

В. М. Ткачук, С. М. Цирульник, Т. А. Петренко

Радіопередавальні пристрої

Навчальний посібник

Вінниця
Т. П. Барановська
2015

УДК 621.396. 61 (075 8)
ББК 32.848
Т 48

Розглянуто і схвалено на засіданні методичної
ради Вінницького технічного коледжу
протокол № 3 від 13.11.2014 р.

Рецензенти:

В. М. Кичак, доктор технічних наук, професор (ВНТУ)

Ю. М. Бойко, кандидат технічних наук, доцент (ХНУ)

Ткачук, В. М.

Т48 Радіопередавальні пристрої : навчальний посібник / В. М. Ткачук,
С. М. Цирульник, Т. А. Петренко. – Вінниця : Т. П. Барановська, 2015. – 188 с.

ISBN 978-617-7233-03-8

У навчальному посібнику розглянуті: підсилювачі потужності – генератори із зовнішнім збудженням, генератори із самозбудженням, управління коливаннями, генератори та підсилювачі надвисоких частот, особливості багатоканального зв'язку, часового та частотного розподілу каналів.

Навчальний посібник рекомендується для підготовки студентів вищих навчальних закладів за галуззю знань 0509 – «Радіотехніка, радіоелектронні апарати та зв'язок» та споріднених спеціальностей.

УДК 621.396. 61 (075 8)

ББК 32.848

ISBN 978-617-7233-03-8

© В. Ткачук, С. Цирульник, Т. Петренко, 2015

Зміст

РОЗДІЛ 1. ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПРО РАДІОПЕРЕДАВАЧІ.....	3
1.1 Призначення і роль радіопередавача в системі радіозв'язку.....	6
1.2 Класифікація і основні показники радіопередавача	7
1.3 Структурна схема радіопередавача	9
РОЗДІЛ 2. ГЕНЕРАТОРИ ІЗ ЗОВНІШНІМ ЗБУДЖЕННЯМ.....	10
2.1 Особливості статичних характеристик активних елементів, які використовуються в радіопередавачах	11
2.2 Режим коливальних першого і другого роду в схемі генератора з зовнішнім збудженням.....	12
2.3 Розкладання імпульсу струму в ряд Фур'є. Коефіцієнти розкладання А. І. Берга.....	13
2.4 Енергетичні співвідношення в схемі генератора із зовнішнім збудженням	15
2.5 Недонапружений, критичний, перенапружений режими роботи генератора із зовнішнім збудженням.....	18
2.6 Вибір оптимального кута відсічки в схемі генератора із зовнішнім збудженням.....	21
2.7 Характеристики навантаження генератора із зовнішнім збудженням.....	22
2.8 Схеми живлення генератора із зовнішнім збудженням	24
2.8.1 Послідовна і паралельна схеми живлення колекторної (стокової) ділянки транзистора	24
2.8.2 Схеми живлення базової (затворної) ділянки транзистора	26
2.8.3 Схема живлення ділянки другого завору польового транзистора	28
2.9 Складання потужностей в схемах генератора із зовнішнім збудженням.....	28
2.9.1 Паралельне ввімкнення транзисторів	29
2.9.2 Послідовне ввімкнення транзисторів	29
2.9.3 Мостові схеми для складання потужностей	31
2.9.4 Складання потужностей у просторі.....	34
2.10 Вихідні каскади радіопередавача	35
2.10.1 Проста схема виходу	36
2.10.2 Складна схема виходу	37
2.10.3 Характеристики настроєння вихідних каскадів.....	39
2.11 Проміжні каскади радіопередавача	41
2.11.1 Двотактні збуджувачі вихідних каскадів радіопередавача	41
2.11.2 Помножувачі частоти	42
2.11.3 Буферні каскади	48
РОЗДІЛ 3. АВТОГЕНЕРАТОРИ.....	50
3.1 Поняття про самозбудження. Баланс фаз і баланс амплітуди	50
3.2 Схеми автогенераторів з індуктивним зв'язком	52
3.3 Коливальна характеристика і характеристика зворотнього зв'язку.....	54
3.4 “М'який” режим роботи автогенератора	55
3.5 “Жорсткий ” режим роботи автогенератора.....	57

3.6 Автогенератори на тунельних діодах.....	59
3.7 Трьохточкові схеми автогенераторів	61
3.8 Двоконтурні схеми автогенераторів.....	67
3.9 Двоконтурні схеми автогенераторів з електронним зв'язком	71
3.10 Двотактні схеми автогенераторів	72
3.11 RC-генератори	73
РОЗДІЛ 4. СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ АВТОГЕНЕРАТОРІВ	76
4.1 Стабільність частоти радіопередавача. Причини її нестабільності.....	76
4.2 Фізичні властивості кварцу, його еквівалентна схема і резонансні частоти.....	77
4.3 Осциляторні схеми кварцових генераторів	80
4.4 Фільтрові схеми кварцових генераторів	83
4.5 Кварцовий генератор на тунельному діоді	85
4.6 Кварцовий генератор з автоматичним регулюванням вихідної напруги	86
4.7 Управління частотою кварцового генератора	87
4.8 Кварцові синтезатори частоти	89
РОЗДІЛ 5. ГЕНЕРАТОРИ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ	94
5.1 Особливості схемної побудови автогенераторів ультракороткохвильового діапазону.....	94
5.2 Особливості генерації на надвисоких частотах.....	97
5.3 Магнетронні генератори.....	98
РОЗДІЛ 6. УПРАВЛІННЯ КОЛИВАННЯМИ В РАДІОПЕРЕДАВАЧАХ	106
6.1 Амплітудна модуляція	107
6.1.1 Спектр, смуга і потужність амплітудномодульованого коливання.....	107
6.1.2 Базова (затворна) амплітудна модуляція.....	109
6.1.3 Колекторна (стокова) амплітудна модуляція.....	113
6.1.4 Амплітудна модуляція на другий затвор.....	115
6.1.5 Комбіновані методи амплітудної модуляції	116
6.1.6 Амплітудна маніпуляція в схемі радіопередавача	120
6.1.7 Односмугова передача	124
6.1.7.1 Балансні модулятори	125
6.1.8 Методи формування односмугових сигналів.....	127
6.1.8.1 Фільтровий метод.....	127
6.1.8.2 Фазокомпенсаційний метод	129
6.1.8.3 Фазофільтровий метод.....	130
6.2 Частотна модуляція	131
6.2.1 Спектр і смуга частотномодульованого коливання	132
6.2.2 Схеми частотної модуляції в радіопередавачах	133
6.2.2.1 Частотна модуляція на варикапах	133
6.2.2.2 "Реактивні" транзистори.....	134
6.2.2.3 Еквівалентні параметри "реактивних" транзисторів.....	136
6.2.2.4 Схеми частотної модуляції на "реактивних" транзисторах.....	137
6.2.3 Частотна маніпуляція в схемі радіопередавача	139

6.3	Фазова модуляція	140
6.3.1	Спектр і смуга фазомодульованого колювання.....	141
6.3.2	Схеми формування фазомодульованих колювань	141
6.3.3	Фазова маніпуляція в схемі радіопередавача.....	144
6.4	Імпульсна модуляція	146
6.4.1	Види імпульсних сигналів	147
6.4.2	Структурна схема і основні показники радіопередавача з імпульсною модуляцією	148
6.4.3	Імпульсний модулятор з ємнісним накопичувачем	149
6.4.4	Імпульсний модулятор з індуктивним накопичувачем.....	151
6.4.5	Імпульсний модулятор на штучній довгій лінії.....	153
6.4.6	Магнітні модулятори	154
6.5	Методи модуляції цифрових сигналів.....	156
6.6	Квадратурно-амплітудна модуляція	160
РОЗДІЛ 7. БАГАТОКАНАЛЬНИЙ РАДІОЗВ'ЯЗОК.....		169
7.1	Принципи багатоканального радіозв'язку	169
7.2	Часовий розподіл каналів	170
7.3	Частотний розподіл каналів	172
УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ		174
СЛОВНИК		176
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ		187

РОЗДІЛ 1. ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПРО РАДІОПЕРЕДАВАЧІ

1.1 Призначення і роль радіопередавача в системі радіозв'язку

Радіо – це засіб передачі сигналів на відстань за допомогою електромагнітних коливань (радіохвиль). За допомогою радіо здійснюється зв'язок (радіозв'язок), радіомовлення і телебачення, визначення місцезнаходження рухомого об'єкту в просторі (радіолокація), сигналізація, контроль, управління і інше. У системі радіозв'язку (рис. 1.1а), яка складається з радіопередавача і радіоприймача, роль передавача дуже важлива, оскільки він формує інформацію, яку потрібно передавати. Таким чином, радіопередавальним пристроєм (радіопередавачем чи просто передавачем) називають пристрій для одержання (генерації) електричних коливань визначеної частоти (радіочастоти) і потужності, один з параметрів яких (амплітуда, частота чи фаза) змінюється у відповідності з інформацією, яка передається (проводиться модуляція радіочастоти).

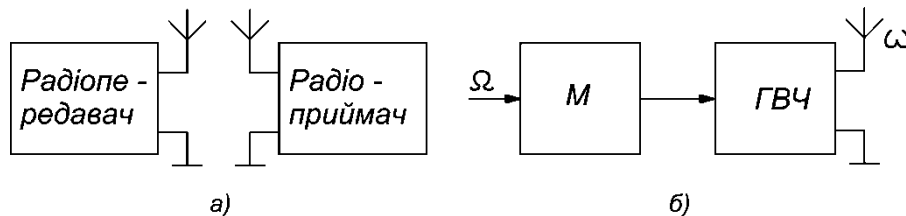


Рис. 1.1. Структурні схеми системи радіозв'язку і радіопередавача.

Спрощена функціональна схема радіопередавача (рис. 1.1б) складається з генератора високої частоти ГВЧ і модулятора М. ГВЧ виробляє високу частоту ω , яка підводиться до антенного пристрою. Відомо, що антена випромінює ефективно тільки тоді, коли частота підведених до неї коливань настільки висока, що довжина хвилі цих коливань відповідає геометричним розмірам антени. Спроба, наприклад, передачі безпосередньо інформації звукових частот (мови, музики) за допомогою електромагнітних коливань, частота яких знаходиться в межах одиниць-десятків кГц, привела б до геометричних розмірів антени в кілька кілометрів, що звичайно, недоцільно.

Крім того, з теорії випромінювання відомо, що потужність електромагнітних коливань, які підводяться до антени радіопередавача, тим більша, чим більша частота. Виходячи з цих міркувань, у радіопередавачах саме ГВЧ виробляє коливання високої частоти сотні кГц...сотні МГц ω , які часто називають несучою частотою (тобто, такою, що несе інформацію, яка передається), а при допомозі модулятора М, на вхід якого подається низька частота інформації Ω , здійснюється модуляція несучої частоти по амплітуді, частоті чи фазі.

Таким чином, у радіопередавачі здійснюється операція закладання інформації відповідним засобом в частоту несучої, її амплітуду чи фазу. Відомо, що спектр такого модульованого коливання не має вже в своєму складі звукових (низьких) частот. Через випромінювання антеною електромагнітних коливань

вони поширюються в просторі, досягають антени радіоприймача, де вже проходить зворотна операція виділення переданої інформації.

1.2 Класифікація і основні показники радіопередавача

Створення коливань високої частоти є першим основним завданням радіопередавача.

Сучасні радіопередавачі відрізняються великою різноманітністю частоти випромінювання і потужності і класифікуються за такими ознаками:

- за потужністю:
 - а) дуже малої потужності (ДМП) – потужність випромінювання в антені $P_a < 3$ Вт;
 - б) малої потужності (МП) – $P_a = 3 \dots 100$ Вт;
 - в) середньої потужності (СП) – $P_a = 100$ Вт ... 3 кВт;
 - г) потужні передавачі (ПП) – $P_a = 3 \dots 100$ кВт;
 - д) дуже потужні передавачі (ДПП) – $P_a > 100$ кВт;
- за діапазоном випромінюваних частот (хвиль):
 - а) довгохвильові радіопередавачі, які працюють на хвилі довше 2000 м ($\lambda > 2000$ м);
 - б) середньохвильові радіопередавачі ($\lambda = 200 \dots 2000$ м);
 - в) передавачі проміжних хвиль ($\lambda = 50 \dots 200$ м);
 - г) короткохвильові радіопередавачі ($\lambda = 10 \dots 100$ м);
 - д) передавачі метрових хвиль ($\lambda = 1 \dots 10$);
 - е) передавачі дециметрових хвиль ($\lambda = 1 \dots 10$ дм);
 - є) передавачі сантиметрових хвиль ($\lambda = 1 \dots 10$ см);
 - ж) передавачі міліметрових хвиль ($\lambda = 1 \dots 10$ мм);
 - з) передавачі субміліметрових хвиль ($\lambda = 0,1 \dots 1$ мм);
 - і) передавачі оптичного діапазону ($\lambda < 0,1$ мм).
- за родом роботи:
 - а) зв'язкові;
 - б) звукового мовлення;
 - в) телевізійного мовлення;
 - г) спеціальні (радіолокаційні, радіонавігаційні, радіокерування, створення радіозавод та інші);
- за конструкцією (умовами роботи):
 - а) нерухомі;
 - б) переносні;
 - в) автомобільні;
 - г) літакові;
 - д) космічні.
- за видом модуляції:
 - а) передавачі з амплітудною модуляцією;
 - б) передавачі з частотною модуляцією;
 - в) передавачі з фазовою модуляцією;

- г) передавачі з комбінованими методами модуляції;
- за призначенням:
 - а) побутові;
 - б) професійні;
 - в) спеціальні.
- за режимом роботи:
 - а) цілодобові;
 - б) короткочасні;
 - в) одноразової дії.

Основними показниками радіопередавачів є:

– діапазон робочих частот чи хвиль визначається в залежності від призначення радіопередавача, розташування пунктів прийому і передачі, умов розповсюдження радіохвиль; на даний час освоєно діапазон робочих частот від 3 кГц до 3000 ГГц;

– потужність радіопередавача $P_{\text{вих}}$, під якою прийнято розуміти таку потужність електромагнітних коливань, яка віддається в антену; потужність сучасних радіопередавачів коливається від десятої долі вата до тисяч кіловат.

– коефіцієнт корисної дії, який визначається як відношення потужності $P_{\text{вих}}$ до всієї потужності, споживаної від джерела живлення P_0 . Такий показник визначає якість побудови схеми радіопередавача і коливається в межах 12 ... 50 %

і визначається за формулою $\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0} \cdot 100\%$;

– стабільність частоти радіопередавача є одним з основних показників, який визначає в значній мірі надійність радіозв'язку, оскільки відхилення частоти від номінальної $f_{\text{ном}}$, неминуче приводить до виникнення завад іншим каналам зв'язку; за існуючими нормами, абсолютне відхилення частоти роботи передавача від заданої номінальної $\Delta f = f_{\text{ном}} - f_{\text{роб}}$ має лежати у незначних межах (одиниці герц), а відносна нестабільність $E = \Delta f / f_{\text{ном}}$ повинна бути для різних каскадів радіопередавачів не більше $1 \cdot 10^{-5} \dots 1 \cdot 10^{-9}$;

– рівень побічного випромінювання у вихідній потужності радіопередавача є важливим показником радіопередавача, оскільки засіб одержання напруги основної частоти в радіопередавачі неодмінно приводить до появи так званих побічних або вищих гармонік випромінювання, які можуть створювати завади радіозв'язку; такі побічні частоти, в вихідній напрузі радіопередавача повинні бути послаблені до визначеної величини при використанні спеціальних фільтрів;

– допустимий рівень спотворення переданого повідомлення повинен бути таким, щоби не порушити роботу системи радіозв'язку; для різних типів радіопередавачів це може бути нерівномірність підсилення у смузі частот (частотні спотворення), глибина модуляції (нелінійні спотворення), максимальна смуга пропускання та інше.

Крім вищезгаданих показників, при конструюванні радіопередавача можуть бути пред'явлені конструктивні вимоги до ваги, габаритів, експлуатаційні та інші показники.

1.3 Структурна схема радіопередавача

Структурна схема типового передавача представлена на рис. 1.2. і складається з двох каналів: каналу високої частоти (несучої), де проходить обробка сигналу радіочастоти, яка модулюється і випромінюється антеною радіопередавача і каналу низької частоти переданої інформації.

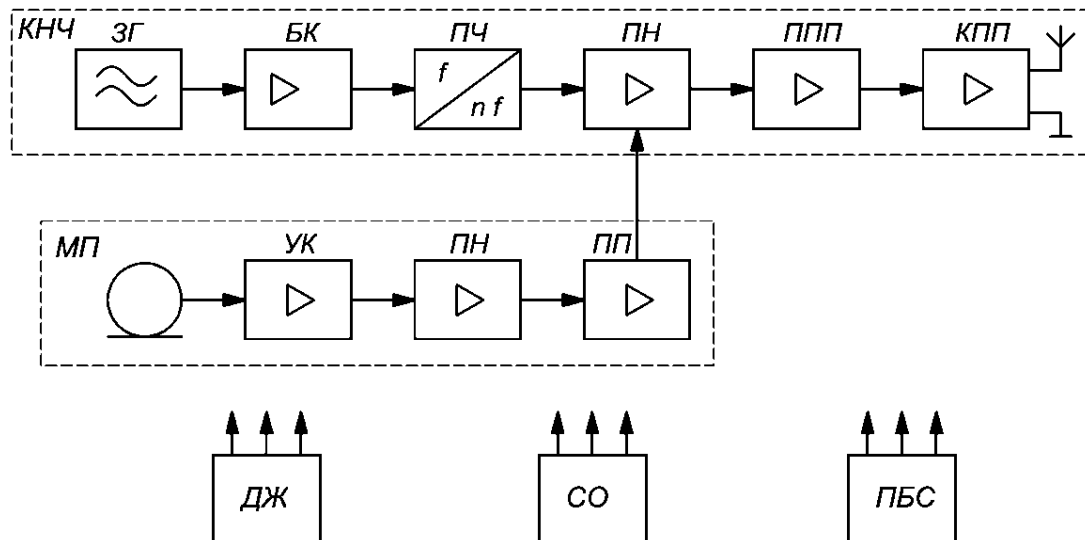


Рис. 1.2. Структурна схема радіопередавача.

Канал несучої частоти (КНЧ) радіопередавача має:

ЗГ – задаючий генератор – каскад, який виробляє синусоїдальну напругу радіочастоти високої стабільності;

БК – буферний каскад – спеціальна схема, яка має високий вхідний опір, малу ємність входу і запобігає впливу наступних каскадів при зміні їх показників на зміну частоти ЗГ;

ПЧ – помножувач частоти – схема, яка збільшує (при потребі) частоту ЗГ;

ПН – підсилювач напруги радіочастоти (таких каскадів у радіопередавачі може бути декілька), підсилює напругу радіочастоти до величин, необхідних для нормальної роботи кінцевих каскадів радіопередавачів;

ППП – попередній підсилювач потужності кінцевого каскаду радіопередавача;

КПП – кінцевий підсилювач потужності, на вихід якого ввімкнена антена і завдання якого – підвести необхідну вихідну потужність до антени.

Модуляційний пристрій (МП) – канал низької чи звукової частоти, на вихід якого сигнал подається, наприклад, з мікрофону (М), має узгоджувач каскад (УК), підсилювач напруги (ПН) і підсилювач потужності (ПП). З виходу модуляційного пристрою сигнал низької частоти подається на підсилювач напруги (ПН) каналу радіочастоти, де проходить модуляція одного з параметрів радіочастоти. Крім того, схема радіопередавача повинна мати джерело живлення (ДЖ), а у схемах потужних радіопередавачів може бути система охолодження (СО) і пристрій блокування і сигналізації (ПБС).

Приведена структурна схема радіопередавача для різних типів і різної ви-

хідної потужності може бути змінена, але основний принцип формування сигналів тут зберігається.

Контрольні питання до розділу 1.

1. Які пристрої ми називаємо радіопередавальними?
2. Назвіть основні показники радіопередавачів?
3. Як класифікують радіопередавачі за діапазоном випромінюваних частот?
4. Які є види модуляцій?
5. Як класифікуються радіопередавачі за призначенням?
6. Охарактеризуйте допустимий рівень спотворення переданого повідомлення.
7. Яку частоту ми називаємо несучою?
8. Навіщо використовується несуча частота?
9. Як характеризуються радіопередавачі за потужністю?
10. Як визначається потужність радіопередавача?

РОЗДІЛ 2. ГЕНЕРАТОРИ ІЗ ЗОВНІШНІМ ЗБУДЖЕННЯМ

Генератор із зовнішнім збудженням (ГЗЗ) є одним з основних каскадів радіопередавача, на вхід якого напруга подається від зовнішнього джерела змінної напруги. Маючи на увазі відмінність технічних термінів в "Радіопередавальних пристроях", що пов'язано зі специфікою розробки теорії передавачів, можна констатувати, що ГЗЗ фактично є підсилювачем чи перетворювачем вхідної напруги високої частоти за напругою чи потужністю. Тому фізичні процеси, які протікають у схемі ГЗЗ по підсиленню, наприклад, вхідної напруги, ідентичні тим, що протікають у звичайній схемі підсилювача. Деякою відмінністю є те, що в вигляді навантаження ГЗЗ часто використовується не тільки паралельний контур $L_k C_k$, який настроєний на частоту вхідної напруги (рис. 2.1), а й періодична навантажувальна система. Транзистор може бути використаний як активний елемент.

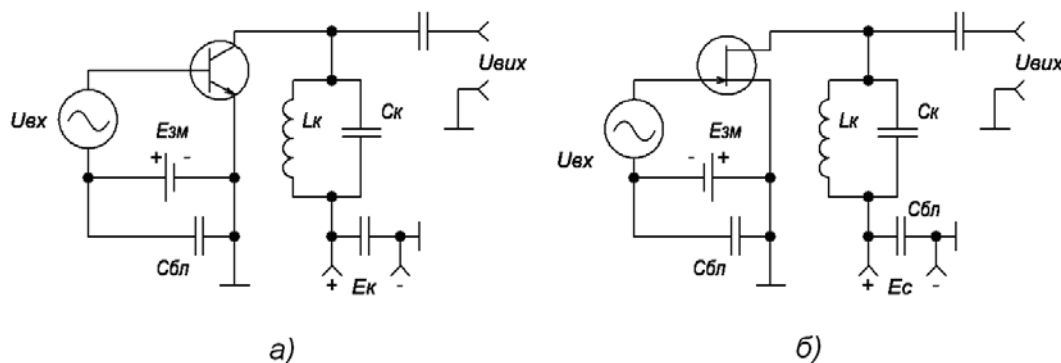


Рис. 2.1. Найпростіші схеми генераторів із зовнішнім збудженням на біполярному і польовому транзисторах.

У цих схемах ГЗЗ (рис. 2.1а,б) використане ввімкнення транзисторів із загальним емітером (ЗЕ) і загальним витоком (ЗВ) при виборі робочої точки транзисторів за допомогою джерела зміщення $E_{зм}$. Джерело основного живлення E_k чи E_c , енергія якого використовується для перетворення в підсилену енергію вихідної напруги, заблоковане по змінній складовій струму конденсатором $C_{бл}$, як і джерело зміщення $E_{зм}$. Оскільки паралельний контур $L_k C_k$ настроєний на частоту вхідної напруги $U_{вх}$, то він має активний опір $R_{ер}$ на резонансній частоті, тому всі фазові співвідношення між напругами і струмами ГЗЗ ідентичні підсилювальному каскаду з активним навантаженням.

2.1 Особливості статичних характеристик активних елементів, які використовуються в радіопередавачах

При використанні транзисторів в каскадах радіопередавачів необхідно враховувати особливості їх статичних характеристик.

Біполярні транзистори (БТ) дуже широко використовуються в радіопередавачах. Оскільки структура БТ фактично складається з таких двох кіл: база-емітер як відкритого переходу, зображеного напівпровідниковим діодом для БТ типу n-p-n, і база-колектор, як закритого переходу, зображеного діодом в зворотньому ввімкненні (рис. 2.2а), то його еквівалентна схема може бути представлена послідовним з'єднанням двох діодів.

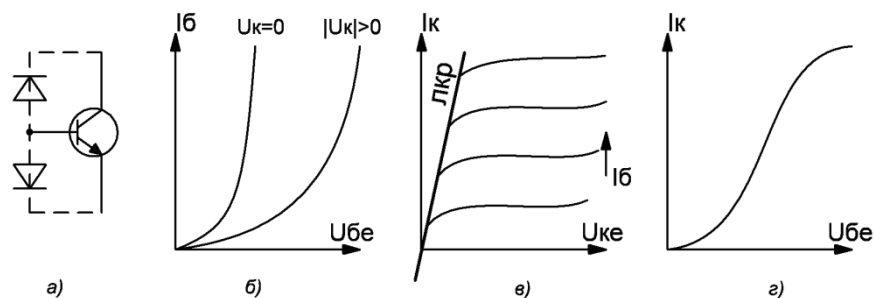


Рис. 2.2. Статичні характеристики біполярного транзистора.

У довідковій літературі приводяться вхідні і вихідні характеристики БТ $I_б = f(U_{бе})$ і $I_к = f(U_{ке})$, зображені на рисунку 2.2б,в. Особливістю вхідних характеристик є те, що фактично тут найбільш часто приводяться дві характеристики при напрузі на колекторі $|U_к| > 0$ (для підсилювального режиму) і при напрузі на колекторі $U_к = 0$ (для імпульсного режиму). Вихідні характеристики приводяться при різних величинах базового струму $I_б$. Область лінійного режиму та область насичення її, розділена умовною лінією, яка широко використовується в радіопередавачах, називається лінією критичного режиму ЛКР і може бути продовжена при подачі на колектор від'ємної напруги – $U_{ке}$, оскільки в цьому випадку за умови позитивної напруги на базі (рис. 2.2а) перехід база-колектор може бути відкритий і через нього протікає зворотній струм колектора. Перехідна характеристика БТ $I_к = f(U_{бе})$ (рис. 2.2г) може бути легко побудована при використанні вхідної і вихідної характеристик і має нелінійну ділянку при $U_{бе} \approx 0,2 \dots 0,8$ В і ділянку насичення при значних $U_{бе}$.

Для польових транзисторів (ПТ), як правило, приводяться перехідна і вихідна характеристики $I_c = f(U_{зв})$ і $I_c = f(U_{св})$, які зображені на рис. 2.3а,б. Ці характеристики наведені для ПТ n-типу, де для перехідної характеристики лінійна ділянка знаходиться при негативних величинах $U_{зв}$, а на вихідних характеристиках, які відкладені при різних величинах $U_{зв}$, є також лінійна область і область насичення, які розділяє лінія критичного режиму.

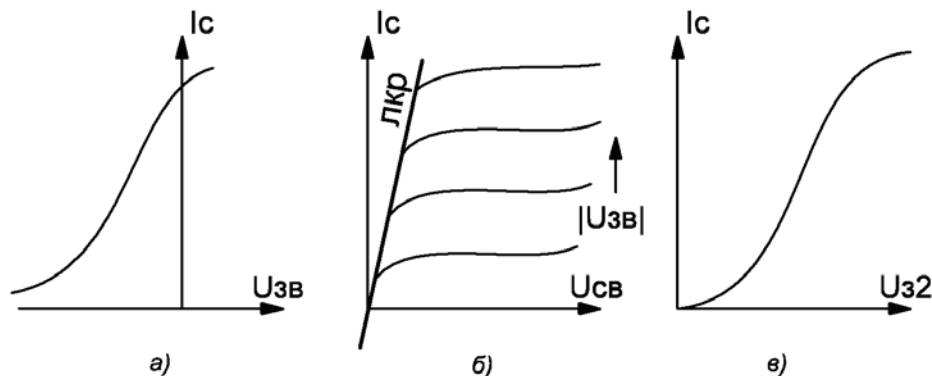


Рис. 2.3. Статичні характеристики польових транзисторів.

Для двозатворних ПТ (КП306, КП350) іноді приводиться залежність стокового струму і від напруги на другому затворі $U_{з2}$ $I_c = f(U_{з2})$, яка зображена на рис. 2.3в і фактично є також перехідною характеристикою по другому затвору, оскільки в таких ПТ другий затвор фактично також є сигнальним.

2.2 Режим коливань першого і другого роду в схемі генератора з зовнішнім збудженням

У схемах ГЗЗ в залежності від вибору робочої точки транзистора відрізняють два режими роботи: режим роботи першого і другого роду.

Режим коливань першого роду передбачає вибір робочої точки транзистора посередині лінійної ділянки вихідної чи перехідної характеристики. При цьому вихідний струм активного елементу ГЗЗ протікає весь період напруги збудження і повторює її форму (рис. 2.4).

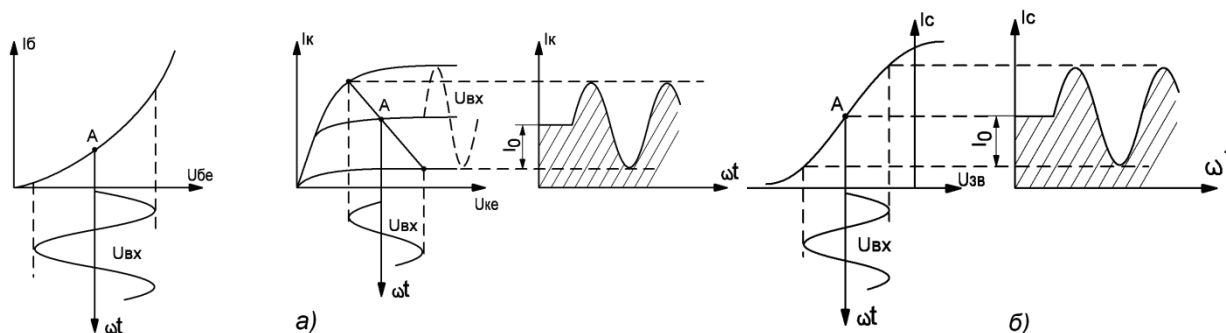


Рис. 2.4. Форми струмів і напруг при режимі коливань першого роду.

При використанні біполярного транзистора (рис. 2.4а) подача синусоїдальної $U_{вх}$ на ділянку база-емітер по вхідній характеристиці приводить до появи

синусоїдального базового струму, який по вихідній характеристиці, як видно з побудови його форми, приводить до появи синусоїдального колекторного струму і вихідної напруги. Видно, що форма вихідного струму при наявності опору навантаження відповідає формі вхідної напруги $U_{вх}$.

При використанні польового транзистора (рис. 2.4б) видно, що подача синусоїдальної $U_{вх}$ на ділянку затвор-витік по перехідній характеристиці викликає появу синусоїдального вихідного стокового струму. Характерною ознакою такого режиму є те, що вибір робочої точки посередині ділянки вхідної чи вихідної характеристики приводить до наявності значної величини постійної складової струму I_0 , що обумовлює велику потужність, яка споживається від джерела живлення.

Режим коливань другого роду передбачає вибір робочої точки транзистора на початку ділянки вхідної чи перехідної характеристики. При цьому вихідний струм активного елементу ГЗЗ протікає протягом частини періоду напруги збудження і різко відрізняється від форми вхідної напруги (рис. 2.5).

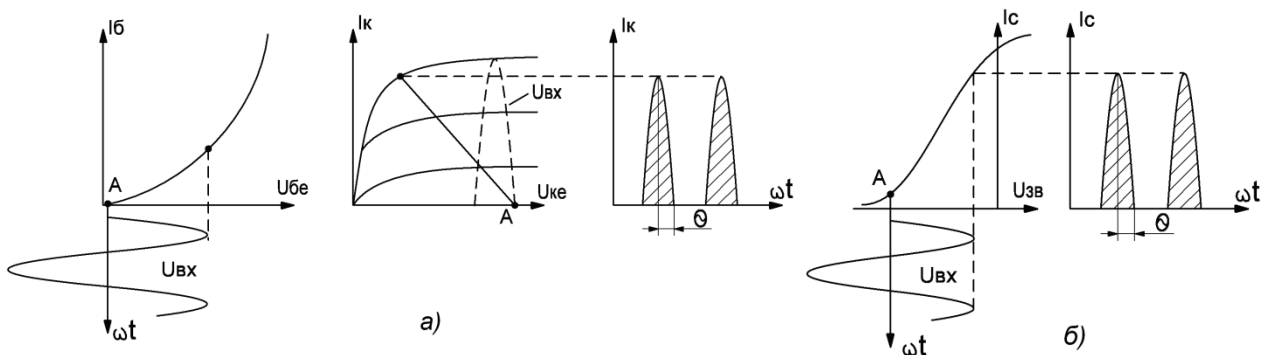


Рис. 2.5. Форми струмів і напруг при режимі коливань другого роду.

При використанні біполярного транзистора (рис. 2.5а) подача синусоїдальної $U_{вх}$ приводить до появи форми колекторного струму в вигляді відсіченої синусоїди. Ця форма відрізняється від форми $U_{вх}$: струм колектору протікає лише на протязі частини періоду подачі $U_{вх}$, який називається кутом відсічки Θ . Цей кут визначається як половина фазового кута ($\Theta = 1/2\omega t$), протягом якого через транзистор протікає колекторний струм.

При використанні польового транзистора (рис. 2.5б) видно, що вибір робочої точки A на початку перехідної характеристики і подачі синусоїдальної $U_{вх}$ приводить до появи стокового струму, форма якого відрізняється від форми $U_{вх}$ і струм протікає лише протягом частини періоду, визначеного кутом відсічки Θ .

2.3 Розкладання імпульсу струму в ряд Фур'є. Коефіцієнти розкладання А. І. Берга

При використанні режиму коливань другого роду вихідний струм активного елементу ГЗЗ, як відомо, представляє собою послідовність косинусоїдальних імпульсів із відповідним кутом відсічки Θ (рис. 2.6).

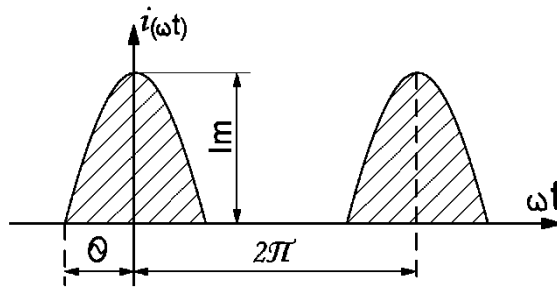


Рис. 2.6. Форма вихідного струму при режимі коливань другого роду.

Як відомо, періодичну послідовність імпульсів будь-якої форми можна розкласти на прості складові (розкладання в ряд Фур'є).

При наявності синусоїдальної вхідної напруги ГЗЗ вихідний струм буде представляти собою відсічену синусоїду. Його зручніше зобразити як косинусоїдальну залежність струму $I(\omega t) = I_m \cos \omega t$, де I_m – амплітуда імпульса. Цю послідовність косинусоїдальних імпульсів можна розкласти на прості складові струму:

$$I(\omega t) = I_0 + I_{1m} \cos \omega t + I_{2m} \cos 2\omega t + I_{3m} \cos 3\omega t \dots,$$

де $I_0, I_{1m}, I_{2m}, I_{3m}, \dots$ – постійна (середнє значення) складова струму. Амплітуду першої, другої, третьої і n-ної гармонійних складових струму можна вирахувати як інтеграл Фур'є:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i(\omega t) d\omega t$$

$$I_{1m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i(\omega t) \cos \omega t d\omega t$$

$$I_{2m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i(\omega t) \cos 2\omega t d\omega t$$

$$I_{nm} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i(\omega t) \cos n\omega t d\omega t$$

Оскільки розглядається косинусоїдальна функція, яка є парною, в інтегралі Фур'є відсутні синусоїдальні складові, тому інтегрування вище наведених виразів спрощується. Підставляючи значення кута відсічки θ , що легко визначається при графічній побудові форми струму, можна одержати при введенні в вираз для інтегрування замість $I(\omega t)$ значення $I_m \cos \omega t$ середню складову струму I_0 і амплітуди гармонік $I_{1m}, I_{2m}, I_{3m}, I_{nm}$. Вираз для кожної з цих складових буде складатися з двох співмножників: амплітуди імпульса I_m , і деякого числового значення, яке визначається кутом відсічки θ . Це числове значення є деякий коефіцієнт пропорційності, який носить назву коефіцієнта розкладання косинусоїдального імпульса, який вперше при розробці теорії радіопередавачів вираху-

вав А. І. Берг для всіх кутів відсічки від 0 до 180°, тому вони одержали назву коефіцієнтів розкладання А. І. Берга. Ці коефіцієнти приводяться в науковій літературі чи підручниках у вигляді таблиць чи графіків залежності від кута відсічки.

Таким чином, маючи числові значення коефіцієнтів розкладання А. І. Берга, легко визначити, обминаючи трудомісткий процес інтегрування, всі складові струму:

$$I_0 = \alpha_0 I_m;$$

$$I_{1m} = \alpha_1 I_m;$$

$$I_{2m} = \alpha_2 I_m;$$

$$I_{3m} = \alpha_3 I_m;$$

$$I_{nm} = \alpha_n I_m,$$

де $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_n$ – коефіцієнти розкладання А. І. Берга, а I_m – амплітуда імпульса. Графічна залежність коефіцієнтів розкладання зображена на рис. 2.8.

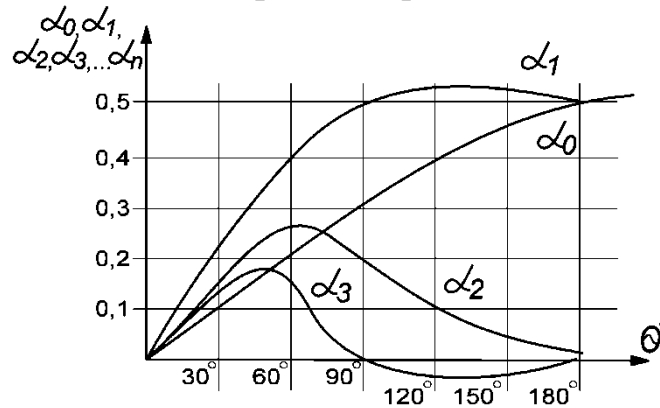


Рис. 2.7. Залежність коефіцієнтів розкладання А. І. Берга від кутів відсічки.

Для одержання складових струму достатньо, наприклад, для кута відсічки $\Theta = 90^\circ$ визначити за графіками залежності $\alpha_0 = 0,32$; $\alpha_1 = 0,5$; $\alpha_2 = 0,2$; $\alpha_3 = 0$ і помножити їх на амплітуду імпульсу I_m . Оскільки кожна складова струму є, по суті, синусоїда (окрім I_0), то навіть при режимі коливань другого роду і використанні паралельного контуру в вигляді навантаження при несинусоїдальному струмі можна одержати вихідну напругу синусоїдальну, якщо цей контур настроєний на частоту вхідного сигналу.

2.4 Енергетичні співвідношення в схемі генератора із зовнішнім збудженням

При використанні ГЗЗ як підсилювача потужності визначимо основні енергетичні показники цього каскаду:

$$P_{вих} = \frac{1}{2} I_m U_m$$

– вихідна коливальна потужність ГЗЗ, яка визначається

амплітудою вихідного струму I_m і вихідної напруги U_m ;

$P_0 = I_0 E_{жс}$ – потужність, яка споживається від джерела живлення і визначається напругою $E_{жс}$ і споживаним струмом I_0 ;

$\eta = \frac{P_{вих}}{P_0}$ – коефіцієнт корисної дії (ККД);

$\xi = \frac{U_m}{E_{жс}}$ – коефіцієнт використання активного елемента ГЗЗ по напрузі;

$\Psi = \frac{I_m}{I_0}$ – коефіцієнт використання активного елемента ГЗЗ по струму;

$P_{к(с)} = P_0 - P_{вих}$ – потужність розсіювання на колекторі (стоці).

Оскільки активний елемент (біполярний, польовий транзистор) ввімкнений послідовно з опором навантаження ГЗЗ (паралельним контуром), то, очевидно, потужність джерела живлення P_0 буде перетворена на коливальну потужність $P_{вих}$ і потужність $P_{к(с)}$ яка виділяється на активному елементі, тобто, $P_0 = P_{вих} + P_{к(с)}$, тоді дійсно $P_{к(с)} = P_0 - P_{вих}$.

Визначаючи $P_0 = P_{вих}/\eta$, можна одержати $P_{к(с)} = P_{вих}/\eta - P_{вих} = P_{вих} \left(\frac{1-\eta}{\eta} \right)$.
Визначимо також ККД через коефіцієнти ξ, Ψ :

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_0} = \frac{\frac{1}{2} I_m U_m}{I_0 E_{жс}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_m}{I_0} \cdot \frac{U_m}{E_{жс}} = \frac{1}{2} \Psi \xi$$

Визначимо тепер основні енергетичні співвідношення в схемі для режиму коливань першого і другого роду.

При режимі коливань першого роду робоча точка, як відомо, вибрана посередині лінійної ділянки вхідної (перехідної) характеристики, що зумовлює наявність значного струму спокою I_0 при використанні, наприклад, вихідних характеристик (рис.2.8).

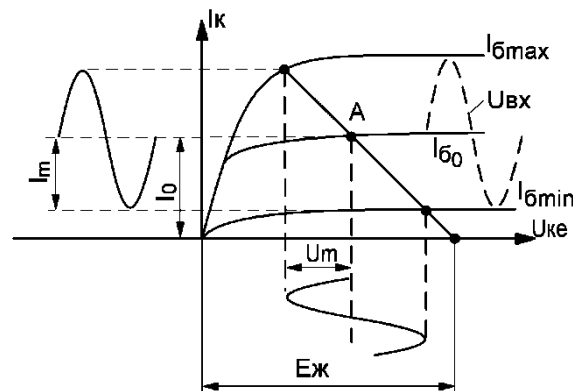


Рис. 2.8. Режим коливань першого роду.

З рис. 2.8 видно, що спроба збільшити, наприклад, коливальну потужність $P_{вих} = \frac{1}{2} I_m U_m$ зумовлює збільшення I_m (гранично величина I_m може бути збіль-

шена до I_0 , тобто, коефіцієнт використання транзистора по струму $\Psi = \frac{I_m}{I_0}$ прямує до 1) і амплітуди вихідної напруги U_m (гранично величина U_m може бути збільшена, як видно з рис. 2.8, до $E_{ж}/2$, тобто, коефіцієнт використання транзистора по напрузі $\xi = U_m/E_{ж}$ прямує до $1/2$).

Тоді для коливань першого роду максимальний ККД дорівнює:

$$\eta_{\max} = 1/2 \Psi_{\max} \cdot \xi_{\max} = 1/2 \cdot 1 \cdot 1/2 = 1/4 = 0,25 = 25\%.$$

При визначенні потужності розсіювання $P_{к(с)}$ для режиму коливань першого роду для $\eta_{\max} = 0,25$ легко визначити співвідношення між $P_{к(с)}$ та $P_{вих}$:

$$P_{к(с)} = P_{вих} \frac{1 - \eta_{\max}}{\eta} = P_{вих} \frac{1 - 0,25}{0,25} = 3P_{вих}$$

Це означає, що для одержання, наприклад, вихідної коливальної потужності $P_{вих} = 1$ Вт на виході схеми ГЗЗ, необхідно мати активний елемент з розсіюваною потужністю $P_{к(с)} = 3$ Вт.

При режимі коливань другого роду робоча точка, як відомо, вибрана на початку вхідної чи перехідної характеристики, що зумовлює відсутність струму чи його незначну величину в вихідному колі активного елементу. На рис. 2.9 зображені форми струму і напруги для кута відсічки $\Theta = 90^\circ$ на вихідних характеристиках транзистора.

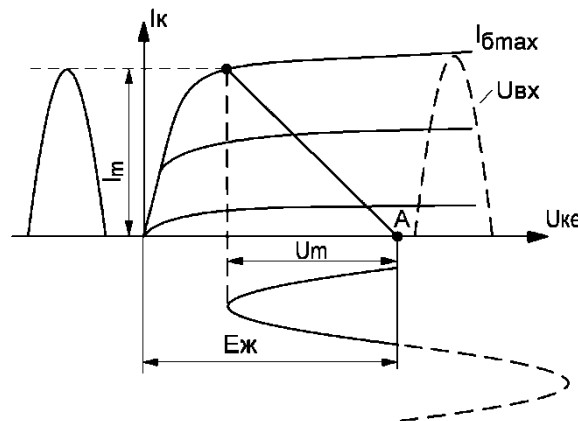


Рис. 2.9. Режим коливань другого роду.

При наявності косинусоїдального імпульсу струму з амплітудою імпульсу I_m вихідна напруга, як уже згадувалось, може бути синусоїдальною, якщо в вигляді навантаження ГЗЗ використовувати паралельний контур, настроєний на частоту вхідного сигналу. З рис. 2.9 видно, що гранична величина U_m може бути збільшена до $E_{ж}$, тобто $\xi_{\max} = U_m/E_{ж} = 1$, а максимальна величина ККД, наприклад, для кута відсічки $\Theta = 90$ (коефіцієнти розкладання А. І. Берга $\alpha_0 = 0,32$; $\alpha_1 = 0,5$) дорівнює:

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\text{вих}_{\max}}}{P_0};$$

$$I_{1_m} = 0,5I_m;$$

$$I_0 = 0,32I_m;$$

$$\eta_{\max} = \frac{\frac{1}{2}I_{1_m}U_m}{I_0E_{\text{жс}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,5I_mU_m}{0,32I_mE_{\text{жс}}}$$

$$\eta_{\max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,5}{0,32} \cdot \frac{U_m}{E_{\text{жс}}} = 0,78(78\%).$$

При цьому режимі співвідношення між $P_{\text{к(с)}}$ і $P_{\text{вих}}$ виглядає:

$$P_{\text{к(с)}} = P_{\text{вих}} \frac{1 - \eta_{\max}}{\eta_{\max}}$$

$$P_{\text{к(с)}} = P_{\text{вих}} \frac{1 - 0,78}{0,78} \approx \frac{1}{3} P_{\text{вих}}$$

Це означає, що для одержання, наприклад, на виході ГЗЗ тієї ж вихідної коливальної потужності $P_{\text{вих}} = 1$ Вт необхідно мати активний елемент з розсіюваною потужністю $P_{\text{к(с)}} \approx 330$ мВт, що на порядок менше, ніж в режимі коливань першого роду (3 Вт). Це означає, що режим коливань першого роду потребує значно більш потужного транзистора з великим струмом споживання від джерела живлення. А режим коливань другого роду зумовлює використання для цієї ж мети менш потужного транзистора, що є великою перевагою режиму коливань другого роду. Тому цей режим, як такий, що має кращі енергетичні показники, широко використовується в каскадах радіопередавача, особливо в кінцевих каскадах, де протікають значні струми споживання.

2.5 Недонапружений, критичний, перенапружений режими роботи генератора із зовнішнім збудженням

У залежності від величин опору навантаження ГЗЗ, амплітуди вхідної напруги чи напруги живлення в схемі відрізняють три основні режими роботи активного елементу: недонапружений, критичний і перенапружений. Ці режими будуть розглянуті для роботи активного елементу в режимі коливань другого роду, який широко використовується в потужних каскадах.

При недонапруженому режимі схема ГЗЗ має такий опір навантаження, амплітуду вхідної напруги чи напругу живлення, що динамічна характеристика по змінному струму не перетинає лінію критичного режиму (ЛКР); імпульс струму активного елементу при цьому режимі неспотворений (рис. 2.10).

На рис. 2.10 показано, що в схемі транзисторного ГЗЗ використаний режим коливань другого роду (робоча точка А на вихідних характеристиках відповідає положенню, коли $I_{\text{к}} = 0$ при відсутності $U_{\text{вх}}$).

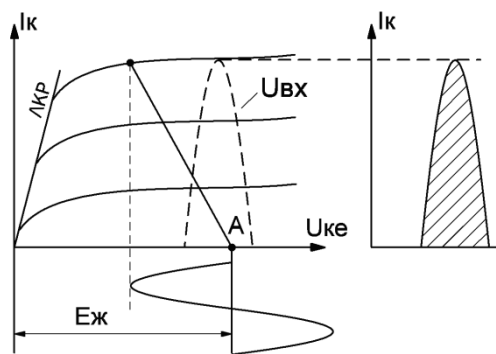


Рис. 2.10. Недонапружений режим роботи в схемі ГЗЗ.

Нахил динамічної характеристики (опір R_{ep} коливального контура як навантаження) такий, що при заданій величині $U_{вх}$ вона не перетинає ЛКР. Це приводить до появи форми імпульсу колекторного струму в вигляді неспотвореної косинусоїди, відсіченої на половинному рівні. Ще раз звертається увага на те, що форма вихідної напруги $U_{вих}$ є неспотворена синусоїда, де негативний півперіод виходить із побудови по динамічній характеристиці, а позитивний з'являється внаслідок використання в вигляді навантаження паралельного коливального контура, коли при закритому активному елементі заряджений до цього при проходженні струму конденсатор контуру розряджається через його індуктивність.

При критичному режимі схема ГЗЗ має такий опір навантаження, амплітуду вхідної напруги чи напругу живлення, що динамічна характеристика по змінному струму доторкається до лінії критичного режиму; імпульс вихідного струму активного елементу при цьому має сплющення вершини (рис. 2.11). Сплющення вершини імпульсу в схемі транзисторного ГЗЗ пов'язана з тим, що при значній амплітуді вхідної напруги $U_{вх}$ і появи значного базового струму частина носіїв струму, яка емітується з області емітера, перехоплюється базою, при цьому струм колектора зменшується, що приводить до сплющення вершини. До цього необхідно додати, що зменшення густини електронних носіїв на вершині пов'язано також зі спадом колекторної залишкової напруги U_3 до $1...3В$, що знижує потенціал колектора (який притягує) при значному позитивному потенціалі бази.

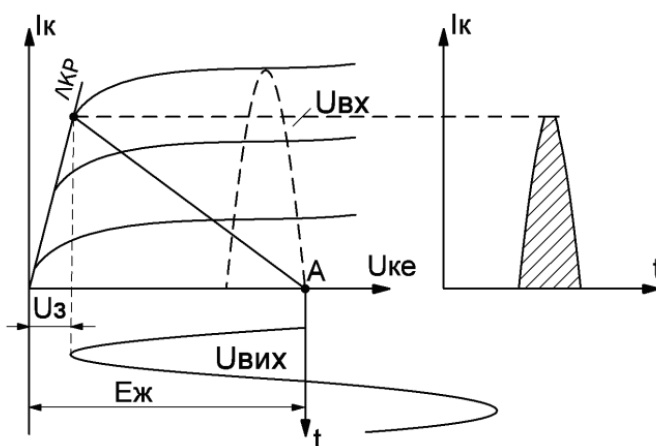


Рис. 2.11. Критичний режим роботи в схемі ГЗЗ.

ці в). Зворотній викид струму колектора обумовлюється також значним зростанням базового струму.

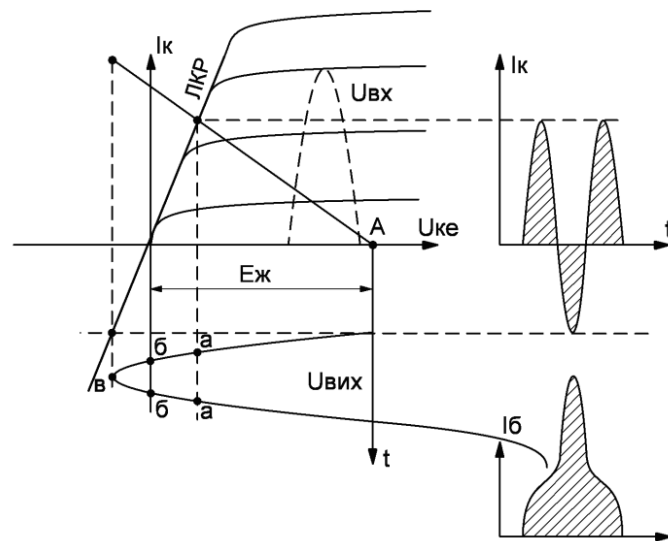


Рис. 2.13. Сильноперенапряженный режим работы в схеме ГЗЗ.

Неважко побачити, що роботу недонапруженого, критичного і перенапруженого режимів можна забезпечити зміною напруги живлення $E_{ж}$ (для реалізації недонапруженого режиму його треба збільшувати, а для реалізації перенапруженого – зменшувати).

2.6 Вибір оптимального кута відсічки в схемі генератора із зовнішнім збудженням

Вибір оптимального кута відсічки в схемі ГЗЗ здійснюється з таким розрахунком, щоб величина коливальної потужності $P_{вих}$ була значна при високому коефіцієнті корисної дії η .

Для аналізу ці величини визначимо через коефіцієнти розкладання А. І. Берга.

$$P_{вих} = \frac{1}{2} I_{1m} U_m = \frac{1}{2} (\alpha_1 I_m) U_m;$$

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_0} = \frac{\frac{1}{2} \alpha_1 I_m U_m}{I_0 E_{жс}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha_1 I_m U_m}{\alpha_0 I_m E_{жс}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi$$

З графіків залежності коефіцієнтів розкладання А. І. Берга від кута відсічки (рис. 2.14) видно, що оптимальним кутом відсічки є кут, близький до 90° .

Спроба збільшення кута відсічки (наприклад, від 90° до 120°) приводить до незначного збільшення $P_{вих}$, що видно з формули, оскільки α_1 збільшується тут від 0,5 до 0,54.

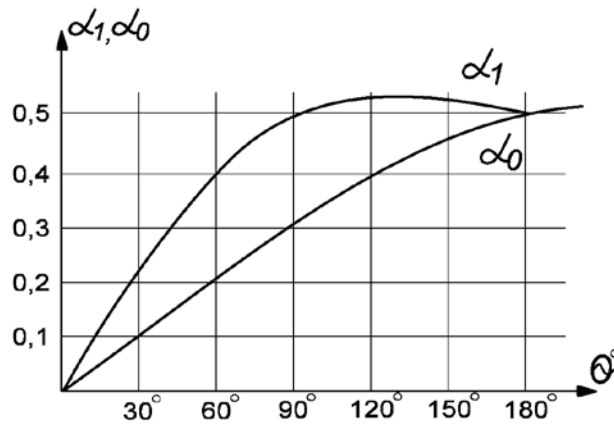


Рис. 2.14. Залежність коефіцієнтів розкладання α_1 і α_2 від кута відсічки.

Збільшення кута відсічки Θ в цьому випадку приведе до зменшення η , який характеризується, як видно з формули для η , відношенням α_1/α_0 . Збільшення ж кута відсічки Θ , як видно з залежності коефіцієнтів розкладання α_1 і α_0 , призводить до незначного збільшення α_1 , але значного збільшення α_0 , тому η зменшується.

Зменшення кута відсічки (наприклад, від 90° до 30°) приводить до значного зменшення вихідної коливальної потужності $P_{\text{вих}}$, оскільки крутість спаду α_1 в цьому проміжку велика. Коефіцієнт корисної дії η при зменшенні Θ зростає, оскільки крутість залежності α_1 в цьому проміжку вища, ніж крутість зміни α_0 , а, отже, співвідношення α_1/α_0 зростає.

Необхідно відмітити, що оптимальний кут відсічки $\Theta_{\text{opt}} = 70^\circ \dots 90^\circ$ легко реалізується в схемі каскаду без спеціальних вимірів, оскільки цей кут відповідає появі вихідного струму активного елементу ГЗЗ при появі вхідної напруги.

2.7 Характеристики навантаження генератора із зовнішнім збудженням

Характеристиками навантаження ГЗЗ є залежність основних енергетичних показників ($P_{\text{вих}}$, η , P_0 , $P_{\text{к(с)}}$) від зміни величини опору навантаження. Ці характеристики можуть бути використані для вибору оптимального режиму роботи ГЗЗ.

Оскільки навантаженням ГЗЗ є паралельний контур, настроєний на частоту вхідного сигналу, то зміна навантаження ϵ , по суті, зміною $R_{\text{ер}}$, яка, в свою чергу, при стабільності вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ і напруги джерела живлення $E_{\text{ж}}$, приводить до зміни режиму роботи активного елементу від недонапруженого до сильноперенапруженого.

На рис. 2.15 зображено хід характеристик навантаження ГЗЗ від опору навантаження $R_{\text{ер}}$, де додатково приведені форми струму активного елементу (наприклад, біполярного транзистора) при зміні режиму роботи.

Залежність характеристик навантаження при зміні опору навантаження пояснюється зміною режиму активного елементу, тому вони мають вигляд, зображений на рис. 2.15а.

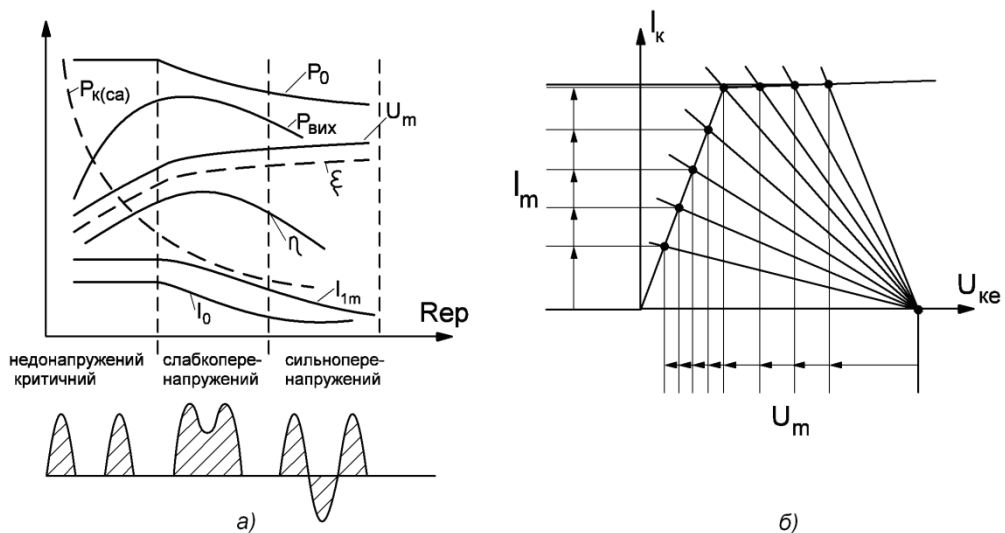


Рис. 2.15. Характеристики навантаження ГЗЗ.

Амплітуда першої гармоніки вихідного струму $I_{1m} = \alpha_1 \cdot U_m$. Оскільки кут відсічки не змінюється (характеристика знімається при постійному $U_{вх}$ та $E_{ж}$), то видно, що I_{1m} фактично залежить від зміни амплітуди косинусоїдального імпульсу I_m . У свою чергу, дуже чітко видно з рис. 2.15б, що амплітуда його при зміні режиму від недонапруженого до сильноперенапруженого змінюється таким чином: в проміжку від недонапруженого до критичного фактично I_m не змінюється; а від критичного до перенапруженого зменшується. В перенапруженому режимі тенденція зменшення I_{1m} проходить різкіше, оскільки при появі зворотнього викиду в імпульсі струму транзистора його форма вже більш схожа на синусоїду з подвійною частотою (тобто, тут рівень першої гармоніки менший, ніж другої).

Постійна складова струму I_0 (середнє значення) дорівнює: $I_0 = \alpha_0 \cdot I_m$.

Оскільки α_0 незмінний, а I_m змінюється при зміні режиму так, як і в попередньому випадку для I_{1m} , то тенденція зміни I_0 схожа: від недонапруженого до критичного I_0 – майже не змінюється, а від критичного до перенапруженого – зменшиться. Тенденція зменшення тут менш різкіша, ніж для I_{1m} , що обумовлюється появою впадини і зворотнього викиду, але середнє значення струму зменшиться менше.

Амплітуда вихідної напруги $U_m = I_{1m} \cdot R_{еп}$.

Опір контуру $R_{еп}$ при зміні режиму транзистора постійно і пропорційно зростає, а амплітуда першої гармоніки I_{1m} від недонапруженого до критичного режиму фактично не змінюється, тому при перемноженні цих величин U_m в цьому проміжку зростає. Від критичного до перенапруженого режиму I_{1m} зменшується при зростанні $R_{еп}$, тому при перемноженні цих величин U_m фактично є незмінною, що чітко видно на рис. 2.15б.

Коефіцієнт використання активного елемента по напрузі визначається:

$$\xi = U_m / E_{ж}$$

Оскільки $E_{ж}$ – величина постійна, то ξ змінюється так, як змінюється U_m .

Потужність споживання від джерела живлення $P_0 = I_0 \cdot E_{ж}$.

Так як $E_{ж}$ – величина постійна, то тенденція зміни P_0 така ж, як і для I_0 .

Коливальна вихідна потужність визначається:

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{2} I_{1m} \cdot U_m.$$

Від недонапруженого до критичного режиму I_{1m} практично постійний, а амплітуда вихідної напруги збільшується, тому і $P_{\text{вих}}$ при перемноженні цих величин збільшується. Якщо від критичного до перенапруженого режиму U_m незмінна, а I_{1m} зменшується, то при перемноженні їх $P_{\text{вих}}$ зменшується. Отже, максимальна вихідна потужність $P_{\text{вих}}$ може бути одержана при критичному режимі. Потужність розсіювання визначається:

$$P_{\text{к(с)}} = P_0 - P_{\text{вих}}.$$

Від недонапруженого до критичного режиму P_0 фактично постійна, а $P_{\text{вих}}$ збільшується, тому при відніманні від постійної P_0 збільшуваної $P_{\text{вих}}$ $P_{\text{к(с)}}$ зменшується. Від критичного до перенапруженого режиму P_0 зменшується і $P_{\text{вих}}$ зменшується, тому при їх різниці $P_{\text{к(с)}}$ повинна бути незмінною, однак $P_{\text{к(с)}}$ повільно зменшується, оскільки при цьому P_0 зменшується значно повільніше, ніж $P_{\text{вих}}$. З цього графіку видно, що експлуатація активного елемента в недонапруженому режимі не вигідна, оскільки розсіювана потужність $P_{\text{к(с)}}$ тут достатньо велика.

Коефіцієнт корисної дії від недонапруженого до критичного режиму $P_{\text{вих}}$ збільшується, а P_0 фактично постійна, тому η збільшується. Від критичного до перенапруженого $P_{\text{вих}}$ і P_0 зменшується, однак $P_{\text{вих}}$ при критичному режимі має неявно виражений максимум, тому в слабо-перенапруженому режимі $P_{\text{вих}}$ близька до постійної величини і незначно зменшується при підході до перенапруженого режиму, а P_0 тут явно зменшується, тому η в слабо-перенапруженому режимі має неявно виражений максимум, а при переході до перенапруженого режиму $P_{\text{вих}}$ зменшується різкіше, ніж P_0 , тому при цьому режимі η зменшується.

2.8 Схеми живлення генератора із зовнішнім збудженням

Найпростіші схеми ГЗЗ, які зображені на рис. 2.1, використовуються дуже рідко, оскільки наявність джерела зміщення $E_{\text{зм}}$ збільшує габарити схеми, створює незручність при формуванні конструкції радіопередавача. У практичних схемах ГЗЗ застосовують такі схемні рішення, які дозволяють використовувати основне джерело живлення $E_{\text{ж}}$ для одержання необхідної напруги інших ділянок ГЗЗ.

2.8.1 Послідовна і паралельна схеми живлення колекторної (стокової) ділянки транзистора

У залежності від ввімкнення активного елемента і опору навантаження по відношенню до джерела живлення відрізняють два види схем: послідовну і паралельну схему живлення.

При послідовній схемі живлення опір навантаження у вигляді коливального паралельного контуру і активний елемент відносно джерела живлення ввімкнені послідовно (рис. 2.16а,б).

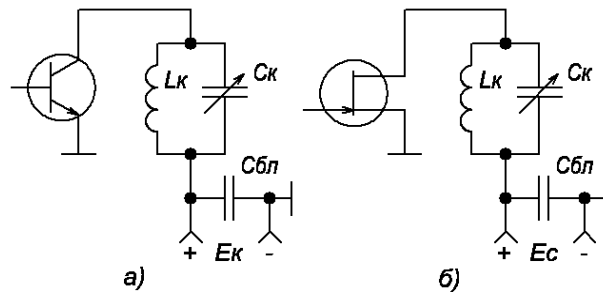


Рис. 2.16. Послідовна схема живлення колекторної та стокової ділянок ГЗЗ.

При використанні паралельного коливального контуру постійна напруга на колектор (стік) подається через індуктивність контура L_k . Падіння напруги по постійній складовій струму I_0 на індуктивності контура фактично дорівнює нулю (активний опір $r_{lk} \approx 0,001 \dots 0,1$ Ом). Якщо від одного джерела живляться кілька каскадів, то для розв'язки їх по колу живлення можуть використовуватись розв'язуючі фільтри $L_{др}C_{бл}$, оскільки поява на внутрішньому опорі паразитних напруг (іноді різної частоти при живленні, наприклад, генератора частоти і помножувача частоти) може створювати взаємний вплив одного каскаду на інший та перешкоджати їх нормальній роботі. При $\omega L_{др} \gg 1/\omega C_{бл}$ проникнення паразитних напруг з джерела живлення виключено.

На рис. 2.16в показана еквівалентна схема ГЗЗ для змінної складової струму, де активний елемент зображений джерелом напруги $mU_{вх}$ при наявності послідовно ввімкненого внутрішнього опору R_i .

Недоліком послідовної схеми живлення є те, що ротор конденсатора змінної ємності (КЗЄ), який іноді використовують для настроєння контура на частоту вхідного сигналу, перебуває під постійною напругою джерела живлення. Якщо це низьковольтна напруга транзисторних ГЗЗ (рис. 2.17а,б), то наявність такої напруги не створює небезпеки для оператора, який експлуатує передавач. При паралельній схемі живлення опір навантаження і активний елемент по відношенню до джерела живлення ввімкнені паралельно. Перш за все, перевагою цієї схеми є те, що ротор КЗЄ безпосередньо заземлений на корпус і не перебуває під постійною напругою (рис. 2.17).

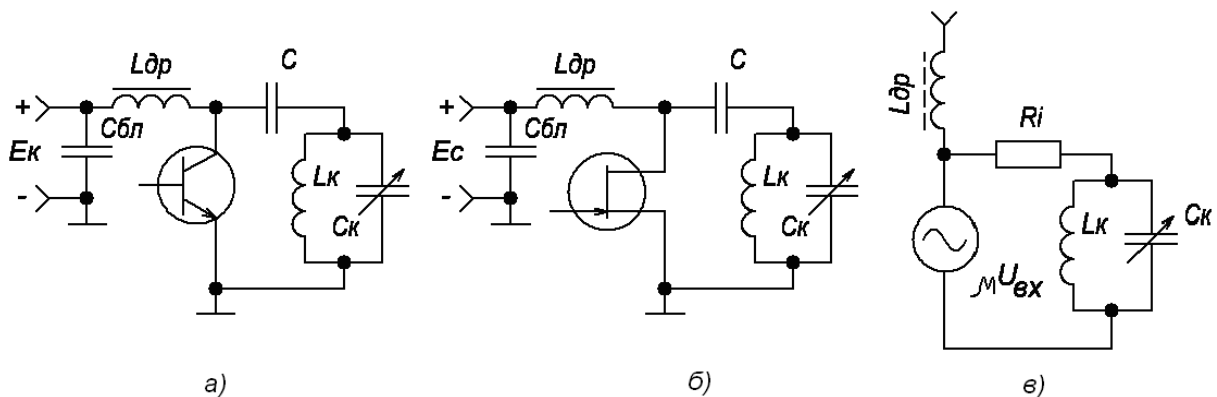


Рис. 2.17. Паралельна схема живлення колекторної, стокової ділянки ГЗЗ.

Постійна напруга на колектор (стік) у цих схемах (рис. 2.17а,б) подається

через розв'язуючий дросель $L_{др}$ (який, як правило, має осердя з магнітного заліза чи фериту). При постійній складовій струму падіння напруги на цьому дроселі дуже мале, оскільки його активний опір незначний, а при змінній складовій його опір $xL_{др} = \omega L_{др}$ дуже великий, так що колектор (стік) не може бути закорочений по змінному струму через блокуючий конденсатор джерела живлення $C_{бл}$.

Для усунення закорочення джерела живлення на корпус через I_k в схему вмикається розділювальний конденсатор C_p , опір якого на робочій частоті ω повинен бути близький до нуля і набагато менший опору контура R_{ep} . В практичних схемах $C_p \approx 0,01 \dots 0,1$ мкФ.

На рис. 2.17в показана еквівалентна схема ГЗЗ для змінної складової струму. Оскільки C_p є фактично коротким замиканням по змінному струму, то він відсутній в еквівалентній схемі. Розв'язуючий дросель $L_{др}$ (показано пунктиром) не вносить ніякої зміни в схему по змінній складовій струму, оскільки його опір $\omega L_{др} \gg R_{ep}$ і він не шунтує контур ГЗЗ.

Таким чином, схема для змінної складової струму при паралельному живленні ідентична схемі при послідовному живленні і ніяких відмінностей в принципі збудження ГЗЗ немає. Обидві схеми живлення широко використовуються для побудови радіопередавачів. В основному паралельна схема використовується на достатньо високих частотах (десятки...сотні МГц), оскільки конструкція розв'язуючого дроселя на цих частотах прийнятна по розмірах. Послідовна схема живлення використовується на низьких частотах (сотні кГц...одиниці МГц), оскільки використання паралельної схеми на цих частотах приведе до збільшення $L_{др}$, зростання його габаритів і маси.

2.8.2 Схеми живлення базової (затворної) ділянки транзистора

Схеми живлення бази, затвору транзистора мають свої особливості, оскільки, як відомо, на цей електрод одночасно подається змінна напруга $U_{вх}$. При побудові цих схем необхідно здійснити подачу необхідної напруги зміщення і розв'язку джерела живлення та схеми змінної напруги $U_{вх}$.

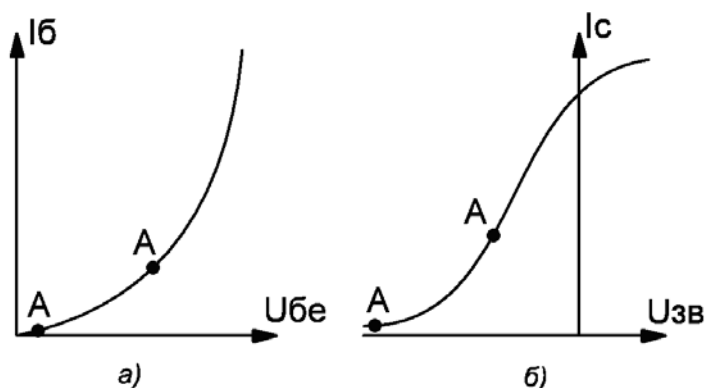


Рис. 2.18. Вибір робочої точки на характеристиках активного елемента.

Як видно з вихідних чи перехідних характеристик активних елементів (рис. 2.18а,б), при виборі робочої точки A для біполярних транзисторів в режимі коливачів першого роду використовують позитивну напругу (для транзисторів

n-p-n типу) $U_{\text{бэ}} \approx 0,3 \dots 0,8 \text{ В}$, а в режимі коливаль другого роду робоча точка повинна бути зміщена на початок вхідної характеристики (рис. 2.18а).

У схемах ГЗЗ на польових транзисторах з каналом n-типу на затвор необхідно подавати від'ємну напругу $U_{\text{зв}} \approx 0,3 \dots 1,2 \text{ В}$ в режимі коливаль першого роду, а при режимі коливаль другого роду від'ємна напруга $U_{\text{зв}}$ може досягати одиниць вольт (рис. 2.18б).

У практичних схемах ГЗЗ вибір робочої точки активного елемента може бути реалізовано як від стороннього джерела живлення, так і з використанням основного джерела живлення схеми.

У схемах ГЗЗ на польових транзисторах може бути використана схема автоматичного зміщення. Практичні схеми базових, затворних схем ГЗЗ зображені на рис. 2.19.

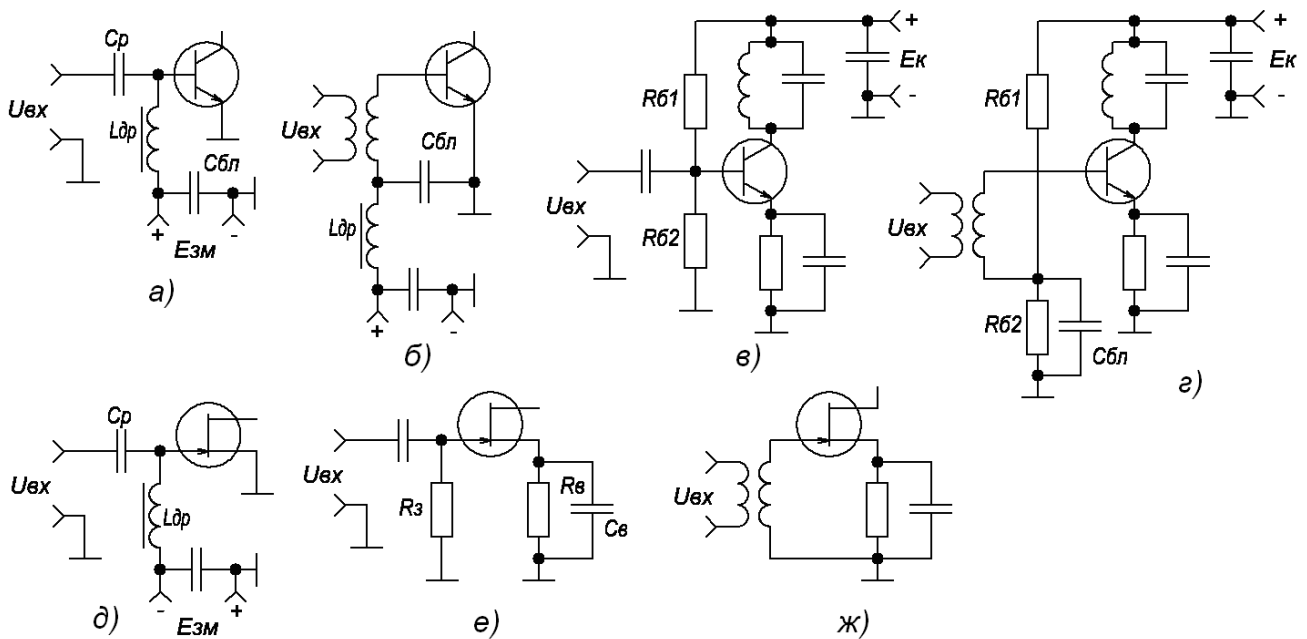


Рис. 2.19. Схеми живлення базової, затворної ділянки ГЗЗ.

У схемах ГЗЗ на біполярному і польовому транзисторах (рис. 2.19а,д) вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ подається через розділювальний конденсатор C_p , а стороння напруга зміщення $E_{\text{зм}}$ необхідної полярності подається через блокуючий (чи загорджуючий) дросель $L_{\text{др}}$, оскільки його опір по постійній складовій струму незначний, а опір по змінній складовій струму $\omega L_{\text{др}}$ дуже великий і перешкоджає замиканню вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ на корпус. При подачі $U_{\text{вх}}$ через індуктивно зв'язані котушки (високочастотний трансформатор) постійна напруга зміщення $E_{\text{зм}}$, як правило, подається через вторинну його обмотку, опір якої по постійній складовій струму фактично дорівнює нулю.

Якщо від джерела сторонньої напруги $E_{\text{зм}}$ живиться декілька каскадів, то кожна схема подачі напруги повинна мати розв'язуючий фільтр $L_{\text{др}}C_{\text{бл}}$ для усунення взаємного впливу між каскадами по змінній складовій струму (рис. 2.19б). Схеми зі стороннім зміщенням широко використовуються в потужних каскадах радіопередавачів.

У малопотужних схемах ГЗЗ на біполярних транзисторах для живлення ба-

зи широко використовуються базові дільники напруги одержання необхідної напруги при подачі $U_{вх}$ через розділювальний конденсатор C_p (рис. 2.19в) чи через індуктивно зв'язані котушки (рис. 2.19г), причому, ввімкнення базового дільника в останній схемі обов'язково повинно бути здійснено в нижній (земляний) вивід, який закорочується на корпус при допомозі $C_{бл}$.

У малопотужних схемах ГЗЗ на польових транзисторах широко використовуються схеми автоматичного зміщення (рис. 2.19е,ж), де за допомогою $R_в C_в$ здійснюється одержання необхідної напруги зміщення, а нульовий потенціал затвору реалізується ввімкненням $R_з$, чи його роль виконує опір вторинної обмотки високочастотного трансформатора.

2.8.3 Схема живлення ділянки другого затвору польового транзистора

При використанні схеми ГЗЗ на двозатворному польовому транзисторі виникає необхідність правильної побудови схеми живлення ділянки другого затвору, де цей електрод фактично виконує однакову функцію.

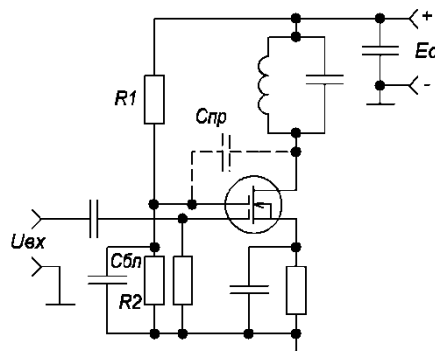


Рис. 2.20. Схема живлення ділянки другого затвору польового транзистора.

Живлення другого затвору в схемі ГЗЗ на польовому транзисторі (рис.2.20) здійснюється за допомогою резистивного дільника $R_1 R_2$. Необхідна напруга на другому затворі $U_{з2} \approx (0,5 \dots 0,9) E_c$, тому при виборі струму резистивного дільника десятки долі...одиниці міліампер (струм другого затвору фактично близький до нуля) одержують $U_{з2}$ як падіння напруги на R_2 . Ємність $C_{бл}$, яка завжди вмикається, паралельно R_2 , повинна закоротити зміну складову струму, яка може проникнути з виходу на другий затвор через прохідну ємність $C_{пр}$ (показана пунктиром) на корпус.

2.9 Складання потужностей в схемах генератора із зовнішнім збудженням

У практичних схемах радіопередавачів часто використовують різні схемотехнічні рішення для збільшення вихідної коливальної потужності кінцевих каскадів. Це дозволяє збільшити випромінювану антеною радіопередавача потужність, покращити стійкість радіозв'язку при збільшенні відстані між передавачем і приймачем.

2.9.1 Паралельне ввімкнення транзисторів

Таке ввімкнення активних елементів ГЗЗ використовується для складання вихідної коливальної потужності на опорі навантаження (рис. 2.21).

При паралельному ввімкненні активних елементів їх вихідні струми в опорі навантаження у вигляді паралельного контура $L_k C_k$ складаються, тобто, при кількості активних елементів n амплітуда вихідного струму $I_{\Sigma n} = n \cdot I_m$. Оскільки при паралельному з'єднанні $U_{\Sigma n} = U_m$, то вихідна потужність збільшується в порівнянні зі схемою ГЗЗ на одному транзисторі в n раз. У цій схемі збільшується також крутість $S_{\Sigma} = n \cdot S$, отже збільшується коефіцієнт підсилення схеми по напрузі $K_{\Sigma} = S_{\Sigma} \cdot R_{ep}$, також збільшується і величина паразитної ємності на виході каскаду (показано пунктиром на рис. 2.21) $C_{\Sigma \text{вих}} = n C_{\text{вих}}$, яка по змінній складовій струму з'єднується паралельно з C_k контура, збільшуючи ємність, що обмежує збільшення резонансної частоти. Таке ввімкнення активних елементів виконується в довгохвильовому діапазоні.

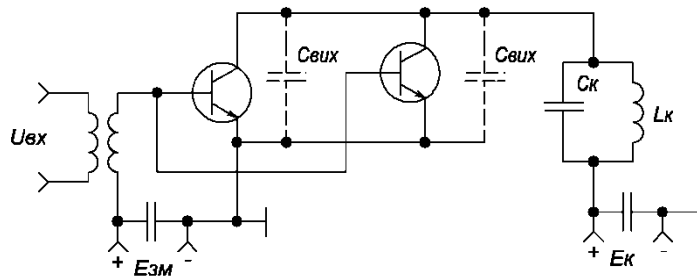


Рис. 2.21. Паралельне ввімкнення транзисторів в схемі ГЗЗ.

Недоліком цієї схеми є те, що при втраті працездатності одного з активних елементів різко збільшується розсіювана потужність інших (перехід в недонапружений режим), що часто приводить до зменшення коливальної потужності.

2.9.2 Послідовне ввімкнення транзисторів

У цій схемі два активних елементи відносно опору навантаження ввімкненні послідовно. Кожний транзистор, в принципі, має свій контур навантаження $L_k C_k$ і така схема носить назву верхнього чи нижнього плеча. Крім того, схеми плеч для нормальної роботи повинні збуджуватись рівними і протифазними вхідними напругами, що може бути реалізовано використанням високочастотного трансформатора з заземленою середньою точкою вторинної обмотки (рис. 2.22а).

