електрона визначається рівнянням  $V = \sqrt{\frac{2e}{m}U}$ . Тоді до сітки резонатора 6 всі електрони підлітають з однаковою швидкістю, що визначається прискорюючою напругою  $U_0$  [15]:

$$V_0 = \sqrt{2eU_0/m}. \quad (5.1)$$

Нехай між сітками вхідного резонатора (модуляційного проміжку) діє змінна напруга

$$u_{ex}(t) = U_1 \sin \omega t. \quad (5.2)$$

Коефіцієнт використання прискорюючої напруги  $\xi_1 = \frac{U_1}{U_0} \ll 1$  через те, що амплітуда вхідного модулюючого сигналу  $U_1$  набагато менша прискорюючої напруги  $U_0$ .

Сила височастотного електричного поля, що діє на електрон у модуляційному проміжку, дорівнює

$$eE = m \frac{dV}{dt}, \quad (5.3)$$

а напруженість електричного поля між сітками резонатора

$$E = \frac{u_{ex}(t)}{d_1} = \frac{U_1 \sin \omega t}{d_1}, \quad (5.4)$$

де  $d_1$  - відстань між сітками резонатора.

Підставляючи (5.4) у (5.3), отримаємо:

$$m \frac{dV}{dt} = e \frac{U_1 \sin \omega t}{d_1}. \quad (5.5)$$

Як бачимо рівняння (5.5) являє собою диференціальне рівняння із змінними, що розділяються, рішення якого можна знайти наступним чином:

$$\int_{V_0}^{V_d} m dV = \int_{t_0}^{t_d} e \frac{U_1 \sin \omega t}{d_1} dt,$$

де  $t_0$  – час входу електрона у модуляційний проміжок;

$t_d$  – час виходу електрона з модуляційного проміжку;

$V_d$  – швидкість електрона на виході з модуляційного проміжку.

Тоді

$$m(V_d - V_0) = e \frac{U_1}{\omega d_1} (\cos \omega t_0 - \cos \omega t_d). \quad (5.6)$$

Знайдемо  $V_d$  з виразу (5.6):

$$V_d = V_0 + \frac{2eU_1}{m\omega d_1} \sin \frac{\omega(t_d - t_0)}{2} \sin \frac{\omega(t_d + t_0)}{2}. \quad (5.7)$$

Позначимо час, за який незбурений електрон через  $\tau_d(0) = t_d - t_0 = \frac{d_1}{V_0}$ . Незбуреним

його називають тому, що він долає модуляційний проміжок при нульовій фазі НВЧ поля між сітками резонатора. Помножимо та поділимо другий доданок рівняння (5.7) на  $U_0$ , тоді:

$$V_d = V_0 + V_0 \xi_1 \frac{\sin(\omega \tau_d(0)/2)}{\omega \tau_d(0)} \sin \omega t_1, \quad (5.8)$$

де  $t_1 = \frac{t_d + t_0}{2}$  – час проходження незбуреним електроном середини модуляційного проміжку.

Помножимо та поділимо другий доданок рівняння (5.8) на два, тоді:

$$V_d = V_0 + 0,5V_0\xi_1 \frac{\sin(\omega\tau_d(0)/2)}{\omega\tau_d(0)/2} \sin \omega t_1 = V_0 + 0,5V_0\xi_1 M_1 \sin \omega t_1, \quad (5.9)$$

де  $M_1 = \frac{\sin(\omega\tau_d(0)/2)}{\omega\tau_d(0)/2}$  – коефіцієнт ефективності взаємодії електронного потоку з

НВЧ полем резонатора.

З аналізу виразу (5.9) виходить, що швидкість електронів на виході з резонатора містить сталу складову  $V_0$  і змінну складову, яка змінюється за законом модулюючого сигналу (5.2) з амплітудою  $V_1 = 0,5V_0\xi_1 M_1$ , тобто:

$$V_d = V_0 + V_1 \sin \omega t. \quad (5.10)$$

Параметр  $M_1$  враховує вплив часу прольоту електроном модуляційного проміжку на зміну його швидкості на виході резонатора, а величина  $0,5\xi_1 M_1$  характеризує глибину модуляції за швидкістю. Залежність коефіцієнта  $M_1$  від кута прольоту електроном модуляційного проміжку  $\theta = \omega\tau_d(0)$  показана на рис. 5.5. Кут прольоту чисельно дорівнює величині зміни фази НВЧ поля за час прольоту електроном модуляційного проміжку. При значеннях  $\theta$ , що дорівнюють

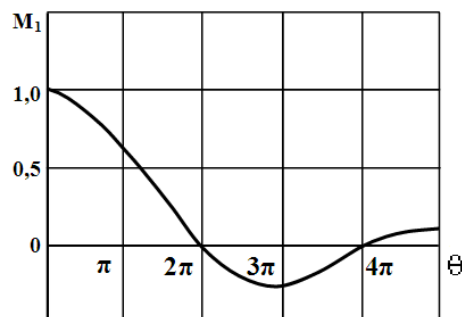


Рис. 5.5

$2\pi, 4\pi, \dots$  коефіцієнт взаємодії дорівнює нулю, оскільки час прольоту в зазорі при даних  $\theta$  складає  $T, 2T, \dots$  і прискорення, яке отримує електрон у прискорюючій

фазі НВЧ поля компенсується гальмуванням у іншому напівперіоді поля. Модуляція за швидкістю тим сильніше, чим менше  $\theta$ , тобто чим вужче зазор. Типові значення кута прольоту лежать у межах  $\pi/2, \dots, \pi$ , при яких коефіцієнт  $M_1 = 0,9, \dots, 0,6$ . Таким чином, у результаті взаємодії з НВЧ полем у зазорі резонатора швидкість електрона після прольоту через модуляційний проміжок змінюється із частотою  $\omega$  і залежить від величини і полярності НВЧ напруги, а також від довжини зазору і значення прискорюючої напруги.

Протягом одного напівперіоду електрони будуть виходити із зазору із збільшеними швидкостями, а протягом іншого – із зменшеними, порівняно із швидкістю незбуреного електрону. Це призводить до того, що на деякій відстані від зазору швидкі електрони доганяють більш повільні. Внаслідок цього модульований за швидкістю потік електронів перетворюється в модульований за щільністю потік, що характеризується наявністю згустків і розряджень у просторі дрейфу.

Розглянемо просторово-часову діаграму руху електронів у просторі дрейфу в двохрезонаторному клістріні, що зображена на рис 5.6. По вертикальній вісі (див. рис. 5.6,а) відкладена відстань  $Z$  в просторі дрейфу, а по горизонтальній – час. У нижній частині рисунка зображена змінна високочастотна напруга у зазорі вхідного резонатора (див. рис. 5.6,б).

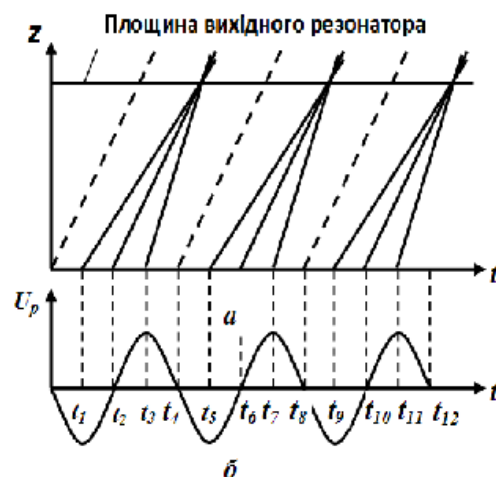


Рис. 5.6

Графік руху кожного електрона являє собою пряму, нахил якої визначається швидкістю електрона. До модулятора електронний потік є однорідним по щільності

і швидкості. Точки перетину прямих з віссю часу визначають вхідну фазу електронів в простір дрейфу. Діаграма наочно показує, що в потоці електронів утворюються згустки і розрядження. Для тих електронів, які проходять модуляційний проміжок у гальмуючій фазі високочастотного поля, нахил прямих зменшується, а для тих, що потрапляють у прискорюючу фазу поля - збільшується. У результаті прямі сходяться, що власно і свідчить про групування електронів. У кожному періоді коливань утвориться один згусток, в центрі якого знаходиться незбурений електрон, що пройшов через зазор в момент переходу фази високочастотного поля через нуль від гальмуючої до прискорюючої.

Будемо вважати рух електронів у просторі дрейфу довжиною  $L$  чисто інерційним, нехтуючи дією сил відштовхування. Розглянемо, який існує зв'язок при синусоїдальній швидкісній модуляції, між моментами приходу електронів у другий резонатор  $t_2$  і моментом проходження їх через перший  $t_1$ . Очевидно, що

$$t_2 = t_1 + \frac{L}{V_d}. \quad (5.11)$$

Підставляючи (5.10) в (5.11), отримаємо:

$$t_2 = t_1 + \frac{L}{V_0} (1 + 0,5M_1\xi_1 \sin \omega t_1)^{-1}.$$

У підсилювальних клістродах  $\xi_1 \ll 1$ , тому, розкладаючи в ряд по малому параметру  $0,5\xi_1 M_1$  і залишаючи в ньому два перших члени, отримаємо:

$$t_2 = t_1 + \frac{L}{V_0} (1 - 0,5M_1\xi_1 \sin \omega t_1).$$

Помножимо обидві частини рівняння на  $\omega$ , отримаємо:

$$\omega t_2 = \omega t_1 + \frac{\omega L}{V_0} - \frac{0,5\omega L}{V_0} M_1 \xi_1 \cdot \sin \omega t_1.$$

Коефіцієнт при  $\sin \omega t_1$  позначимо через  $X$

$$X = \frac{0,5\omega L}{V_0} M_1 \xi_1 = 0,5\omega\tau_0 M_1 \xi_1,$$

де  $\tau_0 = L/V_0$  – час прольоту до певного перетину простору дрейфу незбуреним електроном. Величина  $X$  носить назву параметра групування, який показує на скільки щільно зійшлися електрони у згустки. Тоді:

$$\omega t_2 - \theta_0 = \omega t_1 - X \sin \omega t_1, \quad (5.12)$$

де  $\theta_0 = \omega \tau_0$  – кут прольоту в просторі дрейфу незбуреного електрону. Це рівняння визначає фазу прибуття  $\omega t_2$  електрона до другого зазору. Якщо відсутня модулююча напруга ( $U_1 = 0$ ), то  $X=0$ . У цьому випадку  $\omega t_2 - \theta_0 = \omega t_1$  і фаза прибуття електрона в другий зазор лінійно пов'язана з фазою проходження його через перший зазор. Електрони при цьому не групуються і має місце тільки однакове запізнення всіх електронів за фазою.

Нехай через певний перетин простору дрейфу проходить група електронів із зарядом  $\Delta q_1$ , що пролітають перший резонатор за час  $\Delta t_1$ . У цьому перетині *конвекційний струм*

$$i_1 = \Delta q_1 / \Delta t_1. \quad (5.13)$$

Аналогічно заряд групи електронів  $\Delta q_2$ , що пролітають другий резонатор за час  $\Delta t_2$  створює у просторі дрейфу конвекційний струм

$$i_2 = \Delta q_2 / \Delta t_2. \quad (5.14)$$

Якщо розглядається одна і та ж група електронів, то

$$\Delta q_1 = \Delta q_2 \quad (5.15)$$

Використовуючи (5.13), (5.14) і (5.15), отримаємо

$$i_2 = \frac{i_1}{\Delta t_2 / \Delta t_1}, \quad (5.16)$$

або

$$i_2 = \frac{i_1}{dt_2 / dt_1} = \frac{I_0}{dt_2 / dt_1}. \quad (5.17)$$

Струм  $i_1$  дорівнює постійному струму променя катоду  $I_0$  (стала складова конвекційного струму), так як в першому резонаторі ще не відбувається групування електронів. Похідну в (5.17) можна визначити з (5.12)

$$\omega dt_2 = \omega dt_1 - \omega X \cos \omega t_1 dt_1;$$

$$\frac{dt_2}{dt_1} = 1 - X \cos \omega t_1. \quad (5.18)$$

Підставляючи (5.18) в (5.17), отримуємо вираз для визначення конвекційного струму у зазорі вихідного резонатора:

$$i_2 = \frac{I_0}{1 - X \cos \omega t_1}. \quad (5.19)$$

Залежність форми конвекційного струму від часу  $t_2$  при декількох значеннях параметра групування  $X$  показані на рис. 5.7. При  $X < 1$  форма струму близька до синусоїдальної. При  $X_1 \geq 1$  форма конвекційного струму  $i_2$  несинусоїдальна і являє собою періодичну функцію часу, яка може бути представлена рядом Фур'є [15]

$$i_2(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega(t - \tau_0)),$$

де амплітуда гармоніки струму з номером  $n$

$$I_n = 2I_0 J_n(nX), \quad (5.20)$$

виражається через функцію Бесселя першого роду  $n$ -го порядку  $J_n(nX)$ , яка наведена на рис. 5.8. Вихідний резонатор є вузько смужовою коливальною системою і буде ефективно взаємодіяти в основному лише з однією з гармонічних складових конвекційного струму, частота якого близька до частоти, на яку настроєний резонатор. Тому вихідний резонатор клістрона необхідно розміщувати в такому місці простору дрейфу, де максимальна відповідна гармоніка струму.

Аналіз рівняння (5.20) та графіків, що наведені на рис. 5.8, показує, що максимум першої ( $n=1$ ) гармоніки  $I_1$  буде досягатися при максимумі функції Бесселя  $J_1(X)=0,58$ , а саме при  $X=1,84$ . Тому значення параметра групування  $X=1,84$  називається *оптимальним* для першої гармоніки конвекційного струму частоти  $\omega$ . Оскільки в клістроні довжина простору дрейфу  $L$  фіксована, то параметр групування  $X$  можна змінювати шляхом зміни напруги  $U_0$  або амплітуди зовнішнього модулюючого сигналу  $U_1$ , отримуючи при цьому максимальне

значення певної гармоніки конвекційного струму в місці розташування вихідного резонатора.

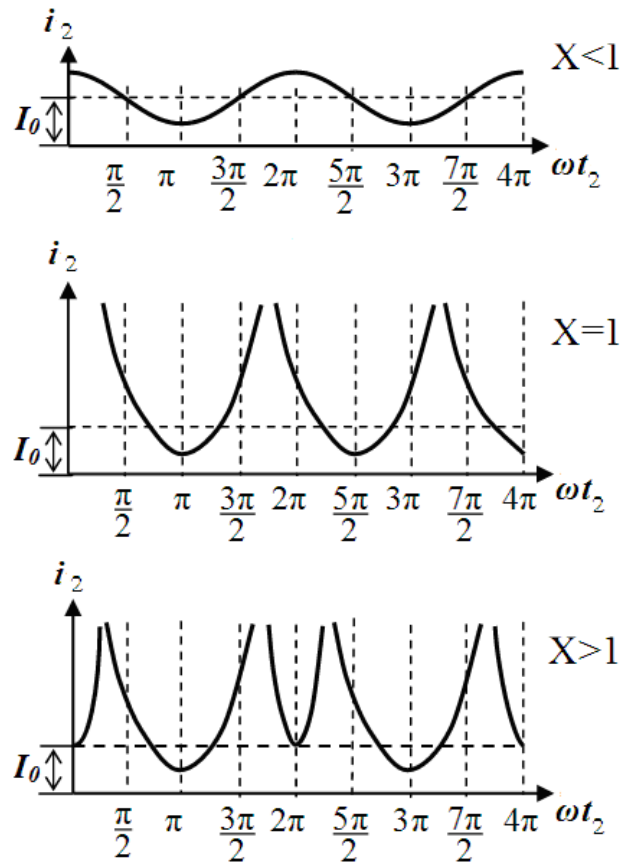


Рис. 5.7

Модульований за щільністю електронний потік перетинає зазор між сітками другого резонатора, викликаючи появу, так званого, *наведеного струму*, який визначається усередненим по зазору конвекційним струмом.

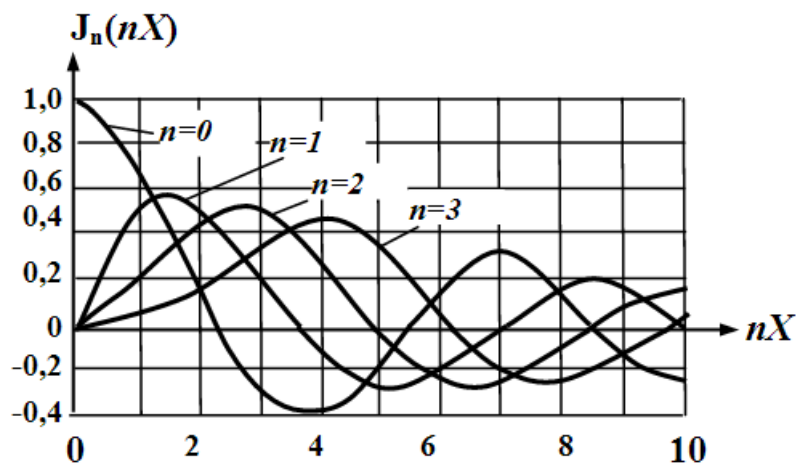


Рис. 5.8



Амплітуда першої гармоніки наведеного струму дорівнює:

$$I_{H1} = M_2 I_1 = M_2 2I_0 J_1(X),$$

де  $M_2$  – коефіцієнт ефективності взаємодії електронного потоку з НВЧ полем другого резонатора, аналогічний коефіцієнту  $M_1$ .

