

Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України  
Вінницький національний технічний університет

**ФУНКЦІОНАЛЬНІ ВУЗЛИ  
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИЛАДІВ  
НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ  
ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР  
З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ**

**Монографія**

Вінниця  
ВНТУ  
2011

УДК 621.317  
ББК 32.842-5  
Ф 72

Автори:

**В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль**

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки, молоді та спорту України (протокол № 3 від 28.10.2011 р.)

Рецензенти:

**Р. Н. Квєтний**, доктор технічних наук, професор;

**В. Ю. Кучерук**, доктор технічних наук, професор;

**А. П. Бондарєв**, доктор технічних наук, доцент.

**Функціональні** вузли радіовимірювальних приладів на ос-  
Ф 72 нові реактивних властивостей транзисторних структур з  
від'ємним опором : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук,  
А. О. Семенов та ін. — Вінниця : ВНТУ, 2011. — 336 с.

ISBN 978-966-641-405-5

В монографії розглядаються питання побудови функціональних вузлів перетворення спектрального складу сигналів радіовимірювальних приладів на основі реактивних ефектів транзисторних структур з від'ємним опором. Запропоновано нові технічні рішення побудови функціональних вузлів в діапазоні низьких, високих і надвисоких частот. Отримано нові співвідношення розрахунку статичних і динамічних характеристик активних елементів радіовимірювальних приладів на основі транзисторних структур з від'ємним опором, які можна використовувати для їхнього інженерного розрахунку.

УДК 621.317  
ББК 32.842-5

ISBN 978-966-641-405-5

© В. Осадчук, О. Осадчук, А. Семенов, К. Коваль, 2011

## ЗМІСТ

|                                                                                                                                |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....                                                                                                 | 7   |
| ВСТУП.....                                                                                                                     | 8   |
| <br>                                                                                                                           |     |
| 1. АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ<br>ПРИЛАДІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З<br>ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ.....           | 10  |
| 1.1. Класифікація радіовимірювальних приладів та<br>аналіз вимог до їх складових (функціональних вузлів).....                  | 10  |
| 1.2. Ємнісний ефект напівпровідникових приладів.....                                                                           | 15  |
| 1.3. Індуктивний ефект у біполярних транзисторів.....                                                                          | 24  |
| 1.4. Гіраторні аналоги індуктивності.....                                                                                      | 30  |
| 1.5. Помножувачі частоти на структурах з від'ємним опором.....                                                                 | 42  |
| 1.6. Пристрої генерації на структурах з від'ємним опором.....                                                                  | 45  |
| 1.7. Електрично керовані фазообертачі та фільтри на структурах<br>з від'ємним опором.....                                      | 48  |
| 1.8. Активні фільтри на структурах з від'ємним опором.....                                                                     | 50  |
| 1.9. Висновки до розділу.....                                                                                                  | 53  |
| <br>                                                                                                                           |     |
| 2. РОЗРОБКА І ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНО КЕРОВАНИХ<br>ЕКВІВАЛЕНТІВ ЄМНОСТЕЙ НА ТРАНЗИСТОРНИХ<br>СТРУКТУРАХ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ..... | 54  |
| 2.1. Розробка і дослідження еквівалента ємності на біполярній<br>транзисторній структурі з від'ємним опором.....               | 55  |
| 2.2. Дослідження еквівалента ємності на біполярній<br>статично-індукованій транзисторній структурі.....                        | 72  |
| 2.3. Розробка і дослідження еквівалентної ємності на МДН<br>транзисторній структурі з від'ємним опором.....                    | 74  |
| 2.4. Розробка і дослідження еквівалента ємності на біполярно-<br>польовій транзисторній структурі.....                         | 91  |
| 2.5. Висновки до розділу.....                                                                                                  | 107 |

|                                                                                                                  |     |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 3. ДОСЛІДЖЕННЯ ІНДУКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ<br>ТРАНЗИСТОРІВ І ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ.....                                | 108 |
| 3.1. Визначення формули індуктивності низькочастотних<br>транзисторів.....                                       | 108 |
| 3.2. Частотна залежність параметрів транзисторної<br>індуктивності.....                                          | 115 |
| 3.3. Залежність параметрів транзисторної індуктивності від<br>режиму живлення з постійного струму.....           | 119 |
| 3.4. Залежність індуктивності від зміни величини базового<br>опору, температури і величини вхідного сигналу..... | 124 |
| 3.5. Дослідження індуктивних властивостей транзистора з пози-<br>тивною реактивністю в колі бази.....            | 129 |
| 3.6. Дослідження індуктивних властивостей складених<br>транзисторів.....                                         | 133 |
| 3.7. Індуктивні властивості транзистора з додатковою<br>ємністю.....                                             | 142 |
| 3.8. Питання стійкості напівпровідникових індуктивностей.....                                                    | 150 |
| 3.9. Чутливість схем з еквівалентною індуктивністю.....                                                          | 154 |
| 3.10 Висновки до розділу.....                                                                                    | 157 |
| 4. ПОМНОЖУВАЧІ ЧАСТОТИ НА ЄМНІСНОМУ ЕФЕКТІ<br>ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ.....                     | 158 |
| 4.1. Помножувач частоти на біполярній транзисторній структу-<br>рі з від'ємним опором.....                       | 158 |
| 4.2. Помножувач частоти на польовій транзисторній<br>структурі з від'ємним опором.....                           | 165 |
| 4.3. Помножувач частоти на біполярно-польовій<br>транзисторній структурі з від'ємним опором.....                 | 173 |
| 4.4. Автодинний помножувач частоти на транзисторній<br>структурі з від'ємним опором.....                         | 180 |
| 4.5. Висновки до розділу.....                                                                                    | 182 |

|                                                                                                             |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 5. ГЕНЕРАТОРНІ ПРИСТРОЇ НА ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУРАХ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ.....                                 | 183 |
| 5.1. Низькочастотні генератори на основі індуктивного ефекту транзисторних схем.....                        | 183 |
| 5.2. НВЧ-генератор на індуктивному транзисторі.....                                                         | 191 |
| 5.3. Електрично керований НВЧ-генератор на ємнісному ефекті біполярно-польової транзисторної структури..... | 193 |
| 5.4. Електрично керований генератор лінійно-змінної напруги на біполярній транзисторній структурі.....      | 197 |
| 5.5. Генератор прямокутних імпульсів на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором.....            | 203 |
| 5.6. Багаточастотний генератор на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором.....           | 212 |
| 5.7. Висновки до розділу.....                                                                               | 223 |
| 6. НВЧ ФАЗООБЕРТАЧІ, КОМУТАТОРИ І ВИМИКАЧІ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ.....         | 224 |
| 6.1. НВЧ-фазообертач на основі ємнісного ефекту транзисторних структур з від'ємним опором.....              | 224 |
| 6.2. НВЧ-фазообертач на основі індуктивного ефекту транзисторних структур з від'ємним опором.....           | 229 |
| 6.3. НВЧ-комутатори і НВЧ-вимикачі.....                                                                     | 233 |
| 6.4. НВЧ-підсилювачі.....                                                                                   | 240 |
| 6.5. Висновки до розділу.....                                                                               | 247 |
| 7. ЕЛЕКТРИЧНІ ФІЛЬТРИ НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ.....      | 248 |
| 7.1. Електричні фільтри на основі ємнісного ефекту транзисторних структур з від'ємним опором.....           | 248 |
| 7.2. Транзисторний коливальний НВЧ-контур.....                                                              | 257 |

|                                                                                                          |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 7.3. НВЧ-фільтри на транзисторах.....                                                                    | 262 |
| 7.4. Висновки до розділу.....                                                                            | 275 |
| <br>8. РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ НА ОСНОВІ ГІРАТОРІВ...                                                  | 276 |
| 8.1. Підсилювачі електричних коливань на гіраторах.....                                                  | 276 |
| 8.2. Активні фільтри на гіраторах .....                                                                  | 287 |
| 8.3. Транзисторний трансформатор ємності.....                                                            | 290 |
| 8.4. Нелінійний контур на основі гіратора.....                                                           | 294 |
| 8.5. Узгоджувальний пристрій на основі гіратора.....                                                     | 301 |
| 8.6. Транзисторний терморегулятор.....                                                                   | 304 |
| 8.7. Перетворювач постійної напруги в змінну.....                                                        | 306 |
| 8.8. Гіраторний трансформатор.....                                                                       | 309 |
| 8.9. Пристрій для вимірювання параметрів реактивних елементів з низькою добротністю в діапазоні НВЧ..... | 313 |
| 8.10. Висновки до розділу.....                                                                           | 315 |
| <br>ЛІТЕРАТУРА.....                                                                                      | 316 |

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

|       |   |                                                                               |
|-------|---|-------------------------------------------------------------------------------|
| БТ    | – | біполярний транзистор                                                         |
| БСІТ  | – | біполярний статично індукований транзистор                                    |
| БТСВО | – | біполярна транзисторна структура з від'ємним опором                           |
| ВАХ   | – | вольт-амперна характеристика                                                  |
| ВО    | – | від'ємний опір                                                                |
| ВП    | – | від'ємна провідність                                                          |
| ВЧ    | – | високі частоти                                                                |
| ГЕК   | – | генератор електричних коливань                                                |
| ГЛЗН  | – | генератор лінійно змінної напруги                                             |
| ЕКЕС  | – | електрично керований еквівалент ємності                                       |
| ІПТ   | – | інжекційно-польовий транзистор                                                |
| ККД   | – | коефіцієнт корисної дії                                                       |
| МДН   | – | метал-діелектрик-напівпровідник                                               |
| НВЧ   | – | низькі частоти                                                                |
| НВЧ   | – | надвисокі частоти                                                             |
| ПТ    | – | польовий транзистор                                                           |
| ПТСВО | – | польова транзисторна структура з від'ємним опором                             |
| ПТШ   | – | польовий транзистор Шотткі                                                    |
| РВП   | – | радіовимірювальні прилади                                                     |
| СІТ   | – | статично індукований транзистор                                               |
| СФ    | – | смуговий фільтр                                                               |
| ТКЧ   | – | температурний коефіцієнт частоти                                              |
| ТСВО  | – | транзисторна структура з від'ємним опором                                     |
| ФВЧ   | – | фільтр високих частот                                                         |
| ФНЧ   | – | фільтр низьких частот                                                         |
| НЕМТ  | – | high electron mobility transistor (транзистор з високою рухомістю електронів) |

## ВСТУП

Сучасний стан розвитку радіовимірювальної техніки досить істотно залежить від новітніх досягнень в області розробки методів та засобів радіовимірювань та визначається використанням вдосконалених або принципово нових приладів. Тому актуальною науково-технічною задачею є розробка нових підходів до побудови радіовимірювальних приладів, дія яких базується на процесах генерування, перетворення й обробки електричних коливань.

Складовими функціональними вузлами сучасних радіовимірювальних приладів є електричні фільтри, фазообертачі, помножувачі частоти, синусоїдальні та імпульсні генератори. Конструкторське виконання фільтрів, фазообертачів, помножувачів частоти, синусоїдальних та імпульсних генераторів можна істотно спростити за рахунок реалізації функції селекції частоти з підсиленням сигналу у вигляді інтегральних схем. Перспективним напрямком побудови таких інтегральних схем є використання реактивних ефектів транзисторних структур з від'ємним опором.

Питаннями, пов'язаними з вказаним науковим напрямом, активно займались наукові школи радянського та пострадянського простору. Найбільший вклад в цьому напрямку зробили відомі радянські та українські вчені: Гаряїнов С. А. [1, 2], Бібірман Л. І. [3, 4], Степанова Л. Н. [5 – 7], Негоденко О. П. [8, 9], Ауен Л. Ф. [10, 11], Андрєєв В. С. [12, 13], Осадчук В. С. і Осадчук О. В. [14 – 23], Філінюк М. А. [24 – 29]. Особлива увага була приділена спеціальним пристроям, що призначені для компенсації не тільки активних, але і реактивних, і навіть комплексних опорів [28]. Можливість розраховувати та досліджувати такі схеми дозволяє проектувати складові частини радіовимірювальної апаратури з потрібними характеристиками. Серед досягнень закордонних науковців варті уваги розробки Бенинга Ф. [30], Dutta Roy [31, 32], Saito T. [33], Adams D. K., Ho R. Y. [34, 35], Josephs H. C. [36], Lindmauer I. [37], Fujimura I. [38].

Україна займає одну з провідних позицій з розробки фільтрів, фазообертачів, помножувачів частоти та імпульсних генераторів на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Сучасні наукові досягнення, в напрямку розробки пристроїв та систем з використанням ефекту від'ємного опору напівпровідникових приладів та їх ємнісного ефекту були отримані в наукових школах Вінницького національного технічного університету. Дослідження реактивних властивостей транзисторів і

транзисторних схем з від'ємним опором були проведені професором Осадчуком В. С. у роботах [14, 17 – 23], розробка теорії мікроелектронних частотних перетворювачів фізичних величин на основі транзисторних структур з від'ємним опором та їх метрологічних характеристик була виконана професором Осадчуком О. В. у роботах [15 – 23], теорія приладів з негатронами та оцінка метрологічних характеристик і ефективності пристроїв автоматики на їх основі були розроблені професором Філінюком М. А. в роботах [24 – 29], розробка теорії створення та дослідження частотно-імпульсних і радіо-імпульсних логічних і операційних елементів цифрової техніки була виконана професором Кичаком В. М. в роботах [39 – 41], удосконалено та розроблено методи компенсації динамічних похибок вимірювальних каналів [42].

Використання ємнісного ефекту транзисторних структур з від'ємним опором дозволяє істотно спростити конструктивне виконання електрично керованих еквівалентних ємностей та індуктивностей. При цьому, на базі конкретного схемотехнічного рішення залежно від поставленої задачі можна реалізувати електрично керовані еквівалентні ємності та індуктивності на біполярній, біполярній статично індукованій, польовій, та біполярно-польовій транзисторних структурах з від'ємним опором. Застосовуючи розроблені електрично керовані ємності, стає можливим виготовлення в інтегральному виконанні радіовимірювальних приладів: помножувачів частоти, генераторів спеціальної форми, електричних фільтрів та фазообертачів.

При написанні монографії автори ставили за мету надати допомогу в розробці аналітичних і експериментальних методів з реалізації радіовимірювальних приладів у інтегральному виконанні. В роботі розглянуті два напрямки, які мають спільну мету, це – використання фізичних явищ у напівпровідникових приладах, які приводять до появи індуктивних та ємнісних властивостей, а також схемотехнічні методи реалізації функції індуктивності та ємності. Систематизовано матеріал теоретичних та експериментальних досліджень, які проводяться на кафедрі радіотехніки та кафедрі електроніки Вінницького національного технічного університету в цьому напрямку.

Автори вдячні рецензентам: доктору технічних наук, професору В. Ю. Кучеруку, доктору технічних наук, професору В. М. Кичаку, доктору технічних наук, професору В. П. Манойлову, корисні зауваження яких сприяли поліпшенню змісту книги.

# **1. АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИБАДІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ**

Значні зміни в більшості сфер науки і техніки стимулюють стрімкий розвиток радіовимірювальних приладів та їх функціональних частин. В даний час не можливо знайти виробництво, у якому б не використовувались електронні пристрої радіовимірювальної техніки.

Створення нових функціональних вузлів радіовимірювальних приладів з розширеними технічними характеристиками можливо за рахунок використання нових підходів та схемотехнічних рішень. Значною мірою такі підходи реалізуються при використанні достатньо вартісного обладнання або елементної бази. Тому постає задача, спираючись на відомі фізичні процеси та використовуючи нові принципи функціонування отримати радіовимірювальні прилади з покращеними технічним та експлуатаційними характеристиками.

У першому розділі монографії проведено аналіз сучасного стану функціональних вузлів радіовимірювальних приладів, що володіють властивістю електричного керування параметрами або використовують фізичні явища від'ємного опору в напівпровідникових приладах та їх транзисторних схемотехнічних аналогах. Здійснено класифікацію таких приладів і проаналізовано вимоги до них.

## **1.1. Класифікація радіовимірювальних приладів та аналіз вимог до їх складових (функціональних вузлів)**

Підвищений запит на високоточні та надійні вимірювання, широке використання сучасної елементної бази і сучасних підходів при конструюванні апаратури сприяє створенню нових вимірювальних пристроїв. Використовувані радіовимірювальні прилади можуть бути поділені на такі групи [43]:

- прилади загального використання – найбільш поширені прилади, які призначені для використання в різноманітних радіовимірювальних пристроях, незалежно від призначення останніх;
- спеціальні прилади – вузького призначення, для використання виключно в певних вимірювальних системах;

– вбудовані прилади – вимірювальні прилади, що конструктивно входять до складу радіотехнічних пристроїв;

– зразкові прилади – вимірювальні прилади високої точності, що призначені для перевірки та градуювання вимірювальних приладів більш низької точності;

– вимірювальне обладнання – відрізки передавальних ліній, трансформатори, контури, атенюатори, навантажувальні опори, випромінювачі та всі інші калібрувальні елементи з відомими характеристиками.

Крім того, радіовимірювальні прилади також класифікуються (рис. 1.1) за: призначенням, принципом дії, умовами експлуатації, конструкцією, точністю та способом відліку.



Рис. 1.1. Класифікації радіовимірювальних приладів

За призначенням вимірювальні прилади поділяються на дві групи:

1) для вимірювання радіотехнічних величин – призначені для вимірювання струму, напруги, потужності, частоти, фази тощо.

2) відповідно до цілей використання – вимірювальні генератори і підсилювачі, прилади для імпульсних вимірювань, для вимірювання параметрів дискретних елементів.

За принципом дії радіовимірювальні прилади поділяються відповідно до використовуваного методу і схеми вимірювання (резонансні або гетеродинні вимірювачі частоти, калориметричні або термісторні вимірювачі потужності, тощо).

За умовами експлуатації і конструкції – на прилади лабораторні, польові, переносні, пересувні та стаціонарні.

За точністю вимірювань поділяються на класи, які визначаються відповідними нормативними документами.

Радіовимірювальні прилади на основі транзисторних структур з від'ємним опором являють собою складні пристрої, ефективність ро-

боти яких залежить від багатьох показників якості. Ці показники є типовими для всіх радіовимірювальних приладів з електронною перебудовою робочих параметрів і поділяються на дві великі групи, перша з яких об'єднує електричні, а друга – конструктивні, технологічні, експлуатаційні й економічні.

Розглянемо приклади структурних та функціональних схем радіовимірювальних приладів, в яких використовуються електричне керування параметрами або явища від'ємного опору. Електрична структурна схема кварцових стандартів частоти подана на рис. 1.2, до складу якої входить блок 8 – помножувач частоти [44].

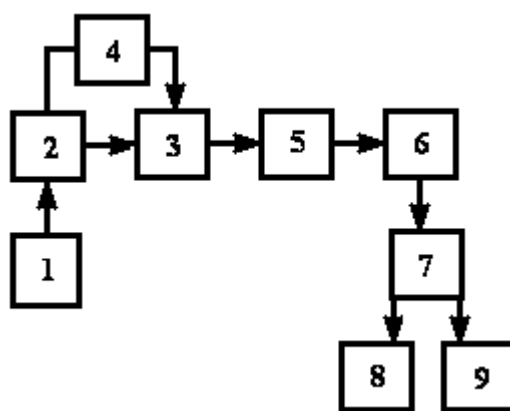


Рис. 1.2. Електрична структурна схема кварцових стандартів частоти: 1 – система термокомпенсації; 2 – кварцовий резонатор; 3 – збуджувач; 4 – фазова автонастройка частоти; 5 – система автоматичного налаштування рівня коливань збуджувача; 6 – підсилювач потужності; 7 – вузькосмуговий фільтр; 8 – помножувач частоти; 9 – подільник частоти

В [45] наведено схему електричну структурну перетворювача частоти (рис. 1.3). Цей радіовимірювальний прилад містить функціональні вузли – блоки 4, 10, 14, які є вхідним ФНЧ, смуговим фільтром та помножувачем частоти, відповідно.

На рис. 1.4 подана структурна схема вимірювача глибини амплітудної модуляції [46]. У фільтра нижніх частот, що входить до складу цього радіовимірювального приладу, відсутня можливість електричного керування його частотою зрізу, що обмежує частотний діапазон вимірюваних сигналів.

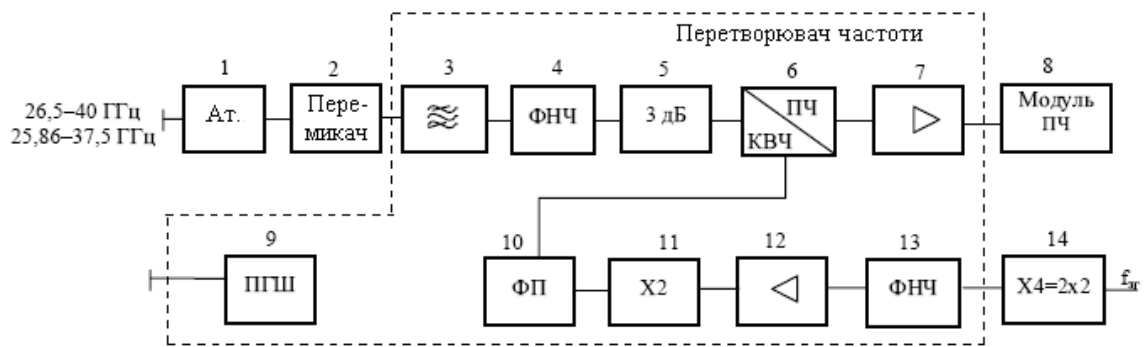


Рис. 1.3. Електрична структурна схема перетворювача частоти:  
 1, 5 – атенюатори; 2 – перемикач коаксіальний; 3 – YIG-преселектор коаксіальний; 4 – вхідний ФНЧ; 6 – балансний змішувач; 7 – підсилювач; 8 – модуль ПЧ; 9 – генератор шуму; 10 – смуговий фільтр; 11 – помножувач частоти хвильоводно-коаксіальний; 12 – підсилювач середньої потужності; 13 – ФНЧ коаксіальний; 14 – помножувач частоти

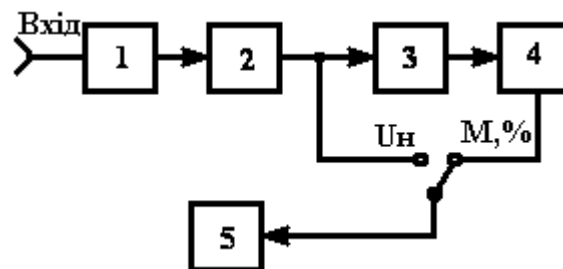


Рис. 1.4. Електрична структурна схема вимірювача коефіцієнта амплітудної модуляції: 1 – детектор; 2 – фільтр нижніх частот; 3 – підсилювач; 4 – піковий детектор; 5 – мікроамперметр

Прикладами використання імпульсних генераторів, або, як їх ще називають, генераторами розгортки, можуть бути часто використовувані радіовимірювальні прилади – осцилографи, аналізатори спектра, тощо. Серед імпульсних генераторів найчастіше використовується генератор лінійно змінної напруги або струму. Широко генератор лінійно-змінної напруги використовується в аналізаторі спектра послідовного аналізу [46], структурна схема якого наведена на рис. 1.5.

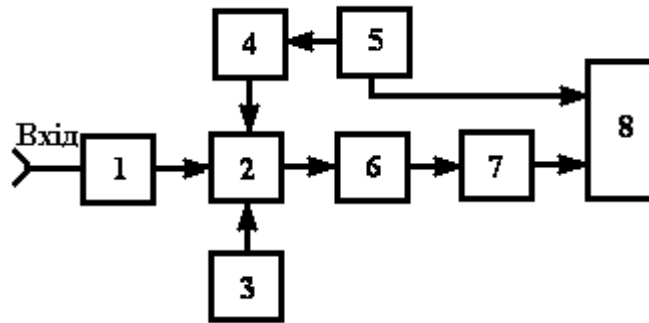


Рис. 1.5. Електрична структурна схема аналізатора спектра послідовного аналізу: 1 – вхідний атенюатор; 2 – змішувач; 3 – частотний калібратор; 4 – частотно-модульований гетеродин; 5 – генератор розгортки; 6 – підсилювач проміжної частоти; 7 – детектор; 8 – індикаторний пристрій

Структурна схема вимірювача флуктуації фази в НВЧ-підсилювачах [47] подана на рис. 1.6, до складу якої входить блок 11 – фазообертач. Як видно з рис. 1.6, сигнал на фазообертач 11 надходить зі спрямованого відгалужувача 6.

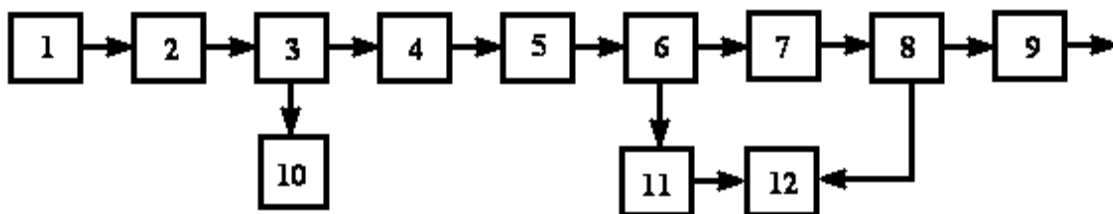


Рис. 1.6. Функціональна схема вимірювання флуктуації фази підсилювачів методом прямого детектування:

1 – збуджувач; 2 – регульований атенюатор; 3, 6, 8 – спрямовані відгалужувачі; 4 – розв’язка; 5 – вимірювач прохідної потужності; 7 – досліджуваний підсилювач; 9 – узгоджене навантаження; 10 – частото-мір; 11 – фазообертач; 12 – вимірювач фазових флуктуацій

На рис. 1.7 наведено структурну схему компенсаційного фазометра [47], першим функціональним блоком якого слугує калібрований фазообертач.

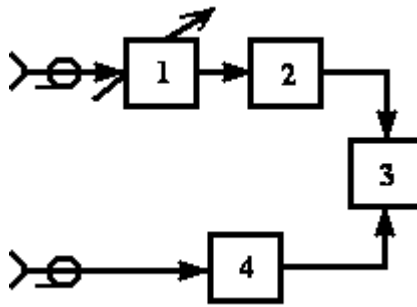


Рис. 1.7. Електрична структурна схема компенсаційного фазометра:  
1 – калібрований фазообертач; 2, 5 – пристрої обробки сигналів;  
3 – індикатор рівності фаз

Наведені вище приклади структурних та функціональних схем радіовимірювальних приладів засвідчили, що їх основними складовими частинами є помножувачі частоти, імпульсні генератори, електричні фільтри та фазообертачі.

Основними напрямками розвитку радіовимірювальних приладів та основними вимогами до них є [43, 48]:

- покращення технічних та експлуатаційних характеристик приладів за рахунок використання сучасної елементної бази та раціональних методів конструювання;
- створення приладів за видами вимірювань з максимальним використанням уніфікованих вузлів та модулів;
- автоматизація процесів вимірювання та обробки даних;
- підвищення надійності, в тому числі метрологічної.

## 1.2. Ємнісний ефект напівпровідникових приладів

Завдяки вагомим досягненням в наукових напрямках фізики твердого тіла, електроніки, схемотехніки, технології продовжується стрімкий розвиток пристроїв з електричною перебудовою ємності [43, 49], які використовуються в радіовимірювальних приладах [50, 51]. Електрично керовані еквіваленти ємності можна поділити на ті, що створюються технологічно, та ті, що створюються в результаті схемотехнічної розробки. Такі еквіваленти при виборі раціонального поєднання керованих активних та реактивних опорів розроблюються з позицій

підвищення загального показника їх ефективності. Будь-який напівпровідниковий прилад з одним або декількома  $p$ - $n$  переходами може використовуватись як еквівалент електрично керованої ємності [4, 11].

Відомі технологічні електрично керовані еквіваленти ємності: реактивні лампи, сегнетокерамічні конденсатори (варіконди), напівпровідникові діоди – діоди Шотткі,  $p$ - $i$ - $n$  діоди, варікапи (варактори).

При використанні реактивних ламп суттєвим недоліком є велика потужність та непридатність їх використання для роботи в діапазоні НВЧ, великі габарити та малий строк роботи [52].

Варіконди мають низьку добротність, їх параметри нестабільні в часі та мають суттєву температурну залежність [4, 45, 52, 53].

Широко у мікроелектронній схемотехніці в якості електрично керованих еквівалентів ємностей застосовують ємність, яка утворюється в зворотно зміщеному діоді Шотткі [54, 55]. Особливість таких діодів полягає в тому, що значне перелаштування ємності досягається за рахунок зміни ефективної площі переходу. Оскільки збіднена область при від'ємній напрузі зміщення поширюється крізь  $n$ -шар, вона досягає напівізолювальної підкладки або буферного шару. Для цього товщину  $n$ -шару та величину, на яку заглиблюється анод, обирають такою, щоб збіднена область досягала підкладки при напругах, менших за напругу пробоя. При від'ємних напругах, більших за напругу зміщення, ефективна площа переходу зменшується до величини, що визначається бічними межами збідненої області між анодом та катодом. Максимальна зміна ємності задається відношенням довжини анодного штиря та товщини  $n$ -шару [55].

Вольт-амперна характеристика діода з бар'єром Шотткі на відміну від характеристик  $p$ - $n$  переходу мають більш круту пряму ділянку, що зумовлює дуже малий струм при зворотньому включенні напруги. Тому доцільність використання таких діодів обмежується схемами імпульсної техніки – перемикачі, обмежувачі, детектори, змішувачі [56].

$P$ - $i$ - $n$  діоди у  $p$ - $n$  переході мають збіднений  $i$ -прошарок великої товщини (до 0,5 мм). Опір  $p$ - $i$ - $n$  діода майже повністю визначається провідністю  $i$ -прошарку, який при зворотньому включенні володіє, в основному, ємнісним характером, а при прямому – чисто активним. Ємність  $p$ - $i$ - $n$  діода внаслідок великої товщини  $i$ -прошарку досить мала та

не залежить від прикладеної напруги. *P-i-n* діоди використовуються в НВЧ-техніці як керуючі елементи (аттенюатори, комутатори та обмежувачі) [56].