При використанні режиму коливаний другого роду позитивна напруга $E_{зм}$ забезпечує робочу точку транзисторів на початку вхідної характеристики. Тому при подачі синусоїдальної вхідної напруги транзистори VT_1 та VT_2 плеч відкриваються поперемінно, форма їх колекторних струмів представляє косинусоїдальний імпульс з кутом відсічки, близьким до 90° (рис. 2.22б), причому, в зв'язку з протифазним збудженням, ці імпульси зсунуті на половину періоду $U_{вх}$. З рис. 2.22а видно, що транзистори VT_1 та VT_2 відносно опору навантаження, яким є послідовне з'єднання паралельних контурів (точки а-б), ввімкненні послідовно, що і зумовило назву схеми. Досить часто таку схему називають двотакт-

ною, оскільки транзистори плеч працюють поперемінно, в такт з подачею позитивного напівперіоду напруги на їх бази. Вихідна потужність знімається за допомогою котушки зв'язку, яка індуктивно зв'язана з $L_{к1}$ та $L_{к2}$.

Оскільки імпульси колекторного струму можна розкласти на першу, другу, третю і т.д. гармоніки (на рис. 2.22б показана перша і друга гармоніки), то при протилежному напрямі струмів колекторів плеч (показано на рис. 2.22а) можна визначити наступне:

– перша і всі непарні гармоніки в опорі навантаження складаються, то складаються і падіння напруг на контурах $L_{к1}C_{к1}$, $L_{к2}C_{к2}$: $U_{конт} = U_m = I_{1m} \cdot R_{ер}$, а це приводить до збільшення напруг схеми в два рази ($U_{\Sigma n} = 2U_m$); якщо контури $L_{к1}C_{к1}$, $L_{к2}C_{к2}$ настроєні на першу гармоніку, то загальна вихідна потужність збільшується в два рази:

$$P_{\Sigma \text{ вих}} = \frac{1}{2} I_{1m} \cdot 2 \cdot U_m = \frac{1}{2} I_{1m} \cdot (2 \cdot U_{конт}) = 2P_{\text{вих пл}},$$

схема дозволяє подвоїти потужність на виході відносно потужності плеча $P_{\text{вихпл}}$;

– друга і всі парні гармоніки в опорі навантаження віднімаються, що є такою великою перевагою схеми, яка дозволяє без ввімкнення додаткових фільтрів здійснити подавлення вищих гармонік і поліпшити фільтрацію вихідної частоти.

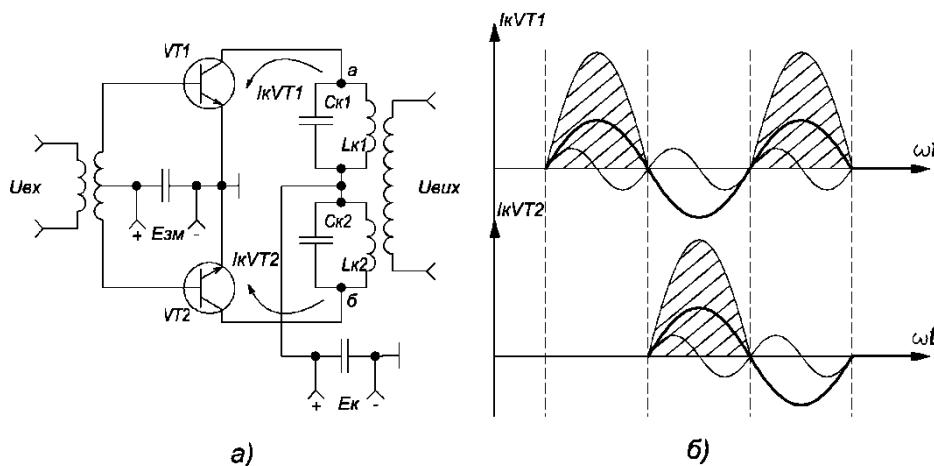


Рис. 2.22. Послідовне ввімкнення транзисторів і форми колекторних струмів.

Таким чином, послідовне ввімкнення активних елементів у схемі дозволяє подвоїти вихідну потужність схеми.

Серйозним недоліком схеми (крім необхідності збудження двома рівними і протифазними напругами) є необхідність повної ідентичності плеч, а значить контури $L_{к1}C_{к1}$ та $L_{к2}C_{к2}$ повинні мати однакові параметри. Однак конструктивно виконати це нелегко, тому було б бажано у вигляді навантаження схеми мати один паралельний контур. Це можна здійснити, виходячи з фізичних особливостей схеми (рис. 2.23).

Оскільки в спільному проводі живлення струми колекторів плеч протікають в одному напрямку, то перша і всі непарні гармоніки в цьому проводі відсутні (рис. 2.23а). Якщо контури $L_{к1}C_{к1}$ та $L_{к2}C_{к2}$ настроєні на першу гармоніку (частоту вхідного сигналу), то струм першої гармоніки в проводі в-2 відсутній, а

отже, можна ці точки роз'єднати. Тоді видно (рис. 2.23б), що відносно точок *a-b* конденсатори $C_{к1}$ і $C_{к2}$ і індуктивності $L_{к1}$ і $L_{к2}$ з'єднані послідовно і створюють еквівалентний, спільний для обох плеч схеми, паралельний контур з параметрами спільної ємності $C_{сп} = \frac{1}{2} C_{к1}$ і індуктивності $L_{сп} = L_{к1} + L_{к2}$.

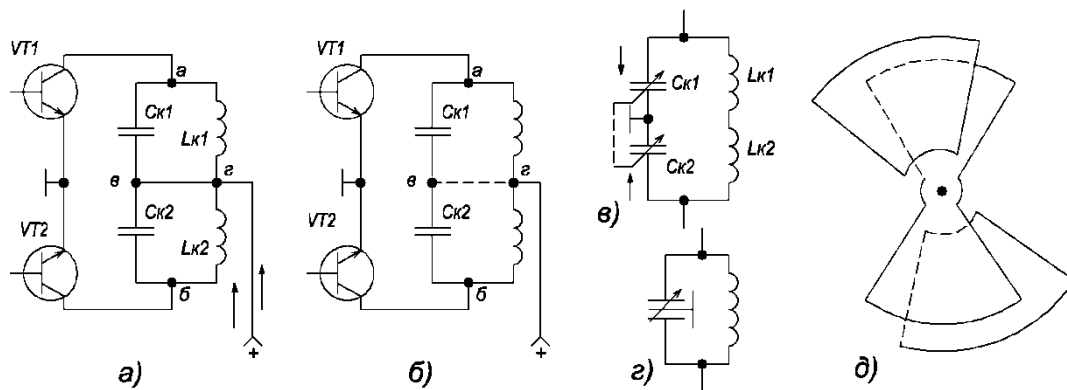


Рис. 2.23. Процес переходу до одного еквівалентного контура в двотактній схемі.

Однак в практичних схемах об'єднують лише індуктивності $L_{к1}$ та $L_{к2}$ з середнім виводом для живлення транзисторів плеч, а ємності $C_{к1}$ і $C_{к2}$ залишають і точку їх з'єднання заземлюють (рис.2.23в). Це пов'язано з тим, що, хоча друга і всі парні гармоніки в навантаженні відсутні, в кожному з плечей ці гармоніки є в складі струмів плеч.

При протіканні струму плеча потрібно створити шлях для замикання струмів парних (по суті, вищих) гармонік, що і здійснюють конденсатори $C_{к1}$ та $C_{к2}$, оскільки їх опір $x_{ск} = 1/\omega C_k$ зменшується з підвищенням частоти ω . Якщо не створити шлях для проходження струмів вищих гармонік, то форма імпульсу струму плеча і форма вихідної напруги може бути спотворена.

Якщо еквівалентний паралельний контур двотактної схеми перестроюється конденсаторами змінної ємності, то для одержання однакових параметрів плечей використовується спеціальна конструкція КЗЄ типу "метелик" (рис.2.23г,д), яка дозволяє в значній мірі змінювати ємності плеч і отримувати їх однакову величину в плечах.

2.9.3 Мостові схеми для складання потужностей

Мостовим пристроєм називають багатополусник, за допомогою якого забезпечується сумісна і незалежна робота двох і більше джерел височастотних коливань на одне спільне навантаження. Взаємно незалежна робота (взаємна розв'язка) дозволяє зберегти опір навантаження постійним для всіх генераторів при зміні режиму роботи одного з них (наприклад, коротке замикання чи обрив кола по якому-небудь входу мостового пристрою).

Принцип роботи мостової схеми складання потужностей двох генераторів Γ_1 та Γ_2 розглянемо на прикладі звичайного мосту (складатися з чотирьох плеч), схема якого зображена на рис. 2.24а.

Міст складається з двох активних опорів R_H і $R_{бал}$ і двох протилежних плеч.

Міст буде збалансований і генератори Γ_1 , Γ_2 , ввімкнуті до різних його діагоналей, не будуть впливати один на другий.

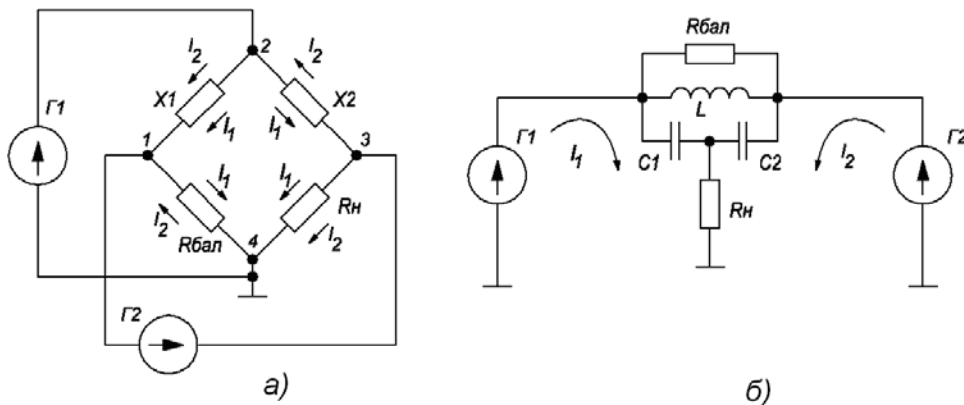


Рис. 2.24. Мостові схеми складання потужностей.

Якщо напруги генераторів діють, як показано на рис. 2.24а, то струми в плечах мосту будуть протікати в напрямках, показаних на рисунку стрілками. При рівності амплітуд і синфазності напруг генераторів Γ_1 та Γ_2 струми в навантаженні R_n будуть складатися, а на балансовому опорі $R_{\text{бал}}$ – відніматися. Якщо в реактивних опорах X_1 та X_2 втрат немає, то при рівності амплітуд і фаз струмів у навантаженні вся сумарна потужність P_n обох генераторів повністю виділяється в навантаженні:

$$P_n = \frac{1}{2}(I_1 + I_2)^2 R_n$$

При несправності одного з генераторів потужність другого ділиться порівну між опорами навантаження R_n і балансним $R_{\text{бал}}$. Тому вихід із ладу одного генератора приводить до зменшення потужності в навантаженні в 4 рази. Щоб не допустити настільки великого зменшення потужності, передбачають автоматичне перевімкнення працюючого генератора на навантаження без мосту.

В випадку, коли струми не синфазні і амплітуди їх нерівні, коефіцієнт корисної дії системи зменшується. Але, як показує математичний аналіз, мостові схеми малочутливі до зміни рівності і синфазності вхідних сигналів генераторів. Так, наприклад, при зміні амплітуди в 2 рази чи зміні фази на 40° ККД зменшується всього на 10 %.

Проста мостова схема має суттєвий недолік: навантаження на кожний генератор комплексне і не однакове по модулю; при заземленні навантаження вхід одного з генераторів повинен бути симетричним, а другого – несиметричним, потребує не зовсім ідентичних генераторів. Тому звичайний міст (з чотирма плечами), у вигляді суматора не використовується. Таких недоліків не має міст з трьома плечами (рис. 2.24б). Схема Т-подібного мосту складається з паралельного коливального контуру LC_1C_2 , навантаження R_n і балансного резистора $R_{\text{бал}}$. Контур, настроєний на робочу частоту, має активний опір $R_{\text{ср}}$. При синфазній роботі обох генераторів струму в навантаженні I_1 і I_2 складаються, а в балансовому резисторі I_1 і I_2 направлені зустрічно.

При повній симетрії схеми взаємний вплив генераторів виключається.

T-подібні мостові пристрої, побудовані на резонансних контурах, забезпечують вузьку смугу пропускання. Цей недолік усувається в схемах на широкосмугових трансформаторах. Одна з таких схем, яка використовується в короткохвильовому діапазоні, представлена на рис. 2.25а. Потужності генераторів Г1 та Г2 складаються на опорі навантаження R_H , а взаємна розв'язка генераторів забезпечується балансним резистором $R_{\text{бал}}$. При відповідному виборі елементів схеми навантаження – режим одного з генераторів не залежить від стану другого.

Квадратурні мости (рис. 2.25б) використовують у діапазоні метрових і більш коротких хвиль (часто з використанням мікросмужкової технології).

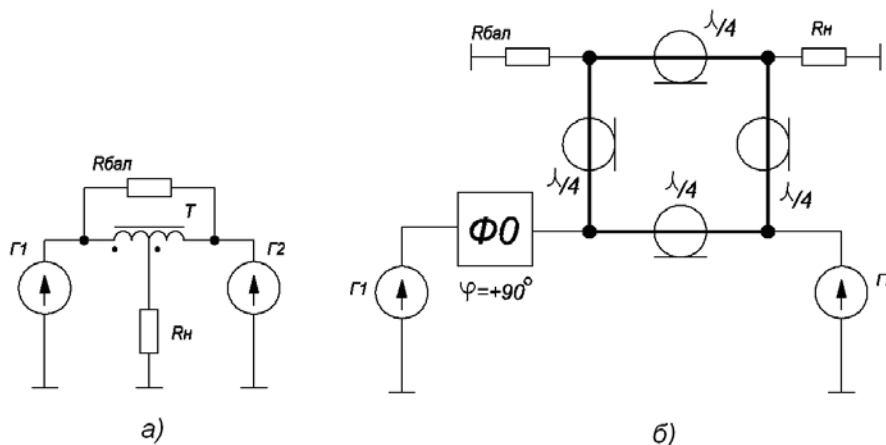


Рис. 2.25. Складання потужностей з використанням широкосмугового трансформатора та квадратурного мосту.

У них рівні за амплітудою коливання генераторів зсунуті по фазі на $\psi = 90^\circ$. Цей початковий зсув створюється фазообертачем ΦO . Чотири відрізки чвертьхвильових ліній $\lambda/4$ створюють міст. При цьому до навантаження R_H струми генераторів підходять синфазно і сумуються, а до балансного резистора $R_{\text{бал}}$ – протифазно і віднімаються.

Коливання кожного з генераторів підходять до виходу другого в протифазі із-за різниці ходу, рівної $\lambda/2$. Тому взаємний вплив генераторів відсутній. При вимкненому одному генераторі потужність залишеного працюючого генератора розподіляється порівну між R_H і $R_{\text{бал}}$, що призводить до зменшення потужності у чотири рази за рахунок опорів навантаження.

Квадратурні мости складання потужностей використовують у тих випадках, коли необхідно усунути в навантаженні появу відбитих сигналів, викликаних кінцевим ступенем узгодження опорів навантаження з опором мостового пристрою. Дійсно, при неузгодженому навантаженні R_H в суматорі з'являється відбитий сигнал, який від R_H поступає на виходи генераторів і, відбившись повторно, попадає в навантаження і балансний резистор. При цьому різниця фаз відбитих сигналів, які повертаються в навантаження від генераторів, складає 180° , сигнали взаємно компенсують один одного. У той же час на балансному резисторі вони будуть синфазні і потужність відбитих сигналів буде виділятися на балансному резисторі.

Квадратурні мости складання потужностей використовують в телевізійних передавачах для боротьби з багатоконтурністю зображення, а також в переда-

вачах надвисоких частот, які працюють в режимі підсилення імпульсних сигналів і використовують на виході суматори потужностей.

2.9.4 Складання потужностей у просторі

Складання потужності в просторі проводять в тих випадках, коли необхідно на обмежений час збільшити напруженість електромагнітного поля, яке випромінюється передавачем у заданому напрямку. Така необхідність виникає при забезпеченні радіозв'язку і мовлення в діапазоні коротких хвиль на наддалекі відстані в умовах поганого проходження радіохвиль.

В останній час цей спосіб використовують у радіолокаційних пристроях при допомозі фазованих антенних ґраток (ФАГ) з електронним управлінням діаграмою спрямованості.

Суть способу можна пояснити на прикладі складання потужностей двох передавачів. Для роботи в режимі складання потужності в просторі рекомендується використовувати однотипні передавачі П1 та П2 (рис. 2.26а). Джерелом коливаний служить збуджувач 31. Збуджувач 32 другого передавача є резервним.

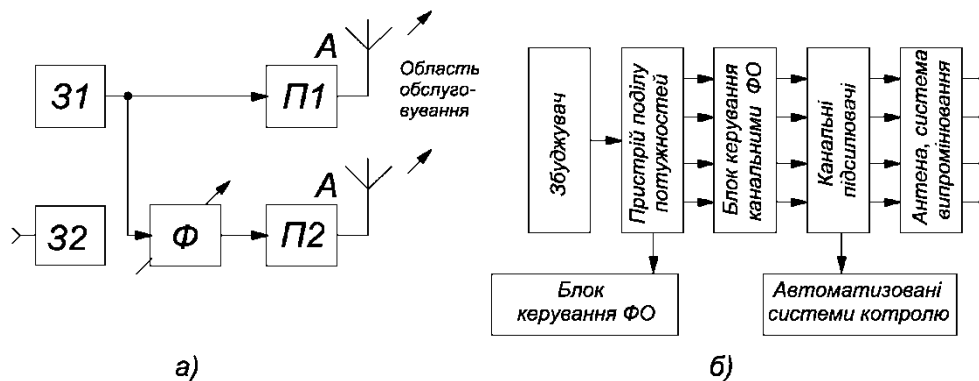


Рис. 2.26. Складання потужностей в просторі і при допомозі ФАГ.

Кожний передавач працює на свою антену А направленої дії. Щоб мати слабкий зв'язок між вихідними каскадами пар передавачів, необхідно рознести антени на можливо більшу відстань одна від одної, хоча зближення антен економить місце на антенному полі, покращує їх спільну діаграму спрямованості, підвищує коефіцієнт направленої дії. Звичайна відстань між антенами складає $(\frac{3}{4}\lambda)$. Підбираючи співвідношення фаз високочастотних коливаний, які живлять антени, можна забезпечити зміну спрямованості головної пелюстки антен на $10...20^\circ$ і зміщувати зону обслуговування. Регулювання фази коливаний здійснюють з допомогою керованого фазообертача Ф, ввімкненого на вході одного з передавачів. У просторі формується спільна діаграма спрямованості так, що в місці прийому проходить складання потужностей електромагнітних полів, створених антенами, і результуюча напруженість поля відповідає сумарній потужності окремих передавачів. Якщо ж струми, які живлять антени, зсунути по фазі, то спільна діаграма спрямованості змінює своє положення, що використовується для швидкого повороту діаграми методом електронного керування.

У діапазоні дециметрових і сантиметрових хвиль розміри антен, які виконані в вигляді напівхвильових вібраторів, невеликі, напівпровідникові генера-

тори малої потужності (1...10 Вт) також мають незначні розміри. Це дає можливість у малому об'ємі і на малій площі встановити велику кількість (до 1000) окремих генераторів і антен та одержати велику потужність випромінювання при високій надійності. У випадку несправності навіть кількох окремих генераторів потужність передавача в цілому мало зменшується. Сукупність окремих напівхвильових вібраторів називають фазованою антенною ґраткою (ФАГ), структурна схема збудження якої зображена на рис. 2.26б.

Збуджувач разом з пристроєм поділу потужностей і блоком керування каналних фазообертачів забезпечує каналні підсилювачі синфазною високочастотною напругою збудження. Блок керування фазообертачами представляє собою невелику ЕОМ, яка по визначеній програмі керує каналними фазообертачами і змінює в тракті кожного каналного підсилювача фазу високочастотної напруги, унаслідок чого здійснюється напрям випромінювання ФАГ в просторі. Кожний підсилювач працює на свою антену. Оскільки ФАГ має багато каналів, то функцію їх контролю виконує автоматична система, яка вимикає несправні підсилювачі. Основною умовою ефективної роботи ФАГ є забезпечення вузької пелюстки антени і керування її спрямованістю в просторі.

2.10 Вихідні каскади радіопередавача

Вихідний каскад (або кінцевий каскад) радіопередавача призначений для подачі в антену необхідної вихідної потужності. Оскільки це кінцевий каскад, то він є найбільш потужним і споживає від джерела живлення найбільшу частину потужності. Особливістю кінцевого каскаду є те, що навантаженням його є антена (рис.2.27).

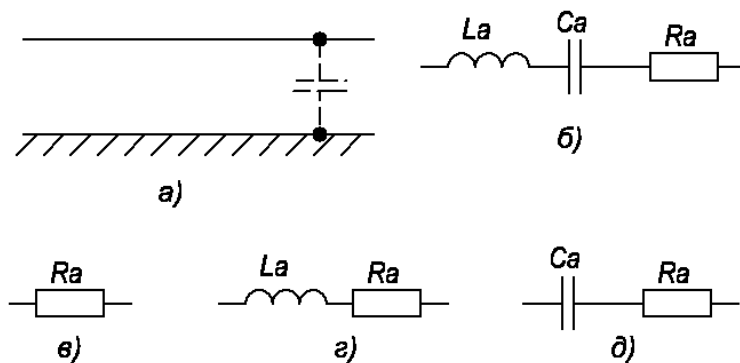


Рис. 2.27. Еквівалентна схема антени.

Конструкція антени являє собою відрізок металевого проводу (рис. 2.27а), який має деякий опір при протіканні по ньому високочастотного струму, індуктивність цього відрізка і його ємність. Тому еквівалентна схема антени може бути зображена послідовним контуром (рідше паралельним), який має індуктивність антени L_a , її ємність C_a і опір R_a (рис. 2.27б). Очевидно, що такий контур має свою власну резонансну частоту $f_a = 1/2\pi L_a C_a$, де він має активний опір R_a (рис. 2.27в), і така антена називається настроєною.

На частоті $f > f_a$ опір індуктивності ωL_a збільшується, а опір ємності $1/\omega C_a$

зменшується, тому на таких частотах опір антени фактично визначається її індуктивністю L_a і носить індуктивний характер (рис. 2.27г). Іноді така антена носить назву антени з індуктивною реакцією (або подовжена антена).

На частоті $f < f_a$ опір ωL_a різко зменшується, а опір ємності антени $1/\omega C_a$ збільшується, тому еквівалентна схема визначається фактично її ємністю (рис. 2.27д). Іноді така антена носить назву антени з ємнісною реакцією (або вкорочена антена).

У залежності від способу ввімкнення антени в коло вихідного каскаду відрізняють дві різновидності схем (проста і складна схеми виходу).

2.10.1 Проста схема виходу

У простій схемі виходу антена разом з елементом настройки і елементом зв'язку з активним елементом вихідного каскаду створюють простий паралельний контур II-го чи III-го виду.

Таким чином, проста схема вихідного каскаду має елемент настройки у вигляді конденсатора змінної ємності (КЗЄ) чи змінної індуктивності (варіометра), а також елемент зв'язку у вигляді індуктивності чи ємності. Ці елементи разом зі схемою антени і створюють простий паралельний контур II-го чи III-го виду (рис. 2.28).

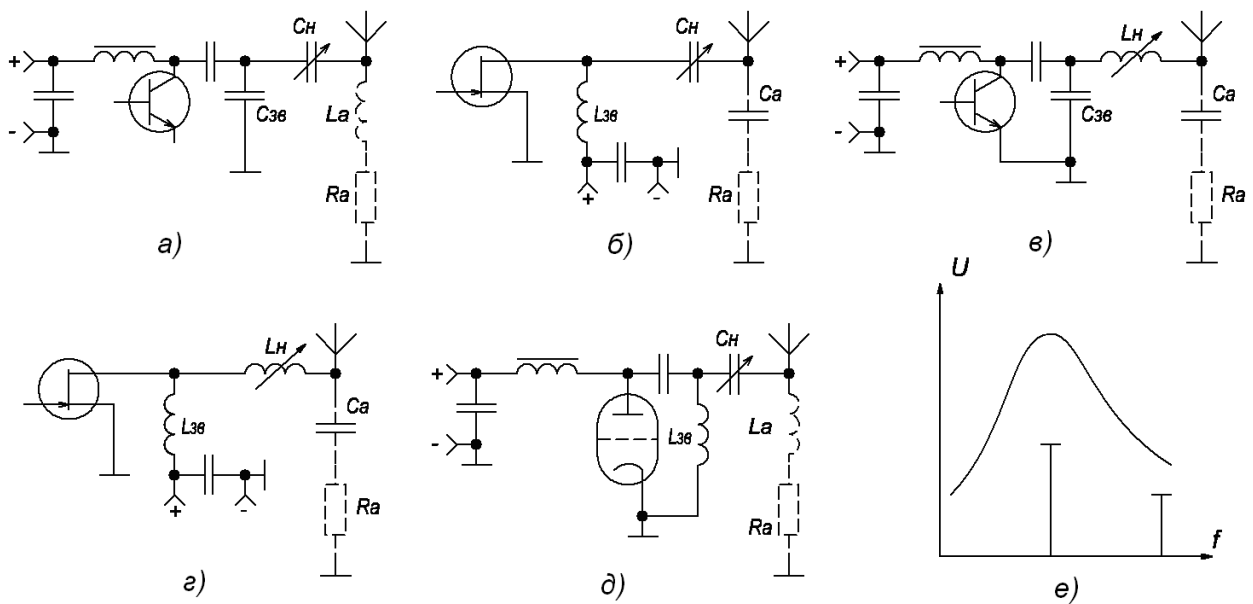


Рис. 2.28. Прості схеми виходу.

Створений простий паралельний контур II-го чи III-го виду настроюють при за допомогою КЗЄ чи варіометра в резонанс з частотою вхідного сигналу. Це дозволяє одержати в індуктивній чи ємнісній гілці паралельного контуру, однією з яких є антена, максимальної величини високочастотного струму, а отже, і одержання максимальної потужності випромінювання електромагнітних коливань антени P_a , що дозволяє досягти найкращого ефекту радіозв'язку.

Кілька простих схем виходу (можна побудувати їх значну кількість при різних видності транзисторів чи ламп і елементів настройки), які представлені на

рис. 2.28, дозволяють зрозуміти принципи їх побудови.

При використанні активного елемента у вигляді біполярного транзистора і схеми паралельного живлення колектора можна застосувати у вигляді елемента зв'язку ємність $C_{зв}$, а у вигляді елемента настройки конденсатор C_n (рис. 2.28а). Для одержання паралельного контуру в цій схемі необхідно використовувати антену з індуктивною реакцією, інакше контур з еквівалентними ємностями і індуктивностями в протилежних гілках створений не буде. Отриманий у цій схемі контур III-го виду за допомогою C_n настраюється в резонанс з частотою вхідного сигналу (схема вхідного кола не показана), тому в колі антени протікає максимальний струм, що зумовлює найбільшу потужність випромінювання P_a .

На рис. 2.28б зображена проста схема виходу на польовому транзисторі з використанням індуктивності зв'язку $L_{зв}$, через яку подано живлення стоку (нижній вивід $L_{зв}$ заземлений блокуючим конденсатором джерела живлення). В цій схемі використаний елемент настройки C_n і антена з ємнісною реакцією.

Розглядаючи схеми рис. 2.28а,б, можна зробити висновок, що в них транзистор (рис. 2.28а) чи антена (рис. 2.28б) мають часткове ввімкнення в контур III-го виду, що дозволяє провести узгодження вихідного опору транзистора чи опору антени з резонансним опором контура.

У схемі (рис. 2.28в) використане паралельне живлення колекторного кола біполярного транзистора, конденсатор зв'язку $C_{зв}$, варіометр L_n у вигляді елемента настройки і ємнісну антену.

На рис. 2.28г використана послідовна схема живлення польового транзистора через $L_{зв}$. Варіометр і ємнісна антена створюють контур II-го виду.

На рис. 2.28д показано різновид простої схеми при використанні електронної лампи.

Проста схема виходу використовується в малопотужних радіопередавачах, що пов'язано з використанням фактично в вигляді навантаження простого паралельного контура, в якого, як відомо, крутість нахилу резонансної характеристики незначна (рис. 2.28е).

Оскільки в вихідних каскадах передавача використовується, як правило, режим коливачь другого роду як більш кращого з точки зору енергетичних показників, то це зумовлює, крім основної частоти сигналу, появи в випромінюваній потужності заважаючих гармонік вихідного сигналу, які простий контур подавити не може. Це приводить до необхідності використання додаткових фільтрів для подавлення вищих гармонік, що зумовлює ускладнення схеми, а також збільшення габаритів радіопередавача.

2.10.2 Складна схема виходу

У складній схемі виходу антена ввімкнута в вихідне коло активного елемента через так званий проміжний контур, що зумовлює побудову в вихідному каскаді системи зв'язаних контурів. Поява зв'язаних контурів, де активний елемент ввімкнута в перший (проміжний) контур, а антена – в другий (антенний) контур, дозволяє мати амплітудно-частотну характеристику зв'язаних контурів

з великою крутістю схилів при критичному зв'язку (рис.2.29а). Це приводить до більш успішного подавлення вищих гармонік, що значно зменшить рівень побічного випромінювання радіопередавача.

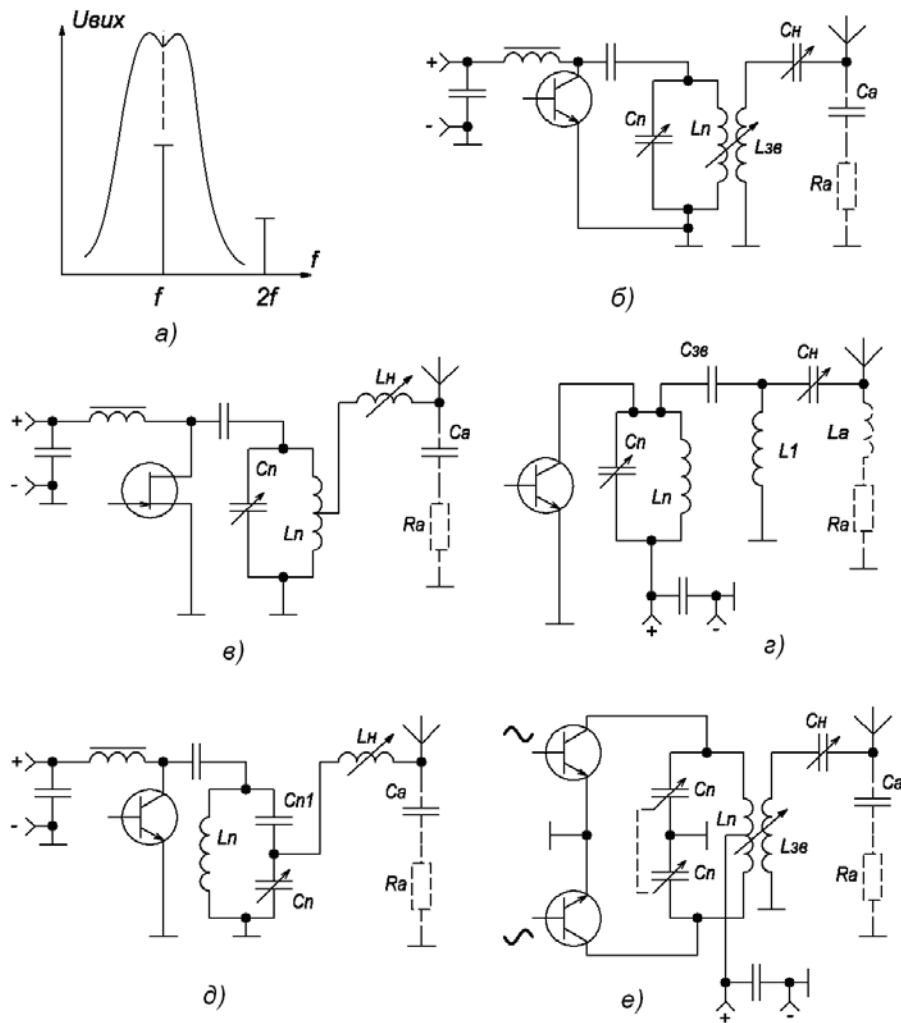


Рис. 2.29. Складна схема виходу в кінцевих каскадах радіопередавача.

Існує кілька різновидів складних схем виходу, які показані на рис. 2.29. З теорії зв'язаних контурів відомо кілька видів зв'язку між першим та другим контуром коливальної системи, тому і в схемах радіопередавачів ці види зв'язку можуть використовуватись.

На рис. 2.29б зображена складна схема виходу з індуктивним (трансформаторним) зв'язком між проміжним і антенним контуром при паралельному живленні транзистора вихідного каскаду. У схемі передбачено підстроєння проміжного контура конденсатором C_n , а настройку антенного контуру можна здійснити за допомогою C_n . Крім того, можливо змінювати коефіцієнт зв'язку між антенним і проміжним контуром, змінюючи відстань між L_n та $L_{зв}$.

Складна схема виходу з автотрансформаторним зв'язком між антенним і проміжним контуром при паралельному живленні транзистора зображена на рис. 2.29в. Антенний контур настроюється в резонанс з частотою вхідного сигналу при використанні варіометра L_n .

У вихідних каскадах радіопередавача можливий зовнішньо ємнісний зв'яз-

зок між антенним і проміжним контуром за рахунок $C_{зв}$ (рис. 2.29г) або внутрішньо ємнісний зв'язок (рис. 2.29д).

У потужних радіопередавачах можливе використання послідовного з'єднання (двотактної схеми) транзисторів для збільшення коливальної потужності, яка підводиться до антени. У цьому випадку найчастіше використовується індуктивний зв'язок між антенним і проміжним контуром (схема 2.29е), де по суті високочастотний трансформатор є симетричним пристроєм для переходу від двох напруг проміжного контуру відносно корпусу до одної напруги, а також і узгоджувачим пристроєм.

2.10.3 Характеристики настроєння вихідних каскадів

У практичних схемах радіопередавачів для одержання максимальної потужності випромінювання необхідно зафіксувати момент резонансу контура, в який ввімкнена антена. Відомо, що в цьому випадку в гілках контура (і в антені) протікає максимальний високочастотний струм і його максимум повинен бути зафіксований струмовим приладом у вигляді амперметра. Спрощена схема ввімкнення струмових приладів ГЗЗ зображена на рис. 2.30а.

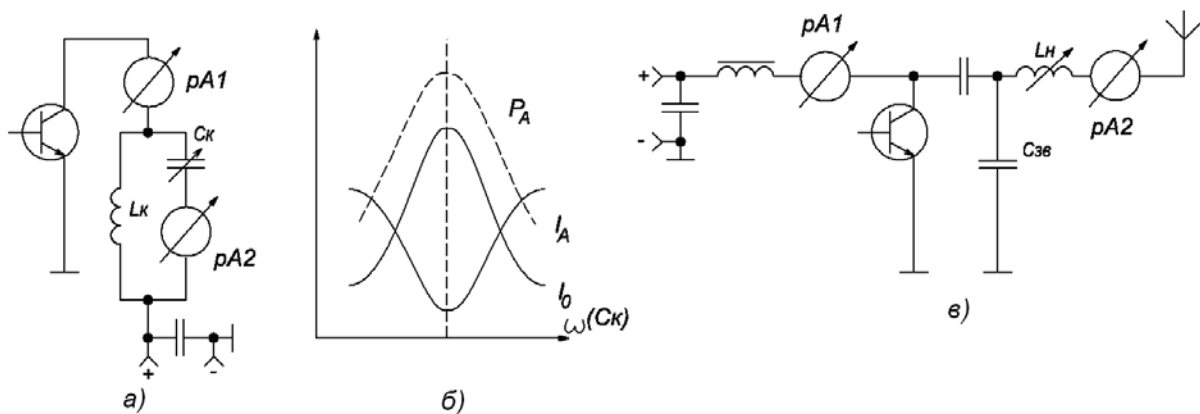


Рис. 2.30. Схеми ввімкнення струмових приладів і характеристики настроєння простої схеми виходу.

Якщо амперметр $pA2$ ввімкнений в ємнісну гілку паралельного контуру, то при наближенні частоти вхідного сигналу до резонансної частоти контура і зміні ємності контуру C_k (або резонансної частоти ω) його струм збільшується та набуває максимального значення при резонансі контуру. Якщо амперметр $pA1$ ввімкнений в колекторне коло транзистора ГЗЗ, то він може вимірювати змінну складову струму колектора (амплітуда першої гармоніки $I_{1m} = \alpha_1 I_m$), яка буде зменшуватись при наближенні частоти вхідного сигналу до резонансної частоти контура, оскільки з підвищенням резонансного еквівалентного опору буде зменшуватись змінна складова струму при послідовному з'єднанні R_{ep} і переходу колектор-емітер транзистора. На резонансній частоті контура величина змінної складової струму буде мінімальною. Таким чином, в залежності від кола ввімкнення амперметра можна зафіксувати момент резонансу по його максимальному чи мінімальному значенні. Оскільки вимірювання змінної складової струму ускладнює схему самого амперметра, то значно зручніше вимірюва-

ти постійну складову струму (його середнє значення при використанні режиму другого роду в вихідному каскаді). Якщо перша гармоніка $I_{1m} = \alpha_1 I_m$, а $I_m = I_{1m}/\alpha_1$, то постійна складова струму $I_0 = \alpha_0 I_m = \alpha_0/\alpha_1 I_{1m}$, тобто, постійна складова струму I_0 пропорційна I_{1m} , тому I_0 при резонансній частоті контура також буде мінімальною (рис. 2.30б).

На рис. 2.30в показані можливі способи ввімкнення амперметрів рА1 та рА2 в простій схемі виходу кінцевого каскаду радіопередавача. На резонансній частоті рА1, ввімкнений в коло живлення колектора транзистора, буде показувати мінімальне значення струму, а рА2, ввімкнений в коло антени, буде показувати значення максимальне.

На резонансній частоті контура буде максимальною і потужність випромінювання радіопередавача P_a . Ці характеристики (рис.2.30б) називаються характеристиками настроєння радіопередавача.

В складній схемі виходу, де в переважній більшості використовується індуктивний зв'язок між антенним і проміжним контуром (рис. 2.31а), настроєння зв'язаних контурів проводиться, як правило, методом повного резонансу. Струмові прилади можуть бути ввімкнені в антенний і проміжний контури для їх настроєння на частоту вхідного сигналу, тому амперметри рА2 та рА3 при резонансній частоті будуть показувати максимальне значення, а коливальна потужність на виході проміжного контуру $P_{пк}$ і потужність випромінювання P_a відповідно будуть максимальними (рис. 2.31б).

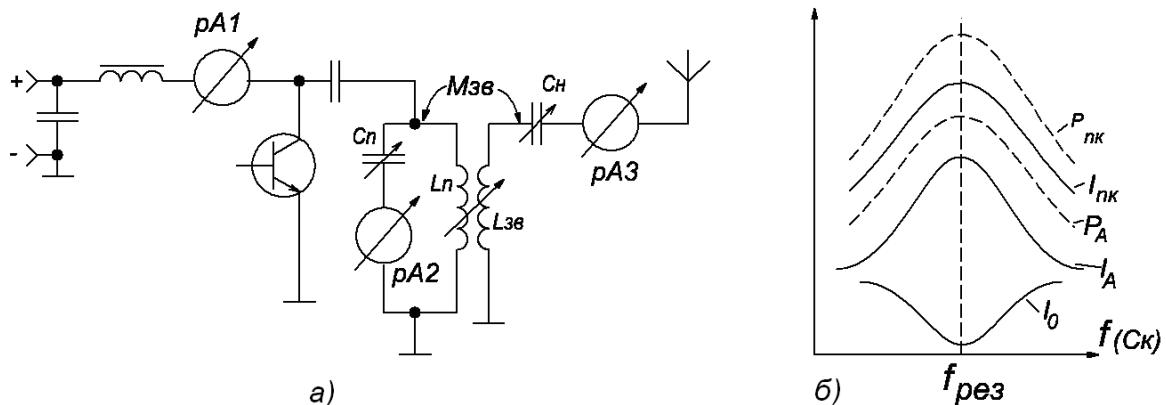


Рис. 2.31. Складна схема виходу і її характеристики настроєння.

При настроєнні зв'язаних контурів методом повного резонансу повинен бути реалізований критичний зв'язок між антенним і проміжним контурами зміною $M_{зв}$, що дозволяє при коефіцієнті корисної дії η_k між контурами 70...80% реалізувати максимальну коливальну потужність антенного контура $P_{ак} = P_{пк} \cdot \eta_k$. Струмовий прилад рА1, який ввімкнений в колекторне коло живлення транзистора, в момент резонансу показує мінімальне значення струму. У складній схемі виходу при настроєнні проміжного контура в резонанс транзистор вихідного каскаду працює злегка в недонапруженому режимі за рахунок внесеного опору $r_{вн}$ в цей контур, у зв'язку з чим $R_{ер}$ проміжного контура трохи зменшується при максимальній P_a . У простій схемі виходу для оптимальної роботи транзистора – він повинен працювати у критичному режимі.

2.11 Проміжні каскади радіопередавача

Проміжні каскади призначені для одержання величин напруги і потужності, необхідних для якісної роботи вихідного каскаду радіопередавача. До проміжних каскадів радіопередавача представляються такі вимоги:

- повинні мати великий коефіцієнт підсилення по напрузі і потужності;
- повинна бути висока стабільність всіх параметрів каскаду.

У вигляді проміжних каскадів радіопередавачів використовуються звичайні підсилювачі напруги (потужності) з резонансною або аперіодичною системою. Ці каскади працюють в режимі коливань першого чи другого роду і принцип їх побудови аналогічний схемам підсилювачів. Окремі специфічні каскади, які використовуються лише в схемах передавачів, є необхідність розглянути окремо.

2.11.1 Двотактні збуджувачі вихідних каскадів радіопередавача

Ці каскади в радіопередавачах призначені для одержання рівних і проти-фазних напруг, які необхідні для збудження двотактних вихідних каскадів радіопередавача. Схеми двотактних збуджувачів представлені на рис. 2.32.

Одержання двох рівних протифазних напруг легко здійснити за допомогою високочастотного трансформатора, первинна обмотка якого є індуктивністю коливального контура, а вторинна має середній вивід, який по змінній складовій струму заземлений і є індуктивністю зв'язку двотактного збуджувача на транзисторі VT1. Дві рівні і протифазні напруги подаються на вихід плеч двотактного вихідного каскаду на транзисторах VT2 і VT3 (рис. 2.32а).

У схемі двотактного збуджувача (рис. 2.32б) навантаженням транзистора VT1 є коливальний контур III-го виду з розподіленими ємностями в гілках. Як відомо, в момент резонансу струми ємнісної і індуктивної гілки паралельного контуру рівні і протифазні (рис. 2.32г), а, отже, рівні і протифазні падіння напруги на конденсаторах C_1 та C_2 , якщо $C_1 = C_2$.

Аналогічно можна одержати рівні і протифазні напруги в двотактному збуджувачі з використанням контуру II-го виду, де $L_1 = L_2$ (рис. 2.32в).

Одержати рівні і протифазні напруги можна в схемах двотактних збуджувачів з ємнісним (рис. 2.32д) і автотрансформаторним зв'язком (рис. 2.32е). Ці схеми представляють собою власне двотактний підсилювач, в якого, як відомо, струми в плечах протифазні, а отже, і протифазні падіння напруги в гілках контурів.

При $C_1 = C_2$ та $L_1 = L_2$ ці напруги рівні. Звичайно, такі схеми, як двотактні, самі потребують подачі на їх вхід двох рівних і протифазних напруг, які можуть бути одержані за допомогою нище наведених двотактних збуджувачів вихідних каскадів радіопередавача.

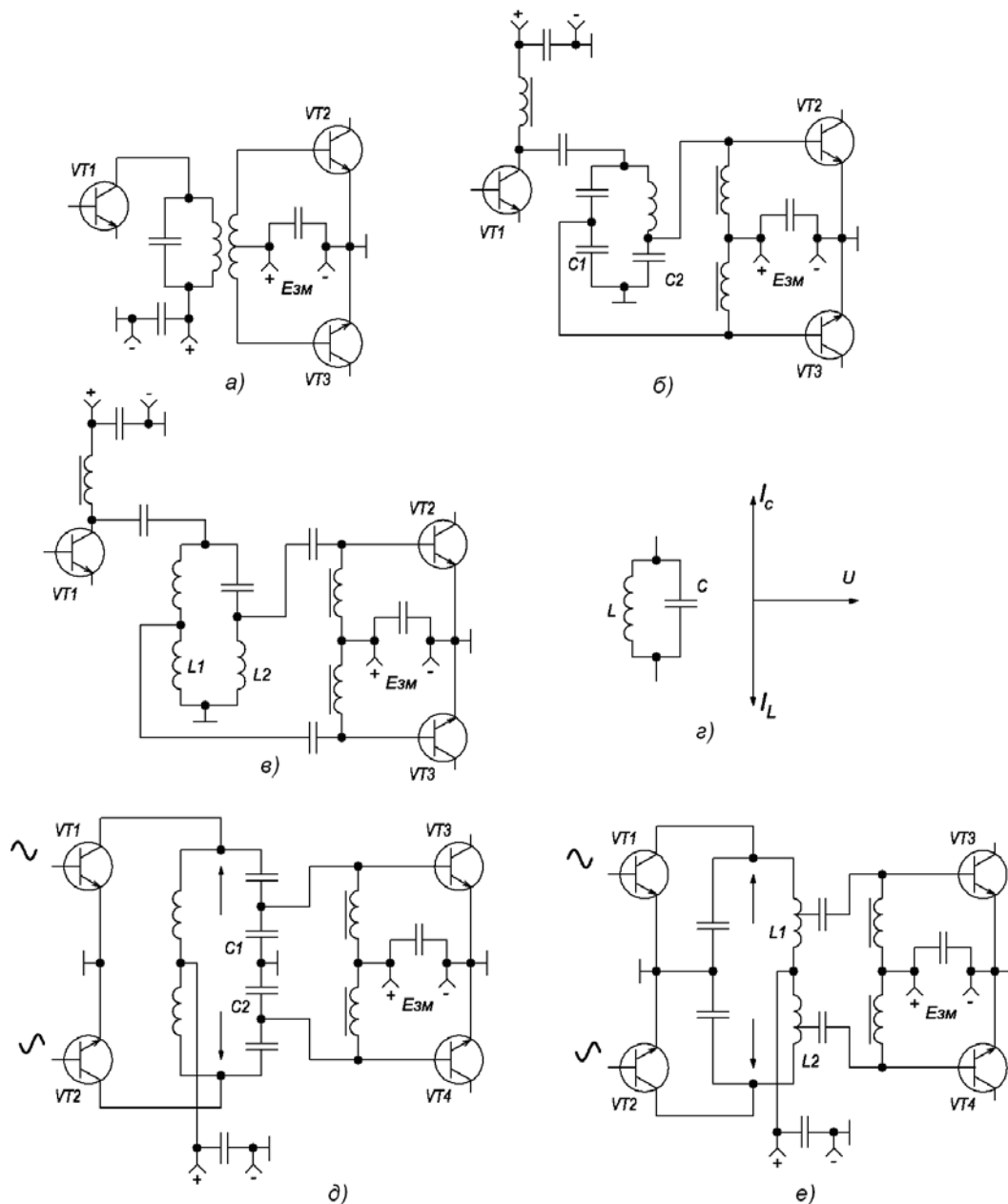


Рис. 2.32. Схеми двотактних збуджувачів вихідних каскадів радіопередавача.

2.11.2 Помножувачі частоти

Відомо, що для збільшення потужності випромінювання антени радіопередавача P_a необхідно збільшувати частоту в каналі несучої. Тому в радіопередавачах дуже часто використовується кратне помноження частоти автогенератора, оскільки вимога стабільності його коливань не дозволяє мати високу частоту генерації (десятки мегагерц). Тому помножувачі частоти дозволяють збільшити частоту несучої в кілька разів, причому, ступенів перемноження частоти може бути декілька.

Помножувачі частоти (ПЧ), як правило, в схемі радіопередавача ставляться після буферного каскаду БК (рис. 2.33а).

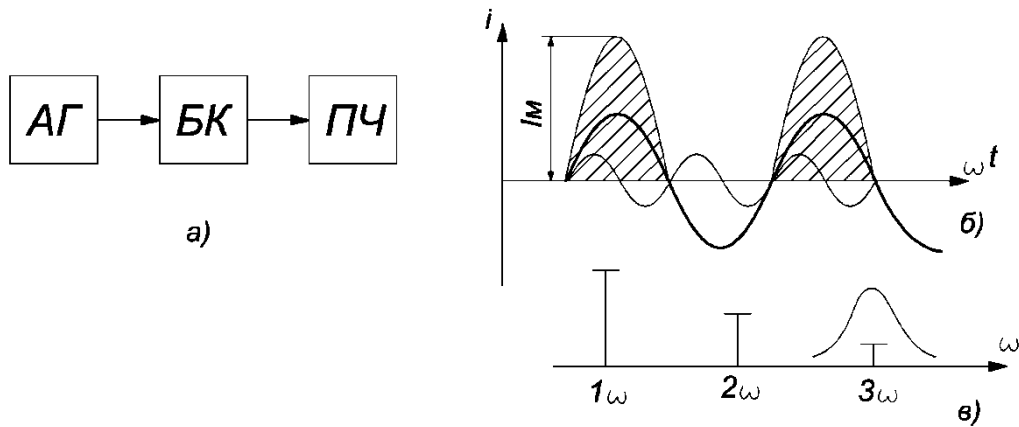


Рис. 2.33. Помножувач частоти в структурній схемі радіопередавача і принцип одержання вищих гармонік.

Принцип дії помножувача частоти полягає в тому, що активний елемент ГЗЗ ставиться в нелінійний режим другого роду, в результаті чого струм його вихідного кола являє собою послідовність косинусоїдальних імпульсів, які, як відомо, можна розкласти на першу, другу, третю і т.д. гармоніки (рис. 2.33б). Якщо у вихідне коло активного елемента ввімкнути коливальну систему (наприклад, паралельний контур чи резонатор), настроєний на вищу, помножену в n раз, гармоніку $n\omega$, то на його опорі буде виділена напруга цієї гармоніки $U_{n\omega} = I_{n\omega} \cdot R_{ep}$, оскільки, наприклад, опір паралельного контуру R_{ep} найбільший на резонансній частоті (рис. 2.33в), а на сусідніх частотах цей опір близький до нуля. Тому вихідна напруга помножувача частоти фактично буде напругою з частотою, кратною помноженій, оскільки при наявності в струмі багатьох гармонік, їх падіння, крім $n\omega$, фактично дорівнює нулю. Рівень вихідної напруги $U_{n\omega}$ визначається також кутом відсічки вихідного струму, оскільки амплітуда кожної гармоніки дорівнює: $I_{1m} = \alpha_1 I_m$, $I_{2m} = \alpha_2 I_m$, $I_{3m} = \alpha_3 I_m$, $I_{4m} = \alpha_4 I_m$.

Коефіцієнти розкладання А. І. Берга $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \dots, \alpha_n$ залежать від кута відсічки струму Θ (рис. 2.14), і якщо уважно проаналізувати їх хід, то виявляється, що α_1 має максимальне значення 0,54 при $\Theta = 120^\circ$, α_2 має максимальне значення 0,28 при $\Theta = 60^\circ$, α_3 має максимальне значення 0,18 при $\Theta = 40^\circ$, α_4 має максимальне значення 0,17 при $\Theta = 30^\circ$ і т.д.

Таким чином, оптимальний кут відсічки Θ_{opt} , при якому амплітуда помноженої гармоніки найбільша, дорівнює:

$$\Theta_{opt} = 120^\circ/n,$$

де n – коефіцієнт помноження частоти.

За принципом побудови помножувачі частоти поділяються на два види: резонансні і параметричні.

Резонансні помножувачі частоти будуються на принципі резонансного підсилювача з використанням біполярного чи польового транзистора, у вихідне коло якого ввімкнений паралельний контур, настроєний на частоту помноженої гармоніки $n\omega$. Транзистор помножувача повинен бути поставлений в нелінійний режим (режим відсічки).

Схеми таких помножувачів частоти представлені на рис. 2.34.

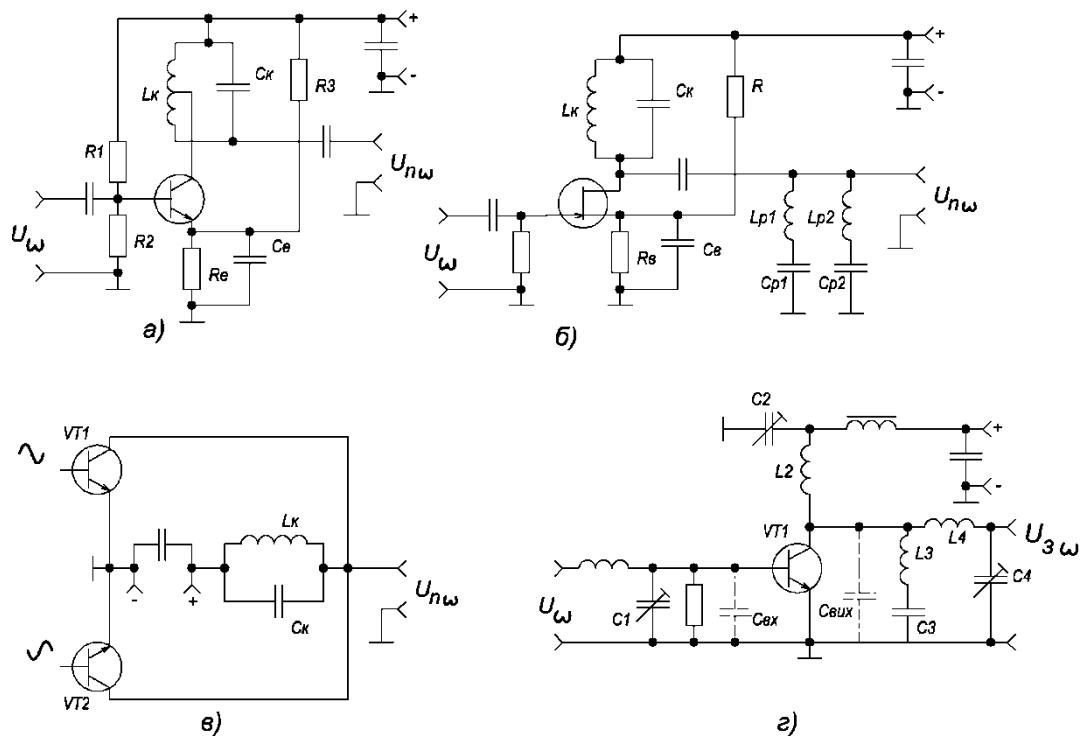


Рис. 2.34. Резонансні помножувачі частоти.

У схемі на біполярному транзисторі (рис. 2.34а) режим відсічки реалізований за допомогою базового дільника R_1R_2 , а також дільника емітера R_3R_e , які задають позитивний потенціал бази і емітера (при $\Theta < 90^\circ$ потенціал бази повинен бути меншим, ніж емітера). Подача на вхід U_ω приводить до появи в колекторному струмі гармонік, на одну з яких настроєний паралельний контур L_kC_k . При значній добротності цього контура ним виділяється напруга помноженої гармоніки $U_{n\omega}$. Опір контура R_{ep} на частотах сусідніх гармонік практично дорівнює нулю (рис. 2.35а), тому коливальним контуром L_kC_k легко виділяється помножена гармоніка $n\omega$, вихідна напруга якої $U_{n\omega} = I_{n\omega} \cdot R_{ep}$ є практично синусоїдальною.

У схемі помножувача частоти на польовому транзисторі (рис. 2.34б) режим відсічки реалізований за допомогою витокового дільника RR_B .

Оскільки нульовий потенціал затвору ПТ реалізується опором затвору, то подача позитивної напруги на виток ПТ і його зміна при зміні опору дільника дає можливість змінювати кут відсічки стокового струму і визначити його оптимальну величину. Якщо добротність контуру L_kC_k незначна і його резонансна характеристика похила (рис. 2.35б), то при настроєнні його, наприклад, на частоту 3ω високий рівень першої та другої гармоніки (із-за великої величини α_1 і α_2) буде спотворювати форму вихідного сигналу, оскільки не можуть бути подавлені контуром. Тому в практичних схемах заважаючі гармоніки можуть бути закорочені на корпус через послідовні контури $L_{p1}C_{p1}$, $L_{p2}C_{p2}$, які мають дуже малий опір на своїх власних резонансних частотах та ω і 2ω . Іноді їх називають режекторними фільтрами. Вони не спотворюють вихідний сигнал, оскільки на частоті 3ω мають великий опір.

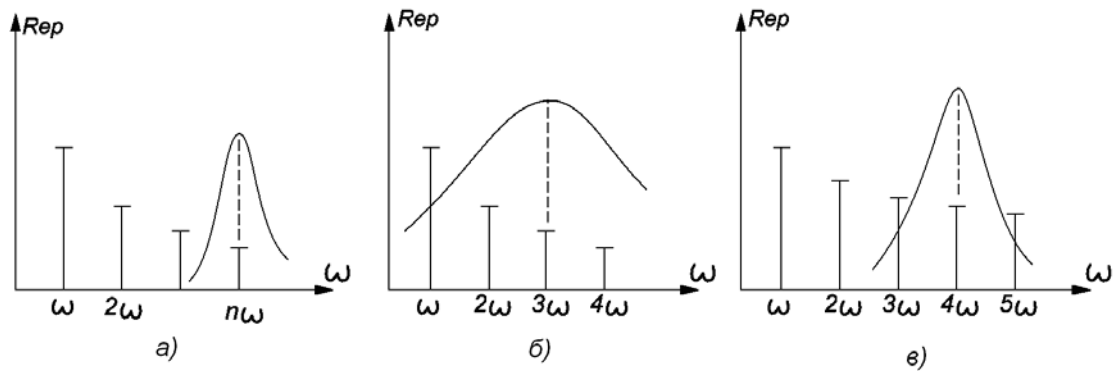


Рис. 2.35. Частотні характеристики коливальних контурів помножувачів частоти.

У вигляді помножувача частоти може бути використана двотактна схема, в якій, як відомо, в навантаженні складаються перша і всі непарні гармоніки, а в загальному проводі живлення складаються друга і всі парні гармоніки. Якщо контур ввімкнути в провід живлення (рис. 2.34в) і настроїти його, наприклад, на четверту гармоніку сигналу, то цю гармоніку легко виділити без додаткових режекторних фільтрів, оскільки сусідні третя і п'ята гармоніки відсутні (рис. 2.35в).

На рис. 2.34г зображена схема потроювача частоти (в практичних схемах радіопередавачів таких схем помножувачів може бути декілька), основна (третья) гармоніка вихідної напруги $U_{3\omega}$ виділяється паралельним контуром $C_{\text{вих}}L_4C_4$. Режекторними фільтрами L_2C_2 і L_3C_3 подавляються перша і друга гармоніки в вихідній напрузі. Вхідним контуром L_1C_1 (разом з $C_{\text{вих}}$) проводиться додаткове очищення вхідного сигналу, який подається з попереднього ступеня помноження частоти.

Параметричні помножувачі частоти використовують нелінійність параметру елементів, які входять в схему помножувача. Такі схеми помножувачів застосовуються в діапазоні сотень мегагерц, оскільки резонансні помножувачі із-за високої частоти і значної ємності між виходом і входом польового чи біполярного транзистора $C_{\text{пр}}$ створюють значне проникнення вхідної напруги U_{ω} на вихід помножувача (рис. 2.36а). Тому на цих частотах використовують спеціальні нелінійні елементи, які мають $C_{\text{пр}} < 0,01$ пФ. До них відносяться спеціальні діоди, варикапи та варактори.

При виборі робочої точки A на вольт-амперній характеристиці помножувального високочастотного діода при $I_d \approx 0$ (рис. 2.36б) подача синусоїдальної вхідної напруги приводить до появи спотвореного косинусоїдального імпульсу струму, де є набір гармонік вищого порядку і необхідно лише виконати завдання по виділенню необхідної гармоніки на опорі навантаження. Вибір робочої точки A на вольт-фарадній характеристиці варикапа (рис. 2.36в) приводить до появи нелінійної залежності його ємності при подачі синусоїдальної вхідної напруги, нелінійної залежності його опору $x_c = \frac{1}{\omega c}$ і нелінійної залежності струму

через варикап. Тому в нелінійному імпульсі його струму створюється набір гармонік вищого порядку, одну з яких потрібно виділити на опорі навантаження.

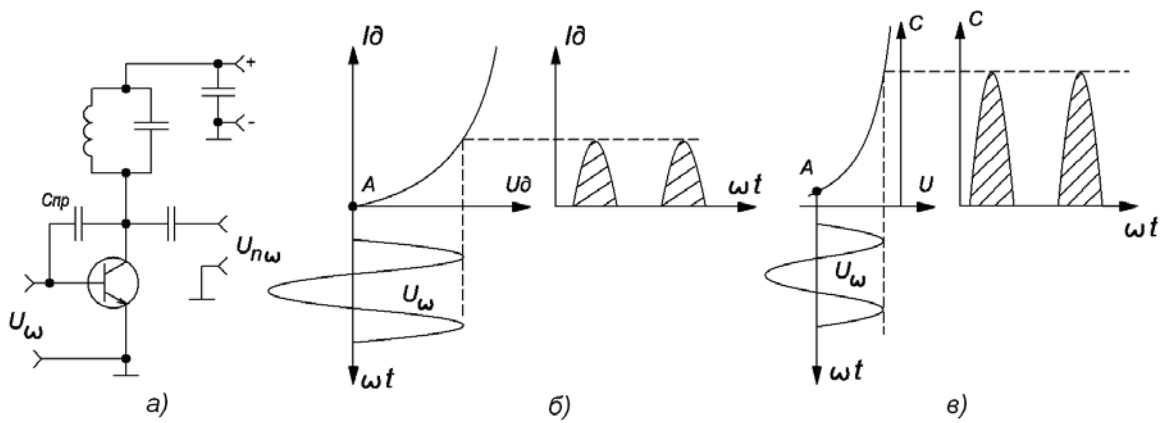


Рис. 2.36. Характеристики нелінійних елементів параметричних помножувачів частоти.

За принципом побудови параметричних помножувачів частоти їх розділяють на схеми з паралельним і послідовним ввімкненням нелінійного елемента.

В паралельній схемі параметричного помножувача частоти діод чи варикап ввімкнено паралельно вхідній напрузі U_ω (рис. 2.37).

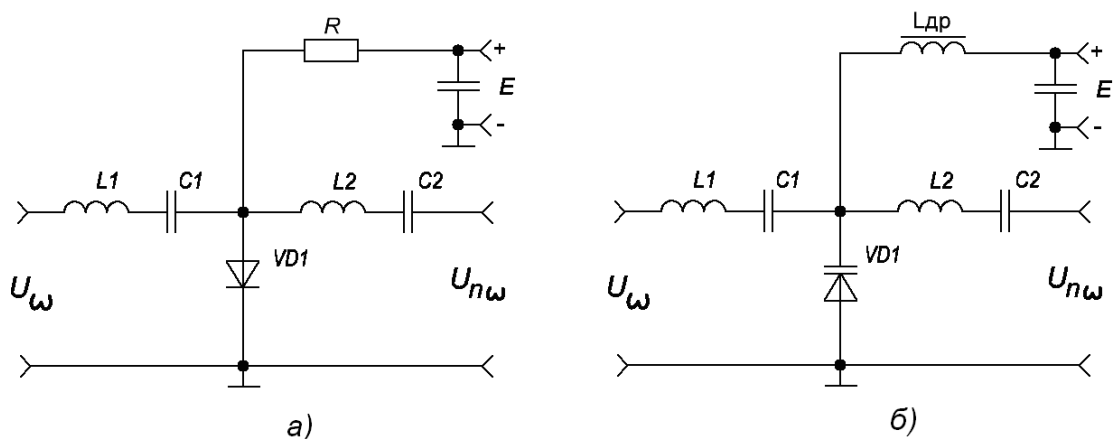


Рис. 2.37. Паралельна схема параметричних помножувачів частоти.

Контур L_1C_1 настроєний на частоту вхідного сигналу і необхідний для додаткової фільтрації частоти вхідної напруги ω , якщо цей каскад є наступним ступенем помноження частоти радіопередавача. Оскільки попередній каскад помноження частоти може не повністю подавити заважаючі гармоніки, то послідовний контур L_1C_1 подає вхідну напругу U_ω на нелінійний елемент тільки частоти ω , оскільки для всіх інших частот його опір дуже великий. У схемі параметричного діодного помножувача (рис. 2.37а) вибір робочої точки на початку вольт-амперної характеристики здійснюється за допомогою джерела живлення E , де послідовно з діодом VD_1 ввімкнений опір $10 \dots 100$ кОм. Це дозволяє задати режим помножувального діода і заблокувати резистором R закорочення змінної напруги на аноді VD_1 через джерело живлення E .

У схемі параметричного помножувача частоти на варикапі (рис. 2.37б) вибір робочої точки здійснюється за допомогою джерела живлення E . Загороджуючий дросель $L_{др}$ призначений для подачі зворотньої напруги на варикап і блокує закорочення змінної напруги на катоді варикапа.

Подача вхідної напруги U_ω на нелінійний елемент через послідовний контур L_1C_1 призводить до появи нелінійного струму, значного числа вищих гармонік в його складі, появи падіння напруги цих вищих гармонік на внутрішньому опорі діоду чи ємності варикапа. Для подачі необхідної помноженої гармоніки $n\omega$ на вхідні клеми потрібно послідовний контур L_2C_2 настроїти в резонанс на цю частоту, і, оскільки він має незначний опір для цієї частоти, то вихідна напруга $U_{n\omega}$ може бути подана без значного послаблення на вихід, а інші гармоніки на вихід потрапити не можуть, оскільки послідовний контур для них має значний опір. Перевагою послідовної схеми параметричного помножувача частоти є те, що один з електродів нелінійного елемента в схемі заземлений, що дозволяє в металевій конструкції помножувача надійно закріпити його на корпусі і просто вирішити питання тепловідводу.

У послідовній схемі параметричного помножувача частоти нелінійний елемент відносно до вхідної напруги U_ω ввімкнено послідовно (рис. 2.38).

Вхідний паралельний контур L_1C_1 послідовної схеми параметричного помножувача частоти призначений для додаткової фільтрації вхідної напруги U_ω і настроєний на частоту ω . Якщо схема є наступним ступенем помноження частоти, то на виході попереднього каскаду помноження можуть бути, крім основної частоти ω , заважаючі частоти. Так як на резонансній частоті паралельний контур L_1C_1 має найбільший опір, то на вході помножувача частоти відкладається лише напруга з частотою ω , оскільки для інших частот опір контура близький до нуля.

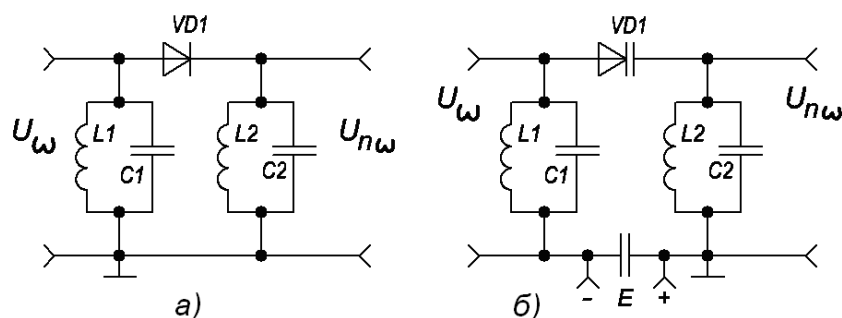


Рис. 2.38. Послідовна схема параметричних помножувачів частоти.

Режим помножувального діода в схемі послідовного помножувача частоти (рис. 2.38а) реалізується закороченням його аноду і катоду на корпус через індуктивності L_1 і L_2 . При необхідності зміни режиму схема повинна мати джерело живлення. Режим варикапа в схемі помножувача частоти (рис. 2.38б) здійснюється за допомогою окремого джерела живлення E , постійна напруга якого на варикап подана через L_1 та L_2 .

Подача вхідної напруги U_ω призводить до появи нелінійного струму через VD_1 і контур L_2C_2 , з якого знімається вихідна напруга $U_{n\omega}$. Оскільки контур L_2C_2 настроєний на частоту $n\omega$, то на ньому виділяється напруга саме цієї частоти, для всіх інших частот паралельний контур має опір, близький до нуля.

Перевагою послідовної схеми параметричного помножувача частоти є те, що при використанні на високих частотах у вигляді паралельних контурів резонаторів корпус вихідного резонатора може бути заземленим.

Недоліком параметричних помножувачів частоти є те, що такі схеми не мають підсилення і коефіцієнт їх корисної дії менший одиниці.

2.11.3 Буферні каскади

Буферні каскади радіопередавача використовуються для усунення впливу опору навантаження при настроєнні радіопередавача та інших впливів на частоту автогенератора задаючої частоти.

Оскільки основним елементом автогенератора задаючої частоти є паралельний контур, то для усунення впливу на контур буферний каскад повинен мати малу вхідну ємність і високий вхідний опір (рис. 2.39а).

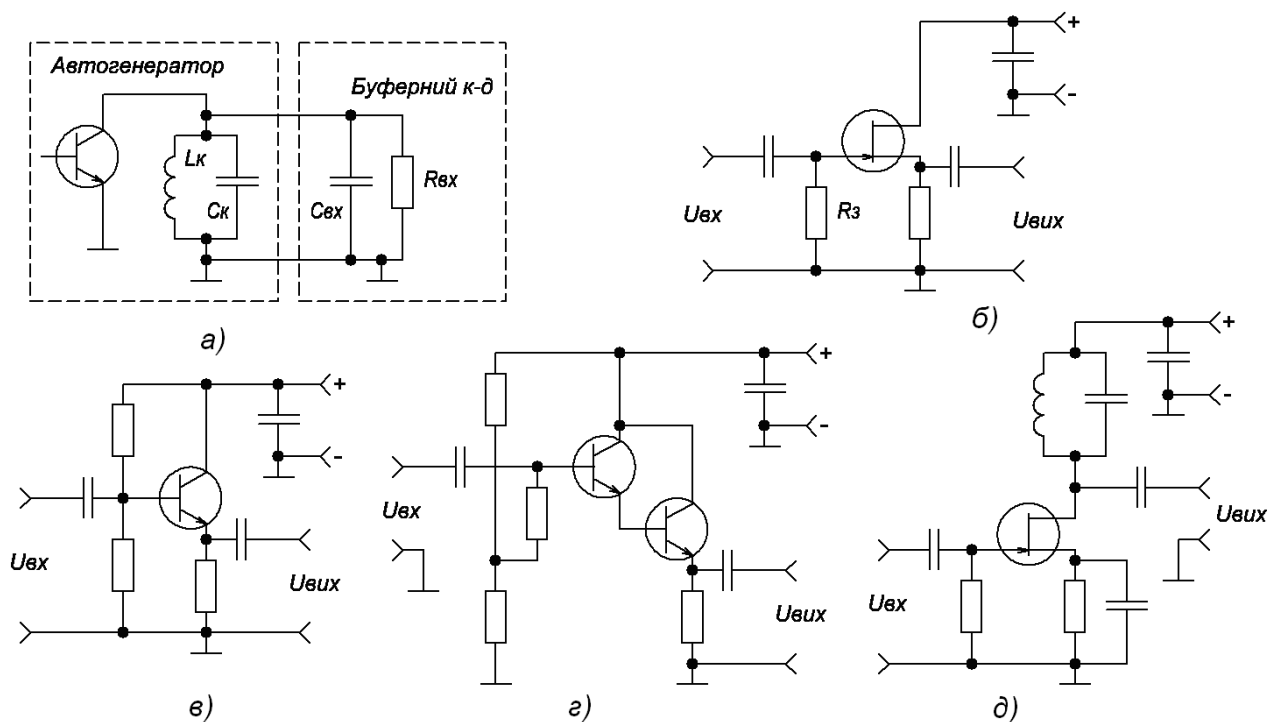


Рис. 2.39. Схеми буферних каскадів.

На рис. 2.39а зображено вихідний контур автогенератора $L_K C_K$, паралельно якому ввімкнено вхідну ємність $C_{вх}$ і вхідний опір $R_{вх}$ буферного каскаду. Видно, що в цьому випадку при значній $C_{вх}$ частота автогенератора зменшується, що неприпустимо з точки зору стабільності частоти. Крім того, паралельне ввімкнення контуру вхідного опору буферного каскаду $R_{вх}$ впливає на амплітуду вихідної напруги автогенератора, оскільки зменшує добротність контура $L_K C_K$. До схем буферних каскадів відносяться відомі схеми підсилювачів, які мають малу вхідну ємність і високий вхідний опір. Це схема витокового повторювача (рис. 2.39б), який, як відомо, має вхідний опір від одиниць до десятків мегаом і ємність одиниці пікофарад. У вигляді буферного каскаду можна застосувати схеми емітерних повторювачів, побудованих по звичайній схемі (рис. 2.39в) або на складеному біполярному транзисторі (рис. 2.39г), які можуть мати вхідний опір від десятків до сотень кілоом і вхідну ємність від одиниць до десятків пі-

кофарад. Відомо, що схеми повторювачів не мають підсилення по напрузі, тому для усунення цього недоліку може бути використана звичайна схема резонансного підсилювача на польовому транзисторі (рис. 2.39д), який має вхідний опір десятки кілоом і вхідну ємність від одиниць до десятків пікофарад.

В вигляді буферних каскадів радіопередавачів можуть бути використані і інші схеми, які відповідають цим вимогам.

Контрольні запитання до розділу 2.

1. Які особливості вхідних і вихідних характеристик біполярних транзисторів?
2. Як пояснити процес підсилення сигналів в схемі ГЗЗ.
3. Як забезпечити положення робочої точки на характеристиках транзистора?
4. Що таке динамічні характеристики? Який вони мають вигляд, від яких параметрів ГЗЗ залежить їх положення?
5. Охарактеризуйте коливання I-го і II-го роду в схемі ГЗЗ?
6. Чому в потужних каскадах передавачів мають перевагу коливання II роду?
7. Які ви знаєте характеристики навантажування ГЗЗ?
8. Що таке недонапружений, критичний і перенапружений режим роботи ГЗЗ?
9. Яка залежність струму першої гармоніки транзистора, вихідної напруги, коливальної потужності в залежності від режиму роботи ГЗЗ? Поясніть їх хід?
10. Якому режиму і чому віддається перевага в каскадах радіопередавачів?
11. Які особливості схемної побудови кінцевих каскадів радіопередавачів в зв'язку з особливістю використання антен як навантаження?
12. Які особливості роботи простої і складної схем виходу кінцевого каскаду?
13. У чому принципіальна відмінність простої і складної схем виходу?
14. Як проводиться настроєння простої схеми виходу?
15. В яких ділянках схеми можуть бути розміщені індикатори настроєння і які їх показники в момент настроєння?
16. У чому переваги і недоліки простої схеми виходу?
17. Як проводиться настроєння складної схеми виходу?
18. Чому обрив антени в складній схемі виходу не приводить до виходу з ладу транзистора кінцевого каскаду?
19. Чому при настроєнні складної схеми виходу транзистор працює злегка в недонапруженому режимі?
20. Які основні переваги і недоліки складної схеми виходу?
21. У чому полягає принцип роботи резонансного помножувача частоти?
22. У чому полягає принцип роботи параметричного помножувача частоти?
23. Які ви знаєте різновидності схем параметричних помножувачів частоти?
24. Яке призначення буферних каскадів?
25. Які ви знаєте схеми буферних каскадів?

РОЗДІЛ 3. АВТОГЕНЕРАТОРИ

Автогенератором (АГ) називається схема радіопередавача, яка виробляє синусоїдальну напругу несучої частоти, яка в подальшому підсилюється, помножується по частоті і використовується для випромінювання антеною. На відміну від генератора з зовнішнім збудженням, який одержує вхідну напругу ззовні від попереднього каскаду, автогенератор сам виробляє як вхідну, так і вихідну напругу. Схема автогенератора повинна мати високу стабільність частоти.

3.1 Поняття про самозбудження. Баланс фаз і баланс амплітуди

Схема автогенератора може бути представлена звичайною схемою генератора із збудженням, яка має коливальний контур $L_k C_k$ і індуктивність зв'язку $L_{зв}$ (рис. 3.1а). Для зручності розгляду фізичних процесів базове коло живлення не показано. Нехай у звичайній схемі ГЗЗ з паралельним контуром $L_k C_k$ у вигляді навантаження має коефіцієнт підсилення $K = 10$, оскільки на вхід схеми подано $0,1 В$, а на контурі здійснюється зняття вихідної напруги $1В$. У схемі ГЗЗ $U_{вх} = 0,1В$ подається від зовнішнього джерела напруги. З схеми ГЗЗ видно, що одержати $U_{вх} = 0,1 В$ можна в самій схемі. Якщо поруч з контурною котушкою L_k розмістити індуктивність зв'язку $L_{зв}$, то наведена в ній напруга може бути різною в залежності від відстані між котушкою індуктивності взаємозв'язку $M_{зв}$. Така схема може працювати в безперервному режимі, якщо наведена на $L_{зв}$ напруга достатня по амплітуді і правильно прикладена по фазі.

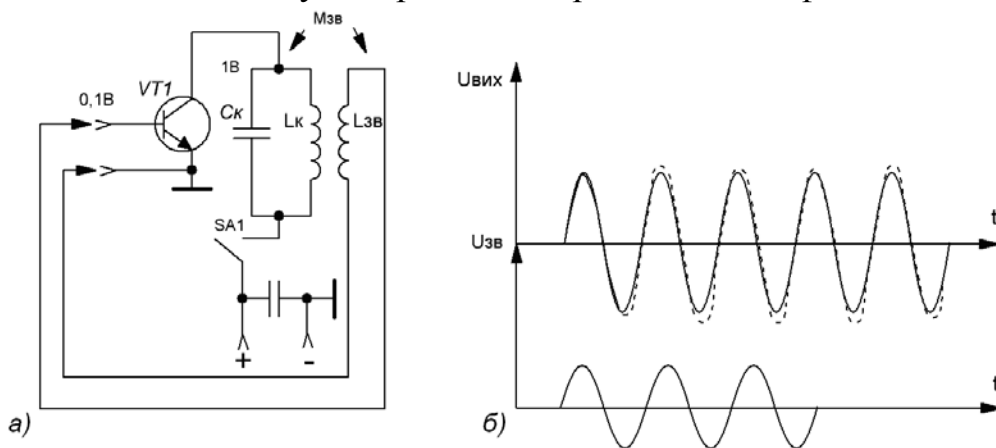


Рис. 3.1. Принцип самозбудження автогенератора.

Розгляд фізичних процесів у схемі автогенератора повинен бути розглянутий при ввімкненні живлення. Якщо контур $L_k C_k$ високодобротний, то при ввімкненні тумблером SA1 напруги живлення, та при наявності опору втрат у контурі, в ньому будуть виникати затухаючі коливання вихідної напруги $U_{вих}$ (рис. 3.1б). Для того, щоб зберегти амплітуду $U_{вих}$ стабільною, необхідно в наступний період після ввімкнення, коли вона зменшиться, поповнити енергію в контурі (на рисунку показано пунктиром). Для цього потрібно, щоб наведена напруга на індуктивності зв'язку $U_{L_{зв}}$ була подана на вхід транзистора, підсилалась ним і відклалась на контурі в фазі з $U_{вих}$. Тобто, сумарний фазовий зсув

φ_{Σ} в так званому кільці зворотнього зв'язку, куди власне входить контур з високочастотним трансформатором $L_K L_{3B}$ і транзистор з навантаженням $L_K C_K$ повинен мати значення, рівне нулю:

$$\varphi_{\Sigma} = \varphi_{VT} + \varphi_{\text{вч} TP-P} = 0, 360^{\circ}, 720^{\circ} \dots$$

Ця умова роботи автогенератора носить назву умови балансу фаз і полягає в тому, щоб збільшити амплітуду вихідної напруги за рахунок подачі на вхід напруги $U_{L_{3B}}$, тобто, здійснити позитивний зворотній зв'язок в схемі підсилювача.

У приведеній на рис. 3.1а схемі транзистор ввімкнений по схемі із загальним емітером, тому відомо, що така схема за умови активного навантаження (контур повинен працювати на своїй власній резонансній частоті генерації $\omega_{\text{ген}}$ інакше сам контур буде мати додатковий фазовий зсув) дає фазовий зсув 180° . Тоді високочастотний трансформатор повинен мати фазовий зсув $\varphi_{\text{вч} TP-P} = 180^{\circ}$, щоб сумарний фазовий зсув φ_{Σ} був рівним 360° . Для цього котушки L_K і L_{3B} повинні бути намотані в одну сторону, щоб наведена напруга $U_{L_{3B}}$ була протифазна $U_{\text{вих}}$. Фактично в такій конструкції для одержання генерації необхідно змінити виводи котушки зв'язку, якщо вихідна напруга відсутня.