Наведений струм викликає появу між сітками другого резонатора електричного високочастотного поля з амплітудою  $U_2$ , яке спричиняє гальмування згрупованих електронів. При цьому середня за період високочастотних коливань потужність, яка виділяється у вихідному резонаторі першою гармонікою наведеного струму,

дорівнює  $P = \frac{I_{H1} U_2}{2} = M_2 I_0 J_1(X) U_2$ . Враховуючи, що потужність, яка

підводиться до клістрона визначається виразом  $P_0 = I_0 U_0$ , можна отримати вираз для електронного ККД клістрона для першої гармоніки:

$$\eta = \frac{P}{P_0} = M_2 J_1(X) U_2 / U_0.$$

Максимальне значення функції Бесселя  $J_1(X)=0,58$ . При цьому амплітуда першої гармоніки  $I_1 = 1,16I_0$ . Оскільки коефіцієнт  $M_2 \approx 1$ , а  $U_2 / U_0 \approx 0,5$ , то максимальний теоретичний ККД  $\eta_{max} \approx 0,3$ . Реальний ККД двохрезонаторного клістрона, що враховує втрати в коливальній системі, часткове осідання електронів на сітках резонаторів (коефіцієнт прозорості сіток  $K_{\pi}=0,4\dots,0,6$ ), набагато менше і становить (15,...,20) %. Максимальне значення коефіцієнта підсилення за потужністю двохрезонаторного клістрона не перевищує **10,...,15 дБ** [5]. Для досягнення більшого посилення і підвищення ККД використовують багаторезонаторні клістри.

Розглянемо особливості роботи багаторезонаторних клістронів на прикладі трьохрезонаторного, який показаний на рис. 5.9. Конструкція трьохрезонаторного клістрона, що наведена на рис. 5.9,а, та умовне позначення (див. рис. 5.9,б) багато в чому схожі із двохрезонаторним, але між вхідним 6 і вихідним 9 резонаторами розташовується ще один проміжний ненавантажений резонатор 8. Електронний потік, що потрапляє у зазор проміжного резонатора, є частково згрупованим. Так як

проміжний резонатор ненавантажений, то у ньому виникають високочастотні коливання із більшою амплітудою, ніж у першому резонаторі, добротність якого нижче. У проміжному резонаторі електрони додатково модулюються за швидкістю, що дозволяє істотно поліпшити їх групування і підвищити ефективність взаємодії електронного потоку з полем вихідного резонатора. Тому додавання проміжного резонатора збільшує коефіцієнт підсилення клістрона. На практиці кількість проміжних резонаторів може бути від 3 до 6 при коефіцієнті підсилення за потужністю до **10 дБ** на кожній резонатор. Крім того замість сіток використовують отвори із коефіцієнтом прозорості  $K_n=0,6\dots,0,9$ . Тому на практиці коефіцієнт підсилення за потужністю більшості клістронів досягає **40 дБ**. Для окремих зразків клістронів отримано коефіцієнт підсилення за потужністю до 90 дБ. Реальний ККД багаторезонаторних клістронів становить **35,....,40 %**. Робоча частота клістронів, що виробляються промисловістю знаходиться в межах **0,2,....,40 ГГц**. Багаторезонаторні клістриони широко застосовуються у вихідних каскадах передавачів дециметрових і сантиметрових хвиль. Максимальна вихідна потужність у безперевному режимі до 1 МВт і до 50 МВт – у імпульсному.

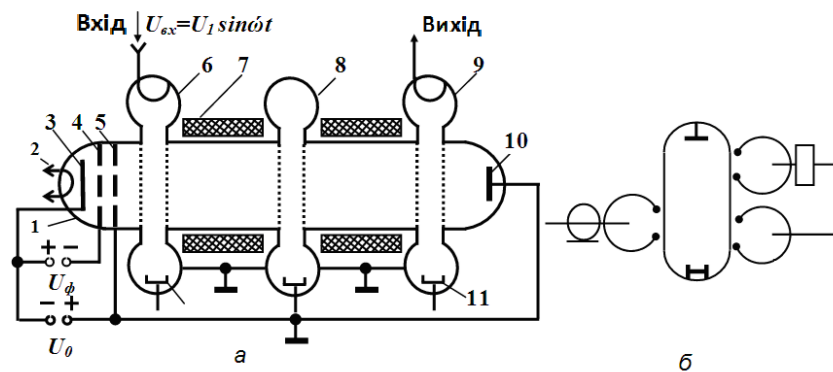


Рис. 5.9

Смуга пропускання клістронів складає **5,....,7%** відносно робочої частоти. Можлива механічна перебудова робочої частоти у сантиметровому діапазоні до 20% і в дециметровому – до 50%.

Крім того, як відомо, конвекційний струм клістронів містить велике число вищих гармонік, інтенсивність яких залежить від значення параметра групування  $X$  (див. рис. 5.8). Це дозволяє використовувати клістриони для ефективного множення

частоти в декілька разів. Помножувач частоти на основі двохрезонаторного клістрона зазвичай має коефіцієнт множення частоти від 3 до 10. При отриманні великих значень коефіцієнта множення вихідна потужність стає дуже малою. Коефіцієнт корисної дії помножувальних клістронів становить декілька відсотків.

### 5.2.2. Відбивний клістрон

Відбивні клістрони (рис. 5.10,а– конструкція; б – умовне позначення) призначені для генерування НВЧ коливань малої потужності. Клістрон має тільки один об'ємний резонатор 5, який повинен виконувати дві функції: модулювати електронний потік за швидкістю і відбирати НВЧ енергію від модульованого за щільністю електронного потоку. За резонатором розташований відбивач 6, на який по відношенню до катода подана негативна напруга. Потужність коливань, що генеруються клістроном, виводиться з резонатора за допомогою петлі зв'язку. Швидкість електронів перед резонатором визначається прискорюючою напругою  $U_0$ . Потік електронів від катода, що розганяється прискорюючою напругою, проходить через сітки резонатора. Внаслідок флуктуацій електричного потоку в резонаторі наводяться слабкі коливання. Електронний потік модулюється за швидкістю електричним полем цих коливань і поступає в простір між зазором резонатора і відбивачем. Так як на відбивач подана негативна напруга, то електрони попадають в гальмуюче поле і повертаються назад, проходячи другий раз через зазор резонатора в зворотному напрямі.

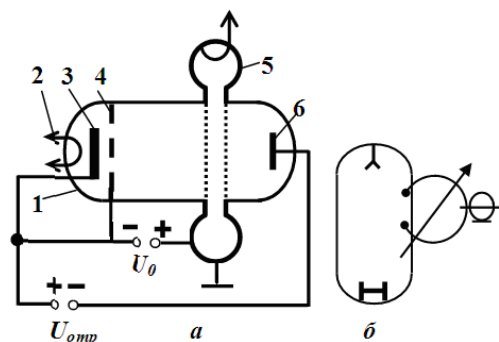


Рис. 5.10

При прямуванні електронного потоку в просторі між зазором резонатора і відбивачем електронний потік перетворюється з модульованого за швидкістю в

модульований за щільністю. Згрупований згусток електронів гальмується в зазорі резонатора і віддає частину своєї кінетичної енергії полю резонатора [5]. Розглянемо рух електронів у постійному гальмуючому полі за допомогою просторово-часової діаграми, що наведена на рис. 5.11. Нехай в режимі стаціонарних коливань між сітками резонатора існує напруга  $U_p(t)$ . Електрон зі швидкістю  $V_d$  попадає в простір між резонатором і відбивачем довжиною  $d$ , де на нього діє електричне поле напруженістю  $E=(U_0+U_{отр})/d$ . Під дією поля напруженістю  $E$  електрон рухається у постійному гальмуючому полі до певної точки, в якій швидкість його дорівнюватиме нулю і почне рух в зворотному напрямі. Електронні згустки утворюються відносно незбурених електронів 2, що виходять з резонатора в момент часу, коли  $U_p(t)=0$  при переході від прискорюючого до гальмуючого напівперіоду НВЧ поля. Електрон 1, що вийшов раніше і потрапив у прискорюючу фазу поля у резонаторі, збільшує свою швидкість і долає більшу відстань  $Z$  у гальмуючому полі, тобто летить більше часу, ніж електрон 2, і може повернутися в зазор майже одночасно з ним. Електрон 3, вийшовши із зазору пізніше за електрон 2 і потрапивши у гальмуючу фазу поля у резонаторі, зменшує свою швидкість і долає меншу відстань  $Z$  у гальмуючому полі. Через зменшення часу прольоту він може повернутися в резонатор майже одночасно з електроном 2. На цій відмінності часу прольоту прискорених і уповільнених електронів засновано групування електронного потоку у відбивному клістріні. Для того щоб згрупований електронний потік віддавав частину своєї кінетичної енергії високочастотному полю резонатора і підтримував коливання в резонаторі згустки електронів повинні повертатися в резонатор в межах гальмуючої фази НВЧ поля у зазорі. При цьому прискорюючий напівперіод, для електронів, що рухаються від катода, одночасно буде гальмуючим для електронів, що повертаються в резонатор під дією напруги на відбивачі.

Якщо електрон повертається в резонатор при максимальному значенні гальмуючого поля, то кінетична енергія, що віддається ним максимальна. Очевидно, що згусток віддасть найбільшу енергію НВЧ полю з частотою коливань  $\omega=2\pi/T$ , якщо центральний незбурений електрон повертається до резонатора в момент

максимуму гальмуючого поля. Отже, як видно з рис. 5.8, для забезпечення цієї вимоги для незбуреного електрона час прольоту у постійному гальмуючому полі має дорівнювати  $\tau_0 = T(n - \frac{1}{4})$ , а отже оптимальний кут прольоту

$$\theta_0 = \omega\tau_0 = 2\pi(n - \frac{1}{4}), \quad (5.21)$$

де  $n=1,2,\dots$  – ціле число, яке показує в який напівперіод гальмуючого поля повертаються електронні згустки у зазор резонатора і має назву *номера зони генерації*.

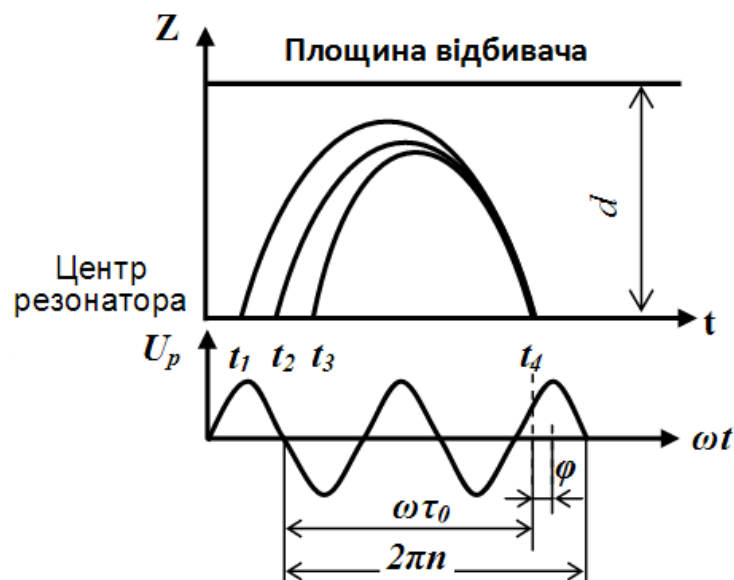


Рис. 5.11

Умову (5.21) також називають *умовою синхронізму* роботи відбивного клістрону. Умова синхронізму може виконуватись для різних *зон генерації*, яким відповідають різні значення напруги на відбивачі  $U_{отр}$ . На рис. 5.12 показані просторово-часові діаграми, що відповідають виконанню умов синхронізму у зонах генерації  $n=1,2,3$ . Зі зростанням номера  $n$  необхідне абсолютне значення напруги  $|U_{отр}|$  зменшується. Цей висновок очевидний, оскільки, чим більше номер  $n$ , тобто більше кут прольоту  $\theta_0$ , тим слабше повинно бути гальмуюче поле, що створюється відбивачем. Передача енергії від електронного згустку НВЧ полю резонатора повинна погіршуватись, якщо кут прольоту відрізняється від оптимального, і

повністю припиниться, якщо незбурений електрон, що є центром згустку, повертається в резонатор в моменти коли гальмування електронів відсутнє, тобто при  $\theta_0 - \pi/2$  або  $\theta_0 + \pi/2$ . Таким чином, поблизу кожного оптимального кута прольоту є область значень  $\pm \pi/2$ , в межах якої можлива передача енергії від електронного потоку НВЧ полю і генерація коливань. Отже, є ряд областей значень  $U_{отр}$ , які відповідають різним номерам  $n$ , в межах яких можлива генерація коливань.

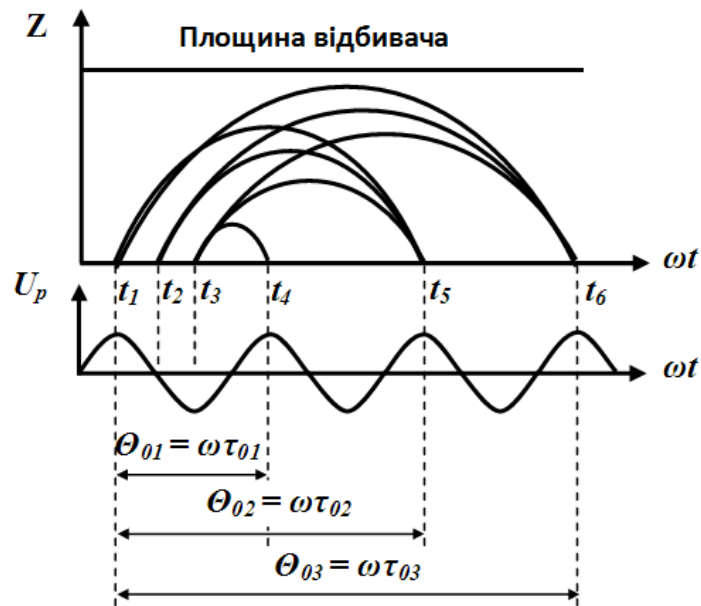


Рис. 5.12

Тому залежність потужності коливань від напруги на відбивачі має зонний характер (рис. 5.13, а). У центрі кожної зони потужність коливань максимальна і відповідає повертанню згустку електронів у момент максимального гальмуючого поля у зазорі резонатора. Як видно з рис. 5.13,б у кожній зоні генерації при зміні напруги на відбивачі відбувається також зміна частоти коливань, що генеруються. Це явище отримало назву *електронної перебудови частоти*. Явище електронної перебудови можна пояснити так. Якщо кут прольоту відповідає оптимальному значенню, то частота коливань буде для всіх зон дорівнювати власній частоті резонатора  $f_0$ . Якщо збільшити напругу на відбивачі, то прольотний час електронів зменшиться і електронні згустки будуть частіше повертатися у резонатор і частота коливань, що генеруються підвищиться. При зменшенні напруги на відбивачі частота коливань

зменшується. Електронна перебудова характеризується *крутістю* – відношенням зміни частоти коливань, що генеруються, до зміни напруги на відбивачі.

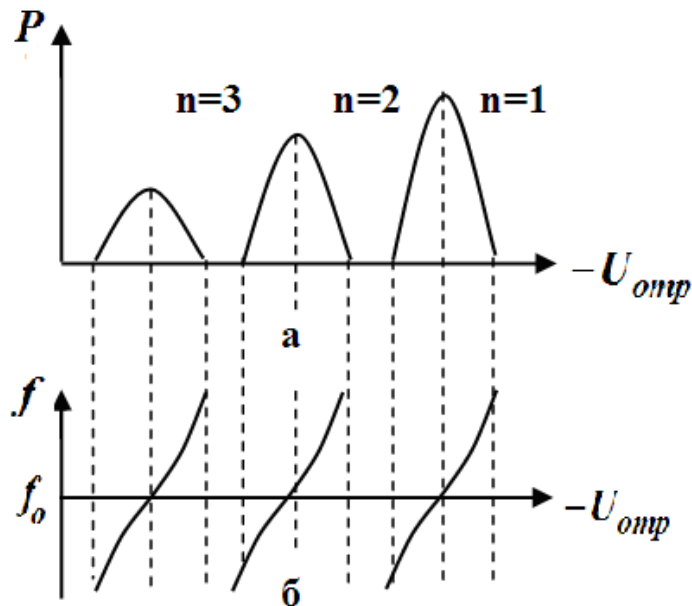


Рис. 5.13

Електронна перебудова характеризується діапазоном  $\Delta f$ , в межах якого вихідна потужність змінюється на 3 дБ відносно максимального значення потужності в даній зоні. Діапазон електронної перебудови відбивних клістронів звичайно складає біля **0,5,...,3%** відносно середньої частоти  $f_0$ . Крутість електронної перебудови складає 0,5,...,1 МГц/В для дециметрового та до 5 МГц/В – для сантиметрового діапазону хвиль. Механічна перебудова до **50 %** відносно середньої частоти  $f_0$ . Потужність відбивних клістронів коливається від одиниць мВт до одиниць Вт. Діапазон частот, для якого виготовляються відбивні клістроны – **0,5,...,30 ГГц**. Реальні значення коефіцієнта корисної дії відбивного клістроны не перевищує **2%**.

### 5.3. Широкопasmові НВЧ прилади "О"-типу

У клістроні електрони віддають частину своєї кінетичної енергії високочастотному полю на протязі короткого проміжку часу, тому для підвищення ефективності взаємодії електронів з високочастотним полем резонатора необхідно збільшувати амплітуду високочастотного електричного поля в зазорі резонатора, що досягається збільшенням його добротності, що призводить до звуження робочої смуги частот. Широкопasmові прилади використовують принцип безперервної

тривалої взаємодії електронного потоку з полем електромагнітної хвилі, що розповсюджується вздовж нерезонансної коливальної системи. Приладами такого типу є лампа біжучої хвилі типу "О" (ЛБХО) і лампа зворотної хвилі типу "О" (ЛЗХО) [15].