Діоди, які спеціально виготовлені для зміни ємності шляхом зміни значення напруги запирання, мають назву варікапи [54, 57]. Ємність закритого *p-n* переходу є бар'єрною і використовується як змінний параметр. Дифузійна ємність варікапів не використовується як змінний параметр, оскільки вона низькодобротна. При збільшенні напруги запирання товщина збідненого шару збільшується (1.1), тому бар'єрна ємність, що обумовлена нерухомими зарядами, при цьому також зменшується [53]:

$$C(u) = C(0) \left( \frac{u_k}{u_k + u} \right)^{1/n}, \quad (1.1)$$

де  $C(0)$  – ємність при  $u = 0$ ;  $u_k$  – контактна різниця потенціалів;  $u$  – напруга запирання; коефіцієнт  $n$  в показнику дорівнює 2 для різних *p-n* переходів і 3 для плавних *p-n* переходів.

Важливим параметром варікапів є їх добротність, яка залежить від робочої частоти. Нелінійно ємнісні напівпровідникові діоди, призначені для роботи переважно в діапазоні НВЧ та з відносно великими рівнями потужності, називаються варакторами [58]. Принциповою відмінністю від варикапа є використання ємності варактора як нелінійної реактивності, а не як елемента схеми – змінної ємності.

У роботі [59] досліджено експериментальні прилади у вигляді керованих ємностей з різними домішковими профілями. Довжину  $L$  області змінювали від 10 до 50 мкм, площу від 0,6 до 1 мм<sup>2</sup>, а ступінь легування зменшувався вздовж осі  $X$  (рис. 1.8). Прилади виготовлялись на шести кремнієвих пластинах з орієнтацією (100), які являють собою сильно леговані ( $5 \cdot 10^{19}$  см<sup>-3</sup>) сурмою підкладки з епітаксialним покриттям товщиною 12 мкм та рівнем легування *n*-типу  $10^{15}$  см<sup>-3</sup>.

У роботі [60] продемонстровано перспективність використання електрофізичних властивостей кремнієвих метал-напівпровідник-варикапів з діелектриком з оксиду ітербію як метал-напівпровідникових варикапів з малими керуючими напругами та високою добротніс-

тю. Недоліком такого пристрою є низький коефіцієнт перекриття 2,5...3 за ємністю. Подальша робота цих авторів [61] засвідчила використання властивостей структури алюміній-оксид ербія-кремнію ( $Al-Er_2O_3-Si$ ) як МДН-варикапів з підвищеним коефіцієнтом перекриття ємності. Величина коефіцієнта перекриття за ємністю для досліджуваних структур знаходиться в межах 12–13 одиниць. Однак технологія їх виготовлення погано поєднується з технологією виготовлення напівпровідникових інтегральних мікросхем.

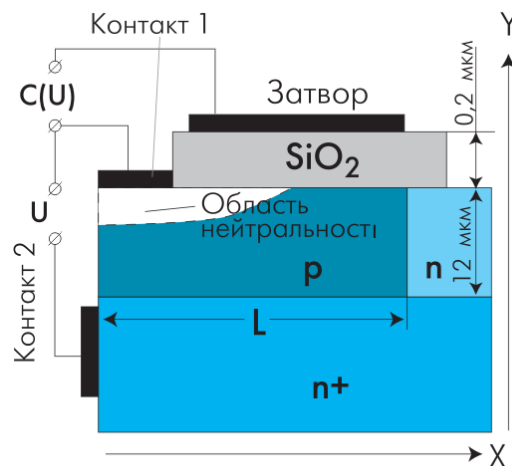


Рис. 1.8. Структура електрично керованої ємності

Внаслідок розвитку технологій виробництва радіовимірювальних функціональних вузлів постало питання про можливість створення електрично керованих ємностей за планарною технологією в єдиному технологічному циклі [62]. Основними вимогами, що висувуються до таких електрично керованих еквівалентів ємностей є:

- малий температурний коефіцієнт;
- широкий частотний діапазон застосування;
- простота реалізації мікроелектронними методами;
- висока добротність.

Як активні елементи для побудови еквівалентів ємностей відомими є схеми з операційними підсилювачами та транзисторами [5, 7, 25]. Аналоги ємності великої та малої величин отримують шляхом включення конденсатора в коло зворотного зв'язку активних елементів, керування величиною еквівалентної ємності  $C_e$  виконується за допо-

могою змінного резистора [25]. Керування величиною еквівалентної ємності для такого типу схем можливе лише механічним шляхом, що позбавляє використання такого схемотехнічного рішення для автоматизованих схем радіовимірювальних приладів.

Транзисторні аналоги електричних ємностей можна поділити за типом провідності: схеми транзисторів різної провідності [7], схеми біполярних або польових транзисторів однакової провідності [25] та транзисторні схемотехнічні аналоги *p-n-p-n* структур [5]. Транзисторні еквіваленти електрично керованих ємностей всіх трьох груп володіють від'ємним диференціальним опором – позитивному приросту напруги (струму) відповідає від'ємний приріст струму (напруги).

Наявність ділянки з від'ємним опором на вольт-амперній характеристиці транзисторної структури дозволяє використовувати його як активний елемент, який може компенсувати втрати у зовнішньому колі [1]. Тобто, до такого транзисторного еквівалента достатньо підключити навантаження та забезпечити необхідний режим живлення за постійним струмом, щоб реалізувати потрібний функціональний вузол радіовимірювального приладу з суттєво спрощеною схемотехнічною реалізацією порівняно з класичною схемою.

Кожен еквівалент транзисторної структури з від'ємним опором в середині має внутрішнє джерело енергії, на рис. 1.9 а, б показані схеми включення навантаження  $R_H$  з додатним та з від'ємним диференціальним опорами.

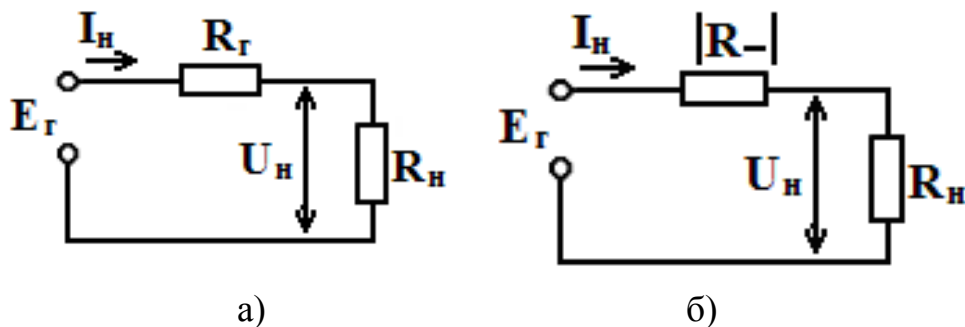


Рис. 1.9. Схема підключення навантаження  $R_H$ :  
а) додатний опір, б) від'ємний опір

Оскільки енергія джерела вичерпна, відповідно динамічний опір може бути отриманий лише в обмеженій частині ВАХ приладів на

основі транзисторної структури з від'ємним опором [7, 25]. Пристрої з від'ємним диференціальним опором мають ємнісний характер реактивності, якщо їх вольт-амперна характеристика  $N$ -типу, що дозволяє використовувати їх для синтезу аналогів ємності.

Недоліками існуючих еквівалентних ємностей є відносно великі напруги керування, порівняно малі значення їх ємностей до 50 пФ, та малі коефіцієнти перекриття (2–12 одиниць) за ємністю.

В біполярних напівпровідникових інтегральних схемах функцію ємностей виконують зворотньоозміщені  $p$ - $n$  переходи. У таких конденсаторах один з шарів є дифузійним, а тому їх називають дифузійними конденсаторами. Типова структура дифузійного конденсатора [63], в якому використовується перехід колектор-база показана на рис. 1.10.

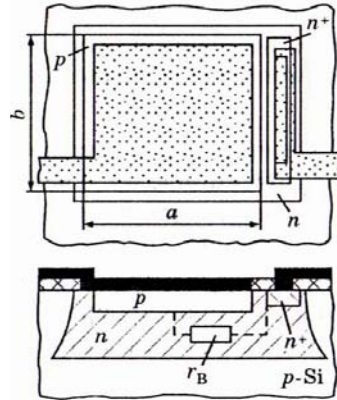


Рис. 1.10. Дифузійний конденсатор на переході база-колектор

Ємність такого конденсатора в загальному випадку має вигляд

$$C = C_{01}(ab) + C_{02}2(a + b)d, \quad (1.2)$$

де  $C_{01}$  і  $C_{02}$  – питома ємність донної і бокової частин  $p$ - $n$  переходу. Співвідношення суми в правій частині рівності залежить від співвідношення  $a/b$ , тобто від конфігурації дифузійного конденсатора. Оптимальною конфігурацією такого конденсатора є квадрат, при цьому бокова складова в десятки разів менша за донну. Нехтуючи нею, та враховуючи, що  $a = b$ , отримуємо:

$$C = C_{01}a^2. \quad (1.3)$$

Наприклад, якщо  $C_{01} = 150 \text{ пФ/мм}^2$  і  $C = 100 \text{ пФ}$ , то  $a \approx 0,8 \text{ мм}$ . Розмір конденсатора порівняний з розміром кристалу. Щоб сумарна загальна площа всіх конденсаторів, що входять до складу інтегральної схеми не перевищувала 20–25 % площі кристалу, необхідно обмежити сумарну ємність конденсаторів величиною

$$C_{\text{макс}} = (0,2 \dots 0,25) C_{01} S_{\text{кр}}, \quad (1.4)$$

де  $S_{\text{кр}}$  – площа кристалу. Якщо  $S_{\text{кр}} = 2 \dots 9 \text{ мм}^2$  та  $C_{01} = 150 \text{ пФ/мм}^2$ , то  $C_{\text{макс}} = 50 \dots 300 \text{ пФ}$ .

Використовуючи не колекторний, а емітерний  $p$ - $n$  перехід, можливо забезпечити в 5...7 разів більші значення максимальної ємності. Такий ефект забезпечується більшою питомою ємністю емітерного переходу, оскільки він утворений більш низькоомними шарами.

Основними параметрами дифузійних конденсаторів є:

- $\delta$  – технологічний розкид номіналів;
- ТКЄ – температурний коефіцієнт ємності;
- $U_{\text{пр}}$  – напруга пробою;
- $Q$  – добротність.

Основною перевагою емітерного переходу як змінної напівпровідникової ємності є велике значення максимальної ємності. Основний її недолік – малий показник величини добротності. Необхідною умовою для нормального роботи дифузійного конденсатора є наявність зворотнорозміщеного  $p$ - $n$  переходу, тобто напруга на ньому має бути виключно протилежної полярності.

Ємність дифузійного конденсатора залежить від напруги, тобто, в загальному, є нелінійним конденсатором з вольт-фарадною характеристикою. Для застосування дифузійного конденсатора, як лінійного, з постійною величиною ємності необхідно забезпечити постійне зміщення  $E$ , яке було б більше за амплітуду змінного сигналу.

Величина об'ємних зарядів у переході та поблизу його границь змінюється із зміною напруги, прикладеною до переходу. Це відбувається тому, що залежно від величини напруги змінюється ширина запірного шару, а також концентрація основних та не основних носіїв

заряду поблизу границь переходу. Наявність різних за знаком зарядів по різні боки границі дозволяє вважати, що перехід має електричну ємність. Розрізняють бар'єрну та дифузійну ємності [64].

Бар'єрна ємність виникає при зворотній напрузі на переході і обумовлена зміною на ньому об'ємного заряду. Дифузійна ємність відображає фізичний процес зміни концентрації рухомих носіїв заряду, які накопичуються в областях внаслідок зміни концентрації інжектованих носіїв.

На практиці використовують лише бар'єрну ємність (табл. 1.1). Вона нелінійна і має високу добротність. Дифузійна ємність шунтується низьким прямим опором, а тому її добротність мала.

Таблиця 1.1

**Типові параметри інтегральних ємностей**

| Тип напів-<br>провідни-<br>кової єм-<br>ності | $C_0$ , пФ/мм <sup>2</sup> | $C_{\text{макс}}$ , пФ | $\delta$ , % | ТКС, %/°C | $U_{\text{пр}}$ , В | $Q$ (1МГц) | $K_n$ | $f_{\text{гр}}$ , МГц |
|-----------------------------------------------|----------------------------|------------------------|--------------|-----------|---------------------|------------|-------|-----------------------|
| Перехід<br>база-<br>колектор                  | 150                        | 300                    | $\pm 20$     | - 0,1     | 50                  | 50–100     | –     | 150–200               |
| Перехід<br>база-емітер                        | 100<br>0                   | 1200                   | $\pm 20$     | - 0,1     | 7                   | 1–20       | –     | 150–200               |
| МОП-<br>структура                             | 300                        | 500                    | $\pm 20$     | 0,02      | 20                  | 200        | –     | 50                    |
| Варикап                                       | 100                        | 60                     | $\pm 20$     | –         | 30-<br>50           | 100–250    | 10    | 800                   |

У табл. 1.1 використано такі позначення:  $C_0$  – питома (номінальна) ємність;  $C$  – діапазон зміни величини еквівалентної ємності;  $\delta$  – технологічний розкид номіналів величини еквівалентної ємності; ТКС – температурний коефіцієнт ємності;  $U_{\text{пр}}$  – напруга пробою еквівалентної ємності;  $Q_n$  – добротність еквівалентної ємності;  $K_n$  – коефіцієнт перелаштування еквівалентної ємності;  $f_{\text{гр}}$  – частотний діапазон еквівалентної ємності.

До переваг електрично керованих еквівалентних ємностей на основі транзисторних структур з від'ємним опором можна віднести:

- можливість виконання радіовимірювальних приладів за інтегральною технологією;
- висока відносна добротність в широкому частотному діапазоні частот;
- високий коефіцієнт перекриття за ємністю, при високих номінальних значеннях ємності;
- високий коефіцієнт перекриття ємності при зміні величини ємності напругою керування та живлення за відносно невеликих значень цих напруг.

Важливим параметром керованих ємнісних елементів є коефіцієнт перелаштування ємності, який визначається відношенням максимальної ємності ( $C_{max}$ ) до мінімальної ( $C_{min}$ ) величини ємності [65]:

$$k_C = \frac{C_{max}}{C_{min}}. \quad (1.5)$$

За результатами проведеного аналізу керованих ємностей авторами запропонована така класифікація електрично керованих еквівалентних ємностей (рис. 1.11). Пунктиром на рисунку обведено схемотехнічні еквіваленти ємностей на біполярній, польовій, біполярно-польовій транзисторних структурах для застосування їх у функціональних вузлах радіовимірювальних приладів, які є предметом наукових досліджень.



Рис. 1.11. Класифікація електрично керованих еквівалентів ємностей

Радіовимірювальні прилади з електрично керованими робочими параметрами виконуються або за допомогою технологічних або за допомогою схемотехнічних еквівалентів ємностей [43].

### 1.3. Індуктивний ефект у біполярних транзисторів

Відомо [1], що в напівпровідникових приладах, керованих струмом (зі статичною ВАХ  $S$ -типу), реактивна складова повного опору має індуктивний характер. Однак залежність останніх від фізичних властивостей напівпровідникових кристалів і фізичних процесів, що в них відбуваються, вимагають жорстких вимог до допоміжних кіл електричного живлення та настроювання. Спроби застосування транзисторних еквівалентів  $p$ - $n$ - $p$ - $n$  структур як еквіваленти індуктивності, мають задовільні результати в діапазоні частот до 100 МГц [5, 6]. Тому базовим індуктивним елементом мікроелектронної схемотехніки в широкій області робочих частот є індуктивний транзистор [14].

На рис. 1.12 наведена еквівалентна схема нелінійної моделі індуктивного транзистора, в якій враховано опір бази та ємності емітера  $C_e$  і колектора  $C_k$  [17]. Параметри генераторів струму емітера і колектора виражаються як [66]

$$i_e = A_{11}(p) \left[ e^{\frac{qU_e(t)}{kT}} - 1 \right] - A_{12}(p) \left[ e^{\frac{qU_k(t)}{kT}} - 1 \right]; \quad (1.6)$$

$$i_k = -A_{21}(p) \left[ e^{\frac{qU_e(t)}{kT}} - 1 \right] - A_{22}(p) \left[ e^{\frac{qU_k(t)}{kT}} - 1 \right], \quad (1.7)$$

де 
$$p = \frac{d}{dt};$$

$$A_{11}(p) = A_{11}^{(6)}(p) = SD_n q \cdot n_p^o (\delta \cdot \operatorname{cth} \delta \cdot W_o + \frac{\ln \eta}{2W_o}); \quad (1.8)$$

$$A_{22}(p) = A_{22}^{(\delta)}(p) + A_{22}^{(\kappa)}(p) = SD_n q \cdot n_p^{W_o} \times \\ \times (\delta \cdot \text{cth} \delta \cdot W_o - \frac{\ln \eta}{2W_o} + \frac{D_p p_n^{W_1}}{D_n n_p^{W_o}} \delta_1 \text{cth} \delta_1 W_\kappa); \quad (1.9)$$

$$A_{21}(p) = A_{21}^{(\delta)}(p) = SD_n q \cdot n_p^o \sqrt{\eta} \cdot \delta \cdot \text{csch} \delta \cdot W_o; \quad (1.10)$$

$$A_{12}(p) = A_{12}^{(\delta)}(p) = SD_n q \cdot n_p^{W_o} \frac{\delta}{\sqrt{\eta}} \text{csch} \delta \cdot W_o; \quad (1.11)$$

$$\delta = \left[ \left( \frac{\ln \eta}{2W_o} \right)^2 + \frac{1 + p\tau_n}{L_n^2} \right]; \quad \delta_1 = \frac{1}{L_p} [1 + p\tau_p]^{1/2}.$$

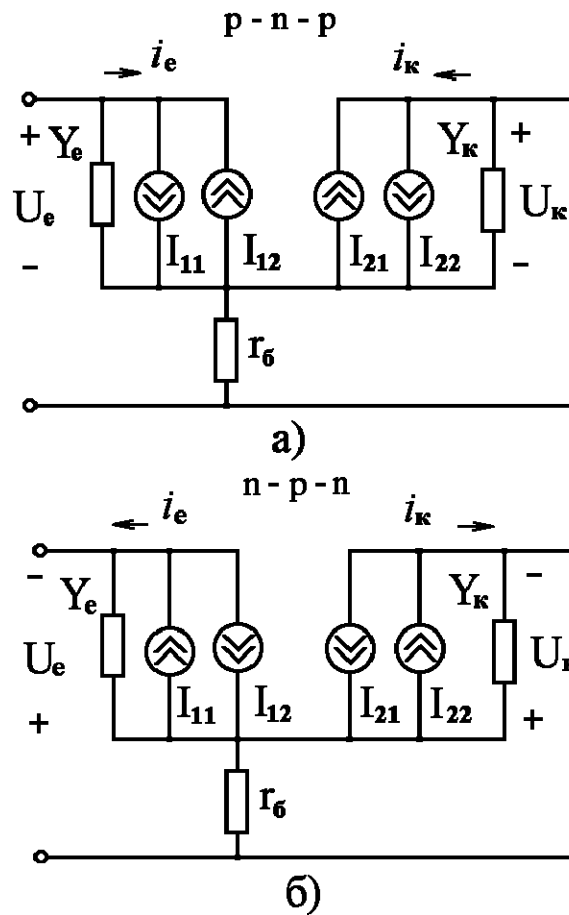


Рис. 1.12. Еквівалентна схема нелінійного індуктивного транзистора

Рівняння (1.6) і (1.7) являють собою повний розв'язок для емітерного і колекторного струмів за умови, що ефективність емітера дорівнює одиниці. Похибка, викликана тим, що ефективність емітера не дорівнює одиниці, може бути визначена аналогічним чином, як і струм неосновних носіїв у колекторній області. Результатом цього

уточнення буде поправка в члені  $A_{11}(p)$ . Проте ця поправка дуже мала, оскільки вона пропорційна множнику  $\left(\frac{1}{\gamma_e} - 1\right)$ , де  $\gamma_e$  – ефективність емітера.

Виникнення індуктивних властивостей у транзисторних структурах пов'язано з кінцевою швидкістю руху носіїв струму в базі транзистора. Сигнал, прикладений до емітера, не може з'явитися біля колектора, поки носії дифундують через базу, результатом чого є запізнювання в часі, назване часом переходу. Якщо струм забезпечується неосновними носіями, то прикладення електричного поля змінює густину рухливих носіїв і збурення поширюється зі швидкістю, із якою неосновні носії дифундують у матеріалі. Результируючий дифузійний струм являє собою тільки усереднений рух носіїв, накладений на безладний тепловий рух.

Система рівнянь (1.6) і (1.7), що описує фізичні процеси в базовій області транзистора, дозволяє визначити величину індуктивності нелінійної моделі транзистора на підставі залежності між напругою і струмом на затискачах ідеальної індуктивності. Таким чином, розмір індуктивності визначається виразом [17]

$$L = \frac{1}{qSD_n n_p^o \sqrt{\eta} \cdot \delta \cdot (\operatorname{csch} \delta \cdot W_o) \frac{q}{kT} \cdot p \cdot e^{\frac{qU_e(t)}{kT}}}. \quad (1.12)$$

До рівняння (1.12) входять складні функції, тому розв'язок в такій формі важко використовувати для якісного опису поведінки індуктивності теоретичної моделі транзистора. Для одержання більш наочних виразів введемо апроксимацію частотних і струмових залежностей. Для апроксимації частотних залежностей розкладемо у ряд Тейлора функцію  $\delta \cdot \operatorname{csch} \delta \cdot W_o$  в околі точки  $\delta = 0$  і збережемо перших два члени розкладання. У цьому випадку залежність індуктивності від частоти буде справедлива в області частот до  $\omega_T$ . Експонентну функцію

$e^{\frac{qU_e(t)}{kT}}$  при малих значеннях змінного сигналу  $\left(\frac{qU_e}{kT} \ll 1\right)$  мо-

жна апроксимувати лінійною функцією, що представляє перших два члени розкладання в ряд Тейлора в околі робочої точки, що задає режим транзистора за постійним струмом. Отже, вираз для індуктивності малосигнальної низькочастотної теоретичної моделі транзистора має вигляд [17]

$$L = \frac{W_o^3 kT}{6D_n^2 \cdot S \cdot q^2 \cdot n_p^o \sqrt{\eta} \cdot e^{\frac{qU_{eo}}{kT}}} \quad (1.13)$$

Аналіз виразу (1.13) показує можливість керування індуктивністю транзистора як електричним, так і технологічним шляхом. Це очевидно з графіків (рис. 1.13–1.15), що показують залежність індуктивності від постійної напруги, прикладеної до емітерного переходу, ширини бази, електричного поля базової області. Ці криві розраховані на підставі формули (1.13). Значення параметрів теоретичної моделі транзистора, необхідні для розрахунку індуктивності, взяті з роботи А. Ф. Трутко [67].

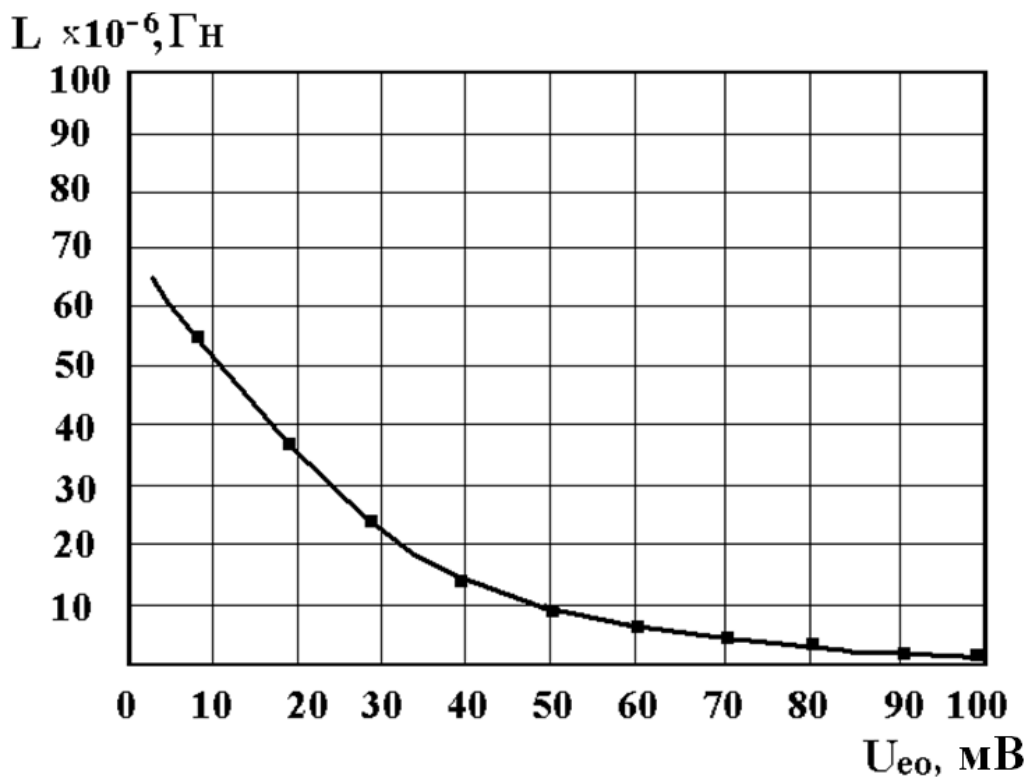


Рис. 1.13. Залежність індуктивності теоретичної моделі транзистора від постійної напруги

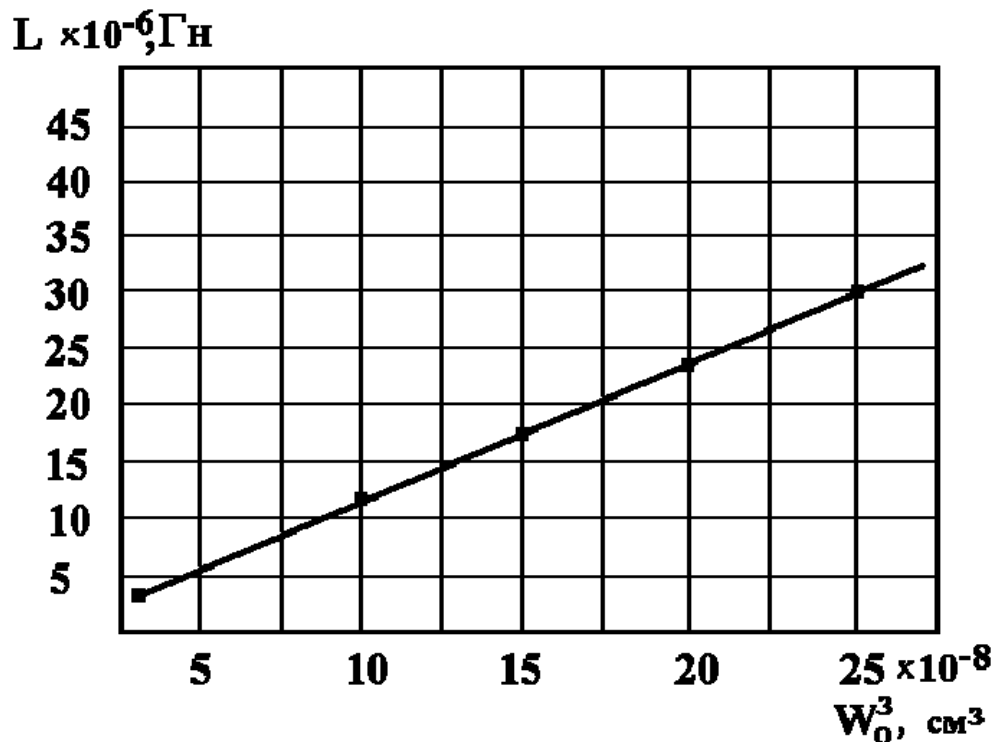


Рис. 1.14. Залежність індуктивності теоретичної моделі транзистора від ширини бази

Таким чином, виходячи з фізичних розумінь, спробуємо пояснити отримані аналітичні залежності (рис. 1.13–1.15). Величина індуктивності зменшується за експонентним законом зі збільшенням прикладеної постійної напруги на перехід емітер-база. Це викликано тим, що електричне поле в базі, що виникає при високому рівні інжекції, впливає на струм електронів, що рухаються від емітера до колектора, аналогічно тому, як це має місце в дрейфовому транзисторі. Проте між інжекційним полем і вбудованим полем дрейфового транзистора є істотна різниця. При високому рівні інжекції електричне поле в базі і компенсуючий дрейфовий струм також виникають внаслідок неоднорідного розподілу концентрації основних носіїв, проте причиною зміни концентрації основних носіїв є сильна інжекція неосновних носіїв заряду. Тому як кількість інжекттованих носіїв, так і зміна їхнього розподілу в часі впливає на електричне поле в базі. Інжекційне поле прискорює прямування неосновних носіїв від емітера до колектора, що призводить до зменшення інерційності неосновних носіїв, а отже, і величини індуктивності.

Із збільшенням ширини бази (див. рис. 1.14) дифузійна довжина неосновних носіїв стає порівнянною із шириною бази, що приводить до збільшення процесів рекомбінації і інерційності в русі неосновних носіїв, а це, у свою чергу, сприяє зростанню індуктивності.

Збільшення напруженості вбудованого електричного поля дрейфового транзистора приводить до більш швидкого руху носіїв струму від емітера до колектора, що зменшує інерційність в їхньому русі і розмір індуктивності (рис. 1.15).