Другою важливою умовою виникнення генерації є умова балансу амплітуд, яка полягає у тому, що амплітуда зворотнього зв'язку $U_{L_{3B}}$ повинна бути достатньою для поповнення енергії в контурі. У разі невиконання цієї умови вихідна напруга буде затухати, оскільки енергія, яка втрачається на опорі втрат, не компенсується достатньою амплітудою поданої вхідної напруги $U_{L_{3B}}$.

Умова балансу амплітуд виникає з відомої формули для коефіцієнту підсилення схеми з зворотнім зв'язком, $K_{\beta} = \frac{K}{1 \pm \beta K}$, у якій при негативному зворотньому зв'язку, де результуюча напруга на вході підсилювача зменшиться, тому зменшиться і коефіцієнт підсилення K_{β} в порівнянні з підсиленням без зворотнього зв'язку к:

$$K_{\beta} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

При позитивному зворотньому зв'язку, який використовується в схемі автогенератора, $K_{\beta} = \frac{K}{1 - \beta K}$, тому з формули видно, що при факторі зворотнього зв'язку $\beta K = 1$ $K_{\beta} = \infty$, тобто, при найменшому значенні (близькому до нуля) вхідної напруги є можливість одержати вихідну напругу в автогенераторі без подачі фактично вхідної напруги від зовнішнього джерела збудження. Таким чином умовою балансу амплітуд є умова $\beta K \geq 1$. Найменший індуктивний зв'язок між L_K і L_{3B} , при якому можлива генерація, називається критичним зв'язком. При ньому можлива генерація, але найменше зменшення взаємозв'язку M_{3B} між L_K і L_{3B} приводить до зриву генерації.

3.2 Схеми автогенераторів з індуктивним зв'язком

У практичних схемах автогенераторів, де здійснюється індуктивний зв'язок між контурною котушкою зв'язку, необхідно, як і в інших радіотехнічних схемах, здійснити живлення всіх ділянок транзистора. Такі схеми автогенераторів носять назву схем з індуктивним або трансформаторним зв'язком (рис. 3.2).

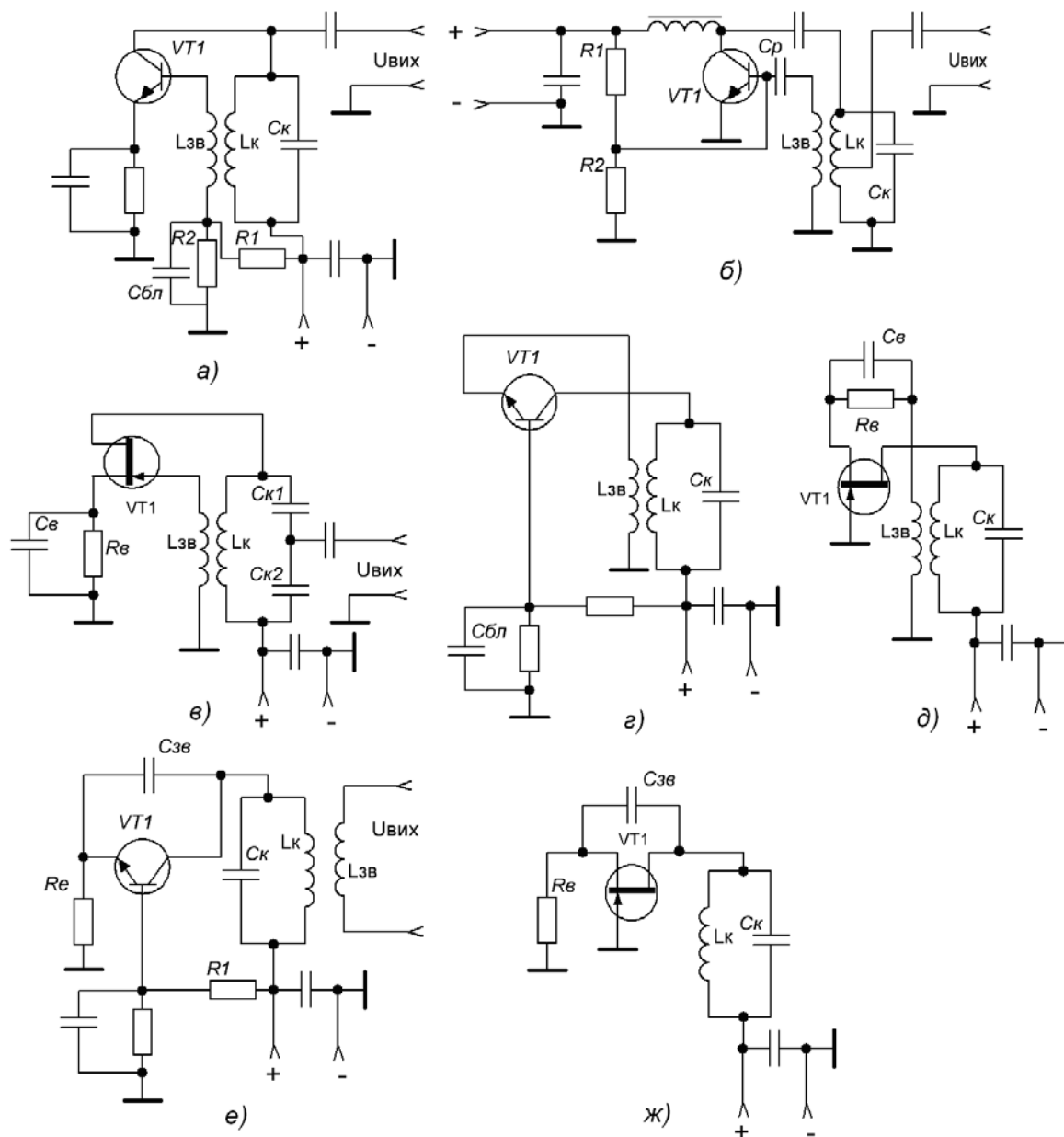


Рис. 3.2. Схеми автогенераторів

У схемі автогенератора на біполярному транзисторі з послідовним колекторним живленням (рис.3.2а) здійснено трансформаторний зв'язок між котушкою індуктивності L_k і індуктивністю зв'язку $L_{зв}$. Постійне живлення колектора БТ здійснюється через L_k , а живлення бази – за допомогою базового дільника R_1R_2 через $L_{зв}$. Нижній вивід $L_{зв}$ по змінній складовій струму повинен бути заземлений, що здійснюється за рахунок блокуючого конденсатора $C_{бл}$. За наяв-

ності в колі емітера схеми термостабілізації він заземлений по змінній складовій струму, тому це схема автогенератора з загальним емітером. Вихідна напруга може бути знята з контура за допомогою розділювального конденсатора.

У схемі автогенератора на біполярному транзисторі з паралельним колекторним живленням (рис.3.2б) подача базового живлення здійснюється за допомогою дільника R_1R_2 , а розділювальна ємність C_p необхідна для уникнення закорочення потенціалу бази на корпус.

На рис. 3.2в зображена схема на польовому транзисторі з послідовним живленням. У схемі використано автоматичне живлення за рахунок R_bC_b , а опором затвору, який реалізує нульовий потенціал затвору, є активний опір $L_{зв}$. На схемі показаний внутрішньоємнісний варіант зйому $U_{вих}$. В усіх вищепоказаних схемах для виконання умови балансу фаз високочастотний трансформатор повинен мати фазовий зсув $\varphi_{вч\ TP-P} = 180^\circ$, оскільки фазовий зсув транзистора (при його ввімкненні по схемі із загальним емітером чи виток) $\varphi_{VT} = 180^\circ$.

При ввімкненні транзистора із загальною базою чи загальним затвором схема підсилювача при активному навантаженні не перевертає фази, тому в схемі автогенератора, яка являє собою підсилювач з позитивним зворотнім зв'язком, фазовий зсув високочастотного трансформатора $\varphi_{вч\ TP-P}$ повинен дорівнювати нулю. На рисунку 3.2г представлена схема АГ з загальною базою, де індуктивність зв'язку $L_{зв}$ ввімкнено в емітерне коло і по $L_{зв}$ протікає постійний емітерний струм. Для закорочення бази на корпус по змінній складовій струму ввімкнений блокуючий конденсатор $C_{бл}$. Аналогічно побудована схема АГ при ввімкненні польового транзистора з загальним затвором (рис. 3.2д), де затвор ПТ заземлений безпосередньо, а негативний потенціал затвору відносно виток реалізований ввімкнення схеми автоматичного зміщення R_bC_b в коло $L_{зв}$.

Часто в схемах автогенераторів з загальною базою (загальним затвором) замість індуктивного зв'язку використовується ємнісний зв'язок за рахунок $C_{зв}$. Якщо генерація проходить на резонансній частоті контура, який на цій частоті має активний опір (інакше контур буде мати фазовий зсув і умова балансу фаз в АГ не буде виконуватись), то за допомогою розділювального конденсатора $C_{зв}$, який не вносить фазового зсуву, легко передати вихідну напругу на вхід схеми і виконати умову балансу фаз, оскільки схема з ЗБ (33) не перевертає фази і загальний фазовий зсув буде дорівнювати нулю. Легко виконати в цій схемі умову балансу амплітуд, оскільки схема має підсилення за напругою. При цьому в схемі на БТ (рис. 3.2е) емітерний струм протікає по R_e , а в схемі на ПТ (рис.3.2ж) витоківий струм, протікаючи по R_b створює напругу автоматичного зміщення. Таке схемотехнічне рішення широко практикується в інтегральних мікросхемах при реалізації схем АГ.

3.3 Коливальна характеристика і характеристика зворотнього зв'язку

Оскільки при використанні паралельного контуру в схемі АГ на ньому виділяється вихідна напруга $U_k = I_1 R_{ep}$ за рахунок протікання по контуру струму першої гармоніки I_1 , то в теорії самозбудження вводиться поняття середньої крутості $S_{сер}$ транзистора. Крутість транзистора S , як відомо, є відношення приросту вихідного струму до приросту вхідної напруги.

$$S = \Delta I_{k(c)} / \Delta U_{бе(зв)}.$$

Якщо робоча точка транзистора вибрана на лінійній ділянці, то крутість транзистора $S = I_{k(c)} / U_{бе(зв)}$. У схемі автогенератора з контуром, де, як було сказано вище, перша гармоніка визначає величину вихідної напруги, визначається середня крутість $S_{сер} = I_1 / U_{бе(зв)}$, звідки $I_1 = S_{сер} \cdot U_{бе(зв)}$ – вираз, який носить назву коливальної характеристики транзистора автогенератора. Фізично коливальна характеристика визначає властивості власне транзистора в схемі автогенератора і забезпечує величину першої гармоніки (відповідно, і вихідної напруги) при подачі напруги на вхід транзистора $U_{бе(зв)}$, яка відповідає його середній крутості $S_{сер}$.

Іншим важливим елементом автогенератора є коло позитивного зворотнього зв'язку. У схемі з індуктивним зв'язком це високочастотний трансформатор (рис. 3.3а).

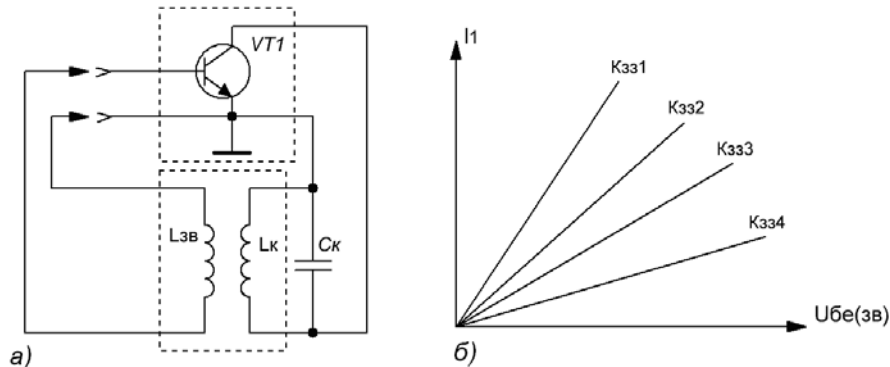


Рис. 3.3. Схема збудження автогенератора і характеристика зворотнього зв'язку.

Коефіцієнт передачі схеми зворотнього зв'язку як високочастотного трансформатора рівний:

$$K_{зз} = U_{L_{зз}} / U_k = U_{бе(зв)} / U_k.$$

Тоді $U_{бе(зв)} = K_{зз} \cdot U_k$.

Оскільки генерація можлива тільки на резонансній частоті контура, де його опір активний і дорівнює R_{ep} , то вихідна напруга на контурі $U_k = I_1 R_{ep}$.

Звідси $U_{бе(зв)} = K_{зз} \cdot I_1 R_{ep}$, а $I_1 = \frac{U_{бе(зв)}}{K_{зз} \cdot R_{ep}}$ є характеристикою зворотнього зв'язку автогенератора. Оскільки це фактично залежність $I_1 = f(U_{бе(зв)})$ і описує за-

лежність в лінійному колі, то ця функція є лінійна (рис. 3.3б). Очевидно, що чим більша величина K_{33} , тим менший кут нахилу до вісі напруги $U_{\text{бе}(3\text{в})}$, тому на рисунку $K_{331} < K_{332} < K_{333} < K_{334}$.

Таким чином, фактично автогенератор побудований як система, яка складається з транзистора, фізичні процеси в якому описуються за допомогою коливальної характеристики, і високочастотного трансформатора як кола зворотнього зв'язку, фізичні процеси в якому описуються характеристикою зворотнього зв'язку. Необхідно звернути увагу на те, що обидві характеристики АГ фактично можуть бути зображені в одній і тій же системі координат $I_1 = f(U_{\text{бе}(3\text{в})})$ і тому можуть бути суміщені, що, як буде показано пізніше, дозволяє пояснити хід фізичних процесів в автогенераторах.

3.4 “М’який” режим роботи автогенератора

При “м’якому” режимі роботи автогенератора робоча точка на перехідній характеристиці транзистора вибирається посередині її прямолінійної ділянки (рис 3.4а,б).

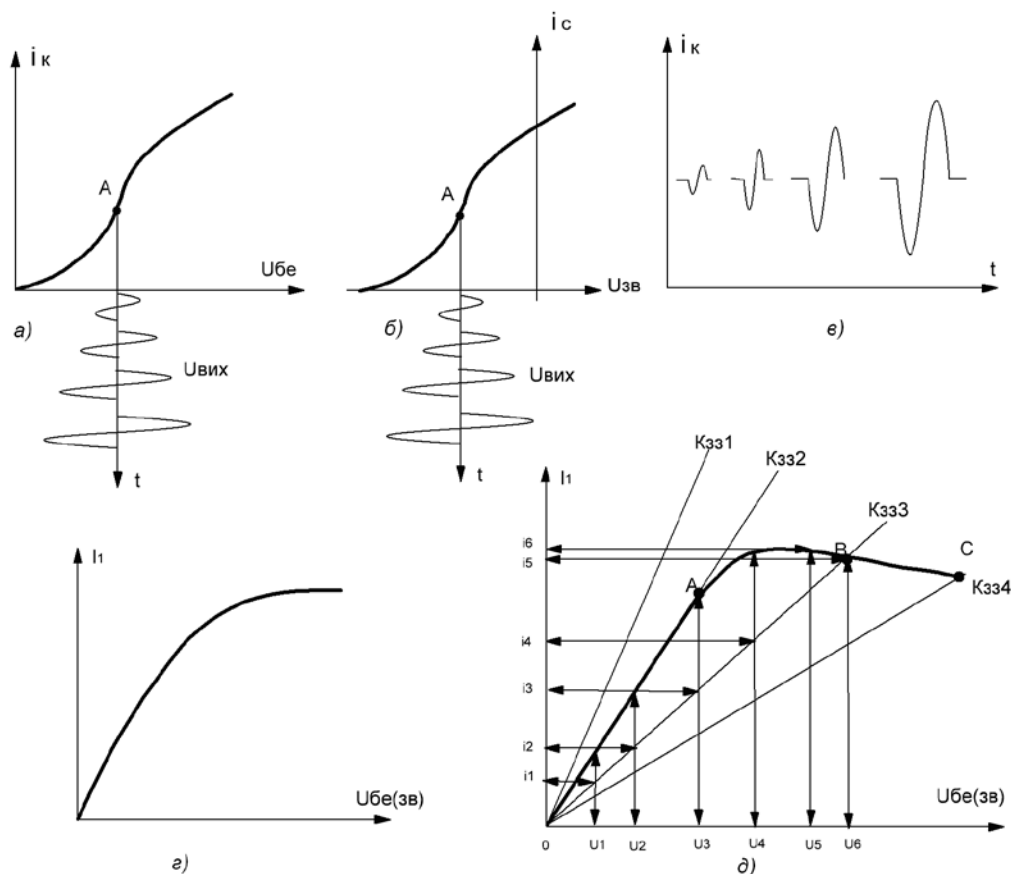


Рис.3.4. Побудова коливальної характеристики і фізичні процеси при "м'якому" режимі роботи автогенератора.

Фактично це режим коливань першого роду для схеми АГ з початковим струмом спокою транзистора. Для цього режиму визначимо хід коливальної характеристики, яка, як відомо, визначається залежністю амплітуди першої гармоніки транзистора від величини вхідної напруги $U_{\text{бе}(3\text{в})}$. Тому за наявності пе-

рехідної характеристики БТ $I_k = f(U_{\delta e})$ і ПТ $I_c = f(U_{3e})$, де при "м'якому" режимі АГ проведений вибір робочої точки А посередині лінійної ділянки, подача різних за величиною вхідних напруг призводить до різної форми вихідного струму (рис. 3.4в).

При подачі незначної амплітуди вхідної синусоїдальної напруги $U_{\delta e(3e)}$ вихідний струм I_k або I_c охоплює лінійну ділянку характеристики, тому і форма вихідного струму являє собою неспотворену синусоїду. Збільшення амплітуди вхідної напруги, коли вона охоплює вже нелінійну ділянку перехідної характеристики, призводить до спотворення форми струму. Подальше збільшення напруги приводить до обмеження як позитивного, так і негативного періода струму із-за нелінійності транзистора. Якщо цей струм проходить по контуру, який виділяє першу гармоніку, то її амплітуда спочатку лінійно зростає, потім тенденція збільшення уповільнюється, а при великих вхідних напругах практично не збільшується; що відображено на рис.3.4г, де і представлена коливальна характеристика для "м'якого" режиму АГ.

При суміщенні коливальної характеристики і характеристики зворотнього зв'язку (рис.3.4д) дуже чітко можна прослідити фізичні процеси, які проходять у схемі автогенератора при "м'якому" режимі. Якщо, наприклад, на вході транзистора появляється незначна величина напруги U_1 (наприклад, при ввімкненні джерела живлення), то ця напруга U_1 по коливальній характеристиці викликає в транзисторі струм першої гармоніки i_1 .

Цей струм, протікаючи по контуру, визначає падіння напруги U_k , яке через коефіцієнт зворотнього зв'язку (і через характеристику зворотнього зв'язку) при, наприклад, K_{333} викликає на індуктивності зв'язку L_{3e} напругу $U_{L_{3e}} = U_2$, яка є одночасно вхідною напругою. Вона, як видно на рис.3.4д, викликає більшу амплітуду першої гармоніки i_2 по коливальній характеристиці. Цей струм i_2 першої гармоніки, протікаючи по контуру, через характеристику зворотнього зв'язку викликає більшу величину вхідної напруги.

Процес наростання амплітуди першої гармоніки і вхідної напруги зупиниться в точці В, що відповідає режиму установа коливаний автогенератора. З рисунку 3.4д видно, що поява дуже малої вхідної напруги автогенератора призводить до плавного, "м'якого", тобто без стрибків, зростання вихідної напруги, що і зумовило назву режиму. При збільшенні коефіцієнта зворотнього зв'язку (наприклад, K_{334}) режим установа коливаний буде в точці 0. Зменшення глибини зв'язку призводить до зменшення амплітуди вихідної напруги. Характеристика зворотнього зв'язку при K_{332} відповідає критичному режиму (є дотичною до коливальної характеристики), а при K_{331} коливання в схемі АГ збуджуватись не можуть, так як не виконується умова балансу амплітуд. Коливання з незначною вихідною напругою починаються при критичному зв'язку $M_{кр}$. При його збільшенні вихідна напруга пропорційно збільшується, а при сильному зв'язку (точка С на рис. 3.4д) тенденція збільшення вихідної напруги призупиниться.

Виходячи з аналізу процесів, легко при "м'якому" режимі визначити залежність вихідної напруги від коефіцієнту зв'язку між L_k і L_{3e} (рис. 3.5).

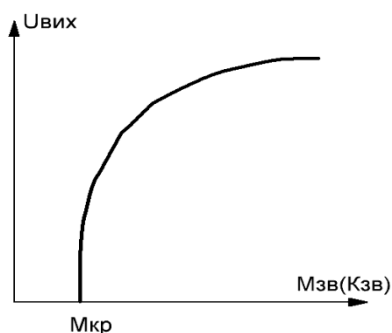


Рис.3.5. Залежність амплітуди вихідної напруги від коефіцієнту зв'язку при "м'якому" режимі.

"М'який" режим автогенератора використовується в малопотужних схемах, оскільки наявність початкового струму призводить до споживання значної потужності від джерела живлення.

3.5 "Жорсткий" режим роботи автогенератора

При цьому режимі роботи автогенератора робоча точка на перехідній характеристиці транзистора вибирається на початковій ділянці (рис. 3.6а,б).

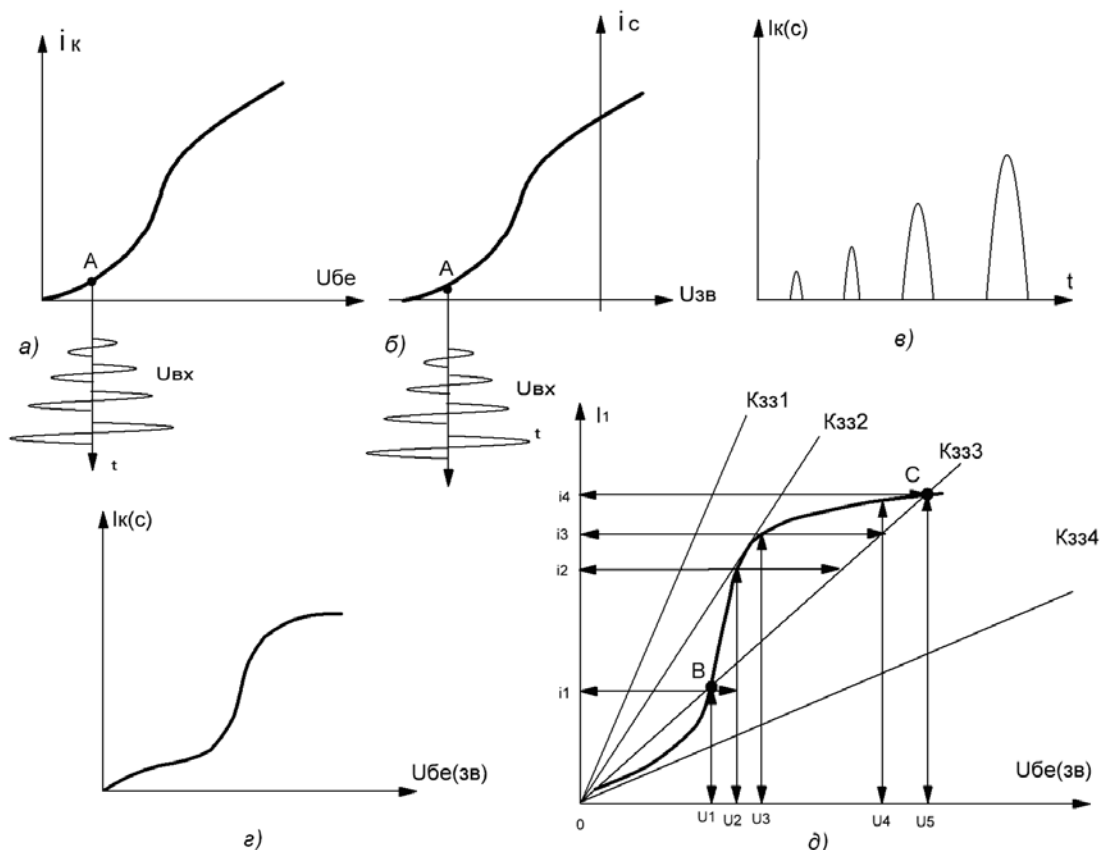


Рис. 3.6. Побудова коливальної характеристики і фізичні процеси при "жорсткому" режимі роботи автогенератора.

Фактично це режим коливань другого роду АГ з початковим струмом спокою транзистора, близьким до нуля. Для цього режиму визначимо хід коли-

вальної характеристики, яка, як відомо, визначається залежністю амплітуди першої гармоніки транзистора від величини вхідної напруги $U_{\text{вх}(3\text{в})}$. Тому при виборі робочої точки А на початку перехідної характеристики і подачі різних амплітуд $U_{\text{вх}(3\text{в})}$ струм являє собою косинусоїдальний імпульс різної амплітуди, тенденція зміни якої проявляється на початковій ділянці, де крутість перехідної характеристики незначна, збільшення амплітуди імпульсу I_m при збільшенні вхідної напруги проходить повільно (рис. 3.6в), подальше збільшення амплітуди вхідної напруги при виході на ділянку найбільшої крутості (лінійна ділянка) призводить до значного збільшення імпульсу струму I_m , а потім до обмеження амплітуди струму при подальшому збільшенні $U_{\text{вх}(3\text{в})}$. Так як паралельний контур, який ввімкнений як навантаження в коло вихідного струму транзистора, виділяє першу гармоніку струму $I_{1m} = \alpha_1 \cdot I_m$, яка пропорційна амплітуді імпульсу I_m , то хід коливальної характеристики при "жорсткому" режимі буде відповідати тенденції зміни амплітуди імпульсу I_1 , тобто, при незначних величинах $U_{\text{вх}(3\text{в})}$ перша гармоніка буде збільшуватись повільно, потім це збільшення буде проходити різкіше, а подальше збільшення I_1 при великих $U_{\text{вх}(3\text{в})}$ уповільнюється (рис. 3.6г).

При суміщенні коливальної характеристики зворотнього зв'язку (рис.3.6д) можна прослідити фізичні процеси, які проходять в автогенераторі при "жорсткому" режимі. При коефіцієнті K_{333} характеристики зворотнього зв'язку, яка перетинає коливальну характеристику в двох точках В та С поява значної амплітуди вхідної напруги $U_{\text{вх}(3\text{в})} > U_{\text{в}}$ (на рис.3.6д це напруга U_1) викличе появу струму першої гармоніки i_1 , який, в свою чергу, при проходженні через паралельний контур через характеристику зворотнього зв'язку викликає появу більшої вхідної напруги U_2 , більшого струму першої гармоніки i_2 , тобто, режим встановлення генерації відбудеться в точці С. Якщо вхідна напруга $U_{\text{вх}(3\text{в})}$ (наприклад, при ввімкненні живлення схеми) буде меншою $U_{\text{в}}$, то коливання будуть затухати, що неважко простежити на рис. 3.6д. Таким чином, при цьому режимі коливання можуть виникнути тільки при значному стрибку вхідної напруги, "жорстко", що і обумовило назву цього режиму.

При зворотньому зв'язку K_{332} в схемі АГ буде встановлений критичний режим (характеристика зворотнього зв'язку K_{332} дотична до коливальної характеристики), а при K_{331} коливання в схемі автогенератора виникнути не зможуть із-за зв'язку, меншого критичного, бо не виконується умова балансу амплітуд. При жорсткому режимі можливе "м'яке" збудження схеми АГ при дуже великому зв'язку K_{334} однак це не вигідно із-за великих габаритів котушки зв'язку $L_{3\text{в}}$ оскільки вона буде мати велику кількість витків.

Виходячи з аналізу процесів при "жорсткому" режимі автогенератора, легко визначити хід зміни амплітуди вихідної напруги АГ $U_{\text{к}} = I_m R_{\text{еп}}$ в результаті зміни коефіцієнту зв'язку $K_{3\text{в}}$ або відстані між котушками $L_{3\text{в}}$ і $L_{\text{к}}$. Коливання при "жорсткому" режимі починаються стрибком із значної амплітуди вихідної напруги при критичному зв'язку (рис.3.7), у подальшому при збільшенні $K_{3\text{в}}$ вихідна напруга збільшується. Збільшення $K_{3\text{в}}$ призводить до незначного збільшення вихідної напруги.

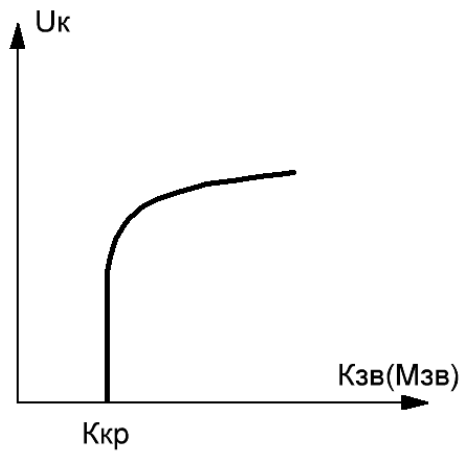


Рис 3.7. Залежність амплітуди вихідної напруги від коефіцієнту зв'язку при "жорсткому" режимі.

"Жорсткий" режим автогенератора використовується в потужних схемах, оскільки при цьому режимі, як відомо, значно кращі енергетичні показники, значно менший струм живлення, який споживається схемою.

3.6 Автогенератори на тунельних діодах

Принцип генерації коливань в схемах АГ на тунельних діодах використовує введення "негативного" опору в коло коливального контуру. На рисунку 3.8 зображені вольт-амперні характеристики для "позитивного" опору, який визначає відношення приросту напруги ΔU до приросту струму ΔI , тобто $r_+ = \Delta U / \Delta I$ (для цього опору, характеристика якого зображена на рис.3.8а, дотримується закон Ома для кола, де збільшення напруги приводить до збільшення струму).

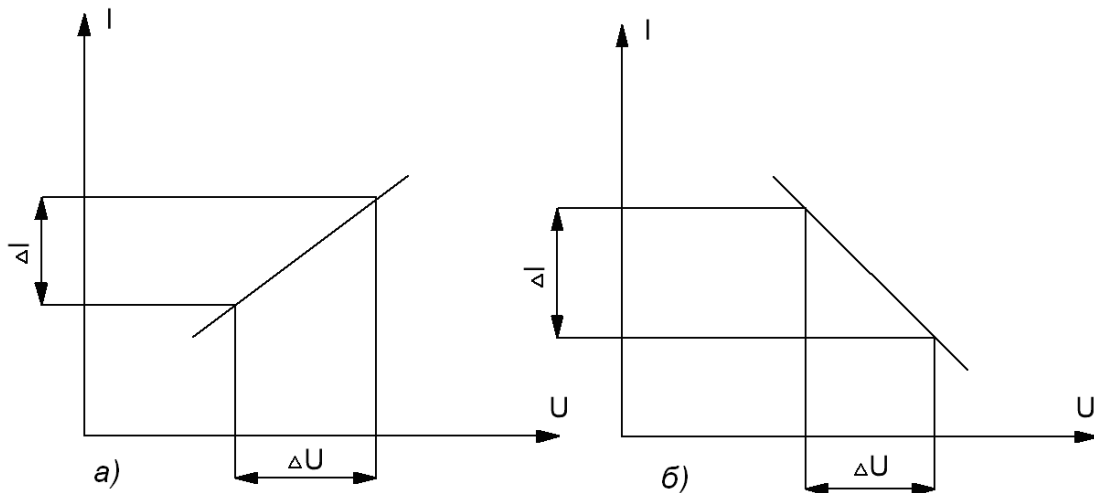


Рис. 3.8. Вольт-амперна характеристика при «позитивному» і негативному опорі.

Якщо збільшення напруги ΔU призводить до зменшення струму ΔI , то для характеристики, яка зображена на рис.3.8б, вводиться поняття "негативного" опору $-r = \Delta U / \Delta I$. Якби такий опір існував, наприклад, у вигляді резистора, то генерацію коливань можна було б реалізувати досить легко, наприклад, введен-

ням такого "негативного" опору в коло коливального контуру (рис.3.9а,б).

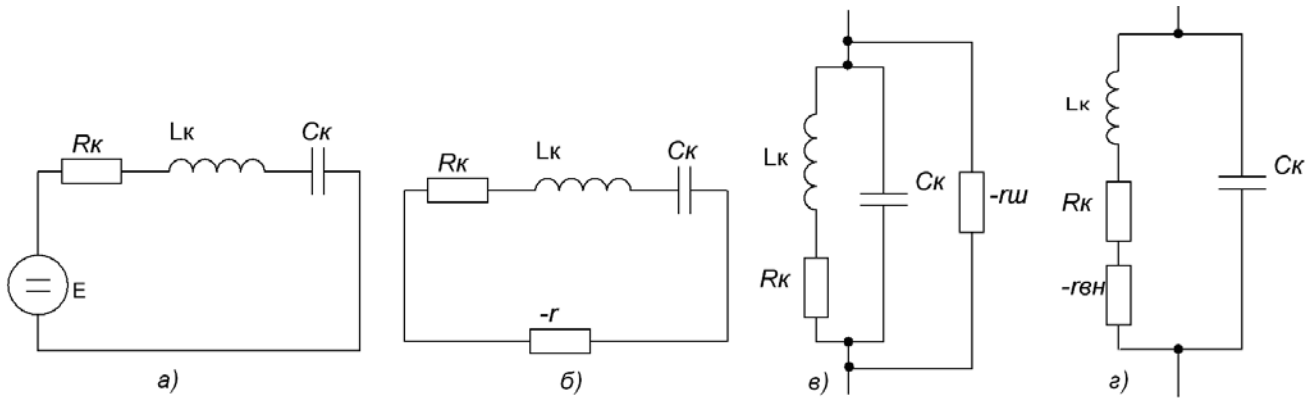


Рис. 3.9. Використання "негативного" опору в схемі коливального контуру.

Якщо за допомогою постійного джерела живлення E (рис.3.9а) зарядити індуктивність L_k і ємність C_k , а потім вимкнути з кола, замкнувши його клема, куди він був включений, то в контурі будуть виникати затухаючі коливання із-за розряду ємності C_k на індуктивність і навпаки, оскільки наявність опору R_k , приводить до втрат енергії в контурі. Якщо у схему ввімкнути "негативний" опір $-r$ (рис.3.9б), то він компенсує опір втрат R_k і коливання в контурі будуть незатухаючими. В реальному паралельному контурі компенсація R_k може бути проведена ввімкненням паралельно контуру шунтуючого негативного опору $-r_{ш}$. Тоді цей опір може бути перерахований в контур, як внесений $-r_{вн} = \rho^2 / -r_{ш}$ (рис. 3.9в). Тому цей внесений опір $-r_{вн}$ може компенсувати опір втрат в контурі R_k і в такому контурі при попередньому заряді C_k можливі незатухаючі коливання (рис.3.9г), тунельний діод, як відомо, володіє "негативним" опором на ділянці АВ вольт-амперної характеристики (рис.3.10а).

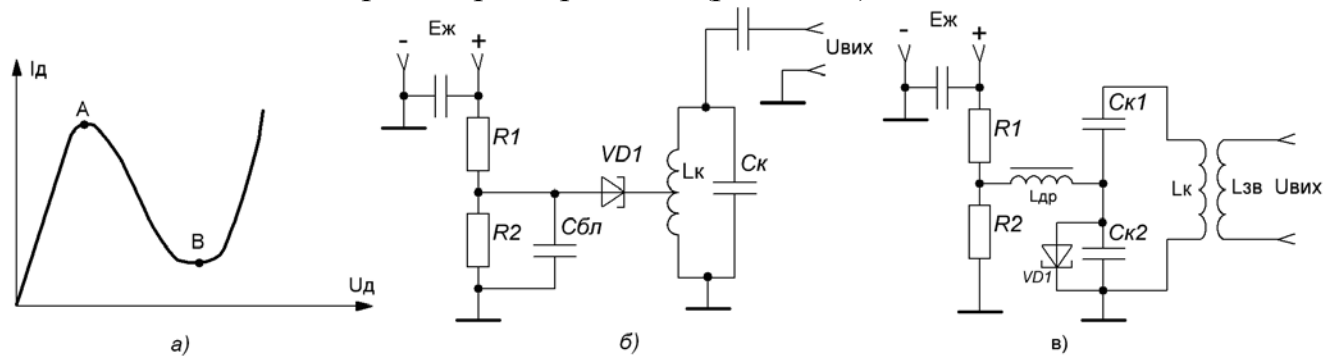


Рис. 3.10. Вольт-амперна характеристика тунельного діода і практичні схеми АГ на тунельному діоді.

У практичних схемах АГ тунельні діоди ввімкнені паралельно контуру $L_k C_k$. Тим самим при реалізації "негативного" опору шляхом виведення робочої точки діода на ділянку АВ в коливальний контур вноситься $-r_{вн}$, який компенсує опір втрат контура R_k . В схемі АГ на тунельному діоді з послідовним живленням діода (рис.3.10б) джерело живлення E , яке призначене для виведення робочої точки діода на ділянку "негативного" опору, коливальний контур і тунельний діод відносно джерела живлення E ввімкнені послідовно. Резистивний

ділник R_{1R2} призначений для підбору необхідної напруги, щоби струм діода відповідав розташуванню робочої точки на ділянці "негативного" опору, оскільки така напруга $U_d \approx 0,2...0,5V$ потребує зменшення напруги живлення E . З рис. 3.10б видно, що по змінній складовій струму тунельний діод ввімкнений паралельно контуру чи його частині за рахунок блокуючого конденсатора $C_{бл}$, який заземлює анод на корпус.

У схемі АГ з паралельним живленням тунельного діода (рис.3.10в) загороджуючий дросель $L_{др}$ блокує закорочення змінної напруги контура на корпус. В обох схемах АГ використовується часткове ввімкнення тунельного діода в контур, що дозволяє зменшити його вплив на параметри контура. Однак це не зменшує можливості компенсації опору втрат R_k . У контурах опір втрат $R_k = 0,001...10$ Ом, а "негативний" опір, визначений для типових тунельних діодів на ділянці "негативного" опору, лежить в межах $60...180$ Ом. Тому зменшення внесеного опору в контур при частковому ввімкненні тунельного діоду в контур із-за малого R_k дозволяє отримати синусоїдальні коливання на контурі, які можуть бути зняті як за допомогою розділювального конденсатора, так і індуктивності зв'язку.

3.7 Трьохточкові схеми автогенераторів

Суттєвим недоліком схем автогенераторів з індуктивним зв'язком є те, що для генерації вихідної напруги потрібно розробити коливальний контур АГ так, щоб зв'язок між контурною котушкою і котушкою зв'язку був більше критичного. Для цього відстань між цими котушками повинна бути відрегульована в процесі настроєння генератора, що з конструктивних міркувань приводить до ускладнення схеми.

У трьохточкових схемах автогенераторів використовується паралельний контур II-го чи III-го виду, який відповідно повинен бути ввімкнений в три точки (електроди) транзистора, звідки і пішла назва автогенератора. У цих схемах немає катушок, тому конструкція коливального контура спрощується (рис.3.11).

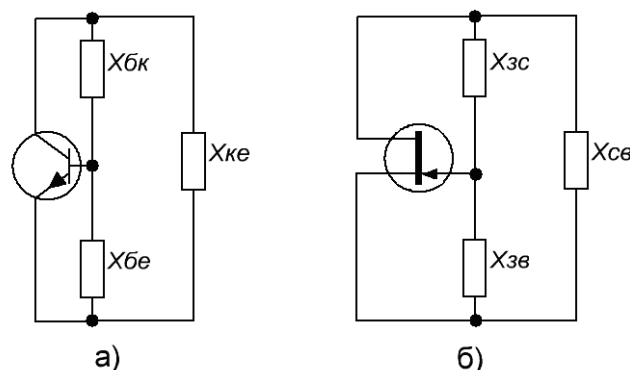


Рис. 3.11. Принцип побудови трьохточкових схем

Принцип побудови трьохточкових схем автогенераторів полягає в тому, що незалежно від заземлення якого-небудь з електродів транзистора між емітером і базою (або затвором і витоком) і колектором і емітером (стоком і вито-

ком) реактивність контура повинна мати однаковий характер, а реактивність між базою і колектором (або затвором і стоком) – протилежний характер (рис.3.11а,б).

Таким чином, при ввімкненні реактивностей в трьохточкову схему АГ реактивності $X_{\bar{b}e}$ та X_{ke} (або X_{3e} і $X_{c\bar{e}}$) повинні бути одного характеру (наприклад, дві індуктивності, тоді схема автогенератора називається індуктивною трьохточкою або дві ємності, тоді схема автогенератора називається ємнісною трьохточкою). Отже в індуктивній трьохточці реактивність $X_{\bar{b}k}$ чи X_{3c} повинна мати ємнісний характер, а у ємнісній трьохточці – індуктивний характер.

У схемах трьохточкових генераторів із загальним емітером чи витокком (рис. 3.12) використовуються паралельні контури II-го чи III-го виду.

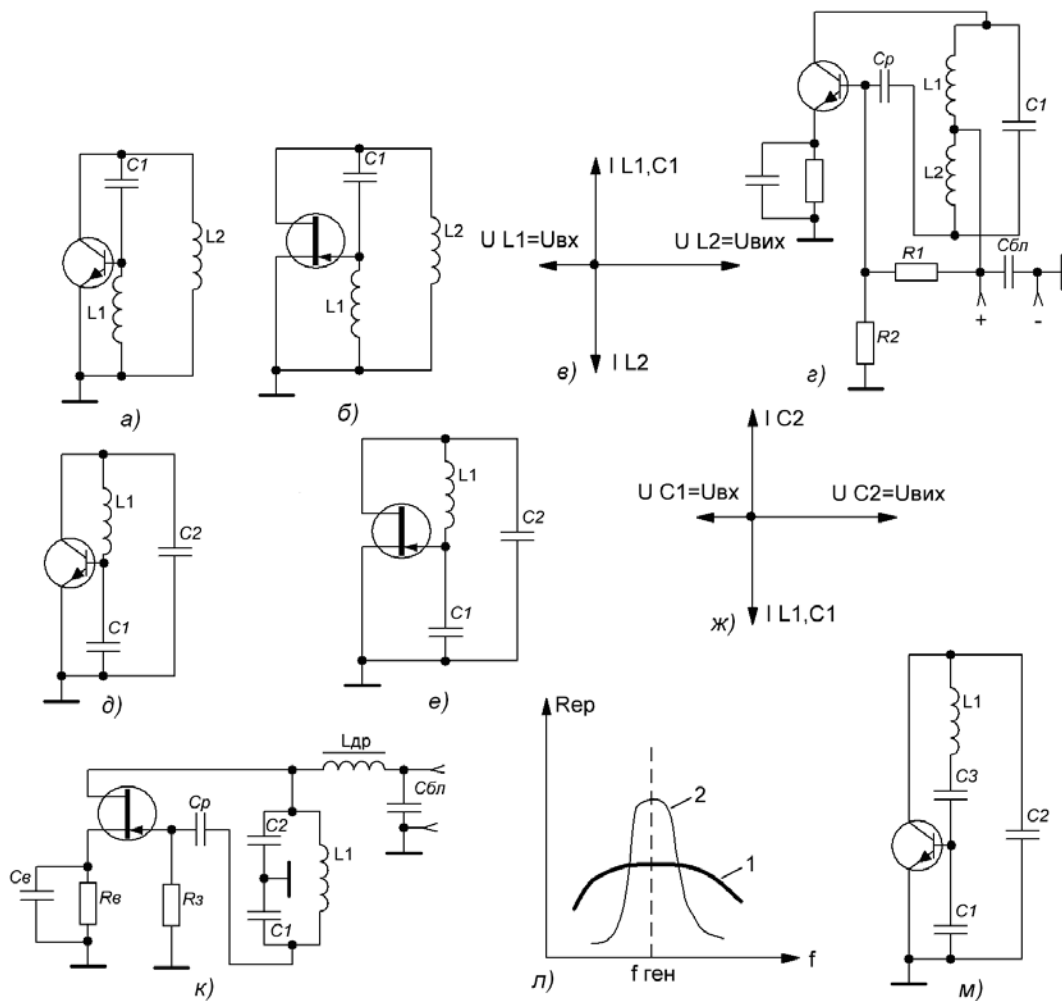


Рис.3.12. Трьохточкові схеми автогенераторів при ввімкненні транзисторів з загальним емітером (витокком).

На рис. 3.12а,б представлені схеми індуктивної трьохточки по змінній складовій струму (без елементів живлення) на біполярному і польовому транзисторах. Видно, що тут використовується паралельний контур II-го виду з розподіленими індуктивностями $L1$ і $L2$ в гілках контура. Вихідна напруга $U_{вих}$ знімається в схемі із ЗЕ (ЗВ) з індуктивності $L2$, а вхідна напруга $U_{вх}$ на базу (затвор) подається з індуктивності $L1$, причому ця напруга подається з виходу схеми через реактивний дільник $L1C1$. Оскільки генерація проходить на резонансній частоті, то на виході схеми можна отримати напругу $U_{вих}$ більшу за $U_{вх}$.

нансній частоті контура, де він має активний опір R_{ep} , то подана на вхід напруга $U_{ex} = U_{L1}$ підсилюється і перевертається по фазі на 180° в схемі з загальним емітером (витоком). Напруга зворотного зв'язку, подана через реактивний дільник, також повинна мати фазовий зсув, рівний 180° , для виконання балансу фаз. Це добре можна пояснити за допомогою векторної діаграми (рис. 3.12в). Відкладається вектор вихідної напруги $U_{L2} = U_{oux}$ і струм індуктивності I_{L2} , який відстає на 90° . Оскільки в контурі II-го виду гілка L1C1 повинна мати ємнісний характер, то у момент резонансу контура струми індуктивної і ємнісної гілки рівні і протифазні. Тому струм I_{L1C1} випереджає U_{L2} на 90° . У подальшому легко визначати напругу U_{L1} , яка випереджає свій струм I_{L1C1} на 90° (L1 і C1 з'єднані послідовно, тому струм у цих елементах однаковий). Таким чином, з векторної діаграми видно, що схема зворотнього зв'язку, якою є реактивний дільник L1C1, перевертає фазу вхідної напруги $U_{ex} = U_{L1}$ по відношенню до вихідної на 180° , тобто, загальний фазовий зсув в кільці позитивного зворотнього зв'язку з урахуванням фазового зсуву транзистора $\varphi = 180^\circ$ дорівнює 360° , тобто, умова балансу фаз тут виконується. Легко в схемі індуктивної трьохточки виконується умова балансу амплітуд, де коефіцієнт зворотнього зв'язку K_{33} повинен бути більшим критичного:

$$K_{33} = \frac{U_{L1}}{U_{L2}} = \frac{I_k \cdot j\omega L1}{I_k \cdot j\omega L2} = \frac{L1}{L2},$$

де I_k – струм в ємнісній чи індуктивній гілці контура на резонансній частоті. При коефіцієнті підсилення транзистора схеми $K > 1$ в схемі з ЗЕ (ЗВ) умова $\beta k > 1$ легко виконується (нагадаємо, що $\beta = K_{33}$).

На рис.3.12г представлена схема індуктивної трьохточки на БТ з елементами живлення. Видно, що індуктивність L2 через блокуючий конденсатор джерела живлення і конденсатор схеми емітерної термостабілізації по змінній складовій ввімкнена між колектором та емітером. Індуктивність L1 через розділювальний конденсатор C_p ввімкнена між базою і емітером, а ємність C1 – між базою і колектором. Живлення бази здійснюється за допомогою базового дільника R1R2. У коло емітера ввімкнена схема термостабілізації, де через конденсатор схеми емітер заземлений по змінній складовій струму.

Схеми ємнісної трьохточки для змінної складової струму зображені на рис.3.12д,е. Векторна діаграма (рис.3.12ж) показує, що фазовий зсув схеми зворотнього зв'язку L1C1 дорівнює 180° . Таким чином, загальний фазовий зсув в кільці позитивного зворотнього зв'язку рівний 360° і умова балансу фаз виконується.

З урахуванням підсилення по напрузі схеми із ЗЕ (ЗВ) легко виконується умова балансу амплітуд, яка визначається коефіцієнтом зворотнього зв'язку K_{33} :

$$K_{33} = \frac{U_{c1}}{U_{c2}} = \frac{I_k \cdot 1/j\omega C1}{I_k \cdot 1/j\omega C2} = \frac{C2}{C1}.$$

Практична схема ємнісної трьохточки на польовому транзисторі зображена на рис. 3.12к. Тут використовується паралельна схема стокового живлення. У колі витоку ввімкнена схема автоматичного зміщення $R_b C_b$, де через C_b витік по змінній складовій струму заземлений, а нульовий потенціал затвору

забезпечує R_3C_p , $L1$ забезпечує з'єднання по змінній складовій струму з затвором і блокує попадання на затвор напруги джерела живлення. Із схеми видно, що $C1$ ввімкнено між затвором і витоком, $C2$ – між стоком і витоком, а $L1$ між затвором і стоком.

Якщо зробити оцінку стабільності частоти генераторів, то в першу чергу вона залежить від параметрів коливального контура, які визначають резонансну частоту. Більшою нестабільністю параметрів визначається індуктивність контура, оскільки зміна, наприклад, довжини замикання магнітних силових ліній при появі металевих предметів, взаємного зміщення витків і т.п. може призвести і до зміни частоти генерації, тому схема індуктивної трьохточки (де є дві індуктивності) має меншу стабільність, ніж ємнісна трьохточка. Стабільність частоти залежить від добротності контура (рис. 3.12л). При незначній добротності контура (характеристика 1) умова балансу фаз і амплітуд може виконуватись при значному відхиленні від резонансної частоти $f_{ген}$, оскільки похилий спад характеристики в цій області фактично не зменшує напруги на контурі. При високодобротному контурі (характеристика 2) різкий спад характеристики поблизу $f_{ген}$ дозволяє виконувати умови генерації, тому стабільність частоти тут вища. Таким чином в практичних схемах намагаються збільшити добротність контура. Однією з таких схем з підвищеною стабільністю частоти генерації є трьохточкова ємнісна схема Клаппа (рис.3.12м). У цій схемі послідовно з $L1$ ввімкнена ємність $C3$, тому загальна ємність контура $C_{заг}$ стає меншою, як при двох конденсаторах $C1C2$. Для збереження тієї ж частоти коливань треба збільшувати індуктивність контура $L1$. У результаті маємо контур з більшим хвильовим опором $\rho = \frac{L1}{\sqrt{L1/C_{заг}}}$, який при збереженні того ж опору втрат r має більшу добротність $Q = \rho/r$, відповідно, і кращу стабільність частоти генерації вихідної напруги. Крім того, ввімкнення конденсатора $C3$ зменшує коефіцієнт ввімкнення транзистора у контур, із-за чого дестабілізуючий вплив зміни параметрів контура зменшиться.

Трьохточкові схеми автогенераторів при ввімкненні транзисторів з загальною базою (загальним затвором) широко використовується в практиці побудови радіопередавачів, оскільки таке ввімкнення транзисторів, як відомо, покращує їх частотні властивості. Оскільки автогенератор є підсилювачем з позитивним зворотнім зв'язком (ПЗЗ), то схему автогенератора, наприклад, з загальною базою можна зобразити як підсилювач з ПЗЗ (рис.3.13а).

Відомо, що у схемі підсилювача із ЗБ транзистор за умови активного навантаження не перевертає фази вихідної напруги по відношенню до вхідної, тому для виконання умови балансу фаз схема ПЗЗ не повинна перевертати фази вихідної напруги. Легко в схемі можна виконати умову балансу амплітуд, так як схема підсилювача має підсилення по напрузі ($K > 1$). Необхідно звернути увагу на те, що у трьохточковій схемі, незалежно від заземленого електрода транзистора, розташування реактивностей не змінюється. Тому при індуктивній трьохточці в схемі із ЗБ та ЗЗ (рис. 3.13в,б) $L1$, $C1$, $L2$ розташовані так, як і в схемі із ЗЕ та ЗВ. На рис. 3.13г ці реактивності накреслені відносно корпусу.

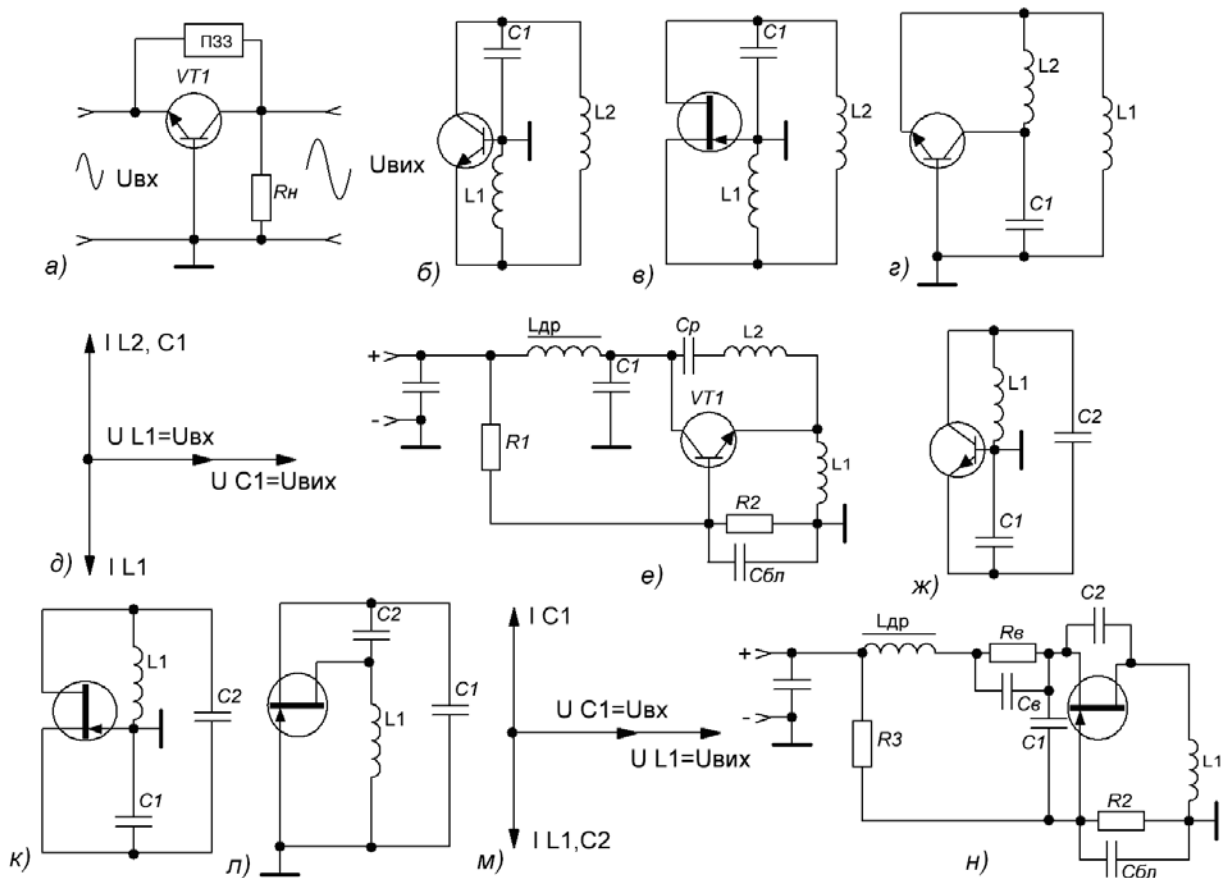


Рис. 3.13. Трьохточкові схеми автогенераторів при ввімкненні транзистора з загальною базою (загальним затвором).

Векторна діаграма (рис.3.13д) побудована так: відкладається вектор напруги U_{L1} , який є вектором вхідної напруги $U_{вх}$ (індуктивність $L1$ ввімкнена між емітером і базою), струм I_{L1} відстає від напруги U_{L1} на 90° . В ємнісній гілці $C1L2$ струм I_{L2C1} випереджає напругу U_{L1} на 90° , крім того, в момент резонансу контуру струми I_{L1} і I_{L2C1} рівні. А в подальшому знаходиться вектор вихідної напруги $U_{вих}$, якою є напруга між колектором і базою. Цією напругою є U_{C1} , яка відстає від свого струму I_{L2C1} на 90° . Таким чином, з діаграми видно, що вектори вхідної і вихідної напруги співпадають, тобто, коло зворотнього зв'язку при передачі напруги з виходу схеми на вхід не перевертає фази і загальний фазовий зсув в кільці позитивного зв'язку дорівнює нулю, тобто, умова балансу фаз в схемі виконується. На рисунку 3.13е зображена схема трьохточкового автогенератора з загальною базою, де $L1$ ввімкнено по змінній складовій струму між базою і емітером і по $L1$ протікає постійна складова емітерного струму. Базовий дільник $R1R2$ подає необхідну позитивну напругу, $C_{бл}$ заземлює базу на корпус по змінній складовій струму. У каскаді використовується паралельна схема колекторного живлення через $L_{др}$. Індуктивність $L2$ ввімкнена між колектором і емітером через розділювальний конденсатор C_p (при відсутності C_p перехід колектор-емітер був би закорочений по постійній складовій струму), а ємність $C1$ ввімкнена між колектором і базою (база по змінній складовій струму заземлена). Ємнісна трьохточка з загальною базою (загальним затвором) зображена на рис. 3.13ж(к), а схема на ПТ викреслена так, що реактивності $L1$,

C2, C1 розташовані відносно корпусу (рис. 3.13л). Векторна діаграма (рис.3.13м) показує, що і в цій схемі фазовий зсув між вхідною і вихідною напругою дорівнює нулю, тобто, схема зворотнього зв'язку не вносить фазового зсуву і умова балансу фаз виконується. Ця ж схема з елементами живлення зображена на рис. 3.13н, де використовується паралельна схема живлення через $L_{др}$, причому негативна напруга джерела живлення подана на витік, а стік по постійній складовій струму через L1 заземлений. Схема автоматичного зміщення $R_B C_B$ створює необхідний потенціал витіку, а затворний дільник R1R2 забезпечує потенціал затвору, який через $C_{бл}$ заземлений по змінній складовій струму. Ємності C1 і C2 розташовані так, як в схемі для змінної складової струму.

Трьохточкові схеми автогенераторів при ввімкненні транзисторів із загальним колектором (загальним стоком) зображені на рис.3.14.

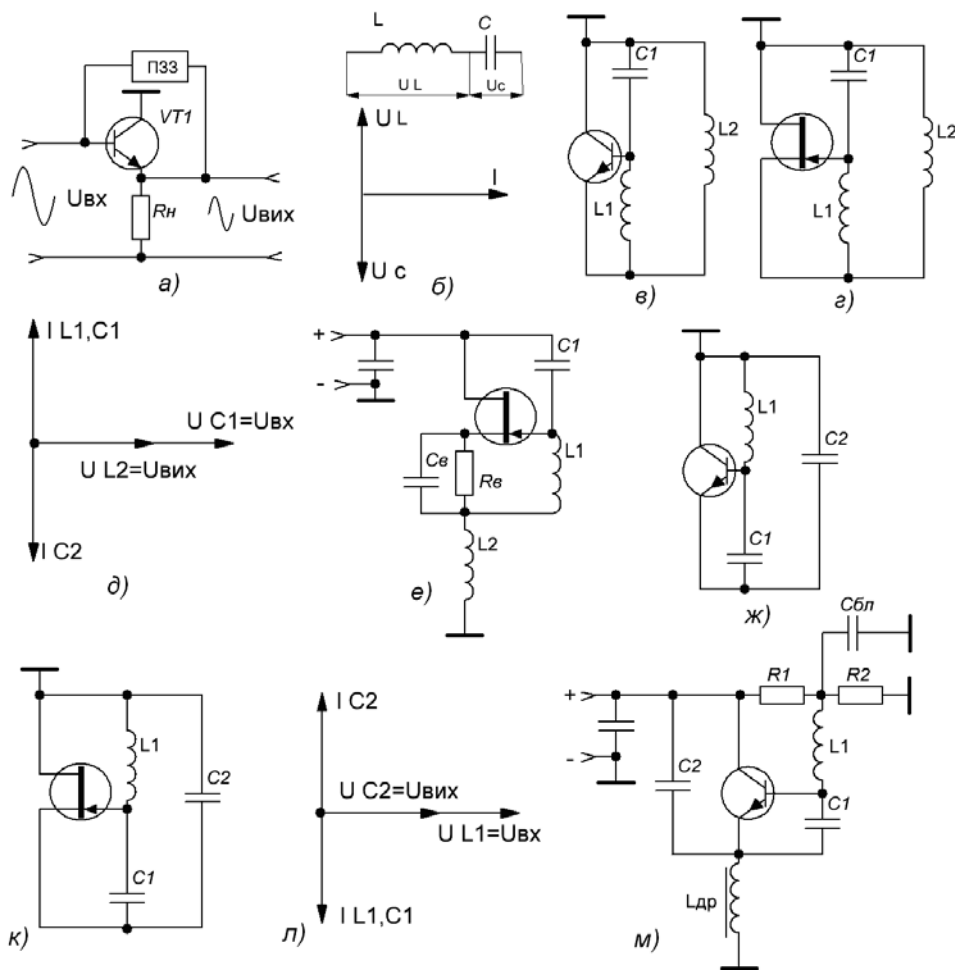


Рис.3.14. Трьохточкові схеми автогенераторів при ввімкненні транзистора із загальним колектором (загальним стоком).

Оскільки, як уже згадувалось, автогенератор є підсилювачем з позитивним зворотнім зв'язком, то схему автогенератора із загальним колектором можна зобразити, як схему емітерного повторювача (колектор по змінній складовій струму заземлений), у якому вхід з виходом з'єднаний схемою позитивного зворотнього зв'язку ПЗЗ (рис.3.14а). Оскільки емітерний повторювач не перевертає фази вихідної напруги по відношенню до вхідної, то в схемі автогенератора ко-

ло ПЗЗ також має нульовий фазовий зсув. Відомо, що схема повторювача не має підсилення по напрузі ($K \approx 0,7...0,9$), тому напруга на виході ПЗЗ повинна бути більшою, ніж на вході.

Це, звичайно, не означає, що схема ПЗЗ повинна мати підсилення по напрузі, оскільки використання реактивного LC-дільника (рис. 3.14б) при побудові його векторної діаграми показує, що загальна напруга U_{LC} може бути меншою за величиною, ніж на окремо взятій реактивності, наприклад, U_c . Індуктивна трьохточка на БТ (ПТ) зображена на рис.3.14в(г), а векторна діаграма для цих схем представлена на рис. 3.14 д, яка будується так: відкладається вектор вихідної напруги $U_{вих}$ на індуктивності L_2 . Вектор струму I_{L_2} відстає від U_{L_2} на 90° , а струм в ємнісній гілці $C1L1$, протифазний струму в катушці L_2 та рівний I_{L_2} , вхідна напруга U_{C1} відстає від свого струму I_{C1L1} .

Таким чином, вектори вхідної і вихідної напруги співпадають по фазі, тому фазовий зсув кола ПЗЗ дорівнює нулю і умова балансу фаз в схемі виконується. Як уже згадувалось, легко можна виконати умову балансу амплітуд вибором опорів реактивностей L_1, C_1 . На рис. 3.14е приведена практична схема індуктивної трьохточки із заземленим стоком, де стік заземлений через блокуючий конденсатор джерела живлення. Нульовий потенціал затвору реалізований через послідовне з'єднання індуктивностей L_1, L_2 . Схема автоматичного зміщення $R_b C_b$ розміщена в колі витоку. Елементи схеми L_1, C_1, L_2 ввімкнені між відповідними електродами ПТ.

Ємнісна трьохточка на БТ (ПТ) зображена на рисунку 3.14ж(к) векторна діаграма, яка приведена на рис. 3.14л, показує можливість виконання балансу фаз. Практична схема ємнісної трьохточки зображена на рис. 3.14м. Через L_1 дільником $R1R2$ подано живлення бази, а емітерний струм протікає через загороджуючий дросель $L_{др}, L_1$, через $C_{бл}$ по змінній складовій заземлений на корпус, а C_1, C_2 ввімкнені між електродами транзистора.

Трьохточкові схеми широко використовуються у схемотехніці радіопередавачів і радіоприймачів, оскільки мають просту побудову. У цих схемах є можливість змінювати частоту генерації.

3.8 Двоконтурні схеми автогенераторів

Недоліком трьохточкових схем АГ є те, що коливальний контур II-го чи III-го виду одночасно є навантаженням і елементом, який визначає частоту генератора. Тому ввімкнення, наприклад, наступного каскаду може призвести до зміни частоти генератора чи до її збудження (рис. 3.15).

Частота генерації АГ визначається за формулою $\omega_{ген} = \sqrt{L_k (C_k + C_{ex})}$. Ця формула враховує загальну ємність коливального контура C_k (для контура III-го виду, зображеного на рис 3.15 схеми АГ $C_k = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$), паралельно якій ввімкнена вхідна ємність наступного каскаду, змінюючи частоту $\omega_{ген}$.

Тому звичайні схеми трьохточкових генераторів використовуються тільки під час роботи на буферний каскад.

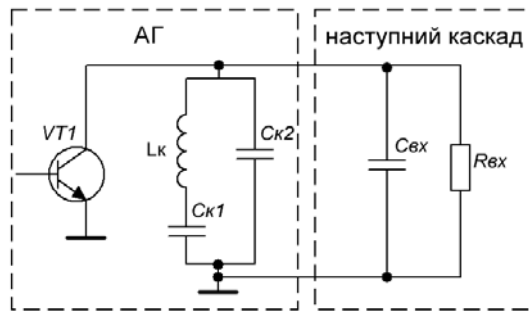


Рис. 3.15. Вплив параметрів наступного каскаду на частоту генерації АГ.

У двоконтурних схемах АГ цей недолік усувається використанням замість двох реактивностей трьохточкової схеми паралельних контурів, які виконують роль індуктивності чи ємності. Третя ж реактивність двоконтурної схеми – це, як правило, прохідна ємність, яка використовується як реактивність трьохточкової схеми (в схемі підсилювача прохідна ємність є паразитною, оскільки через неї проходить передача напруги з виходу на вхід схеми).

Паралельний контур може мати індуктивний чи ємнісний характер відповідно на частотах менше резонансної, чи більше резонансної (рис.3.16а).

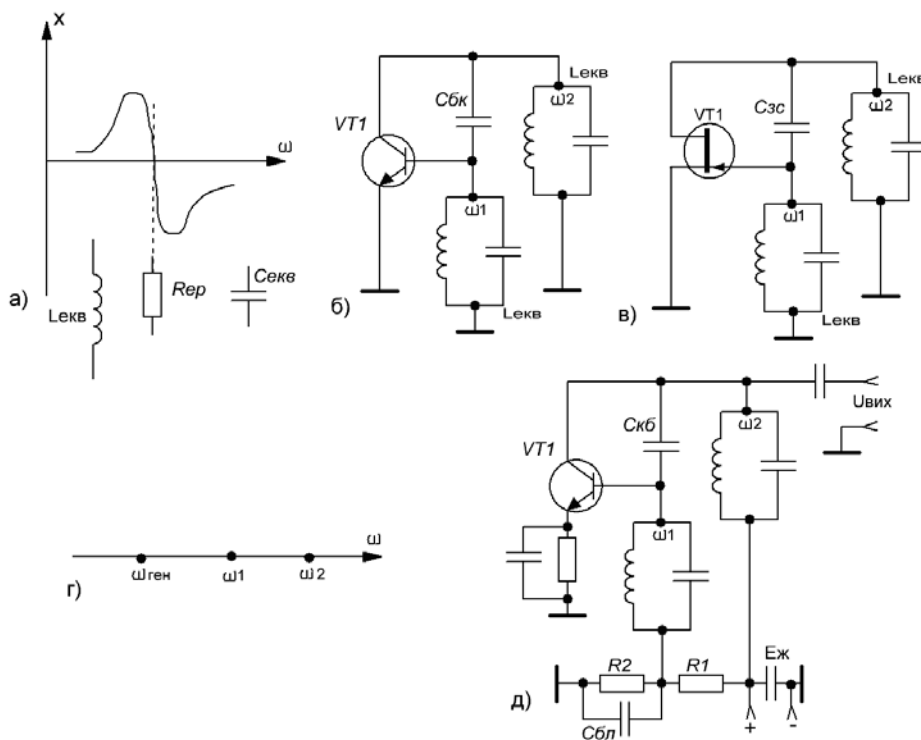


Рис.3.16. Двоконтурні схеми автогенераторів при ввімкненні транзисторів із загальним емітером (загальним витоком).

Тому побудова двоконтурної схеми із загальним емітером (загальним витоком) починається з прохідної єдності $C_{бк(зс)}$, а дві інші реактивності – це паралельні контури (рис. 3.16.б,в).

Якщо між базою і колектором (затвором і витоком) ввімкнена ємність, то за принципом побудови трьохточкової схеми між базою і колектором (затвором і стоком), а також між колектором і емітером (стоком і витоком) повинна бути

індуктивність. Тому контури з резонансною частотою ω_1 і ω_2 мають індуктивний характер і визначаються еквівалентною індуктивністю $L_{екв}$. А індуктивний характер паралельний контур має на частоті, меншій $\omega_{рез}$, тому і частота генерації $\omega_{ген}$ розташована на шкалі частот (рис. 3.16г) лівіше, ніж власні резонансні частоти контурів ω_1 і ω_2 . Практична схема двоконтурного автогенератора при ввімкненні БТ з загальним емітером зображена на рис. 3.16д, де БТ через ємність термостабілізації має заземлений емітер, а в колекторне коло ввімкнений паралельний контур з резонансною частотою ω_2 , з якого проводиться зняття вихідної напруги $U_{вих}$, а паралельний контур з резонансною частотою ω_1 , ввімкнений між базою і емітером по змінній складовій струму. Контур заземлений через блокуючий конденсатор $C_{ол}$, а необхідна напруга на базу подається з резистивного діляника $R1R2$ через індуктивність контура.

При ввімкненні транзистора із загальною базою (загальним затвором) в схемі двоконтурного автогенератора прохідною ємністю є $C_{ке(св)}$. Дві інші реактивності схеми АГ – це паралельні контури (рис. 3.17).

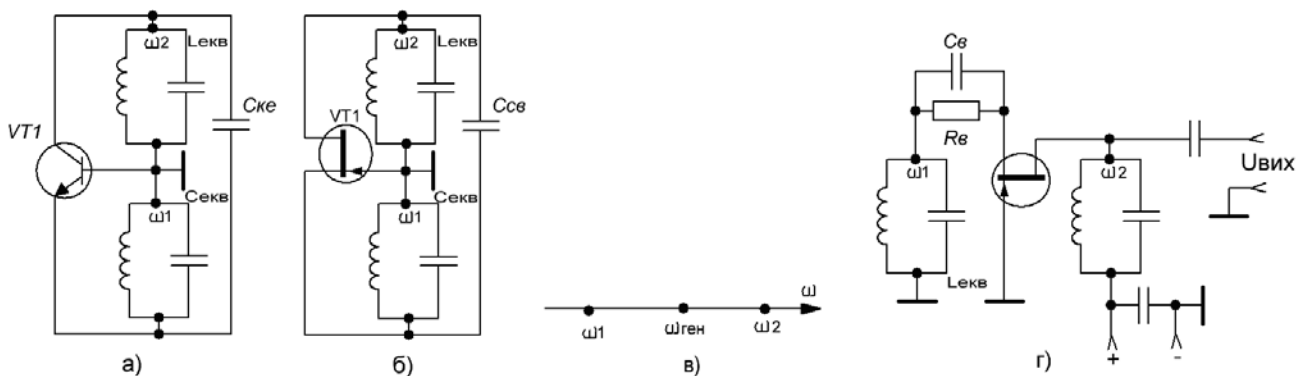


Рис. 3.17. Двоконтурні схеми автогенераторів при ввімкненні транзисторів із загальною базою (загальним затвором).

Оскільки ємність $C_{ке(св)}$ розміщена між колектором і емітером (стоком і витоком), то контур з резонансною частотою ω_1 повинен мати ємнісний характер, а контур з резонансною частотою ω_2 – індуктивний характер. Це відповідає побудові трьохточкової схеми (рис. 3.17а,б). Розміщення резонансних частот контурів ω_1 і ω_2 по відношенню до резонансної частоти $\omega_{ген}$ (робочої частоти) зображені на рис. 3.17в. Контур з власною резонансною частотою ω_2 мав індуктивний характер $L_{екв}$, тому його власна резонансна частота розміщена правіше, ніж частота $\omega_{ген}$, на якій він виконує роль індуктивності, а контур з власною резонансною частотою ω_1 має ємнісний характер $C_{екв}$, тому його власна резонансна частота ω_1 розміщена лівіше, ніж частота $\omega_{ген}$, на якій він виконує роль ємності (рис.3.16а). На рис. 3.17в показано розміщення частот $\omega_{ген}$, ω_1 і ω_2 .

Практична схема двоконтурного автогенератора показана на рис. 3.17д, де польовий транзистор має заземлений затвор, а паралельний контур з резонансною частотою ω_1 , з яким послідовно ввімкнена схема автоматичного зміщення $R_c C_c$, розміщений між затвором і витоком. Паралельний контур з резонансною частотою ω_2 ввімкнений по змінній складовій струму між стоком і затвором. Через його індуктивність подається напруга живлення на стік ПТ.

Двоконтурні схеми автогенераторів при ввімкненні транзисторів із загальним колектором (загальним стоком) зображені на рис. 3.18.

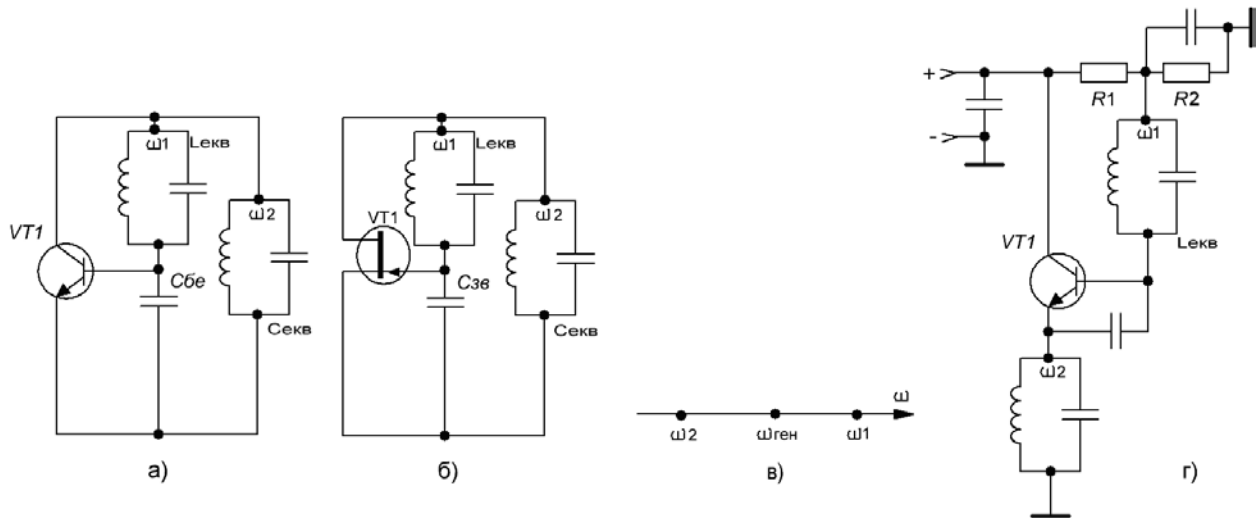


Рис. 3.18. Двоконтурні схеми автогенераторів при ввімкненні транзисторів із загальним колектором (загальним стоком).

У цих схемах прохідною ємністю є $C_{бс(зв)}$ паралельні контури, ввімкнені між базою і колектором (затвором і стоком), а також між колектором і емітером (стоком і витоком). Відповідно до побудови трьохточкових генераторів мають індуктивний характер $L_{екв}$ та ємнісний характер $C_{екв}$. Зважаючи на характер реактивності паралельного контуру, частоти ω_1 і ω_2 , відносно частоти генерації $\omega_{ген}$ розташовані так, як показано на рисунку 3.18в. Практична схема двоконтурного автогенератора із загальним колектором зображена на рис.3.18г, де паралельні контури з власними резонансними частотами ω_1 і ω_2 ввімкнені по змінній складовій струму між відповідними електродами БТ, його колектор заземлений через блокуючий конденсатор джерела живлення. Живлення бази здійснюється резистивним дільником $R1R2$, а $C_{бл}$ закорочує на корпус по змінній складовій контур з частотою ω_1 .

Головною перевагою двоконтурних схем автогенераторів є підвищена стабільність частоти їх генерації, оскільки при розстроєному вихідному контурі відносно $\omega_{ген}$, з якого проводиться зняття вихідної напруги, вплив яких-небудь дестабілізуючих факторів (наприклад, зміна ($C_{вх}$ чи $R_{вх}$) наступного каскаду фактично не призводить до зміни частоти генерації $\omega_{ген}$.

Це можна пояснити на прикладі двоконтурної схеми автогенератора при ввімкненні транзистора за схемою із загальним емітером (витоком), яка зображена на рис.3.16б,в.

Відомо, що частота генерації $\omega_{ген}$ визначається резонансною частотою коливальної системи автогенератора, до якої в даній схемі відносяться прохідна ємність $C_{бк(зв)}$, паралельні контури з власними резонансними частотами ω_1 і ω_2 , які на робочій частоті автогенератора $\omega_{ген}$ є еквівалентною індуктивністю $L_{екв}$. Знайдемо резонансну частоту такої складної коливальної системи, здійснивши побудову реактивних опорів цих елементів (рис.3.19).

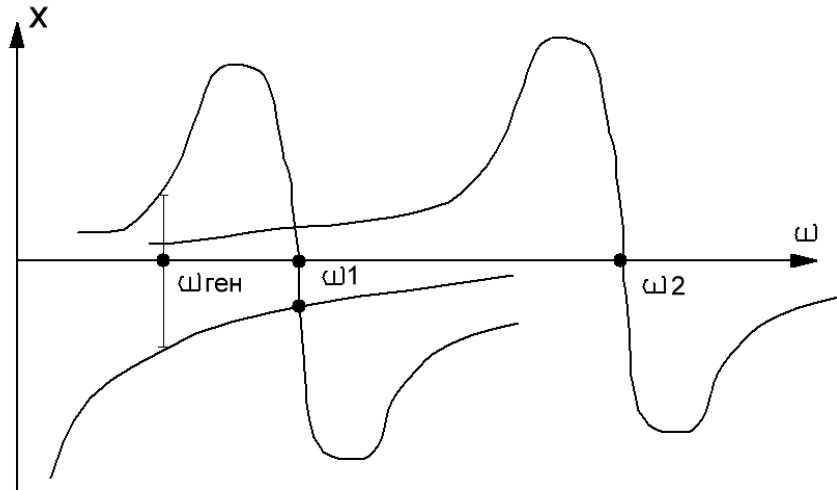


Рис. 3.19. Залежність реактивних опорів коливальної системи двоконтурного автогенератора.

Відомо, що на резонансній частоті $\omega_{\text{ген}}$ реактивний опір повинен дорівнювати нулю. Тому, побудувавши залежність реактивного опору ємності $C_{\text{БК(ЗВ)}}$, а також залежності реактивних опорів обох паралельних контурів з власними резонансними частотами ω_1 і ω_2 , можна легко знайти ту частоту коливальної системи $\omega_{\text{ген}}$, де реактивний опір ємностей і реактивний опір індуктивностей контурів рівні. Результуючий реактивний опір на $\omega_{\text{ген}}$ рівний нулю, тому ця частота і є резонансною частотою системи. Видно, що $\omega_{\text{ген}}$ менша ω_1 і ω_2 , що відповідає рис. 3.16г.

Якщо вихідна напруга генератора знімається з контура, який має власну резонансну частоту ω_2 , то будь-яка зміна реактивного опору цього контура через вплив реактивностей наступного каскаду не впливає на частоту $\omega_{\text{ген}}$. Пов'язано це з тим, що на частоті $\omega_{\text{ген}}$ крутість зміни індуктивного опору вихідного контура дуже мала, і тому зміна резонансної частоти ω_2 фактично не впливає на величину індуктивності цього контура, а, отже, частота генерації не змінюється. Таким чином, наявність розстроєного вихідного контура збільшує стабільність частоти двоконтурного автогенератора. Недоліком такої схеми є мала величина вихідної напруги через незначний опір контура.

3.9 Двоконтурні схеми автогенераторів з електронним зв'язком

У таких схемах досягається значна стабільність частоти генерації через відсутність зв'язку між вхідним (який визначає частоту генерації) і вихідним контуром (з якого знімається вихідна напруга).