### 5.3.1. Підсилювач на лампі біжучої хвилі

Лампою біжучої хвилі типу "О" (ЛБХО) називають електронний прилад НВЧ діапазону, в якому використовується тривала взаємодія потоку електронів з прямою гармонікою сигналу (біжучою хвилею), що розповсюджується вздовж сповільнюючої системи. На рис. 5.14,а схематично представлено конструкцію ЛБХО, а на рис. 5.14,б – умовне позначення. Електронна гармата у складі підігрівного катоду 2,3 та фокусуєчого електроду 4 формує електронний промінь визначеної інтенсивності. Швидкість електронів визначається напругою прискорення  $U_0$ , що прикладається до прискорюючого електроду 5. За допомогою фокусуєчої системи 8, що створює повздовжнє магнітне поле, забезпечується необхідний поперечковий перетин променя на всьому шляху вздовж сповільнюючої системи 7. У ЛБХО електронна гармата, спіральна сповільнююча система і колектор 11 розміщуються в металоскляному або металокерамічному балоні 1, а фокусуєчий соленоїд 8 розташовується зовні. На вхід 6 поступає НВЧ сигнал, який посилюється в приладі і з виходу 9 передається у навантаження. Узгоджуючий

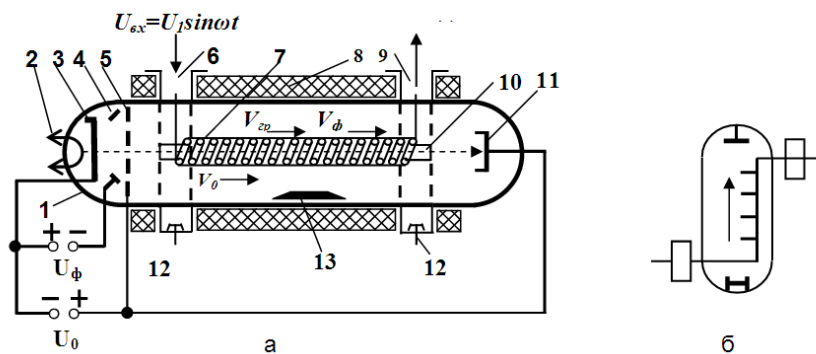


Рис.5.14

пристрій 10 здійснює узгодження сповільнюючої системи з виходом приладу для забезпечення режиму біжучої хвилі. Підстроювання вхідного та вихідного пристроїв здійснюється за допомогою поршнів 12. ЛБХО може перестати виконувати функції



підсилювача у разі виникнення внутрішнього зворотного зв'язку через відбиття електромагнітної хвилі від кінців сповільнюючої системи, при недостатньому узгодженні. Для усунення самозбудження вводиться поглинач 13, який може бути виконаний у вигляді стрижня з поглинаючої кераміки або у вигляді шару графіту. Наочне уявлення про взаємодію електронів з полем біжучої хвилі дає просторово-часова діаграма (рис. 5.15). На рис. 5.15 суцільними лініями показане зміщення відносно біжучої хвилі електронів, що рухаються з фазовою швидкістю хвилі, а пунктирними – рух електронів при відсутності поля хвилі. Процес групування залежить від співвідношення швидкості електронів  $V_0$  і швидкості біжучою хвилі  $V_\phi$ . Якщо  $V_0 = V_\phi$ , то електрони групуються в області нульового значення високочастотного поля (рис. 5.15, а) і електронний потік не обмінюється енергією з біжучою хвилею. Якщо  $V_0 < V_\phi$ , то електрони відстають від біжучої хвилі і групуються в області прискорюючого півперіоду високочастотного поля (рис. 5.15, б), яке збільшує швидкість електронів. У результаті вихідний сигнал не посилюється, а послабляється. Якщо  $V_0 > V_\phi$ , то електрони групуються в області гальмуючого півперіоду високочастотного поля (рис. 5.15, в), де їх рух сповільнюється, і вони передають частину своєї кінетичної енергії біжучій хвилі. У приладах з тривалою взаємодією потоку електронів з біжучою хвилею, що розповсюджується вздовж сповільнюючої системи, так само як і в клістронах, використовується модуляції електронного потоку як за швидкістю, так і за щільністю.

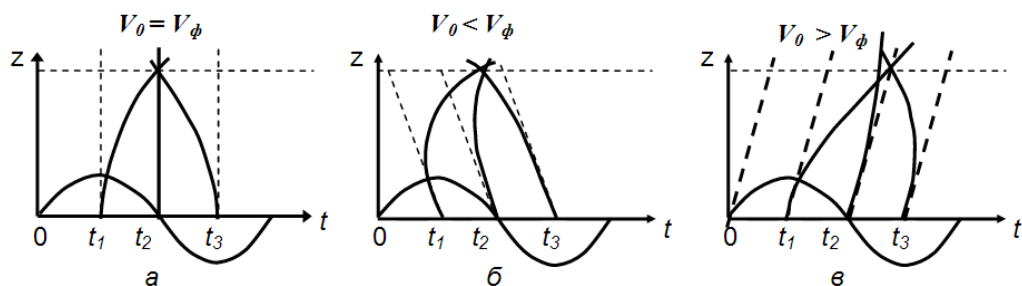


Рис. 5.15

При порівняно слабкому вхідному сигналі в результаті тривалої взаємодії електронів з полем біжучої хвилі відбувається необхідне групування електронів.

Для ефективної взаємодії електронів з біжучою хвилею треба, щоб швидкість електрона  $V_0$  приблизно дорівнювала фазовій швидкості електромагнітної хвилі  $V_\phi$  в напрямку руху електронів. Це називається умовою *фазового синхронізму*. Амплітуда електромагнітної хвилі по мірі поширення вздовж сповільнюючої системи буде зростати. Тому необхідною умовою посилення ЛБХ є таке співвідношення між швидкостями  $V_0$  і  $V_\phi$ , при якому швидкість електронів  $V_0$  трохи перевищує швидкість біжучою хвилі. Оскільки швидкість електронів в процесі взаємодії з полем буде зменшуватися, то по мірі руху вздовж сповільнюючої системи згустки електронів будуть зміщуватися відносно біжучої хвилі. Необхідна така відмінність в швидкостях, щоб за час руху згустку вздовж всієї довжини сповільнюючої системи він не вийшов за межі гальмуючого півперіоду поля. Звідси виходить, що максимальне перевищення середньої швидкості електронного потоку над фазовою швидкістю біжучою хвилі повинно бути  $\Delta V_{max} = \frac{\lambda_c}{2t_c}$ . Якщо довжина сповільнюючої системи дорівнює  $l_c$ , то час, за який згусток електронів рухається вздовж сповільнюючої системи  $t_c = \frac{l_c}{V_0}$ . Враховуючи, що довжина хвилі у сповільнюючій системі визначається як  $\lambda_c = \frac{2\pi V_\phi}{\omega}$ , а  $V_0$  визначається згідно (5.1), то

$$\Delta V_{max} = \frac{\lambda_c}{2t_c} = \frac{\pi V_\phi V_0}{\omega l_c} = \frac{\pi V_\phi}{\omega l_c} \sqrt{\frac{2e}{m}} U_0.$$

З отриманого виразу виходить, що максимальне перевищення середньої швидкості електронного потоку над фазовою швидкістю біжучою хвилі залежить від фазової швидкості хвилі, частоти, величини прискорюючої напруги та довжини сповільнюючої системи. Якщо виконана умова фазового синхронізму, то збуджене на кожній ділянці сповільнюючої системи електромагнітне поле складається в фазі з полем, збудженим на сусідній ділянці, утворюючи єдину біжучу хвилю, яка рухається у напрямі руху електронного потоку. Амплітуда цієї хвилі наростає експоненційно, оскільки хвиля, що посилюється в свою чергу впливає на електронний потік, збільшуючи його модуляцію.

У ЛБХ, так само як і в клістріні, зростання потужності НВЧ сигналу здійснюється за рахунок гальмування електронів. Однак, якщо в клістріні відбір енергії від модульованого електронного потоку відбувається в вихідному резонаторі, то в ЛБХ відбір енергії здійснюється на досить протяжній вихідній ділянці сповільнюючої системи. При цьому внаслідок гальмування згустків в режимі посилення потужності порушується умова фазового синхронізму і поступово зменшується ефективність відбору енергії. Це є однією з основних причин того, що ККД ЛБХ не перевищує **20...25 %**.

Якщо в клістрах вхідний і вихідний резонатори практично повністю розв'язані за високою частотою, що дозволяє отримувати стабільне посилення до 60 дБ, то в ЛБХ вхід і вихід пов'язані сповільнюючою системою. У реальних приладах частина посиленого сигналу відбивається від вихідного узгоджуючого пристрою або навантаження і повертається через сповільнюючу систему до входу і знову частково відбивається, що може призвести до самозбудження ЛБХ. Для боротьби із самозбудженням застосовують поглинач, що послабляє відбиту хвилю. Тому реально досяжне значення коефіцієнта підсилення ЛБХ не перевищує **25,...,40 дБ**. Типова залежність вихідної потужності і коефіцієнта підсилення від рівня вхідної потужності приведена на рис. 5.16,а. Початкова ділянка амплітудної характеристики лінійна. Зі збільшенням вхідної потужності настає насичення, що викликане зміщенням згустку в область малих амплітуд високочастотного поля внаслідок гальмування при взаємодії з біжучою хвилею. Коефіцієнт підсилення ЛБХ має найбільше значення на лінійній ділянці характеристики, а електронний ККД – в максимумі амплітудної характеристики.

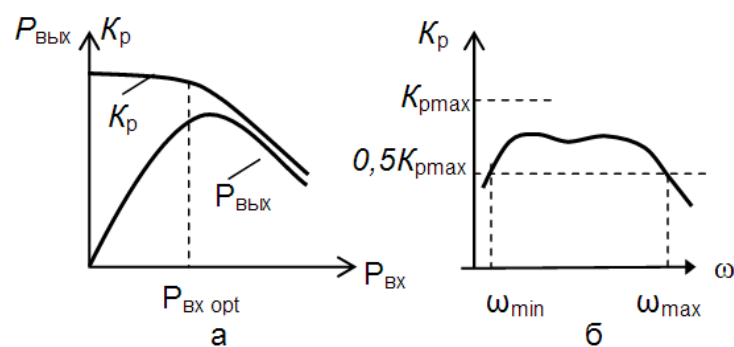


Рис. 5.16

Залежність коефіцієнта підсилення від частоти, при фіксованій вхідній потужності, показана на рис. 5.16,б. По цій характеристиці можна визначити ширину робочої смуги частот ЛБХ.

Однією з важливих характеристик малопотужних ЛБХ є рівень власних шумів, який визначає мінімальний сигнал, що підлягає підсиленню. Малопотужні ЛБХ використовують у якості підсилювачів приймальних пристроїв тому, що крім достатньо широкої смуги пропускання, вони володіють коефіцієнтом шуму **3,...,5 дБ**.

У передавальних пристроях ЛБХ працюють у імпульсному та безперервному режимі. Вихідна потужність ЛБХ у безперервному режимі досягає декілька десятків кВт і до 100 МВт - у імпульсному режимі. Існуючі ЛБХ випускаються для діапазон частот **0,5,...,100 ГГц**. ЛБХ можна перетворити в автогенератор, якщо подати частину напруги з виходу на вхід по ланцюгу зворотного зв'язку. Недоліком такого генератора є практично неможлива електронна перебудова. Цей недолік усувається в лампах зворотної хвилі (ЛЗХ) [5].

### 5.3.2 Генератор на лампі зворотної хвилі

Лампи зворотної хвилі (ЛЗХО) звичайно використовуються як генератори сантиметрового і міліметрового діапазону хвиль. Склад ЛЗХО наведений схематично на рис. 5.17,а, а умовне позначення – на рис. 5.17,б. Згідно рис. 5.17,а ЛЗХО містить: накал – 1, катод – 2, фокусуючий електрод – 3, перший анод – 4, вивід енергії – 5, сповільнюючу систему – 6, поглинач – 7, колектор – 8, балон – 9, фокусуючу систему – 10, поршень – 11.

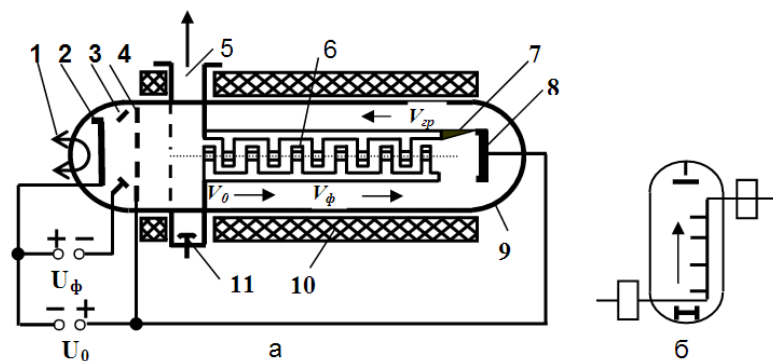


Рис. 5.17

У ЛЗХО використовується магнітне фокусування електронного потоку. На відміну від ЛБХ, електронний потік взаємодіє з однією із зворотних просторових гармонік біжучої хвилі, яка характеризується тим, що її фазова і групова швидкість мають протилежні напрями (див. рис.5.17,а). У ЛЗХО використовується сповільнююча система типу “зустрічні штирі”, в якій зворотня просторова гармоніка є основною гармонікою. Фазова швидкість гармоніки співпадає з напрямом руху електронів. Для ефективної взаємодії, так само як і в ЛБХ, швидкість електронного потоку  $V_0$  повинна трохи перевищувати фазову швидкість хвилі  $V_\phi$ . Електрони групуються у згустки, які розташовані в області гальмуючої фази поля, і віддають при гальмуванні частину кінетичної енергії електромагнітній хвилі. При цьому енергія у сповільнюючій системі відповідно до напрямку групової швидкості розповсюджується назустріч електронному потоку, тобто від колектора до електронної гармати. Тому в ЛЗХО пристрій виведення енергії розташований біля електронної гармати. Поглинач в ЛЗХО необхідний для запобігання збудженню на прямій гармоніці, а також для усунення впливу відбиттів від навантаження. Поширення енергії в напрямі, зворотному напрямку руху електронного потоку, створює внутрішній позитивний зворотний зв'язок між полем хвилі і потоком електронів. Цей зв'язок розподілений у всьому просторі взаємодії. Частина енергії хвилі повертається електронному потоку, що сприяє подальшому групуванню потоку і виникненню автоколивального режиму.

Важливими характеристиками ЛЗХО є залежність вихідної потужності і частоти коливань, що генеруються від прискорюючої напруги (рис. 5.18). Зі збільшенням прискорюючої напруги частота, коливань що генеруються збільшується, тобто має місце електронна перебудова частоти коливань (рис. 5.18,а). Частотна характеристика є нелінійною. Генераторні ЛЗХО працюють у діапазоні **0,06,...,60 см**. Для ЛЗХО сантиметрового діапазону крутість електронної перебудови частоти не більше декількох МГц/В, а для міліметрового - десятки МГц/В у достатньо широкому діапазоні перебудови частоти **30,...,50%** від робочої частоти, при достатньо вузькій смузі пропускання – до **1%** від робочої частоти.

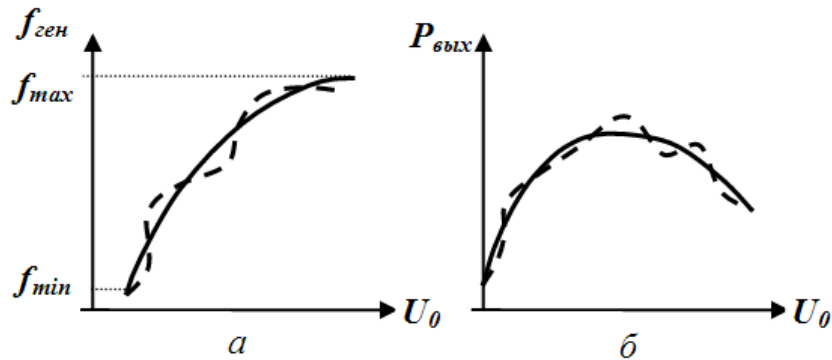


Рис. 5.18

Вихідна потужність із збільшенням прискорюючої напруги спочатку починає збільшуватись (рис. 5.18,б), оскільки збільшується потужність, що підводиться  $P_0 = I_0 U_0$ . Але з подальшим зростанням  $U_0$  вихідна потужність стабілізується і починає падати внаслідок того, що ефективність взаємодії хвилі і потоку електронів поступово погіршується. Максимальна вихідна потужність ЛЗХО становить 100 Вт на частоті 30 ГГц і 10 мВт на частоті 400 ГГц. Електронний ККД ЛЗХО досягає **10%**. Лампи зворотної хвилі застосовуються у якості задаючих генераторів передавачів РЛС з швидкою перебудовою частоти і широкосмугових системах передачі даних з частотною модуляцією, а також як гетеродини радіолокаційних і зв'язкових приймачів.

#### 5.4. Електронні прилади НВЧ зі схрещеними полями

Найбільш поширеним потужним автогенератором НВЧ коливань є магнетрон, у якому взаємодія електронів і НВЧ поля відбувається у постійних взаємно перпендикулярних (схрещених) електричному і магнітному полях. Такі прилади називають приладами типу "М".