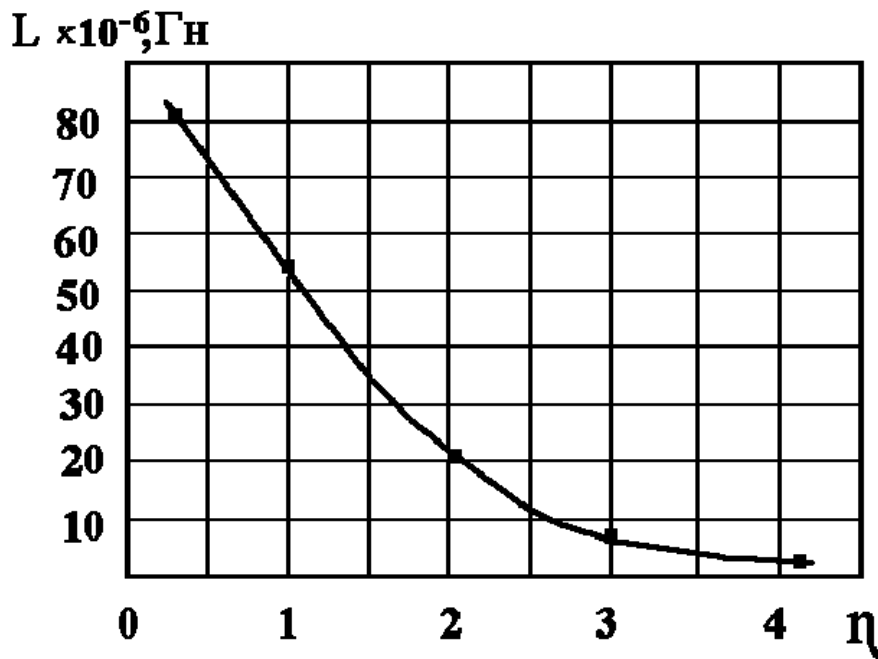


Рис. 1.15. Залежність індуктивності теоретичної моделі дрейфового транзистора від зміни коефіцієнта поля в базі

Ця теоретична модель транзистора не враховує зовнішні параметри, не пов'язані безпосередньо з процесами переносу носіїв [68, 69]. До зовнішніх параметрів відносяться бар'єрні ємності емітерного і колекторного переходів, омичні опори базової області, індуктивності виводів. Безумовно, зовнішні параметри істотно впливають на величину індуктивності, що виникає в результаті переносу носіїв в області бази, і це необхідно враховувати. Це можна зробити на підставі розрахунку індуктивності, виходячи з повної еквівалентної схеми транзистора.

#### 1.4. Гіраторні аналоги індуктивності

Залежність між струмом і напругою на затискачах ідеальної індуктивності визначається простим лінійним диференціальним рівнянням першого порядку:

$$U = L \frac{di}{dt}. \quad (1.14)$$

Будь-який двополюсник, що задовольняє рівняння (1.14), можна розглядати як замінник індуктивності. Відповідно до (1.14) індуктивність є накопичувачем енергії магнітного поля і за величиною дорівнює  $\frac{Li^2}{2}$ . З усіх елементів активної  $RC$ -схеми тільки конденсатор забезпечує диференціальну залежність між напругою і струмом, а також накопичує енергію. Отже, схема, що реалізує індуктивність, повинна містити принаймні один конденсатор.

З іншого боку, залежність між напругою і струмом на будь-якій парі затискачів  $RC$ -кола, що містить  $n$  конденсаторів, визначається диференціальним рівнянням  $n$ -го порядку. Зменшити його порядок можливо тільки шляхом введення в схему деякої компенсації, що відповідає скорочуючим множникам у функції повного опору. Звичайно, така процедура небажана, оскільки ускладнює налаштування і збільшує чутливість схеми до похибок елементів. Таким чином, можна вважати, що оптимальна схема, що реалізує індуктивність, повинна містити саме один конденсатор [70, 71].

Виходячи з цього, цю схему можна подати у виді моделі, що показана на рис. 1.16. Вона являє собою частково незалежний чотирьополюсник, що складається тільки з резисторів і активних приладів, навантажений на затискачах 2-2' конденсатором і забезпечує на затискачах 1-1' задану характеристику індуктивності. Цей чотирьополюсник є основою методу побудови безіндуктивних фільтрів. Розглянемо докладніше його властивості.

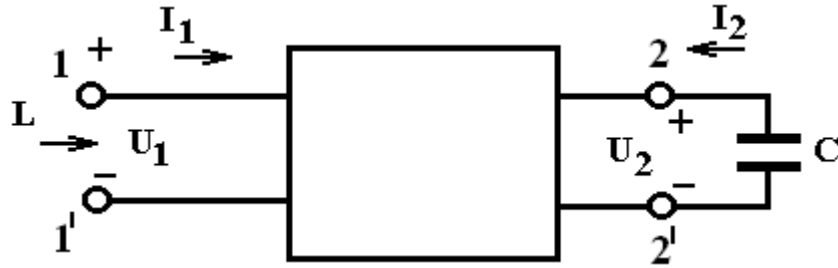


Рис. 1.16. Загальна схема реалізації індуктивності

Напруга і струм на затискачах 1-1' пов'язані співвідношенням

$$U_1 = L \frac{dI_1}{dt}, \quad (1.15)$$

тоді як ємність на затискачах 2-2' накладає умови

$$I_2 = -C \frac{dU_2}{dt}. \quad (1.16)$$

Ці струми і напруги також алгебраїчно пов'язані рівняннями чотирьохполюсника

$$\begin{cases} U_1 = R_{11}I_1 + R_{12}I_2; \\ U_2 = R_{21}I_1 + R_{22}I_2. \end{cases} \quad (1.17)$$

Диференціюючи друге з цих рівнянь і підставляючи  $I_2$  з урахуванням (1.16) у перше з них, одержимо:

$$U_1 = R_{11}I_1 - CR_{12}R_{21} \frac{dI_1}{dt} - CR_{12}R_{22} \frac{dI_2}{dt}. \quad (1.18)$$

Порівняння виразів (1.18) із (1.15) показує, що чотирьохполюсник повинен задовольняти такі умови:

$$R_{11} = R_{22} = 0; \quad (1.19)$$

$$CR_{12}R_{21} = -L. \quad (1.20)$$

Якщо прийняти, що позитивна індуктивність відповідає позитивній ємності, то відповідно до (1.20) один із множників  $R_{12}$  і  $R_{21}$  повинний бути позитивним, а інший – від'ємним. Отже,  $R_{12}$  і  $R_{21}$  не можуть бути рівними, а звідси витікає, що схема повинна бути невзаємною.

Для спрощення системи позначень приймаємо:

$$R_1 = -R_{12}, \quad R_2 = R_{21}.$$

У результаті матриця рівнянь (1.17) записується в такий спосіб:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -R_1 \\ R_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.21)$$

Така схема має загальні властивості інверсії повного опору, показаного на рис. 1.17. Як видно з (1.21), підключення опору  $Z$  забезпечує на інших затискачах вхідний опір  $\frac{R_1 R_2}{Z}$ . Окремим випадком інверсії опору є перетворення ємнісного реактанса в індуктивний.

Будучи невзаємною, ця схема, крім того, є в загальному випадку також активною, про що говорить аналіз виразу

$$U_1 I_1 + U_2 I_2 = I_1 I_2 (R_2 - R_1), \quad (1.22)$$

який характеризує енергетичний баланс на її затискачах.

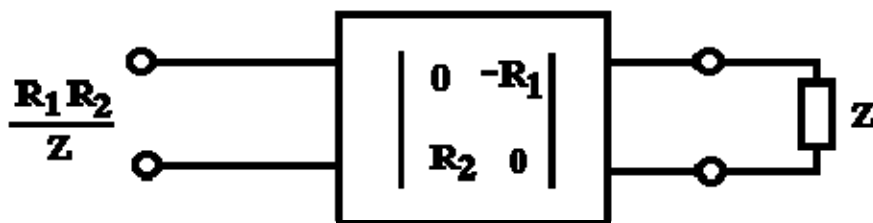


Рис. 1.17. Схема інверсії повного опору

За умови  $R_1 - R_2 \neq 0$  завжди можна вибрати знаки  $I_1$  і  $I_2$  так, що розсіювана потужність буде від'ємною. Таким чином, завжди можна знайти умови, при яких схема може віддавати потужність у залучене навантаження.

При використанні схеми як еквівалента індуктивності (див. рис. 1.16) її властивості як активного пристрою виявляються слабо, оскільки напруги і струми на затискачах обмежені умовами рівності вхідної і вихідної потужностей.

У випадку, коли  $R_1 = R_2$ , вираз для загальної потужності (1.22) прямує до нуля незалежно від величин  $I_1$  і  $I_2$ . У результаті схема не віддає і не поглинає потужності і перетворюється в пасивний невзаємний чотирьохполюсник без втрат. Ця схема вперше була запропонована в роботі [72] і названа автором гіратором за аналогією з механічною гіростатичною системою напруги на затискачах, яка гіратує із струмами. Її умовне позначення подано на рис. 1.18. Загальну величину  $R_1$  і  $R_2$  називають гіраторним опором.

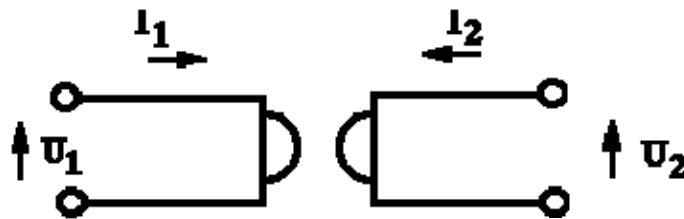


Рис. 1.18. Умовне позначення гіратора

Таким чином, ідеальний гіратор являє собою чотирьохполюсник, що описується системою рівнянь

$$\begin{cases} I_1 = gU_2; \\ I_2 = -gU_1. \end{cases} \quad (1.23)$$

де  $g$  – провідність гірації.

Його властивості як елемента електричного кола визначаються матрицею короткого замикання, отриманою на підставі рівнянь (1.23)

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & g \\ -g & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.24)$$

Еквівалентна схема ідеального гіратора подана на рис. 1.19а, векторна діаграма струмів і напруг – на рис. 1.19б.

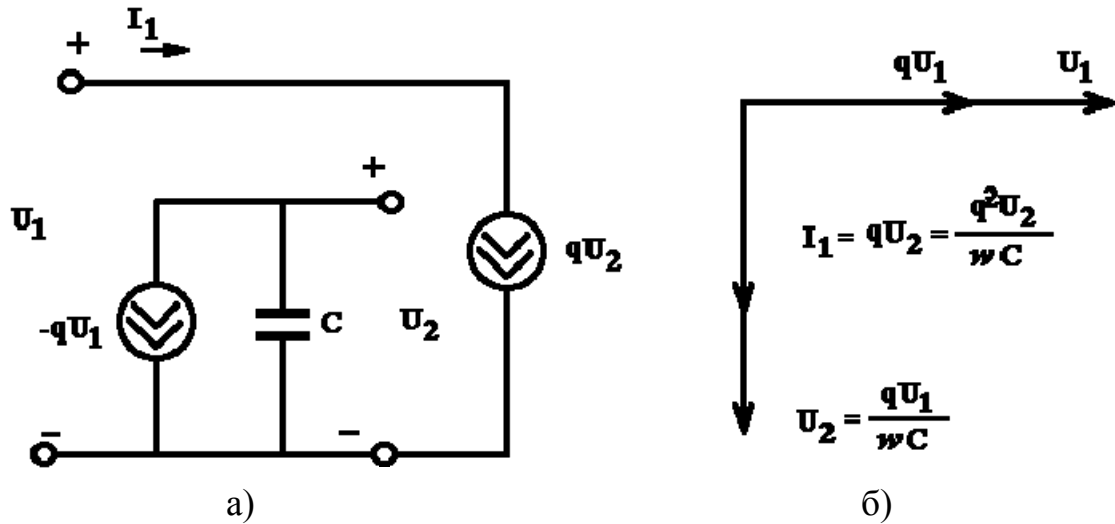


Рис. 1.19. Еквівалентна схема ідеального гіратора (а) і його векторна діаграма струмів і напруг (б)

Проте практичні схеми гіраторів відмінні від ідеальних з таких причин: а) вхідна і вихідна провідності матриці короткого замикання не рівні нулю; б) залежні джерела вносять визначений фазовий зсув  $\varepsilon_1$  і  $\varepsilon_2$  при проходженні сигналу через гіратор. Таким чином, матриця провідності короткого замикання реального гіратора має вигляд

$$[Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & g \\ -g & y_{22} \end{bmatrix}, \quad (1.25)$$

де  $y_{11}$ ,  $y_{22}$  – вхідна і вихідна провідності гіратора.

Проведемо аналіз вхідної провідності гіратора при підключенні до його виходу ємнісного навантаження  $Z_n = -j \frac{1}{\omega C_n}$ . Вхідна провідність схеми в цьому випадку визначається виразом

$$Y_{ex} = y_{11} + \frac{g^2}{y_{22} + j\omega C_n}. \quad (1.26)$$

Після нескладних перетворень виразу (1.26) отримаємо:

$$Y_{ex} = y_{11} + \frac{g^2 y_{22}}{y_{22}^2 + (\omega C_n)^2} - j \frac{g^2 \omega C_n}{y_{22}^2 + (\omega C_n)^2}. \quad (1.27)$$

За умови  $y_{22}^2 \ll (\omega C_n)^2$  рівняння (1.27) перетвориться до виду

$$Y_{ex} = y_{11} + \frac{g^2 y_{22}}{(\omega C_n)^2} - j \frac{g^2}{\omega C_n}. \quad (1.28)$$

Таким чином, вхідна провідність гіратора з ємнісним навантаженням має індуктивний характер. Уявна частина (1.28) визначає величину індуктивності

$$L = \frac{C_n}{g^2}. \quad (1.29)$$

Добротність аналога індуктивності, побудованого на реальному гіраторі, визначається відношенням уявної частини до дійсної виразу (1.28):

$$Q = \frac{\omega C_n g^2}{y_{11} (\omega C_n)^2 + y_{22} g^2}. \quad (1.30)$$

Оптимальну величину навантажувальної ємності  $C_n$  визначаємо з умови  $\frac{dQ}{dC_n} = 0$ . Провівши необхідні перетворення (1.30), отримаємо:

$$C_{H_{opt}} = \frac{g}{\omega} \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}}}. \quad (1.31)$$

Підставляючи (1.31) у (1.30) визначимо максимальне значення добротності:

$$Q_{\max} = \frac{g}{2\sqrt{y_{11}y_{22}}}. \quad (1.32)$$

Аналіз виразу (1.32) показує, що максимальне значення добротності зменшується із зростанням значень  $y_{11}$ ,  $y_{22}$  в реальному гіраторі.

Урахування фазових зсувів у керованих джерелах струму видозмінює матрицю провідності короткого замикання:

$$[Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & \frac{g}{1+j\omega\tau_1} \\ \frac{g}{1+j\omega\tau_2} & y_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.33)$$

Вихідна провідність гіратора з ємнісним навантаженням у цьому випадку буде мати вигляд

$$Y_{\text{ex}} = Y_{11} + \frac{g^2 / y_{22}}{(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)(1+j\omega C_H / y_{22})}. \quad (1.34)$$

Значення індуктивності і добротності визначається з формули (1.34) після поділу її на дійсну і уявну частини:

$$L = \frac{y_{22}(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)}{\omega\lambda_2 g^2}; \quad (1.35)$$

$$Q = \frac{\lambda_2 g^2}{\lambda_1 g^2 + y_{11}y_{22}(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)}; \quad (1.36)$$

де

$$\lambda_1 = 1 - \omega^2 \left( \tau_1 \tau_2 + (\tau_1 + \tau_2) \frac{C_H}{y_{22}} \right); \quad (1.37)$$

$$\lambda_2 = \omega \left( (\tau_1 + \tau_2) + (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2) \frac{C_H}{y_{22}} \right). \quad (1.38)$$

Рівняння (1.35) і (1.36) показують, яким чином неідеальність гіратора впливає на значення індуктивності і добротності.

Визначимо оптимальну навантажувальну ємність  $C_H$ , що відповідає максимальному значенню добротності. Для цього необхідно взяти похідну за  $C_H$  функції (1.36) і отриманий вираз прирівняти до нуля. Таким чином, одержимо таке рівняння для визначення  $C_{H\text{opt}}$ :

$$\begin{aligned} & C_H^2 (y_{11} y_{22} k_5 d_5^2 - 2 y_{11} y_{22} g^2 d_7 (k_6 d_7 - m_6 d_5)) - \\ & - C_H (k_5 d_5 (g^2 + 2 y_{11} y_{22} k_7) + g^2 (m_5 d_7 + 2 y_{11} y_{22} (2 d_6 k_6 d_7 + m_6 k_7 d_7 - m_6 d_5 d_6))) + \\ & + (k_5 k_7 (g^2 + y_{11} y_{22} k_7) - g^2 d_6 (m_5 + 2 y_{11} y_{22} (m_6 k_7 + k_6 d_6))) = 0. \end{aligned} \quad (1.39)$$

Розв'язання рівняння (1.39) дозволяє визначити  $C_{H\text{opt}}$ :

$$C_{H\text{opt}} = \frac{-b_6 + \sqrt{b_6^2 - 4a_6 c_6}}{2a_6}, \quad (1.40)$$

де

$$\begin{aligned} a_6 &= y_{11} y_{22} k_5 d_5^2 - 2 y_{11} y_{22} g^2 d_7 (k_6 d_7 - m_6 d_5); \\ b_6 &= -(k_5 d_5 (g^2 + 2 y_{11} y_{22} k_7) + g^2 (m_5 d_7 + 2 y_{11} y_{22} (2 d_6 k_6 d_7 + m_6 k_7 d_7 - m_6 d_5 d_6))); \\ c_6 &= (k_5 k_7 (g^2 + y_{11} y_{22} k_7) - g^2 d_6 (m_5 + 2 y_{11} y_{22} (m_6 k_7 + k_6 d_6))); \\ k_5 &= \omega g^2 \frac{1}{y_{22}} (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2); \\ k_6 &= \frac{\omega}{y_{22}} (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2); \\ k_7 &= (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2); \\ m_5 &= \omega^2 g^2 \frac{1}{y_{22}} (\tau_1 + \tau_2); \end{aligned}$$

$$m_6 = -\omega^2 \frac{1}{y_{22}} (\tau_1 + \tau_2);$$

$$d_5 = \frac{\omega_2}{y_{22}} (\tau_1 + \tau_2),$$

$$d_6 = \omega (\tau_1 + \tau_2),$$

$$d_7 = \frac{\omega}{y_{22}} (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2);$$

$\tau_1$  і  $\tau_2$  – час затримки сигналу в керованих джерелах струму.

Максимальне значення добротності індуктивного елемента на основі реального гіратора одержуємо підстановкою виразу (1.40) у рівняння (1.36).

У практичних схемах гіраторів їхній вхід і вихід шунтують паразитними провідностями  $y'$  і  $y''$ , крім того, залежні джерела вносять певний зсув фаз  $\varepsilon_1$  і  $\varepsilon_2$  при проходженні сигналу через гіратор. Тому схема реального гіратора має вигляд, показаний на рис. 1.20, а. Векторна діаграма струмів і напруг наведена на рис. 1.20, б.

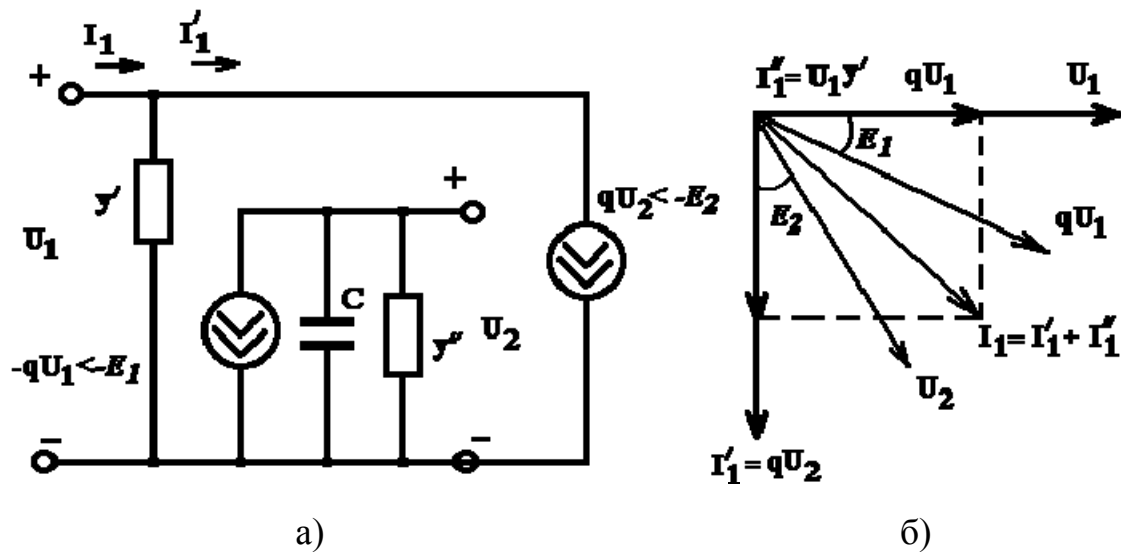


Рис. 1.20. Еквівалентна схема реального гіратора (а) і його векторна діаграма струмів і напруг (б)

На рис. 1.21 подана електрична схема гіратора з паралельним навантаженням. Як гіратор може використовуватися схема на основі біполярного транзистора із загальним колектором (рис. 1.22).

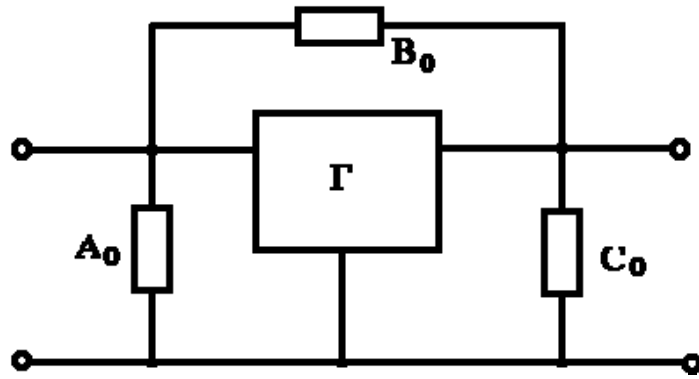


Рис. 1.21. Гіратор з паралельним навантаженням

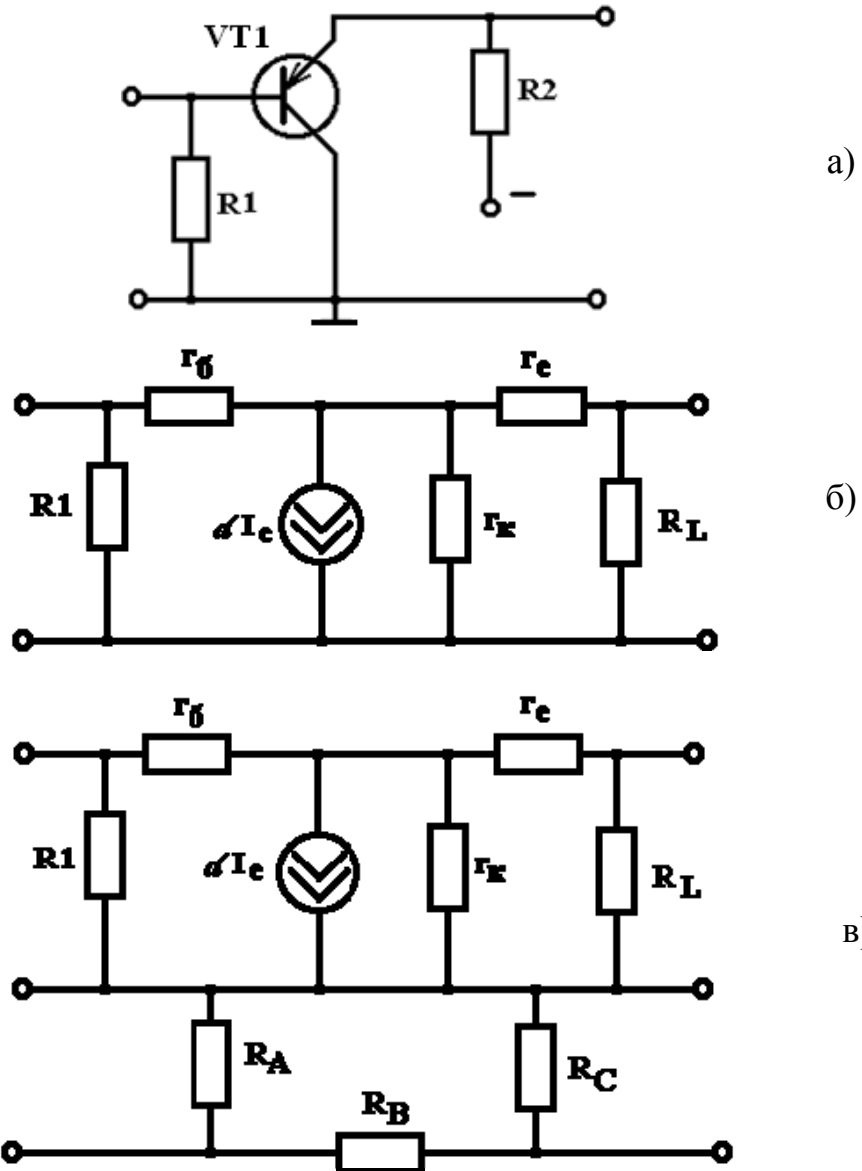


Рис. 1.22. Схема гіратора на основі транзистора з загальним колектором (а); еквівалентна схема транзистора (б); еквівалентна схема гіратора (в)

Практичні схеми транзисторних гіраторів, що розроблені й досліджені Осадчуком В. С. і Осадчуком О. В. у роботі [17], наведені на рис. 1.23–1.26.