На рисунку 3.20 представлена схема двоконтурного автогенератора з електронним зв'язком на транзисторах, які увімкненні по каскадній схемі: загальний емітер-загальна база.

Контур автогенератора увімкнений у емітерне коло VT1 (рис. 3.20.а), а індуктивність зв'язку $L_{\text{ЗВ}}$ – у базове коло VT1, завдяки чому на VT1 зібраний

автогенератор з індуктивним зв'язком, де повинні бути виконані умови балансу фаз і балансу амплітуд. Поява змінної синусоїдальної напруги на контурі L_1C_1 призводить до зміни струму в транзисторі VT_2 , де вихідна напруга може бути знята на вихідному контурі L_2C_2 . Оскільки завдяки ввімкненню VT_2 по схемі з загальною базою зв'язок між контуром автогенератора і вихідним контуром через систему міжелектродних ємностей неможливий (цей зв'язок може існувати лише через дуже малу конструктивну ємність $C_{зв}$), то зміна параметрів і резонансної частоти вихідного контура не впливає на частоту автогенератора.

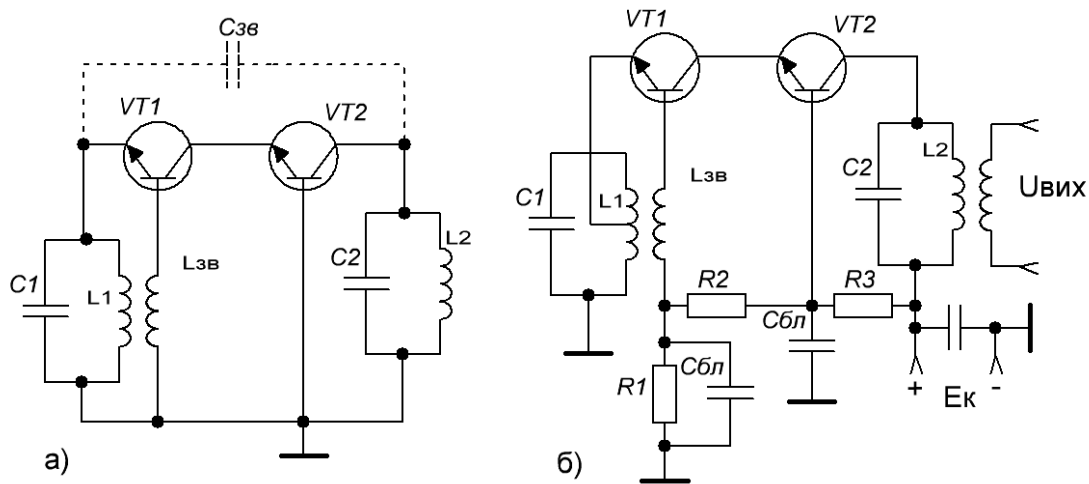


Рис. 3.20. Двоконтурна схема автогенератора з електронним зв'язком на транзисторах.

Резистивний дільник $R_1R_2R_3$ забезпечує необхідний потенціал баз VT_1 і VT_2 , а блокуючий конденсатор $C_{бл}$ закорочує вивід $L_{зв}$ і базу VT_2 на корпус по змінній складовій струму. Схема має підвищену стабільність генерації.

3.10 Двотактні схеми автогенераторів

У двотактних схемах автогенераторів використовують послідовне ввімкнення транзисторів відносно контура навантаження. Вони призначені для одержання значної амплітуди вихідної напруги (одиниці...десятки вольт), оскільки відомо, що в двотактній схемі напруга і потужність на виході подвоюються. Такі схеми автогенераторів можуть бути використані в схемах радіопередачів і в інших радіотехнічних пристроях для одержання значної вихідної напруги без додаткового підсилення.

Принцип дії двотактного автогенератора заснований на відомій моделі підсилювача з позитивним зворотнім зв'язком, у якому виконується умова балансу фаз і амплітуд. Для цього схема зворотнього зв'язку повинна забезпечити входи плеч власне двотактного підсилювача двома рівними і протифазними напругами. Якщо підсилювач і схема зворотнього зв'язку мають індуктивний зв'язок, то одержати дві рівні і протифазні напруги можна, використавши котушки зв'язку з заземленим середнім виводом (рис. 3.21а).

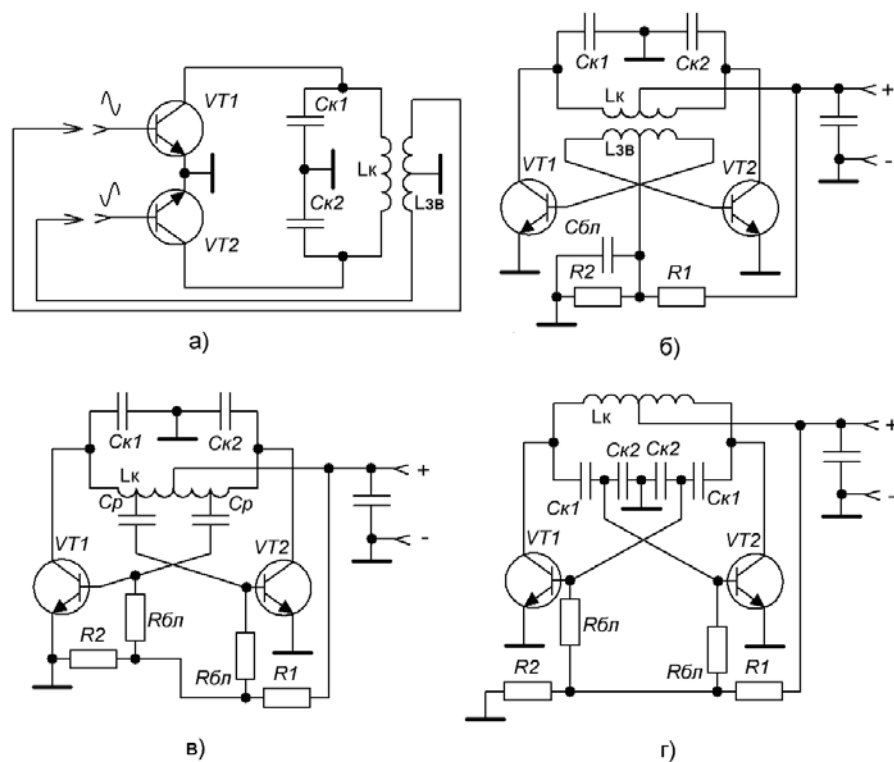


Рис. 3.21. Двотактні схеми автогенераторів.

На рис. 3.21б зображена схема двотактного автогенератора з індуктивним зв'язком. Середній вивід котушки зв'язку $L_{3В}$, через яку подано базове живлення транзисторів від ділянки R_1R_2 , заземлений на корпус через $C_{бл}$. Схему двотактного автогенератора з автотрансформаторним зв'язком зображено на рис.3.21в. Дві рівні і протифазні напруги зняті з частини індуктивності контура L_k відносно корпусу і через розділювальні ємності C_p подані на бази транзисторів. Живлення баз здійснюється резистивним ділянкою через блокуючі резистори, щоб бази не були з'єднані накоротко. У схемі двотактного автогенератора з внутрішньоємнісним зв'язком (рис. 3.21г) рівні і протифазні напруги відносно корпусу зняті з конденсаторів $C_{к2}$, які ввімкненні в контурах плеч схеми. Напряга зворотнього зв'язку має бути достатньою для збудження автогенератора.

3.11 RC-генератори

Для генерації синусоїдальних сигналів інфразвукового діапазону (0,1 Гц...20 кГц) використовуються інші схемотехнічні рішення, оскільки автогенератори з паралельним контуром на таких частотах використати неможливо у зв'язку з величезними розмірами індуктивності і ємності.

Схеми RC-генераторів являють собою резистивні підсилювачі з позитивним зворотнім зв'язком, у яких на частоті генерації виконується умова балансу фаз і балансу амплітуд. Схеми RC-генераторів, які часто застосовуються зображені на рис. 3.22.

Найчастіше зустрічається схема двокаскадного підсилювача з мостом Віна в колі позитивного зворотнього зв'язку (рис. 3.22а).

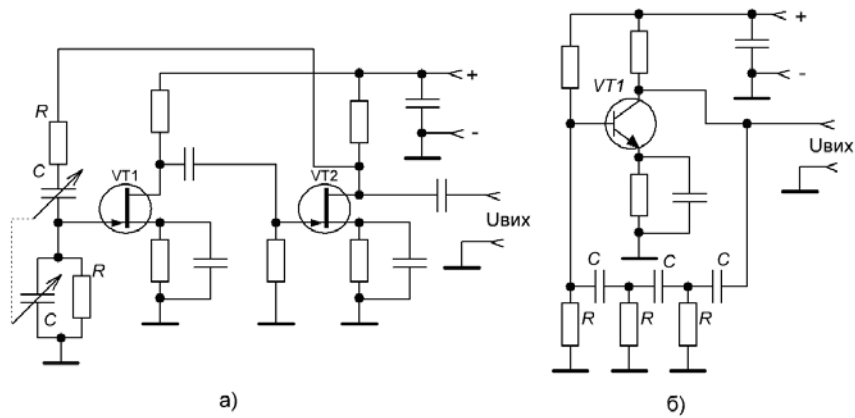


Рис. 3.22. Схеми RC-генераторів.

Польові транзистори VT1, VT2 ввімкненні по схемі з загальним витоком, тому сумарний зсув двокаскадного резистивного підсилювача дорівнює 360° . Вихід підсилювача і його вхід з'єднані послідовно-паралельною RC-схемою, яка носить назву моста Віна. Визначаючи комплексний коефіцієнт передачі по напрузі такої схеми, можна визначити його дійсну і уявну складову (математичні викладки тут не приводяться). Якщо уявна частина буде дорівнювати нулю, то це буде означати, що така схема при цій умові буде мати нульовий фазовий зсув, що і необхідно для збудження двокаскадного підсилювача. Можна стверджувати, що тільки для однієї частоти при рівних R і C моста Віна, який має $\varphi = 0$, виконується умова балансу фаз схеми автогенератора. Ця частота визначається $\omega_{\text{ген}} = 1/RC$, тому тільки на ній можлива генерація, оскільки для інших частот фазовий зсув не рівний нулю. Легко в такій схемі виконується умова балансу амплітуд, оскільки схема двокаскадного підсилювача має значне підсилення по напрузі. Відомо, що в схемі автогенератора з позитивним зворотнім зв'язком $\beta k \geq 1$ (при $K_\beta = \frac{k}{1 - \beta k}$).

При коефіцієнті передачі моста Віна на частоті генерації $\omega_{\text{ген}}$ $\beta = 1/3$ коефіцієнт підсилення схеми двокаскадного підсилювача $K \geq 3$, що, звичайно, дуже легко забезпечити. З формули для $\omega_{\text{ген}}$ видно, що легко визначити величини R і C моста Віна для необхідної частоти генерації. При синхронній зміні величин R або C у послідовній і паралельній гілці схеми моста Віна можна побудувати автогенератор з плавною зміною частоти генерації.

Легко можна побудувати схему однокаскадного RC-генератора (рис. 3.22.б), де використана однокаскадна схема підсилювача з ввімкненням транзистора по схемі з загальним емітером. Оскільки така схема має фазовий зсув 180° , то і коло зворотнього зв'язку повинно також мати фазовий зсув 180° для виконання умови балансу фаз. Такою схемою є трьохланкова RC-схема, яка з'єднує вихід підсилювача з входом, і кожна ланка повинна мати фазовий зсув 60° . При математичному аналізі можна зробити висновок, що частота генерації в такій схемі $\omega_{\text{ген}} = 1/3 RC$, а необхідний коефіцієнт підсилення каскаду $K \geq 6$. Така схема RC-генератора використовується для генерації однієї частоти, оскільки синхронну зміну трьох R чи C конструктивно здійснити нелегко.

У радіопередавачах RC-генератори використовуються як допоміжні для одержання звукових частот, які необхідні при телеграфному режимі робіт. Ши-

роко використовують RC-генератори в низькочастотній радіовимірjuвальній апаратурі.

Контрольні запитання до розділу 3.

1. Якого типу зворотній зв'язок використовується в автогенераторах?
2. Що таке баланс фаз і баланс амплітуд в схемі автогенератора?
3. Яка фізична суть процесів, що протікають у схемі автогенератора з індуктивним зв'язком при самозбудженні схеми?
4. Що таке критичний зв'язок у схемі автогенератора?
5. Що таке коливальна характеристика автогенератора. У чому її фізична суть?
6. Як виглядає характеристика зворотнього зв'язку автогенератора, від яких параметрів вона залежить?
7. Яким чином у схемі автогенератора можна реалізувати “м'який” і “жорсткий” режими самозбудження схеми?
8. Яка відмінність фізичних процесів, що протікають у схемі автогенератора при “м'якому” і “жорсткому” режимах?
9. Яка суть фізичних процесів, що відбуваються у схемі автогенератора на тунельному діоді?
10. Чому у схемі автогенератора на тунельному діоді практично завжди використовується часткове ввімкнення контура?
11. Які види коливальних систем використовують в трьохточкових схемах АГ?
12. Який характер реактивностей контура повинен бути ввімкнений між електродами транзистора для одержання самозбудження в схемі індуктивної трьохточки?
13. Довести, що у схемі індуктивної трьохточки виконується умова балансу фаз.
14. Який елемент схеми індуктивної трьохточки визначає умову балансу амплітуди в схемі з загальним емітером?
15. Чи є необхідність в трьохточковій схемі автогенератора змінювати характер реактивностей при різному ввімкненні транзистора?
16. Який характер реактивності контура повинен бути ввімкнений між електродами транзистора для одержання самозбудження в схемі ємнісної трьохточки?
17. Довести, що в схемі ємнісної трьохточки виконується умова балансу фаз.
18. Який елемент схеми ємнісної трьохточки визначає умову балансу амплітуд в схемі з загальним емітером?
19. Як впливають параметри кола навантаження на стабільність частоти АГ?
20. Що являють собою схеми RC-генераторів?

РОЗДІЛ 4. СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ АВТОГЕНЕРАТОРІВ

Основною вимогою до частоти випромінювання радіопередавача є його здатність працювати в відведеному каналі для підтримання зв'язку без підстройки та безпошукового зв'язку. До радіопередавачів ставляться жорсткі вимоги до стабільності частоти автогенератора. Допустимі норми нестабільності частоти автогенератора радіопередавача визначаються відповідними стандартами і лежать у межах абсолютної нестабільності $\Delta f \leq 10 \text{ Гц}$ і відносної нестабільності $E \approx 1 \cdot 10^{-6} \dots 1 \cdot 10^{-9}$. Це дуже високі вимоги до стабільності частоти, якщо врахувати, що розглянуті вище схеми автогенераторів мають відносну нестабільність $E \approx 1 \cdot 10^{-3} \dots E \approx 1 \cdot 10^{-6}$. Тому питання стабілізації частоти автогенератора дуже актуальне і в практичній схемотехніці радіопередавачів йому приділяється належна увага.

4.1 Стабільність частоти радіопередавача. Причини її нестабільності

Як уже згадувалось, частота коливань автогенератора з індуктивністю L_K і ємністю C_K контура визначається власною частотою контура $\omega_{ГЕН} = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}$.

Очевидно, що порушення стабільності частоти (дестабілізація) може викликатися різними причинами, які можуть змінювати параметри контура чи режим роботи автогенератора, оскільки вони змінюють власну частоту контура, а отже, і частоту коливань автогенератора.

Розглянемо вплив окремих дестабілізуючих факторів на частоту коливань автогенератора і деякі методи послаблення їх дії.

До механічних дестабілізуючих факторів відносяться зовнішні механічні сили (наприклад, вібрація), які викликають деформації деталей, з'єднувальних проводів схеми, тощо.

Зміна напруги джерела живлення викликає зміну режиму АГ і зміну динамічних міжелектродних ємностей транзистора, які входять у загальну ємність контура.

Зміна температури, вологи і тиску також викликає значну зміну параметрів коливального контуру, а, отже, і частоти генерації.

Як відомо, зміну частоти автогенератора може викликати зміна навантаження схеми у вигляді параметрів наступного каскаду.

Основними методами зменшення нестабільності автогенератора є:

- використання буферних каскадів і спеціальних схем автогенераторів;
- термостатування схеми генератора чи всього радіопередавача;
- амортизація радіопередавача, використання жорстких конструкцій схем;
- використання термокомпенсуючих елементів у контурі АГ (рис. 4.1 а,б), де, наприклад, за допомогою конденсаторів з позитивним і негативним температу-

рним коефіцієнтом ємності (ТКЄ) $\alpha_C = \frac{\Delta C}{C - \Delta t}$ при зміні температури Δt прово-

- диться компенсація зміни температурного відхилення частоти АГ;
- використання коливальних контурів з високою добротністю (рис. 4.1в), коли при високій добротності (характеристика 2) умови балансу фаз і балансу амплітуд виконуються, лише на частотах дуже близьких до частоти генерації;
- стабілізація напруги живлення автогенератора.

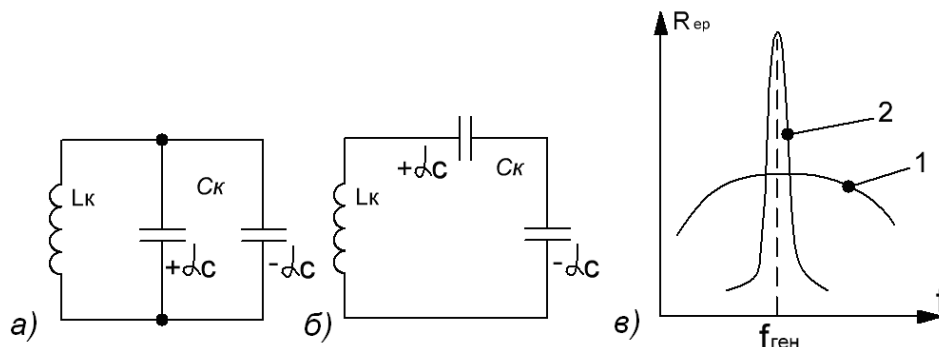


Рис. 4.1. Стабілізація параметрів коливального контура.

4.2 Фізичні властивості кварцу, його еквівалентна схема і резонансні частоти

Кварц є природним мінералом двоокису кремнію (SiO_2). Його іноді називають гірським кристалом. Цікавий тим, що має велику механічну і хімічну стійкість, є добрим діелектриком. Природний кристал кварцу має вигляд шестигранної призми з пірамідами на кінцях (рис. 4.2а). Такий кристал має кілька осей симетрії: оптичну ZZ , електричну XX і механічну YY .

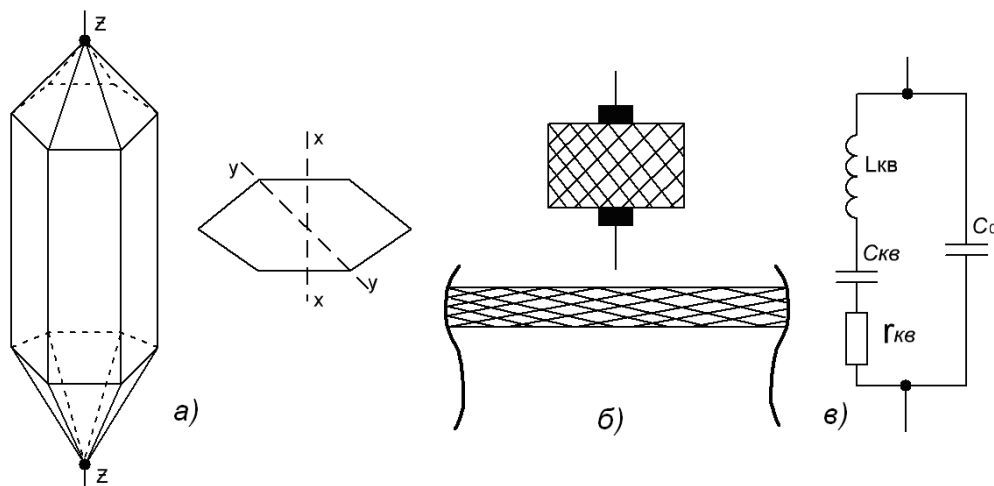


Рис. 4.2. Кварц, його конструкція і еквівалентна схема

З такого кристалу кварцу вирізають пластинку. Деякі фізичні властивості цього мінералу залежать від напрямку врізу пластини відносно його осей. Це дозволяє одержати пластинку з заданими фізичними властивостями. Найчастіше виконують косий зріз, при якому ребра кварцової пластини створюють з осями кварцу деякі кути.

До ввімкнення в електричну схему кварцову пластинку розміщують між двома електродами. Частіше всього електроди виготовляють методом металіза-

ції протилежних граней кварцової пластини шляхом нанесення плівки з срібла чи золота. До металізованого покриття припаюється металевий вивід. Пластина кварцу може бути розміщена між двома пружинними виводами (рис.4.2б). Така конструкція називається кварцовим резонатором, вона може бути розміщена в металевому чи скляному корпусі, герметизована, заповнена інертним газом.

Кварцова пластина володіє прямим і зворотнім ефектом, суть якого полягає в тому, що механічні деформації викликають появу електричних зарядів на її гранях (прямий п'єзоефект); і навпаки, під дією змінного електричного поля в пластині виникають механічні коливання (зворотній п'єзоефект).

Під дією змінного електричного поля амплітуда механічних коливань може бути різною.

Кварцова пластина володіє власною резонансною частотою механічних коливань, на якій інтенсивність коливань найбільша. Частота цих коливань визначається формулою $f_{(МГц)} = 2,7/L_{(мм)}$, де L – товщина кварцової пластини. З цієї формули видно, що для підвищення резонансної частоти пластинки її товщину потрібно зменшувати. Але пластинки тонше 0,1 мм не виготовляються, оскільки при механічних коливаннях руйнуються, тому частота основних коливань пластини складає не більше 15...30 МГц. Як і у всякій коливальній механічній системі, в кварцовому резонаторі спостерігаються коливання вищих частот – механічних гармонік; число яких може досягати 7...11 в залежності від кута зрізу пластини.

Якщо кварцову пластину ввімкнути в коло змінної напруги, то у відповідності з зворотнім п'єзоефектом змінна напруга викликає зміну її геометричних розмірів, пропорційну напруженості електричного поля. А деформація пластини, в свою чергу, в відповідності з прямим п'єзоелектричним ефектом приводить до появи зарядів q на гранях пластини. Зміна цих зарядів в часі створює в електричному колі струм, який дорівнює $i = \frac{dq}{dt}$. При підході частоти напруги до власної частоти механічного резонансу пластини кварцу амплітуда механічних коливань різко зростає, а, значить, зростає і амплітуда струму через пластину.

Така поведінка кварцової пластини в змінному електричному полі аналогічна поведінці послідовного контура. На цій підставі електричну еквівалентну схему кварцового резонатора зображують схемою послідовного контура $L_{кв} C_{кв} r_{кв}$ паралельно якому ввімкнена ємність кварцедержача C_0 , оскільки різні його конструкції з урахуванням діелектричної проникності пластини мають ємність $C_0 \approx 3...50$ пФ (рис.4.2в). Якщо спробувати змодельовати схему кварцової пластини, то параметри такого контура, з урахуванням струму зміщення, який протікає у пластині в момент механічного резонансу, були б унікальними: $L_{кв} \approx 0,01...10$ Гн, $C_{кв} \approx 0,007...0,1$ пФ, $r_{кв} \approx 2...150$ Ом. Видно, що параметри цього еквівалентного контура різко відрізняються від параметрів звичайного контура значно збільшеною індуктивністю $L_{кв}$ і дуже зменшеною ємністю $C_{кв}$. При такому співвідношенні добротність кварцової пластини як коливальної системи визначається:

$$Q = \frac{\rho_{KB}}{r_{KB}} = \frac{\sqrt{L_{KB}}}{r_{KB} C_{KB}}$$

Вона є дуже великою ($Q_{KB} \approx 1 \cdot 10^4 \dots 1 \cdot 10^6$) у порівнянні з добротністю звичайного паралельного контура $Q = 50 \dots 200$. Тому частотна характеристика такої коливальної системи має голкоподібну форму (рис.4.3а) зі смугою пропускання одиниці герц, не дивлячись на порівняно великий опір втрат кварца r_{KB} . А це, як уже аналізувалось раніше, дає значно кращу стабільність частоти при використанні такої високодобротної коливальної системи в схемі автогенератора.

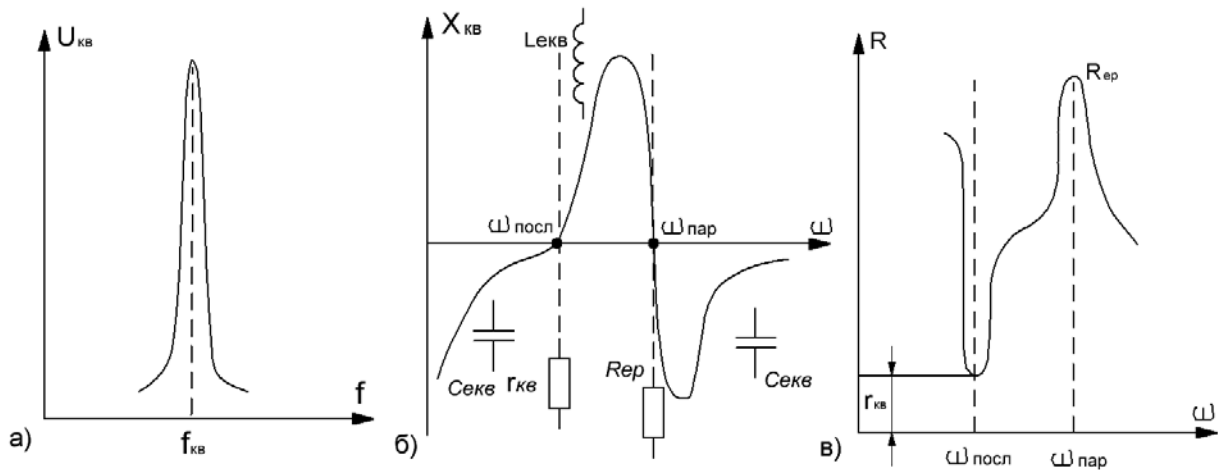


Рис. 4.3. Резонансні характеристики кварцу і його резонансні частоти.

Тому практичні схеми кварцових генераторів мають високу стабільність частоти ($E \approx 1 \cdot 10^{-6} \dots 1 \cdot 10^{-9}$).

Оскільки з урахуванням ємності кварцодержача C_0 створився фактично контур III-го виду (рис. 4.2в) з розподіленими ємностями в гілках, то такий контур, крім послідовної частоти резонансу $\omega_{ПОСЛ} = \frac{1}{\sqrt{L_{KB} C_{KB}}}$ має ще паралельну ча-

стоту резонансу $\omega_{ПАР} = \frac{1}{\sqrt{L_{KB} C}}$, де $C = \frac{C_0 C_{KB}}{C_0 + C_{KB}}$ визначається як послідовне з'єд-

нання ємностей в гілках контура. Оскільки $C < C_{KB}$, то $\omega_{ПАР} > \omega_{ПОСЛ}$ (різниця між $\omega_{ПАР}$ і $\omega_{ПОСЛ}$ дуже мала), оскільки при, наприклад, $C_{KB} = 0,01$ пФ і $C_0 = 5$ пФ $C \approx C_{KB}$. Тому залежність реактивного опору X_{KB} кварцового резонатора і характер цих реактивностей показаний на рис. 4.3б. На резонансних частотах $\omega_{ПОСЛ}$ і $\omega_{ПАР}$ опір активний і відповідно дорівнює опору втрат r_{KB} на $\omega_{ПОСЛ}$ і еквівалентному резонансному опору R_{EP} паралельного контуру на $\omega_{ПАР}$ (рис.4.3в). Звертається увага на те, що між $\omega_{ПОСЛ}$ і $\omega_{ПАР}$ характер опору кварца індуктивний, що використовується в практичних схемах кварцових генераторів.

При визначенні R_{EP} на $\omega_{ПАР}$ з урахуванням часткового ввімкнення $m = \frac{C}{C_0}$

$R_{epи} = m^2 R_{epi} = m^2 \frac{L_{KB}}{C \cdot r_{KB}}$ досягає одиниць...десятьків мегаом, що значно більше, ніж в звичайному контурі ($R_{ep} \approx 0,5 \dots 10$ кОм).

4.3 Осциляторні схеми кварцових генераторів

Для побудови осциляторних схем кварцових генераторів (КГ) резонатор використовують як високоєталонну індуктивність на частоті, близькій до $\omega_{пар}$, у трьохточковій схемі. При цьому кварц може бути розміщений між різними електродами транзистора (рис.4.4).

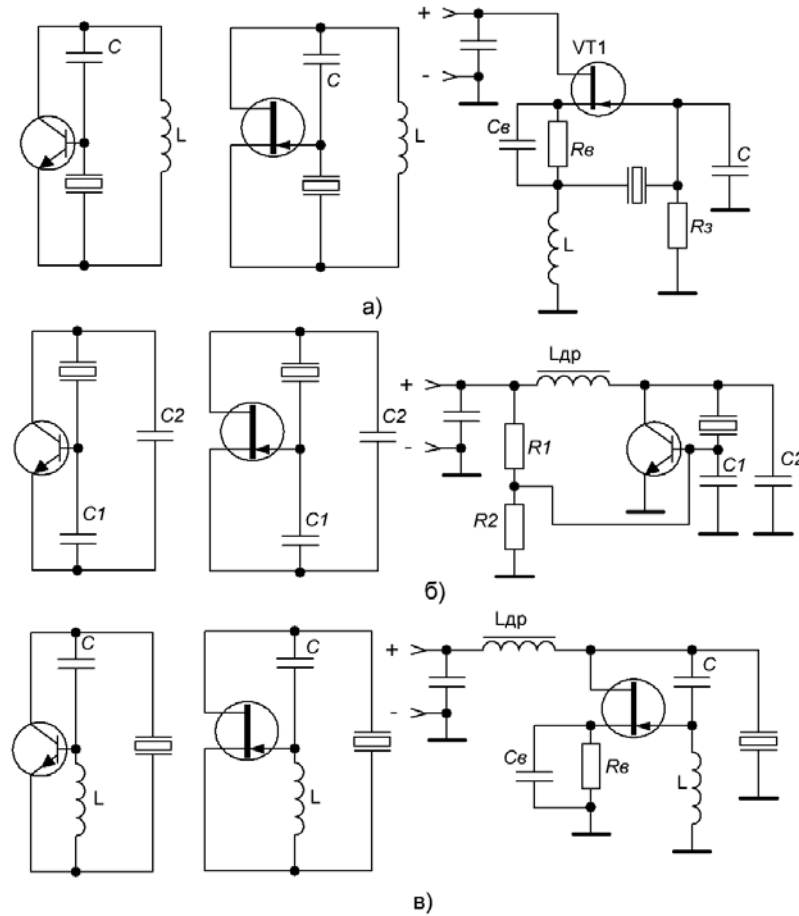


Рис. 4.4. Осциляторні схеми кварцових генераторів.

Осциляторні схеми, де кварц ввімкнений між базою і емітером (затвором і витоком) транзистора (рис. 4.4а) має відповідно побудові трьохточкової схеми між базою і колектором (затвором і стоком) ємність C , а між колектором і емітером (стоком і витоком) індуктивність L . Ще раз нагадаємо, що в трьохточковій схемі АГ реактивності розміщені відповідним чином незалежно від заземленого електрода транзистора, тому приведені по змінному струму схеми КГ не мають заземленого електрода транзистора. Схема КГ із джерелом живлення для схеми на ПТ із загальним стоком має схему автоматичного зміщення $R_B C_B$. Нульовий потенціал затвору реалізується опором R_3 , а через індуктивність L проходить струм витоку ПТ. Необхідно відзначити, що в схемі на БТ кварц ввімкнений між базою і емітером, зашунтований низьким опором переходу, тому всі

еталонні властивості кварцу тут не використовуються і схема практичного значення не має.

Найбільш популярні осциляторні схеми КГ, де кварц ввімкнений між базою і колектором (затвором і стоком), тому що за принципом побудови трьохточкового АГ дві інші реактивності – це ємності C_1 і C_2 . Це так звана безіндуктивна схема КГ (рис.4.4б), де, як видно, індуктивність коливальної системи відсутня, приведена практична схема КГ на БТ із загальним емітером і використанням загороджуючого дроселя $L_{др}$ у схемі живлення і резистивним дільником R_1R_2 для подачі живлення бази.

На (рис. 4.4в) наведені осциляторні схеми, де кварц ввімкнений між колектором і емітером (стоком і витоком) і практична схема КГ на ПТ з загальним витоком. Осциляторні схеми КГ мають високу стабільність частоти генерації і їх робоча частота дорівнює частоті кварцу. Це також пов'язано із тим, що хоча коливальна система автогенератора, окрім кварца, має індуктивність L і ємність C , її резонансна частота фактично дорівнює власній частоті кварцу. Це пояснюється тим, що ввімкнені послідовно з $L_{кв}$ різні індуктивності, а з ємністю кварца $C_{кв}$ різні ємності фактично не впливають на резонансну частоту коливальної системи, оскільки $L_{кв} \gg L$, а $C_{кв} \ll C$. Тому в осциляторній схемі КГ, яка є трьохточковою схемою автогенератора, індуктивність L і ємність C необхідні лише для виконання умови генерації, тобто реалізації умов балансу фаз і амплітуд. Наведені вище осциляторні схеми, як правило, мають частоту першої механічної гармоніки.

Двоконтурні осциляторні схеми КГ широко використовуються в схемотехніці радіопередавачів, оскільки дозволяють здійснити генерацію не тільки на першій, а і на вищих механічних гармоніках кварцу. Принцип побудови двоконтурних осциляторних схем ідентичний за побудовою звичайним двоконтурним схемам АГ. В залежності від заземлення електрода транзистора перш за все вмикається прохідна ємність транзистора, а між відповідними електродами транзистора вмикається паралельний контур і кварц, який обов'язково виконує роль еквівалентної індуктивності як коливальна система (формально – другий контур).

Сформувати таку двоконтурну осциляторну схему намагаються так, щоб паралельний контур був ввімкнений на виході схеми, що створює зручність для зняття вихідної напруги. Крім того, параметри паралельного контура можуть бути в процесі настроювання змінені так, щоб його власна резонансна частота була близька до частоти механічного резонансу кварцу (паралельний контур в схемі виконує роль еквівалентної індуктивності чи ємності). Тому, змінюючи параметри контура, можна виділити механічні гармоніки кварцу вищого порядку.

У схемах двоконтурних осциляторних генераторів із загальним емітером (витоком) принцип побудови такий (рис. 4.5): прохідною ємністю в такій схемі є ємність $C_{кб(зс)}$; вихідний паралельний контур, який виконує роль еквівалентної індуктивності $L_{екв}$, ввімкнений між колектором і емітером (стоком і витоком), а кварц – між базою і емітером (затвором і витоком).

На рис.4.5а,б зображені двоконтурні осциляторні схеми на БТ і ПТ.

Необхідно сказати, що схема на БТ не може бути використана на практиці, оскільки кварц, ввімкнений між базою і емітером, втрачає всі еталонні властивості, бо зашунтований малим опором база-емітер.

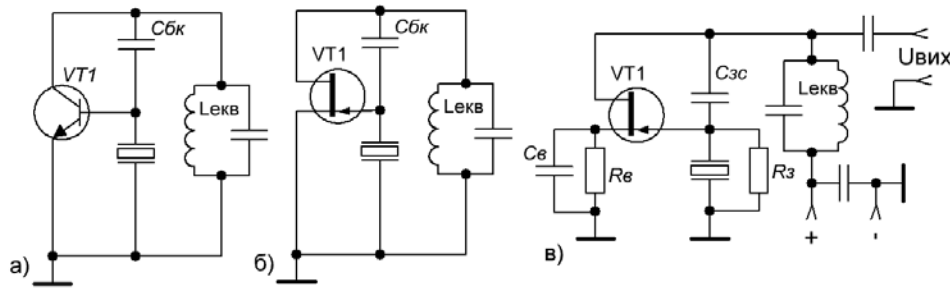


Рис. 4.5. Двоконтурні осцилятори схеми при ввімкненні транзисторів із загальним емітером (витоком).

У практичних схемах може бути використана схема на ПТ (рис. 4.5в), бо канал затвор-витік має великий опір. Тут опір $R_з$ реалізує нульовий потенціал затвору за наявності схеми автоматичного зміщення $R_в C_в$ в колі витoku. А вхідний контур ввімкнений у стокове коло, із якого знімається $U_{вих}$. У схемах двоконтурних осциляторних генераторів із загальною базою (загальним затвором) принцип побудови такий: прохідною ємністю є $C_{ке(св)}$, кварц повинен бути ввімкнений між базою і колектором (затвором і стоком), оскільки ввімкнення кварца між іншими електродами не дає можливості сформуванню трьохточкової схеми; паралельний контур, який виконує роль еквівалентної ємності, ввімкнений між базою і емітером (затвором і витоком).

На рис. 4.6 а,б зображені схеми для змінної складової струму.

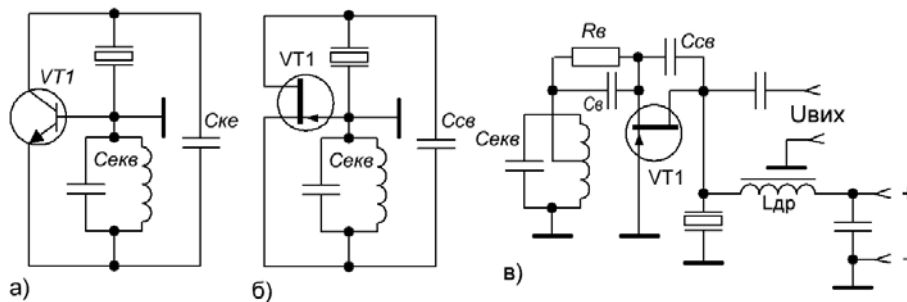


Рис. 4.6. Двоконтурні осциляторні схеми при ввімкненні транзисторів із загальною базою (із загальним затвором).

Необхідно зауважити, що паралельний контур, який ввімкнений між базою і емітером (затвором і витоком) має малу добротність, оскільки шунтується малим опором транзистора при такому ввімкненні, тому ці схеми на практиці практично не використовуються. Приклад схеми на ПТ з елементами живлення зображений на рис. 4,6 в.

У схемах двоконтурних осциляторних генераторів із загальним колектором (стоком) принцип побудови такий: прохідною ємністю є $C_{бс(зв)}$, кварц, як правило, ввімкнений між базою і колектором (затвором і стоком), а паралельний контур, який виконує роль еквівалентної ємності, ввімкнений між колекто-

ром і емітером (стоком і витоком). Така схема широко використовується на практиці, оскільки кварц зберігає еталонні властивості, бо ввімкнений між електродами транзистора з великим опором, а зміна частоти вихідного паралельного контуру дозволяє виділити необхідну вищу механічну гармоніку кварцу.

На рис.4.7а,б зображено двоконтурні осциляторні схеми для змінної складової струму, а на рис. 4.7в – схему на БТ з усіма елементами живлення.

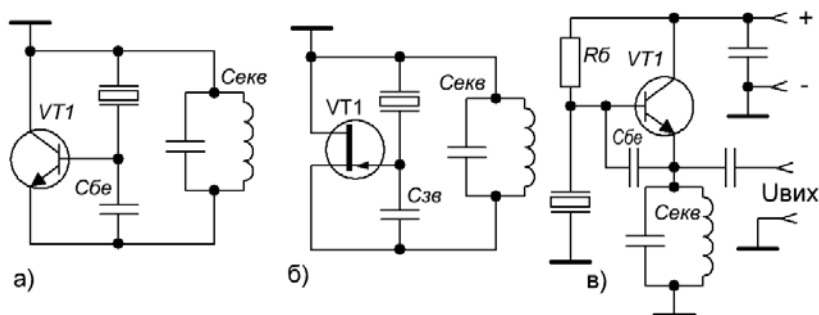


Рис. 4.7. Двоконтурні осцилятори схеми при ввімкненні транзисторів із загальним колектором (стоком).

Необхідно звернути увагу, що тут додається лише резистор R_b , який забезпечує необхідну напругу на базі БТ, тобто, схема має мінімальне число елементів, що зумовлює її широке використання.

4.4 Фільтрові схеми кварцових генераторів

У фільтрових схемах КГ кварц ввімкнений в коло позитивного зворотнього зв'язку і використовується на послідовній частоті кварцу $\omega_{\text{посл}}$, де він має активний опір $r_{\text{кв}}$.

Оскільки на $\omega_{\text{посл}}$ кварц має фазовий зсув $\varphi_{\text{кв}} = 0$, то відхилення частоти генерації від $\omega_{\text{посл}}$ призводить до різкого збільшення $\varphi_{\text{кв}}$, його опір стає реактивним і швидко збільшується, тому умови балансу фаз і балансу амплітуд виконуватися не будуть і генерація припиняється. Цим забезпечується висока стабільність генерації ($E \approx 1 \cdot 10^{-6} \dots 1 \cdot 10^{-9}$) і в фільтрових схемах КГ.

Фільтрові схеми КГ будуються в основному на базі підсилювачів, у яких вводиться позитивний зворотній зв'язок через опір $r_{\text{кв}}$.

Деякі фільтрові схеми КГ зображені на рис. 4.8.

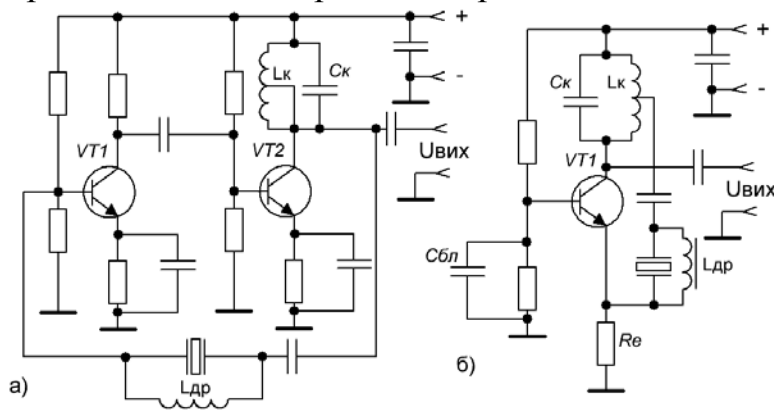


Рис. 4.8. Фільтрові схеми кварцових генераторів.

У схемі двокаскадного підсилювача при ввімкненні транзисторів VT1 і VT2 з загальним емітером (рис.4.8а) загальний фазовий зсув дорівнює 360° , тому кварц, який з'єднує вихід схеми з входом, створює коло позитивного зворотнього зв'язку, так що умова балансу фаз на частоті $\omega_{\text{посл}}$ виконується. Легко виконується і умова балансу амплітуд, оскільки схема має велике підсилення за напругою, а падіння напруги на $r_{\text{кв}}$ незначне. Опір обох каскадів активний, оскільки контур $L_{\text{к}}C_{\text{к}}$ у другому каскаді настроєний на частоту генерації $\omega_{\text{посл}}$.

Паралельний контур може бути настроєний на одну із вищих механічних частот кварца, тобто, при перестроєнні $L_{\text{к}}C_{\text{к}}$ легко виділити одну із вищих гармонік кварцу. Оскільки з підвищенням порядку гармоніки $r_{\text{кв}}$ значно зростає, а опір ємності кварцодержача C_0 зменшується, то іноді зворотній зв'язок може здійснюватись не через $r_{\text{кв}}$, а через C_0 . При цьому, звичайно, різко погіршується стабільність частоти, вона може мати значне відхилення від $\omega_{\text{посл}}$. Цю частоту генерації називають паразитною. Тому для подавлення цієї паразитної генерації в коло проходження її струму вмикають великий опір, який створює паралельний контур $L_{\text{др}}C_0$, настроєний на цю частоту. У практичних схемах фільтрових КГ ввімкнення $L_{\text{др}}$ паралельно кварцу досить часто використовується з цією метою. Прикладом однокаскадної фільтрової схеми КГ може бути схема, де транзистор ввімкнений за схемою із загальною базою.

У такій схемі, як відомо, вихідна і вхідна напруги синфазні, тому кварц, який з'єднує вихідний контур з опором $R_{\text{е}}$, здійснює позитивний зворотній зв'язок. На частоті $\omega_{\text{посл}}$ виконується умова балансу фаз. У такій схемі легко виконується і умова балансу амплітуд, оскільки схема із загальною базою має значне підсилення за напругою. Паралельний контур $L_{\text{к}}C_{\text{к}}$ може бути настроєний як на першу механічну гармоніку, так і на одну із вищих механічних гармонік кварцу. Призначення $L_{\text{др}}$ таке, як і в попередній схемі.

Різновидності схем фільтрових кварцових генераторів зображені на рисунку 4.9.

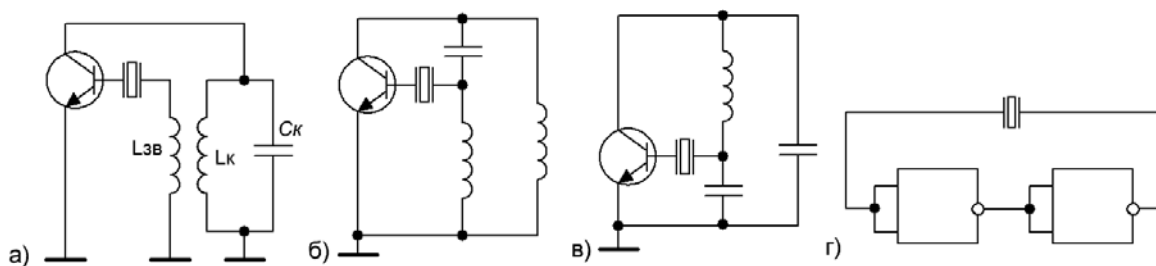


Рис. 4.9. Схеми фільтрових кварцових генераторів.

Кварц, як стабілізуючий елемент, може бути використаний в звичайній схемі АГ з індуктивним зв'язком (рис.4.9а) чи у схемах індуктивної або ємнісної трьохточки (рис.4.9б,в), де він ввімкнений у коло позитивного зворотнього зв'язку. Широко використовується також схема кварцового генератора на мікросхемах (рис.4.9г), де можуть бути використані окремі два інвертори або у складі окремої мікросхеми. Ще раз необхідно підкреслити, що у зв'язку з унікальними фільтруючими особливостями кварцу стабільність частоти фільтрових схем висока, що зумовлює їх широке використання. Проте необхідно окремо

виділити фільтрову схему Батлера, яка, у порівнянні з іншими, має підвищену стабільність частоти генерації (рис.4.10а).

Схема являє собою двокаскадний підсилювач, у якого перший каскад на VT1 зібраний по схемі із загальною базою, а другий – із загальним колектором на VT2. Умова балансу фаз тут на частоті $\omega_{\text{посл}}$ легко виконується, тому що фазовий зсув каскаду із загальною базою і емітерного повторювача рівні нулю, а кварц, який ввімкнений у коло позитивного зворотнього зв'язку, фазового зсуву не вносить. Легко виконується і умова балансу амплітуд, оскільки перший каскад має підсилення за напругою.

Підвищення стабільності частоти генерації схеми пов'язана із тим, що в першому каскаді можливе використання високودобротного контура $L_K C_K$ ($Q \approx 150 \dots 200$), оскільки, як відомо, вихідний опір каскаду із загальною базою дуже великий ($R_{\text{вих}} > 100 \text{ кОм}$), а вхідний опір емітерного повторювача також значний ($R_{\text{вхеп}} = 30 \dots 80 \text{ кОм}$). Тому контур $L_K C_K$ фактично не шунтується $R_{\text{вих}}$ та $R_{\text{вхеп}}$, і його добротність конструктивно може бути реалізована високою. Стабільність генерації автогенератора, як відомо, залежить від якості коливальних систем, і чим менша у них смуга пропускання, тим стабільність вища. Тому, окрім фільтруючих властивостей кварца, резонансна характеристика 1 якого зображена на рис. 4.10б, стабільність частоти підвищується і іншою коливальною системою автогенератора – високودобротним контуром $L_K C_K$ з характеристикою 2. Це дозволяє у фільтровій схемі Батлера підвищити стабільність в 2...10 раз.

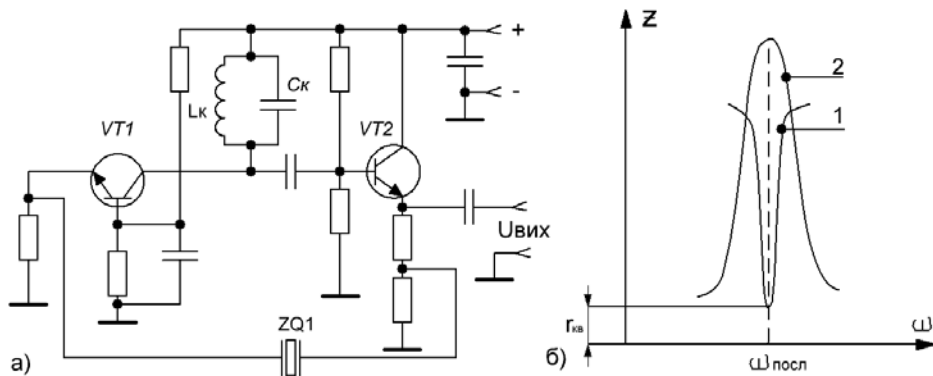


Рис. 4.10. Фільтрова схема Батлера.

4.5 Кварцовий генератор на тунельному діоді

Позитивними властивостями тунельного діоду є високий діапазон його робочих частот, малий рівень власних шумів і незначна потужність споживання. Основними елементами схеми кварцового генератора є кварцовий резонатор і тунельний діод. Кварц виконує роль елемента, який стабілізує частоту автоколивань, а тунельний діод, який працює у режимі негативного опору, компенсує опір втрат у контурі.

Кварц, як відомо, має дві основні суміжні частоти резонансу, паралельну і послідовну. Добротність кварца на цих частотах дуже велика, а опори різні.

На $\omega_{\text{пар}}$ опір кварцу складає одиниці...десятки мегаом, що викликає великі втрати енергії і появу паразитних фазових зсувів, які приводять до погіршення стабільності частоти.

На $\omega_{\text{посл}}$ опір кварцу $r_{\text{кв}}$ складає одиниці...сотні Ом, тому на цій частоті втрати енергії можна легко компенсувати. Висока добротність на цій частоті забезпечує високу стабільність частоти, тому автогенератори на тунельних діодах з кварцом будуються, в основному, по схемах, які використовують послідовний резонанс кварцу $\omega_{\text{посл}}$. Практична схема такого кварцового автогенератора представлена на рис.4.11а.

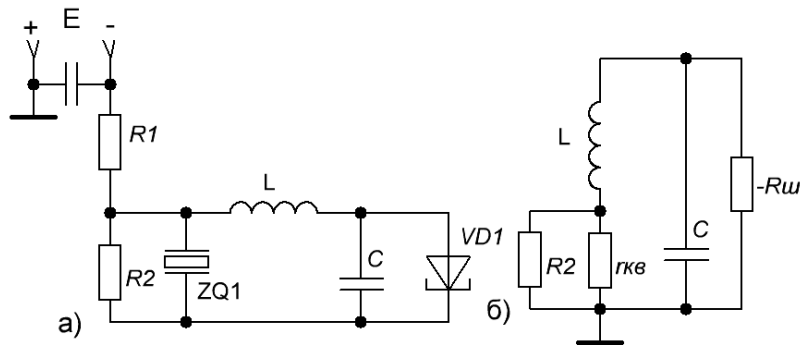


Рис. 4.11. Схема кварцового автогенератора на тунельному діоді.

У цій схемі кварц ZQ1 ввімкнений в індуктивну гілку коливального контуру LC (паралельно ємності C ввімкнена невелика ємність тунельного діоду). За допомогою резистивного дільника R1R2, який ввімкнений у джерело живлення E, робоча точка тунельного діоду виводиться на ділянку негативного опору. На частоті $\omega_{\text{посл}}$ кварц має незначний опір, тому ввімкнений паралельно йому резистор R2 не шунтує контур. Одночасно тунельний діод VD1 у вигляді $-R_{\text{ш}}$ (рис.4.11б), ввімкнений паралельно контуру, перераховується в вигляді $-r_{\text{вн}} = r^2 / -R_{\text{ш}}$ і компенсує опір втрат контура $r = r_L + r_{\text{кв}}$, де r_L – активний опір проводів котушки індуктивності L. Оскільки генерація можлива тільки на послідовній частоті кварцу $\omega_{\text{посл}}$ (нагадаємо, що на $\omega_{\text{пар}}$ опір кварцу величезний), то негативний опір $-r_{\text{вн}}$ повинен компенсувати опір втрат r в контурі і викликати в ньому вільні коливання, які визначаються параметрами L і C. Кварцові генератори на тунельних діодах можуть бути створені на частотах до 100 МГц. Недоліком схеми є незначна величина вихідної напруги генератора.

4.6. Кварцовий генератор з автоматичним регулюванням вихідної напруги

У схемах кварцових генераторів, крім стабільності частоти, іноді пред'являють високі вимоги до стабільності вихідної напруги. Для цього схему КГ охоплюють системою автоматичного регулювання підсилення (АРП), яка може керувати одним із параметрів схеми генератора і підтримувати вихідну напругу $U_{\text{вих}}$ генератора на постійному рівні.

Схема такого кварцового генератора зображена на рис. 4.12.

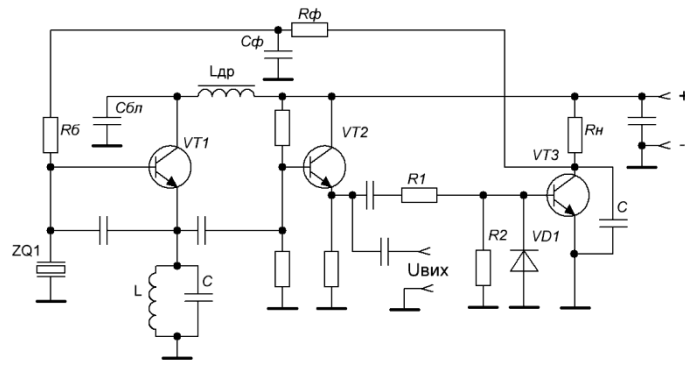


Рис. 4.12. Схема кварцового генератора з автоматичним регулюванням підсилення.

На транзисторі VT1 зібрана схема двоконтурного кварцового генератора з загальним колектором, де кварцовий резонатор ввімкнений між базою і колектором. Живлення бази VT1 здійснюється за допомогою базового резистора R_6 від колектора VT3, який виконує роль підсилювача постійного струму в системі АРП. Постійна напруга згладжується фільтром $R_\phi C_\phi$. Вихідна напруга КГ, яка знімається з контура LC, подається на вхід буферного каскаду на VT2 в вигляді емітерного повторювача. Одночасно з зняттям вихідної напруги $U_{вих}$ частина цієї напруги через резистивний діляк $R_1 R_2$ подається на вхід паралельного детектор АРП на діод VD1, з якого вихідна напруга подається на базу VT3. Принцип регулювання вихідної напруги КГ заснований на зміні крутості S транзистора VT1. Відомо, що перша гармоніка струму генератора $I_1 = S_{сер} \cdot U_{бе(зв)}$, а вихідна напруга, яка знімається з контура LC із резонансним еквівалентним опором, буде дорівнювати: $U_{вих} = I_1 \cdot R_{ер} = S_{сер} \cdot R_{ер}$. Тому зміна крутості приводить також до зміни вихідної напруги. Крутість, наприклад, біполярного транзистора легко змінювати за допомогою зміни напруги на базі.

Принцип дії наведеної на рис.4.12 схеми полягає в тому, що збільшення, наприклад, з якої-небудь причини вихідної напруги призводить до збільшення продетектованої діодом VD1 позитивної напруги, яка подається на базу VT3. Це викликає збільшення струму колектора VT3, збільшення падіння напруги на опорі навантаження R_n , зменшення напруги на колекторі VT3, яка є напругою живлення бази VT1. Тому зменшення базової напруги VT1 призводить до зменшення крутості транзистора VT1 $S_{сер}$, зменшення амплітуди першої гармоніки I_1 і зменшення амплітуди вихідної напруги $U_{вих}$.

4.7 Управління частотою кварцового генератора

У практичних схемах кварцових генераторів іноді є необхідність здійснити точне підстроєння його частоти. Це пов'язано з різними причинами (наприклад, точне підстроєння несучої частоти передавача, частоти генератора кварцового годинника і т.д.), тому в схемі повинне бути оперативне регулювання частоти, не пов'язане з конструктивним переобладнанням схеми. Частоту кварцового резонатора можна підстроювати за рахунок зміни товщини пластини кварца, змінюючи тиск на грані пластини, змінивши тиск газу у балоні, куди

поміщений кварц з метою ізоляції від зовнішнього середовища, і інші методи. Однак вони не дозволяють швидко здійснити підстроєння частоти кварцового резонатора, який вже розміщений у схемі радіотехнічного пристрою. Тому використовуються схемотехнічні способи зміни частоти генерації, принципи здійснення яких полягають у використанні реактивностей підстроєння (рис.4.13).

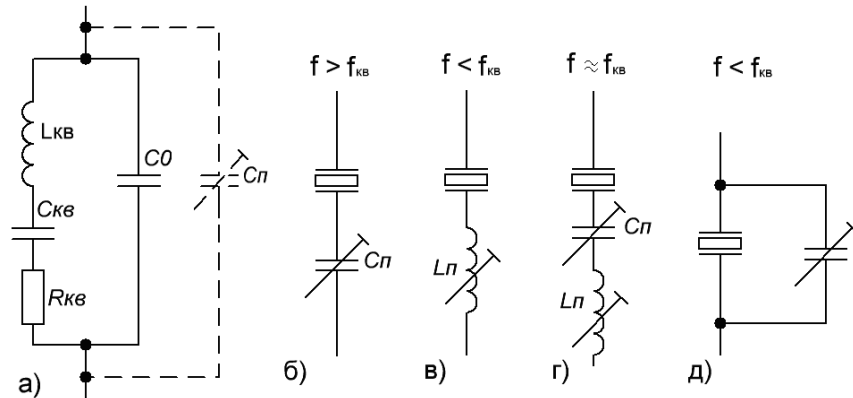


Рис. 4.13. Способи підстроєння частоти кварцового резонатора.

Нагадаємо, що кварцова пластина має унікальні величини реактивностей ($L_{кв}$ – десятки долі генрі, $C_{кв}$ – десятки долі пікофарад), тому приєднані індуктивність $L_{п}$ – послідовно чи ємність $C_{п}$ – паралельно, мало змінюють резонансну частоту кварцу (рис. 4.13а). Це дає можливість на невелику величину змінювати частоту генерації (близько 0,01 %...0,1 %), що дозволяє здійснити підстроєння частоти КГ. Якщо послідовно з кварцом ввімкнути ємність підстройки $C_{п}$, то це в незначній мірі збільшить резонансну частоту $f > f_{кв}$ (рис.4.13б), при послідовному ввімкненні індуктивності підстройки $L_{п}$ – зменшить резонансну частоту, оскільки в незначній мірі збільшиться індуктивність коливальної системи (рис.4.13в). Якщо послідовно кварцу ввімкнені $L_{п}$ і $C_{п}$ (рис.4.13г), то можна здійснити точне встановлення частоти генерації $f \approx f_{кв}$, оскільки ємність $C_{п}$ дозволяє провести збільшення частоти, а $L_{п}$ – зменшення. При паралельному ввімкненні ємності $C_{п}$ (рис.4.13д) збільшується загальна ємність коливальної системи, тому частота генерації може бути зменшена.

Практичні схеми КГ з підстроєнням частоти зображені на рис.4.14.

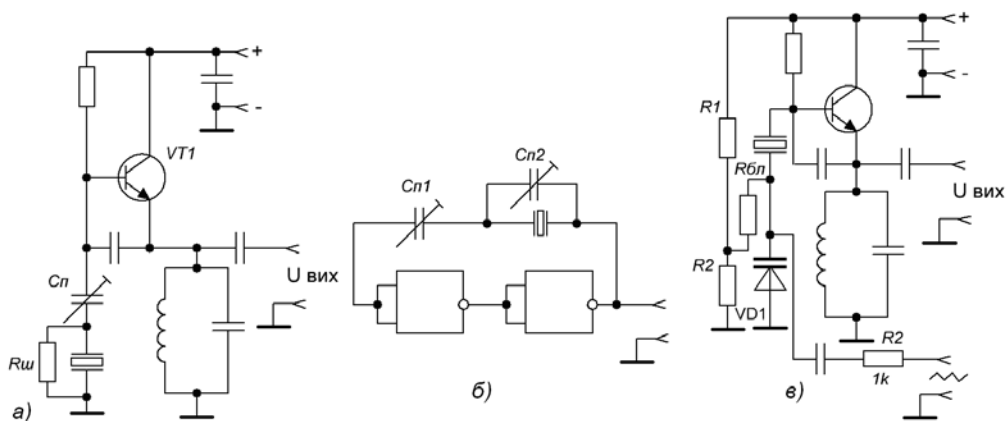


Рис. 4.14. Практичні схеми кварцових генераторів з підстроєнням частоти.

На рис.4.14а показана двоконтурна осциляторна схема КГ з ємністю підс-

тройки $C_{п1}$, яка дозволяє збільшити частоту генерації, оскільки вона ввімкнена послідовно з кварцом. Дуже часто для розширення смуги пропускання кварцу і зменшення його добротності для більшого зсуву частоти паралельно кварцу вмикається шунтуючий резистор $R_{ш}$ більший $0,5 \dots 2$ МОм. Така ж схема зображена на рис.4.14в, де замість $C_{п1}$ використовується варикап VD1, на який може бути подана пилкоподібна напруга. Це дозволяє здійснити частотну модуляцію вихідної напруги кварцового генератора. Варикап живиться від дільника напруги R1R2, яка подається через блокуючий резистор $R_{бл}$. Ввімкнення елементів підстройки можливо в фільтровій схемі КГ на двох інверторах (рис.4.14б), яка є характерною для електронних годинників. Конденсатори підстройки $C_{п1}$ збільшують частоту генерації, $C_{п2}$ – зменшують.

4.8 Кварцові синтезатори частоти

У сьогоднішні багатьо радіопередавачів працюють у широкому діапазоні частот. У процесі їх експлуатації потрібно швидко і у значних межах змінювати робочу частоту, зберігаючи точність її настроєння і високу стабільність частоти. Тому в таких радіопередавачах використовують збуджувачі вихідних каскадів з діапазонно-кварцовою стабілізацією частоти.

Принцип діапазонно-кварцової стабілізації полягає в тому, що в збуджувачі вихідних каскадів є два або кілька автогенераторів. Один – еталонний кварцовий (або опорний), інші – перестроювані. У вигляді еталонного частіше всього використовують кварцовий автогенератор з нестабільністю $E = 1 \cdot 10^{-6} \dots 1 \cdot 10^{-9}$. Частота перестроюваного генератора встановлюється заданою (робочою) і потім, використовуючи додаткові пристрої, підстроюється від високостабільного опорного автогенератора і у подальшому підтримується постійною.

Одержати високостабільні коливання в широкому діапазоні частот при безперервній шкалі дуже важко. Тому в сучасних передавачах використовують збуджувачі дискретної сітки частот. Перехід від безперервного (плавного) діапазону частот до дискретної сітки викликає деякі експлуатаційні незручності, однак, якщо крок дискретної сітки частот вибрати малим, то різниця між дискретним і плавним перестроєнням робочої частоти виявляється несуттєвою. Звичайний крок сітки частот приймають 10 чи 100 Гц.

Сітку високостабільних дискретних частот у сучасних збуджувачах вихідних каскадів одержують методом синтезу. Синтезом частот називають перетворення коливань стабільної частоти шляхом здійснення простих арифметичних операцій сумування, віднімання, ділення і множення. Діапазонні збуджувачі частот, які створюють сітку дискретних частот з коливань однієї стабільної частоти еталонного кварцового автогенератора методом перетворення (синтезу), називаються синтезаторами частоти.

Технічні вимоги до синтезаторів частоти визначають такі характеристики:

- діапазон робочих частот $f_{\min} \dots f_{\max}$ і коефіцієнт перекриття діапазону $K_d = f_{\max} / f_{\min}$; K_d звичайно лежить в межах $1,2 < K_d < 100$, тому при $K_d < 1,2$ синтезатор називають вузькосмуговим, при $K_d > 1,2$ – широкосмуговим;
- крок дискретної сітки F_c загальне число фіксованих частот N . Кроком сітки

- називають інтервал між сусідніми частотами, а всередині кроку можна здійснити плавне перестроєння частоти без зниження стабільності;
- відносна нестабільність кожної робочої частоти, яка визначається опорним генератором;
 - потужність $P_{\text{вих}}$ вихідного сигналу робочої частоти складає одиниці ... десятки міліват при вихідній напрузі 1...1,5 В;
 - коефіцієнт подавлення побічних коливань, який характеризує відношення потужності на робочій частоті до потужності побічного випромінювання.

Системи діапазонно-кварцової стабілізації частоти відрізняються за методом формування частот:

- з прямим (пасивним) синтезом – гетеродинні (інтерполяційні), з використанням генератора гармонік, декадні;
- з непрямим (адитивним) синтезом – з автоматичним підстроєнням частоти.

При прямому синтезі вихідний сигнал потрібної частоти збуджувача формується безпосередньо з частоти одного високостабільного (опорного) автогенератора шляхом багаторазових простих його перетворень – перемноження, ділення, складання і віднімання. Задану складову коливань відділяють від інших вузькосмуговим перестроюваним фільтром. Тому основними елементами прямих (пасивних) синтезаторів частоти є суматори, помножувачі і дільники частоти. В цих синтезаторах можуть бути і підсилювальні каскади.

При непрямому (активному) синтезі вихідний сигнал формується самостійно в перестроюваному частотою автогенераторі, частота якого безперервно порівнюється з еталонною і підстроюється при допомозі систем автоматичного підстроєння частоти.

Гетеродинний (інтерполяційний) метод одержання високо стабільних коливань полягає в тому, що робоча частота f_0 створюється сумуванням чи відніманням частот коливань двох генераторів – кварцового і перестроюваного. Структурна схема збуджувача вихідних каскадів зображена на рис. 4.15а.

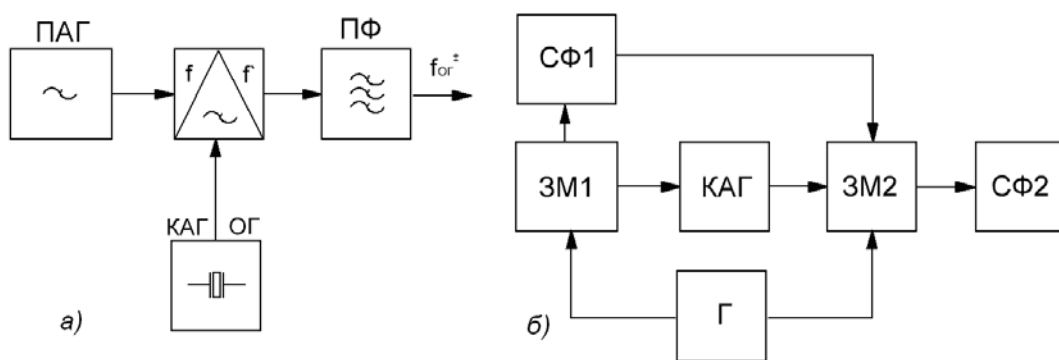


Рис. 4.15. Структурні схеми гетеродинних синтезаторів.

Від кварцового автогенератора (КАГ) сигнал подається на змішувач частоти. Одночасно на змішувач подається коливання однієї з частот перестроюваного автогенератора (ПАГ). Вибираючи одну з гармонік КАГ і одну з частот ПАГ, можна одержати ряд частот в деякому плавному діапазоні. Після змішувача необхідна робоча частота виділяється смуговим п'єзофільтром (ПФ). Якщо частота КАГ значно перевищує частоту ПАГ f_0 , то стабільність частоти робочих

коливань визначається кварцовим генератором. Недоліком інтерполяційного методу є утруднення фільтрації – коливань комбінаційних частот, розташованих поблизу робочої частоти.

Краще послаблення побічних складових можна одержати компенсаційним методом, коли використовується подвійне перетворення частоти при одному перестроюваному генераторі. Структурна схема такого перетворювача наведена на рис. 4.15б. Від КАГ коливання подаються на перший змішувач ЗМ1, де знижується до значення, яке легко виділяється смуговим фільтром СФ1. Відфільтроване коливання потім подається на другий змішувач ЗМ2, де частота коливань підвищується до значення робочої. Використання одного і того ж автогенератора при подвійному перетворенні частоти компенсує вплив його нестабільності на частоту сформованого коливання.

Збільшити число робочих частот можна, використавши принцип багаторазової інтерполяції (гетеродинування).

Багаторазове гетеродинування дозволяє одержати будь-яке число робочих частот. Це досягається тим, що від обох генераторів $f_{ег}$ і $f_{аг}$ змінюється дискретно. Структурна схема багаторазового гетеродинування зображена на рис. 4.16.

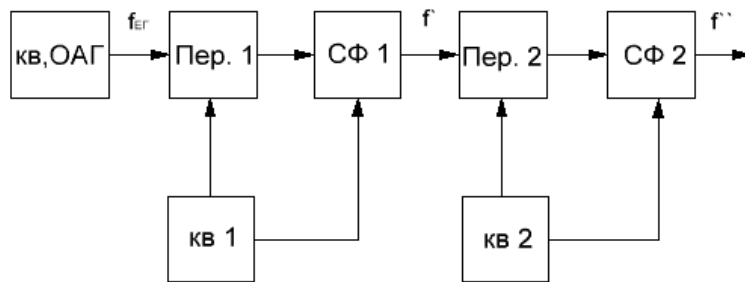


Рис. 4.16. Структурна схема багаторазового гетеродинування.

Коливання від опорного автогенератора K_v ОАГ подаються на перетворювач Пер.1. На Пер.1 подаються коливання і від другого $K_{в1}$, на виході одержують сумарні і різницеві частоти. І так після кожного перетворення, що дозволяє одержати багато частот.

Метод непрямой інтерполяції полягає в тому, що робоче коливання формується синхронізованим автогенератором, частота якого безперервно порівнюється з еталонною частотою другого генератора (рис. 4.17а).

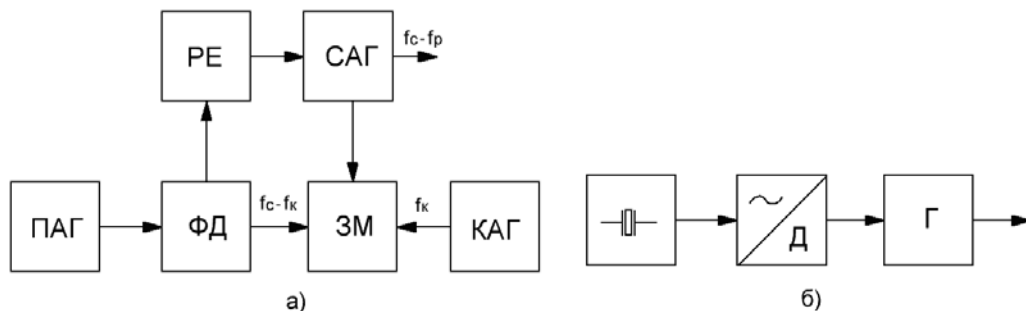


Рис. 4.17. Структурні схеми багаторазової непрямой інтерполяції і стабілізації частоти методом генератора гармонік.

Для цього коливання від синхронізованого автогенератора (САГ) і кварцового опорного автогенератора (КАГ) подаються на змішувач частоти ЗМ, на виході якого виділяються коливання з частотами $f_k - f_c$ або $f_c - f_k$. Останнє одночасно з коливаннями від перестроюваного автогенератора ПАГ подається на фазовий детектор ФД, де відбувається їх порівняння. На виході ФД з'являється неузгоджена напруга, яка подається через реактивний елемент РЕ (наприклад, варикап), на САГ і коректує частоту вихідного коливання $f_c - f_p$ з поправкою в різниці частот f_p . Аналіз інтерполяційних методів стабілізації частоти показує, що, не дивлячись на їх переваги (простота, плавність діапазону), вони не забезпечують необхідну нестабільність частоти, оскільки, в основному, ця нестабільність створюється перестроюваним автогенератором.

Простим методом підвищення стабільності частоти є метод генератора гармонік, структурна схема якого зображена на рис. 4.17б.

Напруга від опорного генератора подається на вхід генератора гармонік, на виході якого одержують ряд вищих гармонічних складових. На виході збуджувача створюється напруга, стабільність якої визначається стабільністю частоти опорного генератора, а частота кратна його частоті. Після генератора ставиться вузькосмуговий фільтр, який виділяє робочу частоту. Недолік методу – обмеження числа робочих частот.

Декадні синтезатори частоти можуть бути побудовані методом прямого і непрямого синтезу. Принцип побудови декадних синтезаторів частот зводиться до виконання таких послідовних операцій:

- від опорного генератора з частотою $f_{ог}$, кратній 10 (наприклад, 100 кГц, 1 МГц) одержують спектр із десяти суміжних гармонік;
- вибирають одну з десяти гармонік декадним перемикачем частоти, який має десять положень (від 0 до 9);
- вибрану складову частоти, тобто одну гармоніку, складають з частотою опорного генератора; при цьому необхідно, щоб перша цифра числового виразу сумарної частоти відповідала номеру положення декадного перемикача;
- ділення сумарної частоти на 10, що переводить введену цифру в наступний, більш низький, десятинний порядок;
- одержане коливання використовується у вигляді опорного для наступної декади збуджувача, у якому здійснюється вибір своєї гармонічної складової опорного генератора, яка відповідає цифрі сусіднього (більш високого) порядку в числі програмованої робочої частоти;
- частоту сумарного коливання ділять на 10 і одержане коливання використовують як опорне для наступної декади і т.д.

У результаті на виході такого збуджувача одержують коливання з частотою, значення якої співпадає з показниками декадних перемикачів.

Синтезатор має ряд ідентичних декад секції, в кожній з яких каскадно з'єднані загальний для всіх декад помножувач частоти, суматор і дільник частоти.

В суматорі першої декади формується найбільш дрібний розряд сітки. Це здійснюється таким чином. Від опорного генератора на вхід датчика опорних частот (ДОЧ), в якому формується f_0 і десять частот f_k з однаковим кроком

$\Delta f = 9 f_0 + k \cdot \Delta f$, де $k = 0, 1, 2, 3 \dots 9$. Частота f_0 завжди кратна Δf . Потім на перший суматор С1 подаються дві частоти: опорна частота f_0 і одна з частот f_k , яка визначається вибраним положенням перемикача К1. Коливання сумарної частоти виділяються фільтром Ф1 цієї частоти і подаються на дільник Д1.

Структурна схема декадного синтезатора приведена на рис. 4.18.

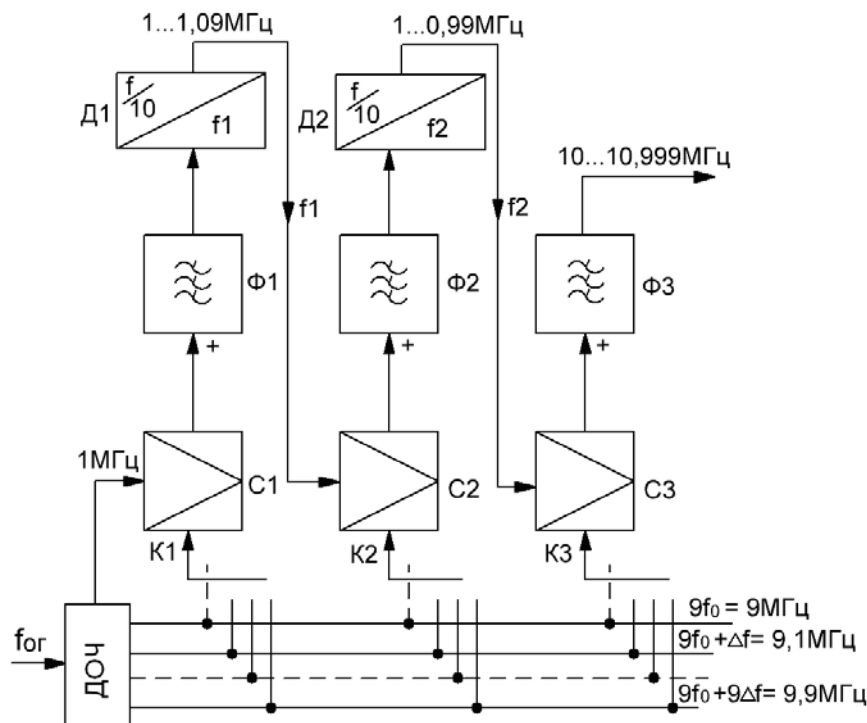


Рис. 4.18. Структурна схема декадного синтезатора частот.

Таким чином, на виході першої декади одержується одна з частот:

$$f_1 = 0,1(f_0 + 9 f_0 + k_1 \cdot \Delta f) = f_0 + 0,1 k_1 \cdot \Delta f,$$

де $k_1 = 0, 1, 2 \dots 9$, тобто, після першої декади одержується сітка з 10 частот з кроком в 10 раз менше, ніж Δf .

В подальшому одержані коливання поступають на вхід суматора другої декади С2, де проходить складання частоти цих коливань з одною із частот ДОЧ, яке визначається вибраним положенням перемикача К2 і т.д. З кожною новою декадою крок сітки зменшується в 10 разів і в стільки ж разів збільшується число частот в сітці. Оскільки всі декади працюють приблизно в однаковій смузі частот $f_0 - (f_0 + \Delta f)$, то їх можна виконувати на повністю ідентичних елементах.

Недоліком синтезаторів з ідентичними секціями є складність одержання широкого діапазону синтезованих частот. Тому такі схеми використовуються в датчиках дрібної сітки, тобто, в синтезаторах, які формують сітку частот з малим кроком у вузькому діапазоні частот.

Контрольні запитання до розділу 4.

1. Що таке прямий і зворотній ефект кварцової пластини?
2. На якій частоті використовується кварц в осциляторних схемах генераторів?
3. Який принцип збудження осциляторних схем генераторів?

4. У чому полягає принцип дії двоконтурних схем кварцових генераторів?
5. Яка різниця резонансних частот кварцової пластини, як пояснити їх величину?
6. Як зображується еквівалентна схема кварцової пластини, чому вона має дві резонансні частоти?
7. Чому стабільність резонансних частот кварцової пластини як коливальної системи дуже висока?
8. Яким чином в двоконтурних схемах можна одержати помноження частоти вихідної напруги?
9. На якій частоті використовується кварц у фільтрових схемах автогенераторів?
10. Який характер опору кварцової пластини на частоті генерації?
11. Як виконується умова балансу фаз і амплітуд в основних фільтрових схемах кварцових генераторів?
12. У чому особливість побудови фільтрової схеми Батлера?
13. Чому схема Батлера має підвищену стабільність частоти генерації?
14. У чому полягає принцип роботи кварцового генератора на тунельному діоді?
15. Як в схемі кварцового генератора на тунельному діоді компенсується опір втрат?
16. У чому полягає принцип роботи кварцового генератора з автоматичним регулюванням вихідної напруги?
17. Які ви знаєте способи підстроєння частоти кварцового резонатора?
18. Як в практичних схемах кварцових генераторів можна здійснити підстроєння частоти?
19. В чому полягає принцип роботи гетеродинних синтезаторів частоти?
20. В чому полягає принцип роботи декадного синтезатора частоти?

РОЗДІЛ 5. ГЕНЕРАТОРИ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ

Генератори надвисоких частот (НВЧ) мають ряд особливостей в порівнянні з такими ж пристроями на більш низьких частотах через вплив реактивностей транзисторів і інерції носіїв струму. Обидва ці фактори приводять до зменшення коефіцієнта підсилення схеми, збільшення втрат потужності, а також до зсуву фаз між напругою на вході і виході.

З підвищенням частоти генерації змінюється конструкція коливальних систем контурів. У зв'язку з цими факторами побудова схем автогенераторів має свої особливості, оскільки в цих схемах використовують спеціальні електронні прилади і коливальні системи, де вплив вказаних факторів зводиться до мінімуму.

5.1 Особливості схемної побудови автогенераторів ультракороткохвильового діапазону

Особливості ультракороткохвильового (УКХ) діапазону загальновідомі – це можливість розміщення великої кількості радіопередавачів, які можуть пра-

цювати на одній частоті, оскільки розповсюдження радіохвиль в цьому (метровому) діапазоні проходить у межах прямої видимості.

У зв'язку з збільшенням частоти генерації до десятків-сотень МГц, в цьому діапазоні побудова автогенераторів має такі особливості:

- збільшення частоти призводить до різкого зменшення індуктивностей і ємностей коливальних контурів; у вигляді ємностей часто використовують міжелектродні ємності транзисторів, а у вигляді індуктивностей – довгі лінії, відрізки кабелів, які закорочені на кінці, а також резонатори і смужкові лінії;
- використовують високочастотні транзистори з малими міжелектродними ємностями і індуктивностями виводів.