##### 5.4.1 Рух електронів в схрещених електричному і магнітному полях у статичному режимі

Розглянемо рух електронів в просторі між анодом, до якого прикладена постійна напруга  $U_0$ , і катодом, при умові, що у просторі між ними діє також статичне магнітне поле  $B$ , вектор магнітної індукції якого спрямований перпендикулярно площині малюнка (рис 5.19). Напруга  $U_0$ , при умові, що відстань

між анодом і катодом дорівнює  $d$ , створює постійне електричне поле з напруженістю

$$E = U_0/d \quad (5.22)$$

Отже на електрони, що вилетіли з катода, діє електрична сила  $\vec{F}_e = -e\vec{E}$ . Під дією цієї сили електрони рухаються від катода до аноду.

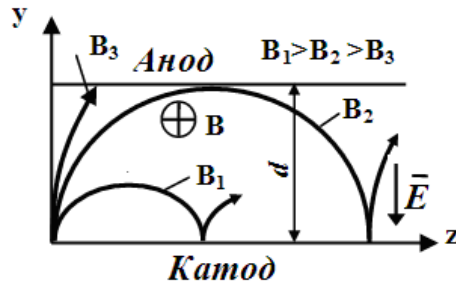


Рис. 5.19

Нехай у просторі між анодом і катодом діє також постійне магнітне поле з величиною магнітної індукції, менше деякого критичного значення ( $B_3 < B_{кр}$ ). На електрони буде діяти не тільки електрична, але і магнітна сила (сила Лоренца)  $\vec{F}_M = -e[\vec{V}\vec{B}]$ , що направлена перпендикулярно вектору швидкості електронів  $\vec{V}$ . Магнітна сила, не змінюючи величини швидкості електронів  $V$ , викривляє траєкторію їх руху і вони потрапляють на анод, передаючи йому всю кінетичну енергію у вигляді тепла. При цьому в анодному ланцюгу протікає постійний струм. При збільшенні індукції  $B$  траєкторії електронів все більше викривляються і при деякому критичному значенні ( $B_2 = B_{кр}$ ) електрони проходять поблизу анода і повертаються на катод. Анодний струм при цьому різко падає до величини близької до нуля. При  $B_1 \geq B_{кр}$  електрони не досягають аноду і повертаються на катод. При цьому в анодному ланцюгу струм не протікає. Траєкторія електронів, які володіють зарядом  $e$  та масою  $m$ , являє собою циклоїду з радіусом твірної окружності  $R = \frac{mE}{eB^2}$ , кутовою швидкістю обертання  $\omega_y = \frac{e}{m}B$  та швидкістю переміщення центру окружності  $v_z = \omega_y R$ . Таку саме траєкторію описує точка, яка знаходиться на колесі радіусом  $R$ , що рівномірно котиться по поверхні катода (рис. 5.20). Кутову

швидкість обертання  $\omega_c$  називають *циклотронною частотою*, а швидкість переміщення центру окружності  $V_{II}$  - *переносною швидкістю*. На практиці більшість приладів типу "М" мають не пласку, а циліндричну конструкцію. При цьому рух електронів здійснюється за траєкторією, яка має назву епіциклоїди. При магнітній індукції  $B \geq B_{кр}$  електрони пролітають по епіциклоїдах близько до поверхні анода. Оскільки рухається дуже велике число електронів, то в *просторі взаємодії* (між циліндричними катодом і анодом) обертається електронна хмара, тобто утворюється просторовий заряд, що обертається у вигляді кільця. Наявність просторового заряду, що обертається є *необхідною умовою* роботи магнетрона. Отже, магнетрон може працювати тільки при  $B > B_{кр}$ . Електрони, що обертаються в просторі взаємодії, не знаходяться в ньому постійно. Електрони, що раніше вилетіли повертаються на катод, а на їх місце з катода вилітають нові електрони. Швидкість обертання електронної хмари залежить від анодної напруги  $U_0$ , із збільшенням якої електрони обертаються навколо катода із більшою переносною швидкістю  $V_{II} = \frac{E}{B}$ . Щоб електрони не попадали на анод, при цьому необхідно збільшувати і магнітну індукцію  $B$  так, щоб вона залишалася більше критичної  $B_{кр}$  [15].

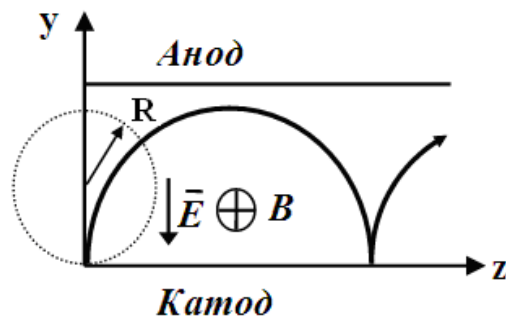


Рис. 5.20

Як видно з рис. 5.19, при критичному значенні магнітної індукції ( $B_2 = B_{кр}$ ) верхня точка циклоїди віддалена від катода на відстань, що дорівнює  $d = 2R$ . Тоді із врахуванням виразу (5.22), отримаємо, що  $E = \frac{U_0}{d} = \frac{U_0}{2R} = \frac{U_0 e}{2mE} B_{кр}^2$ . З цього рівняння виходить, що значення критичної магнітної індукції визначається згідно



виразу  $B_{кр} = \sqrt{\frac{2mU_0}{ed^2}}$ . Залежність  $U_{0кр}=f(B_{кр})$  називається *параболою критичного режиму* (рис. 5.21). При  $U_0 > U_{0кр}$  електрони досягають анода і в анодному ланцюгу протікає постійний струм. Такий режим називається докритичним. Режим при якому  $U_0 < U_{0кр}$  називають *закритичним*. При цьому в анодному ланцюгу постійний струм не протікає. Прилади типу "М" працюють в закритичному режимі, при якому

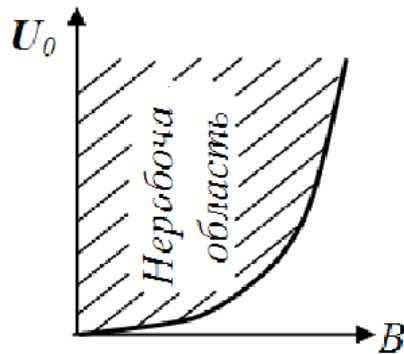


Рис. 5.21

створюються *необхідні умови* для існування просторового заряду, що обертається.

#### 5.4.2 Багаторезонаторний магнетрон

Багаторезонаторний магнетрон - це електронний прилад типу "М", призначений для генерування НВЧ коливань, які відбуваються в результаті взаємодії електронів в схрещених електричному і магнітному полях з НВЧ полем замкненої коливальної системи. Коливальна система магнетрона утворена рядом об'ємних резонаторів типу "щілина-отвір" (рис. 5.22), виконаних в матеріалі анодного блоку 1. Електрони емітуються циліндричним катодом 2 по всій довжині кільцевого простору взаємодії, що забезпечує отримання замкненого електронного потоку. До катода підводиться живлення через електроди 4. Постійне електричне поле створюється за рахунок різниці потенціалів між катодом і анодом. Анод магнетрона має позитивний потенціал відносно катода і на практиці заземлюється для забезпечення безпечних умов експлуатації. Енергія НВЧ коливань виводиться за допомогою витка зв'язку 3, що знаходиться в одному з резонаторів. Вакуумна камера магнетрона розміщена між полюсами електромагніту або постійного

магніту. У циліндричному магнетроні силові лінії електричного поля направлені по радіусу, а магнітні – паралельно осі катода, тому в просторі взаємодії електричне і магнітне поля взаємно перпендикулярні ("схрещені"). Пов'язані між собою об'ємні резонатори створюють замкнену у кільце сповільнюючу систему (рис. 5.2,д), в якій існує електромагнітна біжуча хвиля.

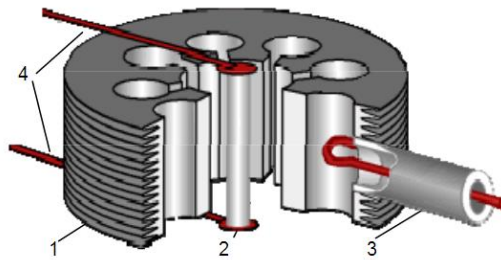


Рис. 5.22

Картину змінного електричного поля в такій системі можна представити за допомогою силових ліній (рис. 5.23). Допустимо, що між електродами системи в

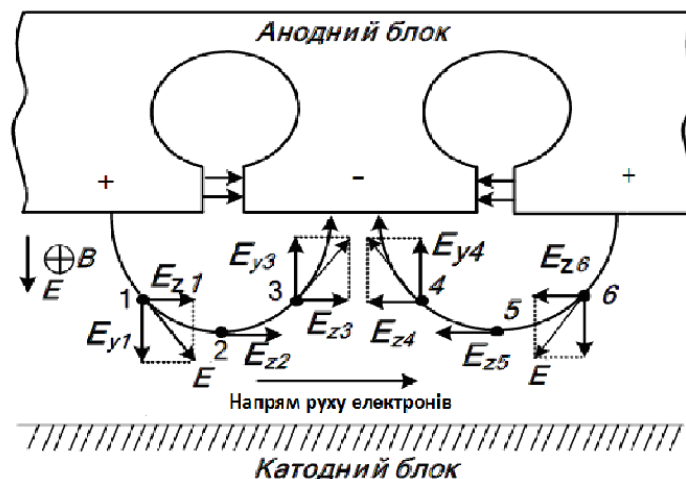


Рис. 5.23

напрямі осі  $Z$  рухається потік електронів. Розглянемо взаємодію електронів з неоднорідним електричним полем, для окремо взятих шести електронів, що знаходяться в різних точках поля. Розкладемо вектори напруженості змінного електричного поля в цих точках на складові, одна з яких  $E_z$  спрямована вздовж осі  $Z$  і має назву тангенційної складової, а інша, що спрямована вздовж осі  $Y$  – радіальна  $E_y$ . У точці 1 складова  $E_{y1}$  вектора напруженості змінного електричного поля  $\vec{E}_1$  співпадає з напрямом вектора  $E$  постійного поля. Переносна швидкість  $V_n$  електрона

вздовж осі  $Z$  в цій точці  $V_{n1} = \frac{E + E_{y1}}{B}$ . У точці 2 вектор  $E_{y2} = 0$  і  $V_{n2} = \frac{E}{B}$ , а у точці 3 вектори  $E$  і  $E_{y3}$  протилежні, отже  $V_{n3} = \frac{E - E_{y3}}{B}$  [15]. Розглянемо вплив тангенційної складової  $E_z$  на прикладі електронів, що знаходяться, в точках 2 і 5 (рис. 5.24). Як видно на згусток електронів, що знаходиться в точці 2 діє сила  $F_{z2} = -eE_{z2}$ , що направлена протилежно переносній швидкості руху електронів  $V_n$ . Розрядження електронів, що утворилися в точці 5, навпаки, знаходяться в прискорюючому півперіоді тангенційної складової  $E_{z5}$ . Напрямок сили  $F_{z5} = -eE_{z5}$  співпадає з переносною швидкістю  $V_n$ . Отже згусток електронів у точці 2, знаходяться у гальмуючому півперіоді тангенційної складової  $E_{z2}$  вектора напруженості високочастотного поля. Під дією цих сил змінюються швидкості електронів в точках 2 і 5.

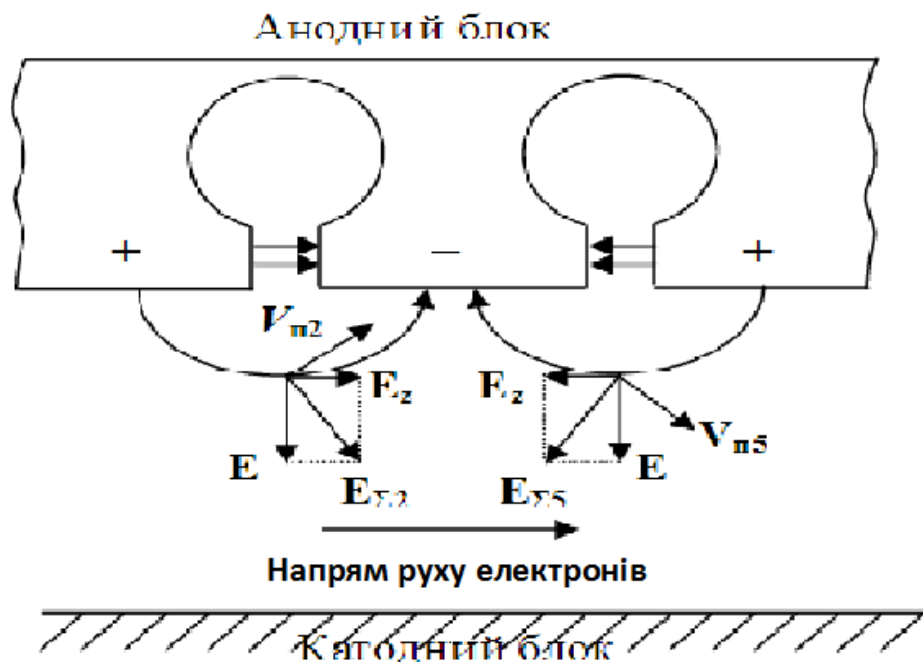


Рис. 5.24

Електрони в точці 2, рухаючись у гальмуючій фазі високочастотного поля, віддають йому свою енергію у процесі руху за першим витком циклоїди. Швидкість їх зменшується і вони зупиняються у просторі. Під дією постійного електричного поля електрони знову починають рухатись по циклоїді поступово віддаляючись від катоду і падають на анод. Отже згустки електронів у точці 2 знаходяться у сприятливій фазі НВЧ поля і передають йому свою енергію, що вони отримали від

джерела живлення, тому вони тримали назву "сприятливих" електронів. Електрони в точці 5, потрапивши у прискорюючу фазу тангенційної складової високочастотного поля, забирають у нього частину енергії, збільшуючи свою швидкість. При цьому траєкторія їх руху ще більше викривиться завдяки збільшенню магнітної сили і електрони на першій циклоїді повернуться до катода. Стикаючись із катодом вони віддають йому свою енергію, яку вони набули від високочастотного поля, розігріваючи катод. Тому такі електрони отримали назву "несприятливих". Завдяки додатковому підігріванню катода за рахунок енергії змінного поля в деяких магнетронах напруга підігріву зменшується або зовсім вимикається після попереднього розігрівання катода. Отже у просторі взаємодії під дією тангенціальної складової відбувається сортування електронів на "сприятливі" і "несприятливі". Іншими словами під дією радіальної складової високочастотного поля відбувається групування "сприятливих" електронів у згустки, щільність яких збільшується при наближенні до аноду. Електрони рухаються по епіциклоїдах всередині простору взаємодії, утворюючи електронний потік ("електронний ротор"), що обертається навколо катода (рис.5.25). При подачі напруги живлення анода під

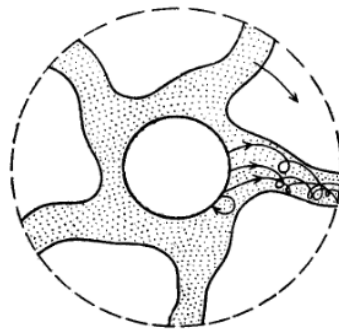


Рис. 5.25

впливом електронів, що обертаються в резонаторах, збуджуються слабкі хаотичні коливання, які викликають швидкісну модуляцію електронного потоку і групування електронів за щільністю. У резонаторах почне накопичуватися енергія НВЧ коливань, що призведе до збільшення змінної складової напруженості електричного поля, яка у свою чергу забезпечить більш глибоку модуляцію електронного потоку. Після декількох десятків циклів обертання потоку навколо катода перехідний процес наростання НВЧ коливань закінчується. У всіх резонаторах встановлюється

одна частота коливань. Електронний потік в сталому режимі розбивається на згустки у вигляді так званих “спиць”, число яких дорівнює половині числа резонаторів, тобто числу гальмуючих півперіодів НВЧ поля. Для збудження і підтримки коливань в магнетроні, як і в будь-якому автогенераторі, необхідне виконання балансу фаз і балансу амплітуд, тобто *фазових і амплітудних умов самозбудження*, які забезпечуються вибором відповідних значень анодної напруги і значення магнітної індукції.

*Амплітудна умова* самозбудження полягає у тому, що енергія, яку електронний потік передає НВЧ полю, повинна бути достатньою для компенсації втрат в магнетроні і навантаженні. Отже необхідно, щоб велика частина електронів потоку попадала в гальмуюче поле резонатора, а електронний потік повинен бути згрупований в досить щільні згустки. Крім того необхідно, щоб на протязі всього часу взаємодії згруповані електрони знаходилися поблизу максимуму гальмуючого півперіоду поля. А це можливо лише при виконанні *фазової умови самозбудження*, яка полягає у тому, що переносна швидкість електронів  $V_n$  повинна дорівнювати фазовій швидкості просторової гармоніки  $V_\phi$  НВЧ поля, з якою вони взаємодіють. Фазова умова самозбудження магнетрону отримала назву *умови синхронізму*. Вона забезпечує попадання електронних спиць у гальмуючу фазу НВЧ поля і передачу йому електронами максимуму енергії, що вони отримали від джерела анодного живлення. Якщо фази коливань високочастотного поля у сусідніх резонаторах відрізняються на  $\pi$ , то кажуть, що в магнетроні має місце  $\pi$  - вид коливань (див. рис.5.23 та рис. 5.24). У цьому випадку умова синхронізму виконується, якщо електрон пролітає відстань між сусідніми резонаторами за час, що дорівнює півперіоду НВЧ коливань  $T/2$ . В магнетроні можуть виникати лише такі коливання , для яких вздовж сповільнюючої системи укладається ціле число довжин хвиль, тому що саме цьому числу і дорівнює кількість згустків, які утворюються у просторі взаємодії. Тобто зсув фази  $\phi_0$  між коливаннями в сусідніх резонаторах, може приймати лише такі дискретні значення:

$$\phi_0 = \frac{2\pi n}{N},$$

де  $N$  – число резонаторів;

$n=0, 1, 2, \dots, N/2$ - число, яке називають *номером виду коливань*.