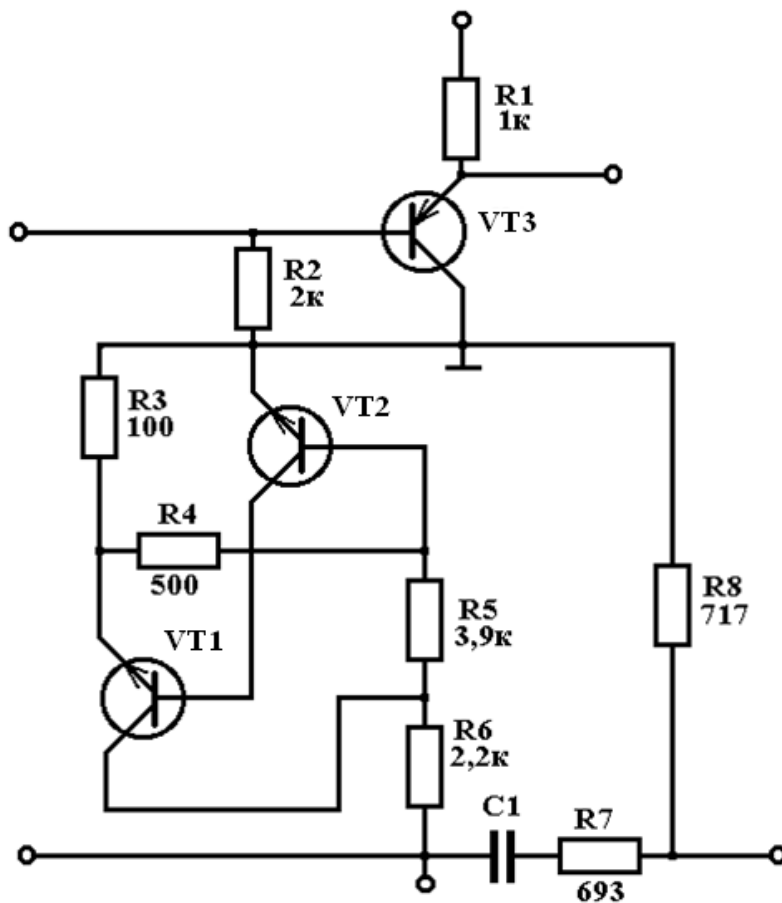


Рис. 1.23. Схема гіратора на біполярних транзисторах

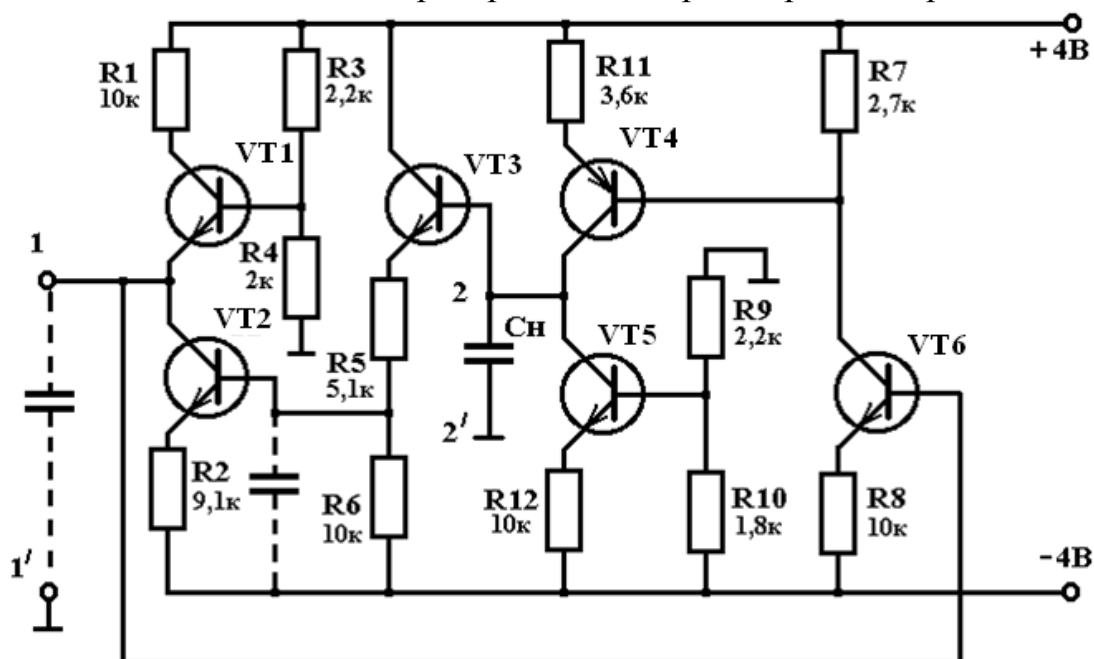


Рис. 1.24. Схема транзисторного гіратора з двополярним живленням

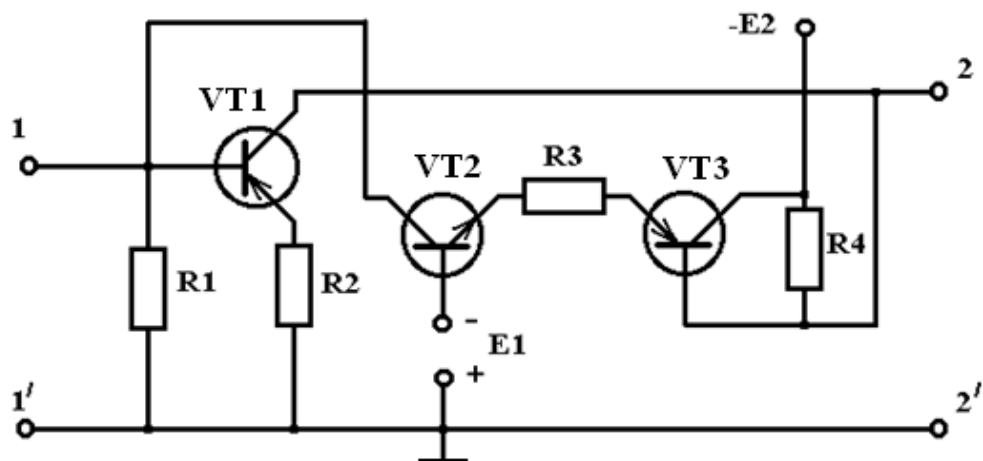


Рис. 1.25. Схема гіратора на основі двох керованих джерел струму

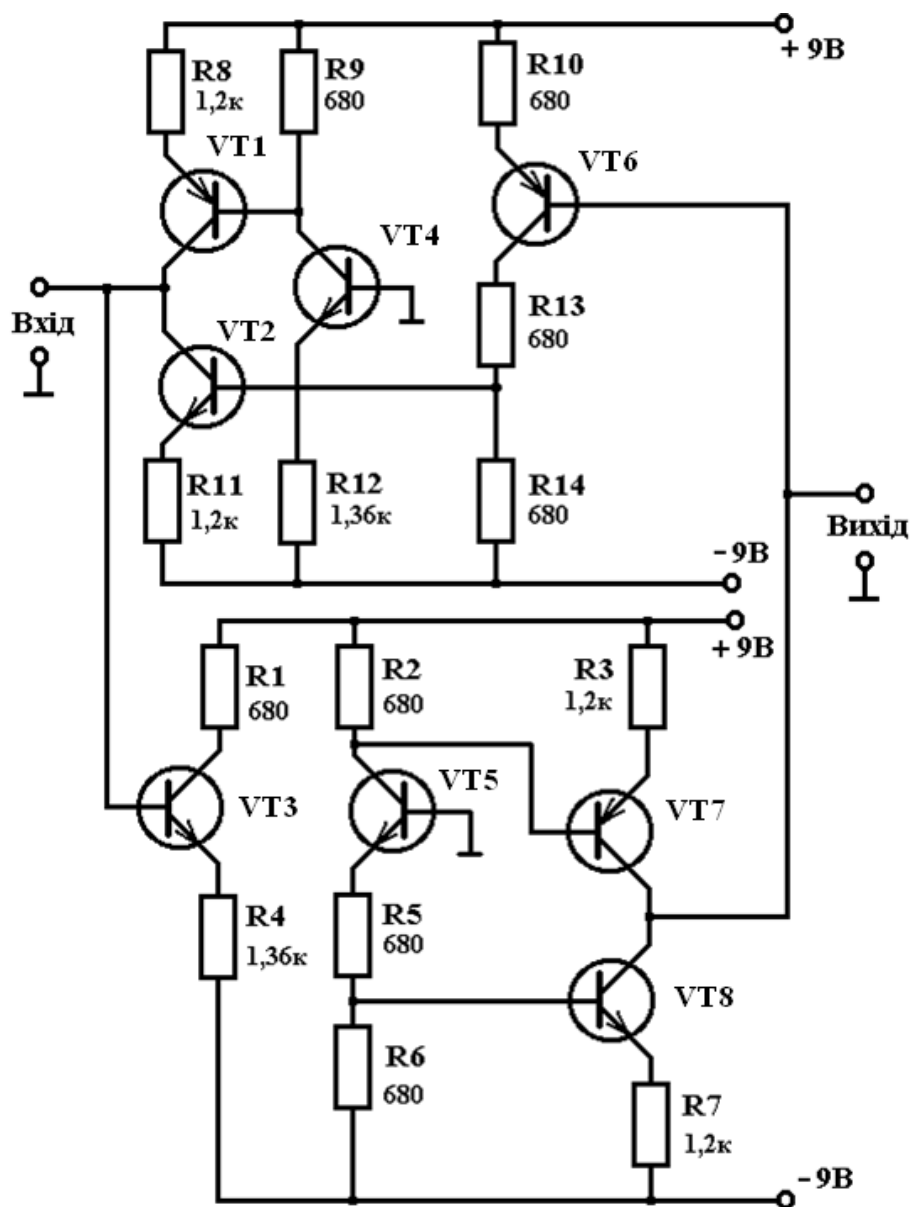


Рис. 1.26. Електрична схема гіратора з двополярним живленням

### 1.5. Помножувачі частоти на структурах з від'ємним опором

Помножувачі частоти використовують з метою перенесення спектра високостабільних низькочастотних коливань у більш високочастотний діапазон [73, 74]. Також помножувачі частоти часто застосовують для поглиблення частотної та фазової модуляції. Узагальнена структурна схема помножувачів частоти показана на рис. 1.27. Оскільки помноження частоти є суттєво нелінійним процесом, як активні елементи використовуються прилади, що мають нелінійні ділянки вольт-амперних, вольт-кулонних або ампер-веберних характеристик.

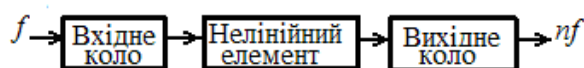


Рис. 1.27. Структурна схема помножувача частоти

Традиційно, в помножувачах частоти використовують нелінійні активні елементи, коефіцієнти передачі яких слабо залежать від співвідношення частот вхідного й вихідного сигналів. Іншим підходом до побудови таких пристроїв є використання параметричних підсилювачів на діодно-конденсаторних електричних колах, коефіцієнт передачі яких відповідно до теореми Менлі-Роу пропорційний відношенню вхідної частоти до вихідної. Найбільшого поширення у схемотехніці перетворювачів і помножувачів частоти отримали варакторно-діодні та варакторно-транзисторні каскади, узагальнена структурна схема яких показана на рис. 1.28 [53].

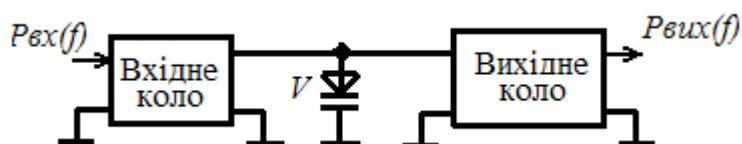


Рис. 1.28. Функціональна схема варакторного помножувача частоти

Можливість виокремлення гармонічних складових в нелінійно-ємнісних помножувачах частоти пов'язана з залежністю ємності від прикладеної до *p-n*-переходу напруги. Принциповим фактором мож-

ливості створення помножувача частоти з використанням ємності є її залежність зміни величини ємності від зміни напруги керування.

При необхідності побудови помножувачів частоти великої кратності використовують багатокаскадні помножувачі частоти, які являють собою послідовне з'єднання помножуючих каскадів з малою кратністю множення [74, 75]. Важливим при розгляді помножувачів частоти є питання фазової нестабільності вихідного коливання багатокаскадних помножувачів. Основною причиною, що їх спричиняють, є нестабільність фази помножувача частоти, яка в свою чергу породжується двома групами факторів [75, 76]. До першої відноситься виникнення флукуаційних процесів у середині самого помножувача, що спричиняється природним відхиленням фази на його виході. Друга група пов'язана з неідеальними зовнішніми умовами.

Відомою є схема помножувача частоти з використанням бар'єрної ємності варикапа (рис. 1.29), при цьому доведена наявність високих енергетичних показників таких схем [76].

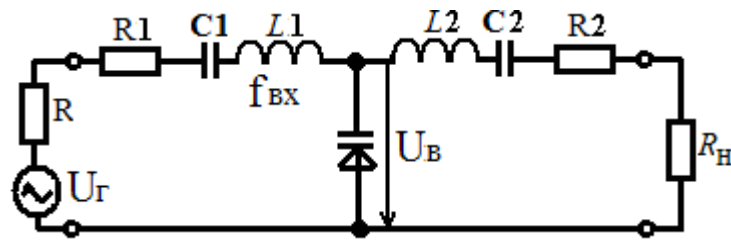


Рис. 1.29. Схема помножувача частоти на нелінійній ємності варикапа

Для помножувачів частоти у [77] розглянута можливість використання сильно нелінійних процесів при керованому лавинному пробі з великою кратністю та малими втратами на помноження в діапазоні 100...360 ГГц.

При використанні лавинно-пролітного діод як активного елементу в режимі радіоімпульсного перетворювача частоти для підвищення ефективності перетворення необхідно використовувати форму керуючої напруги, близьку до меандру [78], при яких помітно збільшується тривалість імпульсу струму через діод і відповідно збільшується тривалість режиму перетворення частоти. Істотною особливістю лавинно-пролітного діоду, що визначає динамічні характеристики перетво-

рювача частоти, є залежність модуля від'ємного опору напівпровідникової структури від амплітуди НВЧ-сигналу.

У роботі [79] розроблено помножувач частоти носійного коливання фазоманіпульованого сигналу та підхід, що дозволяє реалізувати універсальний помножувач, який на відміну від існуючих та широко використовуваних дозволяє забезпечити на відповідних виходах подвоєння, потроєння і т. д. частоти сигналу носійної зі збереженням закону зміни початкової фази.

У роботі [80] досліджено багатофазний помножувач частоти квазі-гармонічних коливань, який виконаний на біполярному транзисторі за схемою спільної бази. Під дією напруги збудження, що подається на вхід каскаду, протікає імпульсний колекторний струм і на вхідному контурі селекується (виокремлюється) напруга першої гармоніки. Коливальна потужність, що утворюється в цьому контурі, перевищує потужність збудження, оскільки підсилення відбувається на вхідній частоті, яка нижча граничної частоти транзистора.

Напруга першої гармоніки з вхідного контуру подається через вихідний контур на ємність колекторного переходу транзистора, яка залежить від прикладеної напруги:

$$C = C_0 \sqrt{\frac{\varphi_k + E_k}{\varphi_k + E_k + U_c}},$$

де  $E_k$  – напруга джерела живлення;  $\varphi_k$  – контактна різниця потенціалів на  $p$ - $n$  переході;  $C_0$  – значення ємності при напрузі на ній  $E_k$ ;  $U_c$  – змінна напруга на ємності колекторного переходу транзистора.

Нелінійність рівняння обумовлює протікання струму через ємність колекторного переходу транзистора, що має велику кількість вищих гармонік частоти вхідного сигналу. При цьому у вихідному контурі відбирається напруга потрібної гармоніки.

Спотворення форми напруги за рахунок виокремлення вищих гармонік, а також аналогічне спотворення форми імпульсу колекторного струму призводять до зменшення потужності, яка розсіюється на колекторі транзистора, що спричиняє підвищення ККД помножувача.

У роботі [81] наведено результати дослідження помножувача частоти зі сходявкою фазовою автоперебудовою в складі описаного стандарту частоти. Показано, що найбільший вииграш в стабільності частоти отримується при коефіцієнті помноження частоти в помножувачі з кільцем фазової автоматичної підстройки частоти, з коефіцієнтом, що дорівнює коефіцієнту множення.

Розглянуті помножувачі частоти [73–81] мають спільний недолік – відсутність можливості електрично змінювати коефіцієнт множення частоти сигналу на задану кількість одиниць, що суттєво обмежує область їх використання.

### **1.6. Пристрої генерації на структурах з від’ємним опором**

Генератори електричних коливань як функціональні вузли входять до складу багатьох різноманітних вимірювальних пристроїв та систем. За формою генерованих сигналів без модуляції такі генератори поділяються на дві основні групи – гармонічних та імпульсних коливань.

Імпульсні генератори, які забезпечують вимірювання різноманітних параметрів радіотехнічних пристроїв, можна класифікувати за призначенням [43]:

- генератори імпульсів загального використання;
- генератори імпульсів для зняття перехідних і амплітудних характеристик;
- генератори імпульсів вимірювання часових параметрів радіотехнічних пристроїв;
- імпульсні генератори спектра;
- генератори імпульсів струму.

Процес перетворення різних видів енергії в енергію електричних коливань називається генеруванням електричних коливань. Автономне джерело, яке працює в режимі самозбудження, називається генератором електричних коливань. За видом джерел перетвореної електричної енергії генератори електричних коливань поділяються на два основні класи:

– при перетворенні первинних електричних коливань в коливання необхідної частоти та форми – генератори із зовнішнім збудженням, параметричні генератори тощо;

– при перетворенні енергії джерел постійної напруги – опорні генератори (автогенератори).

Традиційно генератор електричних коливань являє собою замкнену систему з позитивним зворотним зв'язком, яка містить: джерело живлення; частотно вибірну систему (резонатор), що визначає частоту генерованих коливань; активний елемент, охоплений колом позитивного зворотного зв'язку, що компенсує втрати енергії в частотно вибірній системі; нелінійний елемент, який обмежує амплітуду генерованих коливань [82].

Генератори гармонійних коливань з використанням ефекту від'ємного опору (негатронів) та приладів на основі їх технологічних або схемотехнічних аналогів досліджені в роботах [1, 3, 4, 16, 18–23, 28, 29]. Генераторами імпульсів загального призначення є складні багатоелементні прилади, узагальнена функціональна схема яких наведена на рис. 1.30 [83].

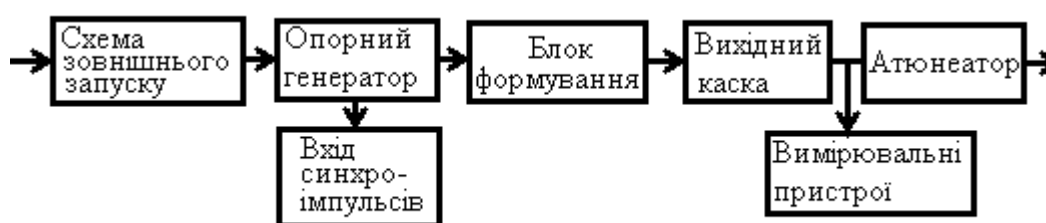


Рис. 1.30. Функціональна схема генератора імпульсів

Такі імпульсні генератори використовуються в радіовимірювальній апаратурі, зокрема для настроювання та перевірки різноманітних імпульсних схем та пристроїв імпульсної техніки.

Серед джерел сигналів несинусоїдальної форми домінуюче положення займають генератори коливань прямокутної форми. Для отримання імпульсів напруги або струму прямокутної форми найчастіше використовують мультівібратори, які в свою чергу є функціональними вузлами більш складних радіовимірювальних приладів [84].

Одним з перспективних напрямків розвитку імпульсної техніки є використання нових приладів та матеріалів, що дозволяють проектувати імпульсні пристрої, які використовують в своїй роботі раніше невідомі ефекти і забезпечують принципово нові можливості керування параметрами вихідних імпульсів [23].

В транзисторних імпульсних генераторах на основі структур з від'ємним опором використовується поєднання двополюсника зворотного зв'язку та нелінійного активного двополюсника, що при певних умовах роботи відтворює від'ємний диференціальний опір [1, 84]. Якщо від'ємний опір більший додатного опору коливального контуру, то, ввімкнувши такий опір до складу контуру, можна компенсувати втрати і тим самим створити в контурі незагасаючі в часі коливання [85].

Автоколивальні системи на основі приладів з від'ємним диференціальним опором можуть бути повними або виродженими [86]. Автоколивальні системи поділяються на повні та вироджені залежно від повноти набору реактивних елементів коливального контуру генератора. Вироджені автоколивальні системи в загальному випадку є генераторами релаксаційного типу. Однак залежно від величини реактивної складової повного опору транзисторної структури з від'ємним диференціальним активним опором генеровані коливання можуть бути гармонічними [87, 88]. Основним недоліком таких генераторів є мала вихідна потужність, яка ще більше зменшується при потребі фільтрації зайвих складових спектру вихідної напруги.

В діапазоні НВЧ [89] більш доцільно оперувати поняттям потужності генерованого сигналу, величина якої пропорційна квадрату амплітуди напруги. Середня провідність напівпровідникових пристроїв з від'ємним диференціальним опором по першій гармоніці в НВЧ-діапазоні залежить від режиму живлення, робочої частоти і квадрату амплітуди напруги генерованого сигналу.

Відомою є схема [5, 90] імпульсного генератора на  $S$ -діоді, який утворюється шляхом паралельного з'єднання  $S$ -діода, ємності  $C$  та послідовного приєднання до цієї ділянки джерела живлення  $E$  через опір  $R$ . Для роботи генератора повинна виконуватись умова  $|R_d| < R$  та навантажувальна пряма перетинати вольт-амперну характеристику діода лише в одній точці. При цьому встановлюється таке значення

напруги живлення  $E$ , щоб ця точка перетину знаходилась на ділянці від'ємного опору. Генератор на  $S$ -діоді працює таким чином. При включенні джерела живлення конденсатор починає заряджатись. Як тільки він зарядився до максимальної напруги, вмикається діод і струм через нього починає лавинно збільшуватись. Оскільки напруга на ємності миттєво зменшитись не може, то робоча точка проходить по ділянці від'ємного опору в прямому напрямку, що призводить до процесу розряду ємності через діод, струм і напруга зменшуються. При значенні струму в гілці  $S$ -діода меншому від струму на опорі, після розряду ємності до мінімальної напруги, вмикається діод і робоча точка стрибком переміститься по ділянці від'ємного опору в зворотному напрямку й ємність знов почне заряджатись до максимальної напруги. Цей процес повторюється періодично.

За такою схемою можлива побудова імпульсного генератора з використанням транзисторного еквіваленту  $p-n-p-n$  структури [25] з ВАХ аналогічною до  $S$ -діода. Використання еквівалента дозволяє значно зменшити залежність періоду повторення імпульсів від напруги живлення. Проте використання приладів з ВАХ  $S$ -типу, що мають малий внутрішній опір у включеному стані та великий у виключеному, накладає додаткові обмеження на діапазон напруги живлення, при якій відбувається умова самозбудження. Для усунення цього недоліку використовується схема релаксаційного генератора на одноперехідному транзисторі.

Інший підхід побудови генераторів електричних коливань полягає у використанні приладів з від'ємним опором для компенсації втрат енергії в пасивних колах настроювання та коливальній системі генератора [25, 91–93], що дасть можливість покращити енергетичні показники генераторів на їх основі.

### **1.7. Електрично керовані фазообертачі та фільтри на структурах з від'ємним опором**

Фазообертач – це пристрій, за допомогою якого в електричне коло вводять точно відомий і регульований фазовий зсув між двома напру-

гами або струмами [85]. Одним із застосувань фазообертачів у радіовимірjuвальних приладах є побудова на їх основі калібраторів фази, багатозначних мір кута фазового зсуву, які використовуються для метрологічної перевірки фазометрів [43]. В низькочастотному діапазоні керування фазою сигналів відбувається за допомогою фазообертачів з реактивними елементами [94], їх доцільно застосовувати на частотах до 10 МГц.

Сучасним фазообертачем на основі технологічної електрично керованої ємності є інтегральний сегнетоелектричний фазообертач, який змінює фазу сигналу в діапазоні  $0...220^\circ$  з величиною фазової похибки не більше  $5^\circ$ . Цей фазообертач може працювати виключно у НВЧ-діапазоні, а діапазон зміни еквівалентної ємності напівпровідникової структури складає лише  $0,022..0,0375$  пФ при використанні напруг керування від 100 до 320 В [95].

Фазообертач на основі р-і-п діода характеризується розширеним діапазоном робочих частот та покращеною стабільністю фазового зсуву [96].

Фазообертач із збільшеною можливістю зміни фазового зсуву являє собою відрізок НВЧ-тракту, який навантажений електричним колом [28, 97]. При цьому, змінюючи режим живлення транзисторів шляхом зміни керуючих струмів емітерів, досягається компенсація активних втрат в фазообертачі за рахунок від'ємного активного опору транзистора у робочому діапазоні частот. Електромагнітна хвиля, потрапляючи на вхід фазообертача, під дією реактивного вхідного опору переходів емітер-колектор транзисторів змінює свою фазу і відбивається. Втрати електромагнітної енергії при цьому малі та незначно змінюються у всьому діапазоні зміни фази.

Як показують результати моделювання [98] розглянутих пристроїв, електричні кола фазообертачів на біполярних і МДН-транзисторах можуть бути реалізовані в більш широкому частотному діапазоні, ніж кола на операційних підсилювачах, та при цьому споживати меншу електричну енергію.

Емітерний і стоковий повторювачі знаходять широке застосування як трансформатори активного опору [26, 99]. Одним з обмежень частотного діапазону роботи таких повторювачів є поява на високих і

надзвичайно високих частотах між їхніми електродами динамічного від'ємного опору. Саме дослідження цієї властивості емітерного повторювача дозволило реалізувати на його основі активні фазообертачі та фільтри НВЧ- діапазону [30].

Використання властивостей узагальнених перетворювачів імітансу як керуючих елементів у мініатюрних фазообертачах призводить до розширення діапазону зміни фазового зсуву [28, 100–103]. При застосуванні вхідного імітансу у режимі перетворення дійсного імітансу реалізовано фазообертач з плавним керуванням аргументу коефіцієнта відбиття на  $200^\circ$  шляхом зміни емітерного струму. Постійна напруга керування прикладається до емітера і через опір до бази транзистора. Високочастотний сигнал через розділову ємність подається на перехід база-емітер НВЧ- транзистора. Розділення високочастотних та низькочастотних кіл здійснюється розділовими ємностями та індуктивністю. Недоліком такого фазообертача є втрати у всьому діапазоні керування ( $\Gamma < 0,5$ ) через низьку добротність перетворюваного імітансу [102].

У транзисторно-варікапних фазообертачах, керуючи величиною перетворюваного імітансу за допомогою варикапа, можна зменшити потужність втрат. Діапазон керування такого фазообертача складає  $260^\circ$  при зміні втрат від 1,5 до 9 дБ. Необхідна потужність для керування в такому фазообертачі не перебільшує 3 мкВт [102].

При аналізі керуючого пристрою фазообертача постають дві задачі [103]: 1) вибір типу і конструкції пристрою та способу включення в нього напівпровідникового або іншого керуючого елемента та 2) вибір математичної моделі кола, яка б була достатньо точною та зручною для подальшого аналізу опису кожного елемента пристрою.

Недоліком розглянутих фазообертачів [95–103] є вузький діапазон робочих частот в якому виникає від'ємний опір динамічних транзисторних негатронів, а також їх низька стійкість.

### **1.8. Активні фільтри на структурах з від'ємним опором**

Активні фільтри можна використовувати для реалізації фільтрів НЧ, ВЧ, смугопроникальних і смугозатримувальних, вибираючи тип

фільтра залежно від його властивостей: рівномірності підсилення в смузі пропускання, крутості перехідної ділянки АЧХ або незалежності часу затримки від частоти. Окрім цього можна також побудувати «усепроникаючі фільтри» з плоскою АЧХ, але нестандартною ФЧХ (такі фільтри називають «фазові коректори»), або навпаки фільтри з постійним фазовим зсувом, але довільною АЧХ [104].

Крім свого основного призначення – селекції частотних характеристик сигналів – у радіовимірювальних приладах фільтри можуть, наприклад, використовуватись як перетворювачі амплітудних значень електричних сигналів [43, 104]. Активні фільтри на базі операційних підсилювачів виконуються двома основними способами: 1) на основі операційних підсилювачів з одноконтурним або багатоконтурним зворотним зв'язком та 2) на основі конверторів повного від'ємного опору і гіраторів [105].

Відомі два основні методи проектування активних фільтрів [106, 107]:

– прямої реалізації, за яким реалізують повну передатну функцію в цілому:

$$H(s) = \frac{A(s)}{B(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0},$$

де  $a_m, b_m$  – дійсні коефіцієнти;

– каскадної реалізації, яка передбачає реалізацію повної передатної функції шляхом з'єднання ланки фільтрових функцій другого та першого порядків:

$$H_2(s) = \frac{a_{j2} s^2 + a_{j1} s + a_{j0}}{s^2 + b_{j1} s + b_{j0}};$$

$$H_1(s) = \frac{a_{j1} s + a_{j0}}{b_{j1} s + b_{j0}},$$

де  $s$  – змінна Лапласа;  $H(s)$  – операторна функція.

Застосування узагальнюючих перетворювачів імітансу (рис. 1.31) для побудови та розрахунку активних фільтрів детально викладено у роботах [28, 107, 108]. Узагальнені перетворювачі імітансу, у яких використовують біполярний або польовий транзистори, є чотириполюсник, імітанс між однією парою затискачів якого  $W_{\text{вх}}(W_{\text{вих}})$  є функцією імітансу  $W_{\text{н}}(W_{\text{г}})$ , підключеного до другої пари затискачів  $W_{\text{вх}}=f(W_{\text{н}})$ ,  $W_{\text{вих}}=f(W_{\text{г}})$ .

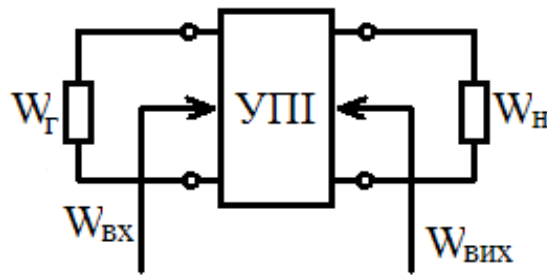


Рис. 1.31. Схема узагальненого перетворювача імітансу

Сучасні технології дали низку нових елементів та функціональних блоків [109] переважно у монолітному виконанні або у вигляді гібридного кола: трансімпедансний підсилювач [110] та струмовий конвертор [111]. У роботі [112] розглянута можливість використання трансімпедансного підсилювача та струмового конвертора, схем RC-фільтрів на базі повторювачів напруги та дуальних до них струмових повторювачів.

Повні опори, що містять внутрішні джерела, які не задовольняють умову додатності та дійсності, також є активним двополюсниками. Найбільш важливі серед них – від’ємні опори, ємності та індуктивності. Вони мають той же характер реактивності на виводах, що й відповідні додатні елементи, однак із протилежним знаком. Наприклад, для від’ємного опору –  $R$  ( $R < 0$ ) маємо  $U = R \cdot I$  [113].

Недоліком розглянутих активних електричних фільтрів є відсутність можливості використання складовими функціональних схем радіовимірювальних приладів, в яких висувається вимоги електричного керування зміни частоти зрізу.

### 1.9. Висновки до розділу

Проведено аналіз сучасного стану технічних засобів функціональних вузлів радіовимірювальних приладів, за допомогою якого класифіковано радіовимірювальні прилади і сформульовано вимоги до них. На основі проведеного аналізу можна стверджувати, що електрично керовані ємності та індуктивності, а також їх схемотехнічні еквіваленти використовується при реалізації різних радіовимірювальних приладів: помножувачів частоти, імпульсних генераторів, фазообертачів та електричних фільтрів. Однак використання відомих електрично керованих елементів ємності та індуктивності через їх малий коефіцієнт перекриття по ємності та індуктивності й низьку добротність обмежує функціональні можливості радіовимірювальних приладів. Одним з перспективних підходів удосконалення відомих радіовимірювальних приладів є використання реактивних ефектів транзисторних структур з від'ємними опором.

Практична реалізація, побудова і промислове освоєння радіовимірювальних приладів на транзисторних структурах з від'ємним опором можливі тільки при створенні відповідної теоретичної бази, в якій будуть враховані фізичні процеси, що в них відбуваються, методи побудови, результати експериментальної перевірки і апробації нових технічних рішень.

## **2. РОЗРОБКА І ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНО КЕРОВАНИХ ЕКВІВАЛЕНТІВ ЄМНОСТЕЙ НА ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУРАХ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ**

Подальший розвиток радіовимірювальних приладів вимагає використання сучасних автоматизованих вимірювальних та метрологічних приладів [43]. Наступним кроком у цьому напрямку є впровадження електрично керованої елементної бази, зокрема функціональних вузлів з електрично керованими еквівалентами ємностей та індуктивностей, для створення яких використовується внутрішній позитивний зворотний зв'язок у напівпровідникових структурах, що приводить до появи диференціального від'ємного опору, дозволяючи таким чином спрощувати класичні схеми радіовимірювальних приладів.

При традиційному підході комплексний характер опорів напівпровідникових аналогів компенсують шляхом допоміжних узгоджуючих елементів по входу та виходу, що ускладнює їх структуру та призводить до значних економічних втрат [30]. Цього можна уникнути використовуючи напівпровідникові аналоги ємностей та індуктивностей на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором, що сприяє розширенню функціональних можливостей існуючих радіовимірювальних приладів [15–22].

У цьому розділі наведено результати розробки та дослідження електрично керованих еквівалентів ємності як функціональних вузлів радіовимірювальних приладів на основі біполярної, польової, біполярно-польової транзисторних структур з від'ємним опором. Для використання розроблених еквівалентів ємностей отримано залежності повного опору біполярної, польової, біполярно-польової транзисторних структур з від'ємним опором від напруг живлення та керування. Виконано комп'ютерне моделювання вольт-амперних характеристик, частотних залежностей повного опору та його дійсної та уявної складової, їх залежностей від напруг живлення та керування й досліджено вплив дестабілізуючих факторів (температури зокрема) на них.

## 2.1. Розробка і дослідження еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором

На рис. 2.1 подано схему електрично керованого еквівалента ємності, який складається з двох біполярних транзисторів  $VT1$ ,  $VT2$ , джерела живлення  $U_1$  і джерела керування  $U_2$  [114]. Досліджений еквівалент (BC847, BC857) на вольт-амперній характеристиці має ділянку, на якій утворюється від'ємний диференціальний опір [16]. Зміна напруги керування та живлення призводить до зміни положення робочої точки на спадній ділянці ВАХ, що еквівалентно зміні глибини додатного зворотного зв'язку. Це призводить до зміни величини реактивного опору ємнісного характеру.