Деякі конструкції активних і пасивних елементів для УКХ-діапазону наведені на рис. 5.1.

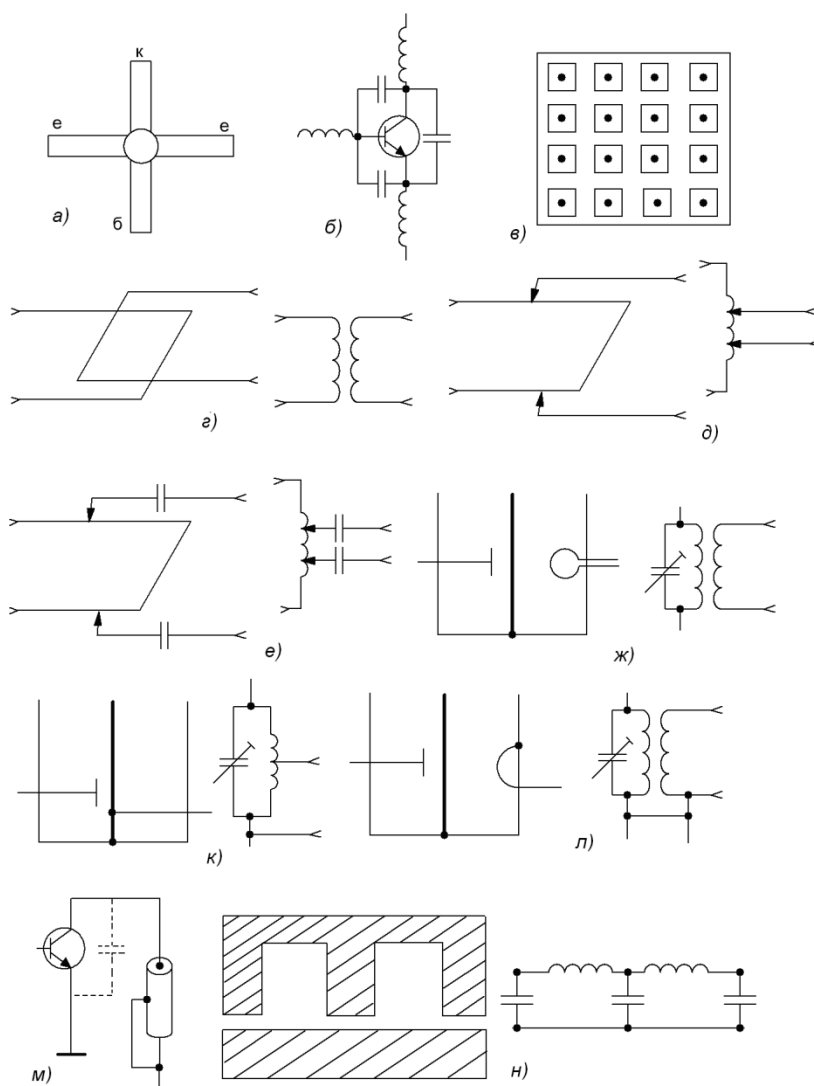


Рис.5.1. Конструкції активних і пасивних елементів автогенераторів в УКХ-діапазоні.

Високочастотні транзистори типу КТ903, КТ930 середньої і великої потужності мають своєрідну конструкцію (рис.5.1а), яка дозволяє зменшити індуктивності виводів, міжелектродні ємності, оскільки накреслена, наприклад, еквівалентна схема транзистора (рис.5.1б) вже має значну кількість індуктивнос-

тей і ємностей і при формуванні схеми АГ це потрібно враховувати. Ці транзистори мають багатомітерну структуру (рис.5.1в), що дозволяє одержувати значну величину струму емітера, оскільки з підвищенням частоти така конструкція дозволяє зменшити вплив поверхневого ефекту.

Проблемою коливальних систем в цьому діапазоні є реалізація індуктивності, оскільки збільшення частоти може призвести до зменшення індуктивності, які по розрахунках можуть мати менше одного витка, що конструктивно неможливо. Тому в цьому діапазоні широко використовують чвертьхвильові відрізки $\lambda/4$ довгих ліній чи кабелів, які закорочені на кінці і виконують роль індуктивності контурів десяти...соті долі мікрогенрі або резонатори. Деякі конструкції таких коливальних систем зображені на рис.5.1г – м. В цьому діапазоні можуть бути використані смужкові лінії, де на рис.5.1н зображений П-подібний LC-фільтр і його конструкція.

Деякі схеми автогенераторів в УКХ-діапазоні наведені на рис. 5.2.

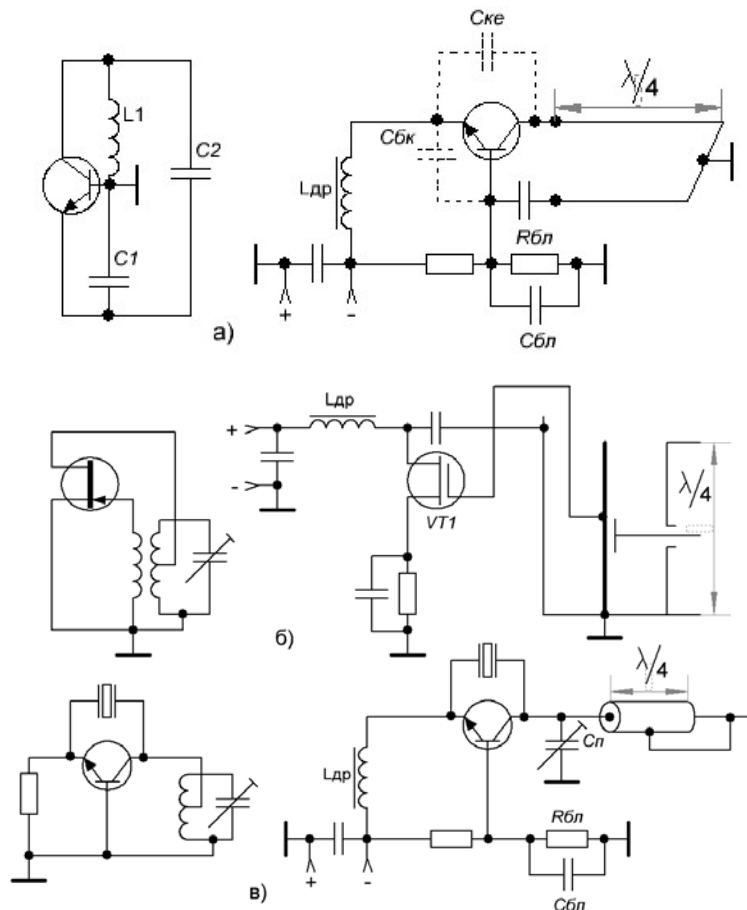


Рис. 5.2. Схеми автогенераторів в УКХ-діапазоні.

На рис.5.2а зображена схема ємнісної трьохточки при ввімкненні БТ з загальною базою по змінній складовій струму і практична схема з використанням $\lambda/4$ -відрізка довгої лінії. Цей відрізок використовується як індуктивність коливальної системи, а у вигляді ємностей C_1 та C_2 – міжелектродні ємності $C_{бе}$ і $C_{ке}$. На рис.5.2б зображена схема автогенератора з індуктивним зв'язком на резонаторі при ввімкненні польового транзистора за схемою із загальним витком. Як один із варіантів схеми кварцового генератора, який працює на вищих

механічних гармоніках, показана схема фільтрового КГ із заземленою базою (рис.5.2в) при використанні у вигляді індуктивності контура $\lambda/4$ -відрідка радіокабеля.

5.2 Особливості генерації на надвисоких частотах

Умови переміщення носіїв заряду в активних елементах генераторів різні. У транзисторах електрони переміщуються в кристалічній ґратці твердого тіла і через кінцевий час прольоту заряду через базу струм колектора відстає по фазі від струму емітера. З підвищенням частоти коефіцієнт передачі струму зменшується. Тому напівпровідникові прилади мають один з основних показників – граничну частоту використання цих приладів за струмом (цих показників може бути декілька), які характеризують частотні можливості транзисторів (наприклад, максимальна частота генерації). Сучасні біполярні і польові транзистори задовільно працюють на частотах одиниць ГГц. Подальше підвищення частоти генерації досягається в електронних приладах з динамічним управлінням, прийому в результаті взаємодії електронного потоку з електронним полем коливальної системи проходить модуляція потоку по швидкості, що в подальшому через рух електронів призводить до модуляції їх по густині.

Розглянемо на прикладі електронного приладу вплив часу прольоту електронів в просторі анод-катод. Через кінцеву швидкість електрон пролітає відстань від катода до анода за деякий кінцевий час. На низьких частотах цей час буде набагато меншим ніж період колювання управління на сітці, тому електрони, які вилетіли з катода, за час позитивного напівперіоду долітають до анода, створюючи анодний струм.

На рисунку 5.3 показані приблизні траєкторії руху електронів при синусоїдальній напрузі на сітці лампи.

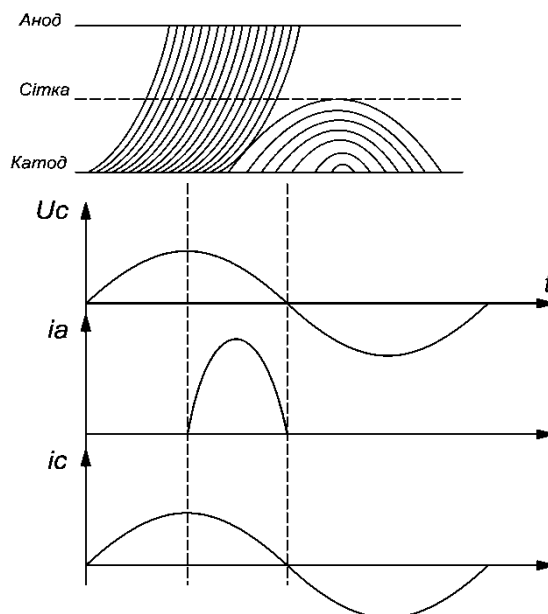


Рис. 5.3. Просторово-часова діаграма і струми періоду.

З цього рисунку видно, що за рахунок кінцевого прольоту електронів від

катода до анода вони не встигають за період позитивної напруги на сітці U_c пролетіти до анода, тому інерційність руху електронів суттєво впливає на роботу лампи. Так, за час переміщення електрона від катода до анода їх густина значно змінюється за той період, поки діє позитивна напруга U_c . Це зручно зобразити на просторово-часовій діаграмі (ПЧД), яка дає наявну картину про фізичні процеси в лампі на НВЧ. По вертикалі тут зображені відстані між електродами лампи, а по горизонталі – рух електронів.

З рисунку 5.3 видно, що на НВЧ не всі електрони, які вилітають до анода, досягають його. Частина їх підлітають до сітки, коли полярність напруги управління на сітці змінилась, і електрони повертаються на катод, через що форма імпульсу анодного струму спотворюється і перша гармоніка в ньому зменшується. Початок імпульсу анодного струму запізнюється по часу, з'являється зсув по фазі між напругою управління і першою гармонікою анодного струму. Всі ці явища проявляються тим сильніше, чим вище частота напруги управління. При негативній напрузі на сітці лампи, тобто, навіть в тому випадку, коли електрони не попадають на сітку, в лампі є сітковий струм I_c , який збільшує її вхідну провідність. Високочастотна потужність, яка використана на повернення електронів на катод, у деяких випадках призводить до значного його розігріву. Прагнення підвищити вхідний опір лампи призвело до створення ряду спеціальних конструкцій НВЧ-лампи.

Однак в області сантиметрових хвиль використовуються спеціальні електронні прилади, які мають другий (динамічний) принцип управління електронним потоком. У цьому діапазоні необхідно враховувати, що катод випускає основну масу електронів при відкриванні, а не в той проміжок часу, коли напруга управління має позитивну полярність. При цьому емісія катода лампи повинна забезпечити необхідну густину електронного потоку.

5.3 Магнетронні генератори

Багаторезонаторний магнетрон є найбільш розповсюдженим джерелом коливань у сантиметровому діапазоні хвиль. У магнетроні управління електронним потоком здійснюється за допомогою двох полів: електронного і магнітного.

Конструкція магнетрона складається з анодно-резонаторного блока і катода. Анодно-резонаторним його називають тому, що він виконує функцію анода, а конструктивно є сукупністю кількох об'ємних резонаторів. Виготовляється він з високоочищеної електролітичної міді.

У невеликому бруську міді (рис 5.4а) просвердлюють центральний отвір, а навкруги нього радіально ще кілька отворів (8, 12, а іноді і більше) меншого діаметру. Вони з'єднані з центральним отвором щілинами. Впродовж осі центрального отвору розміщується циліндричний катод. З торців внутрішня частина закривається боковими кришками, які припаюються до кільцевих виступів на торцях анодного блока. Простір між анодним блоком і катодом називають простором взаємодії, оскільки тут проходить обмін між електронним потоком і полем НВЧ.

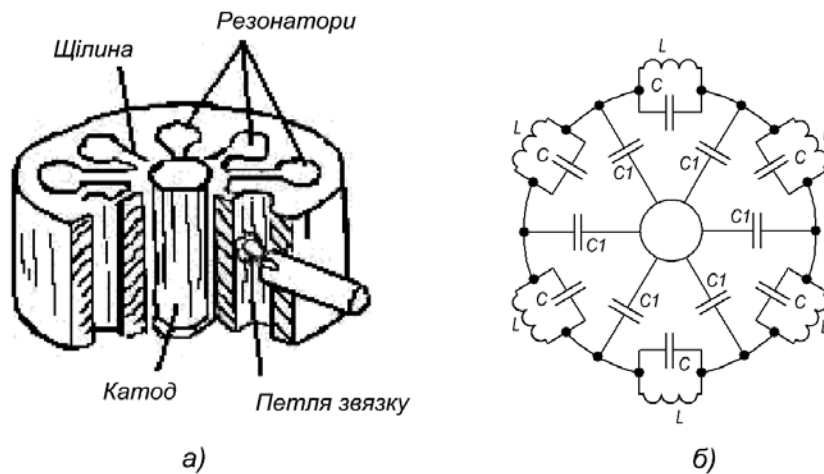


Рис.5.4. Конструкція магнетрона і його еквівалентна схема.

На анодному блоці закріплені радіатори, які покращують його охолодження.

Кожний розташований радіально отвір можна розглядати як одиночний виток індуктивної котушки, створеної нібито проводом стрічкової форми, а бокова поверхня щілини може бути розглянута як обкладинка конденсатора.

Катод в магнетроні з підігрівом, оксидний, циліндричної форми. Емітуюча поверхня катода виготовляється із з'єднань барію, кальцію, стронцію з добавкою торію. Він мав велику механічну міцність, високу електротеплопровідність з великою питомою емісією. У безперервному режимі він повинен забезпечувати густину струму емісії $0,5 \text{ A/cm}^2$, а в імпульсному – до 300 A/cm^2 . З торців катод закривається кінцевими екранами, які перешкоджають витоку електронів.

Вивід енергії від магнетрона проводиться за допомогою петлі зв'язку, яка розміщена в одному із резонаторів. Виток зв'язку з'єднується з центральним проводом коаксіального кабелю, який герметизується. При використанні прямокутних чи циліндричних хвильоводів використовують штирьовий або щільовий зв'язок вихідного резонатора з хвильоводом.

Резонатори анодного блоку зв'язані між собою через електричні і магнітні поля і створюють єдину коливальну систему, яку можна представити еквівалентною схемою, зображеною на рис. 5.4б. Тут резонатори зображені у вигляді контурів з зосередженими параметрами та вказаний електричний і магнітний зв'язок між контурами.

Анодна система магнетрона заземлюється, а на катод подається висока негативна напруга. Таким чином між катодом і анодом створюється постійне електричне поле, направлене радіально від анода до катода. Вся конструкція магнетрона розміщується між полюсами постійного магніту, який створює у просторі взаємодії постійне магнітне поле, спрямоване впродовж осі магнетрона.

Коливальна система магнетрона складається з N резонаторів, зв'язаних між собою електричним і магнітним зв'язком. Кожний резонатор окремо можна представити в вигляді одиночного коливального контура з зосередженими параметрами L і C . Електричний зв'язок здійснюється через електричні поля резонаторів, які існують в просторі взаємодії. На еквівалентній схемі він зображе-

ний ємністю C_1 , яка створена між кожним сегментом аноду і катодом. Магнітний зв'язок здійснюється таким чином, що магнітний потік одного резонатора замикається через торці анодного блоку і порожниною сусідніх резонаторів. Тому така складна коливальна система магнетрона має багато частот вільних коливань, число яких залежить від числа резонаторів. Із-за слабкого зв'язку між резонаторами власні частоти виявляються близькими по осі частот. Це є недоліком магнетрону, оскільки частота магнетрону може змінюватись. Щоб магнетрон працював на одній частоті, потрібно рознести частоти по шкалі частот подалі одна від одної. Для цього підсилюють зв'язок між окремими резонаторами через систему зв'язків. Зв'язки виконуються з проводів, які з'єднують торці резонаторів через один.

У загальному випадку коливальна система на N зв'язаних резонаторів має N різних частот. Але в даному випадку, оскільки система симетрична, їх виявляється тільки $N/2 + 1$ чи $N/2 - 1$ видів коливань. Кожній резонансній частоті відповідає свій вид коливань з характерним для нього розподілом поля ВЧ, тобто, фазовими зсувами між струмами (або напругами) в сусідніх резонаторах. Сумарний зсув струмів в усіх резонаторах повинен бути рівним цілому числу 2π . Отже, зсув фаз коливань у двох сусідніх резонаторах визначається виразом $\varphi = 2\pi n / N$, де n – ціле число, яке показує, скільки хвиль поля вкладається по колу анодного блоку. Цим числом прийнято характеризувати вид коливань.

У сучасних магнетронах основним видом коливань є коливання типу π , які характеризуються протифазністю у сусідніх резонаторах і тому називаються протифазними. Коливання цього типу – найбільш стійкі.

Розглянемо фізичні процеси, які проходять у багаторезонаторному магнетроні. Робота магнетрона заснована на взаємодії електронного потоку, що обертається, із змінним електричним полем резонатору, через що електронний потік гальмується і віддає енергію резонаторам, у яких розвиваються і підтримуються коливання.

Електронний потік, який обертається, створюється в просторі взаємодії магнітного поля постійного магніту. Цей процес можна представити так. Припустимо, що анод не має резонаторів і так же, як і катод, має плоску конструкцію (рис.5.5а).

Між анодом і катодом прикладена постійна напруга Ea , а перпендикулярно до площини малюнка в просторі взаємодії діє магнітне поле з індукцією B . Під впливом електричного поля, обумовленого напругою Ea , електрони рухаються в напрямку аноду по прямій лінії. Магнітне поле викривляє траєкторію їх руху і вона стає циклоїдною. Таку траєкторію описує точка, яка знаходиться всередині круга з радіусом ρ , який котиться і вісь якого переміщується в горизонтальному напрямку з постійною швидкістю V , кутова швидкість круга ω також постійна.

Можна довести, що величини ρ , V і ω зв'язані з анодною напругою Ea індукцією B такими рівняннями:

$$\rho = \frac{mE}{eB^2};$$

$$\omega = \frac{eB}{m};$$

$$V_0 = \frac{E}{B},$$

де $E = \frac{E_a}{r_a - r_k}$ – напруженість електричного поля;

r_k – зовнішній радіус катода;

r_a – зовнішній радіус анода;

l і m – відповідно заряд і маса електрона.

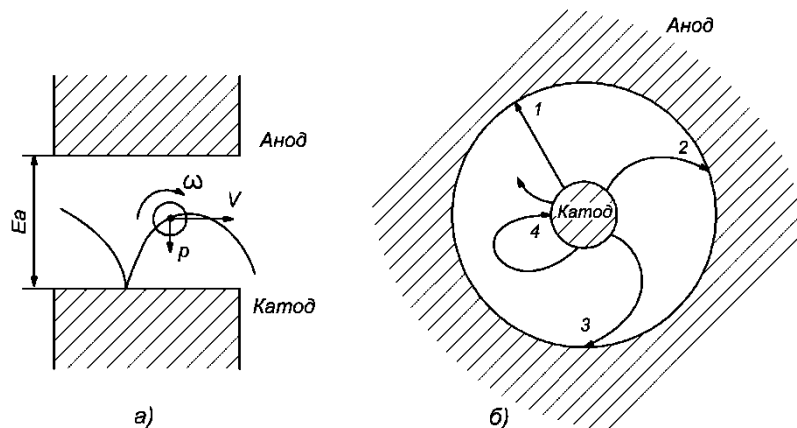


Рис. 5.5. Траекторія руху електронів в просторі з постійним електричним і магнітним полем і залежність траекторії від напруги магнітного поля.

Траекторія руху електронів при циліндричній формі анода і катода показані на рис.5.5б. При відсутності магнітного поля електрон рухається по траекторії 1: при збільшенні напруженості магнітного поля траекторія викривляється, послідовно здобуваючи форми 2, 3, 4 і т.д.

При деякому критичному значенні магнітної індукції $B_{кр}$, траекторія дотикається анода, а при індукції B більше критичної електрон не попадає на анод, а повертається до катода. Анодний струм при $B_{кр}$ різко зменшиться, а при подальшому збільшенні індукції повністю припиняється. Більш точні дослідження показують, що при $B > B_{кр}$ траекторія руху електронів мають вид епіциклоїди, тобто, кривої, яка описується точкою, що знаходиться на поверхні круга, що котиться по циліндричній поверхні катода. При цьому середня або переносна швидкість руху електронів (швидкість переміщення в повздовжньому напрямку) дорівнює швидкості переміщення центру круга, який котиться, і буде постійною і рівною V_0 .

Але в різних точках епіциклоїди швидкість електронів різна: біля катода, тобто, на початку руху, швидкість дорівнює нулю; в верхній точці вона максимальна, оскільки електрон розганяється електричним полем. Після повороту в

бік катода швидкість електрона зменшується, оскільки він рухається проти сили електричного поля. Біля поверхні катода швидкість знову стає рівною нулю. Потім електрон відходить від катода, описуючи все нові і нові епіциклоїдні петлі.

При безперервній емісії електронів всією поверхнею катода в цьому випадку одержується потік електронів, які обертаються навколо катода з постійною швидкістю V_0 .

Розглянемо рух потоку електронів і діючу на них силу за наявності в резонаторах магнетрона високочастотних коливань. Ці коливання виникають при ввімкненні джерела живлення на початку руху електричного потоку.

Якщо в резонаторах виникають коливання, то між щілинами створюється змінне електричне поле, яке в деякій частині проникає в простір взаємодії. Напруженість цього поля в якій-небудь точці має напрям дотичної до силових ліній (рис.5.6а), тому вона розкладається на тангенціальну E_t і нормальну E_n складові.

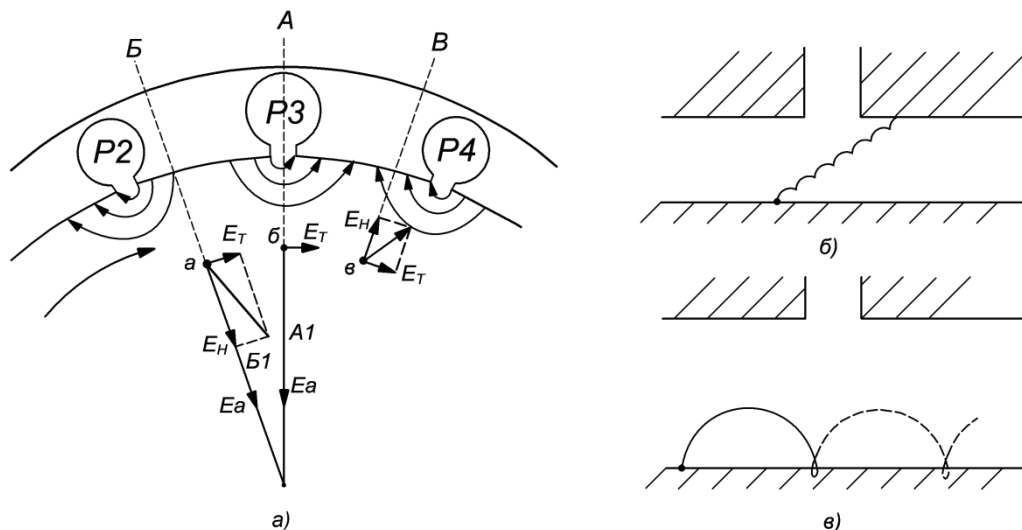


Рис. 5.6. Сили, які діють на електрон в просторі взаємодії і траєкторія руху електронів в магнетроні.

Тангенціальна складова завжди паралельна швидкості переносного руху V_0 , тобто, дотичну до кола анода (або катода) і має максимальне значення в площині AA_1 , яка проходить через середину щілини взаємодії. В площинах BB_1 та BB_2 максимальне значення має нормальна складова, а тангенціальна складова дорівнює нулю. В області між площинами AA_1 та BB_1 нормальна складова співпадає по напрямку з напруженістю постійного електричного поля і загальна напруженість дорівнює $E + E_n$. В області між площинами AA_1 та BB_1 загальна напруженість дорівнює $E - E_n$, оскільки напрям складових E та E_n не співпадають. При коливаннях типу π напрям складових E та E_n в сусідніх резонаторах взаємно протилежні.

Величини складових E та E_n змінюються в часі у відповідності з коливаннями в резонаторах, але точки їх максимумів і мінімумів по колу анода (при π -

коливаннях) не переміщуються. Таким чином, змінне поле в просторі взаємодії має форму стоячої хвилі.

Розглянемо спочатку дію складових E_T та E_H на електрони, які при вильоті з катода попадають в поле, яке гальмується. Якщо електронний потік рухається по часовій стрілці, полями, які гальмують цей рух, будуть поля непарних резонаторів. З них рух електронів проходить проти сил, викликаних тангенціальною складовою. Для спрощення візьмемо під нагляд тільки електрони $a, б, в$ в полі резонатора РЗ, які загальмовані тангенціальною складовою, тому і віддають свою кінетичну енергію змінному полю резонатора, підтримуючи в ньому коливальний процес.

При подальшому русі електрони перейдуть в поле резонатора Р4 і займуть положення $a, б, в$. Якщо перехід пройде час, який дорівнює половині періода коливань в резонаторах, то електрони знову попадають в поле, яке гальмується, і знову будуть віддавати енергію полю, оскільки фаза коливань в резонаторі Р4 через половину періоду стане такою також, як і в попередньому резонаторі.

Неважко передбачити, що при зберіганні тієї ж швидкості руху електрони будуть безперервно гальмуватися і віддавати енергію полю кожного наступного резонатора, поки не впадуть на анод, вибуваючи з простору взаємодії.

За рахунок енергії, яку віддають електрони полю, створюються коливання в багаторезонаторних магнетронах. Необхідна переносна швидкість V_0 , при якій електрони проходять відстань між резонаторами за половину періоду, досягається відповідним вибором величин E_a та B .

Траекторія руху електронів, які гальмуються, показана на рис. 5.6 б, в. В кінці петлі електрон, віддаючи свою енергію, зупиняється і, одержуючи нову порцію енергії від постійного електричного поля, описує все нові і нові петлі. Таким чином, електрони, які гальмуються, відбирають енергію від анодного джерела струму, безперервно передають її резонаторам. З кожною петлею вони віддаляються від катода і, нарешті, попадають на анод. Під впливом нормальної складової змінного електричного поля E_H електрони групуються в згустки, які у вигляді променів нагадують шпиці колеса, обертаються зі швидкістю V_0 (рис. 5.7а).

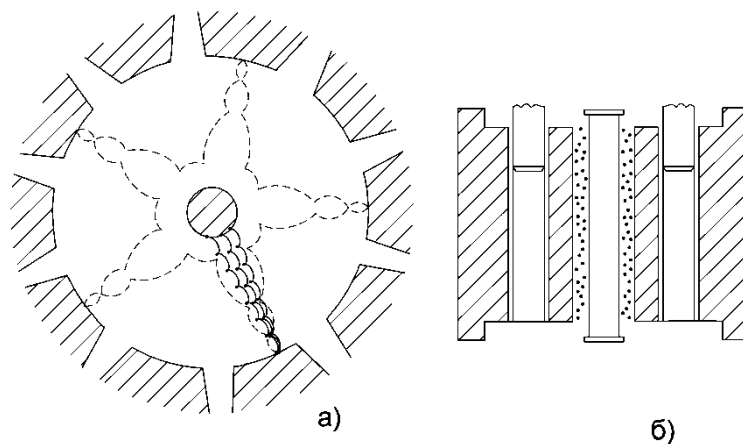


Рис. 5.7. Формування електронів у промені (шпиці) і метод настроєння магнетрона.

При π -коливаннях число променів дорівнює половині числа резонаторів.

Розглянемо механізм створення згустків, для чого знову звернемося до електронів a , b , v (рис. 5.6а). Електрон b в площині AAI не зазнає дії нормальної складової ($E_H = 0$) і його переносна швидкість дорівнює $V_s = E/B$. Переносна швидкість електрона a збільшується ($V_a = \frac{E + E_H}{B} > V_0$), а переносна швидкість електрона v , навпаки, зменшується ($V_v = \frac{E - E_H}{B} < V_0$). Таким чином електрони a та v будуть зближуватись з електроном b , створюючи групу, тобто, з електронів створюються стабільні згустки, які рухаються в полі, яке гальмується, і віддають енергію резонаторам. Ми розглянули електрони, що вилітають з катода в поле, яке їх гальмує. Але з катода вилітають і такі електрони, які попадають в прискорююче поле. Відбираючи у поля енергію, вони швидко вибувають з простору взаємодії, так як при збільшеній енергії зростає тангенціальна складова їх швидкості, то після першої петлі вони знову попадають на катод (рис. 5.6в).

За короткий проміжок часу електрони не можуть поглинати з поля великої кількості енергії, тому багаторезонаторні магнетрони працюють з високим коефіцієнтом корисної дії, який досягає 70...80 %. Бомбардуючи катод, електрони настільки нагрівають його, що в ряді випадків магнетрон може працювати при заниженій напрузі розжарення. Крім того, удари електронів об катод і виникаюча при цьому вторинна емісія підвищують густину струму емісії катода до 90...100 A/cm^2 .

Основними параметрами багаторезонаторних магнетронів є його робоча частота f_0 або діапазон частот (для перестроюваних магнетронів), коливальна потужність P в безперервному чи імпульсному режимі і ККД.

Магнетрони – найбільш ефективні джерела енергії НВЧ. Найчастіше магнетрон є автогенератором, який працює на одній фіксованій частоті чи її перестроєнням у дуже вузькому діапазоні (5...10 %). На рис.5.7б схематично показаний спосіб регулювання частоти перестроюваного магнетрона зміною об'єму циліндричних резонаторів через зміщення стержнів, що змінює і власну частоту резонаторів.

Режим магнетронного генератора вибирають по його робочих характеристиках і характеристиках навантаження. Робочі характеристики показують собою залежність коливальної потужності P , коефіцієнта корисної дії та частоти генерації f_0 від анодної напруги E_a , постійної складової анодного струму I_{a0} , магнітної індукції B при незмінному опорі корисного навантаження.

Незалежними змінними, які визначають всі електричні показники магнетронів, є величини E_a та B . Але на практиці при побудові робочих характеристик за незалежні змінні приймають величини E_a та I_{a0} , оскільки по заданим їх значенням легко визначити інші параметри магнетрона; крім того, режим найбільш зручно вибирати по анодному струму.

Робочі характеристики зображуються в вигляді сімейств кривих (рис. 5.8):

$$E_a = \varphi(I_{a0}) \text{ при } B = \text{const}, \quad E_a = \varphi(I_{a0}) \text{ при } P = \text{const}$$

$$E_a = \varphi(I_{a0}) \text{ при } f = \text{const}, \quad E_a = \varphi(I_{a0}) \text{ при } f_0 = \text{const}$$

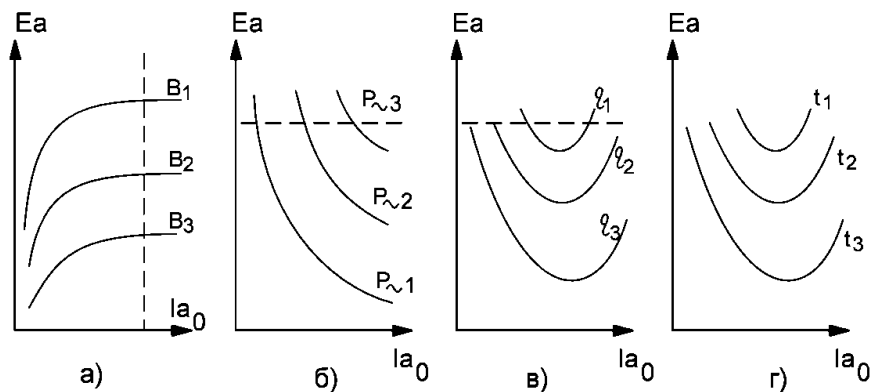


Рис. 5.8. Робочі характеристики багаторезонаторного магнетрона.

Робочі характеристики магнетрона знімають експериментально. На рис.5.8а зображена залежність $E_a = \varphi(I_{a0})$ при трьох фіксованих значеннях магнітної індукції B . Криві мають значні практично лінійні ділянки і з збільшенням величини B переміщуються вгору пропорційно збільшенню магнітної індукції B . Криві показують можливість здійснення лінійної і достатньо глибокої амплітудної модуляції за допомогою анодної напруги E_a . При початкових значеннях I_{a0} робота магнетрона нестійка. Внаслідок недостатньої переносної швидкості V_0 коливання не виникають і більша частина емітованих електронів, не досягаючи анода, повертаються на катод.

Сімейство кривих $E_a = \varphi(I_{a0})$ при різних постійних значеннях P і η зображені на рис.5.8б,в. Криві показують, що коливальна потужність P , збільшується зі збільшенням E_a та I_{a0} , а ККД – зі збільшенням E_a при I_{a0} – постійне. Якщо ж збільшують постійну складову струму I_{a0} , підтримуючи постійною анодну напругу E_a , то ККД спочатку збільшується, а потім зменшується. Така складна залежність пояснюється процесами, пов'язаними з взаємодією потоку і змінного електричного поля. При невеликих значеннях анодного струму величини складових E_t та E_a недостатні для досягнення нормальної густини електронних згустків і ККД знижується. З підвищенням анодного струму ККД спочатку збільшується, але при великих значеннях цього струму I_{a0} підсилюється взаємне відштовхування електронів у шпичках, яке знижує густину електронів в згустках і ККД.

Криві на рис.5.8г ілюструють залежність частоти генерації f від E_a та I_{a0} . З кривих видно, що при постійному значенні E_a частота коливань збільшується. Цю залежність іноді називають електронним зміщенням частоти. На практиці вона приводить до порушення стабільності частоти коливань, тому стабілізують напругу живлення магнетрону E_a або використовують механічну систему автоматичного підстроєння частоти магнетрона.

При практичному використанні магнетрона найбільш важливими даними є характеристики навантаження, які представляють собою залежність корисної потужності і частоти генерації f_0 від повного опору навантаження.

Контрольні запитання до розділу 5.

1. У чому полягає особливість генерації на НВЧ?
2. Які існують конструкції активних і пасивних елементів автогенераторів в УКХ-діапазоні?
3. У чому особливість схемної побудови автогенераторів в УКХ-діапазоні?
4. Який вигляд має еквівалентна схема магнетрона?
5. Як виглядає конструкція магнетрона?
6. Які фізичні процеси відбуваються у багаторезонаторному магнетроні?
7. Як здійснити настроєння магнетрона?
8. Які ви знаєте робочі характеристики багаторезонаторного магнетрона?
9. Від чого залежить ККД в багаторезонаторному магнетроні?
10. Які сили діють на електрон в просторі взаємодії?

РОЗДІЛ 6. УПРАВЛІННЯ КОЛИВАННЯМИ В РАДІОПЕРЕДАВАЧАХ

Радіочастотні коливання, які створюються радіопередавачами і випромінюються його антеною у вигляді електромагнітних хвиль, використовуються для передачі інформації тому, що вони легко поширюються на велику відстань.

Повідомлення, які потрібно передати, частіше всього представляють собою низькочастотні коливання. Наприклад, механічні коливання перетворені мікрофоном в електричні, представляють собою коливання низької частоти. Такі коливання не можуть поширюватись на великі відстані. Тому спектр низькочастотного сигналу необхідно перенести в область радіочастот. Для цього необхідно здійснити управління ними.

Процес управління коливаннями радіочастоти з допомогою коливань низької частоти називається модуляцією.

У радіопередавачі модуляція здійснюється із допомогою спеціального пристрою, який називається модулятором. На один вхід модулятора подається напруга радіочастоти, на другий – низькочастотний сигнал передачі інформації, а на виході модулятора одержується модульоване коливання.

Радіочастотні коливання, які здійснюють перенос сигналу, зберігають його властивості, вони називаються несучими.

Радіочастотні коливання характеризуються трьома параметрами: амплітудою, частотою і фазою. Вони зв'язні співвідношенням:

$$i = I_{\omega} \cos(\omega t + \varphi).$$

У залежності від того, який з параметрів радіочастотного коливання (амплітуда I_{ω} , частота ω чи фаза φ) змінюється, відрізняють амплітудну, частотну і фазову модуляцію. Для здійснення однієї з таких видів модуляції необхідно змі-

нювати один з вищеназваних параметрів несучого сигналу. При роботі радіопередавача в імпульсному режимі для здійснення модуляції змінюється один з параметрів імпульсів. Така модуляція називається імпульсною.

Для передачі телеграфних сигналів змінюють один з параметрів радіочастотних коливань у відповідності з телеграфним кодом. Радіотелеграфну модуляцію називають маніпуляцією. Відрізняють відповідно маніпуляцію амплітудну, частотну і фазову.

6.1 Амплітудна модуляція

При амплітудній модуляції амплітуда струму високої частоти I_ω змінюється пропорційно зміні амплітуди коливань низької частоти.

6.1.1 Спектр, смуга і потужність амплітудномодульованого коливання

При використанні радіочастотного коливання без початкового фазового зсуву $i_\omega = I_\omega \cos \omega t$ (рис. 6.1а) і коливань керуючого сигналу низької частоти $i_\Omega = I_0 + I_\Omega \cos \Omega t$ (рис. 6.1б), який має постійну складову струму I_0 та змінну складову з амплітудою I_Ω , одержується амплітудномодульоване коливання (рис. 6.1в), в якого амплітуда позитивного і негативного напівперіоду змінюється за законом зміни амплітуди керуючого сигналу.

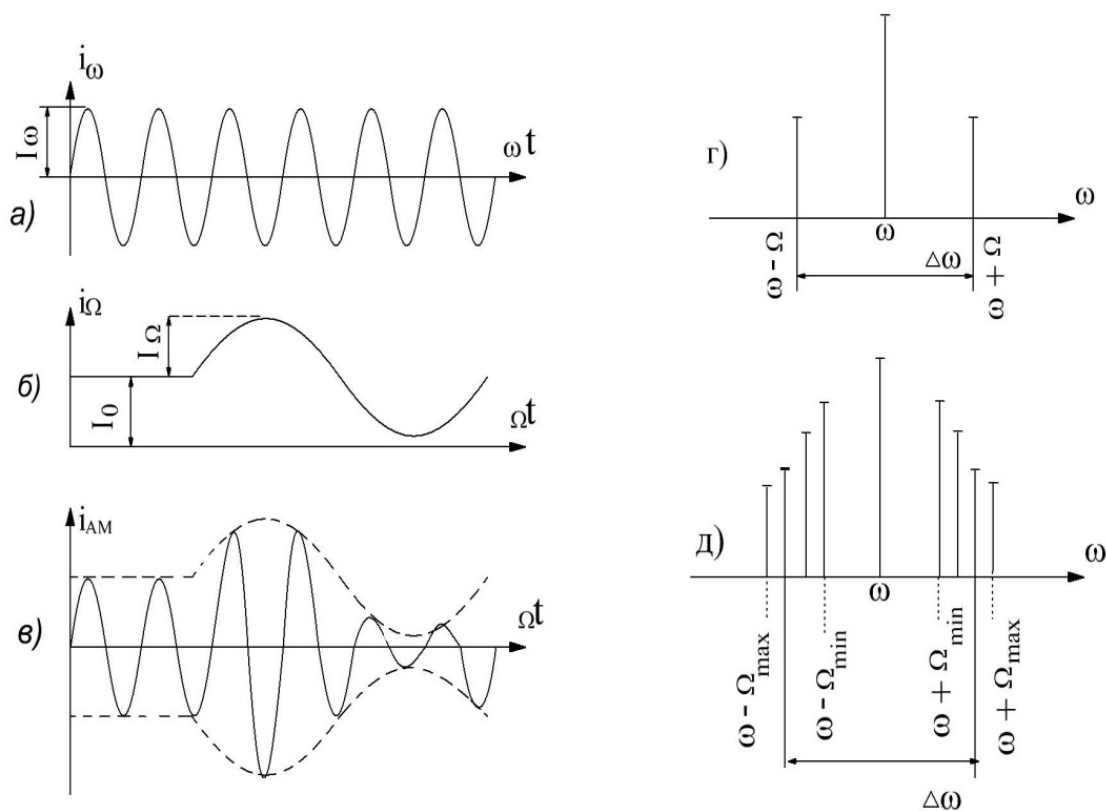


Рис. 6.1. Вид амплітудномодульованого коливання і його спектр.

При модуляції несучої частоти ω з амплітудою I_ω одною частотою керуючого сигналу Ω (одним тоном) спектр амплітудномодульованого коливання

(вираз наводиться без математичних викладок) буде мати вигляд:

$$i_{\omega} = I_{\omega} \cos \omega t + \frac{1}{2} m I_{\omega} \cos(\omega + \Omega)t + \frac{1}{2} m I_{\omega} \cos(\omega - \Omega)t.$$

З виразу струму i_{ω} для амплітудномодульованого коливання видно, що його спектр складається з трьох складових:

- складова струму несучої частоти $I_{\omega} \cos \omega t$ з амплітудою I_{ω} і частотою ω ;
- складова струму верхньої бокової частоти $\frac{1}{2} m I_{\omega} \cos(\omega + \Omega)t$ з амплітудою $\frac{1}{2} m I_{\omega}$ і частотою $\omega + \Omega$;
- складова струму нижньої бокової частоти $\frac{1}{2} m I_{\omega} \cos(\omega - \Omega)t$ з амплітудою $\frac{1}{2} m I_{\omega}$ і частотою $\omega - \Omega$.

У виразі для i_{ω} введена величина $m = \frac{I_{\Omega}}{I_{\omega}}$ носить назву глибини модуляції ($m = 0 \dots 1$), яка також часто представляється у відсотках.

При аналізі амплітудномодульованого коливання можна визначити:

- всі складові спектра АМ-коливання (ω , $\omega + \Omega$, $\omega - \Omega$) високочастотні, тобто, при амплітудній модуляції високої частоти ω низькою частотою Ω таке коливання не має низьких частот і може бути успішно підведено до антени радіопередавача і випромінюватись у вигляді електромагнітних хвиль;

- всі складові АМ-коливання синусоїдальні, верхня і нижня бокові частоти розташовані на шкалі частот близько від несучої на частотній відстані Ω , тому частотний спектр такого коливання представлений на рис.6.1г;

- амплітуди складових спектра такі: амплітуда несучої частоти I_{ω} , амплітуди верхньої і нижньої бокових частот $\frac{1}{2} m I_{\omega}$;

- смуга, яку займає таке коливання на шкалі частот $\Delta\omega$ визначається різницею найбільшої і найменшої частоти, тобто, $\Delta\omega = (\omega + \Omega) - (\omega - \Omega) = 2\Omega$;

- при модуляції несучої частоти ω спектром низьких частот $\Omega_{min} \dots \Omega_{max}$ складових з несучою дасть верхню та нижню бокову частоти, створюючи нижню бокову смугу (НБС) та верхню бокову смугу (ВБС), що відображено на рис.6.1д;

- смуга, яку займає таке коливання на шкалі частот:

$$\Delta\omega = (\omega + \Omega_{max}) - (\omega - \Omega_{max}) = 2 \Omega_{max}.$$

Потужність АМ-коливання визначається сумою потужностей його складових спектра і дорівнює:

$$P_{AM} = P_{\omega} \left(1 + \frac{1}{2}\right) m^2,$$

де P_{ω} – потужність несучої частоти;

P_{AM} – потужність АМ-коливання;
 m – глибина амплітудної модуляції.

Аналізуючи це рівняння, можна зробити висновок, що значну долю потужності в складі P_{AM} займає потужність P_{ω} , яка ніякої інформації не несе (наприклад, при $P_{\omega} = 100$ Вт та $m = 30\%$ $P_{AM} = 100 (1 + \frac{1}{2} \cdot 0,3^2) \approx 105$ Вт), тому в практичних схемах радіопередавачів використовують спеціальні методи збільшення корисної частки потужності.

6.1.2 Базова (затворна) амплітудна модуляція

Для здійснення амплітудної модуляції модульована напруга вводиться у коло живлення одного чи кількох електродів електронного приладу. У залежності від того, на який електрод подається модулююча напруга, відрізняють такі види амплітудної модуляції: базову (затворну), колекторну (стокову), амплітудну модуляцію на другий затвор. Якщо керуюча напруга вводиться на кілька електродів, то така амплітудна модуляція називається комбінованою.

Як правило, амплітудна модуляція здійснюється в проміжних чи кінцевих каскадах радіопередавача шляхом подачі модулюючої напруги на відповідний електрод активного елемента ГЗЗ.

При базовій (затворній) амплітудній модуляції керуюча напруга подається на базу чи перший затвор транзистора.

При амплітудній модуляції основною характеристикою є так звана статична модуляційна характеристика (СМХ) – залежність вихідного струму активного елемента від напруги електрода, на який подається модулююча напруга. Для базової (затворної) амплітудної модуляції – це залежність $I_k = \varphi(U_{be})$, $I_c = \varphi(U_{зв})$, тобто, це фактично перехідна характеристика (рис.6.2).

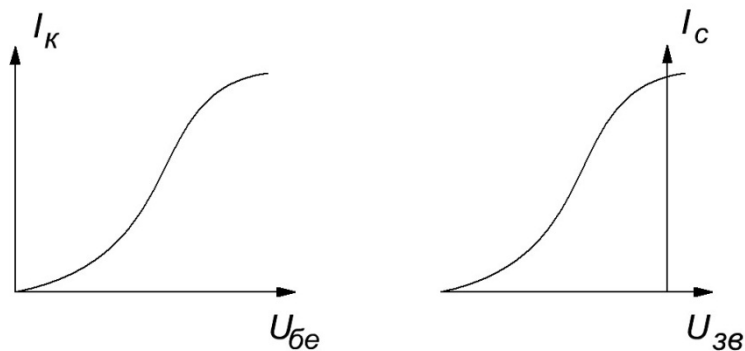


Рис. 6.2. Статична модуляційна характеристика при базовій (затворній) модуляції.

Для одержання амплітудної модуляції в транзисторі використовується та ділянка статичної модуляційної характеристики, де вона лінійна. З СМХ (рис.6.2) видно, що ця характеристика відповідає недонапруженому режиму роботи транзистора в схемі ГЗЗ.

Крім СМХ, іноді наводяться і інші характеристики при амплітудній мо-

дуляції. До них відносяться амплітудна характеристика (рис. 6.3а) – залежність глибини модуляції від величини керуючої напруги і частотна характеристика (рис.6.3б) – залежність глибини модуляції від частоти модулюючого сигналу.

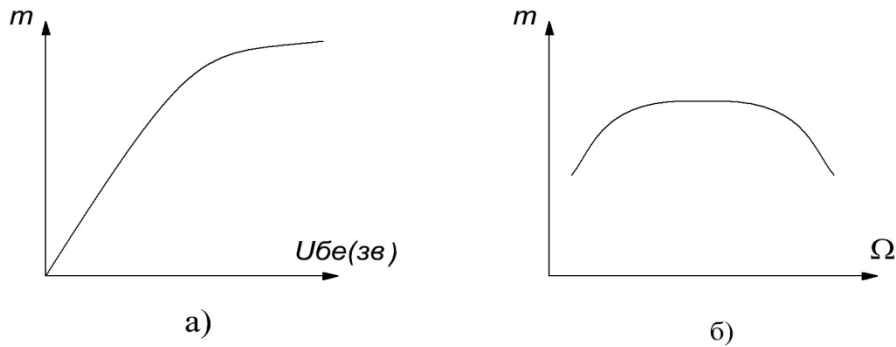


Рис. 6.3. Амплітудна і частотна характеристики при амплітудній модуляції.

Амплітудна характеристика має лінійну ділянку, при якій повинна бути використана відповідна амплітуда модулюючої напруги для уникнення спотворень форми АМ-коливання. По частотній характеристиці визначаються частотні спотворення, частіше всього обумовлені частотними властивостями модулятора радіопередавача, тому ця характеристика ідентична тій, яку має аперіодичний підсилювач.

Практична схема базової амплітудної модуляції наведена на рис.6.4а.

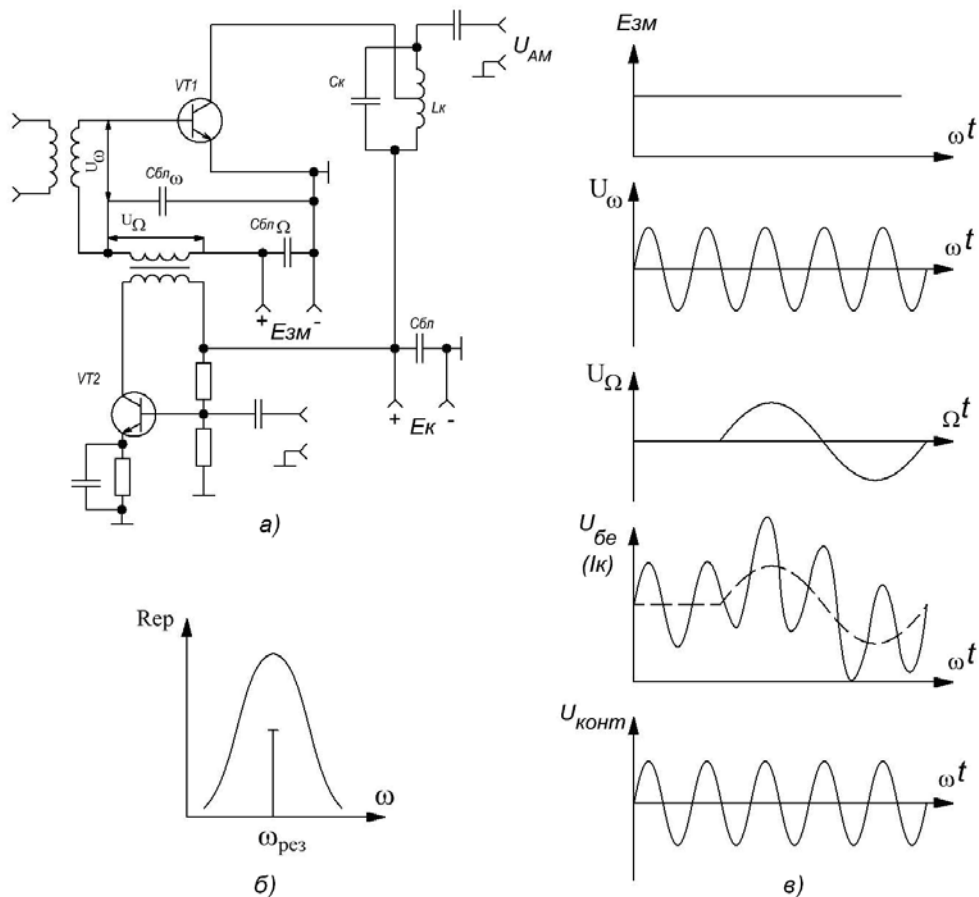


Рис. 6.4. Практична схема базової амплітудної модуляції і графіки, які пояснюють роботу схеми.

У цій схемі напруга модулюючого сигналу U_{Ω} подається на базу біполярного транзистора VT1 (на якому зібрана схема ГЗЗ) від схеми модулятора на VT2, яка представляє трансформаторний каскад. Одночасно на базу транзистора ГЗЗ подається сигнал несучої частоти U_{ω} .

У схемі ГЗЗ використане збудження через індуктивно зв'язані котушки і послідовне колекторне живлення. В коло колектора VT1 частково ввімкнений паралельний контур $L_k C_k$ (нагадаємо, що при недонапруженому режимі роботи транзистора його опір R_{ep} повинен бути невеликим). Він настроєний на несучу частоту ω і має смугу пропускання для неспотвореної передачі АМ-сигналу (рис.6.4б).

Дуже важливим при амплітудній модуляції є вибір режиму роботи транзистора. При режимі коливаний I-го роду (лінійний режим транзистора без відсічки струму) амплітудну модуляцію, як буде показано нижче, одержати неможливо. Наведені на рис.6.4в графіки напруг і струмів доводять це. Якщо визначити напругу U_{be} як графічну суму $E_{зм}$, U_{ω} і U_{Ω} одержимо графік напруги U_{be} , де фактично напругою зміщення для U_{ω} є сума напруг $E_{зм}$ і U_{Ω} . Якщо використаний режим коливаний I-го роду, то струм i_k буде без спотворень повторювати напругу U_{be} . Цей струм, протікаючи по контуру $L_k C_k$, який настроєний на $\omega_{рез} = \omega_1$, буде виділяти лише струм з частотою ω , оскільки частота модулюючого сигналу Ω розташована далеко за межами резонансної характеристики, то падіння напруги $U_{конт} = i_k R_{ep}$ по суті є напругою несучої частоти.

Амплітудна модуляція можлива при використанні режимів коливаний II-го роду з відсічкою струму. Для цього в схемі потрібно лише зменшити $E_{зм}$ (рис.6.5а).

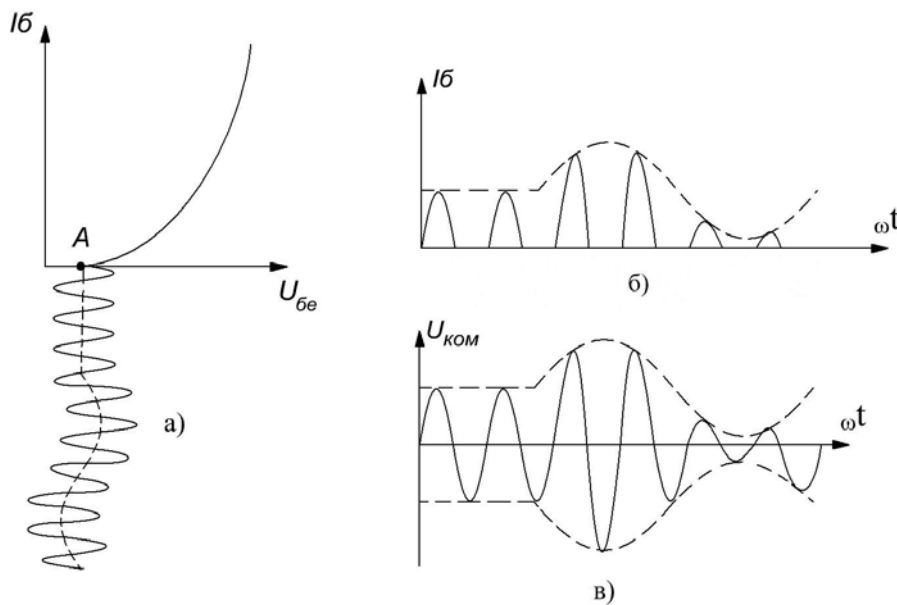


Рис. 6.5. Одержання амплітудної модуляції в режимі коливаний II-го роду.

Подача напруги U_{be} на вхід біполярного транзистора у цьому режимі при відсічці базового (відповідно, і колекторного) струму призводить до появи струму, який являє собою імпульси синусоїдального струму, амплітуди яких змінюються по закону модулюючої напруги (рис.6.5б). Цей струм є періодичною функцією, де є перша гармоніка, яка дорівнює $I_1 = \alpha_1 I_m$, тобто, залежить

від кута відсічки струму і коефіцієнта розкладання Берга по першій гармоніці α_1 , а також від амплітуди імпульсу I_m . Оскільки контур $L_K C_K$ настроєний на частоту першої гармоніки ω і на цій частоті має активний опір R_{ep} , то падіння напруги на ньому $U_{конт} = I_1 R_{ep}$ по формі є амплітудно-модульованим коливанням (рис.6.5в). Пояснюється це тим, що перша гармоніка – це синусоїдальний сигнал, амплітуда якого (як позитивна, так і негативна) змінюється пропорційно амплітуді імпульсу I_m .

З рисунка 6.5а видно, що одночасно з амплітудою імпульсу I_m в широких межах змінюється і кут відсічки струму θ . Лінійна залежність I_1 від α_1 вимагає, щоб α_1 змінювався пропорційно. Для цього потрібно, щоб кут відсічки θ при амплітудній модуляції не перевищував 120° (див. рис.2.8), де практично лінійна залежність α_1 від θ дотримується.

Цей метод одержання амплітудної модуляції називають іноді методом зміни напруги зміщення транзистора, що відповідає дійсності, оскільки зміною напруги зміщення досягається відсічка вихідного струму за законом модулюючої напруги U_Ω . Тому в схемі (рис.6.6а) використовується блокуючий конденсатор $C_{бл\Omega}$ для закорочення джерела зміщення по модулюючій частоті Ω і конденсатор $C_{бл\omega}$ для закорочення вторинної обмотки модулюючого трансформатора по високій частоті ω . Несуча напруга U_ω подається через розділовий конденсатор, а подача модулюючої напруги U_Ω здійснюється так, як показано на рис.6.6а.

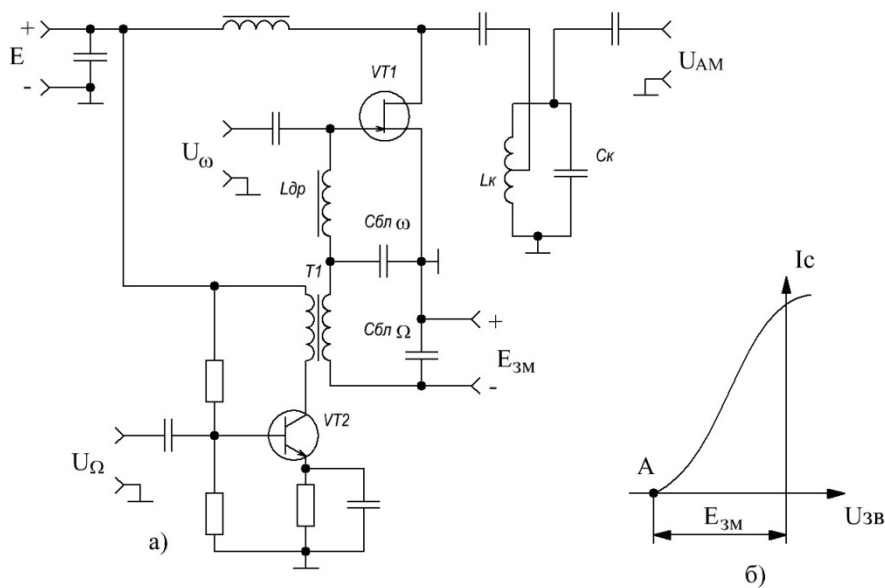


Рис. 6.6. Схема затворної амплітудної модуляції.

Напруга зміщення $E_{зм}$ через вторинну обмотку модулюючого трансформатора Т1 та загороджуючий дросель $L_{др}$ подається на затвор польового транзистора VT1 такої величини, щоб реалізувати коливання II-го роду (рис. 6.6б). Подача звукової частоти U_Ω призводить до зміни напруги зміщення ПТ, відсічки стокового струму, появи імпульсів, амплітуда яких змінюється за законом зміни амплітуди модулюючої напруги U_Ω . Паралельний контур $L_K C_K$, настроєний на несучу частоту ω , виділяє першу гармоніку струму, що й спри-

чиняє появу на його виході АМ-коливання. У схемі ГЗЗ може бути використана паралельна схема живлення стокового кола. Перевагою базової (затворної) амплітудної модуляції є те, що керуюча напруга U_{Ω} подається на базу (затвор) і не потребує великої потужності P_{Ω} , оскільки електрод активного елемента чутливий і не споживає потужності. Недоліком цього методу є низька ефективність використання активного елемента при недонапруженому режимі і низький коефіцієнт корисної дії.

6.1.3 Колекторна (стокова) амплітудна модуляція

При цьому методі амплітудної модуляції керуюча напруга звукової частоти U_{Ω} подається на колектор (стік) активного елемента ГЗЗ. Статична модуляційна характеристика і форма вихідного струму зображені на рис. 6.7.

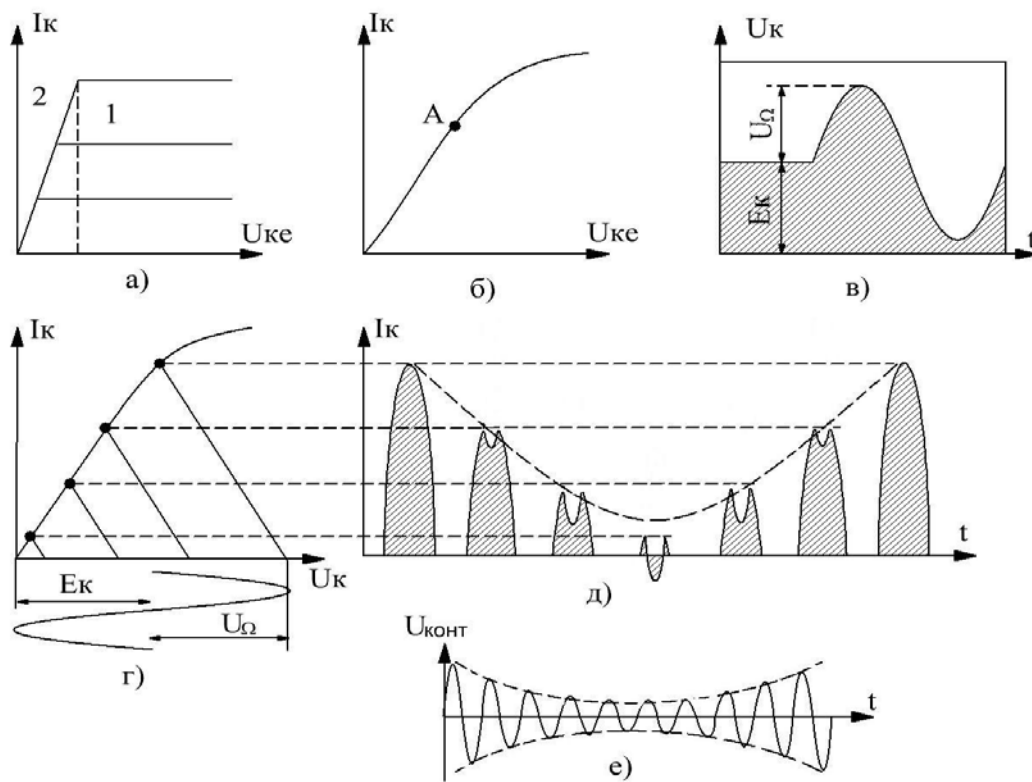


Рис. 6.7. Колекторна амплітудна модуляція, її статична модуляційна характеристика і форми струму.

Якщо кваліфікувати СМХ як залежність вихідного струму від напруги на електроді, куди подається напруга звукової частоти, то для колекторної (стокової) амплітудної модуляції це фактично вихідна характеристика $I_k = \varphi(U_{be})$, $I_c = \varphi(U_{ce})$. Для біполярного транзистора вона зображена на рис. 6.7а і, як відомо, така характеристика має лінійну область 1 та нелінійну область 2 (режим насичення). При аналізі цієї СМХ видно, що лінійна залежність знаходиться в області насичення, тому при цьому режимі можлива амплітудна модуляція, що відповідає перенапруженому режиму роботи активного елемента. У іншому масштабі ця характеристика зображена на рис. 6.7б, де робоча точка A вибирається-

ся посередині лінійної ділянки. Одночасно з керуючою напругою U_{Ω} на колектор (стік) потрібно подавати напругу живлення, тому на рис. 6.7в показаний вигляд цієї напруги. При стабільному опорі паралельного контура R_{ep} нахил динамічної характеристики ГЗЗ залишається постійним, тому при зміні напруги живлення за законом модулюючої напруги U_{Ω} вона переміщується паралельно (рис.6.7г), створюючи при цьому форми струму колектора зі сплющеною вершиною при критичному режимі до появи зворотнього викиду у імпульсі колекторного струму при сильноперенапруженому режимі (рис.6.7д). Однак амплітуда цих спотворених імпульсів змінюється за законом модулюючої напруги U_{Ω} (показана пунктиром). Якщо контур, ввімкнений в колекторне коло, має велику добротність (якраз це і зумовлюється перенапруженим режимом, де контур має великий опір R_{ep}), то він виділяє з цих спотворених імпульсів першу гармоніку I_1 , і напруга, яка виділяється на контурі $U_{конт} = I_1 R_{ep} = \alpha_1 I_m R_{ep}$ змінюється по амплітуді пропорційно зміні амплітуд імпульсів I_m тобто, на контурі одержується коливання з амплітудною модуляцією (рис.6,7е).

Практичні схеми колекторної (стокової) модуляції зображені на рис.6.8.

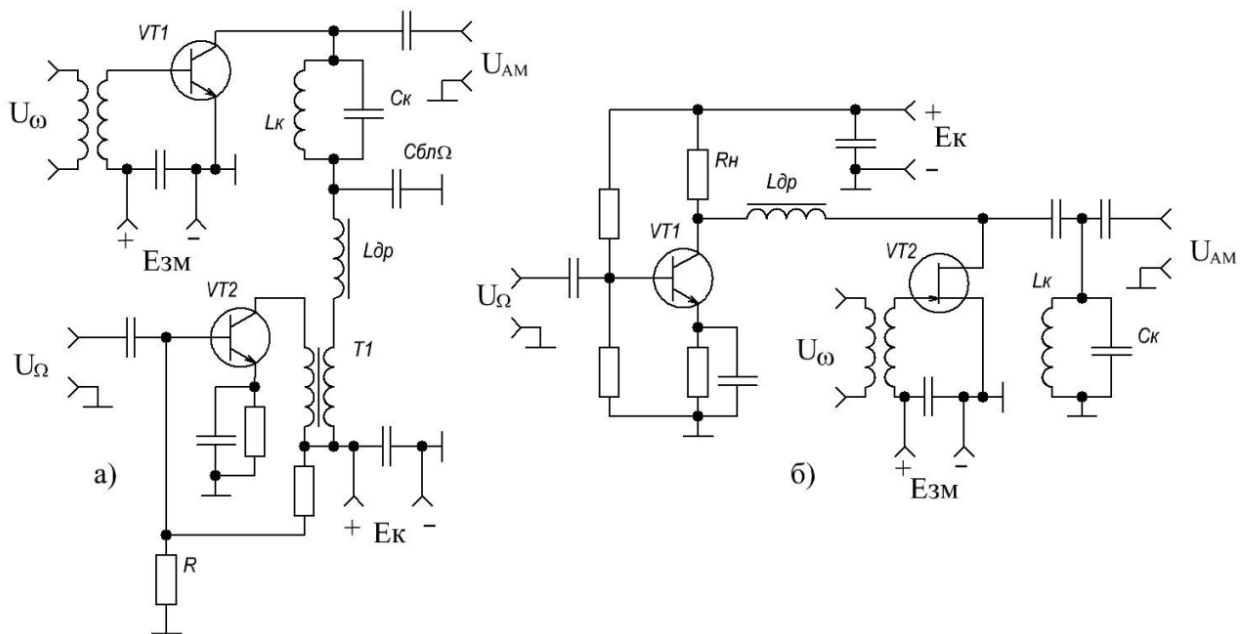


Рис. 6.8. Практичні схеми колекторної (стокової) амплітудної модуляції.

При послідовному живленні колекторного кола ГЗЗ (рис.6.8а) напруга модулюючого сигналу вводиться послідовно з напругою живлення E_k . Джерелом керуючої напруги може бути трансформаторний каскад модулятора, який зібраний на біполярному транзисторі VT2. На вхід транзистора ГЗЗ VT1 подана напруга несучої частоти U_{ω} . Цей транзистор за допомогою $E_{зм}$ поставлений у режим відсічки (нагадаємо, що такий режим потрібний для одержання амплітудної модуляції).

У коло колекторного живлення ввімкнений загороджуючий дросель $L_{др}$ для усунення проникнення несучої частоти в коло модулятора. Оскільки опір контура для транзистора у перенапруженому режимі повинен бути великим, то він ввімкнений в коло колектора повністю.

Блокуючий конденсатор $C_{\text{бл}}$ закорочує нижній вивід контура $L_K C_K$ на корпус по несучій частоті, щоб успішно зняти падіння напруги $U_{\text{конт}}$ тільки з паралельного контура відносно корпусу.

При паралельному живленні стокового кола у вигляді модулятора можна використовувати звичайний резистивний підсилювальний каскад (рис.6.8б). Напруга на колекторі транзистора VT1 модулятора має постійну і змінну напругу, яка може бути використана як для живлення польового транзистора VT2, так і для зміни цієї напруги за законом модулюючої напруги U_{Ω} , що дозволяє здійснити стокову амплітудну модуляцію.

6.1.4 Амплітудна модуляція на другий затвор

При цьому виді амплітудної модуляції керуюча напруга U_{Ω} подається на другий затвор польового транзистора. Статична модуляційна характеристика при цьому представляє залежність $I_C = \varphi(U_{32})$ і має вигляд (рис.6.9).

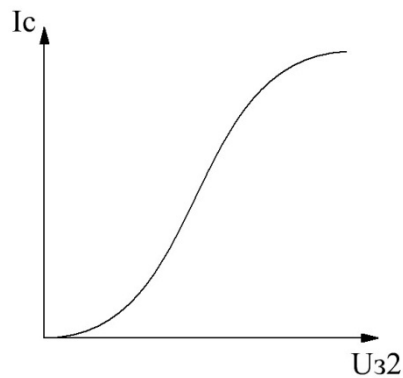


Рис. 6.9. Статична модуляційна характеристика при амплітудній модуляції на другий затвор.

Характеризуючи СМХ для двозатворного польового транзистора (рис.6.9), можна вважати, що це перехідна характеристика по другому затвору при позитивних U_{32} , оскільки другий затвор ПТ по суті є сигнальним і не споживає енергії від джерела живлення.

Таким чином, СМХ має значну лінійну ділянку, що дозволяє успішно реалізувати амплітудну модуляцію на другий затвор. Оскільки лінійна ділянка СМХ знаходиться в області управління вихідним струмом, то при цьому режим транзистора буде недонапруженим.

Практична схема амплітудної модуляції на другий затвор має вигляд (рис. 6.10).

У схемі рис.6.10 напруга несучої частоти U_{ω} подається на перший затвор ПТ, на який одночасно подана напруга зміщення E_{3m} для реалізації режиму відсічки. В коло стоку ввімкнено частково паралельний контур $L_K C_K$, настроєний на несучу частоту ω зі смугою пропускання АМ-коливання.

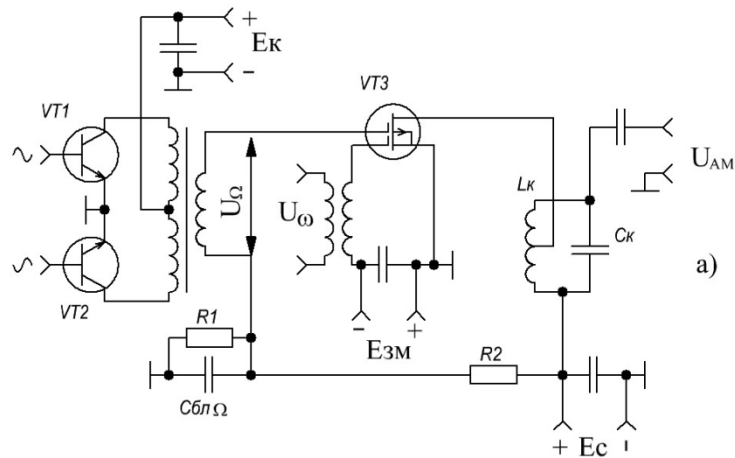


Рис. 6.10. Практична схема амплітудної модуляції на другий затвор.

Робоча точка по другому затвору вибрана за допомогою діляника $R1R2$ посередині лінійної ділянки СМХ. Одночасно на другий затвор подається модулююча напруга U_{Ω} , знята з вторинної обмотки модулюючого трансформатора. Оскільки СМХ має значну лінійну ділянку, то для одержання великої напруги U_{Ω} часто використовують двотактні каскади в модуляторах (частина такої схеми показана на рисунку 6.10). Крім радіопередавачів, така схема використовується в радіовимірювальних приладах для одержання лінійної зміни глибини амплітудної модуляції в широких межах.

6.1.5 Комбіновані методи амплітудної модуляції

Покращити якість модуляції і підвищити її енергетичні показники можна, використовуючи комбіновані методи амплітудної модуляції.

Подвійна колекторна модуляція передбачає введення модулюючої напруги одночасно в коло колектора і в коло бази (рис.6.11).

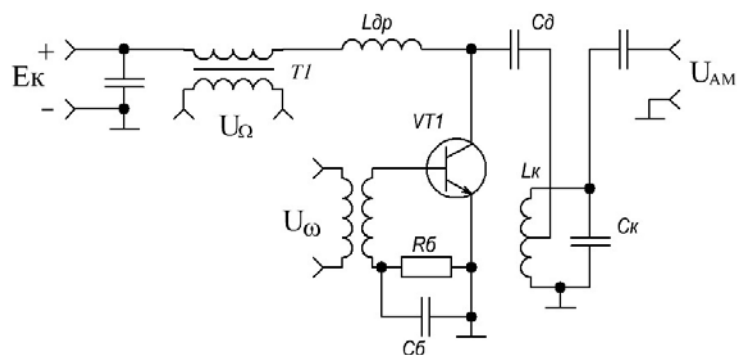


Рис. 6.11. Схема подвійної колекторної модуляції.

У коло колектора модулююча напруга U_{Ω} вводиться від модулятора за допомогою модулюючого трансформатора $T1$. У колі бази модулююча напруга створюється автоматично схемою базового зміщення $R_{\text{б}}C_{\text{б}}$. Це досягається ви-

бором ємності конденсатора C_6 такого значення, при якому опір його для струмів модулюючої частоти є великим. Основна модуляція – колекторна, а базова – внутрішня. Зміна імпульсів колекторного струму приводить до зміни імпульсів базового струму, що поглиблює ефект модуляції. При подвійній колекторній модуляції режим роботи ГЗЗ залишається перенапруженим, але ступінь напруженості режиму значно знижується за рахунок автоматично створюваної модуляції базовим зміщенням. У результаті значно зменшиться струм бази, що усуває недоліки простої колекторної модуляції.

Потрійна колекторна модуляція передбачає введення модулюючої напруги в колекторне коло вихідного каскаду і в колекторне коло попереднього каскаду (рис.6.12). При цьому в результаті колекторної модуляції попереднього каскаду напруга на його виході (точки 1-2) змінюється за законом зміни модулюючої напруги і передається в коло бази вихідного каскаду (точки 3-4). Тому струм бази транзистора VT2 вихідного каскаду буде змінюватись по тому ж закону. А оскільки в колі бази ввімкнена схема $R_{62}C_{62}$, то напруга зміщення E_{64-5} буде змінюватись за законом модулюючої напруги. У результаті у вихідному каскаді здійснюється три модуляції: колекторна модуляція живленням ($U_{\Omega K2}$), базова модуляція збудженням ($U_{\Omega B2}$) і автоматична модуляція зміщенням (E_{64-5}). Тому при потрійній модуляції модулюючий ГЗЗ може працювати як у перенапруженому, так і в недонапруженому режимі. Найчастіше вибирається критичний або слабкоперенапружений режим.

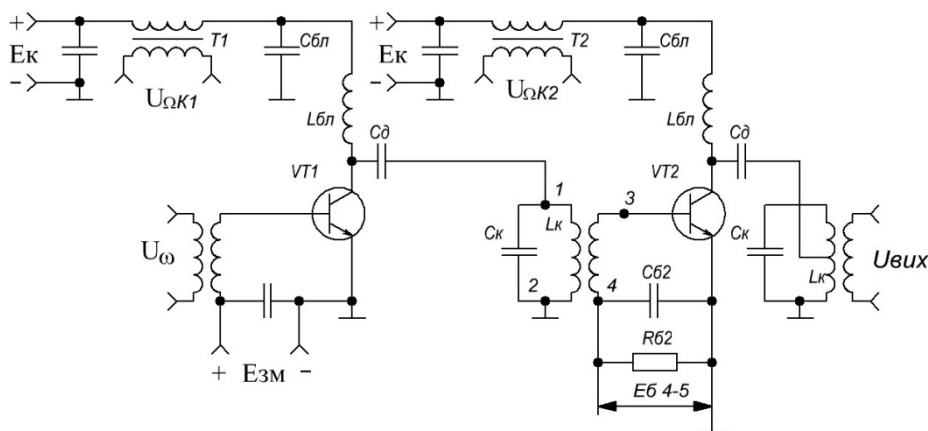


Рис. 6.12. Потрійна колекторна амплітудна модуляція.

Перевагою потрійної колекторної модуляції є те, що струм бази має невелику величину, що знижує потужність, яка споживається від попереднього каскаду. Недоліком потрійної колекторної модуляції є велика потужність, яка споживається від модулятора, оскільки він працює на два каскади – вихідний і попередній.

Автоматична колекторна модуляція (АКМ) усуває недоліки як базової, так і колекторної модуляції, оскільки базова модуляція має низький ККД, а колекторна потребує потужного модулятора. Практична схема автоматичної колекторної модуляції представлена на рис.6.13.

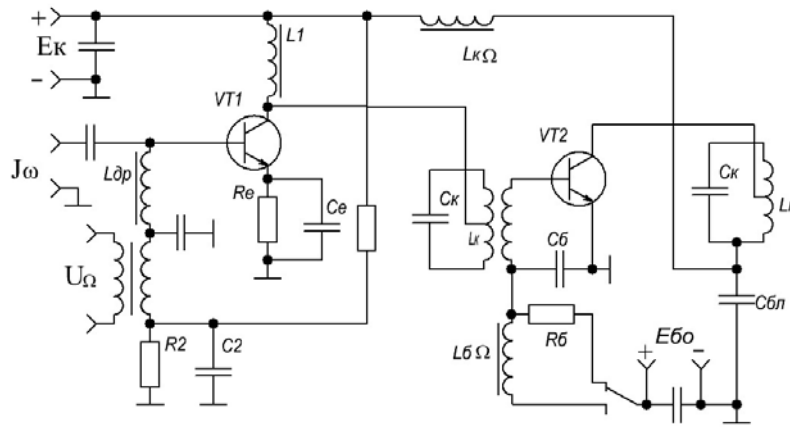


Рис. 6.13. Схема автоматичної колекторної модуляції.

Первинна модуляція здійснюється в передвихідному каскаді. Для зниження потужності модулятора в вигляді первинної амплітудної модуляції використовується базова модуляція на VT1. Промодульовані по амплітуді радіочастотні коливання поступають на вхід кінцевого каскаду на VT2. У вихідне коло кінцевого каскаду ввімкнений елемент автомодуляції – низькочастотний дросель $L_{K\Omega}$, а в коло бази – схема зміщення R_6C_6 .

Фізичні процеси в схемі протікають таким чином. Модулююча напруга з виходу модулятора U_Ω подається на базу попереднього каскаду на VT1. Напруга у колі база-емітер змінюється по закону зміни модулюючої напруги. Тому в каскаді здійснюється базова модуляція зміною напруги зміщення. У контурі, ввімкненому у колекторне коло VT1, виділяється промодульована напруга радіочастоти, яка поступає в коло бази кінцевого каскаду на VT2. На низькочастотному дроселі $L_{б\Omega}$ виділяється напруга модулюючої частоти. Вона виявляється ввімкненою у коло бази транзистора VT2 послідовно з постійною напругою $E_{б0}$. Результуюча напруга у колі бази транзистора VT2 змінюється за законом модулюючої напруги, тобто, виявляється промодульованою. Зміна напруги на базі викликає зміну кута відсічки імпульса струму колектора транзистора VT2, а отже, і постійної складової струму колектора I_{K0} .

Змінюваний струм I_{K0} створює на низькочастотному дроселі $L_{K\Omega}$ напругу модулюючої частоти U_Ω , яка виявляється ввімкненою в коло колектора VT2 послідовно з напругою колекторного живлення E_K . Результуюча напруга на колекторі VT2 вихідного каскаду змінюється за законом модулюючої напруги. Таким чином, низькочастотний дросель $L_{K\Omega}$ забезпечує автоматичну колекторну модуляцію вихідного каскаду. Отже, первинна амплітудна модуляція напруги збудження в попередньому каскаді викликає у вихідному каскаді радіопередача з АКМ дві амплітудні модуляції зміною напруги зміщення на базу транзистора VT1 і зміною напруги на колекторі транзистора VT2.