Наприклад, у магнетроні з анодним блоком з восьми резонаторів, будова якого наведена на рис. 5.22, одночасно можуть існувати коливання з номерами:  $n=1$ ,  $\varphi_0(1)=\frac{\pi}{4}$ ;  $n=2$ ,  $\varphi_0(2)=\frac{\pi}{2}$ ;  $n=3$ ,  $\varphi_0(3)=\frac{3\pi}{4}$ ;  $n=4$ ,  $\varphi_0(4)=\pi$ . Тобто  $\pi$  - виду коливань відповідає  $n=N/2$ , при якому  $\varphi_0=\pi$ . Кожному виду коливань відповідає своя власна частота. Дійсно, перехід до іншого виду означає зміну зсуву фази  $\varphi_0$  між резонаторами, а при визначених параметрах резонаторів нове значення  $\varphi_0$  можна отримати тільки на іншій частоті. Для забезпечення стійкої роботи магнетрона необхідно, щоб забезпечувалось генерування коливань лише одного виду, що досягається збільшенням рознесення частот між коливаннями сусідніх видів. Для розділення видів коливань застосовують анодні блоки з резонаторами різного розміру, або зв'язки. Зв'язки являють собою дротяні або стрічкові провідники, розташовані над торцями анодного блока і приєднані в певній послідовності до його сегментів. Якщо в магнетроні збуджені коливання  $\pi$  – виду, то кожна зв'язка з'єднує точки з однаковим потенціалом, тобто кожна зв'язка приєднана до анодного блока через один сегмент. Тому зв'язки не змінюють розподіл поля. Однак між зв'язкою і анодним блоком є ємність, яка знижує резонансну частоту  $\pi$  – виду коливань порівняно з випадком відсутності зв'язок. Для інших видів коливань ті ж точки вже не мають однаковий потенціал. Це підвищує частоти неробочих видів коливань. Тому цей вид коливань є основним в сучасних магнетронах, який дозволяє отримати найбільшу вихідну потужність і найбільш високий ККД.

Вихідна потужність магнетронів безперервної дії досягає декількох десятків кіловат, а імпульсної дії - до **10 МВт**. Електронний ККД магнетронів, як правило не перевищувати **70 %**. Магнетрони у більшості випадків працюють у діапазонах довжин хвиль від **3 до 50 см**. Перебудова частоти здійснюється механічним способом в межах **10, ..., 20%** від робочої частоти. Електронна перебудова частоти у магнетронах практично застосовується дуже рідко, через те, що зміна частоти при зміні анодної напруги є достатньо незначною. Для вибору режиму роботи

магнетрона і визначення можливих змін частоти і вихідної потужності під впливом навантаження використовують робочі та навантажувальні характеристики.

*Робочими характеристиками* магнетрона називають зв'язок між анодною напругою  $U_0$  і струмом  $I_0$ , при постійних значеннях вихідної потужності  $P$ , коефіцієнта корисної дії  $\eta$ , та магнітної індукції  $B$  (рис. 5.26). Зв'язок  $U_0$  і  $I_0$ , при  $B = \text{const}$ , називають вольт-амперною характеристикою магнетрона. При переході до іншого значення індукції  $B$  характеристика зміщується вгору, оскільки самозбудження починається при більшому  $U_0$ . У областях малих і великих струмів

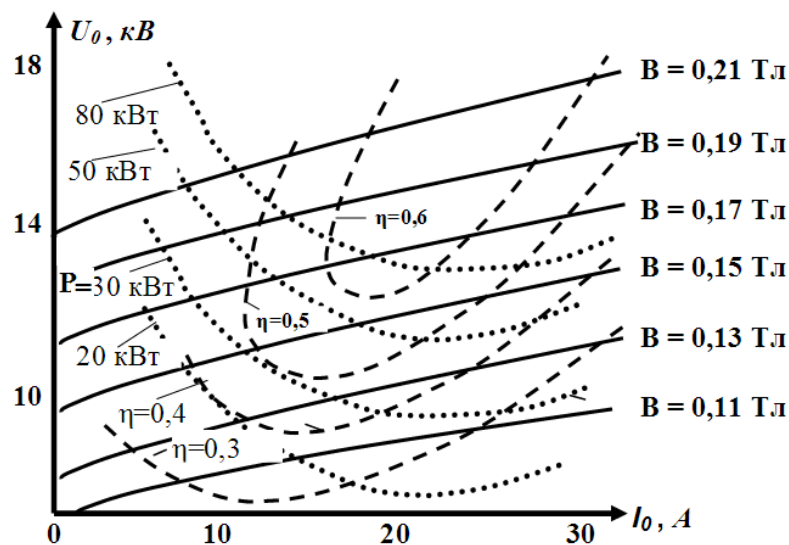


Рис. 5.26

спостерігається нестійка робота. При малих струмах можливі стрибки з робочого виду коливань на інші, а при великих струмах виникають іскріння, які можуть призвести до виходу з ладу магнетрона. Тому для кожного типу магнетрона існують робочі межі змін  $U_0$  і  $I_0$ . Інші параметри ( $B$ ,  $\eta$ ,  $P$ ), при вибраних значеннях анодної напруги і струму, однозначно визначаються робочими характеристиками.

Навантажувальними характеристиками називають графіки залежності частоти і потужності коливань від повного опору навантаження. Типова навантажувальна характеристика магнетрона приведена на рис. 5.27. Центр характеристики відповідає умові роботи магнетрона на узгоджене навантаження. Неузгоджене навантаження вносить в коливальну систему магнетрона реактивний опір і тим впливає на частоту коливань. Активна складова вносимого опору навантаження призводить до зміни вихідної потужності генератора. Для зменшення нестабільності

частоти, що пов'язана із зміною  $U_0$ , застосовують стабілізатори напруги анодного живлення.

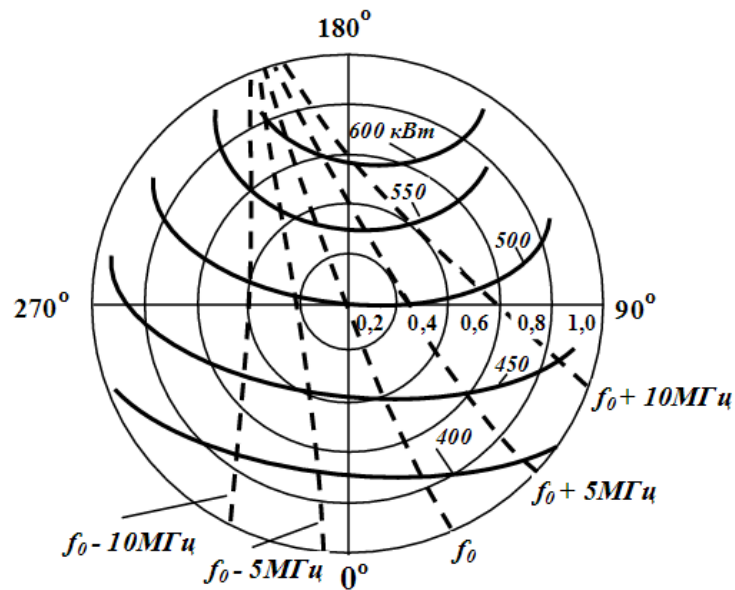


Рис.5.27

Також на стабільність частоти коливань магнетрону впливає температура анодного блоку. З підвищенням температури частота зменшується через збільшення об'єму резонаторів. Відхилення частоти може складати 0,05,...,0,15 МГц/град. Для відведення тепла і зменшення відхилень частоти магнетрона застосовують повітряне охолодження.

Магнетрони використовуються у якості потужних автогенераторів однокаскадних передавачів радіолокаційних станцій, які працюють в імпульсному режимі, а також для високочастотного нагріву, наприклад, у НВЧ пічках.

### Контрольні питання

1. В якій послідовності відбувається генерування коливань в генераторах з динамічним керуванням електронним потоком?
2. Які елементи входять до складу прольотного клістрону?
3. Яка практична величина коефіцієнта корисної дії дворезонаторного прольотного клістрона?
4. Який робочий діапазон частот багатьох резонаторних клістронів? Чому дорівнює зазвичай смуга перепускання клістронів відносно несучої частоти?



5. Які елементи входять до складу відбивального клістрона?
6. Чому максимальні потужності у зонах генерування коливань відбивального клістрона різні?
7. Який метод групування електронів використовується у відбивальних клістронах?
8. При яких умовах згустки електронів попадають у максимальне гальмуюче ВЧ поле резонатора відбивального клістрона?
9. Що називається зоною генерування відбивального клістрона?
10. Що називається електронною перебудовою відбивального клістрона?
11. Яким виразом визначається параметр групування?
12. Які елементи входять до складу ЛБХ-О?
13. У чому полягає різниця взаємодії електронного потоку з ВЧ полем у ЛБХ та клістронах?
14. Які конструктивні елементи входять до складу магнетрона?
15. При якому співвідношенні магнітної індукції здійснюється перетворення енергії електрона в енергію ВЧ поля у магнетроні?
16. Який метод групування електронів використовується у магнетроні?

### Список скорочень

АГ – автогенератор;  
АСХ – анодно-сіткова характеристика;  
АПЧ автоматичне підстроювання частоти;  
ГП генераторний прилад;  
ГЗЗ – генератор із зовнішнім збудженням;  
ГНВЧ – генератор надвисоких частот;  
ГКН – генератор керований за напругою;  
ДФ – дестабілізуючий фактор;  
ДПН – джерело постійної напруги;  
ЖР – жорсткий режим;  
ЗЕ – загальний емітер;  
ЗГ – задавальний генератор;  
ЗП – запам'ятовуючий пристрій;  
ЗБ – збуджувач;  
ЗЗ – зворотній зв'язок;  
ІМ – імпульсний модулятор;  
КВР – кварцовий резонатор;  
КГ – керований генератор;  
КК – коливальний контур;  
КПП – кінцевий підсилювач потужності;  
КП – кодувальний пристрій;  
КС – коливальна система;  
КХ – коливальна характеристика;  
КР – критичний режим;  
ЛЗ – лінія затримки;  
ЛБХ – лампа біжучої хвилі;  
ЛЗХ – лампа зворотної хвилі;  
МР – м'який режим;

НР – недонапружений режим;  
ОК – обчислювач коду;  
ПР – перенапружений режим;  
ПрК – перетворювач коду;  
ППС – підсилювач постійного струму;  
ПДЧ – подільник частоти;  
ППП – попередній підсилювач потужності;  
ПрП – проміжний підсилювач;  
РТ – робоча точка;  
СФ – смуговий фільтр;  
С – синхронізатор;  
ФМ – фазоманіпульований сигнал;  
ФО – фазообертач;  
ФАПЧ – фазова АПЧ;  
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач.

### Бібліографічний список

1. Приемно -передающие устройства радиотехнических систем. Часть 1 /Под ред. Ю.Н. Седышева. – Харьков: ВИРТА, 1991. – 335 с.
2. Радиопередающие устройства /Под ред. М.В. Благовещенского, Г.М. Уткина.- М.: Радио и связь, 1982. - 408 с.
3. Шахгильдян В.В. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов / В.В.Шахгильдян, В.Б.Козырев, А.А. Ляховкин и др. – М.: Радио и связь, 2003.– 560 с.
4. Вамберский М.В. Передающие устройства СВЧ / М.В. Вамберский, В.М. Казанцев, С.А. Шелухин. - М.: Высшая школа, 1984. -448 с.
5. Воскобойник М.Ф. Техника и приборы СВЧ / М.Ф. Воскобойник, О.В. Черников – М.: Радио и связь, 1982. – 208 с.
6. Шумилин М.С. Радиопередающие устройства. – М.: Высшая школа, 1981. - 293 с.
7. Пащенко Е.І. Радіопередавальні пристрої. Принципи побудови і основи експлуатації радіопередавальних пристроїв: Навчальний посібник / Е.І. Пащенко, О.В. Андреев -Житомир: ЖВІРЕ, 2006. - 176 с.
8. Андреев А.В. Устройства генерирования и формирования сигналов. Конспект лекций / А.В. Андреев, А.А. Мартинчук. – Житомир : ЖБУРЭ ПВО, 1996. –96 с.
9. Ткачук В.М. Радіопередавальні пристрої: Навчальний посібник / В.М. Ткачук, С.М. Цирульник, Т.А. Петренко. – Вінниця: ВТК, 2015. - 188 с.
10. Пащенко Е.І. Пристрої генерування та формування сигналів. Частина 1. Навчальний посібник – Житомир: ЖВІРЕ. 2000. – 144 с.
11. Шумилин М.С. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков. Учебн. пособие для техн./ М.С. Шумилин, В.Б. Козырев, В.А Власов. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.
12. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ: Учеб. пособие для вузов / Под ред. Г.М.Уткина. – М.: Сов. радио, 1979. – 320 с.
13. Гершунский Б.С. Справочник по расчету электронных схем. К: Высшая школа, 1983. – 240 с.

14. Андрушко Л.М. Электронные и квантовые приборы СВЧ. / Л.М. Андрушко, Н.Д. Федоров. – М.: Радио и связь, 1981. – 207 с.
15. Грановская Р.А. Расчет каскадов радиопередающих устройств. Учеб. пособие. – М.: Изд. МАИ, 1993. – 68 с.
16. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет./ Под ред. Валитова Р.А. и Попова И. А. – М.: Сов. Радио, 1973. – 464 с.
17. Кабак В.С. Схемотехніка сучасних синтезаторів частот: Навч. посібник/ В.С. Кабак, С.В. Морщавка. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2016. – 232 с.

## Додаток А

### Розрахунок енергетичних показників генератора із зовнішнім збудженням.

Розглянемо порядок розрахунку енергетичних показників генератора із зовнішнім збудженням на прикладі розрахунку підсилювача потужності на тріоді ГУ-5Б, який працює на частоті 30 МГц і забезпечує вихідну потужністю 3 кВт.

Розрахунок підсилювача потужності поділяється на розрахунок анодного і сіткового ланцюгів. Почнемо з розрахунку анодного ланцюга [11].

1. Вибір схеми та режиму роботи підсилювача потужності.

Будемо вважати, що підсилювач потужності побудований за схемою із послідовним анодним живленням, яка наведена на рис. 1.1,в. У зв'язку з тим, що основним режимом роботи потужних генераторів є режим коливань II роду, то для подальшого розрахунку виберемо режим В ( $\theta=90^\circ$ ), який характеризується високим ККД та критичний режим напруженості підсилювача. Відомо, що коефіцієнт  $\alpha_1(90^\circ) = 0,5$ , а  $\alpha_0(90^\circ) = 0,32$  [12].

2. Розрахунок на задану вихідну потужність доцільно починати з визначення критичного коефіцієнта використання джерела анодного живлення

$$\xi_{KP} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8P}{\alpha_1(\theta) S_{KP} U_{0a}^2}}.$$

Для цього згідно наведених на рис.А.1,а анодно – сіткових характеристик, виберемо напругу джерела анодного живлення  $U_{0a}=3кВ$ . Крутість лінії критичного режиму визначимо згідно наведених на рис.А.1,б анодних характеристик, тобто  $S_{KP} = \Delta I_a / \Delta U_a = 4A / 250B = 16mA / B$ .

$$\text{Тоді } \xi_{KP} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 3 \cdot 10^3}{0,5 \cdot 0,016 \cdot 9 \cdot 10^6}} \approx 0,9.$$

3. Розрахуємо амплітуду напруги на коливальному контурі за першою гармонікою  $U_{1к} = \xi_{KP} \cdot U_{0a} = 2,7 кВ$ .

4. Визначимо амплітуду першої гармоніки анодного струму

$$I_{1a} = 2P / U_{1к} = 2,22 А.$$

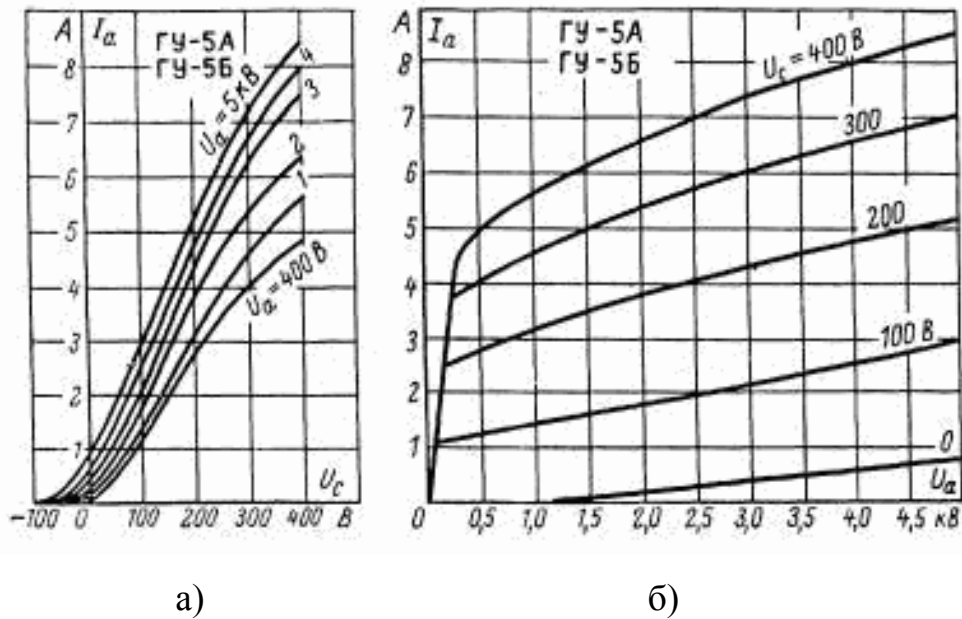


Рис. А.1

5. Розрахуємо амплітуду імпульсу анодного струму  $I_{ma} = I_{1a} / \alpha_1(\theta) = 4,44 \text{ A}$ .
6. Визначимо значення сталої складової анодного струму  $I_{0a} = I_{ma} \cdot \alpha_0(\theta) = 1,42 \text{ A}$ .
7. Розрахуємо потужність, що споживається від джерела анодного живлення  $P_0 = U_{0a} \cdot I_{0a} = 4,26 \text{ кВт}$ .
8. Розрахуємо коефіцієнт корисної дії підсилювача потужності  $\eta = P / P_0 = 0,7$ .
9. Визначимо потужність, що розсіюється на аноді генераторного приладу  $P_a = P_0 - P = 1,26 \text{ кВт} \leq P_{\text{адон}}$ , де  $P_{\text{адон}}$  це допустима потужність, яка може бути розсіяна на аноді генераторного приладу. Для ГУ-5Б  $P_{\text{адон}}$  складає 2,5 кВт.
10. Розрахуємо еквівалентний опір коливальної системи  $R_e = U_{1K} / I_{1a} = 1,2 \text{ кОм}$ .
11. Мінімальна напруга на аноді:  $U_{a\text{min}} = U_{0a} - U_{1K} = 300 \text{ В}$ .