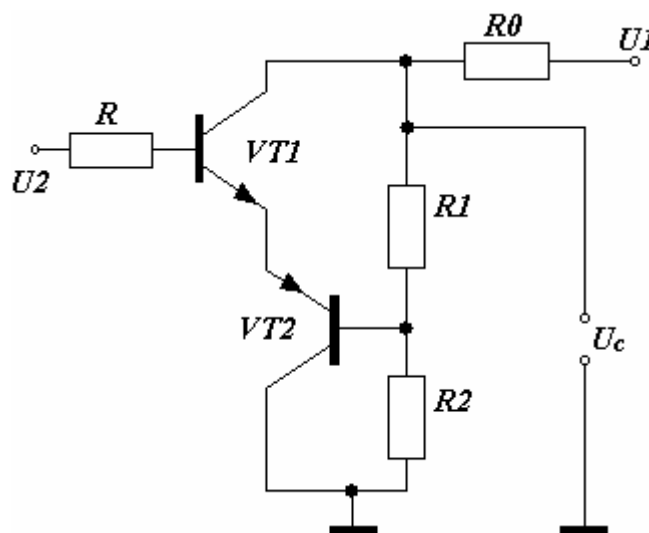


Рис. 2.1. Електрична схема електрично керованого еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором

Для використання запропонованої схеми еквівалентної ємності при розробці нових радіовимірювальних приладів необхідно визначити її основні характеристики залежно від частоти, напруг керування та живлення, а також оцінити вплив дестабілізуючих факторів на її робочі характеристики. Тому потрібно розробити математичну модель повного вихідного опору біполярної транзисторної структури, уявна складова якого носить ємнісний характер та утворює еквівалентну ємність.

Як модель біполярного транзистора обрано модель Еберса-Мола (рис. 2.2), яка складається з двох джерел струму, двох  $p-n$  переходів і враховує ємності цих переходів [113].

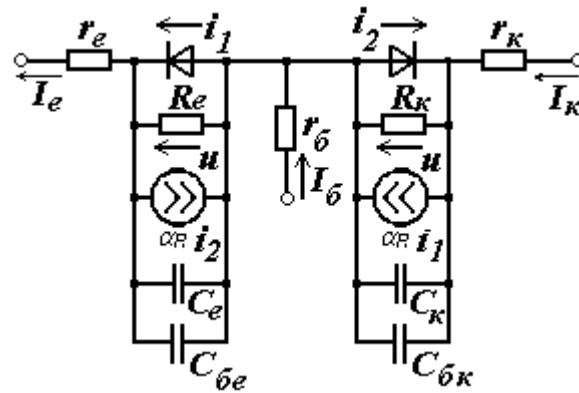


Рис. 2.2. Модель біполярного транзистора

Для наведеної моделі (див. рис. 2.2) струми діодів визначаються співвідношеннями [115, 116]

$$i_1 = I'_{e0} \cdot \left( e^{\frac{U_1}{m_e U_T}} - 1 \right);$$

$$i_2 = I'_{c0} \cdot \left( e^{\frac{U_1}{m_c U_T}} - 1 \right).$$

Для номінального режиму роботи електрично керованої ємності можна записати такі умови: пряме зміщення емітерного переходу  $U_{be} > 0$ ; велике від'ємне зміщення на колекторному переході  $U_{bc} < 0$ ; мала зміна напруг та струмів відносно робочої точки за постійним струмом. За рахунок виконання цих умов еквівалентна схема для активного нормального малосигнального режиму може бути спрощена.

Отриману спрощену еквівалентна схема транзистора показано на рис. 2.3.

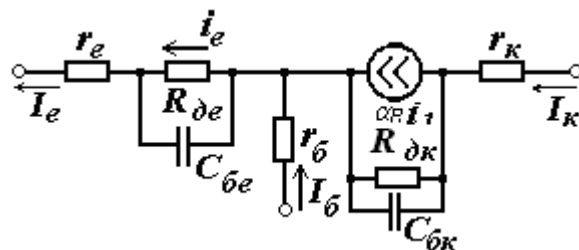


Рис. 2.3. Малосигнальна еквівалентна схема біполярного транзистора

Для наведеної схеми справедливі такі залежності колекторного та емітерного струмів [115, 116]:

$$I_e = I_e' \left( e^{\frac{U_{be}}{m_e \varphi_T}} - 1 \right) + \alpha_R \cdot I_{k0}; \quad (2.1)$$

$$I_k = \alpha_F \cdot I_{e0} \left( e^{\frac{U_{be}}{m_e \varphi_T}} - 1 \right) + I_{k0}. \quad (2.2)$$

В режимі малого сигналу

$$i_k = \frac{U_{be}}{r_{e\partial}}, \quad (2.3)$$

$$\text{де } r_{e\partial} = \frac{m_e \varphi_T}{I_e}.$$

Враховуючи  $r_{\partial e} \gg r_e$ ,  $R_{kv} \gg r_{\partial k}$ ,  $r_{\partial k} \gg r_k$ , а диференціальна ємність емітерного переходу  $C_{\partial e}$  враховується частотно-залежним коефіцієнтом передачі струму емітера  $\alpha_F(p) = \frac{\alpha_F}{1 + p\tau_e}$ , малосигнальна динамічна схема заміщення біполярного транзистора набуде вигляду рис. 2.4.

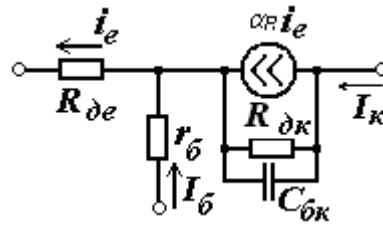


Рис. 2.4. Спрощена малосигнальна еквівалентна схема біполярного транзистора

Рівняння диференціального опору емітера та колектора за постійним струмом:

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = \frac{U_{be}}{I_0 \left( e^{\frac{U_{be}}{m_e \varphi_T}} - 1 \right)}; \quad (2.4)$$

$$R_k = \frac{U_k}{I_k} = \frac{U_{bk}}{I_0 \left( e^{\frac{U_{bk}}{m_e \varphi_T}} - 1 \right)}, \quad (2.5)$$

а за змінним струмом –

$$R_e = \frac{\partial U_e}{\partial I_e}; \quad (2.6)$$

$$R_k = \frac{\partial U_k}{\partial I_k}. \quad (2.7)$$

Повний опір біполярної транзисторної структури з від'ємним опором будемо визначати, використовуючи еквівалентну схему електрично керованого еквівалента ємності [117], що показана на рис. 2.5.

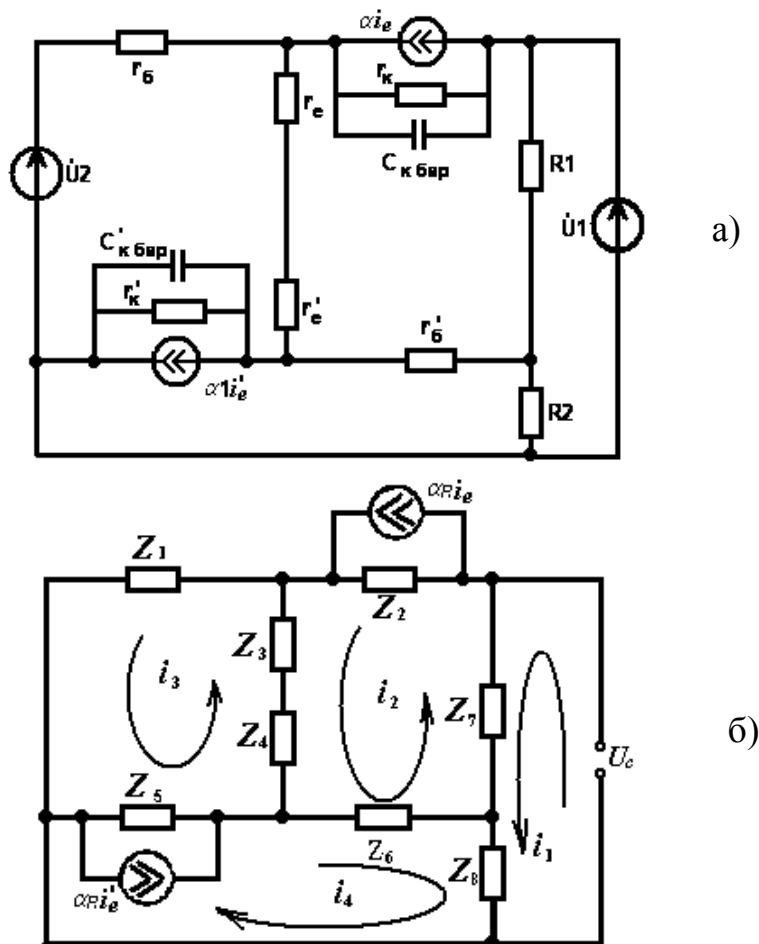


Рис. 2.5. Еквівалентна схема електрично керованого еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором:  
а) за постійним струмом; б) за змінним струмом

Для розрахунку міжелектродних напруг  $U_{be}$ ,  $U_{bk}$  обох транзисторів (див. рис. 2.5 а) використаємо пакет прикладних математичних досліджень Maple та його спеціалізований додаток Syrup для символьних обчислень електричних схем. Лістинг опису еквівалентної схеми біполярної транзисторної структури має такий вигляд [118]:

```
> bb1 :=
"
V1 6 0
R8 4 7
R7 4 0
R6 7 0
R5 6 7
R4 1 6
R3 5 4
R2 1 3
R1 2 1
C1 6 1
C2 4 0
V2 2 0
V3 3 5 0
F 1 6 V3 1
F2 0 4 V3 1
.end":
convert(syrup(bb1, ac, 'curr'), float);
convert(curr, float);
```

На основі співвідношень (2.4)–(2.7) залежностей параметрів елементів еквівалентної схеми  $(r_{e\partial}, r_{k\partial}, C_{\partial k})$  біполярної транзисторної структури та отриманих залежностей міжелектродних напруг, можна вивести аналітичні вирази ємностей емітерного й колекторного переходів як функції від напруг живлення та керування  $r_{e\partial}(U1, U2)$ ,  $r_{k\partial}(U1, U2)$ ,  $C_{\partial k}(U1, U2)$  [116].

Схема заміщення для досліджуваної біполярної транзисторної структури наведена на рис. 2.5, б. На виводах колектор-колектор тран-

зисторів VT1 і VT2 в результаті дії внутрішнього позитивного зворотного зв'язку виникає повний опір транзисторної структури, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна складова – ємнісний характер.

Загальна формула повного опору біполярної транзисторної структури має вигляд

$$Z = R + jX, \quad (2.8)$$

де  $R$  – активна складова;  $X = \frac{1}{j\omega C_{екв}}$  – реактивна складова;  $\omega = 2\pi f$ .

Відповідно до еквівалентної схеми заміщення (рис. 2.5), використовуючи закони Кірхгофа, обравши позитивні напрями струмів в контурах, складемо систему рівнянь, з якої визначимо повний опір досліджуваної біполярної транзисторної структури з від'ємним опором:

$$\begin{cases} \dot{U}_c = i_1(Z_7 + Z_8) - i_2Z_7 + i_4Z_8; \\ 0 = i_2(Z_2 + Z_3 + Z_4 + Z_6 + Z_7) - i_1Z_7 - i_3(Z_3 + Z_4) + i_4Z_6 + Z_2\alpha I_1; \\ 0 = i_3(Z_1 + Z_3 + Z_4 + Z_5) - i_2(Z_3 + Z_4) + i_4Z_5 + Z_5\alpha I_2; \\ 0 = i_4(Z_5 + Z_6 + Z_8) + i_2Z_6 + i_3Z_5 + i_1Z_8 + Z_5\alpha I_2, \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\text{де } Z_1 = r_{\bar{o}}; \quad Z_2 = \frac{r_{\kappa}}{1 + r_{\kappa}^2 \cdot c_{\bar{o}\kappa}^2 \cdot \omega^2} - j \frac{r_{\kappa}^2 \cdot c_{\bar{o}\kappa} \cdot \omega}{1 + r_{\kappa}^2 \cdot c_{\bar{o}\kappa}^2 \cdot \omega^2} = d + je;$$

$$Z_6 = Z_1; \quad Z_5 = Z_2; \quad Z_4 = Z_3; \quad Z_7 = R1; \quad Z_8 = R2;$$

$$Z_3 = \frac{r_e}{1 + (\omega r_e c_e)^2} - j \frac{\omega r_e^2 c_e}{1 + (\omega r_e c_e)^2} = f + jg.$$

Згідно з розв'язком системи рівнянь (2.9) отримуємо аналітичну залежність повного опору електрично керованого еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі від напруги живлення і керування

$$Z = \frac{\frac{cz_7}{z_8} + c - \frac{cBz_7}{z_8} - z_8 - Bz_6 + \frac{z_5z_7}{z_3+z_4} + \frac{z_5z_6}{z_3+z_4} + \frac{z_5z_6z_7}{z_8(z_3+z_4)} - \frac{z_5Ba}{z_3+z_4} + \frac{z_5z_6Bz_7}{z_8(z_3+z_4)}}{\frac{\dot{U}_c c}{z_8} + \frac{Acz_7}{z_8} + Az_6 + \frac{z_5Aa}{z_3+z_4} + \frac{z_5z_6Az_7}{z_8(z_3+z_4)} + \frac{z_5z_6\dot{U}_c}{z_8(z_3+z_4)} + \frac{z_5z_2\alpha I_1}{z_3+z_4} + z_5\alpha I_2}, \quad (2.10)$$

де

$$A = \frac{-\frac{z_5U_c}{z_8} - z_5\alpha I_2 - \frac{b\left(\frac{z_6u_1}{z_8} - z_2\alpha I_1\right)}{z_3+z_4}}{\frac{b\left(a + \frac{z_6z_7}{z_8}\right)}{z_3+z_4} - z_3 - z_4 + \frac{z_5z_7}{z_8}}; \quad B = \frac{\frac{b\left(z_7 + \frac{z_6z_7}{z_8} + z_6\right)}{z_3+z_4} - \frac{z_5(z_7+z_8)}{z_8}}{\frac{b\left(a + \frac{z_6z_7}{z_8}\right)}{z_3+z_4} - z_3 - z_4 + \frac{z_5z_7}{z_8}};$$

$$a = z_2 + z_3 + z_4 + z_6 + z_7; \quad b = z_1 + z_3 + z_4 + z_5; \quad c = z_5 + z_6 + z_8.$$

З виразу (2.10) отримано активну та реактивну складові повного опору на електродах колектор-колектор (див. рис. 2.1). Активна (2.11) та реактивна (2.12) складові повного опору біполярної транзисторної структури з від'ємним опором електрично керованого еквівалента ємності описуються співвідношеннями

$$R = \frac{Z'_1 \cdot Z'_2 + Z''_1 \cdot Z''_2}{(Z'_2)^2 + (Z''_2)^2}; \quad (2.11)$$

$$X = \frac{Z'_1 \cdot Z''_2 + Z'_2 \cdot Z''_1}{(Z'_2)^2 + (Z''_2)^2}. \quad (2.12)$$

У виразах (2.11) і (2.12) прийняті такі позначення

$$Z'_1 = \frac{(r_{\bar{o}} + d + R2)R1}{R2} + r_{\bar{o}} + R2 + d + \frac{(r_{\bar{o}} + d + R2)R1 - jdR1}{R2} + R2 + r_{\bar{o}} + \frac{2fdR1 + 2eR1g}{4f^2 + 4g^2} +$$

$$+ \frac{2fdr_{\bar{o}} + 2er_{\bar{o}}g}{4f^2 + 4g^2} + \frac{2R1dr_{\bar{o}}f + 2R1er_{\bar{o}}g}{R2(4f^2 + 4g^2)} + v,$$

$$Z''_1 = \frac{eR1}{R2} + e + \frac{R1(r_{\bar{o}} + d + R2) + eR1}{R2} + r_{\bar{o}} + \frac{2gdR1 - 2egR1}{4f^2 + 4g^2} + \frac{2gdr_{\bar{o}} - 2egr_{\bar{o}}}{4f^2 + 4g^2} +$$

$$+ \frac{2R1dgr_{\bar{o}} - 2R1ger_{\bar{o}}}{R2(4f^2 + 4g^2)} + w,$$

$$\begin{aligned}
Z_2' &= \frac{R1(r_{\bar{o}} + R2 + d)}{R2} + \frac{R1(r_{\bar{o}} + R2 + d) - R1e}{R2} + r_{\bar{o}} + \frac{2r_{\bar{o}}dfR2 - 2r_{\bar{o}}egdR2}{R2(4f^2 + 4g^2)} + \\
&\quad + \frac{R1r_{\bar{o}}(2f(d - e) - 2g(e + d))}{R2(4f^2 + 4g^2)} + \frac{(2f(d^2 - e^2) - 4ged)}{4f^2 + 4g^2}, \\
Z_2'' &= \frac{eg}{R2} + \frac{R1(r_{\bar{o}} + R2 + d) + eR1}{R2} + \frac{2r_{\bar{o}}gR2 + 2fR2r_{\bar{o}}e}{R2(4f^2 + 4g^2)} + \frac{R1(2g(d - e)) - 2fR2(e + d)}{R2(4f^2 + 4g^2)} + \\
&\quad + \frac{(4fed - 2g(d^2 - e^2))}{4f^2 + 4g^2},
\end{aligned}$$

де

$$v = \frac{2f((2d + 2f)(d + e) - (2e + 2g)(e + d)) + 2g((2e + 2g)(d + e) + (2d + 2f)(e + d))}{4f^2 + 4g^2},$$

$$w = \frac{2g((2d + 2f)(d + e) - (2e + 2g)(e + d)) - 2f((2e + 2g)(d + e) + (2d + 2f)(e + d))}{4f^2 + 4g^2}.$$

Виконаємо перевірку отриманих результатів повного опору, дійсної та уявної його складових, використовуючи пакет прикладних математичних досліджень Maple 6 та його спеціалізованих додаток Syrup для символьних обчислень електричних схем, еквівалентна схема (рис. 2.7) [118]. З метою спрощення обрахунків введемо позначення елементів еквівалентної схеми:

$$\begin{aligned}
R_1 &= r_{\bar{o}}; R_2 = r_{\bar{o}e}; R_3 = r_{\bar{o}k}; C_1 = C_{\bar{o}k}'; R_3 = r_e'; R_5 = R1; R_6 = R2; C_2 = C_{\bar{o}k}; \\
R_8 &= r_{\bar{o}}'; R_4 = r_{\bar{o}k}'.
\end{aligned}$$

Отримаємо символьні вирази для вузлових напруг та струмів віток (елементів) біполярної транзисторної структури з від'ємним опором електрично керованого еквівалента ємності, які використаємо для виведення формули його повного опору. Загальне рівняння повного опору для досліджуваної схеми набуває вигляду

$$\dot{Z}_1 = \frac{U1(A_6R_1 + jR_4(A_2R_2 + A_2R_3 + (1 + a1)A_1R_7) - A_1C_2(R_2 + R_3)R_4R_7\omega)}{A_5 + j(AR_2 + AR_3 + (-1 - a1)A_1R_7(U_1 - U_2) + jR_4(-jA_7 - A_1R_7((1 + a1)C_1(U_1 - U_2) - aC_2U_2)\omega))}, \quad (2.13)$$

де

$$\begin{aligned}
A &= (U_1 - U_2)(-R_6(R_7 + R_8) - R_5(R_6 + R_7 + R_8) - jA_1C_2R_7\omega) + R_4((-R_6 - R_7 - R_8)U_1 - \\
&- j(C_2R_7(R_6 + R_8)U_1 + A_2C_1(U_1 - U_2))\omega + A_1C_1C_2R_7(U_1 - U_2)\omega^2); \\
A_1 &= R_6R_8 + R_5(R_6 + R_8); \\
A_2 &= R_6(R_7 + R_8) + R_5(R_6 + R_7 + R_8); \\
A_3 &= R_2 + R_3 + R_4 + aR_4 + R_5, \quad A_4 = R_2 + R_3 + R_5; \\
A_5 &= R_1U_1(-j(A_3(R_6 + R_7) + (A_3 + R_6 + R_7 + a1R_7)R_8) + (C_2R_7(A_3R_6 + (A_3 + R_6)R_8) + \\
&+ C_1R_4(A_4(R_6 + R_7) + (A_4 + R_6 + R_7 + a1R_7)R_8))\omega + jC_1C_2R_4R_7(A_4R_6 + (A_4 + R_6)R_8)\omega^2); \\
A_6 &= (j((1 + a)A_2R_4 + (1 + a1)A_1R_7) - A_1(C_1 + a1C_1 + C_2 + aC_2)R_4R_7\omega - jR_2(-j + C_1R_4\omega) \cdot \\
&\cdot (-jA_2 + A_1C_2R_7\omega)); \\
A_7 &= (-1 - a1)R_7R_8U_1 + aR_5(R_7 + R_8)U_2 + R_6((-1 - a - a1)R_7(U_1 - U_2) + a(R_5 + R_8)U_2).
\end{aligned}$$

Скориставшись спеціалізованим математичним пакетом програм WolframMathematica виконано розклад та спрощення отриманого виразу повного опору (2.13) на дійсну та уявну частини [118]. Аналітичний вираз для дійсної частини повного опору такий:

$$\begin{aligned}
Z_1' &= (-C_2((R_2 + R_3)R_4 + R_1(R_2 + R_3 + R_4 + aR_4))R_7A_1 - C_1R_1R_4((1 + a1)R_7A_1 + A_2R_3 + A_2R_2)); \\
Z_2'' &= (R_4(A_2R_2 + A_2R_3 + (1 + a1)A_1R_7) + R_1(A_8R_2 + A_8R_3 + (1 + a)A_2R_4 + (1 + a1)A_1R_7))U_1,
\end{aligned}$$

де

$$A_8 = R_5R_6 + R_5R_7 + R_6R_7 + R_5R_8 + R_6R_8 - A_1C_1C_2R_4R_7\omega^2.$$

Аналітичний вираз дійсної та уявної частин знаменника повного опору біполярної транзисторної структури з від'ємним опором:

$$\begin{aligned}
Z_2' &= ((C_1R_4(R_1(A_4(R_6 + R_7) + (A_4 + R_6 + R_7 + a1R_7)R_8)U_1 + (A_2R_2 + A_2R_3 + (1 + a1)A_1R_7)(U_1 - U_2)) + \\
&+ C_2R_7(R_1(A_3R_6 + (A_3 + R_6)R_8)U_1 + (R_2 + R_3)(R_4 + R_5)R_6 + (R_4 + R_5 + R_6)R_8)U_1 - A_1(R_2 + R_3 + aR_4)U_2))\omega, \\
Z_2'' &= (-1 - a1)A_1R_7(U_1 - U_2) + R_4((-1 - a1)R_7R_8U_1 + aR_5(R_7 + R_8)U_2 + R_6((-1 - a - a1)R_7(U_1 - U_2) + \\
&+ a(R_5 + R_6)U_2)) + R_1U_1((-R_2 - R_3 - R_4 - aR_4 - R_5)(R_6 + R_7) - (A_3 + R_6 + R_7 + a1R_7)R_8 + \\
&+ C_1C_2R_4R_7(A_4R_6 + (A_4 + R_6)R_8)\omega^2) + R_2(-R_4(R_6 + R_7 + R_8)U_1 - A_2(U_1 - U_2) + A_1C_1C_2R_4R_7(U_1 - U_2)\omega^2).
\end{aligned}$$

Використовуючи отримані розрахункові результати активної та реактивної складових повного опору біполярної транзисторної структури з від'ємним опором побудуємо їх графічні залежності від напруг живлення при різних напругах керування. Теоретичні та експериментальні графічні залежності активної та реактивної складових повного

опору біполярної транзисторної структури (BC857, BC847) електрично керованого еквівалента ємності від зміни напруги живлення при різних напругах керування наведено відповідно на рис. 2.6, рис. 2.7, експериментальна частота 100 кГц.

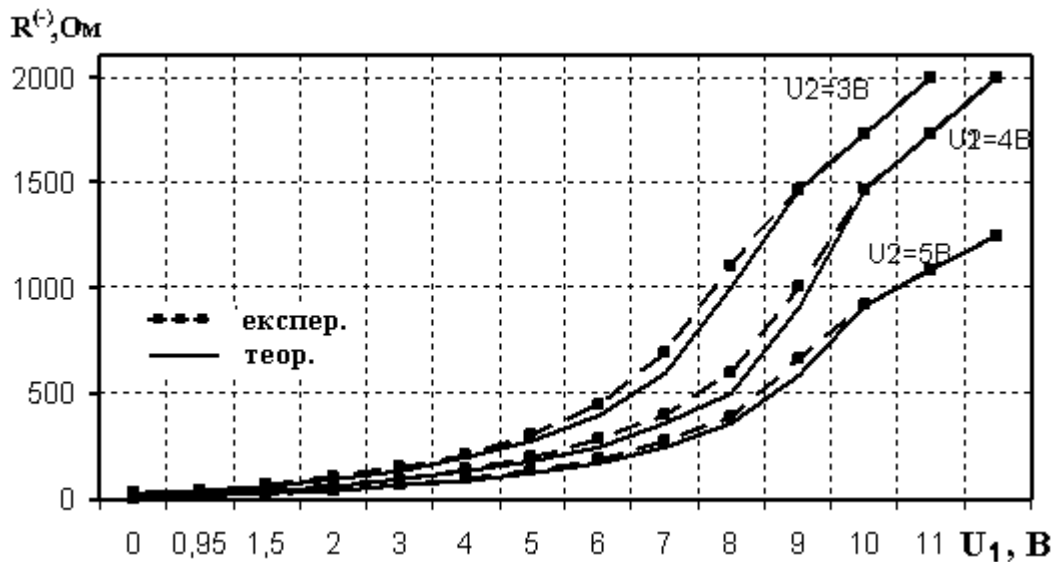


Рис. 2.6. Залежність активної складової повного опору електрично керованого еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором

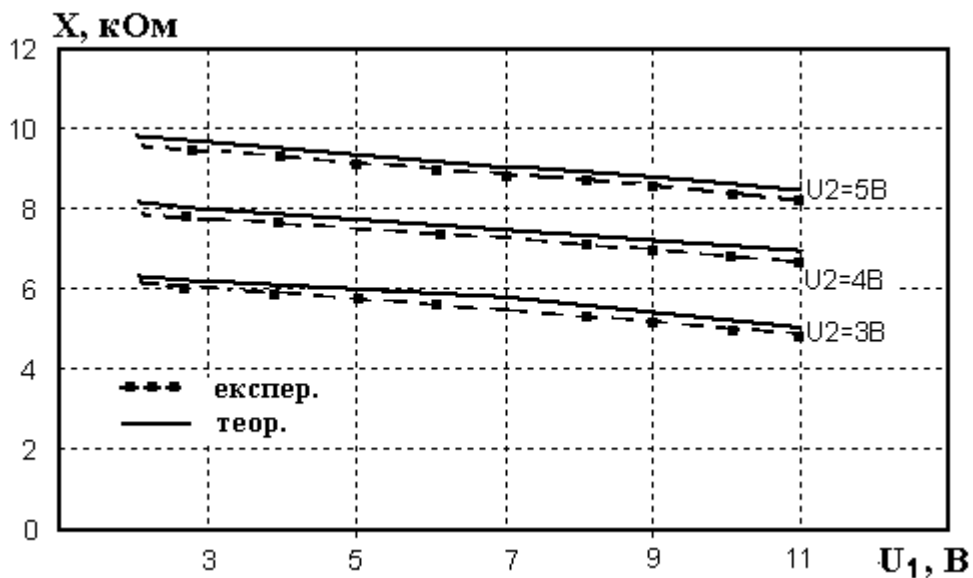


Рис. 2.7. Залежність модуля реактивної складової повного опору еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі

Експериментальні та теоретичні залежності зміни еквівалентної ємності на біполярній транзисторній структурі при різних значеннях напруг живлення та керування наведено на рис. 2.8.

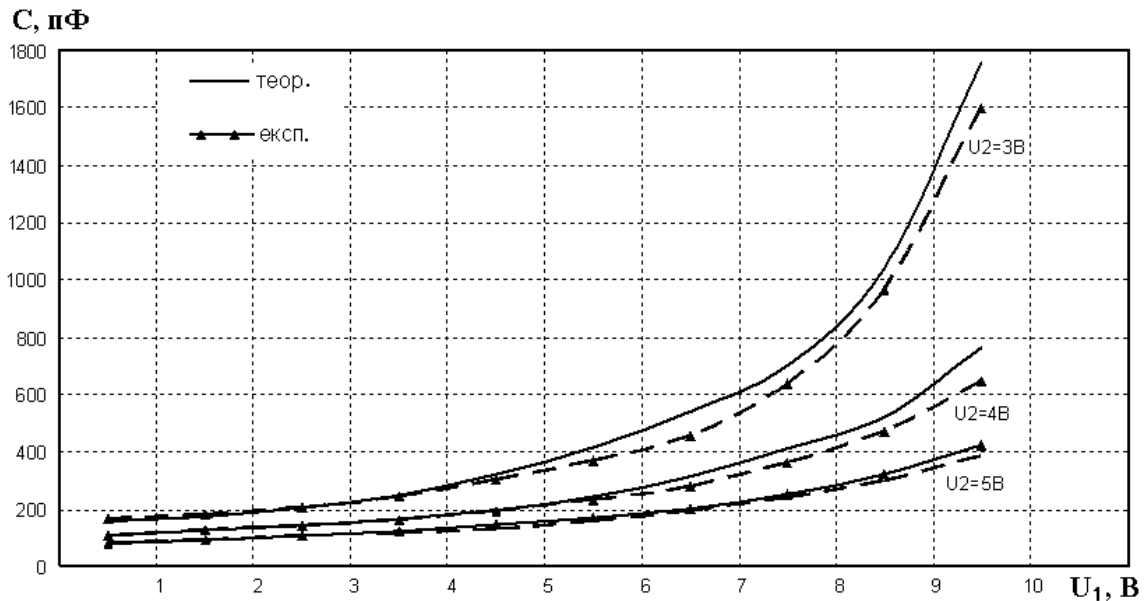


Рис. 2.8. Вольт-фарадні характеристики електрично керованого еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором

Коефіцієнт перекриття еквівалентної ємності для біполярної транзисторної структури ( $k_{\max}$ ) складає

$$k_{\max} = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{1780 \cdot 10^{-12}}{190 \cdot 10^{-12}} = 9,36.$$

Експериментальні залежності активної складової повного опору біполярної транзисторної структури від напруги живлення при різних температурах та залежність модуля реактивної складової повного опору від температури при різних напругах керування з напругою живлення  $U_1 = 5B$  наведено на рис. 2.9 і рис. 2.10, досліджувана частота 100 кГц [16]. Теоретичні і експериментальні дослідження температурних режимів роботи електрично керованої еквівалентної ємності на біполярній транзисторній структурі показали, оптимальний температурний діапазон – 60 ... + 60 °С.

Проведено комп'ютерне моделювання еквівалентної ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємними опором за допомогою пакета програм схемотехнічного аналізу MicroCAP-9.0 [115]. Схема досліджуваного еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємними опором, який утворюється на клеммах колектор-колектор біполярних транзисторів Q1, Q2, показана на рис. 2.11.