Існують різні варіанти схем АКМ, наприклад, схеми, в яких модулююча напруга вводиться одночасно у вхідне коло попереднього і кінцевого каскадів. У таких схемах проходить підмодуляція попереднього каскаду, модуляція зміщенням вихідного каскаду. А для одержання автоматичної модуляції в колекторне коло вихідного каскаду повинні бути ввімкнені елементи автомодуляції.

Автоматичну колекторну модуляцію можна здійснити також зміною напруги зміщення в вихідному каскаді.

Амплітудна модуляція на другий затвор-стік використовується у випадку, коли режим каскаду радіопередавача змінюється від недонапруженого до перенапруженого, наприклад, при перестроєнні паралельного контура і зміни його опору. Статична модуляційна характеристика для цього виду амплітудної модуляції і практична схема представлені на рисунку 6.14.

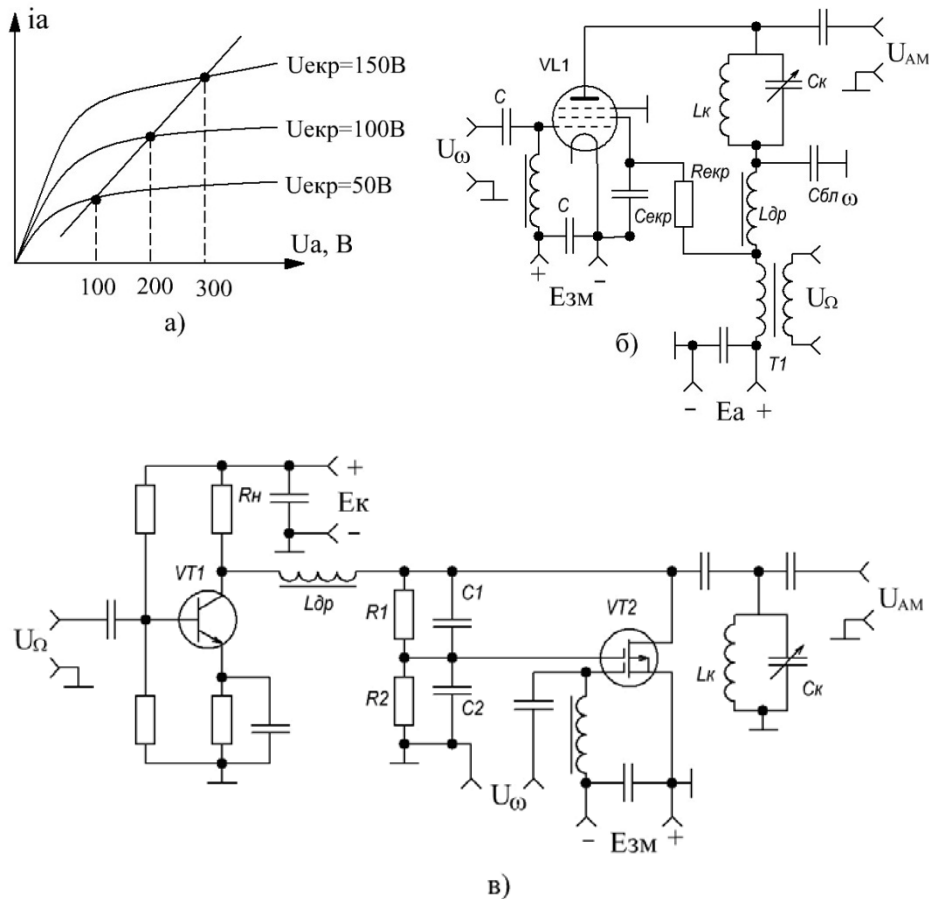


Рис. 6.14. Статична модуляційна характеристика та практичні схеми амплітудної модуляції на екранну сітку-анод та другий затвор-стік.

На рис.6.14а представлена СМХ для анодно-екранної модуляції. Напруга на аноді U_{Ω} змінюється, наприклад, через 100 В, а напруга на екранній сітці – через 50 В. Пропорційна одночасна зміна цих напруг дозволяє побудувати СМХ, яка має лінійну залежність. Тому при реалізації в активному елементі ГЗЗ режиму відсічки можливе одержання амплітудної модуляції при подачі одночасно керуючої напруги U_{Ω} на обидва електроди.

На рис.6.14б зображена схема анодно-екранної модуляції, де послідовно з джерелом анодної напруги E_A ввімкнений модуляційний трансформатор модулятора. При $U_{\Omega} = 0$ напруга анодного живлення через вторинну обмотку трансформатора і загороджуючий високочастотний дросель $L_{др}$ подається на анод і одночасно через $R_{екр}C_{екр}$ на екранну сітку. Подача U_{Ω} призводить до одночасної появи модулюючої напруги U_{Ω} на аноді і екранній сітці. При реалізації режиму коливаний II роду за рахунок подачі негативної $E_{ЗМ}$ на першу сітку з імпульсів

анодного струму контуром $L_k C_k$ виділяється перша гармоніка, а падіння напруги на контурі U_{AM} є амплітудномодульованим коливанням. Блокуючий конденсатор $C_{бло}$ закорочує нижній вивід контура на корпус по несучій частоті.

Аналогічний принцип дії в схемі амплітудної модуляції на другий затвор-стік, де використана паралельна схема стокового живлення двозатворного ПТ (рис.6.14в). При цьому може бути використана схема резистивного модулятора на VT1, колекторна напруга якого має постійну напругу і змінну модулюючу напругу при подачі на його вхід U_Ω , через високочастотний дросель $L_{др}$ ця напруга подається безпосередньо на стік VT2 і через активно-ємнісний дільник R1C1, R2C2 – на другий затвор. Резистивним дільником реалізується необхідна постійна напруга живлення другого затвору, а за допомогою ємнісного дільника може бути підібрана необхідна амплітуда напруги модуляції. Несуча напруга U_ω подається на перший затвор ПТ, в якому за допомогою негативної $E_{зм}$ реалізований режим відсічки, а паралельний контур $L_k C_k$ виділяє першу гармоніку.

В обох схемах умовно показано, що конденсатор C_k має змінну ємність, що, як було зазначено вище, дозволяє успішно реалізувати одержання амплітудної модуляції при зміні частоти несучої ω і зміні режиму активного елемента ГЗЗ від недонапруженого до сильноперенапруженого.

6.1.6 Амплітудна маніпуляція в схемі радіопередавача

Амплітудна маніпуляція (ручна амплітудна модуляція) в радіопередавачах використовується при реалізації телеграфного режиму. При цьому інформація передається спеціальним кодом Морзе чи Бодо, де кожна буква (знак) представляє собою деяку комбінацію радіоімпульсів різної тривалості (крапок і тире). В залежності від швидкості передачі цих телеграфних сигналів відрізняють різні режими:

- ручний (швидкість передачі 100 ... 180 знаків на хвилину телеграфним ключем);
- букводрукуючий (швидкість передачі 350 ... 400 знаків на хвилину за допомогою спеціального перетворювача букви у телеграфний код);
- швидкодіючий (швидкість передачі 600 ... 750 знаків на хвилину за допомогою спеціальної записуючої і відтворюючої апаратури).

При формуванні телеграфних сигналів радіопередавачем відрізняють два режими роботи: незатухаючу і тональну рис.6.15.

При незатухаючій роботі радіопередавача рис.6.15а, радіоімпульси $U_{пер}$, які випромінюються антеною, мають стабільну амплітуду. Тому при прийомі такого сигналу радіоприймачем форма вихідного сигналу $U_{пр}$ після детектора має вигляд відеоімпульсів з постійною амплітудою і відтворення таких сигналів на слух за допомогою гучномовця неможливо. Такий сигнал можна приймати на слух лише спеціальним радіоприймачем, де є гетеродин з частотою f_r . При прийомі сигналів радіопередавача з частотою f_c проміжна частота $f_{пр} = f_r - f_c$ повинна лежати в звуковому діапазоні.

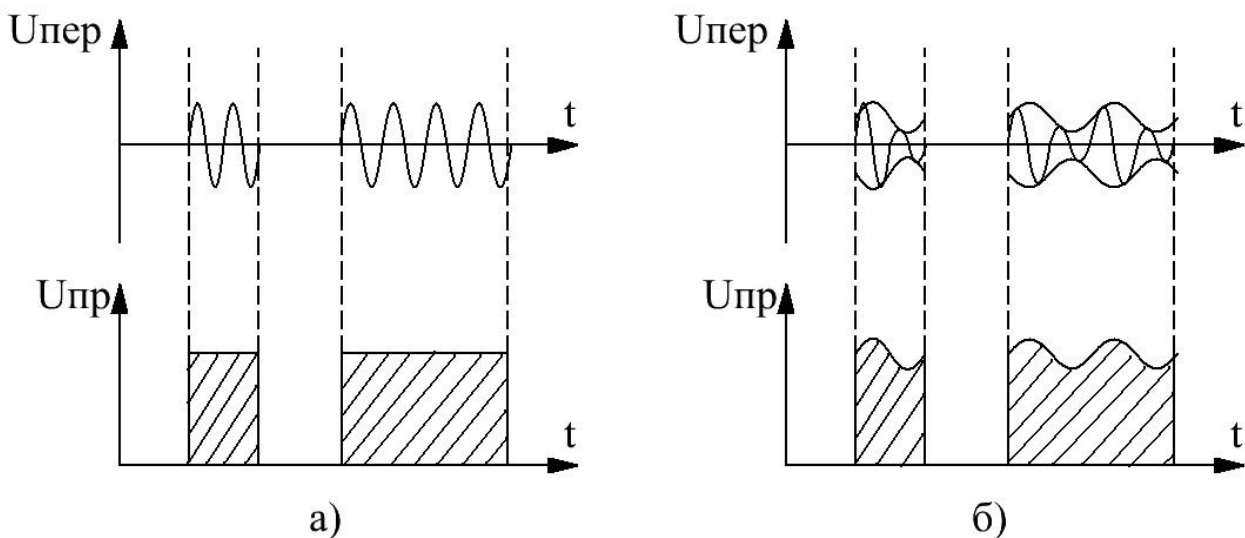


Рис. 6.15. Незатухаюча і тональна робота радіопередавача.

При тональній телеграфній роботі радіопередавача рис.6.15б радіоімпульси $U_{пер}$, які випромінюються антеною, додатково промодульовані по амплітуді напругою звукової частоти, тому форма вихідного сигналу детектора радіоприймача $U_{пр}$ має постійну і змінну складову, що дозволяє відтворити такий сигнал гучномовцем звичайного радіоприймача.

Телеграфний режим радіопередавача реалізується таким чином: формування телеграфного коду (крапок і тире) відбувається за допомогою телеграфного ключа чи іншого пристрою, коли з безперервного сигналу несучої частоти ω в одному з каскадів ГЗЗ формується точка чи тире (режим посилки) та інтервал між ними, коли каскад надійно закривається. Практичні схеми амплітудної маніпуляції зображені на рисунку 6.16.

У схемі ГЗЗ на польовому транзисторі (рис.6.16а), де показана лише вхідна частина схеми, несуча частота подається на затвор ПТ. При натиснутому телеграфному ключі (режим посилки) на затвор подається незначна напруга зміщення від джерела $E_{зм}$, який має резистивний дільник $R1R2$. У цьому випадку робоча точка 1 на перехідній характеристиці ПТ знаходиться на лінійній ділянці, у контурі ГЗЗ протікає стоковий струм. При віджатому телеграфному ключі вся негативна напруга $E_{зм}$ подається на затвор ПТ. Якщо він закритий, струм стоку не протікає (робоча точка 2), формується інтервал між точкою чи тире.

У схемі ГЗЗ на біполярному транзисторі (рис.6.16б) несуча частота подається на базу БТ. При натиснутому телеграфному ключі невелика позитивна напруга від дільника $R1R2$, двополярного джерела зміщення $E_{зм}$ подається на базу (робоча точка 1). У схемі протікає базовий і колекторний струм, здійснюється режим посилки сигналу. При віджатому телеграфному ключі негативна напруга від дільника $R3R4$ подана на базу (робоча точка 2). БТ закритий, струм через нього відсутній, формується інтервал між радіоімпульсами.

У схемі ГЗЗ на двозатворному польовому транзисторі (рис.6.16в) несуча частота подається на перший затвор, а телеграфний ключ ввімкнено в коло другого затвору.

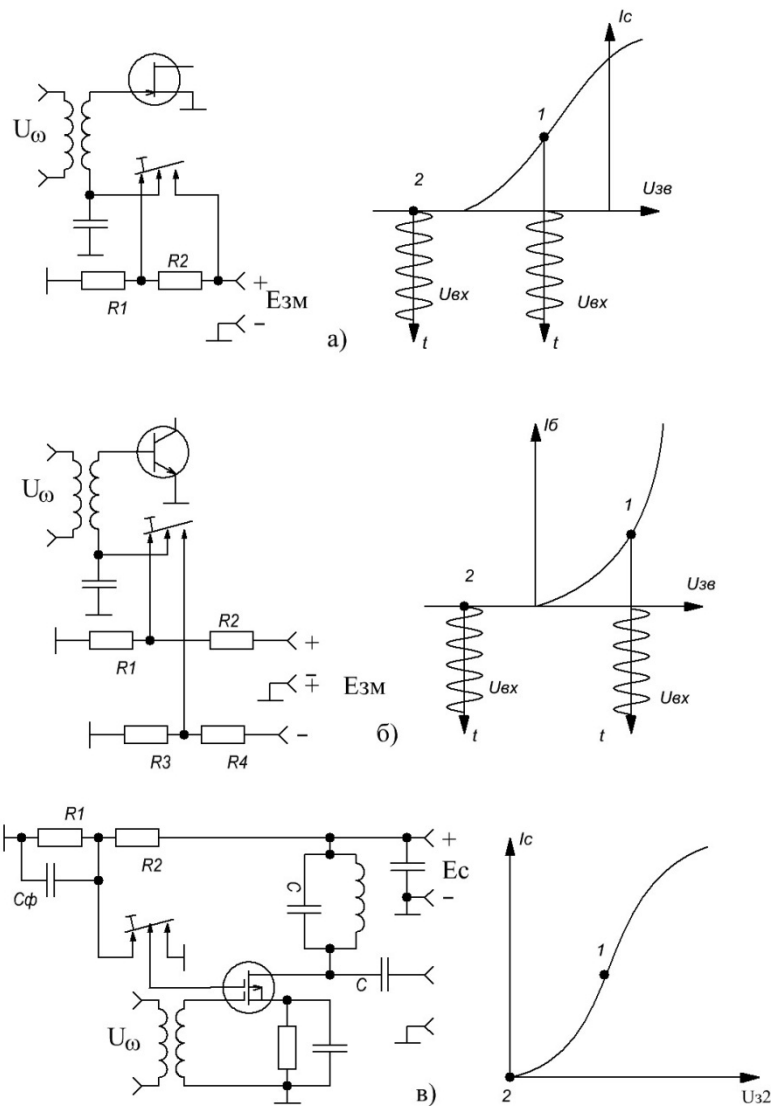


Рис. 6.16. Практичні схеми амплітудної маніпуляції.

Це дозволяє здійснити хорошу розв'язку між напругою U_{ω} та схемою управління радіоімпульсами. При натиснутому телеграфному ключі значна позитивна напруга від ділянки $R1R2$ подається на другий затвор (робоча точка 1), що викликає значний стоковий струм, який протікає по контуру, і реалізується режим посилки. При віджатому телеграфному ключі другий затвор замикається на корпус, стоковий струм відсутній (робоча точка 2), формується інтервал між радіоімпульсами.

Наведені вище схеми формування вихідного сигналу радіопередавача в телеграфному режимі не відображують весь багатий арсенал засобів, оскільки радіоімпульси можуть бути одержані зміною напруги і на інших електродах активних елементів, а іноді просто перериванням живлення каскаду. Однак вони мають переважне використання, оскільки комутуються слабоструміві ділянки ГЗЗ, які не потребують значної потужності управління і спеціальних схем іскрогасіння, як при перериванні сильнострумівих ділянок схеми.

При телеграфному режимі важливим є питання розрахунку смуги пропускання каскадів радіопередавача при визначеній швидкості передачі інформації.

Відомо, що смуга частот, яку займає послідовність радіоімпульсів (рис.6.17а) з тривалістю імпульса τ та періодом T визначається його тривалістю.

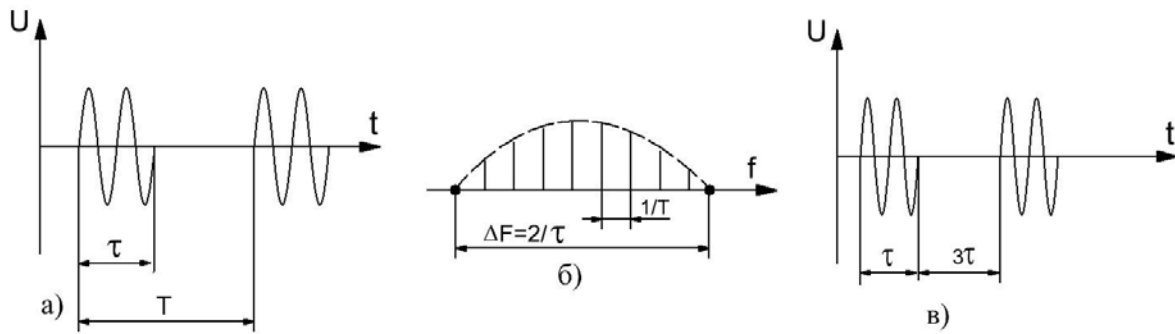


Рис. 6.17. Спектр радіоімпульса і визначення його смуги.

Якщо представити частотний спектр радіоімпульсів (рис.6.17б), то з теорії радіотехніки відомо, що він є лінійним спектром, де амплітуди складових частот змінюються по косинусоїді від частот $+1/\tau$ до $-1/\tau$, в інтервалі яких знаходиться. Їх основний енергетичний рівень (більше 90%), частотний інтервал між складовими частотами дорівнює $1/T$, для визначення смуги, яку займає послідовність радіоімпульсів, дорівнює $2/\tau$, тобто $f = 2/\tau$. Оскільки подальше дослідження залежності амплітуд складових спектра показує, що вони мають нульові амплітуди на частотах $\pm 2/\tau$, $\pm 3/\tau$ і т.д., але їх енергетичний рівень, як зазначалось вище, незначний. Тому основний спектр знаходиться в інтервалі частот або займає смугу частот $\Delta f = 2/\tau$, звідки видно, що, чим менша тривалість імпульсу (чи швидкість передачі телеграфного сигналу), тим більшу смугу займає спектр частот. Звичайно, контури каскадів радіопередавача повинні мати відповідну смугу пропускання для неспотвореної передачі радіоімпульсів.

При передачі інформації кодом Морзе буква "С" кодується трьома точками (рис.6.17в), тому передача цієї букви потребує найбільшої смуги пропускання радіопередавача. Необхідно зазначити, що інтервал між посилками (крапкою чи тире) дорівнює 3τ , а тире дорівнює $3T$.

Розрахунок необхідної смуги пропускання Δf в основному визначається проходженням букви "С". При швидкості передачі інформації кодом Морзе, наприклад, 240 знаків на хвилину, або 4 знаки за секунду розрахунок Δf проводиться так: одна точка займає інтервал τ , інтервал між ними 3τ , в букві "С" три точки з інтервалами, а при швидкості передачі 4 знаків в 1 секунду кількість інтервалів $(\tau + 3\tau) \cdot 4 = 48\tau$. Таким чином, тривалість інтервалу τ дорівнює $1/48$ сек., тобто $\tau = 1/48$. При необхідній смузі пропускання $\Delta f = 2/\tau$ величина

$$\Delta f = \frac{2}{1/48} = 96 \text{ Гц}$$
 Легко визначити максимальну швидкість передачі (кількість знаків за хвилину) при відомій смузі пропускання Δf . Наприклад, при $\Delta f = 200$ Гц при найбільш несприятливому випадку (передачі букви "С") по формулі $\Delta f = 2/\tau$ визначають: $200 = 2/\tau$; $100 = 1/\tau$, тобто, в 1 секунду передається 100τ . При передачі букви "С" $(\tau + 3\tau) \cdot 3 \cdot X = 100\tau$, де X – кількість знаків в 1 се-

кунду. Звідки $X = \frac{100\tau}{(\tau + 3\tau) \cdot 3} = 8$ знаків в 1 секунду, або 480 знаків на хвилину.

З цих простих розрахунків видно, що навіть при значних швидкостях передачі телеграфного сигналу смуга пропускання радіопередавача є незначною, що не створює труднощів в реалізації такого режиму. Тому дуже часто радіопередавачі, крім телефонного режиму (передача звукової інформації при допомозі мікрофону) мають телеграфний режим.

6.1.7 Односмугова передача

При аналізі потужності $P_{AM} = P_{\omega} (1 + \frac{1}{2} m^2)$ амплітудномодульованого коливання зазначалось, що лише незначна частина потужності витрачається на випромінювання корисної інформації, яка закладена в верхній і нижній боковій смузі. Значну частину потужності приходиться витратити на несучу частоту, яка ніякої інформації не несе. Тому ідея здійснення передачі на одній боковій смузі (ОБС) виникла дуже давно і запропонована ще Шулейкіним, який в 1914 році зробив аналіз амплітудно модульованого коливання. Ідея передачі інформації на ОБС полягає в тому, що в схемі радіопередавача з амплітудною модуляцією спочатку усувають несучу частоту ω , а потім і одну з бокових смуг (нижню бокову смугу), а випромінюють лише верхню бокову смугу (рис.6.18а).

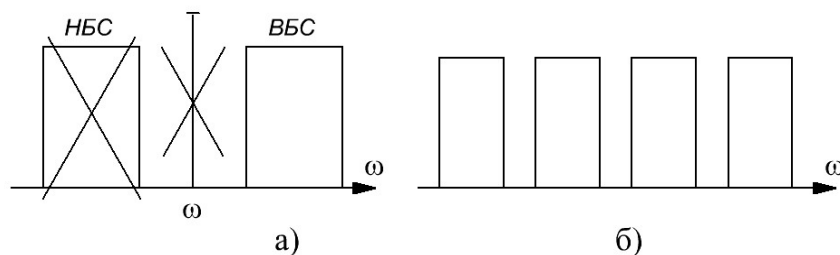


Рис. 6.18. Формування ОБС у радіопередавачі.

Здійснення такої передачі дозволяє:

- різко збільшити корисну потужність випромінювання переданої інформації (адже несуча частота і частоти одної з бокових смуг вже не випромінюються); звичайно в радіоприймачі приходиться відновлювати як несучу, так і подавлену одну бокову смугу, що ускладнює його конструкцію;

- зменшити смугу пропускання каскадів радіопередавача, що підвищує коефіцієнт підсилення каскадів із-за збільшення добротності їх контурів, а також збільшити співвідношення сигнал/шум, оскільки значно менше складових шуму потрапляє в робочу смугу. Теоретичні викладки показують, що при цьому можна збільшити потужність випромінювання в 16 разів;

- збільшити щільність каналів радіопередавача більше, як в два рази (рис.6.18б).

Необхідно відзначити, що професіональний радіозв'язок в основному ведеться якраз на ОБС (магістральний, комерційний, спеціальний зв'язок) із-за зазначених вище переваг такої передачі. Лише радіомовлення ведеться при по-

вному амплітудномодульованому сигналі, оскільки в іншому разі схема і конструкція радіоприймача для прийому і обробки сигналу ОБС різко ускладнилася б, що приведе до подорожчання таких приймачів при величезній кількості їх випуску.

6.1.7.1 Балансні модулятори

Одним з найважливіших вузлів радіопередавача з ОБС є балансний модулятор (БМ), який дозволяє здійснити амплітудну модуляцію з одночасним усуненням несучої частоти.

Поширена схема балансного модулятора зображена на рис. 6.19а.

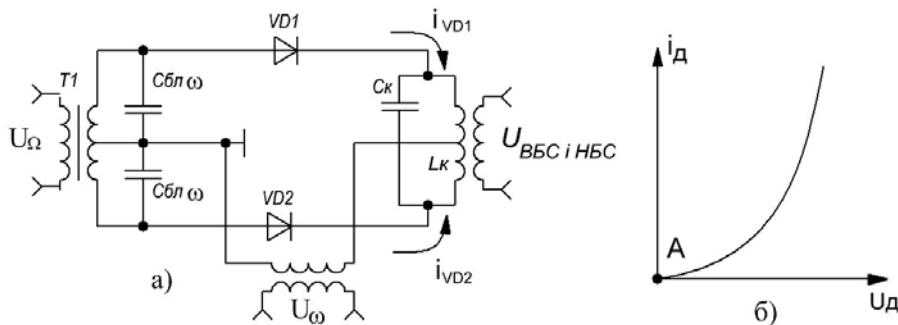


Рис. 6.19. Схема балансного модулятора на діодах і їх характеристика.

Як нелінійні елементи у схемі БМ використовуються високочастотні діоди VD1 і VD2. Якщо робоча точка A (рис.6.19б) вибрана при $U_d = 0$, то подача напруги викликає струм $i = a_0 + a_1U + a_2U^2 + \dots$, де a_0 , a_1 , a_2 – коефіцієнти, які визначають середню складову струму (a_0), пропорційну зміні струму (a_1) при проходженні прямолінійної ділянки характеристики, квадратичну змінну струму (a_2) при проходженні квадратичної ділянки характеристики.

На вхід схеми БМ подається напруга несучої частоти U_ω , яка прикладена до діодів VD1 і VD2 синфазно (оскільки блокуючі конденсатори $C_{бл\omega}$ є коротким замиканням для цієї частоти). Крім того, на схему БМ подається через низькочастотний модулюючий трансформатор T1, вторинна обмотка якого має заземлену середню точку, тому зняті з неї дві напруги U_Ω відносно корпусу рівні і протифазні. Навантаженням схеми є паралельний контур $L_k C_k$, настроєний на несучу – частоту ω і має достатню смугу пропускання при формуванні амплітудномодульованого коливання. З рис. 6.19а видно, що високочастотна напруга U_ω та низькочастотна напруга U_Ω відносно кожного з діодів ввімкнені послідовно, тому:

$$U_{VD1} = U_\omega \cos\omega t + U_\Omega \cos\Omega t;$$

$$U_{VD2} = U_\omega \cos\omega t - U_\Omega \cos\Omega t.$$

Оскільки струми обох діодів у навантаженні $L_k C_k$ протікають назустріч один одному, то сумарний струм $i_\Sigma = i_{VD1} - i_{VD2}$.

Підставляючи напруги, прикладені до діодів U_{VD1} і U_{VD2} в формулу для струмів i_{VD1} і i_{VD2} , одержимо:

$$i_{\Sigma} = i_{VD1} - i_{VD2} = a_0 + a_1(U_{\omega} \cos \omega t + U_{\Omega} \cos \Omega t) + a_2(U_{\omega} \cos \omega t + U_{\Omega} \cos \Omega t)^2 -$$

$$- [a_0 + a_1(U_{\omega} \cos \omega t - U_{\Omega} \cos \Omega t) + a_2(U_{\omega} \cos \omega t - U_{\Omega} \cos \Omega t)^2]$$

$$i_{\Sigma} = 2a_1 U_{\Omega} \cos \Omega t + 2a_2 U_{\omega} U_{\Omega} [\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t].$$

Аналізуючи цей вираз для струму i_{Σ} , можна зазначити таке:

- струм складається з двох складових – низькочастотної з частотою Ω та високочастотної з частотами $(\omega + \Omega)$ та $(\omega - \Omega)$;
- оскільки контур $L_k C_k$ настроєний на несучу частоту ω , то низькочастотна складова струму на контурі не виділяється;
- якщо контур має необхідну смугу пропускання, то на ньому виділяються струми з частотами $(\omega + \Omega)$ та $(\omega - \Omega)$;
- частоти $(\omega + \Omega)$ та $(\omega - \Omega)$ є не що інше, як верхня бокова і нижня бокова частоти амплітудномодульованого колювання, що говорить про те, що в схемі БМ здійснена амплітудна модуляція;
- у складі струму відсутня складова з частотою ω , що говорить про подавлення несучої частоти амплітудно модульованого колювання.

Таким чином, за допомогою БМ здійснена амплітудна модуляція при подачі несучої частоти U_{ω} і керуючої частоти U_{Ω} з одночасним подавленням напруги несучої частоти. Зрозуміло, що при подачі низькочастотного спектра керуючої напруги з частотами $\Omega_{\min} \dots \Omega_{\max}$, на виході БМ створюються верхня бокова смуга з частотами $\omega + \Omega_{\min} \dots \omega + \Omega_{\max}$ і нижня бокова смуга з частотами $\omega - \Omega_{\min} \dots \omega - \Omega_{\max}$.

Недоліком схеми БМ на діодах є незначний коефіцієнт передачі по напрузі ($K_U < 1$), так як діоди не дозволяють здійснити підсилення сигналу. Для усунення цього недоліку в схемі БМ використовують транзистори (рис. 6.20).

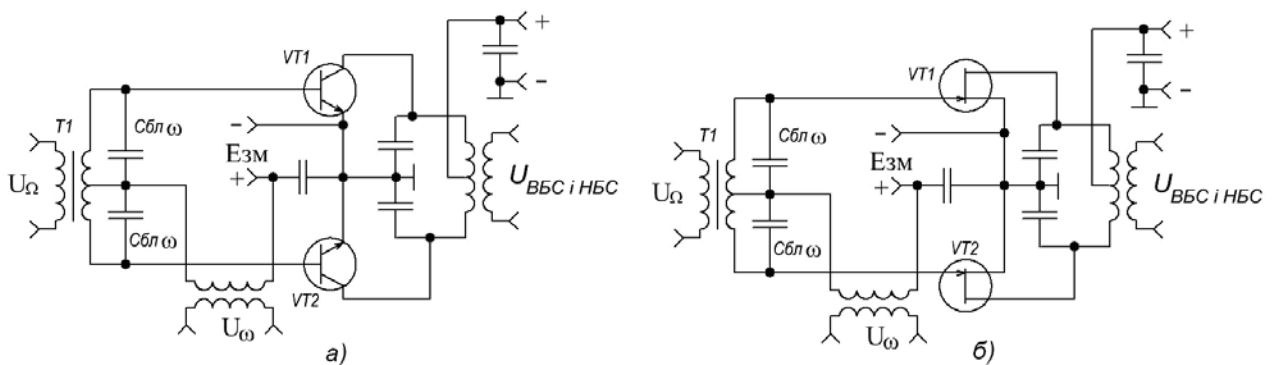


Рис. 6.20. Схеми балансних модуляторів на транзисторах.

Схема балансного модулятора на біполярних транзисторах VT1 і VT2 (рис. 6.20а) має модулюючий трансформатор Т1 з середньою точкою, із-за чого з його половинок знімаються рівні і протифазні напруги звукової частоти U_{Ω} , послідовно з якими ввімкнена високочастотна напруга U_{ω} несучої частоти. Транзистори за допомогою $E_{зМ}$ поставлені в режим відсічки, реалізуючи їх нелінійний режим. Оскільки БМ є фактично двотактною схемою, то вона має контур навантаження, який настроєний на несучу частоту ω , виділяючи нижню і верхню бокові смуги.

Аналогічна схема БМ на польових транзисторах (рис.6.20б), в якій нелінійний режим відсічки реалізований подачею на їх затвори необхідної величини негативної $E_{зм}$.

Дуже популярною в радіо та приладобудуванні є схема кільцевого модулятора (така схема широко використовується і в радіоприймальних пристроях як перетворювач частоти), яка, по суті, є двотактною схемою балансного модулятора (рис.6.21).

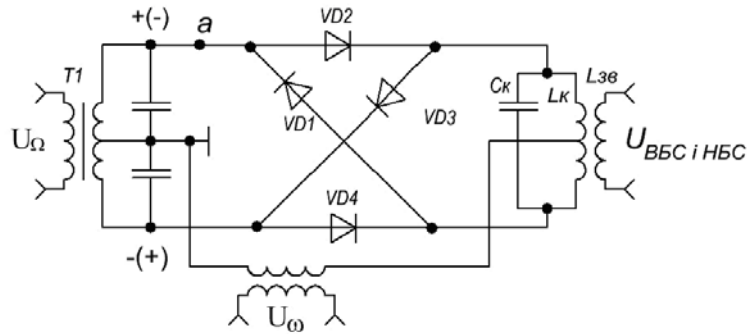


Рис. 6.21. Кільцева схема модулятора.

Відрізняється ця схема від БМ тим, що тут додатково ввімкнено ще два напівпровідникових діоди, які разом утворюють ніби кільце відносно одного з полюсів (точка a) вхідної напруги ($U_{\Omega} \pm U_{\omega}$), що не спричиняє короткого замикання цієї напруги. Неважко відмітити, що за наявності позитивної напруги точки a в схемі відкриті діоди $VD2$ і $VD3$, а отже, струм у навантаженні схеми $L_k C_k$ подвоюється. У наступний півперіод вхідної напруги (негативний потенціал точки a) відкриті діоди $VD1$ і $VD4$. Це дозволяє фактично у двотактній схемі балансного модулятора протікати струму діодів як у негативний так і позитивний півперіод вхідної напруги модулятора, що зумовлює подвоєння його коефіцієнта передачі до $K_{км} = 0,6...0,8$ (коефіцієнт передачі БМ на діодах $K_{бм} = 0,3...0,4$).

6.1.8 Методи формування односмугових сигналів

Як було вже зазначено вище, балансний чи кільцевий модулятор односмугового радіопередавача є основним елементом схеми, бо дозволяє здійснити амплітудну модуляцію і одночасно подавити несучу частоту ω . Таким чином, завданням подальших після модулятора каскадів радіопередавача є подавлення однієї з бокових смуг, підсилення виділеної смуги і випромінювання смуги її частот в ефір. Існують декілька методів формування односмугового сигналу, які викладені нижче.

6.1.8.1 Фільтровий метод

Суть фільтрового методу формування односмугового сигналу полягає в тому, що в схемі радіопередавача використовується каскад з високовибірним фільтром для виділення однієї з бокових смуг (рис.6.22а).

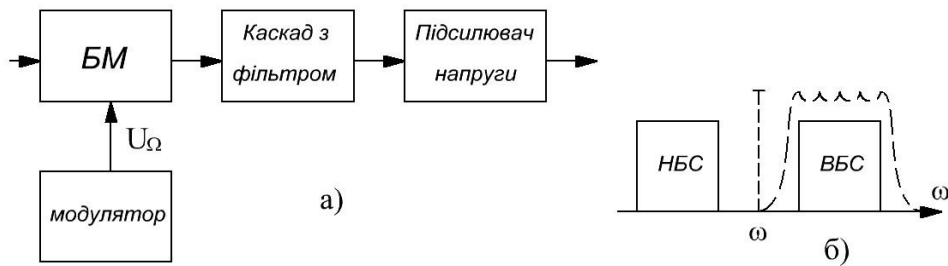


Рис. 6.22. Структурна схема частини радіопередавача з ОБС і приклад фільтрації однієї зі смуг.

При подачі на БМ несучої частоти ω і напруги управління U_{Ω} здійснюється амплітудна модуляція і подавляється несуча частота, унаслідок чого на виході БМ присутні сигнали нижньої і верхньої бокових смуг. Використання в схемі радіопередавача каскада з високовибірним фільтром (електромеханічним, кварцовим, п'єзофільтром, фільтром зосередженої селекції) дозволяє виділити, наприклад, верхню бокову смугу (рис.6.22б).

Необхідність таких фільтрів з практично прямокутною крутістю схилів резонансної характеристики пов'язано з тим, що частотний інтервал між НБС і ВБС при, наприклад, $\Omega_{\min} = 100$ Гц, складає всього 200 Гц, що потребує якостей вищезгаданих фільтрів.

Недоліком такої схеми радіопередавача є те, що з підвищенням несучої частоти (короткохвильовий чи ультракоткохвильовий діапазон) стає набагато важче відфільтровувати одну зі смуг, оскільки відносний інтервал між смугами зменшується. Тому в деяких схемах радіопередавачів ОБС для полегшення фільтрації однієї зі смуг використовують так званий метод багаторазового послідовного перетворення піднесучої частоти, або метод послідовної балансної модуляції. Структурна схема частини такого радіопередавача зображена на рис.6.23а.

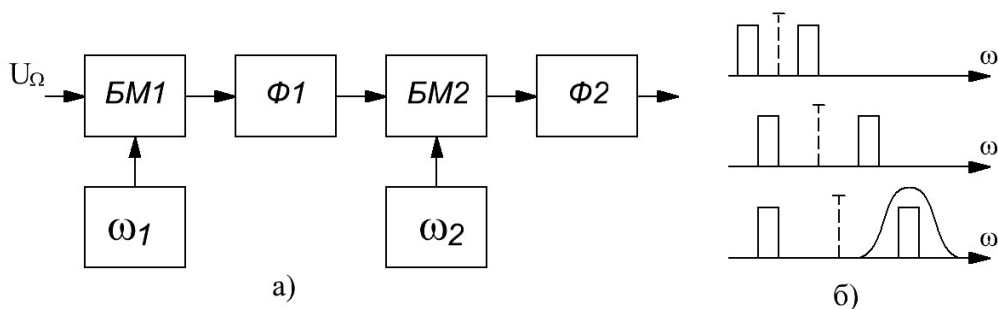


Рис. 6.23. Метод послідовної балансної модуляції.

Суть такого метода найбільш яскраво можна продемонструвати на конкретному прикладі. Нехай, наприклад, модулююча напруга U_{Ω} має інтервал частот $\Omega_{\min} \dots \Omega_{\max} = 100$ Гц...5 кГц. Якщо перша піднесуча $\omega_1 = 100$ кГц, то смуги частот після БМ1 займають такі межі: ВБС = 100,1 кГц...105 кГц, а НБС = 99,9 кГц...95 кГц. При низькій першій піднесучій частоті нижню бокову смугу неважко відфільтрувати фільтром Φ_1 , а нижню бокову смугу як керуючу

напругу подано на другий балансний модулятор БМ2, на який одночасно пода- на більша друга піднесуча частота ω_2 , наприклад, 5МГц. Тоді верхня бокова смуга після БМ2 буде мати інтервал частот 5100,1 кГц...5105 кГц, а нижня бо- кова смуга 4899,9 кГц...4895 кГц.

Таким чином, частотний інтервал між ВБС і НБС становитиме 200,2 кГц, що значно більше, ніж при ω_1 тобто, фактично ВБС і НБС виявились розсуну- тими на шкалі частот (рис.6.23б), що значно полегшує виділення однієї з боко- вих смуг простим фільтром, наприклад, простим паралельним контуром. Викор- истання ще одного ступеня балансного модулювання дозволить ще більше роз- сунути ВБС і НБС на шкалі частот і полегшити фільтрацію однієї смуги.

6.1.8.2 Фазокомпенсаційний метод

При цьому методі несуча частота ω і модулююча частота Ω подаються на схему балансного модулятора БМ1. Одночасно сигнали цих частот окремо по- даються на фазозсуваючу схему з фазовим зсувом $\varphi = 90^\circ$ (рис.6.24).

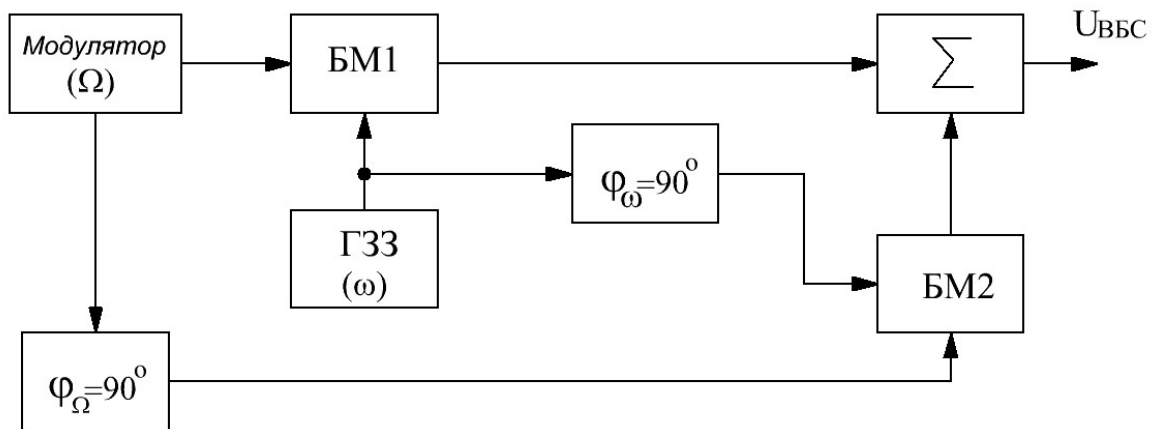


Рис. 6.24. Структурна схема частини радіопередавача ОБС при фазокомпенсаційному методі.

Фазозсуваючою схемою в найпростішому випадку може бути послідовна RC-схема, падіння напруг на елементах якої U_R і U_C зсунуті на 90° . Зсунуті на $\varphi = 90^\circ$ U_Ω і U_ω подаються на другий балансний модулятор БМ2. Вихідні на- пруги балансних модуляторів $U_{БМ1}$ та $U_{БМ2}$ подаються на суматор, яким може бути сумуючий підсилювач у вигляді, наприклад, двотактної схеми. На виході суматора виділяється одна з бокових смуг, яку легко показати, якщо звернутися до формул струму балансного модулятора (розділ 6.1.7.1).

$$i_{БМ1} = 4a_2 U_\omega U_\Omega \cos \omega t \cdot \cos \Omega t = 2a_2 U_\omega U_\Omega [\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t].$$

Оскільки складові струму БМ2 зсунуті на $\varphi = 90^\circ$, то струм $i_{БМ2}$ буде мати ви- гляд:

$$i_{БМ2} = 4a_2 U_\omega U_\Omega \cos(\omega t - 90^\circ) \cos(\Omega t - 90^\circ) = 4a_2 U_\omega U_\Omega \sin \omega t \cdot \sin \Omega t$$

$$i_{БМ2} = 2a_2 U_\omega U_\Omega [\cos(\omega + \Omega)t \cos(\omega - \Omega)t].$$

Після суматора, де $i_\Sigma = i_{БМ1} + i_{БМ2} = 4a_2 U_\omega U_\Omega \cos(\omega + \Omega)t$, на його виході існує тільки одна з бокових смуг, а саме, верхня бокова смуга. Таким чином,

цей метод дозволяє подавити одну з бокових смуг, виділивши другу бокову смугу. До недоліків цієї схеми відноситься складність одержання $\varphi_{\Omega} = 90^{\circ}$ для частот модулятора, оскільки коефіцієнт перекриття його дуже великий (наприклад, при $\Omega_{\min} \dots \Omega_{\max} = 100 \text{ Гц} \dots 10 \text{ кГц}$, $K_{\Pi} = 100$), тоді як для несучої частоти фазовий зсув $\varphi_{\omega} = 90^{\circ}$ здійснюється просто.

6.1.8.3 Фазофільтровий метод

При цьому методі використовується як компенсація попередньо зсунутих по фазі напруг, так і фільтри для виділення із амплітудномодульованого коливання однієї бокової смуги. На рис. 6.25 наведена структурна схема, яка пояснює цей метод перетворення односмугового сигналу.

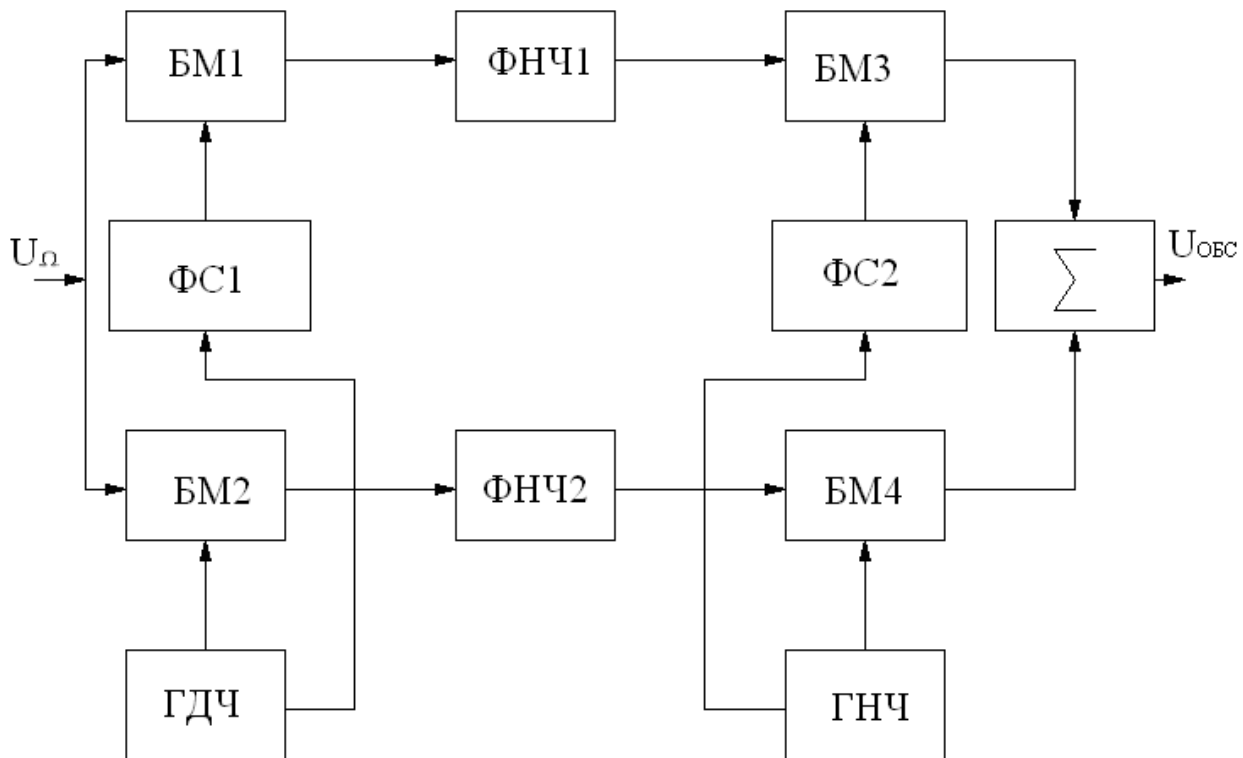


Рис. 6.25. Структурна схема формування односмугового сигналу при фазофільтровому методі.

На вхід БМ1 та БМ2 подається сигнал у вигляді двох низькочастотних напруг, які займають спектр від Ω_{\min} до Ω_{\max} (рис.6.26а).

У вигляді "несучої" частоти на два перших балансних модулятори БМ1 та БМ2 подаються зсунуті по фазі на 90° напруги з частотою, яка відповідає середній частоті сигналу $\Omega_0 = 1/2 (\Omega_{\min} + \Omega_{\max})$. Частота Ω_0 виробляється генератором допоміжної частоти (ГДЧ) і фазозсуваючою схемою (ФС) і здійснюється фазовий зсув 90° . Відповідно на виходах балансних модуляторів БМ1 та БМ2 одержують спектри частот, де допоміжна "несуча" частота Ω_0 подавлена (рис.6.26б). Після проходження фільтра нижніх частот (ФНЧ) нижня бокова смуга подавляється. Спектр сигналу після фільтрів нижніх частот буде мати вигляд, показаний на рис. 6.26в.

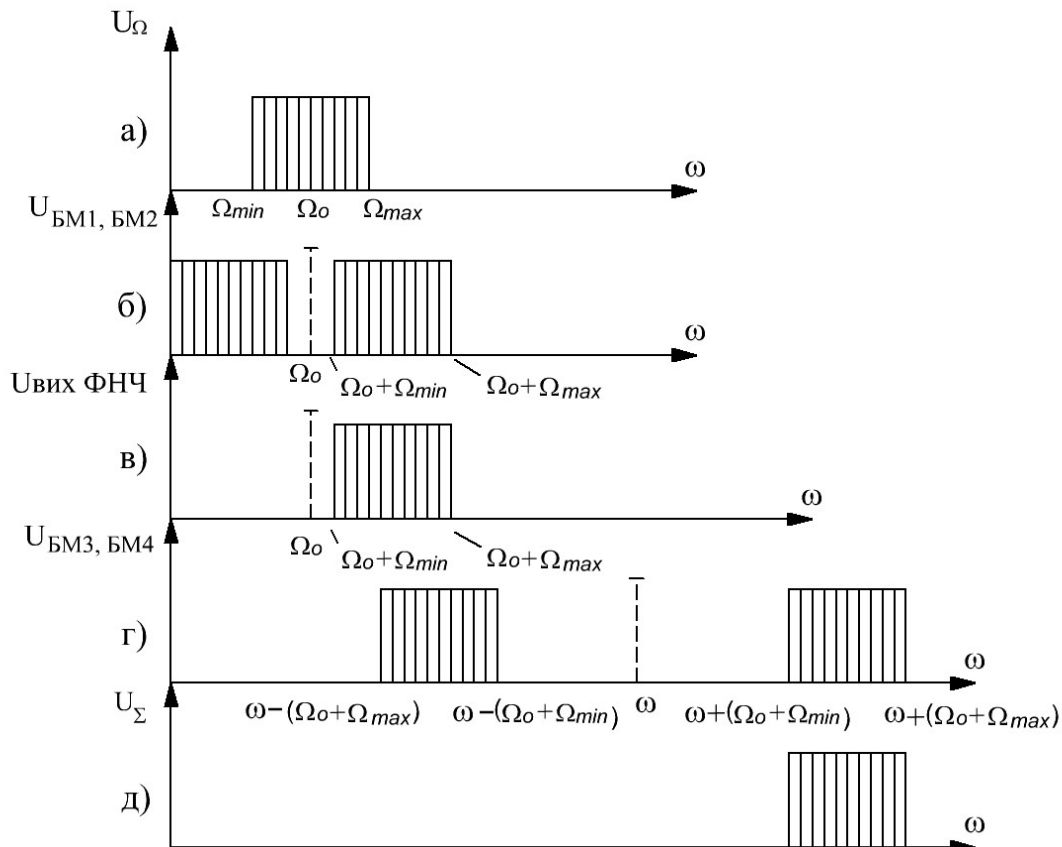


Рис. 6.26. Спектри сигналів при фазофільтровому методі.

На другу пару балансних модуляторів БМ3 та БМ4, окрім модулюючих напруг верхніх бокових смуг, зсунутих по фазі на 90° , подані напруги несучої частоти від генератора несучої частоти (ГНЧ), зсунуті по фазі на 90° одна відносно другої за допомогою фазозсуваючої схеми 2. Напруги на виходах БМ3 та БМ4 мають верхню і нижню бокові смуги і рознесені на шкалі частот на величину $2\Omega_0$ (як у випадку з багаторазовою модуляцією). Вихідні напруги $U_{\text{БМ3, БМ4}}$ зображені на рис.6.26г.

При складанні вихідних напруг БМ3 та БМ4 (як у випадку фазокомпенсаційного методу, де несуча частота і модулююча частота зсунуті на 90°) за допомогою суматора, виділяється верхня бокова смуга (рис.6.26д). Таким чином, проведені перетворення, по-перше, змінили несучу частоту (вона стала рівною $\omega + \Omega_0$) без втрати інформації у боковій смузі, що дозволяє в подальшому простим фільтром її виділити. Крім того, подавлення нижньої бокової смуги здійснюється фазокомпенсаційним методом.

Отже, фазофільтровий метод поєднує переваги обох методів, які дозволяють більш якісно виділити одну з бокових смуг.

6.2 Частотна модуляція

При частотній модуляції приріст частоти високочастотного коливання (несучої частоти ω) пропорційний приросту амплітуди модулюючого сигналу Ω . Графіки коливань при частотній модуляції наведені на рис.6.27а.

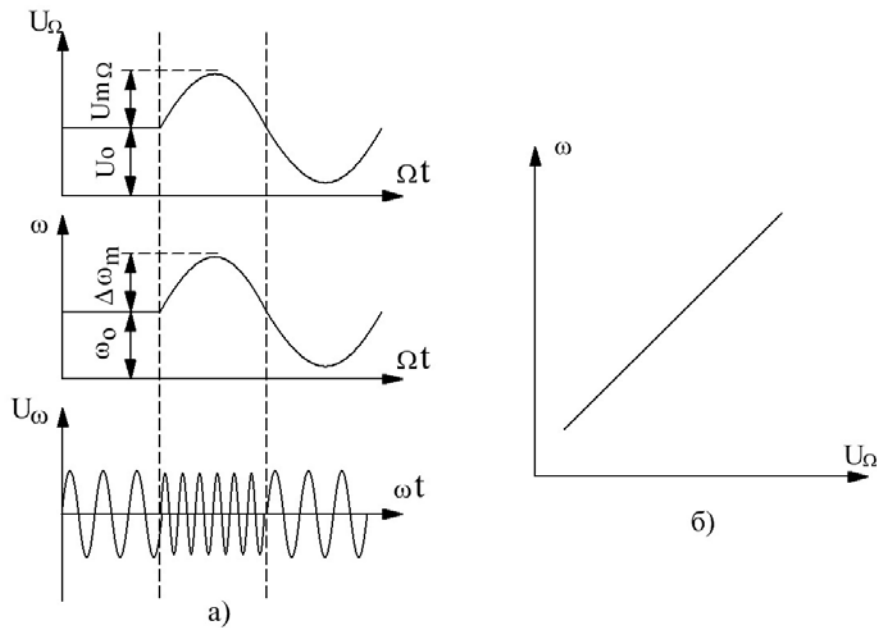


Рис. 6.27. Форми напруг при частотній модуляції і статична модуляційна характеристика.

За наявності моделюючої напруги з постійною складовою U_0 і амплітудою змінної напруги $U_{m\Omega}$ ($U_\Omega = U_0 + U_{m\Omega} \cos \Omega t$) частота також змінюється пропорційно, маючи постійну її величину ω_0 і амплітуду зміни частоти $\Delta\omega_m$ ($\omega = \omega_0 + \Delta\omega_m \cos \Omega t$). Напряга частотномодульованого коливання U_ω при збільшенні амплітуди U_Ω має більшу частоту, при зменшенні U_Ω – меншу. Статична модуляційна характеристика при частотній модуляції (рис. 6.27б) повинна, згідно вище наведеному формулюванню, при зміні моделюючої напруги U_Ω мати пропорційну зміну несучої частоти ω .

6.2.1 Спектр і смуга частотномодульованого коливання

Відомо, що спектр частотномодульованого коливання визначається кількома критеріями, які визначають його спектральний склад і амплітуди складових спектра (математичні викладки тут упушені). На відміну від амплітудної модуляції частотномодульоване коливання теоретично має нескінченний спектр складових з частотами:

$$U = U_m \left[j_0 \cos \omega t + j_1 \cos(\omega + \Omega)t - j_1 \cos(\omega - \Omega)t + j_2 \cos(\omega + 2\Omega)t - j_2 \cos(\omega - 2\Omega)t + \dots \right]$$

Амплітуди складових визначаються функціями Бесселя першого роду $j_0, j_1, j_2, j_3, \dots$, які вибираються з графіків залежності цих функцій від індекса частотної модуляції m_f . Частотний спектр має несучу частоту ω , першу пару бокових з частотами $(\omega + \Omega)$ та $(\omega - \Omega)$, другу пару бокових з частотами $(\omega + 2\Omega)$ та $(\omega - 2\Omega)$ і т.д. Смугу, яку займає спектр частотномодульованого коливання, обмежують тією парою бокових частот, яка має амплітуду менше $0,1U_m$.

Виходячи з цього, смуга частотномодульованого коливання визначається

формулою $\Delta\omega = 2\Omega(m_f + 1)$. Індекс частотної модуляції m_f визначається відношенням девіації частоти $\Delta\omega_m$, до частоти модуляції Ω : $m_f = \Delta\omega_m/\Omega$, а смуга $\Delta\omega$ через девіацію $\Delta\omega_m$ визначається (якщо індекс частотної модуляції $m_f \gg 1$): $\Delta\omega = 2\Delta\omega_m$.

6.2.2 Схеми частотної модуляції в радіопередавачах

Метод здійснення частотної модуляції в схемах радіопередавачів здійснюється, як правило, в автогенераторі. Зміна його частоти відбувається методом ввімкнення паралельно його контуру керуючої індуктивності чи ємності, в результаті чого частота генерації автогенератора змінюється пропорційно зміні керуючої напруги (рис.6.28).

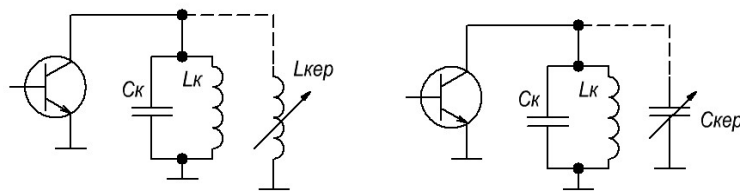


Рис. 6.28. Метод здійснення частотної модуляції в автогенераторі.

6.2.2.1 Частотна модуляція на варикапах

У цих схемах у вигляді керуючої ємності контура автогенератора використовується варикап (рис.6.29).

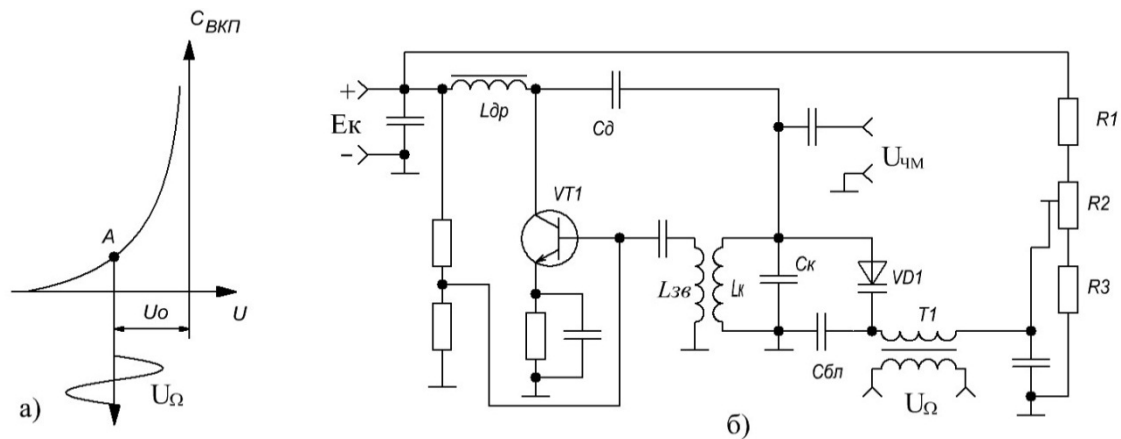


Рис. 6.29. Характеристика варикапа і практична схема частотної модуляції з використанням варикапа.

Ємність варикапа значно змінюється при зміні зворотної напруги на ньому (рис. 6.29а), тому під час вибору робочої точки *A* при напрузі U_0 і подачі змінної складової керуючої напруги U_Ω ємність варикапа буде змінюватись за законом керуючої напруги. Практична схема використання варикапа при частотній модуляції зображена на рис. 6.29б. Тут використовується автогенератор на біполярному транзисторі *VT1* з індуктивним зв'язком і паралельним живленням. Варикап *VD1* по змінній складовій струму через блокуючий конденсатор

$C_{\text{бл}}$ ввімкнений паралельно ємності контура $L_K C_K$. Послідовно з постійною напругою U_0 , яка реалізується дільником $R_1 R_2 R_3$, ввімкнена вторинна обмотка модулюючого трансформатора T_1 , тому поява на ньому U_{Ω} змінює загальну ємність контура генератора. Оскільки генерація можлива лише на резонансній частоті, то зміна ємності призводить до зміни частоти автогенератора, тобто, реалізації частотної модуляції, напруга якої $U_{\text{чм}}$ може бути знята з контура генератора. Така схема має незначну девіацію частоти, оскільки зміна ємності варикапа невелика.

6.2.2.2 "Реактивні" транзистори

"Реактивним" називається польовий чи біполярний транзистор з RC-схемою чи LR-схемою, який може виконувати роль керованої індуктивності чи ємності. Схемна побудова "реактивного" транзистора показана на рис. 6.30.

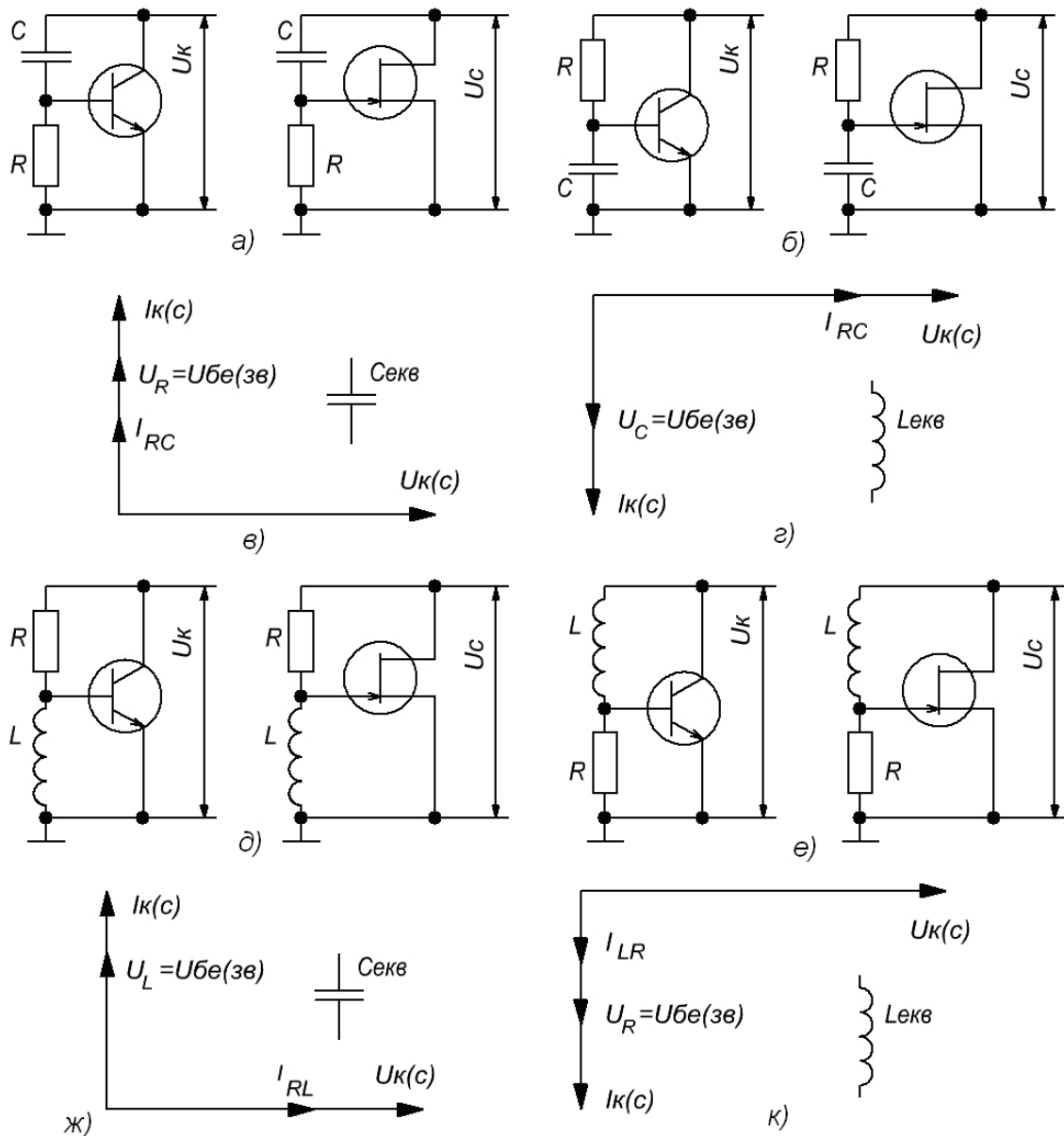


Рис. 6.30. Схеми "реактивних" транзисторів і їх векторні діаграми.

Виявляється, що звичайний біполярний чи польовий транзистор може виконувати роль еквівалентної ємності $C_{\text{екв}}$ чи еквівалентної індуктивності $L_{\text{екв}}$, якщо його додатково забезпечити RC-схемою чи LR-схемою, яка ввімкнена в коло бази (затвору).

На рис. 6.30а зображені "реактивні" транзистори на БТ та ПТ з RC-схемою в колі бази (затвору), які виконують роль еквівалентної ємності $C_{\text{екв}}$. Довести це можна за допомогою векторної діаграми (рис. 6.30в). Якщо між колектором-емітером (стоком-витоком) діє високочастотна змінна напруга $U_{\text{к(с)}}$ (нагадаємо, що "реактивний" транзистор вмикається паралельно коливальному контуру автогенератора), то ця напруга створює струм I_{RC} у послідовному з'єднанні. В "реактивному" транзисторі завжди діє співвідношення $1/\omega C \gg R$, наприклад, ємність $C \approx 3...10\text{пФ}$, опір якої $1/\omega C \approx 100...200\text{кОм}$, а $R \approx 1...2\text{кОм}$, тому струм I_{RC} в основному визначається опором ємності C і носить ємнісний характер, а I_{RC} випереджає $U_{\text{к(с)}}$ на 90° . Цей струм, протікаючи по R , створює на ньому падіння напруги $U_{\text{R}} = U_{\text{BE(ЗВ)}}$, яке співпадає по фазі з I_{RC} . Напруга на базі (затворі) в схемі з загальним емітером (витоком) створює в транзисторі струм $I_{\text{к(с)}}$, який в робочому діапазоні частот транзистора співпадає по фазі з напругою $U_{\text{BE(ЗВ)}}$. З векторної діаграми видно, що струм "реактивного" транзистора $I_{\text{к(с)}}$ випереджає його напругу $U_{\text{к(с)}}$, що відповідає фазовому співвідношенню векторів в ємності. Отже, "реактивний" транзистор, зображений на рис.6.30, виконує роль еквівалентної ємності $C_{\text{екв}}$.

На рис.6.30б зображені "реактивні" транзистори на БТ та ПТ, де, в порівнянні з попередньою схемою, змінені місцями R та C .

Векторна діаграма для цієї схеми зображена на рис.6.30г і будується таким чином. Відкладається вектор високочастотної напруги $U_{\text{к(с)}}$. Оскільки в схемі такого "реактивного" транзистора $R \gg 1/\omega C$ ($R \approx 100 \dots 200\text{кОм}$, а ємність $C \approx 0,1...0,5\text{мкФ}$, опір якої $1/\omega C \approx 1...2\text{кОм}$), то струм RC-схеми активний, тому I_{RC} співпадає по фазі з напругою $U_{\text{к(с)}}$. Падіння напруги на ємності $U_{\text{C}} = U_{\text{BE(ЗВ)}}$ відстає від струму I_{RC} на 90° . Напруга $U_{\text{BE(ЗВ)}}$ викликає синфазний струм I_{RC} , тому з векторної діаграми видно, що струм $I_{\text{к(с)}}$ відстає від напруги $U_{\text{к(с)}}$. Отже, "реактивний" транзистор, зображений на рис. 6.30б виконує роль еквівалентної індуктивності $L_{\text{екв}}$.

Аналогічно можна довести, що "реактивний" транзистор, зображений на схемі 6.30е, при умові $\omega L \gg R$, виконує роль еквівалентної індуктивності (векторна діаграма для нього приведена на рис.6.30к), а схема "реактивного" транзистора (рис.6.30д, при умові $R \gg \omega L$, виконує роль еквівалентної ємності (векторна діаграма зображена на рис 6.30ж). Потрібно зазначити, що такі схеми "реактивних" транзисторів з LR-схемою фактично не використовуються із-за конструктивних особливостей індуктивності (вона є коротким замиканням між електродами транзистора по постійній складовій струму, крім того, виконання, наприклад, умови $\omega L \gg R$ потребує значної кількості витків обмотки індуктивності, що конструктивно недоцільно).

Тому в практичних схемах радіопередавачів з частотною модуляцією використовують "реактивні" транзистори з RC-схемою.

6.2.2.3 Еквівалентні параметри "реактивних" транзисторів

Для числового визначення реактивності $C_{екв}$ чи $L_{екв}$ "реактивного" транзистора рівняння залежності вихідного струму польового чи біполярного транзистора:

$$i_{C(K)} = S U_{ЗВ(БЕ)} + \frac{1}{R_i} U_{C(K)}$$

Оскільки ця залежність визначає зміну струму $I_{K(C)}$ від зміни напруги $U_{ЗВ(БЕ)}$ і $U_{C(K)}$, то виходячи з форми вихідної характеристики ПТ чи БТ (вони фактично мають один вигляд), можна зробити висновок про те, що вихідний струм (його приріст) в основному визначається приростом напруги $U_{ЗВ(БЕ)}$, і дуже мало – приростом напруги $U_{C(K)}$ (рис. 6.31а).

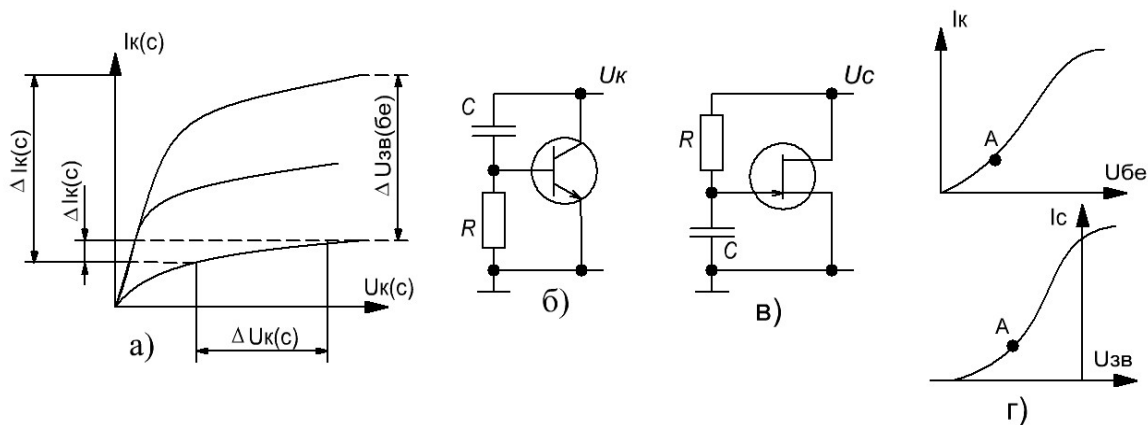


Рис. 6.31. Вихідні характеристики транзисторів, схеми "реактивних" транзисторів і вибір робочої точки на перехідних характеристиках.

Вищезгадане рівняння вихідного струму з достатньою достовірністю можна записати:

$$I_{C(K)} = S U_{ЗВ(БЕ)}$$

Для схеми "реактивного" транзистора у вигляді еквівалентної ємності (рис.6.31б) її опір $X_{C_{екв}}$ записується:

$$X_{C_{екв}} = \frac{U_{K(C)}}{I_{K(C)}}; \frac{1}{\omega C_{екв}} = \frac{U_{K(C)}}{I_{K(C)}}$$

Струм RC-схеми $1/\omega C \gg R$ визначається:

$$I_{RC} = \frac{U_{K(C)}}{R + 1/\omega C} \approx \frac{U_{K(C)}}{1/\omega C} = U_{K(C)} \cdot \omega C$$

Падіння напруги $U_R = U_{БЕ(ЗВ)} = I_{RC} \cdot R = U_{K(C)} \omega C R$

Струм $I_{K(C)} = S U_{БЕ(ЗВ)} = S U_K \omega R C$

Оскільки $\frac{1}{\omega C_{екв}} = \frac{U_{K(C)}}{I_{K(C)}} = \frac{U_{K(C)}}{S U_{K(C)} \omega C R}$, то $\frac{1}{\omega C_{екв}} = \frac{1}{S \omega C R}$, тоді $C_{екв} = S C R$, тобто ек-

івалентна ємність "реактивного" транзистора визначається його RC-схемою і крутістю транзистора. У практичних схемах частотної модуляції для синхронної зміни $C_{екв}$ при подачі модулюючої напруги змінюють крутість транзистора. Для цього робочу точку A необхідно вибрати на ділянці змитої крутості перехідної характеристики транзистора (рис.6.31г). Це, як правило, нижня ділянка перехідної характеристики, де крутість транзистора змінюється в значних межах.

Для схеми "реактивного" транзистора у вигляді еквівалентної індуктивності (рис.6.31в) її опір X_{Leek} записується:

$$X_{Leek} = \frac{U_{K(C)}}{I_{K(C)}}$$

$$\omega_{Leek} = \frac{U_{K(C)}}{I_{K(C)}}$$

Оскільки струм RC-схеми при $R \gg 1/\omega C$ визначається:

$$I_{RC} = \frac{U_{K(C)}}{R + 1/\omega C} \approx U_{K(C)} / R$$

Падіння напруги $U_C = U_{BE(3B)} = I_{RC} \cdot 1/\omega C$

$$I_{K(C)} = S U_{BE(3B)} = S \frac{U_{K(C)}}{R} \cdot \frac{1}{\omega C}$$

$$\omega_{Leek} = \frac{U_{K(C)}}{I_{K(C)}} = \frac{U_{K(C)}}{S U_{K(C)} / R \omega C} = \frac{R \omega C}{S}$$

$$L_{екв} = \frac{RC}{S}$$

Так, як в схемі "реактивного" транзистора, в вигляді, еквівалентної ємності, в цій схемі зміну $L_{екв}$ здійснюють зміною крутості транзистора.

Необхідно відзначити, що $C_{екв}$ та $L_{екв}$ "реактивних" транзисторів змінюється в значних межах, що дозволяє одержати необхідну девіацію частоти автогенератора радіопередавача.

6.2.2.4 Схеми частотної модуляції на "реактивних" транзисторах

Частотна модуляція на "реактивних" транзисторах здійснюється в схемі автогенератора, як правило, з послідовним живленням .

Пояснюється це тим, що реактивний транзистор одночасно повинен бути ввімкнений по змінній складовій струму паралельно коливальному контуру з одночасною подачею напруги живлення на колектор (стік) "реактивного" транзистора. Практичні схеми модуляції на "реактивних" транзисторах зображені на рис. 6.32.

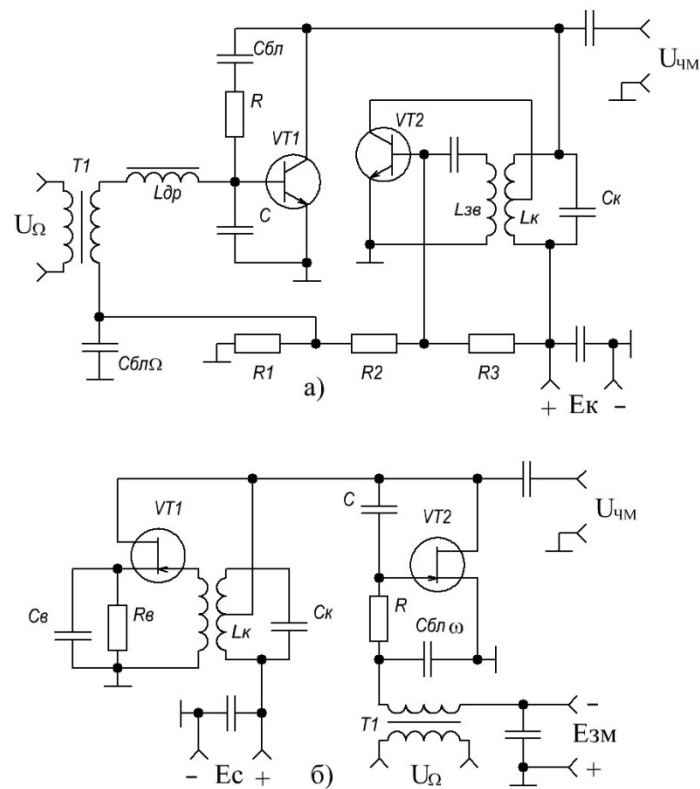


Рис. 6.32. Практичні схеми частотної модуляції з використанням "реактивних" транзисторів.

У схемі на біполярних транзисторах (рис.6.32а) використовується "реактивний" транзистор VT1 у вигляді еквівалентної індуктивності при RC-схемі в базовому колі ($C_{бл}$ є коротким замиканням по змінній високочастотній складовій струму і призначений для блокування бази VT1 по постійному струму). По змінній складовій струму "реактивний" транзистор VT1 (його ділянка колектор-емітер) ввімкнений паралельно коливальному контуру $L_k C_k$ автогенератора, який зібраний на VT2 по схемі з індуктивним зв'язком. Резистивним дільником $R_1 R_2 R_3$ вибирається робоча точка транзистора автогенератора VT2, а також "реактивного" транзистора VT1, де падіння напруги U_{R1} визначає робочу точку на ділянці змінної крутості. Напруга звукової частоти U_Ω подається на базу "реактивного" транзистора через модулюючий трансформатор T1 і загороджуючий дросель $L_{др}$, який призначений для усунення попадання високочастотної напруги в коло модулятора. Зміна індуктивності "реактивного" транзистора призводить до зміни резонансної частоти коливальної системи автогенератора, з якої знімається вихідна напруга частотної модуляції.

У схемі частотної модуляції на польових транзисторах (рис.6.32б) використовується "реактивний" польовий транзистор VT2 у вигляді еквівалентної ємності при RC-схемі в затворному колі ($C_{бл\Omega}$, закорочує нижній відвід опору R на корпус по змінній високочастотній складовій струму). Вибір робочої точки на ділянці змінної крутості здійснюється за допомогою джерела живлення $E_{зМ}$. Напруга модулятора U_Ω подається через модуляційний низькочастотний трансформатор T1. "Реактивний" транзистор (його ділянка стік-витік) ввімкнений паралельно коливальному контуру автогенератора $L_k C_k$, резонансна частота

якого змінюється при зміні амплітуди U_{Ω} . Вихідна напруга $U_{\text{чм}}$ знімається з коливального контура.

Можливі і інші схеми частотної модуляції з використанням "реактивних" транзисторів, у яких еквівалентна ємність чи індуктивність в основному створюється за допомогою RC-схеми, оскільки з конструктивних міркувань використання LR-схеми недоцільно.

6.2.3 Частотна маніпуляція в схемі радіопередавача

При частотній маніпуляції у відповідності до телеграфного коду змінюється частота несучих коливань. При натиснутому ключі антена радіопередавача випромінює коливання з однією несучою частотою f_1 при відпущеному ключі – з другою несучою частотою f_2 (рис.6.33а).

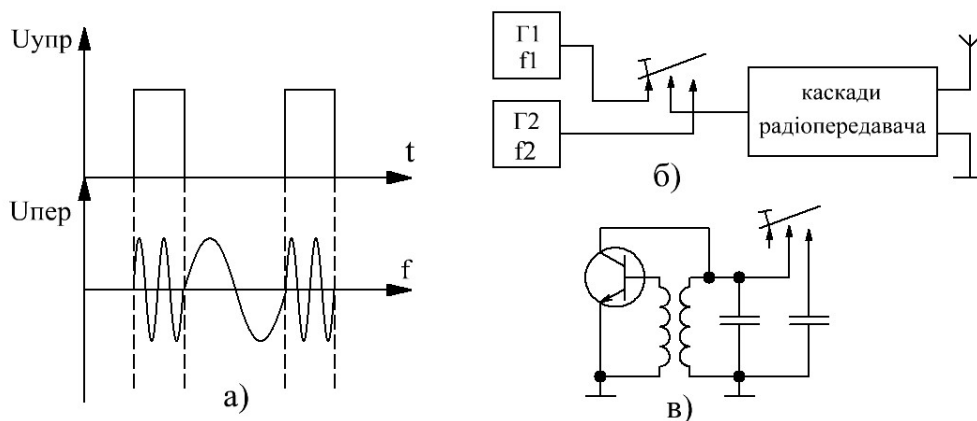


Рис. 6.33. Форма сигналу при частотній маніпуляції та практичні схеми її реалізації.

Під час натискання ключа випромінюється більш висока частота f_1 . При відпущеному ключі (режим паузи) випромінюється більш низька частота f_2 . Таким чином, при частотній маніпуляції антена радіопередавача завжди, як під час посилки, так і під час паузи, випромінює одну і ту ж енергію. Тому цей режим називається телеграфним з активною паузою. Різниця частот при натиснутому і відпущеному ключі $f_1 - f_2 = \Delta f$ називають зсувом частот. Девіація частоти Δf_{max} , тобто, максимальний відхил частоти від номінального (середнього) значення $f_{\text{ном}} = f_{\text{сер}} = 0,5(f_1 - f_2)$ дорівнює половині зсуву частот: $\Delta f_{\text{max}} = 0,5(f_1 - f_2)$.