Перейдемо до розрахунку ланцюга сітки.

12. Розрахунок амплітуди напруги збудження проводять за виразом [3]:

$$U_{1C} = DU_{1K} + I_{ma} / (S(1 - \cos(\theta))),$$

де  $S$  – крутість анодно – сіткової характеристики;

$D = 1/\mu$  – проникливість лампи ( $\mu$  - коефіцієнт підсилення).

Згідно довідникових даних  $S=15$  мА/В, а  $\mu \approx 73$ . Тоді  $U_{1C} = 333В$ .

13. Напруга зміщення на сітці лампи у загальному випадку розраховується за виразом:  $U_{0C} = -(U_{1C} - DU_{1K}) \cdot \cos(\theta) + U_{C0}$ . Але для розрахунку обраний кут  $\theta=90^\circ$ , а отже  $U_{0C} = U_{C0} = -50В$  (див. рис. 1.13,а).

14. Максимальна напруга на сітці:  $U_{Cmax} = U_{0C} + U_{1C} = 283В$ .

15. Амплітуда імпульсу сіткового струму для критичного режиму:  $I_{mC} = (0,1, \dots, 0,15)I_{ma} = 0,56 А$ .

16. Визначення кута відсікання струму сітки:  $\theta_c = \arccos\left(-\frac{U_{0C}}{U_{1C}}\right) \approx 80^\circ$ .

17. Розрахунок сталої складової та амплітуди першої гармоніки сіткового струму:  $I_{0C} = I_{mC} \cdot \alpha_0(\theta_c) = 0,16 А$ ;  $I_{1C} = I_{mC} \cdot \alpha_1(\theta_c) = 0,26 А$ , при умові, що  $\alpha_0(80^\circ) = 0,29$ ;  $\alpha_1(80^\circ) = 0,47$  [12]:

18. Визначення потужності, що споживається колом сітки від попереднього каскаду (потужність збудження):  $P_{1C} = 0,5I_{1C} \cdot U_{1C} = 43Вм$ .

19. Розрахуємо потужність, що споживається від джерела сіткового зміщення:

$$P_{0C} = I_{0C} \cdot U_{0C} = 8Вм.$$

20. Визначення потужності, що розсіюється у колі сітки:

$P_C = P_{0C} + P_{1C} = 51Вм \leq P_{Cдоп}$ , де  $P_{Cдоп}$  це допустима потужність, яка може бути розсіяна сіткою генераторного приладу. Для ГУ-5Б  $P_{Cдоп}$  складає 150 Вт.

21. Розрахунок коефіцієнта підсилення за потужністю:  $K_p = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = \frac{P}{P_{1C}} = 70$ .

Таким чином, розрахунок електричних параметрів лампового підсилювача потужності показав, що він забезпечить вихідну потужність 3 кВт та коефіцієнт підсилення за потужністю 70. Коефіцієнт корисної дії каскаду підсилення 70%, при потужності, що споживається від джерела анодного живлення 4,3 кВт. Попередній каскад підсилення повинен забезпечити вихідну потужність 43 Вт. Значення потужностей, що розсіюються на аноді та сітці лампи не перевищують допустимих значень.



## Додаток Б

### Порядок розрахунку транзисторного автогенератора

Розглянемо порядок розрахунку транзисторного автогенератора із автотрансформаторним зворотним зв'язком, що зображений на рис. 2.8, для забезпечення потужності у навантаженні 80 мВт на частоті 11,7 МГц.

Будемо вважати, що ККД навантаженого проміжного контуру складає  $\eta_H = 0,8$ . Тоді потужність, що віддається транзистором проміжному контуру згідно (2.6) буде складати  $P_{KK} = 100$  мВт. Таку потужність може забезпечити транзистор КТ315А [16]. Виберемо кут відсічки колекторного струму  $\Theta = 90^\circ$  та критичний режим роботи. Коефіцієнти розкладання імпульсу колекторного струму для  $\Theta = 90^\circ$ :  $\alpha_0 = 0.32$ ;  $\alpha_1 = 0.5$  [12].

1. Знайдемо час руху носіїв заряду, враховуючи, що гранична частота для даного транзистора складає 250 МГц:

$$\tau_p = \frac{1}{2\pi f_{\max}} = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 250 \cdot 10^6} = 6.4 \cdot 10^{-10} \text{ с.}$$

2. Розрахуємо кут пробігу електронів через р-п перехід:

$$\varphi_{\text{пр}} = 2\pi f_0 \tau_p = 2\pi \cdot 11,7 \cdot 10^6 \cdot 6.4 \cdot 10^{-10} = 0,05 \text{ рад.}$$

3. Знаходимо кут відсічки струму емітеру:

$$\Theta_e = \Theta_k - \varphi_{\text{пр}} = 87 \text{ град. Тобто можна вважати, що кут відсікання } \theta_e \approx \theta_k.$$

4. Виберемо напругу живлення колектора  $U_{0k} = 15\text{В}$  і розрахуємо коефіцієнт використання джерела колекторної напруги [3]:

$$\zeta = 0.5 + 0.5 \sqrt{1 - \frac{8P_{KK}}{U_{0k} \cdot S_{\text{кр}} \cdot \alpha_1(\Theta)}} = 0.5 + 0.5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 100}{15^2 \cdot 40 \cdot 0.5}} = 0.95;$$

Крутість лінії критичного режиму  $S_{\text{кр}} = 40$  мА/В згідно вихідних характеристик транзистора (див. Рис. Б.1,б).

5. Амплітуда напруги на коливальному контурі:

$$U_{1KK} = \zeta \cdot U_{0k} = 0.95 \cdot 15 = 14,25\text{В.}$$

6. Амплітуда першої гармоніки колекторного струму:

$$I_{1K} = 2P_{KK} / U_{1KK} = 14 \text{ мА.}$$

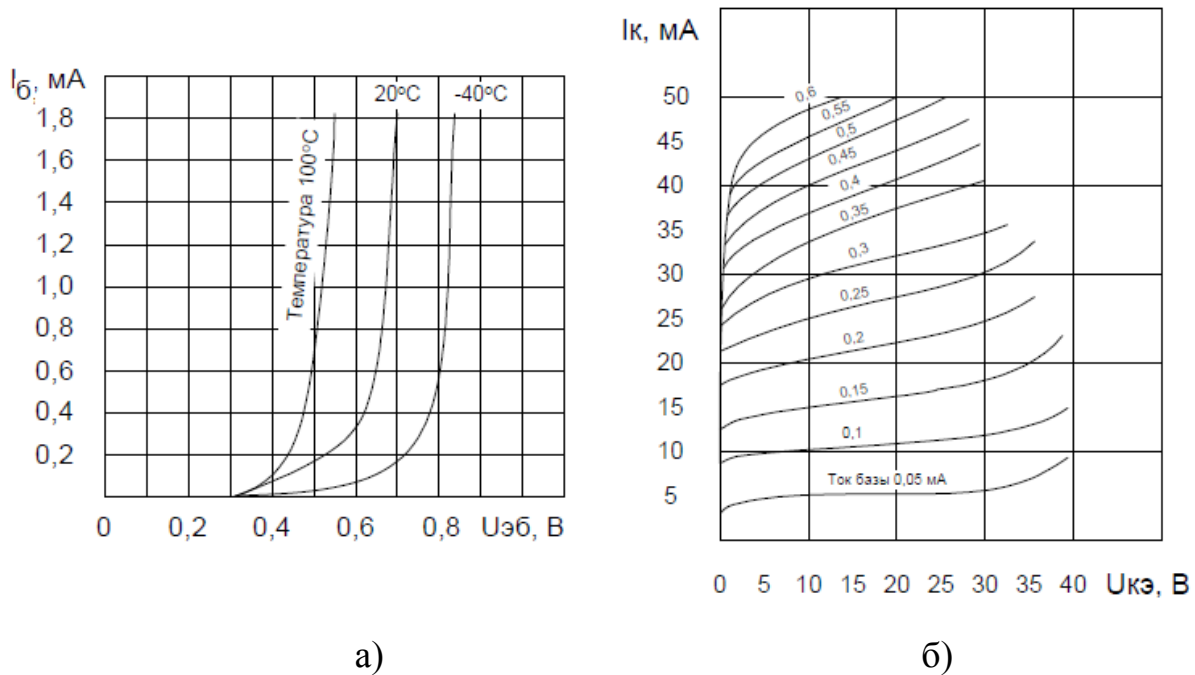


Рис. Б.1

7. Максимальне значення імпульсу струму колектору:  $I_{mK} = I_{1K} / \alpha_1(\theta) = 28$  мА.

8. Стала складова колекторного струму:  $I_{0K} = I_{mK} \cdot \alpha_0(\theta) = 8,96$  мА.

9. Потужність що підводиться до генератора:  $P_0 = U_{0K} I_{0K} = 134$  мВт.

10. Потужність, що розсіюється на колекторі:  $P_K = P_0 - P_{KK} = 32$  мВт.

11. Знайдемо ККД автогенератора:  $\eta = \frac{P_{KK}}{P_0} = 76\%$ .

12. Еквівалентний опір коливального контуру:  $R_{EH} = U_{1K} / I_{1K} \approx 1$  кОм.

13. Знаходимо коефіцієнт передачі струму транзистора на робочій частоті:

$$h_{21E(f_p)} = h_{21E} / \sqrt{1 + (f_p / f_{h21E})^2}.$$

Для визначення параметра  $h_{21E}$  (значення якого не завжди наводиться в довідниках) може бути використана формула:

$$h_{21E} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}} = 0,98,$$

де  $h_{21e} = 50$  [16].

Отже  $h_{21E(f_p)} = h_{21E} / \sqrt{1 + (f_p / f_{h21E})^2} = 0,979$ .

14. Визначимо амплітуду першої гармоніки струму емітера:

$$I_{1e} = \frac{I_{1к}}{h_{21E}(fp)} = 14,3 \text{ мА.}$$

15. Знаходимо амплітуду імпульсу струму емітера:  $I_{me} = \frac{I_{1e}}{\alpha_{1e}} = 28,6 \text{ мА.}$

16. Розраховуємо амплітудне значення напруги збудження на базі транзистора, яке необхідне для забезпечення імпульсу струму емітера:

$$U_{\beta e \max} = \frac{I_{me}}{(1 - \cos \theta_e) \cdot S_0} = 0,18 \text{ В,}$$

де  $S_0$  - крутість прохідної характеристики транзистора.

Цю характеристику, у тих випадках, коли вона не наводиться в довіднику, можна побудувати за вхідними (див. рис. Б.1,а) та вихідними (див. рис. Б.1,б) характеристиками транзистора. Для даного випадку значення  $S_0 < 165 \text{ мА/В.}$

17. Визначаємо напругу зміщення на базі, що забезпечує кут відсікання струму емітера:  $U_{зм} = U_{\beta 0} + U_{\beta e \max} \cos \theta_e = 0,3 + 0,18 \cdot \cos 87^\circ = 0,3 \text{ В.}$

Значення напруги запирання можна орієнтовно визначити за рис. Б.1,а і прийняти рівним  $U_{\beta 0} = 0,3 \text{ В.}$

18. Знаходимо коефіцієнт зворотного зв'язку  $K = U_{\beta e \max} / U_{1к} = \frac{0,18}{14,24} = 0,013.$

19. Розраховуємо опір резисторів R1 і R2. Для цього задаємося струмом дільника, що проходить через ці резистори:  $I_{д} = 5 * I_{\beta 0}$ . Постійну складову струму бази  $I_{\beta 0}$  можна знайти за формулою:  $I_{\beta 0} = \frac{I_{0к}}{h_{21e}} = 0,18 \text{ мА.}$  Тоді  $I_{д} = 0,9 \text{ мА.}$  Знаючи  $I_{д}$ ,

знаходимо R2 за формулою:  $R_2 = \frac{U_{зм}}{I_{д}} = 2,44 \text{ кОм.}$

Оскільки струм дільника суттєво перевищує струм постійної складової бази транзистора, то останній не змінить істотно струм, що протікає через резистор R1, тому  $R_1 = (U_{к0} - U_{зм}) / I_{д} = 14,7 \text{ кОм.}$

20. Виберемо ємність роздільного конденсатора з умови  $C_1 = (10 \div 20) \cdot C_e$ , де  $C_e$  - ємність емітерного переходу транзистора, яку можна прийняти в межах (10,...,20) пФ. Тоді  $C_1 = 225 \text{ пФ.}$

21. Розрахуємо елементи ланцюга термостабілізації за виразом [13]:

$$R_3 = \frac{U_{ст}}{I_{е ст}} = 0,1 \text{ кОм},$$

де  $U_{ст}$  - падіння напруги на резисторі емітерної стабілізації (близько 0,7, ..., 1,5 В);  $I_{е ст}$  - постійний струм емітера ( $I_{е ст} = I_{0к}$ ).

Ємність конденсатора  $C_2$  дорівнює:

$$C_2 = (15-30)/f_p \cdot R_3 = (15-30)/(11,7 \cdot 10^6 \cdot 0,1) = 17 \text{ мкФ},$$

де  $C_2$  подається в мікрофарадах ;  $f_p$  - робоча частота у герцах;  $R_3$  - в кілоомах.

22. Визначаємо параметри коливального контуру. Нехай добротність ненавантаженого контуру  $Q = 150$  [13]. Добротність навантаженого контуру підраховується за формулою (2.7):

$$Q_H = Q(1 - \eta_H) = 150 \cdot (1 - 0,8) = 30.$$

Визначаємо опір, що вноситься у коливальний контур з боку навантаження:

$$r_{BH} = 2P_H / (Q_H I_{1к})^2 = 0,9 \text{ Ом}.$$

Визначаємо опір втрат коливального контуру з виразу (2.9):

$$r_{KK} = \frac{r_{BH}}{\eta_H} - r_{BH} = 0,23 \text{ Ом}$$

Тоді хвильовий опір коливального контуру згідно (2.8):

$$\rho^2 = R_{EH} (r_{KK} + r_{BH}) = 1130 \text{ Ом}^2.$$

Параметри коливально контуру визначаємо із системи рівнянь:  $\rho^2 = L_K / C_3$  ;

$L_K C_3 = 1 / (2\pi f_p)^2$  . Тоді  $L_K = 457 \text{ нГн}$ ;  $C_3 = 405 \text{ пФ}$ .

23. Розрахуємо параметри автотрансформатора, виходячи із співвідношень у схемі (див. рис. 2.8):

$$L_1 K = L_2 ; L_K = L_1 + L_2 ; p = \frac{L_1}{L_K}.$$

Отже:  $L_1 = 451,1 \text{ нГн}$ ;  $L_2 = 5,9 \text{ нГн}$ ;  $p = 0,987$ .

24. Розрахунок навантаження [6].

Нехай обрано трансформаторний зв'язок із навантаженням (див. Рис. 2.10,а) і коефіцієнт трансформації  $n_T = 7$ .

Визначаємо значення струму, що протікає через вторинну обмотку трансформатора та опір навантаження:

$$I_2 = \frac{Q_H I_{1K}}{n_T} = 60 \text{ мА}, \quad R_H = \frac{2P_H}{I_2^2} = 44 \text{ Ом}.$$

Тоді, згідно виразу (2.10), визначаємо опір зв'язку із навантаженням, який забезпечить необхідну потужність у навантаженні:

$$X_{зв}^2 = R_H \cdot r_{BH} = 39,6 \text{ Ом}^2.$$

На цьому розрахунок автогенератора на задану вихідну потужність можна вважати завершеним.

## Додаток В

### Порядок розробки структурної схеми передавача

*Завдання.* Розрахувати радіопередавальний пристрій із частотною модуляцією, що забезпечить коливальну потужність в антені 5 Вт на несучій частоті 720 МГц та девіацією частоти  $\Delta f = 144 \text{ кГц}$ . Відносна нестабільність несучої частоти не гірша ніж  $10^{-6}$ .