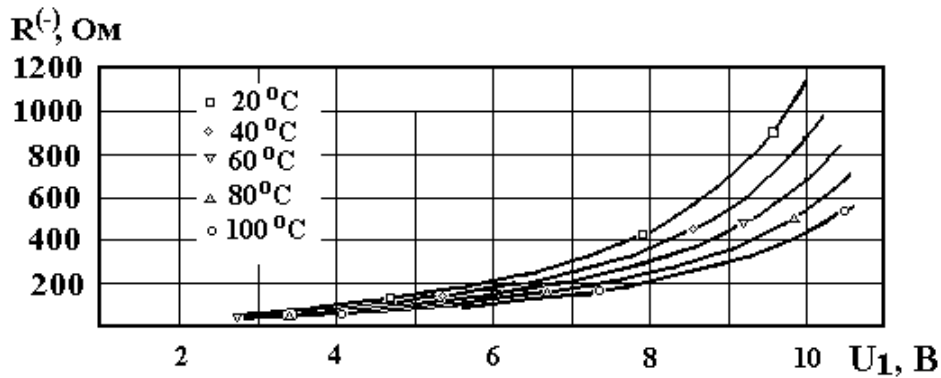


Рис. 2.9. Графіки зміни активної складової повного опору біполярної транзисторної структури від зміни напруги живлення

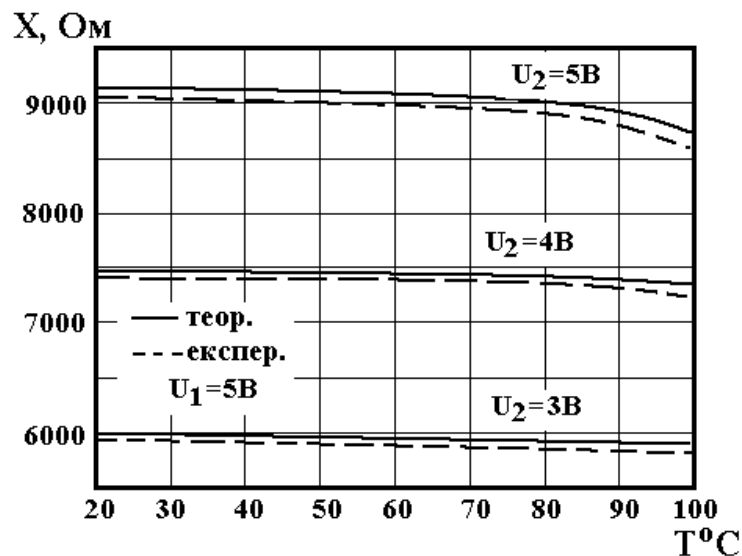


Рис. 2.10. Графіки зміни модуля реактивної складової повного опору біполярної транзисторної структури від зміни температури

Статична вольт-амперна характеристика біполярної транзисторної структури досліджуваного еквівалента відносно напруги живлення джерела V1 при різних напругах керування (1,5...4 В) наведена на рис. 2.12.

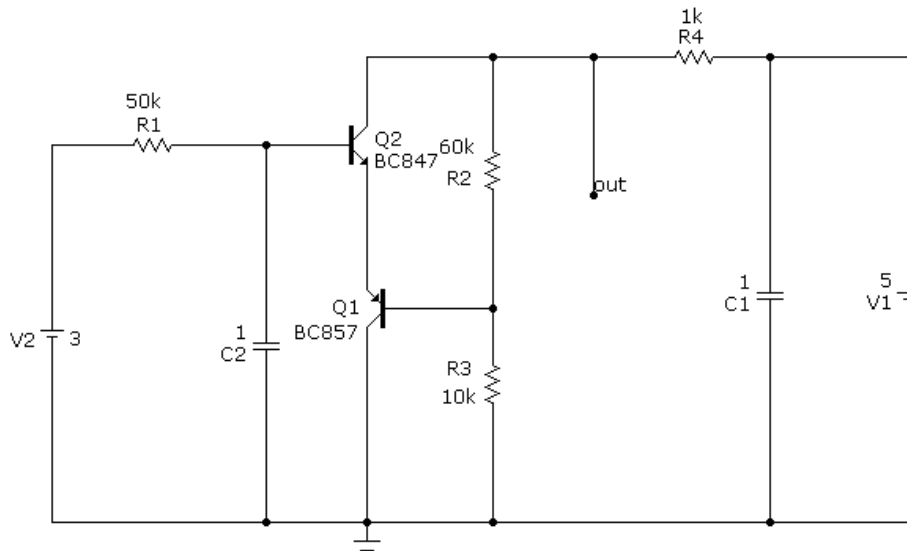


Рис. 2.11. Схема досліджуваного еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємними опором

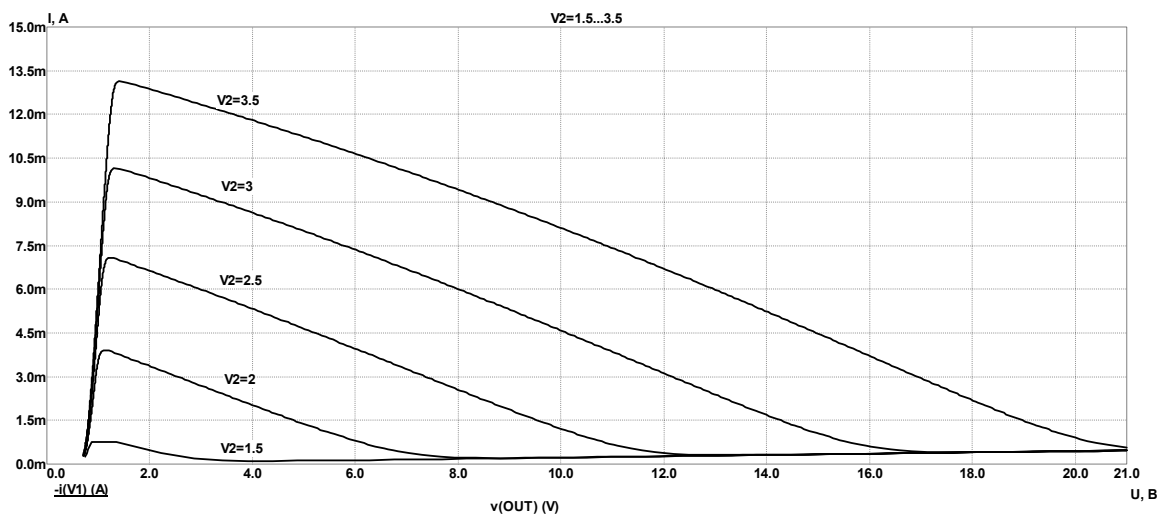


Рис. 2.12. Вольт-амперна характеристика досліджуваного еквіваленту ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємними опором

При збільшенні напруги керування спостерігається збільшення максимального струму ВАХ відповідно до збільшення протяжності спадаючої ділянки, на якій утворюється від'ємний диференціальний опір. При напрузі керування 1,5 В від'ємний опір спостерігається в діапазоні напруг 1...2,8 В. При напрузі керування 4 В від'ємний опір спостерігається в діапазоні напруг 1...20 В. Кут нахилу ВАХ є майже однаковий при різних напругах керування, тобто значення від'ємного опору є також постійним і приблизно дорівнює 2 кОм. Маючи нагляд-

не представлення ВАХ, легко обирти необхідний діапазон напруг керування та живлення з метою виведення робочої точки в зону існування еквівалента ємності (на спадній ділянці ВАХ).

Як зазначалось вище, повний опір досліджуваного еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємними опором складається з його активної та реактивної складових (рис. 2.13). З графіка видно, що робочий діапазон частот існування еквівалента ємності, досліджуваної біполярної транзисторної структури з від'ємними опором становить від 1 кГц до 455 кГц. Від'ємна складова повного опору постійна в діапазонах частот (1...20 кГц) і дорівнює близько 2 кОм, перехідна ділянка плавного зростання від 20 кГц до 455 кГц [118].

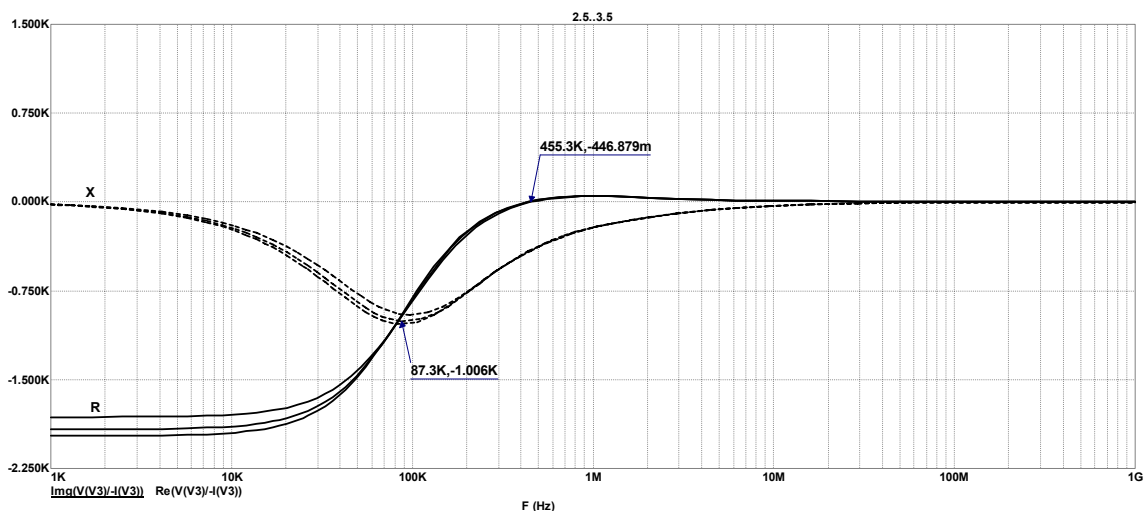


Рис. 2.13. Графік залежності активної та реактивної складових повного опору досліджуваного еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором

Реактивна складова повного опору біполярної транзисторної структури має форму перевернутого дзвона, мінімальна точка (точка екстремуму) утворюється на частоті 87,3 кГц.

Залежність еквівалентної ємності досліджуваної біполярної транзисторної структури з від'ємними опором від частоти наведено на рис. 2.14, отриманий результат показує зміну еквівалентної ємності в 1,5 рази в діапазоні частот 50 кГц...200 кГц та її постійність в широкому діапазоні частот (200 кГц...1 МГц).

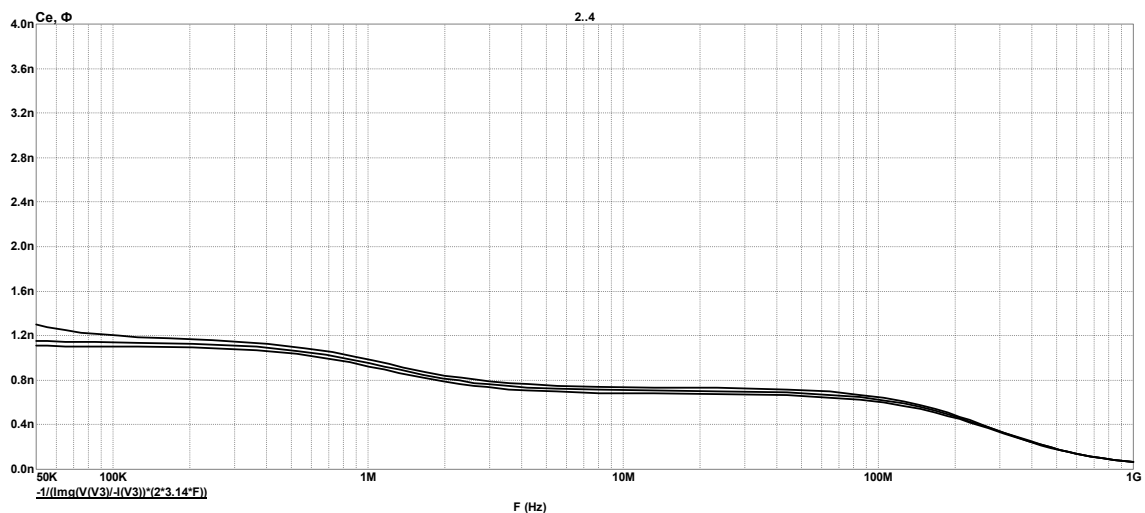


Рис. 2.14. Частотна залежність еквівалентної ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором

Залежність еквівалентної ємності від напруги живлення при різних напругах керування показана на рис. 2.15. Спостерігається залежність зменшення коефіцієнта перекриття еквівалентної ємності при збільшенні величини напруги керування. Для цих умов роботи досліджуваного еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором її максимальний коефіцієнт перекриття складає 30 при напрузі керування 3 В на частоті 100 кГц.

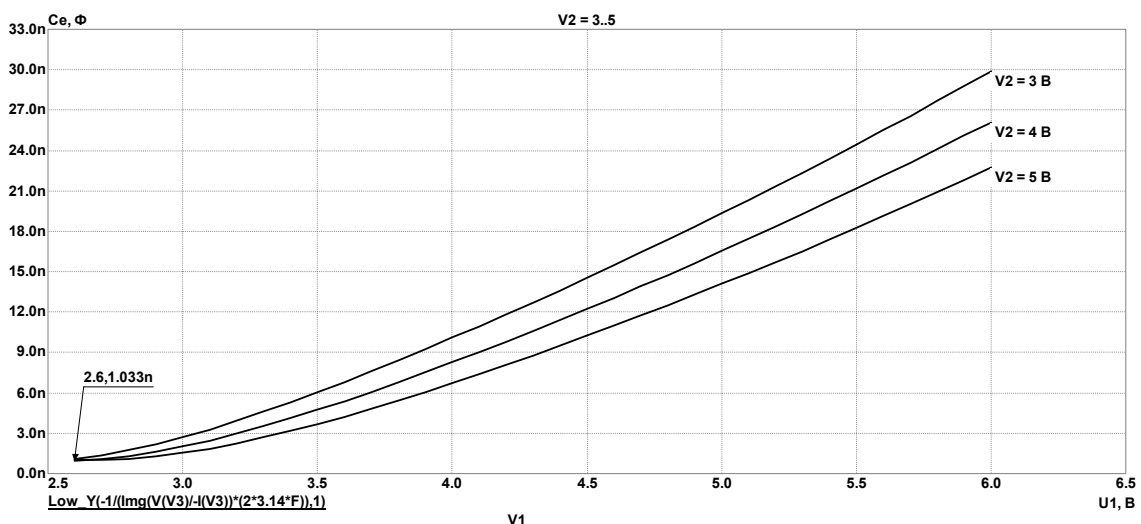


Рис. 2.15. Залежність еквівалентної ємності біполярної транзисторної структури від напруги керування при різних напругах живлення

Також проведено дослідження впливу дестабілізуючих факторів, зокрема температури, на характеристики досліджуваного еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі (рис. 2.16–2.18). При збільшенні температури (рис. 2.16) максимальний струм збільшується на 0,34 мА та 1,12 мА для  $T = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$  та  $75\text{ }^{\circ}\text{C}$ , відповідно.

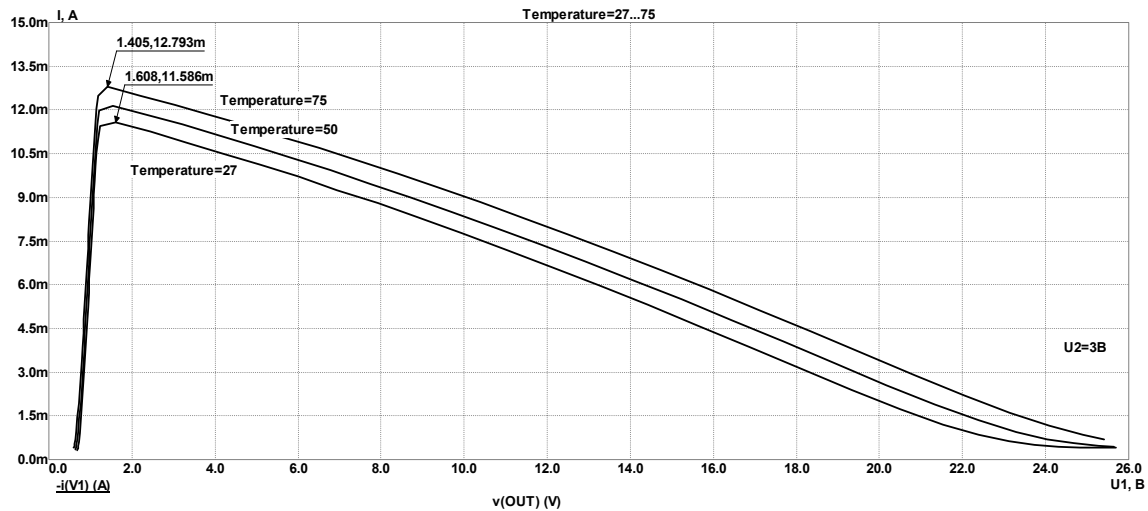


Рис. 2.16. ВАХ досліджуваного еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємними опором при різних робочих температурах

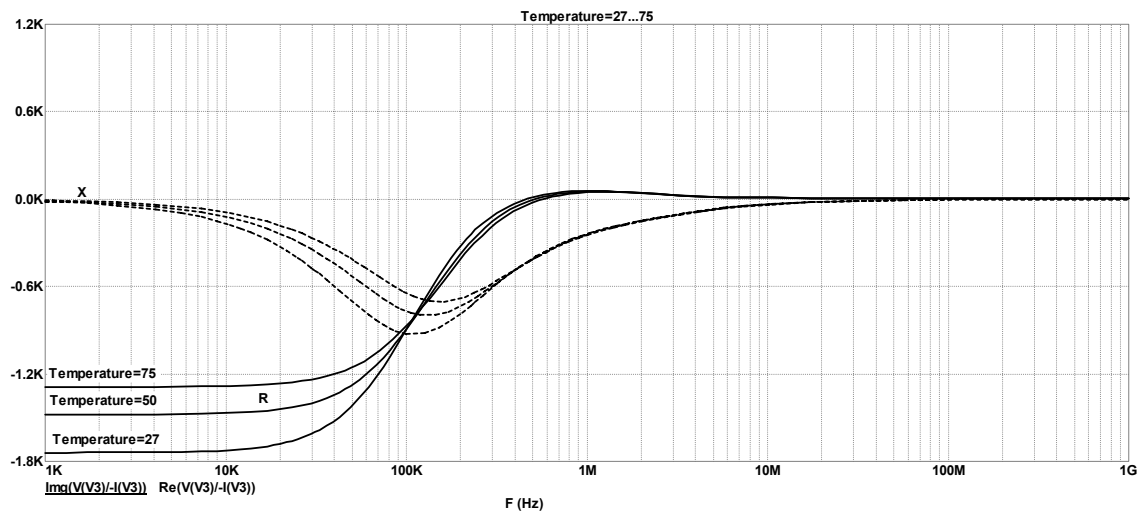


Рис. 2.17. Активна та реактивна складові повного опору досліджуваного еквівалента ємності при різних робочих температурах

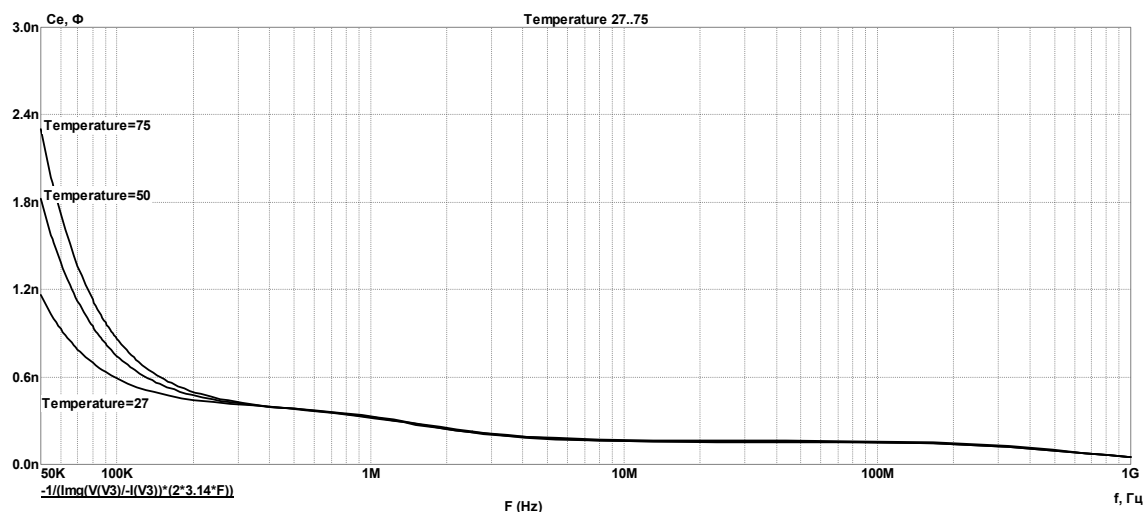


Рис. 2.18. Частотна залежність еквівалентної ємності на біполярній транзисторній структурі при різних робочих температурах

При збільшенні температури збільшується значення від'ємного опору досліджуваної транзисторної структури до частоти 120 кГц (див. рис. 2.17), а реактивна складова повного опору досліджуваної транзисторної структури зменшується в діапазоні частот 1...400 кГц.

Вплив температури на частотні властивості еквівалента ємності викликає зміну еквівалентної ємності в 1,5–2 рази до частоти 100 кГц (див. рис. 2.18). На частотах, більших 100 кГц зміна еквівалентної ємності для досліджуваних температур складає менше 0,75 нФ, а з частоти 400 кГц температурні залежності сходяться в одну лінію.

Проведено імітаційне моделювання еквівалентної ємності біполярної транзисторної структури з від'ємним опором на комплементарній парі BC847 і BC857. Отримані залежності моделювання підтверджують експериментально отримані результати для такої біполярної транзисторної структури з від'ємним опором.

Для створення еквівалентних ємностей з меншими геометричними розмірами запропоновано в біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором використати вертикальні напівпровідникові структури на основі біполярних статично індукованих транзисторів (БСІТ) [120]. Це дозволяє покращити енергетичні характеристики еквівалентних ємностей, зокрема, збільшити величину змінного струму, що крізь них протікає. Також застосування еквівалентних ємностей на основі БСІТ дозволяє розширити частотний діапазон потужних РВП.

## 2.2. Дослідження еквівалента ємності на біполярній статично-індукованій транзисторній структурі

Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна інтегральна мікросхема, в якій застосовані кристали біполярних статично-індукованих транзисторів UKT3107A і UKT3102A. Схема електрично керованого еквівалента ємності, аналогічна схемі, яка наведена на рис. 2.1. На рис. 2.19 показана експериментальна вольт-амперна характеристика БСІТ-транзисторної структури з від'ємним опором.

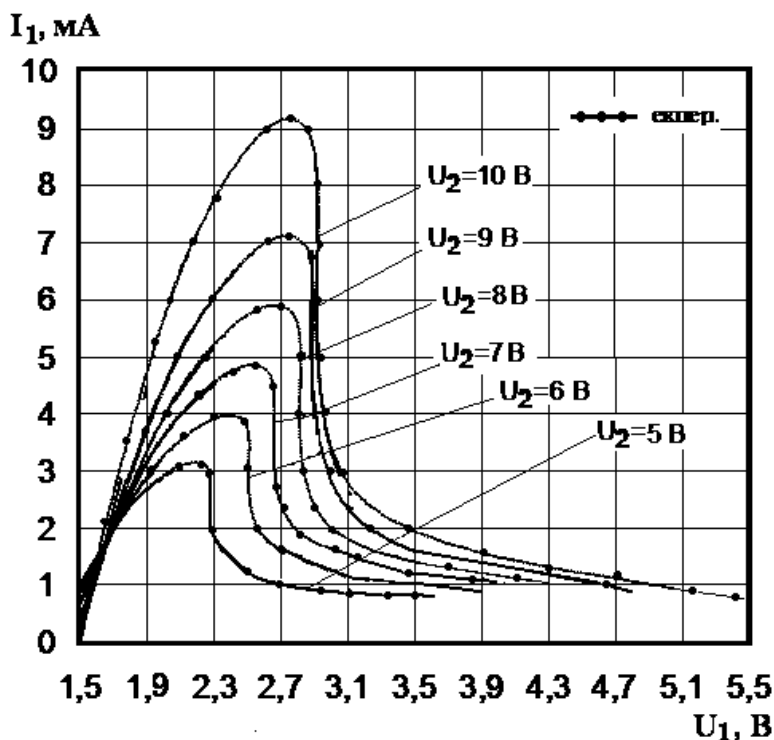


Рис. 2.19. Експериментальні вольт-амперні характеристики при різних напругах керування БСІТ-транзисторної структури

На рис. 2.20 показано експериментальні залежності активної складової повного опору БСІТ-транзисторної структури з від'ємним опором від напруги живлення при різних значеннях напруги керування.

Експериментальні залежності модуля реактивної складової від напруги живлення при різних значеннях напруги керування для електрично керованого еквівалента ємності на БСІТ-транзисторній структурі з від'ємним опором наведені на рис. 2.21.

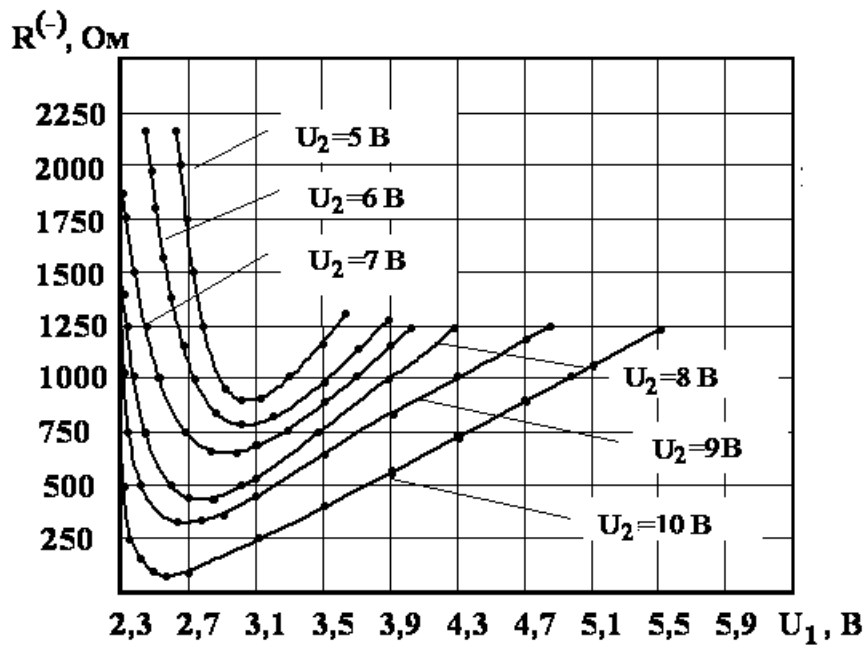


Рис. 2.20. Залежність від'ємного опору електрично керованого еквівалента ємності на БСІТ-транзисторній структурі

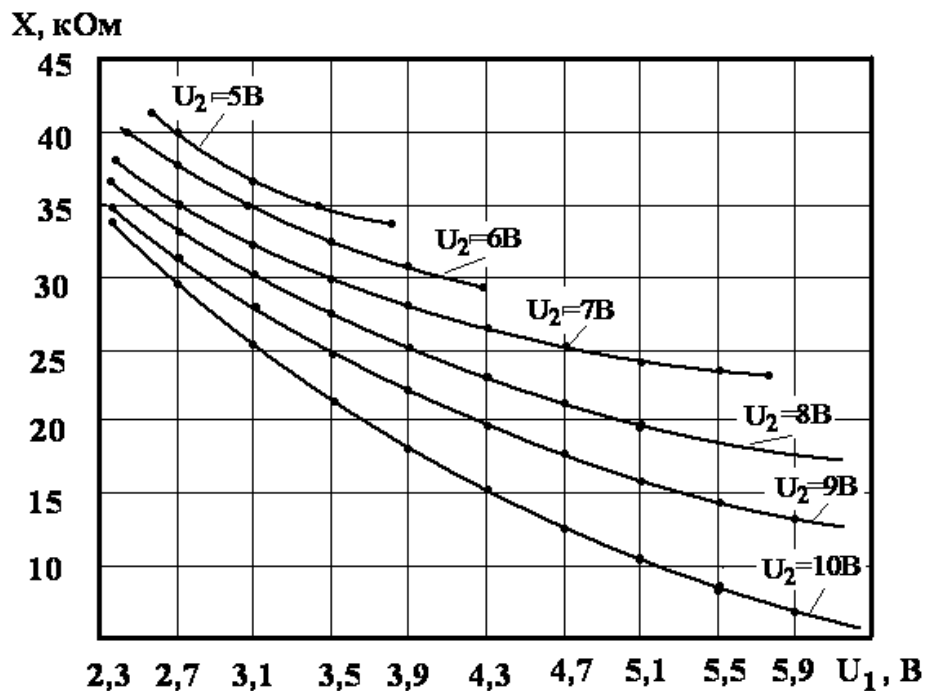


Рис. 2.21. Залежність модуля реактивної складової повного опору електрично керованого еквівалента ємності на БСІТ-транзисторній структурі

На рис. 2.22 показано графік зміни величини еквівалентної ємності. Коефіцієнт перекриття еквівалентної ємності на БСІТ-транзисторній структурі ( $k_{max}$ ) складає

$$k_{\max} = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{1990 \cdot 10^{-12}}{120 \cdot 10^{-12}} = 16,58.$$

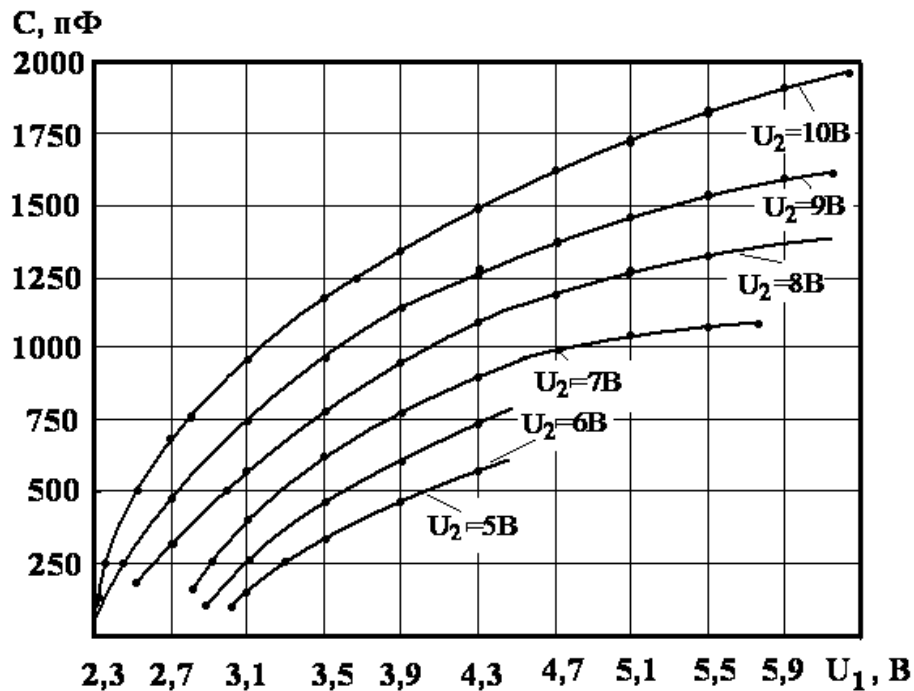


Рис. 2.22. Експериментальні вольт-фарадні характеристики електрично керованого еквівалента ємності на БСІТ-транзисторній структурі з від'ємним опором

Потрібно зазначити, що досліджувані електрично керовані еквіваленти ємностей на основі біполярної, польової та біполярно-польової транзисторних структур з від'ємним опором володіють від'ємними значеннями добротності досліджуваного еквівалента. Теоретичні обґрунтування цього явища проведено в роботах [27, 121].