Тому частотну маніпуляцію зі зсувом можна вважати частотною модуляцією, при якому коливання середньої частоти $f_{\text{ном}} = f_{\text{сер}}$ модулюється низькочастотними імпульсами $U_{\text{упр}}$ прямокутної форми з девіацією $\Delta f_{\text{max}} = 0,5(f_1 - f_2)$. Значення зсувів частот стандартизовані, причому, чим вище швидкість телеграфування, тим більший потрібний зсув частот і ширше смуга випромінювання. Спектр частот і його смуга при цьому не переважає сотень герц. Крім того, постійність амплітуди коливань дозволяє подавити амплітудні завади установкою обмежувача в радіоприймачі. Це забезпечує вигреш на стороні прийому, еквівалентний збільшенню потужності передавача в 4...9 раз у порівнянні з режи-

мом амплітудної маніпуляції. При частотній маніпуляції передавач працює повною потужністю безперервно і перехідні процеси при переході з однієї частоти на другу проявляються дуже мало, що зменшує створення телеграфних посилок і збільшує швидкість телеграфування. Реалізацію частотної маніпуляції можна здійснити методом перемикування генераторів з різними частотами f_1 і f_2 (рис.6.33б) або зміною параметрів коливального контура автогенератора (рис.6.33в), унаслідок чого його резонансна частота змінюється в режимі посилки і паузи.

6.3 Фазова модуляція

При фазовій модуляції приріст кута фазового зсуву високочастотного коливання несучої частоти пропорційний приросту амплітуди керуючого сигналу. Це і зображено на статичній модуляційній характеристиці (рис.6.34б).

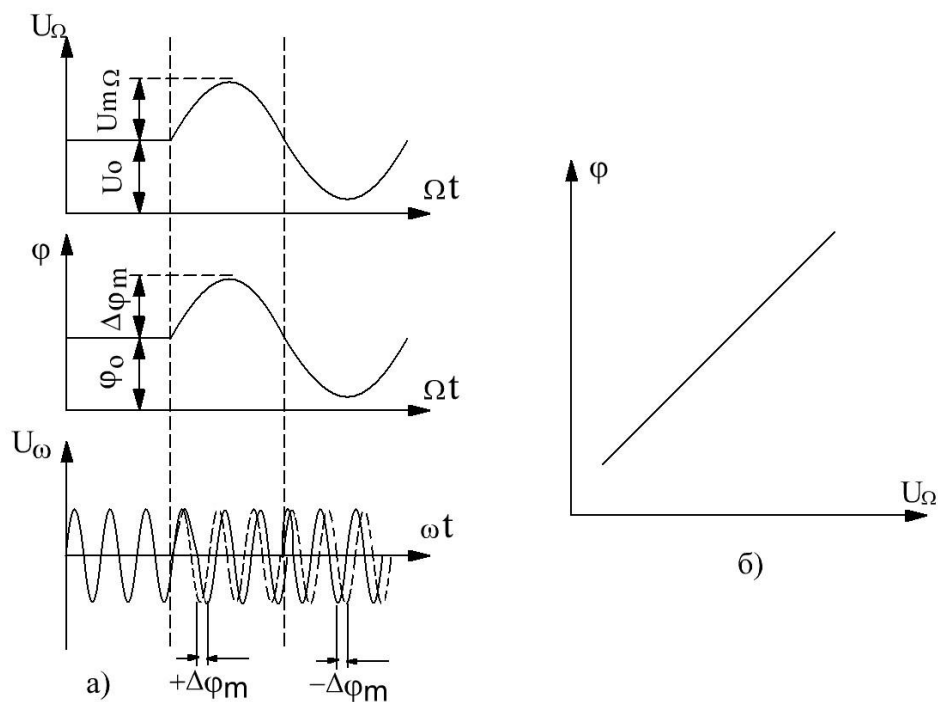


Рис. 6.34. Форми напруги при фазовій модуляції і статична модуляційна характеристика.

Якщо керуючий низькочастотний сигнал U_Ω має постійну складову напругу U_0 і змінну складову з амплітудою $U_{m\Omega}$ ($U_\Omega = U_0 + U_{m\Omega} \cos \Omega t$), то і кут зсуву φ змінюється пропорційно цій напрузі $\varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi \cos \Omega t$, тобто, має постійний фазовий зсув φ_0 і амплітуду фазового зсуву (девіацію зсуву) $\Delta\varphi_m$ (рис.6.34а). Тому і високочастотна несуча частота з напругою U_ω має постійний фазовий зсув, позитивний фазовий зсув $+\Delta\varphi_m$ (коли напруга випереджає по фазі початкову напругу, яка показана пунктиром), негативний фазовий зсув $-\Delta\varphi_m$ (коли напруга відстає по фазі від початкової напруги).

6.3.1 Спектр і смуга фазомодульованого колювання

Як і при частотній модуляції, спектр фазомодульованого колювання визначається тими ж критеріями, що визначають його спектральний склад і амплітуди складових спектра (математичні викладки тут упускаються). Фазомодульоване колювання теоретично також має нескінченний спектр складових із частотами:

$$U_{\omega} = U_m [I_0 \cos \omega t + I_1 \cos(\omega + \Omega)t - I_1 \cos(\omega - \Omega)t + I_2 \cos(\omega + 2\Omega)t - I_2 \cos(\omega - 2\Omega)t + \dots]$$

Амплітуди складових визначаються функціями Бесселя першого роду $I_0, I_1, I_2, I_3, \dots$, як визначається графіками залежності цих функцій від індекса фазової модуляції m_{φ} . Частотний спектр має несучу частоту ω , першу пару бокових частот з частотами $(\omega + \Omega)$ та $(\omega - \Omega)$, другу пару бокових з частотами $(\omega + 2\Omega)$ та $(\omega - 2\Omega)$, третю пару бокових з частотами $(\omega + 3\Omega)$ та $(\omega - 3\Omega)$ і так далі. Смуга фазомодульованого колювання реально обмежується тією парою бокових частот, яка має амплітуду менше $0,1U_m$. При фазовій модуляції (як і при частотній) індекс фазової модуляції $m_{\varphi} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$, а оскільки при цьому змінюється не тільки фаза, а і частота, то $\Delta\omega_m$ тут дорівнює добутку $\Delta\varphi_m$ і Ω , тобто, $\Delta\omega_m = \Delta\varphi_m \Omega$, тому $m_{\varphi} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} = \frac{\Delta\varphi_m \Omega}{\Omega} = \Delta\varphi_m$. Таким чином, тут індекс фазової модуляції $\Delta\varphi_m$ чисельно дорівнює девіації фази в радіанах. А це приводить до того, що смуга пропускання $\Delta\omega = 2\Omega(m_{\varphi} + 1)$, а при $m_{\varphi} \gg 1$ $\Delta\omega = 2\Omega m_{\varphi}$. Видно, що смуга пропускання пропорційно залежить від частоти модуляції Ω і є стабільною величиною на відміну від спектра ЧМ-колювання, що є значним його недоліком.

6.3.2. Схеми формування фазомодульованих колювань

Одним з основних елементів схем формування фазомодульованих колювань є високочастотні і низькочастотні фазозсуваючі схеми, які здійснюють визначений фазовий зсув колювань в деякому діапазоні частот або на фіксованій частоті. Найбільші труднощі виникають при конструюванні діапазонних фазообертачів, які працюють у відносно широкій смузі частот. Оскільки в практичних схемах є необхідність одержання двох напруг, які мають однакову напругу і зсунуті по фазі на визначений кут, до фазообертача пред'являють вимогу незалежності амплітуди вихідної напруги від частоти. Структурна схема фазообертача, яка складається з двох чотиріполіусників, представлена на рис. 6.35а.

Для забезпечення постійного фазового зсуву в визначеному діапазоні частот необхідно, щоб фазові характеристики чотиріполіусників, тобто, залежності фазового зсуву від частоти відповідало логарифмічному закону. Дійсно, якщо фазові характеристики чотиріполіусників:

$$\varphi_1 = a_1 + \ln K_1 \omega;$$

$$\varphi_2 = a_2 + \ln K_2 \omega,$$

де a_1, a_2, K_1, K_2 – постійні величини чотиріполіусників, то:

$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = a_1 - a_2 + \ln \frac{K_1}{K_2} = const$ тобто, різниця фаз між коливаннями чотириполюсників не залежить від частоти.

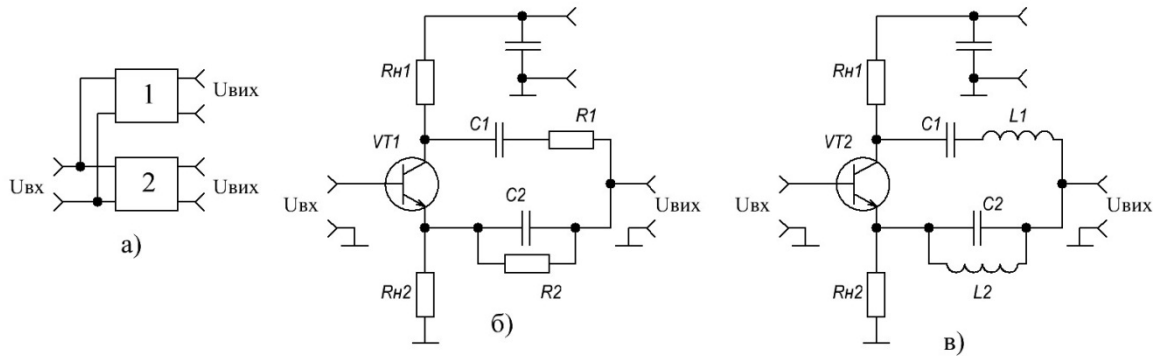


Рис. 6.35. Структурна і принципова схеми фазообертачів.

Практичне використання знаходять фазообертачі двох типів: фазообертачі типу RC, які створені комбінацією активних опорів і ємностей і фазообертачі типу LC, які складаються з індуктивностей і ємностей. Обидва типи фазообертачів використовуються як на низьких, так і на високих частотах.

Приведена на рис.6.35б схема чотириполюсника типу RC, яка при відповідному виборі елементів забезпечує в визначеній смузі частот залежність фазового зсуву від частоти, близьку до логарифмічної. Дві напруги, зсунуті по фазі на 180° в схемі фазоінверсного каскаду, подаються на послідовну і паралельну RC-схему.

Правильно розраховані елементи RC-схем дозволяють одержати необхідний сумарний фазовий зсув ($\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ – фактично різниця фазових зсувів із-за протифазності поданих на RC-схеми напруг), головним чином, на низьких частотах в робочому діапазоні частот.

Фазообертачі типу LC (рис. 6.35в) використовуються в основному на високих частотах, де у вигляді ємності може бути використаний варикап. Подача керуючої напруги на варикап приводить до зміни фази високочастотної (несучої) напруги, тобто, за допомогою цієї схеми можна реалізувати фазову модуляцію.

Необхідно, зазначити, що фазову модуляцію несучої частоти можна реалізувати використовуючи схеми частотної модуляції, оскільки зміна частоти завжди призводить до зміни фази – і навпаки. Такі схеми відомі, коли у вигляді елемента, який змінює частоту, використовується варикап чи "реактивний" транзистор. Недоліком таких схем є те, що одержана максимальна величина фазового зсуву в них незначна. Тому значний інтерес викликають спеціальні схеми фазової модуляції, які наведені нижче.

Фазова модуляція з використанням балансного модулятора і RC-схеми представлена на рис. 6.36а. Вона має високочастотний ГЗЗ як один з каскадів підсилення несучої напруги, у вихідне коло якого ввімкнена фазозсуваюча RC-схема.

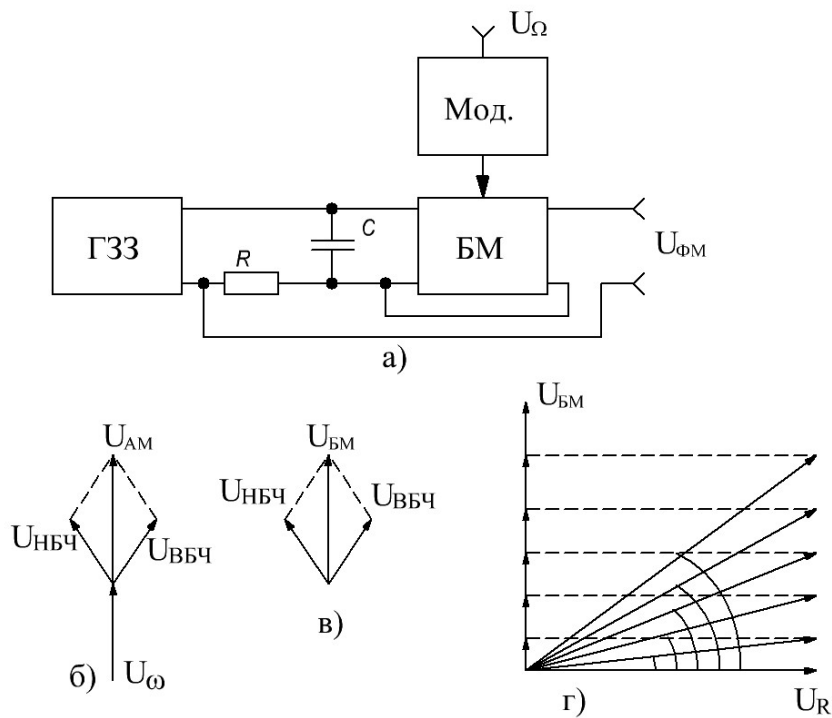


Рис. 6.36. Структурна схема фазової модуляції і векторні діаграми.

Несуча частота з виходу ГЗЗ подається на фазозсуваючу RC-схему, де напруги U_C і U_R зсунуті на 90° . Напруга U_C як несуча частота подається на вхід балансного модулятора БМ, куди одночасно з модулятора М подається низько-частотна керуюча напруга U_Ω . Як відомо, балансний модулятор проводить амплітудну модуляцію з одночасним подавленням несучої частоти. Якщо векторна діаграма повного амплітудномодульованого коливання має несучу частоту U_ω , верхню бокову частоту $U_{ВБЧ}$ і нижню бокову частоту $U_{НБЧ}$, які як векторна сума, дають вектор амплітудномодульованої напруги $U_{АМ}$ (рис.6.36б). Оскільки у вихідному сигналі БМ несуча частота відсутня, то векторна сума $U_{ВБЧ}$ і $U_{НБЧ}$ дає вихідну напругу $U_{БМ}$. Ця напруга пропорційно змінюється зі зміною U_Ω , оскільки $U_{ВБЧ} = U_{НБЧ} = 1/2mU_\omega$, а $m = U_\Omega/U_\omega$, то при малій величині U_Ω напруга $U_{БМ}$ буде малою, збільшення U_Ω призводить до пропорційного збільшення $U_{БМ}$. Оскільки U_C і U_R зсунуті на 90° , то і вектори $U_{БМ}$ і U_R , які ввімкнені послідовно, на векторній діаграмі (рис.6.36г) також зсунуті на 90° . Вектор U_R стабільний за величиною, тому $U_{БМ}$ змінюється зі зміною напруги, отже, неважко відмітити, що сумарний вектор $U_{ФМ}$, як векторна сума U_R і $U_{БМ}$, змінює свій кут зсуву пропорційно зміні U_Ω . Схема має значний максимальний фазовий зсув $\varphi \approx 18...20^\circ$.

Схема фазової модуляції Каменського-Зейтленка також використовує дві рівні і зсунуті по фазі на 90° напруги (наприклад, з RC-схеми), які подаються на два входи суматора (двотактна схема). Одночасно ці дві високочастотні напруги модулюються за амплітудою протифазними низькочастотними сигналами, які можуть бути зняті з вторинної обмотки модуляційного трансформатора, середня точка якого заземлена (рис.6.37а).

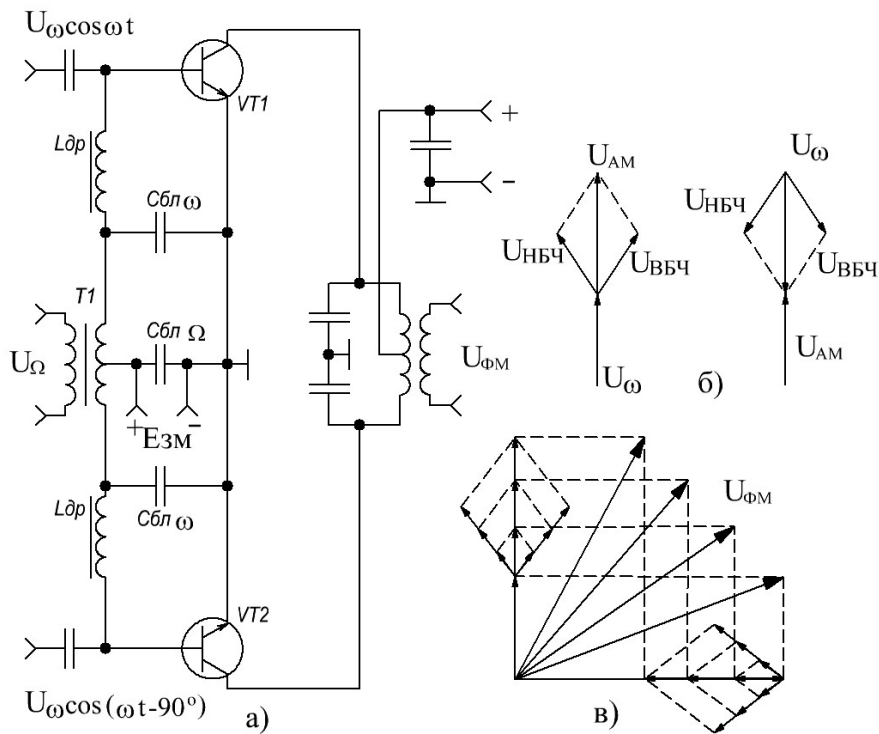


Рис. 6.37. Схема фазової модуляції Каменського-Зейтленка і векторні діаграми, які пояснюють її роботу.

На рис. 6.37б зображені векторні діаграми високочастотних напруг, поданих на входи плеч (транзистори VT1 і VT2), що модулюються протифазними напругами. Оскільки фазовий зсув між векторами несучих частот плеч має 90° , то векторна діаграма, вихідна напруга $U_{\text{ФМ}}$ якої є результатом суми напруг плеч, показує, що фазовий зсув цієї напруги зі збільшенням U_{Ω} збільшується. Пояснюється це тим, що зі збільшенням U_{Ω} збільшується вектор $U_{\text{АМ}}$ верхнього плеча і зменшується вектор $U_{\text{АМ}}$ нижнього плеча, а їх векторна сума змінює фазовий зсув вихідної напруги $U_{\text{ФМ}}$.

Схема має максимальний фазовий зсув до $30\dots36^\circ$ і використовується в радіопередавачах стаціонарного типу.

6.3.3 Фазова маніпуляція в схемі радіопередавача

При фазовій маніпуляції передача ведеться на одній частоті і з постійною амплітудою, однак фаза коливань у паузі змінюється відносно до фази коливань під час посилки, як і в випадку частотної маніпуляції, використання фазової маніпуляції дозволяє підвищити стійкість радіопередавача до дії заважаючих сигналів.

Величина, на яку відрізняються фази коливань у посилці і паузі, може бути різною. Найбільш простим випадком є зміна фази на 180° . При цьому спектр вихідного коливання нагадує за структурою спектр при амплітудній модуляції з подавленою несучою частотою.

При прийомі фазоманіпульованих коливань фаза їх порівнюється з фазою

такого ж коливання, але на другому інтервалі часу чи з фазою коливань опорного генератора. У цьому випадку стабілізація частоти опорного генератора здійснюється за прийнятим сигналом. Графіки фазомодульованого коливання зображені на (рис. 6.38.).

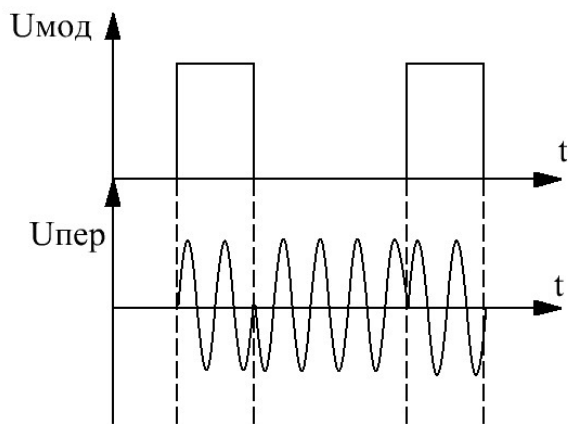


Рис. 6.38. Графіки коливань при фазовій маніпуляції.

Для здійснення фазової маніпуляції в найпростішому випадку можна використати властивість паралельного симетричного коливального контура, який є навантаженням двотактного ГЗЗ: напруги на його плечах відносно корпусу є протифазні (рис. 6.39а).

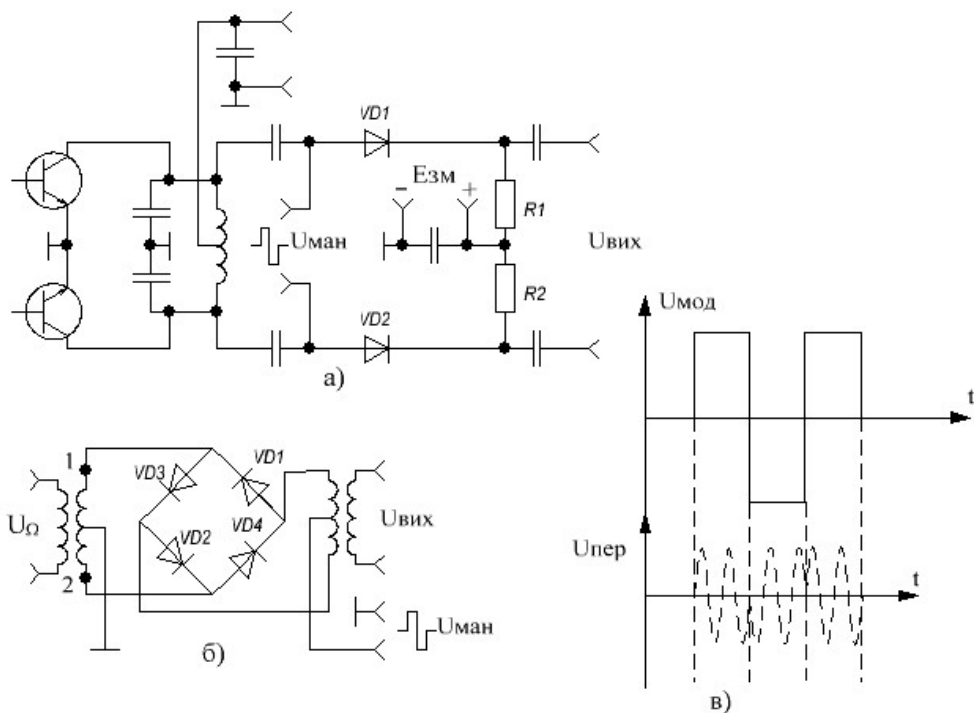


Рис. 6.39. Схеми фазової маніпуляції.

На контурі є напруга постійної амплітуди і частоти. Напруги на плечах контура зсунуті по фазі на 180° , оскільки середня точка контура заземлена по змінній складовій струму. Діоди VD1 і VD2 працюють у ключовому режимі. У вихідному положенні діоди VD1 і VD2 закриті напругою зміщення $E_{зм}$. При натиснутому ключі маніпулююча напруга $U_{ман}$, яка перевищує напругу змі-

щення E_{3M} , відкриває діод VD1, На вихід проходять коливання з верхнього плеча вихідного контура двотактного генератора. При відпусканні ключа маніпулююча напруга відкриває діод VD2 і на вихід маніпулятора поступають коливання з нижнього плеча з протифазною полярністю (рис.6.39в).

Використовується також схема, аналогічна кільцевій схемі балансного модулятора. Принцип побудови такої схеми показаний на рис.6.39б. Напруга несучої частоти U_{ω} тут подається на вхідний високочастотний трансформатор T1, а напруга комутації – до середніх точок трансформаторів T1 та T2.

У вихідному положенні комутуюча напруга від ключа не поступає, при цьому напруга несучої частоти також відсутня, бо цьому перешкоджає закрита пара діодів. В один із півперіодів напруга U_{ω} створює струм через діоди VD1 і VD2, а діоди VD3 і VD4 закриті. У другий півперіод струм протікає через діоди VD3 і VD4. На вихід напруга через закриті діоди VD1 і VD2 не поступає.

Напруга маніпуляції, яка вмикається ключем до середніх точок трансформаторів, відкриває два діоди. При подачі позитивної маніпулюючої напруги відкриваються діоди VD1 і VD2. При цьому постійний струм від джерела маніпулюючої напруги протікає через діоди VD1 і VD2 і обидві напівобмотки обох трансформаторів. Оскільки через напівобмотки трансформаторів ці струми протікають у протилежних напрямках, то магнітні потоки, які створюються цими струмами, взаємно компенсуються. Напруга несучої частоти створює струм через відкриті діоди VD1 і VD2: від точки 1 через VD1 первинну обмотку T2, діод VD2 до точки 2. У наступний період коливань радіочастоти струм пройде по тому ж шляху, але в протилежному напрямку, На виході створюється коливання радіочастоти. Тривалість випромінювання послідовки буде відповідати тривалості натиснення ключа.

При зміні полярності телеграфної послідовки струм від джерела маніпулюючої напруги протікає по колу: від плюса U_{MAN} до середньої точки трансформатора T1 через діоди VD3 і VD4 – до середньої точки трансформатора T2, до мінуса джерела маніпуляції. Струм радіочастоти пройде через відкриті діоди VD3 і VD4. При цьому пройде зміна фази струму радіочастоти на 130° . Таким чином вихідна радіочастотна напруга виявляється маніпульованою по фазі знакозмінною маніпульованою напругою.

6.4 Імпульсна модуляція

Імпульсна модуляція знаходить використання головним чином у діапазоні дециметрових і сантиметрових хвиль. Для генерування таких коливань цього діапазону використовуються генератори на лампових тріодах, клістри, магнетрони, лампи біжучої і зворотньої хвилі та інші типи генераторів. Такі радіопередавачі в основному використовуються в радіолокаційних системах (РЛС), які дають інформацію про віддалені об'єкти в повітрі і на землі шляхом послідовки електромагнітних коливань і прийому відбитих коливань від цих об'єктів.

6.4.1 Види імпульсних сигналів

Для передачі низькочастотного сигналу використовують періодичну послідовність прямокутних імпульсів, яка показана на рис. 6.40а.

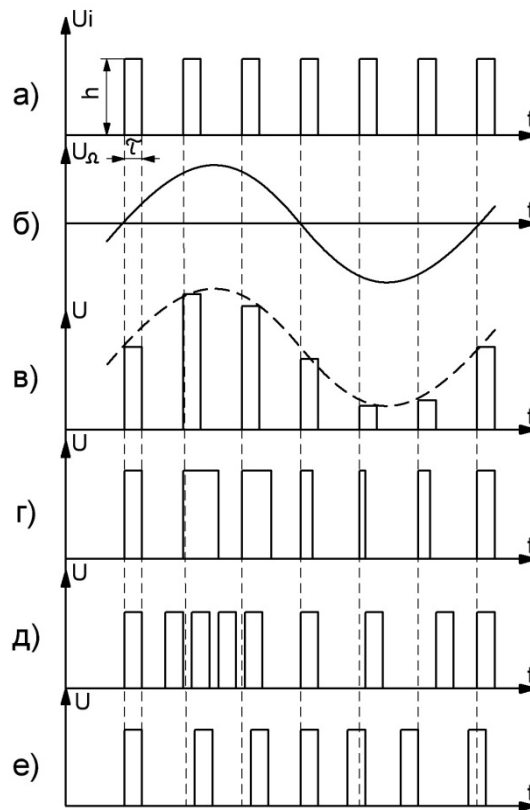


Рис. 6.40. Графіки імпульсних сигналів.

Ця послідовність імпульсів описується висотою імпульсу h , тривалістю імпульсу τ , частотою слідування імпульсів Ω , положенням імпульсів у часі відносно положення імпульсу немодульованої послідовності – фазою імпульсів. Тому, змінюючи один з параметрів імпульсу в відповідності з моделюючою функцією, можна виділити чотири види імпульсної модуляції: амплітудноімпульсну АІМ, широтноімпульсну (ШІМ), частотноімпульсну (ЧІМ) і фазоімпульсну (ФІМ).

На рис. 6.40б показано модулююче низькочастотне коливання. Якщо у відповідності з цим коливанням змінювати висоту h вихідної послідовності імпульсів, то реалізують АІМ (рис. 6.40в); якщо змінюється тривалість імпульсів, то одержують ШІМ (рис. 6.40г); якщо змінюють частоту слідування імпульсів, то створюється ЧІМ (рис. 6.40д); якщо проходить зміщення імпульсів відносно його вихідного положення, то одержується ФІМ (рис. 6.40е). На рис. 6.40 вертикальними пунктирними лініями (тактові точки) відмічені висхідні положення немодульованих імпульсів.

Імпульсну модуляцію використовують у сучасних системах радіозв'язку і радіотехнічних системах. В основному використовують системи з прямокутними короткими імпульсами, які працюють у діапазонах НВЧ.

6.4.2 Структурна схема і основні показники радіопередавача з імпульсною модуляцією

Схема імпульсного радіопередавача, що використовується в радіолокаційних системах (РЛС), будується зовсім за іншим принципом у порівнянні з радіопередавачем, наприклад, радіомовного призначення.

Структурна схема такого радіопередавача показана на рис. 6.41.

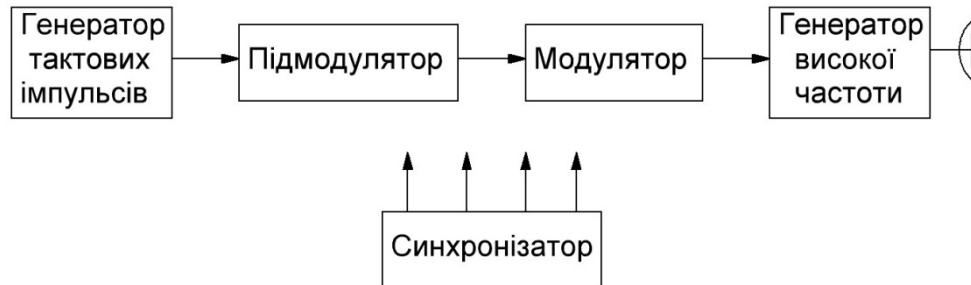


Рис. 6.41. Структурна схема імпульсного радіопередавача.

У цій схемі, відсутній традиційний канал несучої частоти, а випромінювачем високої частоти є електронний прилад з антенною системою. Цим електронним приладом, який працює в імпульсному режимі, є генераторні лампи, клістри, магнетрони, лампи біжучої і зворотньої хвилі. Вони забезпечують великий струм в імпульсному режимі. Для цього катод повинен мати великий струм емісії, який частіше всього забезпечується оксидними катодами, оскільки з них імпульсна емісія в десятки разів більше, ніж у безперервному режимі.

Значну частину такого радіопередавача займає імпульсний модулятор, який має у своєму складі генератор тактових імпульсів (ГТІ), що виробляє прямокутні імпульси з великою шпаруватістю. Найчастіше у вигляді ГТІ використовується блокінг-генератор, який працює в автоколивальному режимі з синхронізацією, підмодулятор підсилює ці імпульси до необхідної амплітуди, формує їх фронт і тривалість та по суті представляє собою імпульсний підсилювач. Підсилені імпульси поступають на модулятор, який є підсилювачем потужності цих імпульсів і забезпечує їх подачу на один з електродів лампи генератора високої частоти (ГВЧ). Важливим елементом схеми радіопередавача є так званий синхронізатор, який може бути спільним блоком і для радіоприймача. Він забезпечує тривалість і часове проходження імпульсів, найчастіше будується на основі кварцового генератора і забезпечує синхронізацію роботи приймача і передавача.

Основними показниками імпульсного радіопередавача є:

- потужність радіопередавача в імпульсі $P_{\text{ІМП}}$, яка може коливатися в межах від десятих долей вата до одиниць мегават в залежності від призначення радіопередавача.

- несуча частота струму випромінювання в імпульсі, яка лежить, як правило, в дециметровому чи сантиметровому діапазоні;

- тривалість радіоімпульса $\tau_{\text{ІМП}}$, яка в сучасних радіопередавачах в залеж-

ності від їх призначення може мати $\tau_{\text{ІМП}}$ в межах від десятих долей мікросекунд до кількох десятків мікросекунд;

– частота повторення імпульсів $F_{\text{ІМП}}$, яка лежить в межах одиниць-десятків кілогерц.

Крім вищезазначених показників, передавач РЛС характеризується стабільністю несучої частоти, коефіцієнтом корисної дії, стабільністю частоти радіоімпульсів і т.п.

6.4.3 Імпульсний модулятор з ємнісним накопичувачем

Це найбільш розповсюджена схема накопичувача в радіопередавачах РЛС. Вона передбачає використання накопичувальної ємності для одержання радіоімпульсу у високочастотному генераторі. Ця ємність може бути ввімкнена паралельно чи послідовно відносно генератора, що й обумовлює назву схеми накопичувача.

При паралельному ввімкненні накопичувальної ємності C (рис.6.42а) вона заряджається через обмежуючий резистор $R_{\text{ОБМ}}$ при розімкнутому електронному ключі ЕК до високої напруги E , якщо тактовий імпульс відсутній. Поява напруги тактового імпульса $U_{\text{ТИ}}$ призводить до замикання електронного ключа і ємність $C_{\text{НАК}}$ розряджається на опір $R_{\text{ГЕН}}$, який у даній схемі імітує потужний високочастотний генератор. Резистор $R_{\text{ОБМ}}$ обмежує струм заряду $C_{\text{НАК}}$, оскільки в момент ввімкнення схеми ($t = 0$) опір ємності дорівнює нулю.

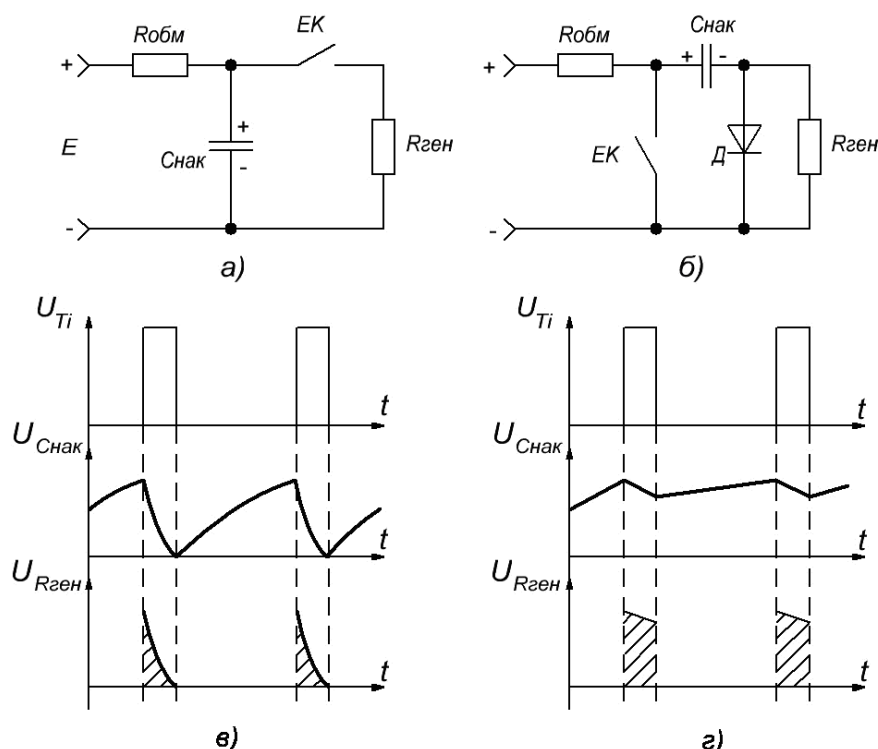


Рис. 6.42. Схеми ввімкнення накопичувальної ємності і форма напруги при повному і частковому розряді.

Аналогічно діє схема з послідовним ввімкненням накопичувальної ємності $C_{\text{НАК}}$ (рис.6.42б), де при розімкнутому електронному ключі ЕК вона заряджається-

ся через $R_{\text{обм}}$ і діод D , а при замиканні EK – розряджається через $R_{\text{ген}}$. Переваги чи недоліки схем будуть проаналізовані на практичних схемах, як і додаткове призначення діода D у послідовній схемі. На рис.6.42в,г показані форми напруги на накопичувальній ємності $U_{\text{Снак}}$ при її повному чи частковому розряді, а також форма напруги живлення високочастотного генератора $U_{\text{Рген}}$. Очевидно, що при частковому розряді $C_{\text{нак}}$ (рис.6.42г) форма напруги живлення $U_{\text{Рген}}$ більш прийнятна з точки зору постійної форми напруги в момент дії $U_{\text{тi}}$.

У практичних схемах у вигляді високочастотного генератора $R_{\text{ген}}$ використовують клістриони і магнетрони, причому, для магнетронів важливим є необхідність заземлення його анода з метою ефективного відводу тепла. Тому цей фактор при використанні магнетронів має вирішальне значення.

У схемі з паралельним ввімкненням накопичувальної ємності (рис. 6.43а) у вигляді електронного ключа EK використовується потужний тріод, який при відсутності напруги тактового імпульсу $U_{\text{тi}}$ закритий за допомогою негативної напруги зміщення $E_{\text{зм}}$. У паузі між імпульсами $C_{\text{нак}}$ через $R_{\text{обм}}$ і зарядний діод $D_{\text{зар}}$ заряджається до напруги E . $D_{\text{зар}}$ призначений для захисту часто малопотужного джерела живлення E від розряду через нього $C_{\text{нак}}$.

При надходженні позитивного імпульсу електронний ключ відкривається, опір лампи EK стає незначним, що дозволяє фактично підключити до магнетрона напругу живлення, якою є напруга на $C_{\text{нак}}$. При цьому ємність C частково розряджається через магнетрон M , який генерує в момент дії тактового імпульсу високочастотні коливання. Недоліком такої схеми є те, що при використанні магнетрона його анод виявляється незаземленим.

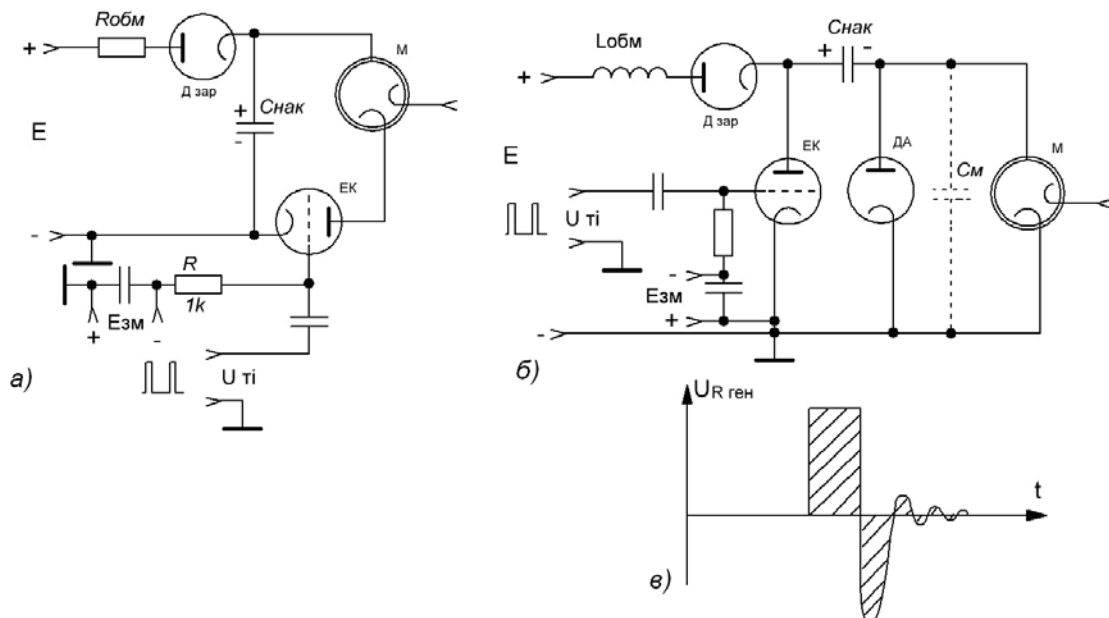


Рис. 6.43. Практичні схеми імпульсних модуляторів з ємнісним накопичувачем.

У схемі з послідовним ввімкненням накопичувальної ємності (рис.6.43б) при відсутності тактового імпульсу електронний ключ EK закритий негативною напругою на його сітку і $C_{\text{нак}}$, через обмежуючий дросель $L_{\text{обм}}$ індуктивність також може бути використана для обмеження зарядного струму $C_{\text{нак}}$, оскільки її опір при $t = 0$ дуже великий, зарядний діод $D_{\text{зар}}$ і демпферний діод D заряджа-

ється до напруги E . Поява позитивного тактового імпульса призводить до відкривання лампи електронного ключа ЕК. Ємність $C_{\text{нак}}$ розряджається через нього на магнетрон M , який у момент дії тактового імпульса генерує високочастотні коливання. У цій схемі анод магнетрона заземлений, що спричиняє її широке використання. Демпферний діод дозволяє не тільки провести заряд $C_{\text{нак}}$ (в момент живлення магнетрона він закритий), але й ліквідувати паразитні коливання, які можуть виникнути при наявності міжелектродної ємності C_M , індуктивності виводів магнетрона і появі паразитного паралельного контура (рис. 6.43в).

6.4.4 Імпульсний модулятор з індуктивним накопичувачем

У вигляді накопичувального елемента в цих схемах використовується соленоїд значної величини індуктивності (десяті долі-одиниці генрі). Перевагою таких схем з індуктивним накопичувачем є те, що в них (на відміну від схем з ємнісним накопичувачем) використовується низьковольтне джерело живлення.

За способом ввімкнення накопичувальної індуктивності відносно високочастотного генератора відрізняють послідовну і паралельну схеми.

Фізичні процеси накопичення енергії і одержання високовольтної напруги для живлення високочастотного генератора в схемі з індуктивним накопичувачем полягає в тому, що при повільному заряді індуктивності струмом нею накопичується електрична енергія. Раптове ввімкнення електронного ключа ЕК і різка зміна струму індуктивності призводить до появи електрорушійної сили самоіндукції $e_l = -L \frac{dl}{dt}$ яка протилежна за знаком основному джерелу живлення E і може досягати значень одиниць-десятків кіловольт.

У схемі з послідовним ввімкненням накопичувальної індуктивності $L_{\text{нак}}$ (рис.6.44а) при закритому електронному ключі ЕК вона заряджається струмом через обмежуючий резистор $R_{\text{обм}}$. При розімкненні ключа ЕК струм через $L_{\text{нак}}$ різко змінюється, появляється ЕРС самоіндукції E_L , яка ввімкнена послідовно з напругою основного джерела живлення E і використовується для живлення високочастотного генератора.

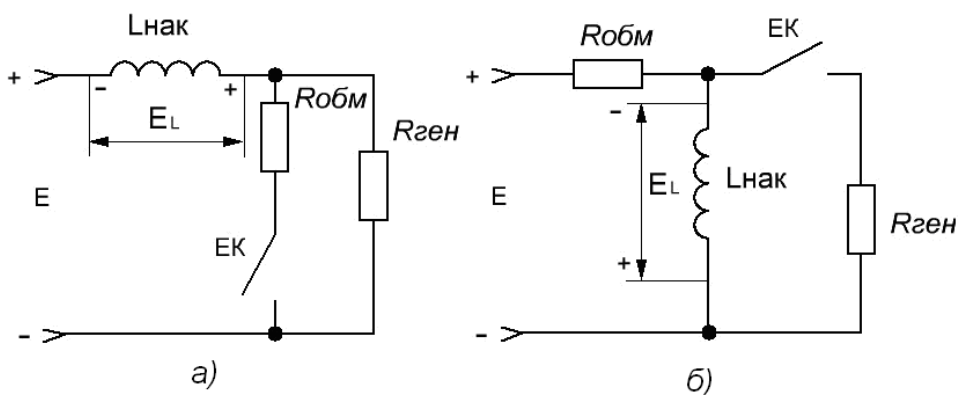


Рис. 6.44. Спрощені схеми імпульсних модуляторів з індуктивним накопичувачем.

Очевидні недоліки такої схеми: електронний ключ ввімкнений більший проміжок часу для проведення заряду $L_{\text{нак}}$, тому лампа ЕК перебуває в важкому тепловому режимі; для живлення генератора треба приймати додаткові міри електробезпеки основного джерела живлення E , оскільки джерело в момент появи E_L ввімкнено безпосередньо з високовольтною напругою. Крім того, при використанні магнетрона в такій схемі його анод не може бути заземлений.

Тому в практичних схемах використовується паралельне ввімкнення $L_{\text{нак}}$ (рис.6.44б), для якого докладно розглянемо фізичні процеси в ній і практичну схему. При відсутності тактового імпульсу і закритому електронному ключі ЕК $L_{\text{нак}}$ через $R_{\text{обм}}$ заряджається струмом до визначеної величини (рис.6.45а).

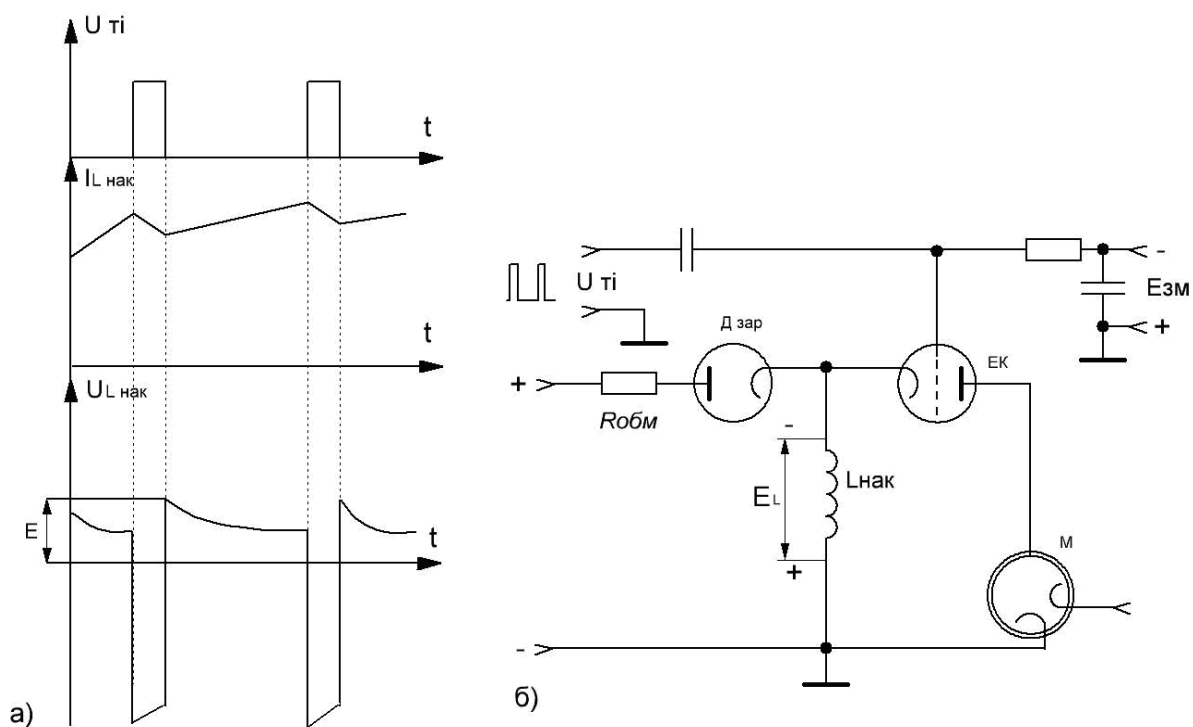


Рис. 6.45. Форми струму і напруги в схемі з паралельним ввімкненням накопичувальної індуктивності (а) і практична схема (б).

Оскільки напруга на $L_{\text{нак}}$ є різницею між джерелом живлення і напругою на обмежуючому резисторі, тобто, $U_{L_{\text{нак}}} = E - U_{R_{\text{обм}}}$, то її форма при постійній напрузі E і збільшуваному $U_{R_{\text{обм}}}$ є зменшеною напругою. Все це відбувається при відсутності тактового імпульсу.

При надходженні позитивного тактового імпульсу і замиканні лампи електронного ключа різко змінюється струм заряду $L_{\text{нак}}$, появляється ЕРС самоіндукції E_L , яка має значну величину і протилежна за знаком. Вона і використовується для живлення магнетрона, який генерує радіоімпульс (рис. 6.45б). Зарядний діод D захищає основне джерело живлення від пробоя в момент дії тактового імпульсу.

Перевагою схеми імпульсного модулятора з індуктивним накопичувачем є те, що магнетрон M має заземлений анод.

6.4.5 Імпульсний модулятор на штучній довгій лінії

Відомо, що розімкнута на кінці довга лінія (рис.6.46а), яка заряджена до напруги E , при розряді на хвильовий опір ρ створює прямокутний імпульс з малим фронтом і спадом при амплітуді $E/2$ і тривалістю $T = 2l\sqrt{LC}$ (L – довжина лінії, L і C – розподілені індуктивність і ємність лінії).

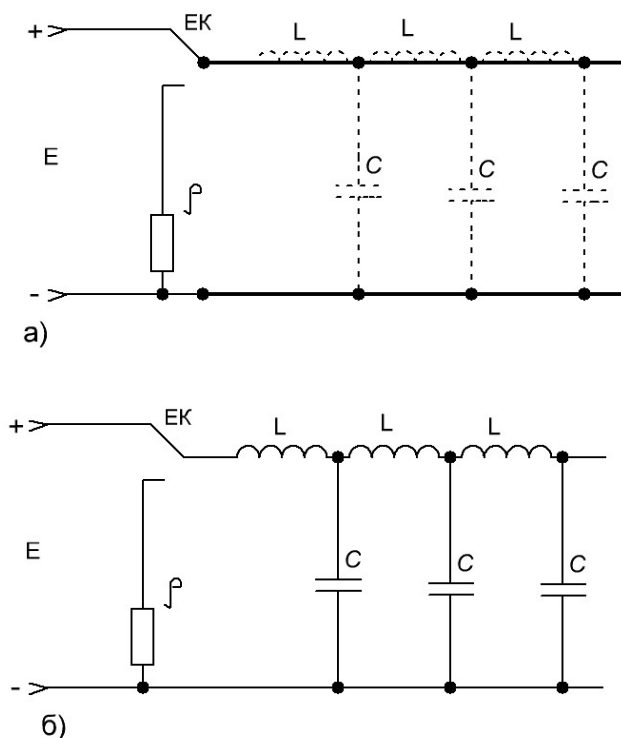


Рис. 6.46. Схеми довгих ліній.

Використовуючи лінію в вигляді накопичувача енергії, можна побудувати модулятор з режимом повного розряду елементів лінії, яка виробляє імпульси хорошої прямокутної форми. Однак довжина лінії L виявляється непринятною для розміщення в радіопередавачах. Замість реальних ліній в модуляторах використовують штучні довгі лінії (ШДЛ), які складені з окремих індуктивностей і ємностей (рис.6.46б).

Імпульсні модулятори з ШДЛ широко використовуються в сучасних передавачах РЛС. Вони відрізняються компактністю, високим коефіцієнтом корисної дії і дають можливість одержати імпульси значної потужності з формою, яка мало відрізняється від прямокутної. При заряді ШДЛ, яку «закриває електронний ключ ЕК на джерело живлення E , її елементи L і C заряджаються до напруги E . Після заряду ЕК перемикає лінію на хвильовий опір ρ , на якому виникає миттєва напруга рівна $E/2$, що має достатньо крутий передній фронт. Друга половина напруги $E/2$ падає на хвильовому опорі лінії і викликає біжучу хвилю напруги, яка розповсюджується до розімкнутого кінця лінії, частково розряджаючи її по мірі розповсюдження. Від розімкнутого кінця лінії хвиля відбивається без зміни полярності і, повернувшись до початку лінії, повністю поглинається навантаженням ρ .

Протягом всього часу руху хвилі до кінця лінії і назад напруга на опорі ρ зберігається практично постійною та рівною $E/2$ і використовується як імпульс живлення високочастотного генератора. В кінці розряду лінії напруга відразу падає і задній фронт імпульсу є також достатньо крутим. Тривалість сформованого імпульсу T дорівнює часові прямого та зворотнього руху біжучої хвилі впродовж лінії, тобто: $T = 2N\sqrt{LC}$, де N – число секцій в лінії, L і C – індуктивність і ємність секцій. Чим більше число секцій ШДЛ, тим ближчі її властивості до реальної довгої лінії і більш прямокутним стає імпульс напруги на генераторі. Практична схема імпульсного модулятора з використанням ШДЛ зображена на рис. 6.47.

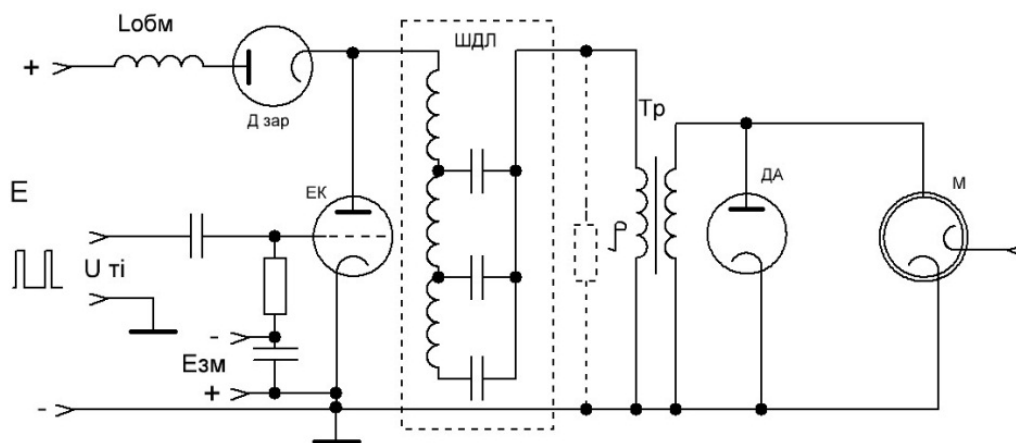


Рис. 6.47. Схема імпульсного модулятора на ШДЛ.

При відсутності позитивного тактового імпульсу електронний ключ ЕК (іноді в цій ролі виступає газонаповнена лампа – тиратрон, яка має малий опір в відкритому стані), закритий і елементи ШДЛ через обмежуючий дросель $L_{обм}$ і зарядний діод $Дзар$ заряджаються до напруги живлення E . При приході позитивного тактового імпульсу електронний ключ відкривається і лінія через первинну обмотку імпульсного трансформатора ІТ розряджається, формуючи прямокутний імпульс. Для реалізації хвильового опору ρ як навантаження лінії використовується імпульсний трансформатор ІТ, який за допомогою коефіцієнта трансформації $n = W_2/W_1$ і опору генератора R_r дозволяє це зробити, оскільки $\rho = R_r/n^2$. Як правило, при $\rho \approx 50 \dots 200$ Ом імпульсний трансформатор ІТ у схемі є підвищуючим ($n = 3 \dots 4$), тому при порівняно невисокому E магнетрон M може мати напругу живлення одиниці кіловольт.

6.4.6 Магнітні модулятори

У сучасних радіолокаційних передавачах використовуються імпульсні модулятори, де в вигляді комутаторів застосовуються дроселі (чи трансформатори) з осердям із спеціального феромагнітного матеріалу. Такі осердя в визначеному інтервалі значень магнітної індукції можуть мати дуже великі величини магнітної проникності μ . Крива намагнічення їх показана на рис.6.48а,б.

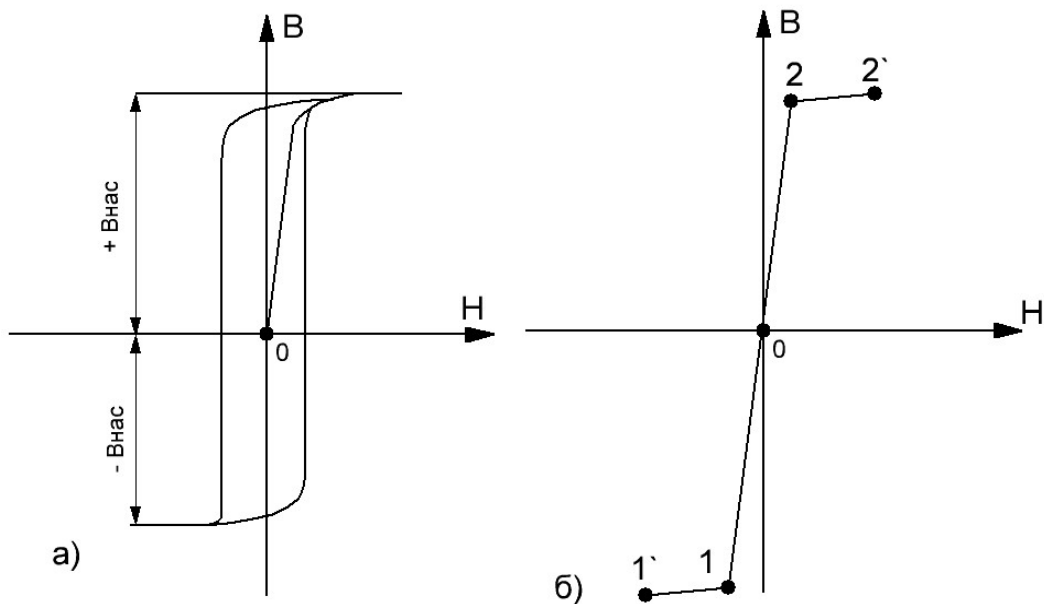


Рис. 6.48. Криві намагнічення ферромагнітного матеріалу.

Така характеристика (рис. 6.48а) має вузьку петлю гістерезиса і може бути ідеалізована в вигляді ламаної лінії (рис.6.48б) 1 – 1' – 0 – 2 – 2'. На ділянках 1 – 1' та 2 – 2' настає насичення осердя.

Негативне $B_{нас}$ на першій ділянці і позитивне $+ B_{нас}$ на другій ділянці. На цих ділянках величини магнітної проникності $\mu_{нас} = \Delta B / \Delta H$ дуже малі.

На середній же ділянці кривої (ділянка 1 – 2), коли осердя знаходиться в насиченому стані, магнітна проникність $\mu_{нас} = \Delta B / \Delta H$ може досягати одиниць...десятків тисяч.

Відомо, що котушка (чи дросель) з осердям має індуктивність, пропорційну магнітній проникності згідно з формулою:

$$L = \frac{n^2 S}{l_c} \mu,$$

де n – число витків котушки дроселя;

S – площа середньої магнітної лінії;

μ – магнітна проникність матеріалу осердя.

Отже, індуктивний опір дроселя ωL можна одержати дуже великим, коли осердя не насичене, і малим – при його насиченні.

Ця залежність і дозволила використати дросель як комутатор в імпульсних модуляторах. Для закорочення такого комутатора його осердя переводять в насичений стан, а для розмикання – в ненасичений. Модулятори з дросельними комутаторами мають високу надійність і довговічність роботи, механічну міцність і велику потужність сформованих імпульсів. Вони одержали назву магнітних модуляторів. Розглянемо коротко принцип їх дії. Найпростіша принципова схема магнітного модулятора з ємнісним накопичувачем енергії із живленням від джерела змінного струму зображена на рис. 6.49а.

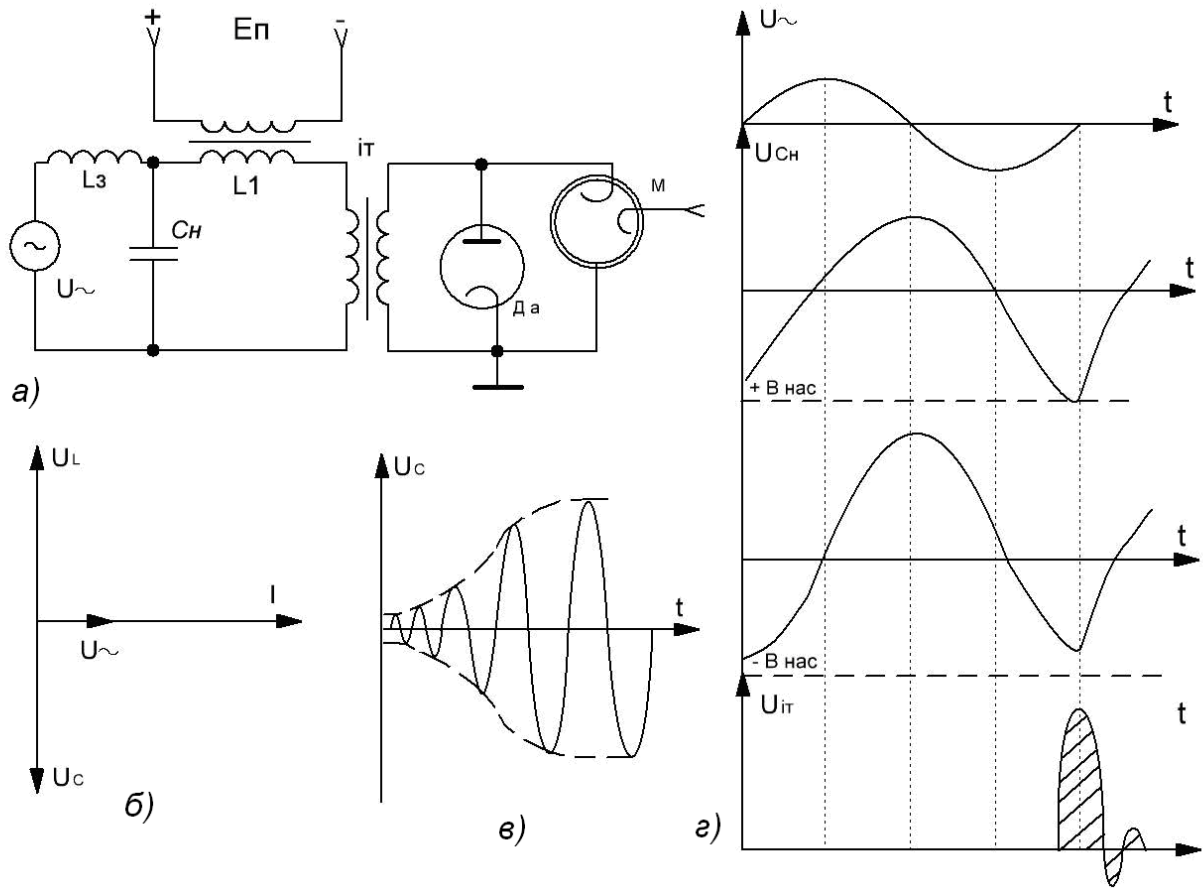


Рис. 6.49. Принципова схема магнітного модулятора і графіки формування імпульсів у ньому

У нього входять: U джерело живлення, C_H накопичувач енергії, зарядна індуктивність L_3 – комутуючий дросель з котушкою підмагнічення на осерді комутуючого дроселя, L_1 – імпульсний трансформатор.

6.5 Методи модуляції цифрових сигналів

Для телефонних каналів, як правило, використовуються три види модуляції: частотна, відносна фазова і квадратурна амплітудна модуляція.

Суть методу амплітудної модуляції полягає в тому, що вхідний двійковий код розбивається на групи по 1 біту, які передаються за рахунок однорівневого кодування амплітуди.

Тоді результуючий сигнал модулятора можна отримати за формулою:

$$S(t) = A(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi(t)),$$

де $A(t)$ – значення амплітуди в момент часу t ;

ω – циклічна частота;

t – час;

$\varphi(t)$ – початкова фаза.

Графічне зображення двійкової послідовності 1010 зображено на рис.6.50.

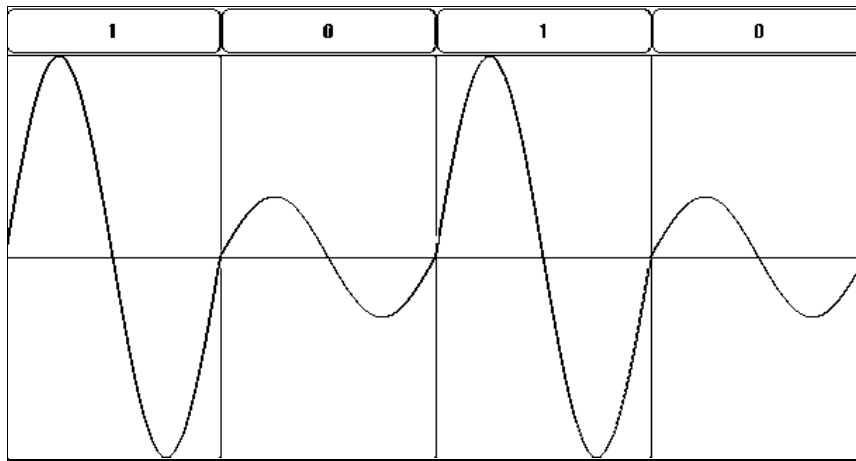


Рис. 6.50. Графічне зображення двійкової послідовності 1010

При частотній модуляції (ЧМ, FSK – Frequency Shift Keying) значенням «0» і «1» інформаційної послідовності відповідають визначені частоти аналогового сигналу при незмінній амплітуді. Частотна модуляція завадостійка, оскільки перешкоди телефонного каналу спотворюють в основному амплітуду, а не частоту сигналу. Однак при частотній модуляції неекономно витрачається ресурс смуги частот телефонного каналу.

Тому цей вид модуляції цифрових сигналів застосовується в низькошвидкісних протоколах, що дозволяє здійснювати зв'язок по каналах з низьким відношенням сигнал/шум.

Графічне зображення кодової послідовності 1010 з частотною модуляцією приведено на рис.6.51.

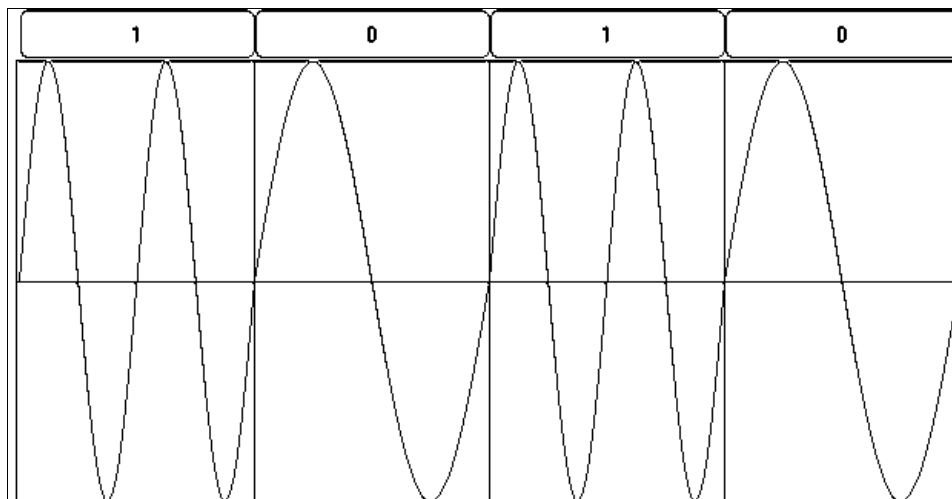


Рис. 6.51. Графічне зображення кодової послідовності 1010 з частотною модуляцією

Формула перетворення така ж, як і при амплітудній модуляції, тільки замість зміни амплітуди змінюється частота.

Сигнал, зображений на рис. 6.51, можна вважати частотно-маніпульованим сигналом. Первинний і частотно-маніпульований сигнали зображені на рис. 6.52.

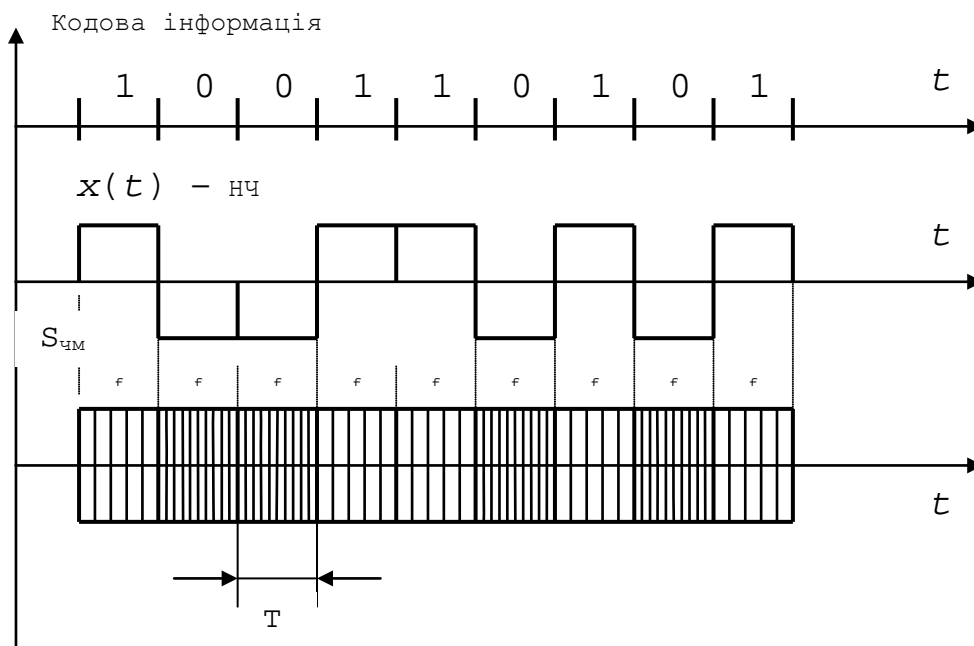


Рис. 6.52. Первинний і частотноманіпульований сигнали

Різні імпульси первинного сигналу $x(t)$ передаються коливаннями з частотами $f_1(\omega_1)$ і $f_2(\omega_2)$ відповідно. Отже, окремі реалізації частотноманіпульованого сигналу мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} S_1(t) &= A_0 \cos(\omega_1 t + \alpha_1); \\ S_2(t) &= A_0 \cos(\omega_2 t + \alpha_2) \end{aligned} \right\} \text{ для } 0 \leq t \leq T,$$

де початкові фази α_1 і α_2 можуть мати однакові значення при маніпуляції без розриву фази ($\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$) або різні при маніпуляції з розривом фази ($\alpha_1 \neq \alpha_2$).

Маніпуляція без розриву фази може здійснюватися шляхом зміни частоти коливання одного й того ж самого генератора, а з розривом фази – переключенням незалежно працюючих двох генераторів з різними частотами. При передачі інформації на високих швидкостях і з прискореною передачею, застосовується, в основному, частотна маніпуляція без розриву фази.

При фазовій маніпуляції одне із значень первинного сигналу передається високочастотним коливанням з одним значенням початкової фази, а інше – коливанням, що відрізняється за фазою від останнього на 180° (рис.6.53). Таким чином, різними реалізаціями фазоманіпульованого сигналу є коливання:

$$\left. \begin{aligned} S_1(t) &= A_0 \cos(\omega_0 t + \alpha_0) = S(t); \\ S_2(t) &= A_0 \cos(\omega_0 t + \alpha_0 + \pi) = -S(t) \end{aligned} \right\} \text{ для } 0 \leq t \leq T.$$

Сигнали $S_1(t)$ і $S_2(t)$ є протилежними, тобто перший сигнал, що відповідає «1», збігається за фазою з несучим коливанням, а другий, що відповідає «0», знаходиться з ним у протифазі.

Фазоманіпульований сигнал, як випадкова послідовність, може бути поданий у вигляді добутку гармонійного коливання $S_0(t)$ і модулюючої функції, $c(t)$: $S(t) = c(t) S_0(t)$, де $c(t) = C_0(t) = (1, -1)$ – функція, що набуває значень 1 і -1 .

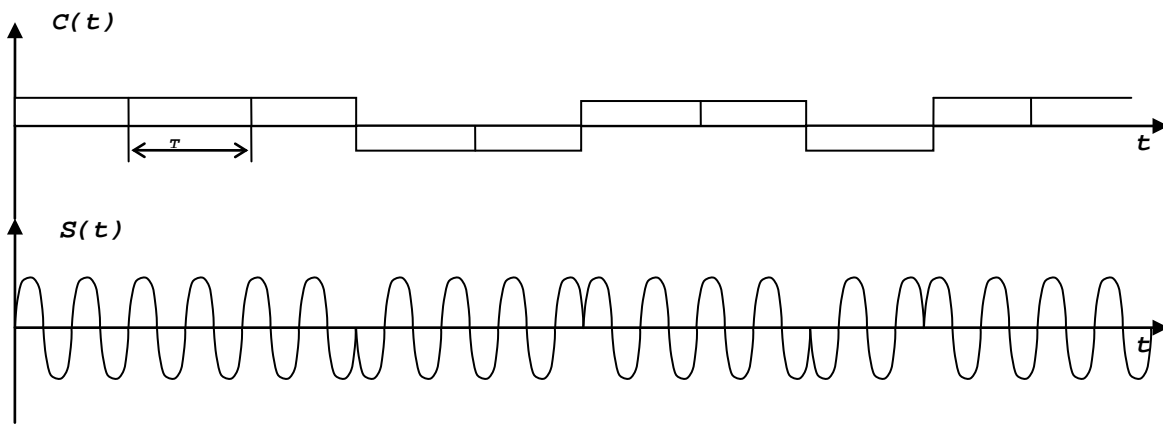


Рис. 6.53. Передача даних при фазовій маніпуляції

Однак для систем із ФМн властивий такий недолік. Через вплив різних неконтрольованих факторів можливі випадкові зміни фази опорного сигналу $S_0(t)$ на π . При цьому навіть при відсутності завад передаваний символ «1» реєструється як «0», а передаваний символ «0» – як «1». Виникає явище, що називається «зворотною роботою», що буде продовжуватися до наступного випадкового стрибка фази опорного сигналу. Тому протилежні сигнали неможливо використовувати в режимі звичайної ФМн у радіоканалах.

У системах знімання інформації, за аналогією із системами радіозв'язку, широко поширений метод відносної фазової модуляції (ВФМ), що дозволяє ціною невеликого енергетичного програшу реалізувати переваги таких сигналів.

Формування сигналу ВФМ відрізняється від формування сигналу ФМн додатковим відносним кодуванням. Воно зводиться до перетворення двійкових символів a_k у послідовність інших двійкових символів b_k за правилом $b_k = a_k \oplus b_{k-1}$ (тобто підсумовуванням за модулем 2). Потім несуча маніпулюється отриманою послідовністю за правилом звичайної ФМн, як показано на рис.6.54.

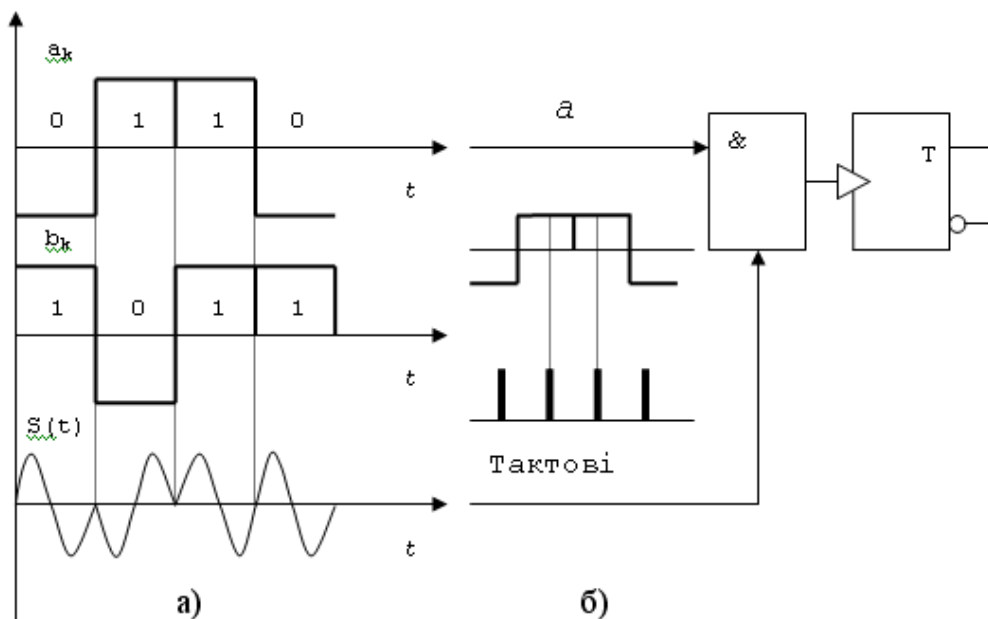


Рис. 6.54. Графік маніпуляція несучої частоти та структурна схема отримання сигналу ВФМ

Правило для ВФМ звучить так: символу «0» відповідає сигнал, що збігається за фазою з попереднім посиленням, символу «1» – сигнал, що знаходиться в протифазі з попереднім посиленням.

Розглянемо приклад перетворення послідовності передаваних даних $\{a_k\} = \{1, 1, 0, 0, 1, 0\}$ у послідовність ВФМ $\{b_k\}$ за умови $b_0 = 1$. Вихідні дані: $a_1 = 1; a_2 = 1; a_3 = 0; a_4 = 0; a_5 = 1; a_6 = 0$. Загальна формула розв'язування $b_k = a_k \oplus b_{k-1}$. Розв'язування: $u_1 = \phi_1 \oplus u_0 = 1 \oplus 1 = 0; u_2 = \phi_2 \oplus u_1 = 1 \oplus 0 = 1; u_3 = \phi_3 \oplus u_2 = 0 \oplus 1 = 1; u_4 = \phi_4 \oplus u_3 = 0 \oplus 1 = 1; u_5 = \phi_5 \oplus u_4 = 1 \oplus 1 = 0; u_6 = \phi_6 \oplus u_5 = 0 \oplus 0 = 0$.

Отже, $\{b_k\} = \{0, 1, 1, 1, 0, 0\}$.

Один з варіантів структурної схеми отримання сигналу ВФМ наведений на рис.6.54б. Тактові імпульси надходять на схему збігання в моменти, що відповідають серединам одиничних елементів сигналу і з'являються на виході схеми при надходженні на її вхід «нулів». Тригер переходить з одного стану в інший при кожному надходженні на його вхід тактового імпульсу.

6.6 Квадратурно-амплітудна модуляція

При квадратурно-амплітудній модуляції (КАМ, QAM – Quadrature Amplitude Modulation) змінюється як фаза, так і амплітуда сигналу, що дозволяє збільшити кількість біт, що кодуються та істотно підвищити надійність.

У даний час використовуються методи модуляції, у яких число інформаційних біт на одному бодовому інтервалі може досягати 8...9, а число позицій сигналу в сигнальному просторі – 256...512.

Суть методу квадратурно-амплітудної модуляції полягає в тому, що вхідний двійковий код розбивається на групи по n біт, які передаються в одному бодовому інтервалі за рахунок багаторівневого кодування як фази, так і амплітуди. У свою чергу n біт кожної групи розбиваються на дві підгрупи по m і k біт, причому $n = m + k$; де m – кількість біт у коді для кодування амплітуди, а k – кількість біт у коді для кодування фази. Зрозуміло, що довжина вхідного коду при такій схемі розбиття повинна бути пропорційна n . У протилежному разі вхідний код доповнюється нулями, для того щоб усі групи були повними.

Розглянемо особливості КАМ, який є лінійною комбінацією синусоїдальної і косинусоїдальної складових:

$$S_{\text{кв}}(t) = x(t) \sin(\omega t + \varphi) + y(t) \cos(\omega t + \varphi),$$

де $x(t)$ і $y(t)$ приймають значення двополярних величин, постійних за тривалістю елемента сигналу. Відповідно до співвідношення маніпуляція здійснюється в двох каналах на несучих, зсунутих на 90° , тобто таких, які знаходяться «у квадратурі» – звідси і назва представлення і методу формування сигналів.