Частотна модуляція може бути отримана за допомогою генератора, що керується за напругою. Виходячи із значення відносної нестабільності несучої частоти, у якості задаючого генератора необхідно використовувати кварцовий автогенератор. Згідно з [4], для при частотній модуляції кварцового генератора повинно виконуватись співвідношення  $\frac{\Delta f}{f_0} \leq 5, \dots, 8 \cdot 10^{-4}$ . Оскільки в технічному завданні задана частота  $f = 720 \text{ МГц}$ , то, використовуючи три помножувача частоти із загальним коефіцієнтом множення дванадцять, можна стверджувати, що значення девіації на виході частотно-модульованого кварцового автогенератора складе  $\Delta f = 144 \text{ кГц} / 12 = 12 \text{ кГц}$ , а значення середньої робочої частоти  $f_0 = 60 \text{ МГц}$ . Отже у даному випадку співвідношення  $\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{12 \cdot 10^3}{60 \cdot 10^{-6}} \leq 2 \cdot 10^{-4}$  виконується і тому у якості задаючого генератора, що керується за напругою, будемо використовувати кварцовий автогенератор із варикапом, що забезпечить девіацію частоти 12 кГц на робочій частоті 60 МГц

Потужність сигналу в антені є заданою величиною, тому кількість каскадів високочастотного тракту будемо знаходити шляхом розподілу потужності коливань між каскадами. Вихідну потужність передавача формує каскад підсилювача потужності. У діапазоні високих частот використовують транзисторний підсилювач потужності за схемою із загальним емітером. Це забезпечує найкращу стійкість роботи. До складу підсилювача потужності входять активний елемент, ланцюги живлення і зміщення. Щоб забезпечити максимальний коефіцієнт корисної дії (ККД) і максимальну потужність, необхідно зробити розрахунок підсилювача потужності в оптимальному режимі. Для його реалізації треба правильно

спроектувати зовнішні ланцюги підсилувача – ланцюги живлення, і узгодження. Передавач повинен забезпечувати коливальну потужність в антені 5 Вт. Враховуючи втрати у вихідному колі, яке характеризується затуханням у прямому напрямі за потужністю з типовим значенням  $d_N = 0,9$  та модулем коефіцієнта відбиття  $\Gamma_N = 0,2$  [7], отримаємо потужність, яку повинен віддати транзистор вихідного підсилувача потужності [7]:

$$P_{ВИХN} = \frac{P_a}{\eta_{анф} \cdot d_N \cdot (1 - \Gamma_N^2)} = \frac{5}{0,9 \cdot 0,9 \cdot (1 - 0,2^2)} = 6,4 \text{ Вт}.$$

На частоті 720 МГц її може віддати транзистор КТ913В [6]. Схема включення із загальним емітером визначається в даному випадку конструкцією самого транзистора. Параметри інших транзисторів наведені, наприклад, у [15]. Підсилення транзистора КТ913В на робочій частоті 720 МГц розрахуємо за формулою [5]:

$$K_{PN} = \left( \frac{f_{mun}}{f} \right)^2 \cdot K_{P_{тип}} = (1000/720)^2 \cdot 2,8 = 5,4. \quad (B.1)$$

Враховуючи втрати в узгоджуючому колі, транзистор попереднього підсилувача потужності повинен забезпечити вихідну потужність [7]:

$$P_{ВИХN-1} = \frac{P_{вихN}}{K_p \cdot d_N \cdot (1 - \Gamma_N^2)} = \frac{6,4}{5,4 \cdot 0,9 \cdot (1 - 0,2^2)} = 1,4 \text{ Вт}. \quad (B.2)$$

Використаємо транзистор КТ913А, який розрахований на 3,3 Вт і на частоті 1ГГц має  $K_{P_{тип}} = 3,3$  [6]. Розрахуємо підсилення транзистора КТ913А на робочій частоті 720 МГц за формулою (B.1):

$$K_{PN-1} = (1000/720)^2 \cdot 3,3 = 6,4.$$

Враховуючи втрати в узгоджуючому колі, для збудження попереднього підсилувача необхідна потужність, що визначається за формулою (B.2):

$$P_{ВИХN-2} = \frac{1,4}{6,4 \cdot 0,9 \cdot 0,96} = 0,25 \text{ Вт}.$$

Помножувачі частоти використовуються в передавачах для підвищення частоти коливань у ціле число разів. При цьому у таку саму кількість разів збільшується і значення девіації частоти на виході помножувача. Транзисторні помножувачі частоти будуються по схемах генераторів із зовнішнім збудженням, але вихідний контур настроєний на  $n$ -ту гармоніку частоти збудження, а режим роботи активного елемента вибирають таким чином, щоб одержати максимальну корисну потужність і ККД. Рекомендується вибирати кратність множення  $n \leq 3$ , тому що при більш високій кратності різко знижується корисна потужність і ККД. Потужність, яка необхідна для збудження попереднього підсилювача, може бути отримана від помножувача частоти на два. Помножувач можна реалізувати на транзисторі КТ913А. Коефіцієнт підсилення помножувача становить:

$$K_{PN-2} = \left( \frac{f_{mun}}{f} \right)^2 \cdot K_{P_{тип}} / 2 = (1000/720)^2 \cdot 3,3 / 2 = 3,2 . \quad (B.3)$$

Враховуючи втрати в узгоджувачому колі, потужність, що необхідна для збудження третього помножувача, визначається за формулою (B.2):

$$P_{ВИХН-3} = \frac{0,25}{3,2 \cdot 0,9 \cdot 0,96} = 0,1 Bm .$$

Оскільки кварцевий генератор повинен працювати на частоті 60 МГц, то використаємо ще два каскади множення частоти: на два і на три. Реалізуємо помножувач частоти на два на транзисторі КТ606 з коефіцієнтом підсилення, що визначається за формулою (B.3):

$$K_{PN-3} = (400/360)^2 \cdot 3 / 2 = 1,85 .$$

Враховуючи втрати в узгоджувачому колі, для збудження другого помножувача необхідна потужність, що визначається за формулою (B.2):

$$P_{ВИХН-4} = \frac{0,1}{1,85 \cdot 0,9 \cdot 0,96} = 0,063 Bm .$$

Каскад множення частоти на три реалізуємо на транзисторі КТ606, який на частоті 400 МГц має вихідну потужність 0,8 Вт. Коефіцієнт підсилення складе:



$$K_{PN-4} = \left( \frac{f_{min}}{f} \right)^2 \cdot K_{P_{ТИП}} / 3 = (400/180)^2 \cdot 3/3 = 4,9.$$

Для збудження першого помножувача необхідна потужність, що визначається за формулою (В.2):

$$P_{ВИХ} = \frac{0,063}{4,9 \cdot 0,9 \cdot 0,96} = 0,015 \text{ Вт}.$$

Структурна схеми передавача із частотною модуляцією наведена на рис. В.1.

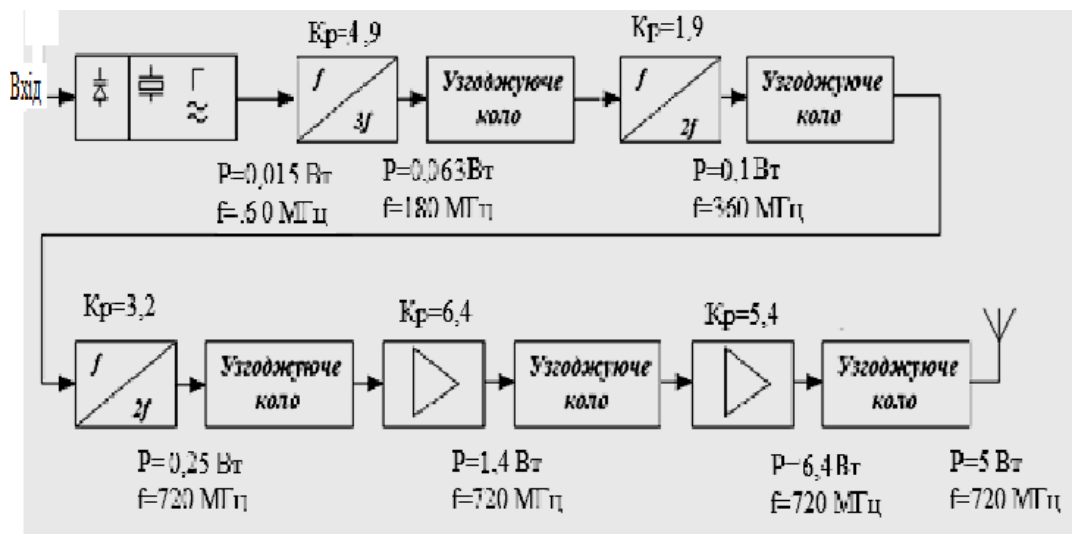


Рис. В.1

Розрахуємо орієнтовно коефіцієнт корисної дії всього передавача за виразом [3]:

$$\begin{aligned} \eta_{P_{III}} &= \frac{1}{\frac{1}{\eta_1 K_{p2} K_{p3} \dots K_{pN}} + \frac{1}{\eta_2 K_{p3} K_{p4} \dots K_{pN}} + \frac{1}{\eta_{N-1} K_{pN}} + \frac{1}{\eta_N}} = \\ &= \frac{1}{\frac{1}{0,16 \cdot 1,85 \cdot 3,2 \cdot 6,4 \cdot 5,4} + \frac{1}{0,25 \cdot 3,2 \cdot 6,4 \cdot 5,4} + \frac{1}{0,25 \cdot 6,4 \cdot 5,4} + \frac{1}{0,5 \cdot 5,4} + \frac{1}{0,5}} = \\ &= \frac{1}{0,031 + 0,036 + 0,116 + 0,375 + 2} = 0,39. \end{aligned}$$

При цьому типові значення ККД каскадів на транзисторах визначається для типового режиму роботи згідно [15]:

вихідний підсилювач потужності на транзисторі КТ913В – 50%;

попередній підсилювач потужності на транзисторі КТ913А – 50%;

помножувач частоти на два на транзисторі КТ913А –  $50\%/2=25\%$ ;

помножувач частоти на два на транзисторі КТ606 –  $50\%/2=25\%$ ;

помножувач частоти на три на транзисторі КТ606 –  $50\%/3=16\%$ .

Таким чином, до складу передавача із частотною модуляцією входять вихідний та попередній підсилювачі потужності, три помножувачі частоти із загальним коефіцієнтом множення дванадцять, узгоджуючі кола та задаючий автогенератор із частотною модуляцією, який має вихідну потужність 15 мВт та середню частоту 60 МГц. Схема кварцового генератора реалізується з прямою частотною модуляцією, тобто модуляція буде здійснюватись шляхом зміни параметрів коливальної системи за допомогою варикапа, що забезпечить необхідне значення девіації частоти. Передавач забезпечить вихідну потужність в антені 5 Вт, при ККД всього передавача близько 40%.

## Додаток Г

### Розрахунок вихідного підсилювача потужності

Нехай вихідна потужність підсилювача  $P=9,6$  Вт на частоті  $f=720$  МГц, виберемо тип транзистора КТ913В. Розрахунок колекторного ланцюга транзистора будемо виконувати по методиці, що викладена в [8].

1. Амплітуда першої гармоніки напруги  $U_{K1}$  на колекторі:

$$U_{K1} = E_K \cdot \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8 r_{нас}}{\alpha_1(\theta)} \times \frac{P_1}{E_K^2}} \right] = 25 \cdot \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 1,5}{0,5} \times \frac{9,6}{25^2}} \right] = 22,432 \text{ В},$$

де  $E_K$  – напруга живлення колектору, що обирається виходячи з параметрів типового режиму роботи транзистора;

$r_{нас} = 1 / S_{KP}$  – опір транзистора в стані насичення;

$\alpha_1(\theta)$  – коефіцієнт Берга.

2. Максимальна напруга на колекторі:

$$U_{K.МАКС} = E_K + (1,2 \dots 1,3) \cdot U_{K1} \leq U_{K.ДОП}, \quad U_{K.МАКС} = 25 + 1,25 \cdot U_{K1} = 53,3 \text{ В} \leq U_{K.ДОП} = 55 \text{ В}.$$

Напруга живлення колектору повинна бути узгоджена з допустимою напругою на колекторі, яка приводиться в довіднику. Якщо співвідношення не виконується, необхідно понизити  $E_K$ .

3. Амплітуда першої гармоніки струму колектору:

$$I_{K1} = 2P_1 / U_{K1} = \frac{2 \cdot 9,6}{22,432} = 0,856 \text{ А}.$$

4. Постійна складова струму колектору:

$$I_{K0} = \frac{\alpha_0(\theta)}{\alpha_1(\theta)} I_{K1} = \frac{0,319}{0,5} \cdot 0,856 = 0,546 \text{ А}.$$

Необхідна умова, що викладена у [8] виконується:  $I_{K0} \leq I_{K0.ДОП} = 0,546 \text{ А} \leq 2 \text{ А}$ .

5. Максимальний імпульсний струм колектору:

$$I_{K.МАКС} = I_{K0} / \alpha_0(\theta) = 0,546 / 0,319 = 1,712 \text{ А}.$$

Необхідна умова, що викладена у [8] виконується:  $I_{K.МАКС} \leq I_{K.ДОП} = 1,712 \text{ А} < 2 \text{ А}$ .

6. Потужність, що споживається від джерела живлення колекторної напруги:

$$P_0 = E_K \cdot I_{K0} = 25 \cdot 0,546 = 13,65 \text{ Вт.}$$

7. ККД кола колектору при номінальному навантаженні:

$$\eta = P_1 / P_0 = \frac{9,6}{13,65} = 0,7.$$

8. Потужність, що розсіюється на колекторі транзистора:

$$P_{PAC} = P_0 - P_1 = 13,65 - 9,6 = 4,05 \text{ Вт.}$$

9. Номінальний опір навантаження колектора:

$$R_{ЭК} = U_{K1}^2 / 2P_1 = \frac{22,432^2}{2 \cdot 9,6} = 26,208 \text{ Ом.}$$

10. Амплітуда змінної напруги на колекторі:

$$U_{K1} = \sqrt{2P_1 R_{ЭК}} = \sqrt{2 \cdot 9,6 \cdot 26,208} = 22,43 \text{ В.}$$

Розрахунок вхідного кола транзистора будемо виконувати по методиці, що викладена в [8].

1. Коефіцієнт передачі струму на робочій частоті складе:

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\beta_0 f / f_T)^2}} = \frac{35}{\sqrt{1 + \left(35 \frac{720 \cdot 10^6}{1000 \cdot 10^6}\right)^2}} = 1,39,$$

де  $\beta_0 = 35$  - низькочастотне значення статичного коефіцієнта підсилення струму в схемі із загальним емітером;

$f$  - робоча частота;

$f_T = 1000 \text{ МГц}$  - гранична частота підсилення.

Отже коефіцієнт передачі струму для даної частоти суттєво зменшується і фактично наближується до одиниці.

2. Амплітуда струму бази визначається за формулою [8]:

$$I_B = a \cdot \frac{I_{K1}}{\beta \cdot \gamma_1(\theta)} = 1,5 \cdot \frac{0,856}{1,39 \cdot 0,5} = 2 \text{ А,}$$

де  $a = 1 + \gamma_1(\theta) 2\pi f_T C_K R_{ЭК} = 1 + 0,5 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 10^9 \cdot 7,5 \cdot 10^{-12} \cdot 26,208 = 1,5$ ;

$\gamma_1(\theta) = 0,5$ ;

$C_K = 7,5$  пФ – ємність переходу колектору.

3. Максимальна зворотня напруга на емітерному переході:

$$|U_{БЭ.МАКС}| = \left| -I_B \frac{(1 + \cos \theta) R_D}{\sqrt{1 + (\beta_0 f / f_T)^2}} + E_{ОТС} \right| = \left| -2 \cdot \frac{108,98}{\sqrt{1 + \left( 35 \cdot \frac{720 \cdot 10^6}{1000 \cdot 10^6} \right)^2}} + 0,7 \right| = 3,691(B) \leq U_{БЭ.ДОП} = 5B,$$

де  $E_{ОТС} = 0,7$  В - напруга відсічки;

$R_D$  - опір базового діляника напруги по радіочастоті.

Опір базового діляника напруги по радіочастоті визначають за виразом:

$$R_D = \frac{\beta_0}{2\pi f_T C_3} \left( 1 - \frac{\beta_0}{2\pi f_T C_3 R_{вэ}} \right),$$

де  $C_3 = 150$  пФ - ємність емітерного переходу;

$R_{вэ} = 5$  кОм - опір витoku емітерного переходу.

Отже

$$R_D = \frac{35}{2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} \cdot \left( 1 - \frac{35}{2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 10^{-12} \cdot 5000} \right) = 108,9 \text{ Ом}.$$

Значення  $R_D$ , виберемо з номінального ряду опорів (даний опір на електричній принциповій схемі має позначення  $R_9 = 110$  Ом) [2].

Для того, щоб ліквідувати викривлення імпульсів колекторного струму між колектором та базою, включається резистор  $R_{БК} = \frac{\beta_0}{2\pi f_T C_K}$  [8]. Даний опір на електричній принциповій схемі матиме позначення  $R_{10}$ .