### 2.3. Розробка і дослідження еквівалентної ємності на МДН транзисторній структурі з від'ємним опором

З метою покращення температурних властивостей електрично керованих еквівалентів ємностей і сумісності з КМОН технологією запропонована схема еквіваленту ємності на двох МДН транзисторах [122]. У МДН-транзисторній структурі з від'ємним опором використовуються два комплементарних МДН-транзистори. Схема МДН-

транзисторної структури показана на рис. 2.23, на стоках транзисторів якої утворюється електрично керований еквівалент ємності [123].

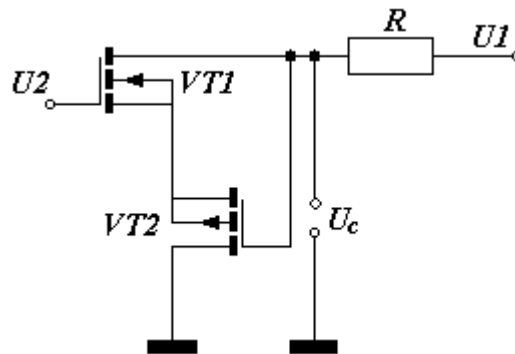


Рис. 2.23. Електрична схема електрично керованого еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі з від'ємним опором

Для визначення границь перебудови величини ємності необхідно отримати значення повного опору МДН-транзисторної структури з від'ємним опором. На рис. 2.24 наведено еквівалентну схему МДН-транзистора, яка покладена в основу SPICE моделі [115].

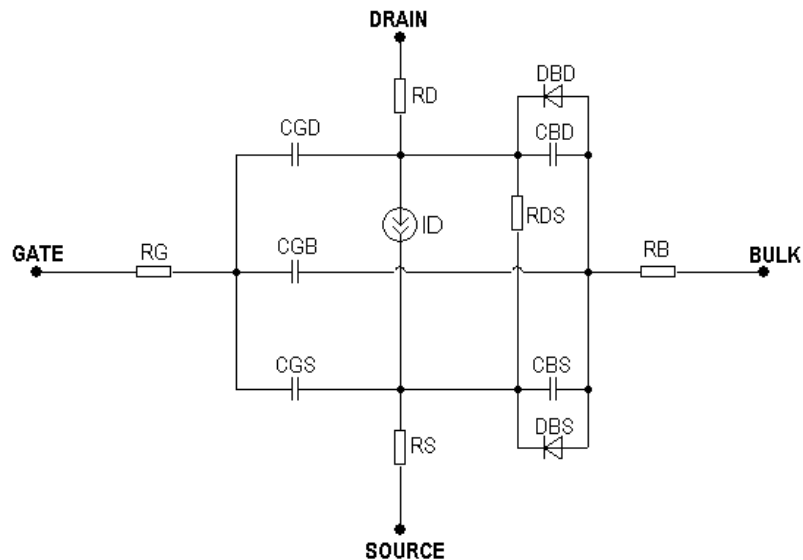


Рис. 2.24. Еквівалентна схема МДН транзистора

В еквівалентній схемі на рис. 2.24 використано такі позначення:  $R_G$ ,  $R_D$ ,  $R_S$  – об'ємні опори затвора, стоку і витоку, відповідно;  $C_{GD}$  – ємність затвор-стік;  $C_{GS}$  – ємність затвор-витік;  $C_{BD}$  – ємність перехо-

ду підкладка-стік при нульовому зміщенні;  $C_{BS}$  – ємність переходу підкладка-витік при нульовому зміщенні;  $R_B$  – об’ємний опір підкладки;  $R_{GS}$  – опір затвор-витік;  $R_{DS}$  – опір каналу МДН-транзистора;  $I_{BS}$  – струм переходу підкладка-витік;  $I_{BD}$  – струм переходу підкладка-стік.

Розглянемо залежності елементів еквівалентної схеми МДН-транзистора, які необхідні для побудови математичної моделі електрично керованого еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі з від’ємним опором.

$$S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{3\phi}} \right|_{U_{c\phi}} = \frac{i_c}{u_{3\phi}},$$

$$r_{c\phi} = \left. \frac{\Delta U_{c\phi}}{\Delta I_c} \right|_{U_{3\phi}=\text{const}} = \frac{u_c}{i_c}.$$

Динамічна модель польового транзистора для малого сигналу може бути представлена еквівалентною схемою [124] рис. 2.25.

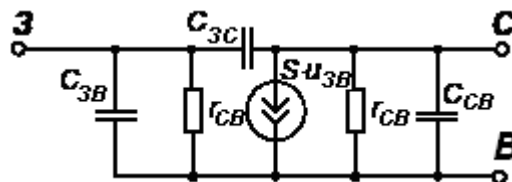


Рис. 2.25. Спрощена еквівалентна схема польового транзистора для постійного струму

Використовуючи комплементарну пару МДН-транзисторів складемо еквівалентну схему електрично керованої еквівалентної ємності за постійним струмом (рис. 2.26а). Для виведення зв’язку значень параметрів еквівалентної схеми від напруг живлення та керування, за аналогією до попереднього пункту отримаємо значення вузлових потенціалів та струмів гілок для еквівалентної схема заміщення за змінною напругою, яка показана на рис. 2.26б.

Система рівнянь Кірхгофа, складена згідно з обраними напрямками контурних струмів (рис. 2.26б), має вигляд

$$\begin{cases} \dot{U}_c = i_1 Z_9 + i_1 Z + i_5 Z_9; \\ 0 = i_2 (Z_4 + Z_5) - i_4 (Z_4 + Z_4 g U_1) - i_5 (Z_5 + Z_5 g_1 U); \\ 0 = i_3 (Z_1 + Z_7) - i_4 (Z_1 - Z_1 g U_1) - i_5 (Z_7 - Z_7 g_1 U); \\ 0 = -i_2 Z_4 - i_3 Z_1 + i_4 (Z_1 + Z_3 + Z_4 + Z_4 g U_1); \\ 0 = i_1 Z_9 - i_2 Z_5 - i_3 Z_7 + i_5 (Z_7 + Z_9 + Z_5 - Z_7 g_1 U), \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\text{де } Z_1 = R_3; Z_2 = \frac{R_{36}}{1 + \omega^2 R_{36}^2 c_{36}^2} - j \frac{\omega R_{36}^2 c_{36}}{1 + \omega^2 R_{36}^2 c_{36}^2}; Z_3 = -\frac{j}{\omega c_{3c}}; Z_5 = R_c;$$

$$Z_6 = 2R_g; Z_7 = Z_5; Z_4 = \frac{R_{c6}}{1 + \omega^2 R_{c6}^2 c_{c6}^2} - j \frac{\omega R_{c6}^2 c_{c6}}{1 + \omega^2 R_{c6}^2 c_{c6}^2}; Z_8 = Z_4; Z_9 = Z_3;$$

$$Z_{10} = Z_2; Z_{11} = Z_1.$$

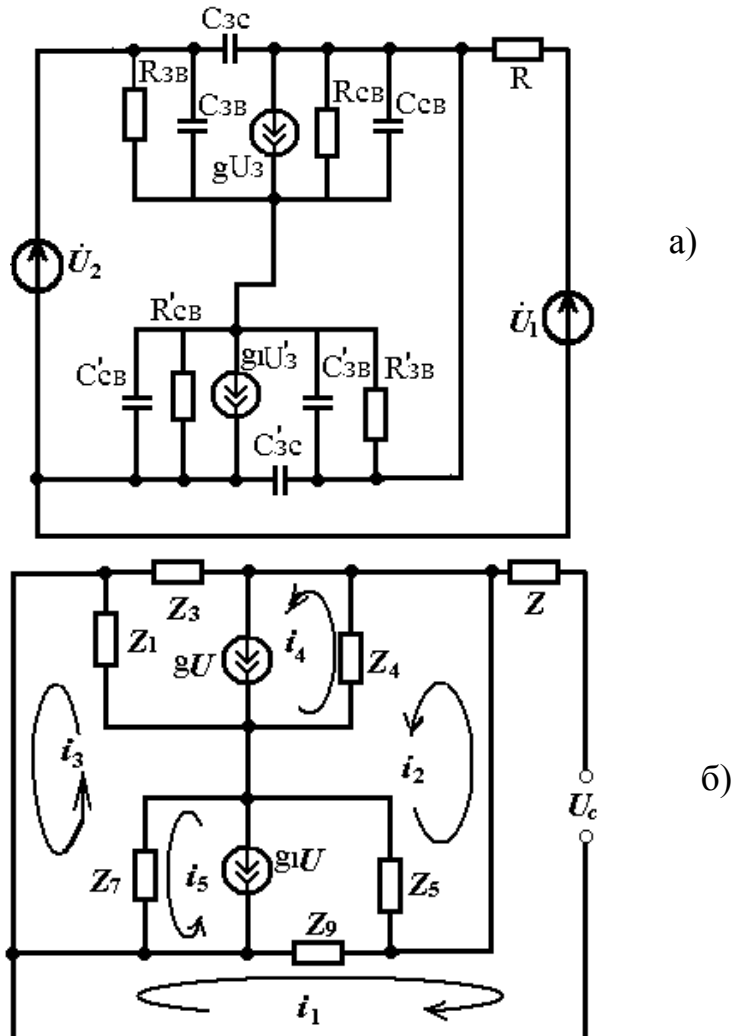


Рис. 2.26. Еквівалентна схема електрично керованого еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі з від'ємним опором:  
а) за постійним струмом; б) за змінним струмом

Для отримання аналітичної залежності повного опору МДН-транзисторної структури від режимів живлення введемо такі позначення:

$$\begin{aligned} A_1 &= Z_4 + Z_5; \quad A_2 = Z_4 + Z_4 g U_1; \quad A_3 = Z_5 + Z_5 g_1 U; \quad A_4 = Z_1 + Z_7; \\ A_5 &= Z_1 - Z_1 g U_1; \quad A_6 = Z_7 - Z_7 g_1 U; \quad A_7 = Z_1 + Z_3 + Z_4 + Z_4 g U_1; \\ A_8 &= Z_7 + Z_9 + Z_5 + Z_7 g_1 U. \end{aligned}$$

Система (2.11), враховуючи введені позначення, набуде вигляду

$$\begin{cases} \dot{U}_c = i_1 Z_9 + i_1 Z + i_5 Z_9; \\ 0 = i_2 A_1 - i_4 A_2 - i_5 A_3; \\ 0 = i_3 A_4 - i_4 A_5 - i_5 A_6; \\ 0 = -i_2 Z_4 - i_3 Z_1 + i_4 A_7; \\ 0 = i_1 Z_9 - i_2 Z_5 - i_3 Z_7 + i_5 A_8. \end{cases} \quad (2.14)$$

З останнього рівняння системи (2.11) знайдемо струм  $i_5$ :

$$i_5 = \frac{i_2 A_9 + i_3 Z_8 - i_1 Z_9}{A_{10}} = i_2 \frac{A_9}{A_{10}} + i_3 \frac{Z_8}{A_{10}} - i_1 \frac{Z_9}{A_{10}} = i_2 B_1 + i_3 B_2 - i_1 B_3. \quad (2.15)$$

Значення струму  $i_4$  визначимо з передостаннього рівняння системи (2.16):

$$i_4 = i_2 C_1 + i_3 C_2, \quad (2.16)$$

де

$$C_1 = \frac{Z_4}{A_8}; \quad C_2 = \frac{A_7}{A_8}.$$

Струм  $i_3$  визначається підстановкою співвідношення (2.15) та (2.16) в третє рівняння системи (2.14):

$$i_3 = -i_1 \frac{D_2}{D_1} + i_2 \frac{D_3}{D_1}, \quad (2.17)$$

$$\text{де } D_1 = 1 - \frac{B_3}{A_4}; \quad D_2 = \frac{B_3}{A_4}; \quad D_3 = \frac{C_1 A_5}{A_4} + \frac{B_3}{A_4}.$$

Величина струму  $i_2$  визначається з другого рівняння системи (2.14) після проведення відповідних перетворень:

$$i_2 = i_1 \frac{D_4}{D_5}, \quad (2.18)$$

де

$$D_4 = -A_3 B_5 + \frac{D_2}{D_1} A_2 C_2 + \frac{D_2}{D_1} A_3 B_2;$$

$$D_5 = \left( A_1 - A_2 C_1 - \frac{D_3}{D_1} A_2 C_2 - A_3 B_1 - \frac{D_3}{D_1} A_3 B_2 \right).$$

Виконавши підстановку в перше рівняння системи (2.14) отриманих попередньо значень контурних струмів, матимемо:

$$\dot{U}_c = i_1 Z_9 + i_1 Z + i_1 Z_9 B_1 \frac{D_4}{D_5} + i_1 Z_9 B_2 \frac{D_1}{D_2} + i_1 \frac{D_4}{D_5} \frac{D_3}{D_1} Z_9 B_2 - i_1 A_3 B_2. \quad (2.19)$$

Поділивши праву та ліву частини виразу (2.19) на струм  $i_1$ , отримаємо рівняння повного опору електрично керованого еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі з від'ємним опором

$$Z_c = Z_9 + Z + Z_9 B_1 \frac{D_4}{D_5} + Z_9 B_2 \frac{D_1}{D_2} + \frac{D_4}{D_5} \frac{D_3}{D_1} Z_9 B_2 - A_3 B_2. \quad (2.20)$$

Виконаємо розклад повного опору МДН-транзисторної структури на дійсну та уявну складові (рис. 2.28), використовуючи пакет прикладних математичних досліджень Maple 6 та його спеціалізований додаток Syrup для символьних обчислень електричних схем. Опис еквівалентної схеми польової транзисторної структури в символьному вигляді має вигляд

```

> Mosf1 :=
"
V2 1 0
R1 1 4
R2 3 4
R3 4 0
R4 4 3
C1 1 4
C2 1 3
C3 3 4
C4 3 0
C5 4 0
C6 4 3
R5 2 3
G 4 3 1 0 g
G1 4 0 3 0 g1
V1 2 0
.end";
syrup(Mosf1, ac, 'curr');
convert(syrup(Mosf1, ac), float);
curr;
convert(curr, float);

```

З метою спрощення обчислень введемо позначення елементів еквівалентної схеми:

$$R_1 = r_{ce}; C_1 = C_{ce}; C_2 = C_{sc}; R_2 = r_{ce}; C_3 = C_{ce}; R_4 = r'_{ce}; C_6 = C'_{ce};$$

$$C_4 = C'_{sc}; R_3 = r'_{ce}; C_5 = C'_{ce}; R_5 = R.$$

Отримані символічні вирази для вузлових напру та струмів елементів МДН-транзисторної структури з від'ємним опором електрично керованого еквівалента ємності використаємо для виведення формули його повного опору. Повний опір для досліджуваної схеми

$$\dot{Z}_2 = \frac{- (U_1(-jB_1 + jB_2 + ((C_1 + C_3 + C_5 + C_6)R_1R_2R_3R_4 \\ B_4 - jB_7R_3 + R_1(-j(1 + g_1R_3)R_4U_1 + R_2(jB_3 + B_5 - j(U_1 + g_1R_3U_1 - gR_4U_2)) + R_3R_4(B_6U_1 - (C_1 + C_2)U_2)\omega)) \\ + (B_6R_1R_2R_3 + (B_8 + (C_2 + C_3 + C_4 + C_6)R_1R_2)R_4)R_5)\omega))}{B_4 - jB_7R_3 + R_1(-j(1 + g_1R_3)R_4U_1 + R_2(jB_3 + B_5 - j(U_1 + g_1R_3U_1 - gR_4U_2)) + R_3R_4(B_6U_1 - (C_1 + C_2)U_2)\omega)},$$

де

$$B_1 = (R_1R_2R_3 + R_1R_2R_4 + R_1R_3R_4 + R_2R_3R_4 + (R_1 + R_3 + g_1R_1R_3)(R_2 + R_4)R_5);$$

$$B_2 = (C_1(C_4 + C_4) + C_5C_6 + C_1(C_2 + C_3 + C_4 + C_6) + C_4(C_5 + C_6) + \\ + C_2(C_3 + C_5 + C_6))R_1R_2R_3R_4R_5\omega^2;$$

$$B_3 = R_3R_4(C_1(C_2 + C_3 + C_4 + C_6)U_1 + (C_3(C_4 + C_5) + C_5C_6 + C_4(C_5 + C_6))U_1 + \\ + C_2(C_3 + C_5 + C_6)(U_1 - U_2) - C_1(C_2 + C_3 + C_6)U_2)\omega^2;$$

$$B_4 = R_2R_3R_4((C_2 + C_3 + C_4 + C_6)U_1 - (C_2 + C_3 + C_6)U_1 - (C_2 + C_3 + C_6)U_2)\omega;$$

$$B_5 = (((C_1 + C_2 + C_4 + C_5)R_3 + (C_2 + C_3 + C_4 + C_6 + (C_3 + C_6)g_1R_3)R_4)U_1 - \\ - ((C_1 + C_2)R_3 + (C_2 + (C_1 + C_5)gR_3)R_4)U_2)\omega;$$

$$B_6 = (C_1 + C_2 + C_4 + C_5);$$

$$B_7 = ((R_2 + R_4)U_1 - (R_2 + R_4 + gR_2R_4)U_2);$$

$$B_8 = (B_6R_1 + (C_2 + C_3 + C_4 + C_6 + (C_3 + C_6)g_1R_1)R_2)R_3.$$

Скориставшись спеціалізованим математичним пакетом Wolfram-Mathematica, виконаємо розклад та спрощення отриманого виразу повного опору на дійсну та уявну частини. Дійсна частина повного опору польової транзисторної структури з від'ємним опором

$$\text{Re}[\dot{Z}_2] = \frac{U_1(B_{24}R_1R_3 + B_{23}R_3^2 + R_1^2(B_{31}R_2^2 - B_{21}R_2R_4 + R_4^2(B_{47} + (1 + g_1R_3)(R_3 + R_5 + g_1R_3R_5)U_1)))}{R_1^2B_{45} + R_3^2B_{42} + 2R_1R_3(B_{43}R_2^2 + B_{46}R_2R_4 + (1 + g_1R_3)R_4^2U_1(U_1 - U_2))},$$

де

$$B_9 = ((R_3 + R_4)^2 + (C_3 + C_4 + C_6)^2 R_3^2 R_4^2 \omega^2); \quad B_{10} = C_2 + C_3 + C_6;$$

$$B_{11} = (1 + (C_3 + C_6)^2 R_4^2 \omega^2); \quad B_{12} = (C_3 + C_4 + C_6);$$

$$B_{13} = (C_3 + C_6)R_4^2 + C_5R_3^2(1 + (C_3 + C_6)(C_3 + C_5 + C_6)R_4^2 \omega^2); \quad B_{14} = C_3 + C_5 + C_6;$$

$$B_{15} = C_4(2U_1 - (1 + gR_4)U_2 + (C_3 + C_6)R_4^2(2B_{12}U_1 - (C_3 + C_6)U_2)\omega^2);$$

$$B_{16} = R_2R_4(2(R_4 + 2R_5)U_1 - (R_4 + 2R_5 + 2gR_4R_5)U_2 + R_3((-2 - gR_4)(1 + g_1R_5)U_2 - (C_2 + C_4) \times \\ \times (2C_2 - C_5)R_4R_5U_2\omega^2 + U_1(2 + g_1R_4 + 4g_1R_5 + 2(C_2 + C_4)^2 R_4R_5\omega^2)));$$

$$B_{17} = R_3(B_8 - U_2((1 + gR_4)(1 + g_1R_5) + R_4(B_{14}(C_3 + C_6)R_4 + ((C_2 + C_4)(2C_2 - C_5) + \\ + (C_3 + C_6)((-C_2 - C_4)g + B_{10}g_1)R_4)R_5)\omega^2));$$

$$\begin{aligned}
B_{18} &= (B_8 + R_4 U_2 (C_1 (C_3 + C_6) R_4 \omega^2 - ((C_1 + 2C_2)(C_2 + C_4) + C_2 (C_3 + C_6) g_1 R_4) R_5 \omega^2 + \\
&\quad + g(-1 - g_1 R_5 + (C_2 + C_4)(C_3 + C_6) R_4 R_5 \omega^2)); \\
B_{19} &= (B_{15} + 2C_2^2 (C_3 + C_6) R_4^2 (U_1 - U_2) \omega^2 + C_2 ((-2 - gR_4) U_2 + 2(U_1 + (C_3 + C_6) R_4^2 ((C_3 + 2C_4 + C_6) U_1 - \\
&\quad - B_{12} U_2) \omega^2)); \\
B_{20} &= (-2g_1 U_1 - 2g_1^2 R_5 U_1 + (C_1 + C_5) g_1 R_4 R_5 (2(C_2 + C_4) U_1 - C_2 U_2) \omega^2 + (-2C_1 (C_5 R_4 + 2(C_2 + C_4 + C_5) \cdot \\
&\quad \cdot R_5) U_1 - (C_5^2 R_4 + 2(C_2 + C_4 + C_5)^2 R_5) U_1 + (C_2 + C_4 + C_5) (2C_2 + C_5 gR_4) R_5 U_2 + C_1 (C_5 R_4 + (2(2C_2 + \\
&\quad + C_4 + C_5) + (C_2 + C_4 + 2C_5) gR_4) R_5) U_2 + C_1^2 ((-R_4 - 2R_5) U_1 + (R_4 + 2R_5 + gR_4 R_5) U_2)) \omega^2); \\
B_{21} &= (B_{20} + R_3^2 + (-R_4 + 2R_5) U_1 + gR_4 R_5 U_2 + R_3 (R_4 U_2 (g + g g_1 R_5 + (C_1 + 2C_2)(C_2 + C_4) R_5 \omega^2) + \\
&\quad + U_1 (-2 - g_1 (R_4 + 4R_5) - 2(C_2 + C_4)^2 R_4 R_5 \omega^2)); \\
B_{22} &= ((-R_4 - R_5) (U_1 + U_2 + gR_4 U_2 + B_7 R_4^2 R_5 (B_7 U_1 - B_{10} U_2) \omega^2); \\
B_{23} &= ((-R_4 R_5 - R_2 (R_4 + R_5)) ((-R_2 - R_4) U_1 + (R_2 + R_4 + gR_2 R_4) U_2) + \\
&\quad + B_7 R_2^2 R_4 R_5 (B_7 U_1 - B_{10} U_2) \omega^2); \\
B_{24} &= B_{16} + B_{17} R_2^2 + R_4^2 ((R_3 + 2R_5 + 2g_1 R_3 R_5) U_1 - (R_3 + R_5 + g_1 R_3 R_5) U_2); \\
B_{25} &= C_4 R_5 (2U_1 - gR_4 U_2 + 2B_{12} (C_3 + C_6) R_4^2 U_1 \omega^2) + C_2 R_5 (2U_1 - (1 + gR_4) U_2 + (C_3 + C_6) (C_2 + 2C_4 + C_6) \times \\
&\quad \times R_4^2 (2U_1 - U_2) \omega^2); \\
B_{26} &= (B_{19} R_5 + (-C_3 - C_6) gR_4^2 U_2 - C_5 (R_4 + R_5) (-2U_1 + U_2 + 2gR_4 U_2) + B_7 C_5 R_4^2 R_5 (2B_7 U_1 - \\
&\quad - (2C_2 + C_3 + C_6) U_2) \omega^2); \\
B_{27} &= C_5 (B_{25} + (-C_3 - C_6) gR_4^2 U_2 + 2C_2^2 (C_3 + C_6) R_4^2 R_5 (U_1 - U_2) \omega^2) + C_5^2 ((R_4 + R_5) (U_1 - gR_4 U_2) + \\
&\quad + B_7 R_4^2 R_5 (B_7 U_1 - C_2 U_2) \omega^2); \\
B_{28} &= (U_1 + R_4 ((B_{14} + C_1) (C_3 + C_6) R_4 - 2(C_2 + C_4) (C_1 + C_5) R_5) U_1 \omega^2 + (C_1 + C_5) R_4 (C_2 - (C_3 + C_6) gR_4) \times \\
&\quad \cdot R_5 U_2 \omega^2); \\
B_{30} &= B_{28} g_1 + B_{11} g_1^2 R_5 U_1 + (B_{27} + B_{26} C_1 + B_{22} C_1^2 + B_{11} (C_2 + C_4) R_5 ((C_2 + C_4) U_1 - C_2 U_2)) \omega^2; \\
B_{31} &= B_{18} R_3 + B_{30} R_3^2 + (-R_4 - R_5) (gR_4 U_2 - U_1) + B_7 R_4^2 R_5 (B_7 U_1 - C_2 U_2) \omega^2); \\
B_{32} &= C_2 (R_4 + R_3 (2 - g_1 R_4 + (2C_3^2 + 2C_4 (C_5 + C_6) + C_6 (3C_5 + 2C_6) + C_3 (2C_4 + 3C_5 + 4C_6)) R_4^2 \omega^2)); \\
B_{33} &= (B_9 C_2 + B_9 C_4 + C_5 R_3^2 - C_2 g_1 R_3^2 R_4 + C_3 R_4^2 + C_3 g_1 R_3 R_4^2 + C_6 g_1 R_3 R_4^2 + B_{14} C_5 (C_3 + C_6) R_3^2 R_4^2 \omega^2) \\
B_{34} &= B_{33} C_2 + C_1^2 R_3^2 (1 + B_{10} B_7 R_4^2 \omega^2) + C_1 R_3 (B_{32} + C_4 R_3 + C_5 R_3 + C_4 R_4 + 2B_{14} C_2^2 R_3 R_4^2 \omega^2 + \\
&\quad + (C_3 + C_6) (C_3 (C_4 + C_5) + C_5 C_6 + C_4 (C_5 + C_6)) R_3 R_4^2 \omega^2); \\
B_{35} &= 2(C_1 + C_2) gR_3 R_4 ((C_1 + C_5) R_3 - (C_3 + C_6) R_4) \omega^2 + g^2 R_4^2 (1 + (C_1 + C_5)^2 R_3^2 \omega^2) + \omega^2 (B_9 C_2^2 + \\
&\quad + C_1^2 R_3^2 (1 + B_{10}^2 R_4^2 \omega^2) + 2C_1 C_2 R_3 (R_3 + R_4 + B_{10} B_{14} R_3 R_4^2 \omega^2)); \\
B_{36} &= C_2 + C_4 + C_5 + B_{14} C_2^2 R_4^2 \omega^2 + B_{12} (C_3 (C_4 + C_5) + C_5 C_6 + C_4 (C_5 + C_6)) R_4^2 \omega^2 + C_2 (C_3^2 + \\
&\quad + 2C_4 (C_5 + C_6) + 2C_3 (C_4 + C_5 + C_6) + C_6 (2C_5 + C_6)) R_4^2 \omega^2; \\
B_{37} &= B_9 C_2^2 + 2B_{13} C_4 + B_9 C_4^2 + 2C_2 (B_{13} + B_9 C_4) + 2B_{36} C_1 R_3^2 + B_{11} C_5^2 R_3^2 + (C_3 + C_6)^2 R_4^2 + C_1^2 R_3^2 (1 + \\
&\quad + B_7^2 R_4^2 \omega^2); \\
B_{38} &= 1 + R_4 ((C_2 + C_4) (2C_2 - C_5) R_3 + B_7 (2C_2 + C_3 + C_6) R_4) \omega^2 + gR_4 (2 - (C_2 + C_4) (C_3 + C_6) R_3 R_4 \omega^2) + \\
&\quad + g_1 R_3 (1 + R_4 (g + B_{10} (C_3 + C_6) R_4 \omega^2));
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B_{39} &= R_3(2B_6(C_1 + C_2)R_3 + ((C_1 + 2C_2)(C_2 + C_4) - C_2(C_1 + C_5)g_1R_3)R_4)\omega^2 + gR_4(1 + R_3(g_1 + B_6(C_1 + \\
&+ C_5)R_3\omega^2)); \\
B_{40} &= 1 + B_{11}g_1^2R_3^2 + B_{37}\omega^2 + 2g_1R_3(1 + R_4((-C_2 - C_4)(C_1 + C_5)R_3 + B_7(C_3 + C_6)R_4)\omega^2); \\
B_{41} &= B_{40}U_1^2 + B_{35}U_2^2 - 2U_1U_2(B_{34}\omega^2 + gR_4(1 + g_1R_3 + R_3(B_6(C_1 + C_5)R_3 - (C_3 + C_6)(C_2 + C_4 - \\
&-(C_1 + C_5)g_1R_3)R_4)\omega^2)); \\
B_{42} &= R_4^2(U_1 - U_2)^2 - 2R_2R_4(U_1 - U_2)(U_2 - U_1 + gR_4U_2) + R_2^2(U_2^2((1 + gR_4)^2 + B_{10}^2R_4^2\omega^2) + U_1^2(1 + \\
&+ B_7^2R_4^2\omega^2) + U_1^2(1 + B_7^2R_4^2\omega^2) + 2U_1U_2(-1 - R_4(g + B_{10}B_7R_4\omega^2))); \\
B_{43} &= -B_{38}U_1U_2 + R_4U_2^2(g + g^2R_4 + (-C_2 + C_5)(C_3 + C_6)gR_3R_4\omega^2 + C_2((C_2 - C_5)R_3 + B_{10}R_4)\omega^2) + \\
&+ U_1^2(1 + g_1R_3 + R_4((C_2 + C_4)^2R_3 + B_7(B_7 + (C_3 + C_6)g_1R_3)R_4)\omega^2), \\
B_{44} &= B_{39}U_1U_2 + (-C_1 - C_2)R_3((C_1 + C_2)R_3 + (C_2 + (C_1 + C_5)gR_3)R_4)U_2^2\omega^2 - U_1^2((1 + g_1R_3)^2 + \\
&+ R_3(B_6^2R_3 + (C_2 + C_4)(C_2 + C_4 - (C_1 + C_5)g_1R_3)R_4)\omega^2); \\
B_{45} &= B_{41}R_2^2 - 2B_{44}R_2R_4 + R_4^2(-2B_6(C_1 + C_2)R_3^2U_1U_2\omega^2 + (C_1 + C_2)^2R_3^2U_2^2\omega^2 + U_1^2((1 + g_1R_3)^2 + \\
&+ B_6^2R_3^2\omega^2)); \\
B_{46} &= 2U_1^2 + 2g_1R_3U_1^2 - 2U_1U_2 - 2g_1R_3U_1U_2 - 2gR_4U_1U_2 - gg_1R_3R_4U_1U_2 + gR_4U_2^2 + R_3R_4((C_2 + \\
&+ C_4)U_1 - C_2U_2)(C_4U_1 + C_2(U_1 - U_2) + C_5U_2)\omega^2; \\
B_{47} &= B_6R_3^2R_5(B_6U_1 - (C_1 + C_2)U_2)\omega^2.
\end{aligned}$$