Простежимо роботу схеми квадратурної модуляції рис.6.55 на прикладі формування сигналів ФМ-4:

$$S_i(t) = S_m \sin(\omega_n t + \varphi_i); \quad i = 0,1,2,3; \quad 0 \leq t < 2T_0.$$

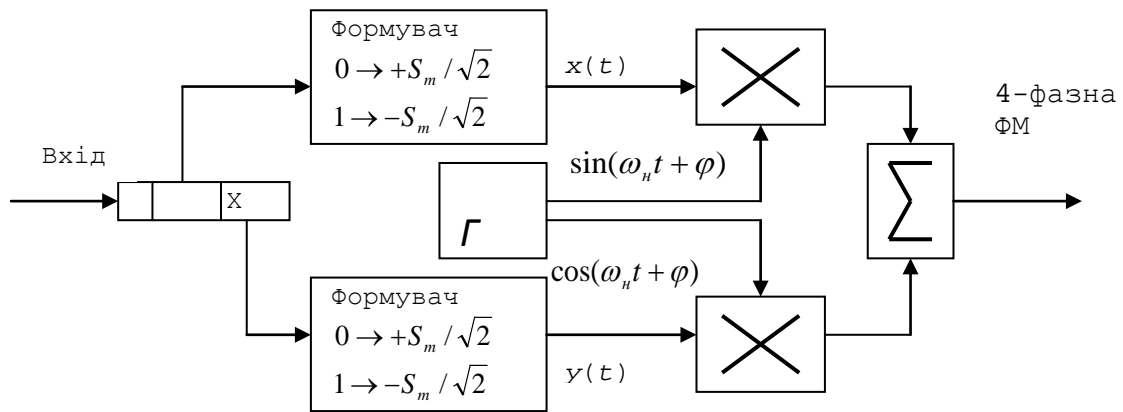


Рис. 6.55. Схема квадратурної модуляції на прикладі формування сигналів ФМ-4

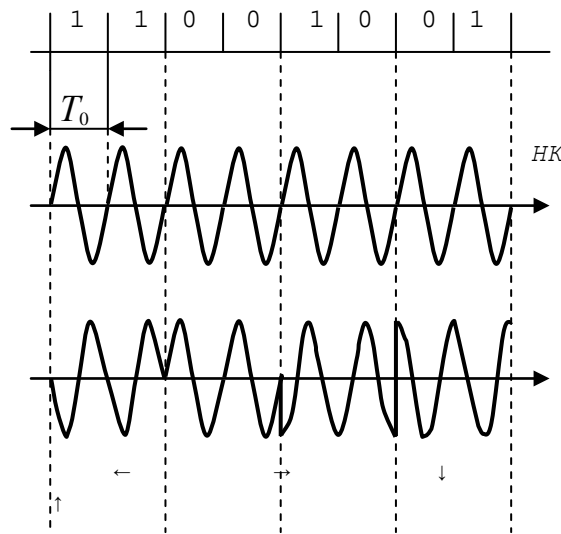


Рис. 6.56. Вихідна послідовність двійкових символів

Вихідна послідовність двійкових символів $\{x, y\} \rightarrow \{0, 1\}$ тривалістю T_0 (рис. 6.56) розділяється на непарні імпульси y , що подаються в квадратурний канал ($\cos \omega_n t$), і парні x , що надходять у синфазний канал ($\sin \omega_n t$). Формувачі видають на своїх виходах двополярні маніпульовані імпульси, $x(t)$ і $y(t)$ відповідно до послідовностей $\{y = 0,1\}$ і $\{x = 0,1\}$. Імпульси $\pm S_m / \sqrt{2}$ мають тривалість $2T_0$. На виходах каналних помножувачів (\times) формуються двофазні $(0, \pi)$ ФМ коливання $\pm S_m / \sqrt{2} \sin(\omega_n t + \varphi)$, $\pm S_m / \sqrt{2} \cos(\omega_n t + \varphi)$, після додавання вони утворять чотирифазний ФМ-сигнал.

Відповідно до методу формування для сигналу ФМ-4 застосовується також термін «квадратурна ФМ» (QPSK – Quadrature PSK).

При одночасній зміні символів в обох каналах модулятора (10, 01, 00, 11) у сигналі ФМ-4 відбувається стрибок фази $\Delta\varphi = \pi$. Стрибки фази на 180° , що мають місце також і при ФМ-2, викликають амплітудну модуляцію обвідного сигналу (у ній з'являються спади обвідної до нуля), коли сигнал проходить через вузькосмуговий фільтр. Такі зміни небажані, тому що підсилення сигналу в нелінійному режимі може збільшувати енергію бічних смуг і збільшити завади в сусідніх каналах.

Чотирифазна ФМ із зсувом (OQPSK – Offset QPSK) (рис. 6.57) дозволяє уникнути стрибків фази на 180° і, отже, глибокої модуляції обвідної.

Формування сигналу в квадратурній формі відбувається за таким самим алгоритмом, як і для звичайної чотирифазної ФМ, за винятком того, що маніпуляція здійснюється $x(t)$ і $y(t)$, зсунутими у часі на тривалість T_0 , як показано на рис.6.57б,в. Поточна зміна фази при такому зсуві модулюючих потоків обумовлена лише одним елементом (а не двома, як при чотирифазній ФМ), а отже, і стрибки фази на 180° відсутні. Кожен елемент, що надходить на вхід модулятора синфазного або квадратурного каналу, може викликати зсув фази на $0, +90^\circ, -90^\circ$ (рис.6.57д). На рис.6.57е наведено сигнал QPSK.

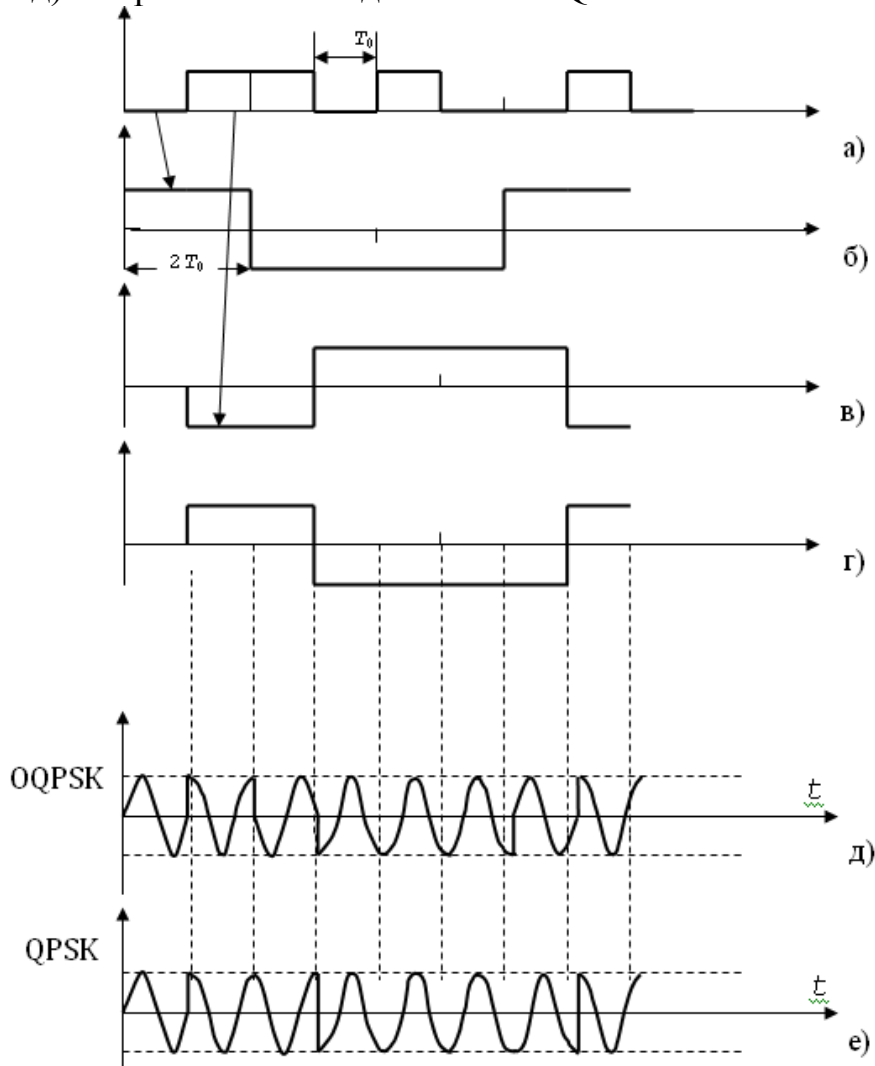


Рис. 6.57. Формування чотирифазної ФМ із зсувом

Тривалість елемента сигналу $S_i(t)$ OQPSK збігається з тривалістю T_0 вихідного інформаційного символу (x,y) , тобто вдвічі менша, ніж при ФМ-4 (QPSK). Це не призводить до розширення спектра для OQPSK, а пояснюється тим, що ширина спектра коливання визначається шириною спектрів квадратурної і синфазної складових, що є послідовностями незалежних сигналів тривалістю $2T_0$, як і при ФМ-4.

Енергетичний спектр випадкової послідовності сигналів OQPSK, як і QPSK, в області $\omega > 0$ описується відомим рівнянням:

$$G(\omega) = \frac{S_m^2 T_0}{2} \left| \frac{\sin \Delta\omega T_0}{\Delta\omega T_0} \right|^2,$$

де $\Delta\omega = \omega - \omega_n$.

Одержання ФМ сигналів ($M > 4$) як лінійних комбінацій квадратурних складових вимагає формування двох багаторівневих біполярних послідовностей. Постійність амплітуди сигналів ФМ забезпечується певною відповідністю рівнів маніпулюючих імпульсів різних каналів.

У загальному ж випадку характерна незалежність багаторівневих маніпулюючих імпульсів $x(t)$, $y(t)$ у каналах, тобто рівневі в одному каналі може відповідати будь-який рівень в іншому каналі. У результаті вихідний сигнал квадратурної схеми змінюється не тільки за фазою, але і за амплітудою. Оскільки в кожному каналі здійснюється амплітудна маніпуляція (ASK) відповідно до загального виразу $S(t) = S_m \sin(\omega_n t + \Phi_0)$, вид модуляції, реалізований схемою, називають квадратурною маніпуляцією змінної амплітуди (QASK), або просто квадратурною амплітудною модуляцією (КАМ).

Користуючись геометричним трактуванням, кожен сигнал $S_{\text{КАМ}}(t)$ можна зобразити вектором у сигнальному просторі. Відзначаючи тільки кінці векторів, одержуємо для $S_{\text{КАМ}}(t)$ зображення у вигляді сигнальної точки, координати якої визначаються значеннями $x(t)$ і $y(t)$. Сукупність точок утворить так зване сигнальне сузір'я.

На рис.6.58а зображена діаграма сузір'я, коли $x(t)$ і $y(t)$ можуть приймати значення $\pm 1, \pm 3$ (чотирирівнева КАМ). Самі величини $\pm 1, \pm 3$, що визначають рівні модуляції, звичайно, мають відносний характер. Сузір'я містить 16 сигнальних точок, кожна з яких відповідає передачі чотирьох бітів. На рис.6.58б показана структурна схема модулятора.

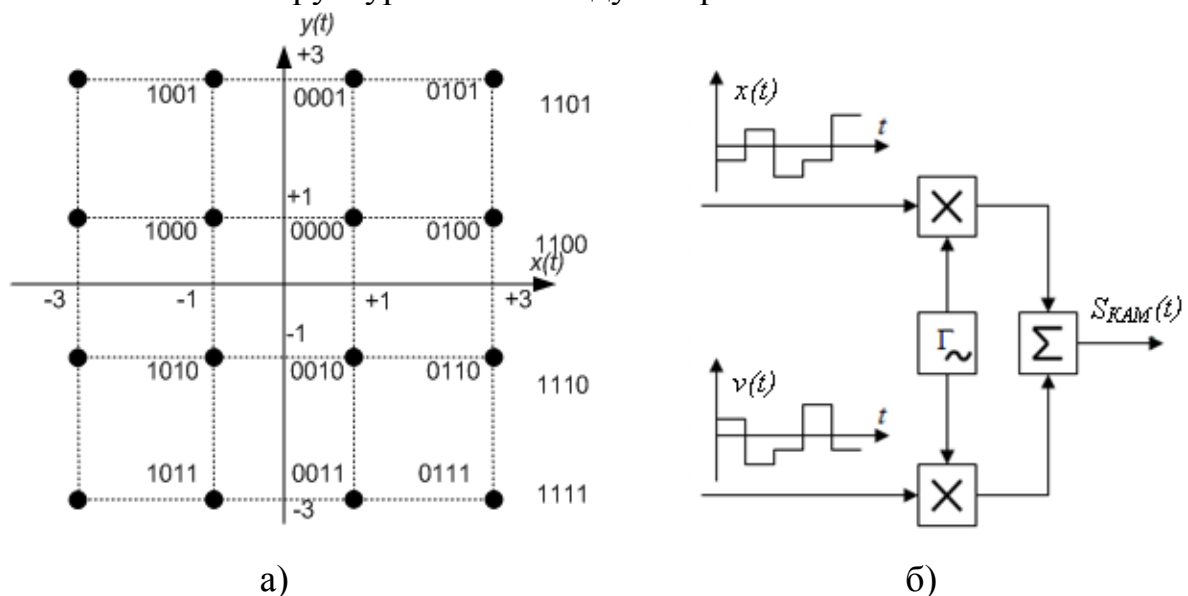


Рис. 6.58 – Діаграма сузір'я та структурна схема модулятора

Комбінація рівнів $\pm 1, \pm 3, \pm 5$ дозволяє сформувати сигнальне сузір'я на 36 точок. У загальному випадку при L рівнях маніпуляції в квадратурній схемі можна одержати сигнальну множину з L^2 точок.

Можна вказати кілька способів практичної реалізації чотирирівневої КАМ. Одним з них є спосіб модуляції накладанням (SPM). У схемі, що реалізує даний спосіб, використовуються два однакових чотирифазних модулятори.

Структурна схема модулятора SPM показана на рис. 6.59.

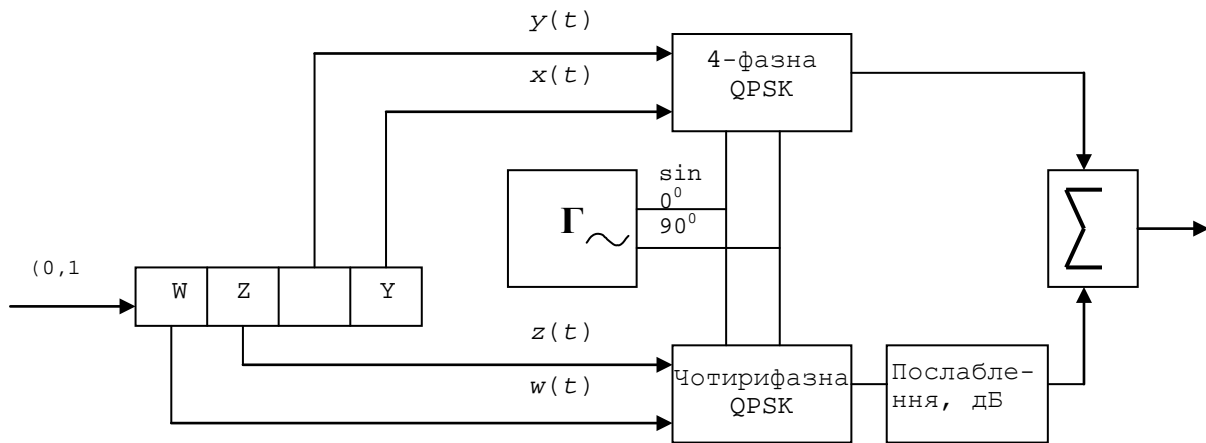


Рис. 6.59. Структурна схема модулятора SPM

Спектр сигналу КАМ визначається спектрами сигналів у вигляді імпульсів постійного струму, що надходять у синфазний і квадратурний канали. Оскільки ці сигнали мають ту ж структуру, що й імпульси постійного струму в системах із ФМ, спектр сигналів КАМ подібний до спектра сигналів ФМ при рівному числі точок у сигнальному сузір'ї.

Характеристики помилок для систем ФМ і КАМ різні. При великому числі точок сигнали системи КАМ мають кращі характеристики, ніж системи ФМ. Основна причина цього полягає в тому, що відстань між сигнальними точками в системі ФМ менша відстані між сигнальними точками в порівнюваній системі КАМ.

Теоретичний аналіз показує, що більш ефективного використання випромінюваної потужності при забезпеченні заданої імовірності помилки, ніж при ФМ і КАМ, можна досягти, комбінуючи сукупність амплітуд і фазових зсувів при формуванні сигналів, тобто використовуючи комбіновану амплітудно-фазову маніпуляцію (АФМ).

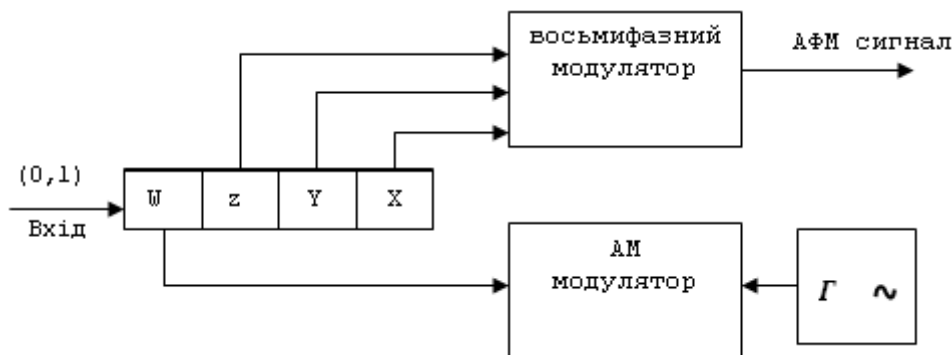


Рис. 6.60. Схема модулятора, що формує сигнал АФМ

Схема модулятора, що формує сигнал АФМ, показана на рис. 6.60. У цій 16-позиційній системі, яка передає чотири біти на елемент сигналу, амплітуда

несучої, яка має два рівні, визначається одним бітом, фазові зсуви – трьома бітами, що залишилися.

У таблиці 6.1 подані результати розрахунків оптимального числа рівнів амплітуд і позицій фаз, що забезпечує мінімальні величини пікової (P_m) і середньої потужності (P_{cp}) передаваного сигналу.

Таблиця 6.1 – Результати розрахунків оптимального числа рівнів амплітуд та позицій фаз

Число бітів у позиції сигналу	Число позицій сигналу, M	Число позицій амплітуди		Число позицій фази	
		$\min P_m$	$\min P_{cp}$	$\min P_m$	$\min P_{cp}$
1	2	1	1	2	2
2	4	1	1	4	4
3	8	1	2	8	4
4	16	2	2	8	8
5	32	2	4	16	8
6	64	4	4	16	16
7	128	4	8	32	16
8	256	8	8	32	32

Як приклад амплітудно-квадратурного перетворення задаємо вхідний двійковий код 010100110010101000111, над яким необхідно виконати амплітудно-квадратурне перетворення, параметри модуляції мають вигляд:

- кількість біт для кодування амплітуди – 2 ($m = 2$);
- кількість біт для кодування фази – 2 ($k = 2$);
- початкова фаза – 0 ($\varphi_0 = 45^\circ$).

Визначаємо кількість біт вхідного коду, які будуть передаватися в одному бодовому інтервалі $n = m + k = 2 + 2 = 4$.

Далі визначимо тип (назву) коду, для цього визначаємо кількість сигнальних точок (або кодових комбінацій) даного коду за формулою:

$$C_t = 2^n,$$

де C_t – кількість сигнальних точок (або кодових комбінацій);

n – довжина слова в бітах, що передається в одному бодовому інтервалі.

У нашому випадку $C_t = 2^4 = 16$. Отже, тип заданого коду – КАМ16.

Будуємо таблицю відповідностей.

$$S(t) = X_m(t) \cdot \sin(\omega t + X_k(t)),$$

де $S(t)$ – результуючий сигнал модулятора;

$X_m(t)$ – значення амплітуди в момент t $X_m(t) = X_{m_q} + 1$,

де X_{m_q} – двійкове значення коду X_m (наприклад, $X_m = 1001_{(2)} - X_{m_q} = 9$);

$X_k(t)$ – значення фази в момент t .

$$X_k(t) = X_{k_q} \cdot \Delta\varphi + \varphi_0,$$

де X_{k_q} – двійкове значення коду X_k ;

φ_0 – початкова фаза, яка може приймати значення 0 або 45° ;

$\Delta\varphi$ – різниця фаз, що визначається за формулою:

$$\Delta\varphi = 2\pi/2^k,$$

$$\Delta\varphi = 2\pi/2^2 = 90^\circ$$

Враховуючи, що $\varphi_0 = 45^\circ$ складемо таблицю 6.2 відповідності фаз та таблицю 6.3 відповідності амплітуд.

Таблиця 6.2 – Відповідність фаз двійковому коду

Код, Xk	Фаза, $Xk(t)$
00	45°
01	135°
10	225°
11	315°

Таблиця 6.3 – Відповідність амплітуд двійковому коду

Код, Xm	Амплітуда, $Xm(t)$
00	1
01	2
10	3
11	4

Враховуючи, що в кожній n -бітній групі (яка передається в одному бодовому інтервалі) перші m біт маніпулюють амплітудою, а наступні k біт – фазою, отримуємо таблицю відповідностей для амплітудно-квадратурного перетворення, враховуючи таблиці відповідностей для амплітуд та фаз (табл. 6.4).

Таблиця 6.4 – Таблиця відповідності амплітудно – кодового перетворення

Код	Амплітуда/фаза
0000	1, 45°
0001	1, 135°
0010	1, 225°
0011	1, 315°
0100	2, 45°
0101	2, 135°
0110	2, 225°
0111	2, 315°
1000	3, 45°
1001	2, 135°
1010	2, 225°
1011	3, 315°
1100	4, 45°
1101	4, 135°
1110	4, 225°
1111	4, 315°

Розбиваємо послідовний двійковий вхідний код на групи по n біт та, використовуючи таблицю 6.4, знаходимо відповідні амплітуду та фазу для кожної групи. Оскільки код повинен бути кратний 6, то для цього у кінець вхідного коду додається три нульових біти 0101 0011 0010 1010 0011 1000.

Отже, у таблиці 6.5 наводиться перекодування вхідного коду.

Таблиця 6.5 – Перекодування вхідного коду у сигнал з амплітудно-квадратурною модуляцією

Номер бодового інтервала	Код	Амплітуда/Фаза
1	0101	2,135°
2	0011	1,315°
3	0010	1,225°
4	1010	3, 225°
5	0011	1,315°
6	1000	3,45°

У відповідності до таблиці 6.5 будемо графік фізичного представлення сигналу на виході амплітудно-квадратурного модулятора (рис.6.61).

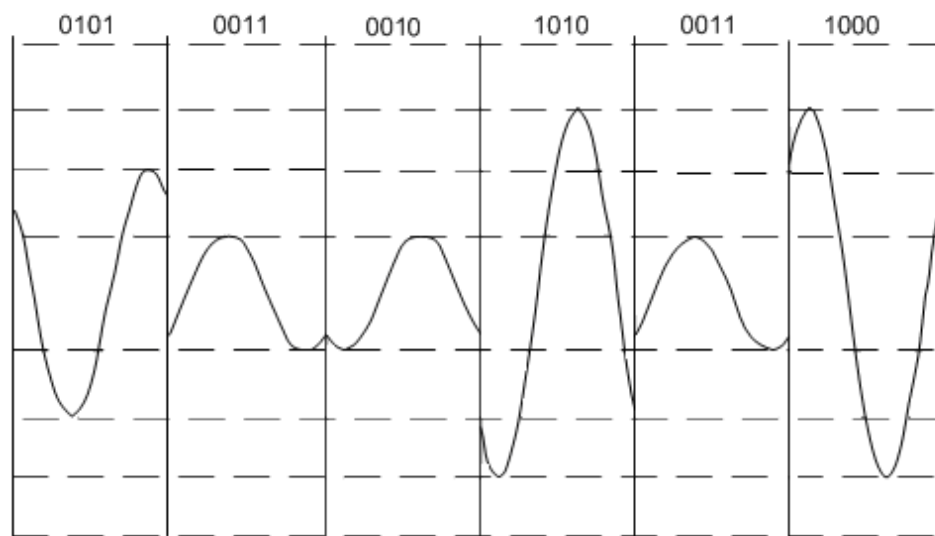


Рис. 6.61. Графік сигналу КАМ-16

Сигнал на рис. 6.61 відображає таку інформацію:

- на першому бодовому інтервалі (в даному випадку бодовий інтервал збігається з періодом) код 0101 перетворюється в синусоїду з амплітудою 2 та початковою фазою 135°;
- на другому бодовому інтервалі код 0011 перетворюється в синусоїду з амплітудою 1 та початковою фазою 315°;
- на третьому бодовому інтервалі код 0010 перетворюється в синусоїду з амплітудою 1 та початковою фазою 225°;
- на четвертому бодовому інтервалі код 1010 перетворюється в синусоїду з амплітудою 3 та початковою фазою 225°;

- на п'ятому бодовому інтервалі код 0011 перетворюється в синусоїду з амплітудою 1 та початковою фазою 315° ;
- на шостому бодовому інтервалі код 1010 перетворюється в синусоїду з амплітудою 3 та початковою фазою 45° .

Контрольні запитання до розділу 6.

1. Який процес в радіотехнічних схемах називають модуляцією?
2. Який параметр несучої частоти змінюється при амплітудній модуляції?
3. Який вигляд має амплітудномодульоване коливання? Який його спектр при модуляції несучої частоти одною звуковою частотою і спектром звукових частот?
4. Яка смуга пропускання амплітудномодульованого коливання і від чого вона залежить?
5. Що являє собою статична модуляційна характеристика і який вона має вигляд для базової і колекторної модуляції?
6. Чому при роботі ГЗЗ в режимі коливачів I-го роду амплітудну модуляцію здійснити неможливо?
7. Який режим роботи транзистора ГЗЗ при базовій модуляції, з яких міркувань він вибирається?
8. Як змінюється форма колекторного імпульсу при базовій модуляції?
9. За допомогою якого елемента схеми здійснюється одержання синусоїдального сигналу, амплітуда якого змінюється?
10. Як змінюється форма імпульсу колекторного струму при колекторній модуляції?
11. Який режим роботи транзистора ГЗЗ необхідно реалізувати і з яких міркувань він вибирається?
12. Чому при виборі схеми модулятора перевага віддається трансформаторному?
13. Які переваги при передачі сигналів з одною боковою смугою?
14. Які пристрої використовуються для одержання амплітудної модуляції з подавленням несучої частоти в передавачах з ОБС?
15. Якими методами в радіопередавачах здійснюється виділення ОБС?
16. Який принцип роботи балансних модуляторів?
17. Який вигляд мають форми напруг при частотній модуляції?
18. Який принцип роботи частотної модуляції на варикапах?
19. Що таке “реактивний” транзистор. Які схеми ввімкнення “реактивних” транзисторів ви знаєте?
20. Які ви знаєте схеми формування ФМ?
21. Як працює схема імпульсного модулятора з ємнісним накопичувачем?
22. Як працює схема імпульсного модулятора з індуктивним накопичувачем?
23. Як працює схема імпульсного модулятора на штучній довгій лінії?
24. Які ви знаєте методи модуляції цифрових сигналів?
25. У чому полягає суть квадратурно-амплітудної модуляції?

РОЗДІЛ 7. БАГАТОКАНАЛЬНИЙ РАДІОЗВ'ЯЗОК

Різноманітна інформація передається від радіопередавача до радіоприймача через фізичне середовище за допомогою технічних пристроїв.

У системах радіозв'язку середовищем для передачі інформації є атмосфера. Сукупність технічних засобів, які забезпечують передачу повідомлення від джерела до користувача, називається каналом радіозв'язку.

У радіолініях зв'язку повідомлення передається за допомогою радіохвиль у відкритому просторі. Сукупність технічних засобів і середовища розповсюдження, які забезпечують передачу електромагнітних сигналів у визначеній області частот, називаються каналом передачі, а сукупність технічних засобів, які формують канали передачі – системою передачі. Системи передачі дискретних повідомлень називають дискретними, а системи передачі безперервних повідомлень – безперервними чи аналоговими.

У наземних радіорелейних лініях використовують дециметрові і більш короткі хвилі. Все частіше використовується супутниковий зв'язок із ретрансляційними космічними станціями, встановленими на штучних супутниках Землі.

7.1 Принципи багатоканального радіозв'язку

Сучасні системи передачі забезпечують передачу різних сигналів: телефонних, телеграфних, звукового мовлення, телевізійних, радіолокаційних, навігаційних і інших. Ці сигнали – безперервні і дискретні – є неперіодичними функціями часу. У загальному випадку їм відповідає нескінченно широкий спектр частот складових, але основна енергія сигналу розміщена в більш вузькому діапазоні частот.

Так, для забезпечення достатньої розбірливості телефонного сигналу, його спектр можна обмежити смугою 300...3400 Гц, сигналу звукового мовлення – смугою 300...15000 Гц. Ширина спектра частот сигналу телевізійного мовлення складає 50 Гц ... 6 МГц.

Оскільки характеристики різних сигналів дуже відрізняються, користуватися одним типом каналу для передачі різних сигналів неможливо, необхідно декілька типових каналів у вигляді основного типового прийнятого каналу зі смугою частот 30...3400 Гц, який відповідає ширині смуги частот телефонного сигналу. Такий канал називають каналом тональної частоти. При використанні радіоліній сукупність технічних засобів, які використовуються для передачі одного сигналу, називають стовбуром. Для ефективного використання апаратури доцільно передавати по одному стовбуру одночасно велику кількість повідомлень, тобто, створювати в одному стовбурі велику кількість незалежних каналів.

Сукупність технічних засобів, які забезпечують одночасну і незалежну передачу кількох сигналів по одному стовбурі, називають – багатоканальною сис-

темою передачі. У складі системи передачі, крім середовища розповсюдження і кінцевих станцій, можуть бути проміжні станції.

Спрощена структурна схема багатоканальної системи радіозв'язку приведена на рис. 7.1.

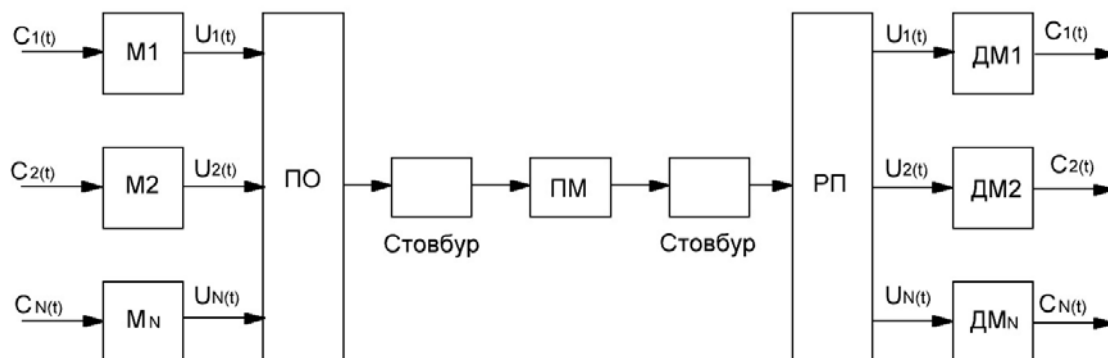


Рис. 7.1. Спрощена структурна схема багатоканальної системи радіозв'язку.

На кінцевій передавальній станції висхідні індивідуальні сигнали перетворюються модуляторами M у каналні сигнали. Потім ці каналні сигнали об'єднуються в пристрої об'єднання ПО, створюючи груповий сигнал. Проміжні станції збільшують віддаль передачі сигналів.

На приймальній кінцевій станції розподіляючий пристрій РП виділяє з групового сигналу каналні, які перетворюються демодуляторами ДМ у висхідні сигнали.

Перетворення висхідного сигналу на передавальній кінцевій станції необхідне для того, щоб надати кожному сигналові свої відмінні ознаки, які дозволяють на кінцевій приймальній станції розділити сигнали за відповідним приймачем.

Для передачі дискретних сигналів тонального телеграфа, передачі даних в багатоканальних системах використовують канали тональної частоти, а для більшої пропускної можливості – широкосмугові канали, створені на базі первинного, вторинного, третинного трактів. Первинний тракт має 12 каналів тональної частоти, вторинний – 60 каналів, третинний – 300 каналів.

Документальний електрозв'язок здійснюється по первинних широкосмугових каналах в смузі 48 кГц при роботі низькошвидкісними апаратами t , по вторинних широкосмугових каналах в смузі 240 кГц при роботі з високошвидкісними апаратами. Для передачі сигналів мовлення зі смугою 50...10000 Гц використовують три канали тональної частоти.

У багатоканальних системах передачі частіше всього використовують часовий і частотний способи розподілу.

7.2 Часовий розподіл каналів

При часовому розподілі каналів передаються періодичні послідовності дуже коротких імпульсів, амплітуди яких дорівнюють миттєвим значенням кана-

льних сигналів. У проміжку між імпульсами одного каналу передаються імпульси другого каналу, третього і т.д. Після цього цикл передач знову повторюється.

При передачі безперервних сигналів (наприклад, розмови) їх дискретизують за часом, наприклад, методом амплітудно-імпульсної модуляції (АІМ), широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) чи фазоімпульсної модуляції (ФІМ). У лінію передачі імпульси одного каналу подаються у проміжках між імпульсами інших каналів.

Спрощена структурна схема кінцевої станції багатоканальної системи передачі з часовим розподілом каналів зображена на рис. 7.2.

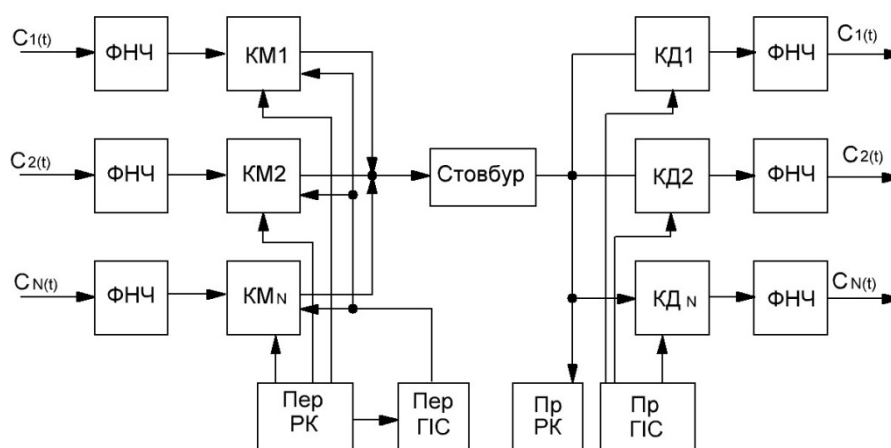


Рис. 7.2. Спрощена структурна схема кінцевої станції багатоканального зв'язку з часовим розподілом каналів.

Безперервні повідомлення від кожного абонента $C_1(t) \dots C_N(t)$ подаються на входи каналних модуляторів $КМ1 \dots КМn$. У цих модуляторах проводиться модуляція за амплітудою, частотою чи фазою у відповідності з методом дискретизації. З виходу каналного модулятора промодульовані імпульси об'єднуються з імпульсами синхронізації від генератора імпульсів синхронізації (ГІС), а також з імпульсами управління в груповий сигнал C .

Управління роботою модуляторів, ГІС, датчиків імпульсів управління (ДІУ) виклику, датчика службового зв'язку (ДСЗ) здійснюється розподілювачем каналів (РК), який видає на кожний модулятор послідовності імпульсів з частотою дискретизації F_d , зсунуті між собою на $N\Delta T$, де T – номер каналу. У вихідному становищі модулятори закриті і відкриваються імпульсами запуску від РК на час ввімкнення абонента до загального широкосмугового каналу. Одержаний груповий сигнал C надходить на вхід пристрою, який надає сигналам всіх каналів однакову форму. Потім груповий сигнал подається на груповий модулятор, де здійснюється модуляція груповим сигналом радіочастотних коливань несучої частоти передавача. Промодульовані радіочастотні коливання випромінюються антеною на наступну радіостанцію.

У приймальній частині станції прийнятий сигнал підсилюється, детектується і подається на входи всіх каналних модуляторів КД. Кожний каналний

демодулятор КД відкривається по черзі в відведені даному каналу інтервали часу. З виходу каналних детекторів повідомлення поступають до відповідних абонентів.

В імпульсних релейних системах з часовим розподілом каналів число каналів обмежено і часто не перевищує 48. У радіорелейних системах передачі на великі відстані використовують принципи ретрансляції. Для цього між кінцевими станціями встановлюються проміжні радіорелейні станції. На проміжних станціях встановлюють два комплекти приймально-передавальних пристроїв, які здійснюють прийом сигналів від попередньої станції, підсилюють їх і передають на наступну станцію.

7.3 Частотний розподіл каналів

Системи передачі в лінійних трактах, де для передачі каналних сигналів кожному каналу відводиться визначена смуга частот. Такі системами передачі називаються з частотним розподілом каналів.

У багатоканальних радіорелейних і супутникових системах передачі з частотним розподілом каналів використовують апаратуру об'єднання і розподілу каналів. Це забезпечує простоту узгодження радіосистем зв'язку і можливість уніфікації обладнання.

Для більш ефективного використання дорогого обладнання систем необхідно у визначеній смузі частот розмістити якомога більше каналів, для цього спектр каналного сигналу повинен бути вузьким. Найбільш вузький спектр частот одержують при амплітудній модуляції і випромінюванні одної бокової смуги. Тому у системах передачі з частотним розподілом каналів використовується односмугова амплітудна модуляція.

Структурна схема багатоканальної системи передачі частотним розподілом каналів приведена на рис. 7.3.

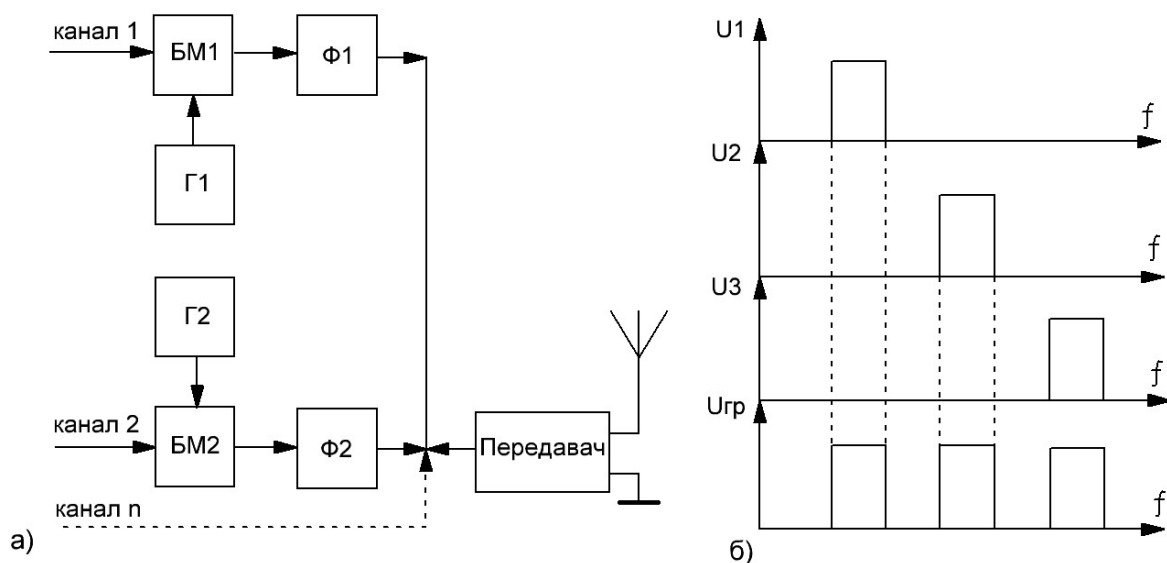


Рис. 7.3. Структурна схема системи з частотним розподілом каналів і графіки сигналів

У багатоканальних системах основними сигналами є телефонні, смугу частот коливань займають частоти 300...3400 Гц, ширина смуги 3100 Гц. Тому в груповому сигналі на кожний канал разом із захисним інтервалом відводиться 4000 Гц. Принцип частотного розподілу полягає в тому, що кожний канал зв'язку має свою ділянку частотного спектра. Ці ділянки каналів $U_1, U_2, U_3 \dots U_n$ складають груповий сигнал $U_{гр}$ (рис. 7.3 б).

Апаратура розподілу каналів має балансні модулятори, генератори піднесучих частот і фільтри, як показано на структурній схемі (рис. 7.3а).

Звуковий сигнал каналу 1, 2...n та частота генераторів піднесучої $G_1, G_2 \dots G_n$ подаються на балансний модулятор БМ1, БМ2...БМn, де проходить амплітудна модуляція з подавленням своєї піднесучої частоти. Генератори піднесучих частот повинні мати високу стабільність частоти і, як правило, мають кварцову стабілізацію. Високовибірними фільтрами $\Phi_1, \Phi_2 \dots \Phi_n$ виділяють одну з бокових смуг, після чого формується груповий сигнал, який подається в кінцеві каскади радіопередавача для випромінювання.

Основними перевагами частотного розподілу каналів є висока ефективність використання смуги частот лінії зв'язку та простота технічної реалізації.

При цьому способі є можливість об'єднання кількох частотних каналів для передачі більш широкосмугового сигналу.

До недоліків таких систем відносяться:

- виникнення перехідних завад за рахунок неідеальної характеристики групового тракту і можливість накопичення цих завад;
- високі вимоги до смугових фільтрів, що призводить до їх високої вартості і значних габаритів.

Однак, враховуючи ряд переваг, системи з частотним розподілом каналів широко використовують для різних радіоліній зв'язку.

Контрольні запитання до розділу 7.

1. Як ви розумієте поняття багатоканальний радіозв'язок?
2. Що таке багатоканальна система передачі даних?
3. Який вигляд має структурна схема багатоканальної системи радіозв'язку?
4. Як здійснюється часовий розподіл каналів у схемах радіопередавачів?
5. Як здійснюється частотний розподіл каналів у схемах радіопередавачів?

УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ

А – антена
АГ – автогенератор
АІМ – амплітудно-імпульсна модуляція
АКМ – автоматична колекторна модуляція
АМ – амплітудна модуляція
АРП – автоматичне регулювання підсилення
АФМ – амплітудно-фазова маніпуляція
БК – буферний каскад
БМ – балансний модулятор
БТ – біполярний транзистор
Г – генератор
ГВЧ – генератор високої частоти
ГДЧ – генератор допоміжної частоти
ГЗЗ – генератор із зовнішнім збудженням
ГІС – генератор імпульсів синхронізації
ГНЧ – генератор несучої частоти
ДЖ – джерело живлення
ДІУ – датчик імпульсів управління
ДМ – демодулятор
ДОЧ – датчик опорних частот
ДСЗ – датчик службового зв'язку
ЕЛ – електронна лампа
ЕК – електронний ключ
З – збуджувач
ЗБ – загальна база
ЗВ – загальний витік
ЗГ – задаючий генератор
ЗЕ – загальний емітер
ЗЗ – загальний затвор
ЗМ – змішувач
ІТ – імпульсний трансформатор
КАГ – кварцовий автогенератор
КАМ – квадратурно-амплітудна модуляція
КГ – кварцовий генератор
КД – канальний демодулятор
КЗЄ – конденсатор змінної ємності
ККД – коефіцієнт корисної дії
КМ – канальний модулятор
КПП – кінцевий підсилювач потужності
ЛКР – лінія критичного режиму

М – модулятор
МП – модуляційний пристрій
НВЧ – надвисокі частоти
НЗЗ – негативний зворотній зв'язок
ОАГ – опорний автогенератор
ОБС – одна бокова смуга
П – передавач
ПАГ – перестроювальний автогенератор
ПБС – пристрій блокування і сигналізації
ПЗЗ – позитивний зворотній зв'язок
ПН – підсилювач напруги
ПП – підсилювач потужності
ППП – попередній підсилювач потужності
ПТ – польовий транзистор
ПФ – п'єзофільтр
ПЧ – помножувач частоти
Р – резонатор
РЕ – реактивний елемент
РК – розподілювач каналів
РЛС – радіолокаційна система
РП – розподіляючий пристрій
САГ – синхронний автогенератор
СМХ – статична маніпуляційна характеристика
СО – система охолодження
СФ – смуговий фільтр
ТКЄ – температурний коефіцієнт ємності
УК – узгоджуючий каскад
УКХ – ультракороткі хвилі
Ф – фазообертач
ФАГ – фазована антенна градка
ФД – фазовий детектор
ФІМ – фазоімпульсна модуляція
ФМ – фазова модуляція
ФНЧ – фільтр нижніх частот
ФО – фазообертач
ФС – фазозсуваюча схема
ЧМ – частотна модуляція
ШДЛ – штучна довга лінія
ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

СЛОВНИК

Вибірність (селективність) – здатність радіоприймача відрізнити корисний радіосигнал від сторонніх (які заважають радіоприймачу) електромагнітних коливань різного походження і виділяти його; параметр радіоприймача, що кількісно характеризує цю здатність. Вибірність оцінюється відносною інтенсивністю сигналу від стороннього джерела, наприклад радіостанції, при якій цей сигнал може зробити помітну заваду на приймач обраного слабого сигналу.

Динамічний діапазон радіоприймального пристрою – це відношення максимально допустимого рівня прийнятого сигналу (нормується рівнем нелінійних спотворень) до мінімально можливого рівня сигналу (визначається чутливістю пристрою), яке виражене в децибелах. Іншими словами - це різниця між максимальним і мінімальним значеннями рівнів сигналів, при яких ще не спостерігається спотворень.

Дискримінатор – різновид частотного детектора (демодулятора частотної модуляції), який застосовується в переважній більшості сучасного радіоприймального обладнання. На дискримінатор подається сигнал у вигляді модульованих коливань з проміжною частотою, а виходить сигнал у вигляді коливань низької частоти, тобто вихідний корисний. Далі він обробляється підсилювачем низької частоти, надходить в звукові контури і т.п., залежно від типу приймача. Цінність сигналу на виході дискримінатора полягає в його «чистоті» – він ще не спотворений звуковими підсилювачами і фільтрами. Такий сигнал ідеально підходить для декодування частотної маніпуляції (що використовується, наприклад, в пейджинговому протоколі POCSAG) і деяких інших цифрових видів зв'язку.

Довгі хвилі – радіохвилі з довжиною хвилі від 1 до 10 км (низькі частоти від 30 до 300 кГц). Огинають земну поверхню за рахунок дифракції та відбиття від іоносфери Землі. Забезпечують стійкий радіозв'язок і застосовуються для далекого (на відстань до 2000 км) радіозв'язку і радіонавігації.

Дуплекс – у радіозв'язку дуплекс означає одночасну передачу даних по двох рознесених частотних каналах. По одному каналу відбувається прийом даних, по іншому – передача, розрізняється повний дуплекс (*full – duplex*) – одночасна двостороння передача і полудуплекс (*half – duplex*) – коли дані можуть передаватися в обох напрямках, але в кожному момент часу лише в одну сторону. Повний дуплекс використовується в радіотелефонному, радіомодемному зв'язку тощо.

Ефект Доплера – явище, що полягає в зміні частоти (довжини хвилі) коливань, які поширюються між об'єктами при наявності відносної швидкості між ними. Виникає, наприклад, при зв'язках з супутниками або літаками, мають відносну швидкість відносно Землі, при метеорних зв'язках, коли під дією вітру у верхніх шарах атмосфери метеорні сліди переміщуються щодо поверхні Землі.

Завмирання – ослаблення потужності радіосигналу в точці прийому, обумовлені випадковими коливаннями електричних параметрів атмосфери, а

також інтерференцією радіохвиль, що приходять в точку прийому по різними шляхами.

Імпульсна модуляція (ІМ) – модуляція коливань, в результаті якої гармонійні коливання набувають вигляду короткочасних радіоімпульсів, характеристики яких визначаються формою модулюючого відеоімпульса. ІМ застосовується, наприклад, у радіолокації, де відстань до мети визначається за часом приходу радіоімпульсу, відбитого від цілі. ІМ використовується також в системах імпульсного радіозв'язку. При цьому передається сигнал (відеоімпульс), який може змінювати різні параметри вихідної послідовності радіоімпульсів – висоту (амплітудно-імпульсна модуляція), зсув імпульсів в часі без зміни їх тривалості (фазоімпульсна модуляція), тривалість (ширину) імпульсів (широтноімпульсна модуляція). У разі імпульсно-кодової модуляції різним видам переданого сигналу відповідає передача різних кодових груп імпульсів.

Інтерференція радіохвиль – додавання в просторі двох (або кількох) радіохвиль, при якому в різних точках виходить посилення або ослаблення амплітуди результуючої хвилі.

Канал частотний – ділянка радіочастотного спектра, виділений для роботи передавального пристрою. Визначається шириною, яка залежить від виду сигналу (чим більше спектр корисного сигналу, тим ширше радіочастотний канал). У рухомого радіозв'язку в діапазоні УКХ ширина каналу зазвичай становить 12,5 або 25 кГц.

Короткі хвилі – радіохвилі довжиною від 10 до 100 метрів (високі частоти від 3 до 30 МГц). Мають властивість відбиватися від іоносфери, відчуваючи при цьому дуже мале поглинання. Відбиваючись багато разів від іоносфери і від поверхні Землі, КХ можуть поширюватися на дуже великі відстані і тому широко використовуються для радіозв'язку в земних умовах. Радіоприймач на КХ залежить від регулярних та нерегулярних процесів в іоносфері, пов'язаних із сонячною активністю, часом року і часом доби. Для космічного радіозв'язку КХ не можуть бути використані, так як іоносфера для них непрозора.

Коефіцієнт посилення антени – відносна величина, що показує, у скільки разів ефективність даної антени вище в порівнянні з напівхвильовим диполем або з ізотропним випромінювачем. Іншими словами, наскільки велику напруженість поля створить дана антена в порівнянні з еталонною на однаковій відстані, при однаковій потужності, що підводиться, і на однаковій частоті. Так як ізотропний випромінювач – теоретично ідеальний пристрій, то в технічних характеристиках зазвичай наводиться посилення по відношенню до диполу. Коефіцієнт посилення антени по відношенню до диполу зазвичай дається в дБ (dB), а по відношенню до ізотропного випромінювача – у дБі (dBi). Співвідношення цих показників становить 2,14 дБ. Наприклад, якщо наведений коефіцієнт підсилення антени 3 дБ (по відношенню до ізотропного випромінювача), то по відношенню до диполу він буде $3 - 2,14 = 0,86$ дБ. Іноді коефіцієнт посилення по відношенню до диполу позначають дБд (dBd).

Магнітна антена – рамкова антена (зазвичай багатовиткова) з осердям з магнітного матеріалу. В якості магнітних матеріалів найчастіше використовують магнітодіелектрики або ферити (феритова антена). Магнітні антени засто-

совуються переважно для прийому радіохвиль в радіопеленгації, радіонавігації і особливо широко в малогабаритних радіомовних приймачах. Діаграма спрямованості їх така ж, як у звичайних рамкових антенах. Фізичні характеристики обмежують діапазон використання магнітних антен гектометровими і кілометровими хвилями (діапазон від 30 кГц до 3 МГц).

Метрові хвилі – радіохвилі з довжиною хвилі від 1 до 10 м (частоти від 30 до 300 МГц). При наземному радіозв'язку поширюються на невеликі відстані як прямі і земні радіохвилі. На великі відстані вони можуть поширюватися у вигляді тропосферних хвиль за рахунок рефракції або розсіювання на неоднорідностях і як іоносферні хвилі за рахунок відбиття від метеорних слідів (у роки максимуму сонячної активності – внаслідок відбиття від іоносфери). Застосовуються для зв'язку з космічними об'єктами, так як проходять через іоносферу Землі. Проходження метрових хвиль через атмосферу Землі супроводжується рефракцією, частковим поглинанням і обертанням площини поляризації.

Міліметрові хвилі – радіохвилі з довжиною хвилі від 10 до 1 мм (частоти від 30 до 300 ГГц). Зважаючи на значне поглинання в парах води і газах, що містяться в атмосфері Землі, їх застосування для наземного радіозв'язку обмежено «вікнами прозорості» – вузькими діапазонами довжин хвиль, для яких поглинання мінімальне.

Модуляція – модуляція коливань (МК) – повільна в порівнянні з періодом коливань зміна амплітуди, частоти або фази коливань за визначеним законом. Відповідно розрізняється амплітудна модуляція, частотна модуляція і фазова модуляція. При будь-якому способі МК швидкість зміни амплітуди, частоти або фази повинна бути досить малою, щоб за період коливання модульований параметр майже не змінився. МК застосовується для передачі інформації за допомогою електромагнітних хвиль радіодіапазонів. Амплітуда, частота або фаза цих коливань модулюються переданим сигналом, відповідно, розрізняють амплітудну (АМ), частотну (ЧМ) і фазову модуляцію (ФМ). У багатоканальних системах зв'язку використовується імпульсна модуляція.

Надвисокі частоти (НВЧ) – область радіочастот від 300 МГц до 300 ГГц, що охоплює дециметрові хвилі, сантиметрові хвилі і міліметрові хвилі. Діапазон НВЧ використовується головним чином в радіолокації і радіозв'язку, а також у радіоспектроскопії. При освоєнні діапазону НВЧ знадобилося створення генераторів і підсилювачів електричних коливань, заснованих на нових принципах: магнетронів, клістронів, ламп біжучої хвилі та ін. Для аналізу хвиль НВЧ були створені радіохвилеводи і спеціальні типи антен.

Наддовгі хвилі – радіохвилі з довжиною хвилі від 100 до 10 км (частоти від 3 до 30 кГц). Можуть поширюватися по сферичному хвилеводі Землі, у іоносфері на дуже великі відстані з незначним ослабленням (атмосферний хвилевід). Використовуються в наземних навігаційних системах. При певних умовах можуть проникати через іоносферу вздовж силових ліній магнітного поля Землі і повертатися в магнітоспряжену точку на іншій півкулі. Наддовгі хвилі поширюються в земній корі і водах морів і океанів, так як коефіцієнт поглинання в провідних середовищах зменшується із зменшенням частоти. У зв'язку з

цим вони використовуються в системах підземного і підводного радіозв'язку.

Несуча частота (НЧ) – частота гармонійних коливань, що піддається модуляції сигналами з метою передачі інформації. Коливання з несучою частотою іноді називають несучим коливанням. У самих коливаннях з НЧ не міститься інформації, вони лише «несуть» її. Спектр модульованих коливань містить, крім НЧ, бічні частоти, що містять у собі передану інформацію.

Односмугова модуляція (ОМ) – управління електричними коливаннями, при якому повідомлення (сигнал) передається тільки на одній (виділеній) бічній смузі частот. Вона застосовується в односмуговому зв'язку, радіотелеметрії, радіотелемеханіці, телебаченні. При звичайній амплітудній модуляції інформація міститься в кожній з двох бічних смуг. При ОМ коливання з несучою частотою і частотами однієї з бічних смуг зазвичай придушуються. При цьому смуга частот сигналу звужується приблизно вдвічі, що дозволяє розмістити в тому ж діапазоні частот подвоєне число каналів зв'язку.

Односмугова передача сигналів застосовується в багатоканальному зв'язку, радіозв'язку в діапазоні коротких хвиль, деяких інших випадках, коли канал зв'язку повинен займати найменшу смугу частот коливань.

Перетворювач частоти (ПЧ) – в радіотехніці – каскад супергетеродинного радіоприймача, що змінює частоту прийнятих коливань в проміжну частоту, зазвичай меншу прийнятої. Перетворювач складається зі змішувача частоти і гетеродина на транзисторах або на одній частотноперетворюючій лампі. Під ПЧ в широкому сенсі часто розуміють і інші радіотехнічні пристрої, пов'язані з перетворенням частоти, наприклад, синтезатор частот, дільник частоти, помножувач частоти.

Перешкоди радіоприйому – електромагнітні випромінювання, що впливають на ланцюг радіоприймачів, електричні процеси в самих ланцюгах, які перешкоджають правильному прийому сигналу і не пов'язані з цим сигналом за допомогою відомої функціональної залежності, а також спотворення сигналу при розповсюдженні радіохвиль. Дія перешкод проявляється у випадкових (непередбачуваних) спотвореннях форми прийнятого сигналу, що призводить до сторонніх звуків (шуму) в гучномовця, друкарських помилок при прийомі тексту телеграм, спотворень форми зображення на екрані кінескопа і т.п. Проміжна частота – частота, що виникає в результаті змішування вхідної частоти з допоміжною частотою, яка генерується гетеродином. Ця частота (проміжна) постійна і використовується для подальшого посилення і демодуляції. Її постійність є головною перевагою супергетеродинного приймача.

Позивний сигнал – сукупність умовних знаків (кодових символів, букв, цифр) або звуковий сигнал (слово, комбінація цифр), що є відмінною ознакою радіостанції.

Полудуплекс – у радіозв'язку полудуплекс означає передачу даних за двома частотними каналами (рознесеними): по одному каналу відбувається прийом даних, по іншому – передача. Дані можуть передаватися в кожен момент часу тільки в одну сторону. Цей спосіб передачі інформації використовується, наприклад, в рухомому радіозв'язку з використанням ретрансляторів і в деяких системах транкового радіозв'язку.

Радіо – від латинського *radio* – випускаю промені, *radius* – промінь.
1) Спосіб передачі інформації на відстань за допомогою радіохвиль. 2) Галузь науки і техніки, пов'язана з вивченням фізичних явищ, що лежать в основі цього способу, і його практичне використання.

Радіоканал – спосіб передачі інформації з використанням для передачі радіохвиль. Радіоканал складається з радіопередавача та радіоприймача. Радіочастота визначається залежно від завдання, покладеного на радіоканал, а також наявних можливостей. Радіоканали використовуються для здійснення радіозв'язку, організації радіомереж, з'єднання сегментів інформаційних систем.

Радіоаматорські діапазони – діапазони радіохвиль, виділені для радіоаматорського зв'язку і передачі сигналів на радіокеровані моделі. Для зв'язку, згідно з міжнародним регламентом радіозв'язку, відведені 5 короткохвильових діапазонів – 80-, 40-, 20-, 14- і 10- метрові з частотами відповідно 3,50 – 3,65 МГц; 7,0 – 7,1 МГц; 14,00 – 14,35 МГц; 21,00 – 21,45 МГц; 28,0 – 29,7 МГц і 6 УКХ – з частотами 144 – 146 МГц; 430 – 440 МГц; 1,215 – 1,300 ГГц; 5,65 – 5,67 ГГц; 10,0 – 10,5 ГГц; 21 – 22 ГГц. Для радіоуправління моделями виділена частота ($27,12 \pm 0,05\%$) МГц та кілька ділянок в діапазоні 28,0 – 29,7 МГц; 144 – 146 МГц. У середині кожного радіоаматорського діапазона відводяться окремі ділянки для роботи у телеграфному і телефонному режимах, для зв'язку з ближніми і далекими станціями.

Радіорелейний зв'язок – (від *radio* і франц. *relais* – проміжна станція) радіозв'язок, що здійснюється за допомогою ланцюжка прийомо-передавальних, як правило, віддалених один від одного на відстані прямої видимості їх антен. Кожна така станція приймає сигнал від сусідньої станції, підсилює його і передає далі – наступній станції.

Радіостанція – комплекс пристроїв для передачі інформації за допомогою радіохвиль (передавальна радіостанція), її прийому (приймальна радіостанція чи радіоприймач) та передачі і прийому (приймально-передавальна радіостанція). Основні елементи: радіопередавач і радіоприймач, фідер, антена, джерело живлення. Крім того, до складу передавальної радіостанції можуть входити пристрої для відтворення з деякого носія (наприклад, магнітної стрічки) інформації, яка підлягає передачі до складу приймальних пристроїв. Вони реєструють сигнали, що приймаються і перетворюють їх в звук або в зображення.

Радіотелеграфний зв'язок – електровз'язок, при якому за допомогою радіохвиль передаються дискретні повідомлення – літерні, цифрові і знакові. На передавальній станції електричні коливання, модульовані телеграфним повідомленням, надходять в лінію радіотелеграфного зв'язку і з неї – на приймальну станцію. Після детектування і посилення телеграфне повідомлення приймається на слух або записується прийомним літеродрукувальним телеграфним апаратом.

Радіотелефонний зв'язок – електровз'язок, при якому за допомогою радіохвиль передаються телефонні (мовні) повідомлення. Інформація надходить в лінію радіотелефонного зв'язку через мікрофон, а з неї – зазвичай через телефон. Мікрофон і телефон підключають до радіостанцій безпосередньо або пов'язують з ними телефонні лінії.

Радіотехніка – 1) наука про електромагнітні коливання і хвилі радіодіапазону, методи їх генерації, посилення, випромінювання та прийому. 2) Галузь техніки, що здійснює застосування таких коливань хвиль для передачі інформації в радіозв'язку, радіомовленні, телебаченні, радіолокації, радіонавігації та ін. Радіотехнічні методи і пристрої застосовуються в автоматичній, обчислювальній техніці, астрономії, фізиці, хімії, біології, медицині і т.п. Розпадається на ряд областей, головні з яких – генерування, посилення, перетворення електричних коливань; антенна техніка; поширення радіохвиль в різних середовищах; відтворення переданих сигналів (звукових, зображень, телеграфних та інших знаків); техніка управління, регулювання та контролю з використанням радіотехнічних методів.

Радіохвилі – електромагнітні хвилі з довжиною хвилі більше 500 мкм (частотою менше $6 \cdot 10^{12}$ Гц). У перших дослідах передачі сигналів за допомогою радіохвиль, здійснених А. С. Поповим у 1895-1899 рр., використовувалися хвилі довжиною від 200 до 500 м. Подальший розвиток радіотехніки призвів до використання більш широкого спектру електромагнітних хвиль. Нижня межа спектра радіохвиль, випромінюваних радіопередавачами, порядку 10^3 - 10^4 Гц.

Регламент радіозв'язку – набір правил, які регулюють порядок використання країнами – членами Міжнародного союзу електрозв'язку будь-яких радіостанцій і пристроїв, випромінюючих електромагнітні хвилі радіодіапазону і тим самим здатних створювати перешкоди радіоприйому. Їм регламентуються: розподіл ділянок радіодіапазону з метою їх використання для електрозв'язку, радіомовлення, телебачення, в радіолокації, радіоастрономії і т.д.; встановлення узгодженого порядку роботи і нормування параметрів пристроїв, випромінюючих і приймаючих радіохвилі, для забезпечення одночасної роботи таких пристроїв при рівні перешкод, що не перевищує допустимий. У регламенті наведені класифікація пристроїв для випромінювання і прийому радіохвиль (по радіослужбам); таблиця розподілу радіочастот (радіохвиль) та умови їх використання окремими радіослужбами в різних районах світу; правила закріплення робочих частот за радіостанціями; обмеження, що накладаються на окремі радіослужби; порядок встановлення та ведення радіозв'язку; заходи, які повинні бути прийняті у випадку виникнення неприпустимих радіозавад, і т.п. З урахуванням регламенту складаються національні таблиці розподілу частот.

Режекторний фільтр – фільтр, область непрозорості якого лежить в певній смузі між деякими граничними частотами. Іншими словами, такий фільтр «вирізає» із спектру радіочастот якусь певну ділянку – не дає сигналам цих частот проникати в приймальний пристрій. Використовується для боротьби з джерелами сигналів, які є причиною перевантаження вхідних каскадів (десенсibiliзації) і інтермодуляції. Наприклад, популярні режекторні фільтри, які «вирізають» радіомовний діапазон (64 – 108 МГц) або частоти особливо потужних пейджингових передавачів.

Ретранслятор (репітер) – пристрій, що застосовується для розширення зони дії зв'язку. Приймає радіосигнали від радіостанцій, підсилює і передає в ефір. Одне з основних пристроїв базової станції. Зазвичай складається з приймального і передавального обладнання, блоку живлення, з'єднувальних ліній,

антен (антени) і різного додаткового устаткування.

Розкид каналів – характеристика напівдуплексного і повнодуплексного обладнання, що позначає розкид між частотами прийому і передачі. Позначається у одиницях виміру частоти (кГц або МГц).

Рухомий радіозв'язок – радіозв'язок між стаціонарними і рухомими радіостанціями або тільки між рухомими радіостанціями. До рухомого радіозв'язку відносяться транковий і стільниковий радіозв'язок, зв'язок рухомих станцій через ретранслятори, зв'язок будь-яких рухомих радіостанцій між собою.

Сантиметрові хвилі – радіохвилі з довжиною хвилі від 10 до 1 см (частоти від 3 до 30 ГГц). Проходять через атмосферу Землі, відчувуючи мале спотворення. Поглинання в тропосфері водяними парами і краплями дощу суттєво тільки для хвиль з довжиною менше 3 см, іоносфера практично прозора для середніх хвиль, які можуть використовуватися для роботи супутників зв'язку і ліній зв'язку Земля-космос. У наземних умовах середні хвилі розповсюджуються в межах прямої видимості; на великі відстані вони можуть поширюватися за рахунок розсіювання на неоднорідностях тропосфери.

Середні хвилі (СХ) – радіохвилі з довжиною хвилі від 1000 до 100 м (середні частоти від 300 кГц до 3 МГц). У денні години зазвичай сильно поглинаються в іоносфері і поширюються тільки як поверхневі хвилі, огинаючи поверхню Землі. У нічні години можуть поширюватися, подібно коротким хвилям, на великі відстані, багато разів відбиваючись від шару іоносфери і від поверхні Землі. Діяльність радіопередачі на СХ в денні години приблизно 500-1000 км, у нічні години при відбитті від іоносфери – до декількох тисяч кілометрів. На СХ спостерігаються замирання. Використовуються у морському радіозв'язку, радіомовленні та у навігації. Стабільність частоти – допустиме відхилення частоти від номінального значення. Вимірюється у відсотках або в проміле (мільйонна частина).

Сигнал – сигнал (франц. *signal*, лат. *signum* – знак), знак, фізичний процес або явище, що несуть повідомлення про яку-небудь подію, стан об'єкта або передають команди управління, сповіщення і т.д. Інформація, що міститься в повідомленні, зазвичай є зміною одного або декількох параметрів сигналу – його амплітуди (інтенсивності), тривалості, частоти, ширини спектра, фази, часу запізнювання, поляризації та ін.

Симплекс – у радіозв'язку “симплекс” означає передачу даних по єдиному частотному каналу. Відповідно, дані можуть передаватися в кожен момент часу тільки в одну сторону. Симплекс використовується, наприклад, для зв'язку декількох радіостанцій (без ретрансляції).

Сканування – послідовна перевірка записаних в пам'ять приймача або трансивера каналів, яка зупиняється у разі виявлення сигналу. Це найбільш важлива функція аматорських широкосмугових скануючих радіоприймачів (сканерів), проте в тій чи іншій формі вона зустрічається в багатьох інших сучасних трансиверах та приймачах. Можуть бути передбачені різні варіанти сканування – за обраними банками пам'яті, по каналах з певним видом модуляції, за спеціально зазначеним каналом, з різними умовами або обмеженнями тощо. Важливою характеристикою є швидкість сканування. У сучасних скануючих прийма-

чах вона іноді досягає 100 і більше каналів за секунду.

Смуга пропускання радіочастот – діапазон частот, у межах якого амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) радіотехнічного пристрою досить рівномірна для того, щоб забезпечити передачу сигналу без суттєвого викривлення його форми. Ширину смуги зазвичай визначають як різницю верхньої та нижньої граничних частот ділянки АЧХ, на якому амплітуда коливань становить не менше 0,7 від максимальної. Ширину смуги пропускання виражають в одиницях частоти (наприклад, в кГц). Вимоги до смуги пропускання різних пристроїв визначаються їх призначенням. У стандартних радіоприймачах смуги пропускання відповідають найбільш поширеним для кожного виду модуляції. Наприклад, у скануючого приймача Аг-8200 смуги пропускання такі: для WFM – 150 кГц, для NFM – 12 кГц, для AM – 9 кГц, для SSB – 3 кГц і т.п.

Смуговий фільтр – фільтр, область прозорості якого лежить у певній смузі між деякими граничними частотами. Іншими словами, такий фільтр забезпечує прийом радіосигналів тільки на обраній ділянці спектра, а всі інші значно послаблює. Добре підходить для радіомоніторингу потрібних частот в умовах насиченого ефіру великого міста. Допомогає уникнути перевантаження вхідних каскадів (десенсибілізації) і інтермодуляції.

Спектр радіосигналу – всі гармонійні складові якого-небудь радіосигналу утворюють в сукупності спектр цього сигналу.

Спектральна модуляція – вид модуляції, при якій передається сигнал несучої частоти, модулюється за частотою (або по фазі) аналоговим або цифровим сигналом у поєднанні з деякою псевдовипадковою послідовністю. Результуючий сигнал займає більш широкий спектр частот, ніж модулюючий і є шумоподібним. Таким чином, в певній смузі частот можуть передаватися кілька незалежних сигналів. Обмеженням на кількість сигналів в смузі служить збільшення шуму до певного значення. Така техніка комунікації має цілий ряд важливих переваг, серед яких низька ймовірність виявлення, перехоплення і виявлення джерела випромінювання. Крім високої стійкості до перехоплення, система має високу завадостійкість.

Стільниковий радіозв'язок – мережа рухомого, переважно радіотелефонного зв'язку, побудована за стільниковим принципом. Це означає, що зона обслуговування мережі розбита на невеликі ділянки, звані сотами, або осередками. Кожна з комірок обслуговується своїм передавачем (базовою станцією) з невисокою вихідною потужністю і обмеженою кількістю задіяних частотних каналів. Це дозволяє без перешкод багаторазово використовувати ці ж частотні канали в інших, віддалених на певну відстань і в більшості випадків несуміжних стільниках. Таким чином, основним принципом стільникового зв'язку є багаторазове використання одних і тих же радіочастот в різних сегментах мережі. За рахунок цього досягається ефективно використання обмеженого частотного ресурсу при збереженні дуже великої пропускну здатності. І хоча стільниковий принцип побудови мережі може використовуватися в різних системах (передачі даних, рухомий транковий (не телефон) зв'язок тощо), в переважній більшості випадків стільникова мережа – це все-таки телефонна мережа, причому загальнодоступна, діюча на комерційній основі. Сучасні стіль-

никові телефонні мережі відрізняються дуже великими зонами обслуговування (іноді покривають всю територію регіону чи держави), наданням абонентам численних додаткових послуг, можливістю міжрегіонального та міжнародного роумінгу і т.п. Сьогодні у світі існують численні стандарти стільникового телефонного зв'язку, що відрізняються принципами побудови, типами радіосигналу, видами ущільнення та ін.

Субміліметрові хвилі – радіохвилі з довжиною хвилі від 1 до 0,1 мм (частоти від 300 ГГц до 3 ТГц). Це найбільш короткохвильова частина діапазону радіочастот (коротші хвилі вже ставляться до оптичного діапазону). При поширенні сильно поглинаються парами води і газами, що входять до складу повітря, за винятком невеликих інтервалів частот (вікна прозорості). При роботі з субміліметровими хвилями використовуються квазіоптичні лінії передачі. Вони можуть застосовуватися для космічного зв'язку поряд з хвилями оптичного діапазону.

Супергетеродинний радіоприймач – схема приймача в переважній більшості сучасного радіообладнання. Принцип роботи полягає в тому, що вхідний радіочастотний сигнал спочатку перетворюється в іншу частоту, постійну для даного типу приймача, а потім на цій, так званій проміжній частоті, проводиться посилення основного сигналу і послаблюються заважаючі сигнали. Важливою перевагою супергетеродинного приймача є те, що в ньому не потрібно перебудовувати підсилювач проміжної частоти, тому він простий в налаштуванні, легко виробляє необхідне посилення сигналу і здійснює АПЧ і АРП. Недоліком є виникнення побічних (дзеркальних) каналів приймача в процесі перетворення частоти.

Транковий (транкінговий) радіозв'язок – назва походить від англійського слова *trunk* (стовбур). Мережа транкового зв'язку – це система рухомого радіозв'язку. У кожному стовбурі (зоні дії базової станції) задіяно кілька фізичних радіоканалів, кожен з яких може бути наданий будь-якому абоненту. Вибір вільного радіоканалу в системі відбувається автоматично. Ця особливість відрізняє транкові системи більш простих систем двостороннього радіозв'язку (наприклад, ретрансляторів), в яких кожен абонент має можливість доступу тільки до одного радіоканалу, причому радіоканал повинен по черзі обслуговувати ряд абонентів. Таким чином, основним призначенням транкових систем є ефективне використання обмеженого частотного ресурсу та підвищення пропускну здатності при збереженні якості зв'язку простих радіосистем. Вартість експлуатації систем транкового зв'язку, як правило, нижче, ніж у стільникових системах, а встановлення зв'язку між абонентами відбувається швидше. Крім того, збільшення зони обслуговування в транковій системі досягається при значно менших витратах. Абонентам сучасних транкових систем надаються різні додаткові послуги, наприклад, вихід у телефонну мережу, груповий та індивідуальний виклик, передача даних і т.п. Основна сфера застосування транкових систем – корпоративний зв'язок. У той же час в усьому світі отримали розвиток і загальнодоступні комерційні транкові мережі.

Існує велика кількість стандартів, а також можливих варіантів побудови транкових мереж.

Тропосферний радіозв'язок – далекий радіозв'язок, заснований на використанні явища перевипромінення електромагнітної енергії в електричну неоднорідною тропосферою (простір на висоті приблизно 15 км від поверхні Землі) при поширенні в ній радіохвиль. Здійснюється в діапазонах дециметрових і сантиметрових хвиль. Електрична неоднорідність тропосфери обумовлена випадковими локальними змінами температури, тиску і вологості повітря, а також регулярним зменшенням цих величин із збільшенням висоти. Випромінення енергії відбувається в області перетину діаграм спрямованості передавальної і приймальної антен. Відстань між пунктами передачі і прийому може досягати 1000 км.

УКХ – ультракороткі хвилі. Діапазон радіохвиль, який охоплює метрові і дециметрові хвилі (тобто від 10 до 0,1 м; від 30 МГц до 3 ГГц). Ущільнення ліній зв'язку – метод побудови системи зв'язку, що забезпечує одночасну і незалежну передачу повідомлень від багатьох відправників до такого ж числа одержувачів. У таких системах багатоканального зв'язку (багатоканальної передачі) загальна лінія зв'язку ущільнюється десятками, сотнями і т.д. індивідуальних каналів, по кожному з яких відбувається обмін інформацією єдиної пари абонентів. Канальні передавачі разом з підсумовуючим пристроєм утворюють апаратуру ущільнення; груповий передавач, лінія зв'язку і груповий приймач складають груповий тракт передачі; груповий тракт передачі, апаратура ущільнення та індивідуальні приймачі утворюють систему багатоканального зв'язку. У практиці розрізняють ущільнення за частотою, за фазою, за рівнем, тимчасове, комбіноване, структурне та ін. Найбільше застосування в системах багатоканального зв'язку знаходять частотне, тимчасове і широкосмугове ущільнення.

Фазова модуляція (ФМ) – вид модуляції коливань, при якому передається сигнал, що керує фазою несучого високочастотного коливання. За характеристиками ФМ близька до частотної модуляції. Якщо модулюючий сигнал синусоїдальний, то спектр і форма сигналів у разі частотної модуляції і ФМ повністю збігаються. Розходження виявляється при більш складних формах модулюючого сигналу.

Фідер – англ. *feeder*, від *feed* – живити. У радіотехніці – лінія передачі, передавальна лінія, електричний пристрій, по якому здійснюється направлене поширення (каналізація) електромагнітних коливань (хвиль) від джерела до споживача в системах їх передачі і розподілу. Фідери підрозділяють на відкриті та закриті.

Фільтр електричний – електричний пристрій, у якому із спектру поданих на його вхід електричних коливань виділяються (пропускаються на вихід) складові, розташовані в заданій області частот, і не пропускаються всі інші складові. Фільтри використовуються в системах багатоканального зв'язку, радіопристроях автоматики, телемеханіки, радіовимірювальної техніки і т.п. – скрізь, де передаються електричні сигнали за наявності інших (які заважають) сигналів і шумів, що відрізняються від перших за частотним складом. Область частот, в якій лежать складові, що пропускалися фільтром, називають смугою пропускання (смугою затримування). За принципом дії фільтри поділяються на

смугові і режекторні.

Частотомір – прилад для вимірювання частоти радіохвиль. Існують різні типи – резонансні, гетеродинні, цифрові та ін. Розрізняють стаціонарні частотоміри, які використовуються для лабораторних вимірювань, і портативні пошукові частотоміри. Останні відрізняються компактністю, мають штатну широкосмугову антену і у включеному стані безперервно аналізують широкий діапазон частот (зазвичай від сотень кГц до 1-2 ГГц). При появі поблизу сильного сигналу вимірюють і реєструють його частоту, а іноді запам'ятовують її або передають по інтерфейсу спряженого радіоприймача. Прилади даного типу використовуються в пошукових, оперативних і т.п. заходах.

Чутливість – найменша величина вхідного сигналу, що забезпечує за певних умов задану вихідну потужність. Розрізняють реальну чутливість – визначальну чутливість при стандартній вихідній потужності і відношенні сигнал/шум на вході не менше заданого, і максимальну чутливість – визначальну чутливість при максимальній гучності. У радіозв'язку зазвичай застосовують величини чутливості, виміряні при відношенні сигнал/шум 12 дБ і 20 дБ. Крок підстроювання частоти – фактично – щабель зміни частоти прийому чи передачі. Сучасні радіоприймачі і трансивери надають вибір декількох кроків підстроювання або можливість налаштувати будь-який крок за бажанням користувача. Попередньо встановлені кроки певною мірою залежать від прийнятих у радіозв'язку смуг частотних каналів. Стандартні для будь-якого широкосмугового радіоприймача кроки підстроювання – 50 Гц і 100 Гц, 1 кГц, 5 кГц, 10 кГц, 12,5 кГц, 25 кГц, 50 кГц і 100 кГц.

Шумоподібний сигнал – сигнал, що містить багато гармонійних (синусоїдальних) складових в обраній смузі частот. Шумом називають невпорядковані випадкові складні коливання із суцільним відносно широким частотним спектром. Звідси походить назва сигналу. Використання шумоподібних сигналів дозволяє значно зменшити потужність їх джерел, вона становить менше 1 Вт. Крім цього, застосування цих сигналів забезпечує підвищення завадостійкості передачі даних.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Анин Б. Радиопионаж / Б. Анин, А. Петрович. – М.: Международные отношения, 1996. – 448 с.
2. Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В. Л. Банкет, В. М. Дорофеев. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
3. Беллами Дж. Цифровая телефония: Пер. с англ. А. Н. Берлина, Ю. Н. Чернышева. – М.: Эко-Трекдз, 2004. – 640 с.
4. Бортник Г. Г. Основи теорії передачі інформації: [навчальний посібник] / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак. – Вінниця: ВДТУ, 2002. – 128 с.
5. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
6. Горлач А. А. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике / А. А. Горлач, М. Я. Минц, В. Н. Чинков/ – К.: Техника, 1985. – 151 с.
7. Жураковський Ю. П. Теорія інформації та кодування: [підручник для вузів] / Ю. П. Жураковський, В. П. Полторака. – К.: Вища школа, 2001. – 255 с.
8. Захист інформації в телекомунікаційних системах / [Конахович Г. Ф., Климчук В. П., Паук С. М., Потапов В. Г.]. – К.: "МК-Пресс", 2005. – 288 с.
9. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн.1 / Б. Р. Левин. – М.: Сов. Радио, 1974. – 552 с.
10. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн.3 / Б. Р. Левин. – М.: Сов. Радио, 1976. – 288 с.
11. Ли У. Техника подвижных систем связи / У. Ли. – М.: Радио и связь, 1985. – 392 с.
12. Методи і засоби обробки небезпечних сигналів / [Азаров О. Д. Максименко Г. О., Хорошко В. О., Яремчук Ю. Є.]. – Вінниця: ВНТУ, 2005. – 282 с.
13. Мешалкин В. А. Основы энергетического расчета радиоканалов / В. А. Мешалкин, Б. В. Сосунов. – Л.: ВАС, 1991. – 110 с.
14. Поляков П. Ф. Широкополосные аналоговые системы связи со сложными сигналами / П. Ф. Поляков. – М.: Радио и связь, 1981. – 152 с.
15. Проектирование радиопередатчиков: [учебное пособие для вузов] / [Шахгильдян В. В., Шумилин М. С., Козырев В. Б. и др.]; под. ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2000 г.
16. Радиотехнические системы передачи информации: [учеб. пособие для вузов] / [Борисов В. А., Калмыков В. В., Ковальчук Я. М. и др.]; под. ред. В. В. Калмыкова. – М.: Радио и связь, 1990. – 304 с.
17. Ратынский М. В. Основы сотовой связи / М. В. Ратынский; под ред. Д. Б. Зимина. – М.: Радио и связь, 1998. – 248 с.
18. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.
19. Теплов Н. Л. Теория передачи сигналов по электрическим каналам связи / Н. Л. Теплов. – М.: Воениздат, 1976. – 420 с.
20. Хаїзмон І. Я. Техніка передачі інформації. Функціональні вузли та схеми. Ч.1. / І. Я. Хаїзмон. – Вінниця.: ВДТУ, 2000 р. – 143с.
21. Хиленко В. И. Радиопередающие устройства. / В. И. Хиленко, Б. М. Малахов. – М.: Радио и связь, 1991 г. – 328с.
22. Чердынцев В. А. Радиотехнические системы: [уч. пособие для вузов] / В. А. Чердынцев. – Мн.: Высшая школа, 1988. – 369с.
23. Шахгильдян В. В. Радиопередающие устройства. / В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003 г. – 560 с.
24. Ярочкин В. И. Технические каналы утечки информации/ В. И. Ярочкин. – М.: ИПКИР, 1994. – 112 с.

Навчальне видання

Ткачук Василь Миколайович
Цирульник Сергій Михайлович
Петренко Тарас Антонович

РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ

Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено В. Ткачуком

Підписано до друку 03.03.2015 р.
Формат 42×29,7 1/4. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний.
Ум. друк. арк. 10,81. Зам. № В2015-10

Видавець і виготовлювач ФОП Барановська Т. П.
21021, м. Вінниця, вул. Порика, 7.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 4377 від 31.07.2012 р.