4. Постійні складові базового і емітерного струмів:

$$I_{Б0} = I_{К0} / \beta_0 = \frac{0,546}{35} = 0,016 \text{ А},$$

$$I_{э0} = I_{К0} + I_{Б0} = 0,546 + 0,016 = 0,562 \text{ А}.$$

5. Напруга зміщення на емітерному переході:

$$E_B = -I_B \frac{\gamma_0(\theta) (\pi - \theta) R_D}{\sqrt{1 + (\beta_0 f / f_T)^2}} + E_{OTC} + I_{B0} r_B + I_{E0} r_E =$$

$$= -2,081 \cdot \frac{0,319 \cdot 1,57 \cdot 108,98}{\sqrt{1 + \left(35 \cdot \frac{720 \cdot 10^6}{1000 \cdot 10^6}\right)^2}} + 0,7 + 0,016 \cdot 1 + 0,562 \cdot 0,2 = -0,145B,$$

де  $r_B, r_E$  - опори бази і емітера; ;

Згідно додатку В  $r_B=1$  Ом,  $r_E=0,2$  Ом, а  $\gamma_0=0,319$  [5]

6. Резистивна і реактивна складові вхідного опору транзистора  $Z_{BX} = r_{BX} + jx_{BX}$  дорівнюють:

$$r_{BX} = r_{BХОЭ} + \frac{R_{BХОЭ}}{1 + (\beta_0 f / f_T)^2} = 0,696 + \frac{53,49}{1 + \left(35 \cdot \frac{720 \cdot 10^6}{1000 \cdot 10^6}\right)^2} = 0,78 \text{ Ом},$$

$$x_{BX} = 2\pi f L_{BХОЭ} - \frac{R_{BХОЭ} (\beta_0 f / f_T)}{1 + (\beta_0 f / f_T)^2} = 2 \cdot 3,14 \cdot 720 \cdot 10^6 \cdot 2,442 \cdot 10^{-9} - \frac{53,49 \cdot \left(35 \cdot \frac{720 \cdot 10^6}{1000 \cdot 10^6}\right)}{1 + \left(35 \cdot \frac{720 \cdot 10^6}{1000 \cdot 10^6}\right)^2} = 8,922 \text{ Ом}.$$

Значення  $L_{BХОЭ}, r_{BХОЭ}, R_{BХОЭ}$  в еквівалентній схемі транзистора визначають за формулами [5]:

$$L_{BХОЭ} = L_B + L_E / a = 2,3 \cdot 10^{-9} + \frac{0,23 \cdot 10^{-9}}{1,62} = 2,442 \cdot 10^{-9} \text{ Гн},$$

де  $L_B=2,3$  нГн - індуктивність виводів бази;

$L_E=0,23$  нГн - індуктивність виводів емітера;

$$r_{BХОЭ} = \frac{1}{a} [(1 + \gamma_1(\theta) 2\pi f_T C_{КА} R_{ЭК}) - r_B + r_E + \gamma_1(\theta) 2\pi f_T L_E] =$$

$$= \frac{1}{1,5} [(1 + 0,5 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot 10^6 \cdot 2,5 \cdot 10^{-12} \cdot 26,208) - 1 + 0,2 + 0,5 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot 10^6 \cdot 0,23 \cdot 10^{-9}] = 0,696 \text{ Ом}.$$

$$R_{BХОЭ} = \frac{1}{a} [r_B + (1 + \gamma_1(\theta) \beta_0) r_E] - r_{BХОЭ} + R_D [1 - \gamma_1(\theta)] =$$

$$= \frac{1}{1,5} [1 + (1 + 0,5 \cdot 35) \cdot 0,2] - 0,696 + 108,98 [1 - 0,5] = 53,49 \text{ Ом}.$$

$$C_{BHOЭ} = \beta_0 / (2\pi f_T R_{BHOЭ}) = \frac{35}{2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot 10^6 \cdot 53,49} = 1,042 \cdot 10^{-10} \Phi,$$

де  $C_{КА} \approx (0,2...0,3)C_K = 2,5$  пФ - бар'єрна ємність переходу колектору;

7. Вхідна потужність:

$$P_{BX} = 0,5I_B^2 r_{BX} = 0,5 \cdot 2^2 \cdot 0,78 = 1,6 \text{ Вт.}$$

8. Коефіцієнт підсилення по потужності транзистора дорівнює:

$$K_P = P_1 / P_{BX} = \frac{9,6}{1,6} = 6.$$

9. Блокуюча індуктивність:

$$L_{БЛ} \gg \frac{R_{ЭК}}{2\pi f_0} = \frac{26,208}{2 \cdot 3,14 \cdot 720 \cdot 10^6} = 0,006 \text{ мкГн.}$$

На електричній принциповій схемі індуктивність має позначення  $L_7$ .

В результаті проведених вище розрахунків номінальний опір навантаження колектору, тобто той, при якому максимум потужності буде віддаватися навантаженню, дорівнює  $R_{ЭК} = 26,208 \text{ Ом}$ , а в якості навантаження служить фідер, що живить антену з опором  $R_A = 75 \text{ Ом}$ .

Для узгодження каскадів передавача застосовуються кола зв'язку. В загальному випадку до них висувається ряд вимог, однією з яких є трансформація опору навантаження  $Z_n$  в опір  $R_{ЭК,НОМ}$  транзистора даного каскаду. Якщо ця умова не виконується, транзистор працює в невігідному режимі, через що може знизитись ККД і виникнуть спотворення сигналу, що передається. Тому у вхідних, міжкаскадних і вихідних колах транзисторних генераторів часто вмикають спеціальні трансформуючі кола. Вузькодіапазонні трансформуючі кола з коефіцієнтом перекриття по частоті не більше 1,1...1,2 виконуються на основі найпростіших узгоджувачих Г-, Т- і П-ланцюгів у вигляді ФНЧ, коли в поздовжніх гілках вмикаються індуктивності, а в поперечних – ємності. Узгоджувачі П і Т кола (див. рис. Г.1 і рис. Г.2) будують шляхом послідовного з'єднання двох Г-ланцюгів. Вони допускають довільне співвідношення між опорами  $R_1$  і  $R_2$  та забезпечують кращу фільтрацію вищих гармонік. Права ланка трансформує  $R_2$  в деякий опір  $R_0$ , а ліва –  $R_0$  в  $R_1$ , причому  $R_0$  повинен бути більше  $R_1$ ,  $R_2$  в Т-колі і менше  $R_1$ ,  $R_2$  в П-

колі. Практично  $R_0$  задають в 2...5 разів більше  $R_1, R_2$  в Т-колі і в 2...5 разів менше  $R_1, R_2$  в П-колі. Для узгодження опорів використаємо Т – коло. Виберемо опір  $R_0=210 \text{ Ом}$  і проведемо розрахунок елементів  $L_1, L_2, C_1$ . Розрахункові співвідношення для LC-елементів Г-, П- і Т-кіл надані [8], виходячи з припущення, що реактивні елементи не мають втрат. Практично це допустимо при добротності LC- елементів вище 30,...,50.

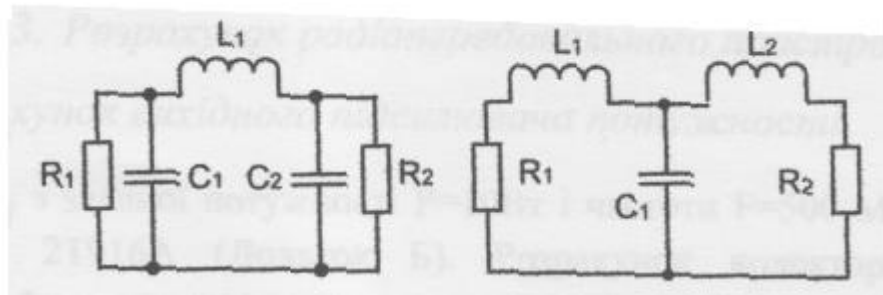


Рис. Г.1

Рис. Г.2

Для розрахунку *вихідного кола узгодження* вихідного підсилювача можна прийняти  $R_1 = R_{\text{ЭКН}}$ , а  $R_2 = R_A$ :

$$X_{L1} = R_1 \cdot \sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1} = 26,208 \cdot \sqrt{\frac{210}{26,208} - 1} = 69,403 \text{ Ом},$$

$$X_{L2} = R_2 \cdot \sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1} = 75 \cdot \sqrt{\frac{210}{75} - 1} = 100,623 \text{ Ом},$$

$$|X_{C1}| = \left| \frac{R_0}{\sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1} + \sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1}} \right| = \left| \frac{210}{\sqrt{\frac{210}{26,208} - 1} + \sqrt{\frac{210}{75} - 1}} \right| = 52,634 \text{ Ом},$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{f} = \frac{69,403}{720 \cdot 10^6} = 0,01 \text{ мкГн}.$$

На електричній принциповій схемі індуктивність має позначення  $L_5$ .

$$L_2 = \frac{X_{L2}}{f} = \frac{100,623}{720 \cdot 10^6} = 0,14 \text{ мкГн}.$$

На електричній принциповій схемі індуктивність має позначення  $L_6$ .

$$C_1 = \frac{1}{X_{C1} f} = \frac{1}{52,634 \cdot 720 \cdot 10^6} = 26,387 \text{ нФ}.$$



Із стандартного ряду ємностей виберемо значення 30 пФ [2]. На електричній принциповій схемі ємність має позначення  $C_9$ .

Для визначення потужності, що розсіюється в колах узгодження, існують формули, в яких враховуються втрати тільки в індуктивностях, оскільки майже завжди  $Q_L \ll Q_C$ . Нехай  $Q_L=6$ , тоді ККД колах узгодження буде визначатися за виразом:

$$\eta = \frac{1}{\left(1 + \frac{X_{L1}}{R_1 \cdot Q_L}\right) \cdot \left(1 + \frac{X_{L2}}{R_2 \cdot Q_L}\right)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{69,403}{26,208 \cdot 6}\right) \cdot \left(1 + \frac{100,623}{75 \cdot 6}\right)} = 0,56.$$

Знайдемо потужність, що підводиться до антени:

$$P_H = \eta \cdot P_{BX} = 0,56 \cdot 9,6 = 5,03 \text{ Вт}.$$

Це значення повинно відповідати вихідній потужності передавача.

Розрахунок вхідного кола узгодження вихідного підсилювача проводиться за тією ж методикою, але приймають  $R_1 = R_{\text{ЭК}N-1}$ , а  $R_2 = r_{\text{БХ}N}$ . Розрахунок  $R_{\text{ЭК}N-1} = U_{\text{К1}N-1}^2 / 2P_{\text{ВИХ}N-1}$  можна провести на основі параметрів транзистора попереднього ( $N-1$ ) підсилювача потужності, що були визначені на етапі розрахунку структурної схеми передавача. Знаючи вихідну потужність  $P_{\text{ВИХ}N-1}$  та обравши напругу джерела живлення колектору  $E_{\text{К}N-1}$  та  $r_{\text{нас}N-1}$  згідно додатку В, визначають

$$U_{\text{К1}N-1} = E_{\text{К}N-1} \cdot \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8 r_{\text{нас}N-1}}{\alpha_1(\theta)} \times \frac{P_{\text{ВИХ}N-1}}{E_{\text{К}N-1}^2}} \right].$$

За такою самою методикою проводиться розрахунок  $R_{\text{ЭК}N-2} = R_1$  при визначенні параметрів вхідного кола узгодження попереднього підсилювача. При цьому  $R_2 = r_{\text{БХ}N-1}$ . Розрахунок вихідного кола узгодження попереднього підсилювача проводиться за тією ж методикою, але приймають  $R_1 = R_{\text{ЭК}N-1}$ , а  $R_2 = r_{\text{БХ}N}$ . Вхідний опір  $r_{\text{БХ}N}$  вихідного підсилювача можна розрахувати за виразом  $r_{\text{БХ}N} = 2P_{\text{БХ}N} / I_{\text{БН}}^2$ . При цьому потужність на вході вихідного підсилювача  $P_{\text{БХ}N}$  визначається під час розрахунку структурної схеми передавача, а струм бази транзистора вихідного

підсилювача розраховується за методикою, що використовувалась вище для розрахунку вхідного кола транзистора попереднього підсилювача за виразом

$$I_{BN} = a \cdot \frac{I_{K1N}}{\beta_N \cdot \gamma_1(\theta)},$$

де  $a = 1 + \gamma_1(\theta) 2\pi f_{TN} C_{KN} R_{ЭKN}$ ;

$$\beta_N = \frac{\beta_{0N}}{\sqrt{1 + (\beta_{0N} f / f_{TN})^2}};$$

$$I_{K1N} = 2P_{\text{вх}N} / U_{K1N}.$$

Всі необхідні параметри транзистора вихідного каскаду визначаються згідно [15], а еквівалентний опір вихідного підсилювача визначається згідно виразу

$$R_{ЭKN} = U_{K1N}^2 / 2P_{\text{вих}N},$$

$$\text{де } U_{K1N} = E_{KN} \cdot \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8 r_{\text{нас}N}}{\alpha_1(\theta)} \times \frac{P_{\text{вих}N}}{E_{KN}^2}} \right].$$

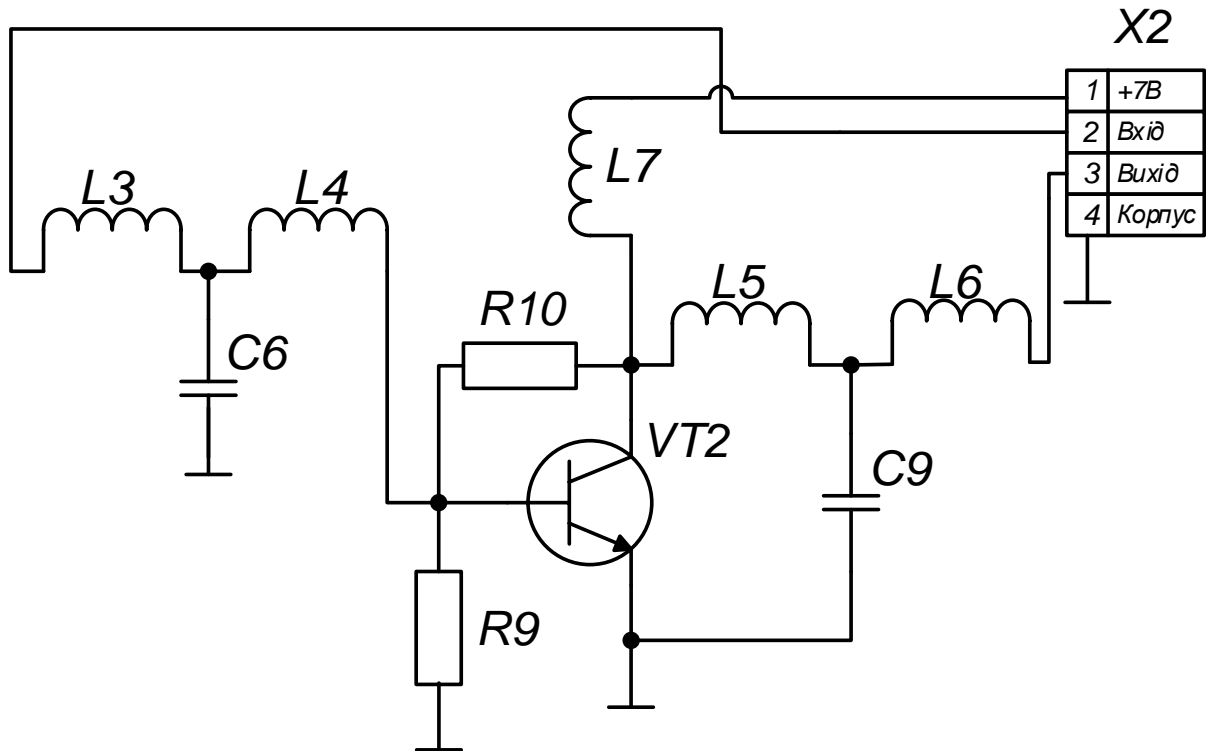
Вихідна потужність  $P_{\text{вих}N}$  визначалась під час розрахунку структурної схеми передавача, а напруга джерела живлення колектору  $E_{KN}$  та  $r_{\text{нас}N}$  визначається згідно [3]: для обраного транзистора вихідного підсилювача. Далі знаходиться потужність, що підводиться до наступного каскаду  $P_H = \eta \cdot P_{\text{вх}}$ . і це значення порівнюється з параметрами структурної схеми. Якщо відмічаються суттєві відміни від попередньо визначених під час розрахунку структурної схеми, то проводиться перерахунок кола з метою підвищення значення

$$\eta = \frac{1}{\left(1 + \frac{X_{L1}}{R_1 \cdot Q_L}\right) \cdot \left(1 + \frac{X_{L2}}{R_2 \cdot Q_L}\right)}.$$

Приклад оформлення принципової схеми підсилювача потужності та переліку елементів наведений у додатку Д.

## Додаток Д

## Приклад оформлення принципової схеми



Поз. знач.	Найменування	Кіл.	Примітка
<b>Резистори</b>			
R <sub>9</sub>	МЛТ-0,125 Вт-9,1 Ом±5%	1	
R <sub>10</sub>	МЛТ-0,5 Вт-118 Ом±5%	1	
<b>Конденсатори</b>			
C <sub>6</sub>	К70-6-0,68 нФ-35 В±5%	1	
C <sub>9</sub>	К70-6-0,62 пФ-35 В±5%	1	
<b>Котушки індуктивності</b>			
L <sub>3</sub>	0,19 мкГн, ±5%	1	
L <sub>4</sub>	65,7 нГн, ±5%	1	
L <sub>5</sub>	0,22 мкГн, ±5%	1	
L <sub>6</sub>	65,8 нГн, ±5%	1	
L <sub>7</sub>	20 нГн, ±5%	1	
<b>Транзистори</b>			
VT <sub>2</sub>	КТ909А	1	

					ІРРТ.480.020.020 – КП			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.					Вихідний підсилювач потужності Схема електрична принципова	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.								
Реценз.						ЖДТУ		
Н. Контр.								
Затверд.								

**Навчальне видання****Андрєєв Олександр Володимирович****Ципоренко Віталій Валентинович****Ципоренко Валентин Григорович****Полещук Іван Іванович****ПРИСТРОЇ ГЕНЕРУВАННЯ ТА ФОРМУВАННЯ РАДІОСИГНАЛІВ**

Навчальний посібник

Редактор: *О.В. Андрєєв*Комп'ютерний набір та верстка: *І.І. Полещук*

Формат 60×84 1/16.

Гарнітура Times New Roman. .

Обсяг даних 8,2 МБ.