Уявна частина повного опору польової транзисторної структури з від'ємним опором

$$\text{Im}[\dot{Z}_2] = \frac{U_1\omega(F_{11} + F_{12} + C_2F_{13} + C_4F_9 + C_1F_8R_1^2R_3 + C_5F_{10}R_1R_3^2 + C_5^2(C_3 + C_6)R_1^2R_2^2R_3^2R_4(U_1 + gR_5U_2)\omega^2)}{2F_{18}R_1R_3 + F_{21}R_3^2 + R_1^2(F_{20}R_2^2 - 2F_{19}R_2R_4 + R_4^2(F_{22}U_1^2 - 2B_6(C_1 + C_2)R_3^2U_1U_2\omega^2 + (C_1 + C_2)^2R_3^2U_2^2\omega^2))},$$

де

$$\begin{aligned}
F_1 &= R_1R_2R_3R_4(R_4(-R_5U_2 + R_3(2U_1 + (-2 + gR_5 - g_1R_5)U_2)) + R_2(-R_5U_2 + 2R_4(U_1 + (-1 + gR_5)U_2) + \\
&+ R_3(2U_1 + U_2(-2 + R_5(g - g_1 + C_5(C_3 + C_6)R_4\omega^2); \\
F_2 &= R_1R_3(R_3R_4^2R_5U_2 + R_2R_4(2R_3R_4U_1 + (R_4 + R_3(2 + gR_4))R_5U_2) + R_2^2(R_4(R_5U_2 + 2R_4(U_1 + gR_5U_2)) + \\
&R_3(R_5U_2 + R_4(2U_1 + R_5U_2(g + B_{14}(C_3 + C_6)R_4\omega^2)))); \\
F_3 &= R_3^2(U_1 + B_{14}^2R_4^2U_1\omega^2 + U_2(-1 - g_1R_5 - R_4(B_{14}^2R_4 + (-C_5g + (C_3 + C_6)g_1)R_4)R_5)\omega^2); \\
F_4 &= (1 + g_1R_5 + R_4(B_{14}(2C_2 + C_3 + C_6)R_4 + ((C_2 - C_4)C_5 + B_{10}(C_3 + C_6)g_1R_4)R_5)\omega^2 + gR_4(1 + g_1R_5 - \\
&-(2C_4C_5 + C_3(C_4 + 2C_5) + C_4C_6 + 2C_5C_6 + C_2(C_3 + 2C_5 + C_6))R_4R_5\omega^2); \\
F_5 &= R_4R_5U_2 + R_3(2R_5U_2 + R_4(-2U_1 + (2 - gR_5 + g_1R_5)U_2)) + R_3^2(-2U_1 + U_2(2 + 2g_1R_5 + C_5^2R_4R_5\omega^2)); \\
F_6 &= U_2(R_4 + R_5 + B_7(C_3 + C_6)R_4^2R_5\omega^2) + R_3(F_4U_2 + U_1(-1 + g_1R_4 - (2B_{14}C_2 + C_3^2 + 2C_4(C_5 + C_6) + \\
&+ 2C_3(C_4 + C_5 + C_6) + C_6(2C_5 + C_6))R_4^2\omega^2)); \\
F_7 &= -F_5R_2R_4 + R_3R_4^2(R_3U_1 - (R_3 + R_5 + g_1R_3R_5)U_2) + R_2^2(F_3 + R_4(-R_5U_2 + R_4(U_1 + (-1 + gR_5)U_2)) - \\
&- R_3(R_5U_2 + R_4(-2U_1 + (2 - gR_5 + g_1R_5)U_2 + (C_3 + C_6)^2R_4^2R_5U_2\omega^2));
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
F_8 &= -F_6 R_2^2 + R_4^2 (R_3 U_1 - (R_3 + R_5 + g_1 R_3 R_5) U_2) - R_2 R_4 ((R_4 + 2R_5) U_2 + R_3 ((-2 + g_1 R_4) U_1 + \\
&+ (2 + g_2 R_4) (1 + g_1 R_5) U_2 + (C_2 + C_4) C_5 R_4 R_5 U_2 \omega^2)); \\
F_9 &= F_2 + R_2 R_3^2 R_4 (R_2 R_4 U_1 + (R_2 + R_4 + g R_2 R_4) R_5 U_2) + R_1^2 ((R_3 R_4 + R_2 (R_3 + R_4)) (R_3 R_4 U_1 + \\
&+ R_2 (R_3 + R_4)) (R_3 R_4 U_1 + R_2 (R_3 + R_4) U_1 + g R_2 R_4 R_5 U_2) + B_{14} R_2^2 R_3^2 R_4^2 (B_{14} U_1 + C_5 g R_5 U_2) \omega^2); \\
F_{10} &= (-R_2 - R_4) ((-R_4 R_5 - R_2 (R_4 + R_5)) U_2 + R_1 (-R_4 U_1 + R_2 ((-1 + g_1 R_4) U_1 + \\
&+ g R_4 (1 + g_1 R_5) U_2))) + (C_3 + C_6)^2 R_2^2 R_4^2 (R_1 U_1 + R_5 U_2) \omega^2; \\
F_{11} &= (C_3 + C_6) R_2^2 (R_1 + R_3) R_4^2 (R_3 (U_1 + (-1 + g R_5) U_2) + R_1 (U_1 + g_1 R_3 U_1 + (R_3 + R_5 + g_1 R_3 R_5) U_2)); \\
F_{12} &= C_1^2 R_1^2 R_2 R_3^2 R_4 (B_7 R_2 R_4 U_1 + ((-C_2 - C_3 - C_6) R_2 R_4 + (B_{10} g R_2 R_4 + C_4 (R_2 + R_4 + g R_2 R_4)) R_5) U_2) \omega^2; \\
F_{13} &= F_1 + F_7 R_1^2 + R_2^2 R_3^2 R_4^2 (U_1 + (g R_5 - 1) U_2); \\
F_{14} &= C_4 R_3 + C_5 R_3 + C_4 R_4 + 2B_{14} C_2^2 R_3 R_4^2 \omega^2 + (C_3 + C_6) (C_3 (C_4 + C_5) + C_5 C_6 + C_4 (C_5 + C_6)) R_3 R_4^2 \omega^2 + \\
&+ C_2 (R_4 + R_3 (2 - g_1 R_4 + (2C_3^2 + 2C_4 (C_5 + C_6) + C_6 (3C_5 + 2C_6) + C_3 (2C_4 + 3C_5 + 4C_6)) R_4^2 \omega^2)); \\
F_{15} &= C_1 F_{14} R_3 + C_1^2 R_3^2 (1 + B_{10} B_7 R_4^2 \omega^2) + C_2 (B_9 C_2 + B_9 C_4 + C_5 R_3^2 - C_5 g_1 R_3^2 R_4 + C_3 R_4^2 + \\
&+ C_6 R_4^2 + C_6 R_4^2 + C_3 g_1 R_3 R_4^2 + C_6 g_1 R_3 R_4^2 + B_{14} C_5 (C_6 + C_3) R_3^2 R_4^2 \omega^2); \\
F_{16} &= 2(C_1 + C_2) g R_3 R_4 ((C_1 + C_5) R_3 - (C_3 + C_6) R_4) \omega^2 + g^2 R_4^2 (1 + (C_1 + C_5)^2 R_3^2 \omega^2) + \\
&+ \omega^2 (B_9 C_2^2 + C_1^2 R_3^2 (1 + B_{10}^2 R_4^2 \omega^2) + 2C_1 C_2 R_3 (R_3 + R_4 + B_{10} B_{14} R_3 R_4^2 \omega^2)); \\
F_{17} &= B_9 C_2^2 + 2B_{13} C_4 + B_9 C_4^2 + 2C_2 (B_{13} + B_9 C_4) + B_{11} C_5^2 R_3^2 + (C_3 + C_6)^2 R_4^2 + \\
&+ C_1^2 R_3^2 (1 + B_7^2 R_4^2 \omega^2) + 2C_1 R_3^2 (C_2 + C_4 + C_5 + B_{14} C_2^2 R_4^2 \omega^2 + B_{12} (C_3 (C_5 + C_4) + C_5 C_6 + \\
&+ C_4 (C_5 + C_6)) R_4^2 \omega^2 + C_2 (C_3^2 + 2C_4 (C_5 + C_6) + 2C_3 (C_4 + C_5 + C_6) + C_6 (2C_5 + C_6)) R_4^2 \omega^2); \\
F_{18} &= (1 + g_1 R_3) R_4^2 U_1 (U_1 - U_2) + R_2 R_4 (2U_1^2 + 2g_1 R_3 U_1^2 - 2U_1 U_2 - 2g_1 R_3 U_1 U_2 - \\
&- 2g R_4 U_1 U_2 - gg_1 R_3 R_4 U_1 U_2 + g R_4 U_2^2 + R_3 R_4 ((C_2 + C_4) U_1 - C_2 U_2) (C_4 U_1 + \\
&+ C_2 (U_1 - U_2) + C_5 U_2) \omega^2) + R_2^2 (R_4 U_2^2 (g + g^2 R_4 + (C_5 - C_2) (C_3 + C_6) g R_3 R_4 \omega^2 + \\
&+ C_2 ((C_2 - C_5) R_3 + B_{10} R_4) \omega^2) + U_1^2 (1 + g_1 R_3 + R_4 ((C_2 + C_4)^2 R_3 + B_7 (B_7 + (C_3 + C_6) \times \\
&\times g_1 R_3) R_4) \omega^2) - U_1 U_2 (1 + R_4 ((C_2 + C_4) (2C_2 - C_5) R_3 + B_7 (2C_2 + C_3 + C_6) R_4) \omega^2 + \\
&+ g R_4 (2 - (C_2 + C_4) (C_3 + C_6) R_3 R_4 \omega^2) + g_1 R_3 (1 + R_4 (g + B_{10} (C_3 + C_6) R_4 \omega^2)))); \\
F_{19} &= (-C_1 - C_2) R_3 ((C_1 + C_2) R_3 + (C_2 + (C_1 + C_5) g R_3) R_4) U_2^2 \omega^2 - U_1^2 ((1 + g_1 R_3)^2 + \\
&+ R_3 (B_6^2 + R_3 + (C_2 + C_4) (C_2 + C_4 - (C_1 + C_5) g_1 R_3) R_4) \omega^2) + U_1 U_2 (R_3 (2B_6 (C_1 + C_2) R_3 + \\
&+ ((C_1 + 2C_2) (C_2 + C_4) - C_2 (C_1 + C_5) g_1 R_3) R_4) \omega^2 + g R_4 (1 + R_3 (g_1 + B_6 (C_1 + C_5) R_3 \omega^2))); \\
F_{20} &= F_{16} U_2^2 + U_1^2 (1 + B_{11} g_1^2 R_3^2 + F_{17} \omega^2 + 2g_1 R_3 (1 + R_4 ((-C_2 - C_4) (C_1 + C_5) R_3 + \\
&+ B_7 (C_3 + C_6) R_4) \omega^2)) - 2U_1 U_2 (F_{15} \omega^2 + g R_4 (1 + g_1 R_3 + R_3 (B_6 (C_1 + C_5) R_3 - \\
&- (C_1 + C_5) R_3 - (C_3 + C_6) (C_2 + C_4 - (C_1 + C_5) g_1 R_3) R_4) \omega^2)); \\
F_{21} &= R_4^2 (U_1 - U_2)^2 - 2R_2 R_4 (U_1 - U_2) (U_2 - U_1 + g R_4 U_2) + R_2^2 (U_2^2 ((1 + g R_4)^2 + \\
&+ B_{10}^2 R_4^2 \omega^2) + U_1^2 (1 + B_7^2 R_4^2 \omega^2) + 2U_1 U_2 (-1 - R_4 (g + B_{10} B_7 R_4 \omega^2))); \\
F_{22} &= (1 + g_1 R_3)^3 + B_6^2 R_3^2 \omega^2.
\end{aligned}$$

Експериментальні та теоретичні залежності активної та реактивної складових повного опору МДН-транзисторної структури з від'ємним опором наведено на рис. 2.27 і рис. 2.28, відповідно (експериментальна частота  $f = 100$  кГц).

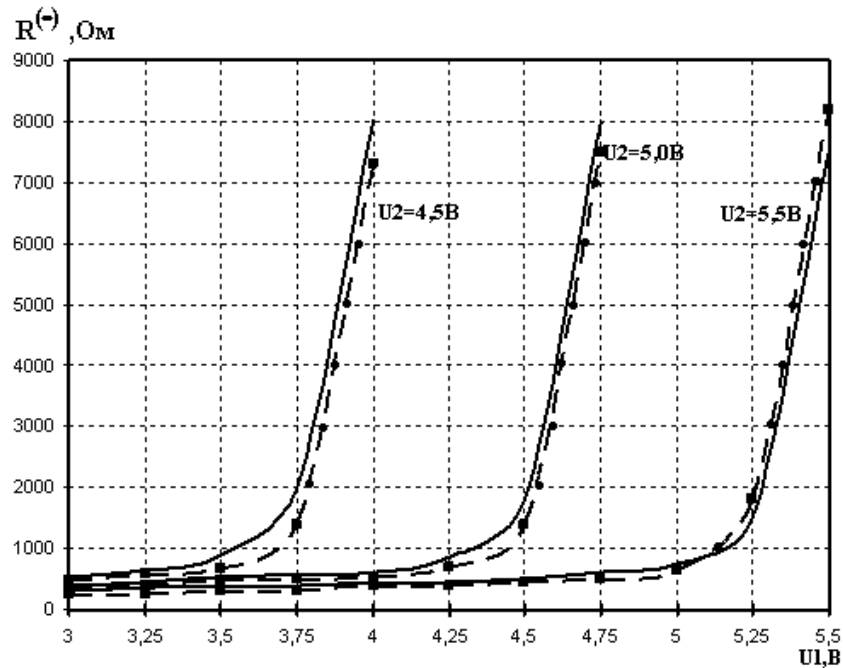


Рис. 2.27. Залежності активної складової повного опору електрично керованого еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі

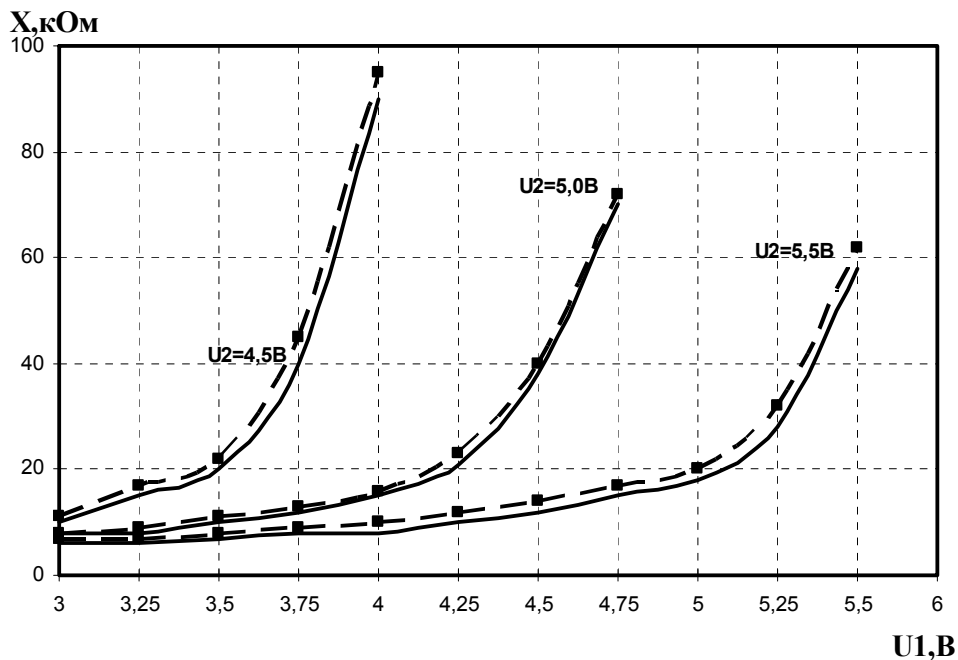


Рис. 2.28. Залежність модуля реактивної складової повного опору електрично керованого еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі

Отримані експериментальна та теоретичні залежності еквівалентної ємності польової транзисторної структури з від'ємним опором показані на рис. 2.29.

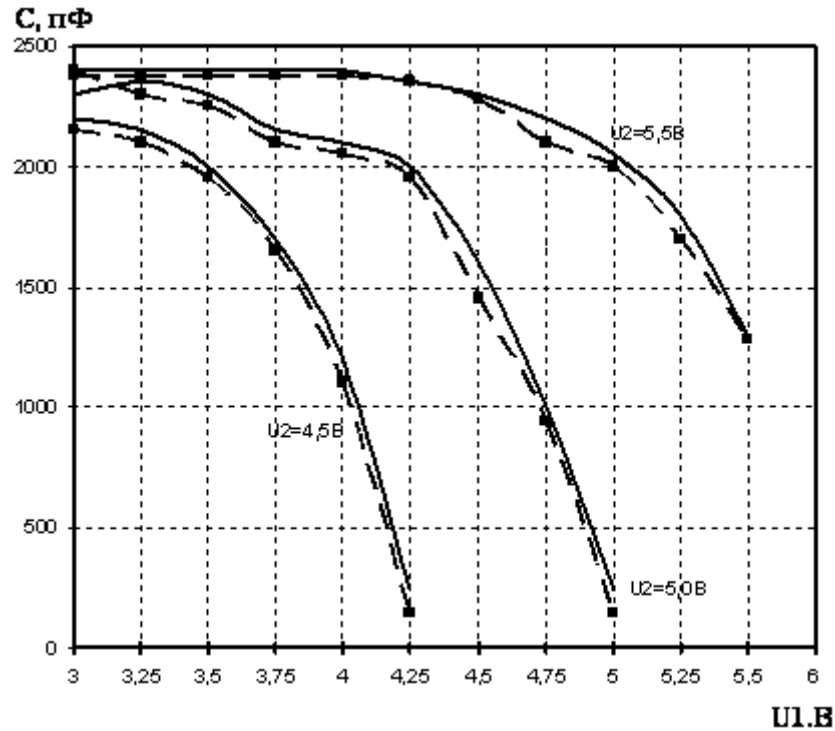


Рис. 2.29. Вольт-фарадні характеристики електрично керованого еквівалентна ємності на МДН-транзисторній структурі

Коефіцієнт перекриття еквівалентної ємності на основі МДН-транзисторної структури з від'ємним опором ( $k_{max}$ ) складає

$$k_{max} = \frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{2420 \cdot 10^{-12}}{145 \cdot 10^{-12}} = 16,68.$$

За допомогою пакету програм схемотехнічного аналізу MicroCAP-9, проведено комп'ютерне моделювання еквівалентної ємності на МДН-транзисторній структурі з від'ємними опором, що утворюється на клемах стік-стік МДН транзисторів M1, M2 (рис. 2.30). Для дослідження польової транзисторної структури використано транзистори типу 2N6661 з бібліотеки елементів MicroCAP-9 [115].

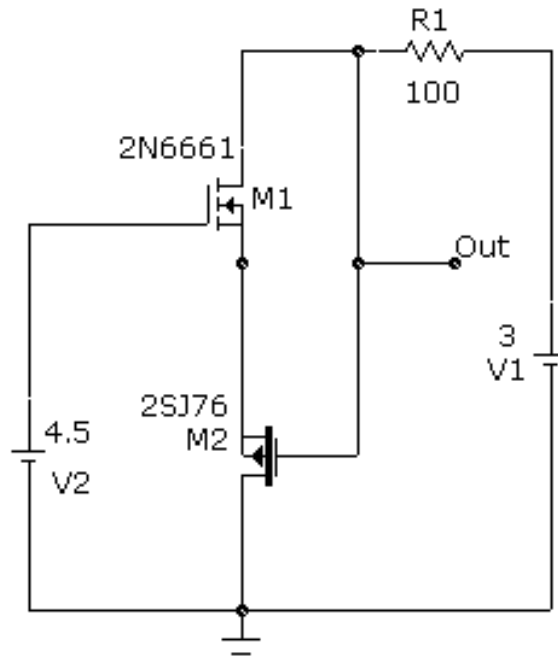


Рис. 2.30. Досліджуваний еквівалент ємності на польовій транзисторній структурі з від'ємними опором

Вольт-амперна характеристика досліджуваного еквіваленту відносно напруги живлення джерела V1, при різних напругах керування (2...9 В) показана на рис. 2.31.

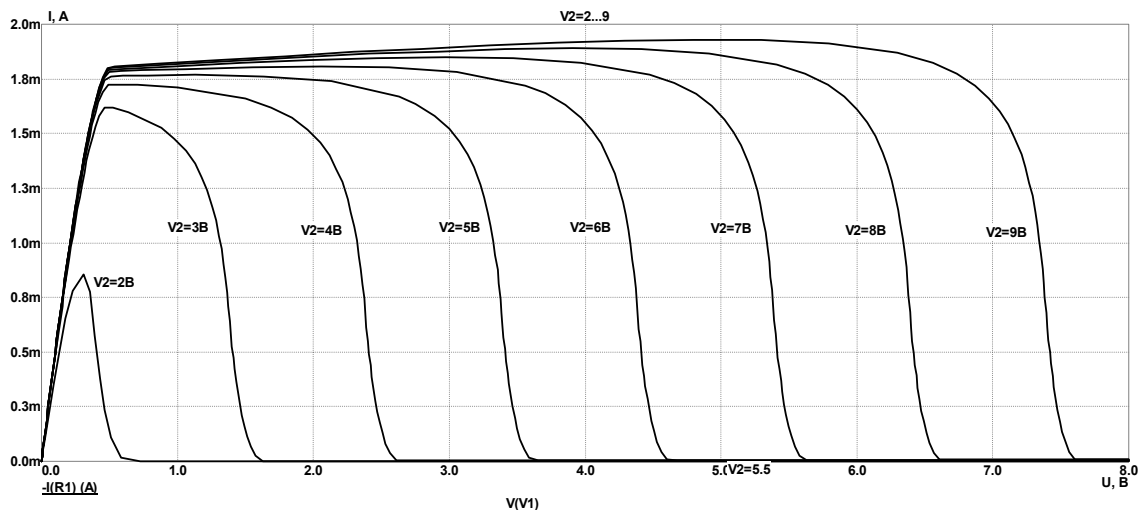


Рис. 2.31. Вольт-амперна характеристика еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі з від'ємними опором

При збільшенні напруги керування спостерігається збільшення максимального струму ВАХ, проте характер зростаючої та спадної діля-

нок ВАХ не властива така лінійність, як для біполярної транзисторної структури. При напрузі керування 2 В від'ємний опір спостерігається в діапазоні напруг 0,3...0,62 В. При напрузі керування 9 В від'ємний опір виникає в діапазоні напруг 4,8...7,6 В.

При збільшенні величини напруги керування спадну ділянку з від'ємним опором можна умовно поділяти на дві ділянки з малою крутістю та великою, що впливає на розташування робочої точки та навантажувальній прямій. Маючи наглядне подання ВАХ, зручно обирати робочий діапазон напруг керування та живлення з метою розташування робочої точки в межах існування еквівалентної ємності (на спадній ділянці ВАХ) МДН-транзисторної структури.

Повний опір досліджуваного еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі з від'ємними опором складається з його активної та реактивної складових (рис. 2.32). З цього графіка видно, що робочий діапазон частот існування еквіваленту ємності для таких умов аналізу досліджуваного еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі з від'ємними опором відповідає частотам від 10 кГц до 134 МГц. Від'ємна складова повного опору постійна в діапазоні частот (10...800 кГц) і дорівнює 420 Ом, перехідна ділянка плавного зростання знаходиться в межах від 800 кГц до 134 МГц, реактивна складова повного опору біполярно-польової транзисторної структури має форму перевернутого дзвона, мінімальна точка (точка екстремуму) утворюється на частоті 11,01 МГц.

Залежність еквівалентної ємності на МДН-транзисторній структурі з від'ємними опором від частоти наведено на рис. 2.33. Отриманий результат показує значні величини еквівалентної ємності та значну її зміну в частотному діапазоні (50...300 кГц). Доцільно використовувати досліджуваний еквівалент в частотному діапазоні від 500 кГц до максимальної частоти існування від'ємного опору.

Залежність еквівалентної ємності від напруги живлення при різних напругах керування показано на рис. 2.34. Спостерігається залежність збільшення коефіцієнту перекриття еквівалентної ємності при збільшенні напруги керування та його зменшення зі збільшенням частоти рекомендованого робочого діапазону частот.

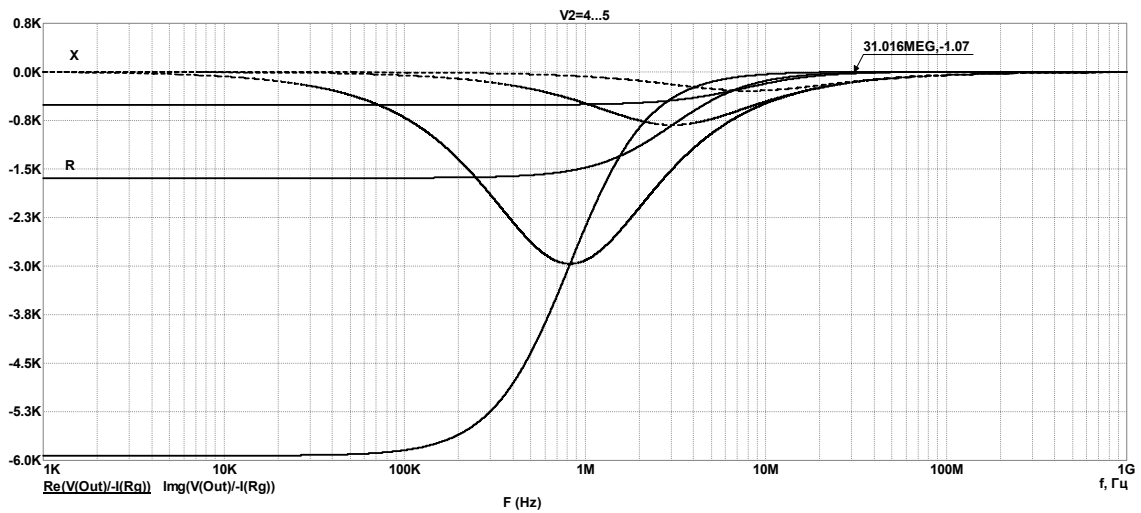


Рис. 2.32. Графік активної та реактивної складових повного опору досліджуваного еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі

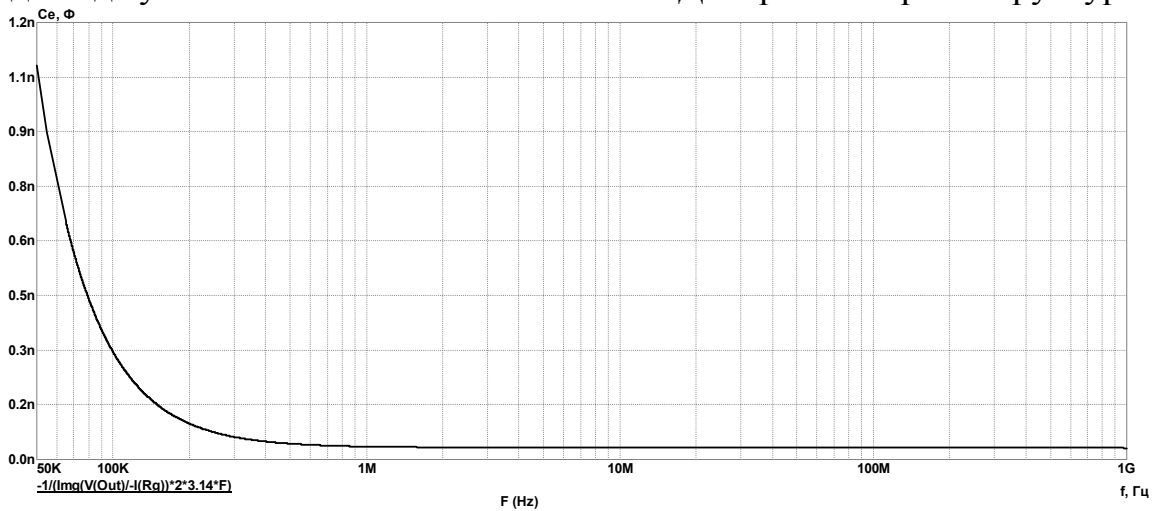


Рис. 2.33. Частотна залежність еквівалентної ємності польової транзисторної структури з від'ємним опором

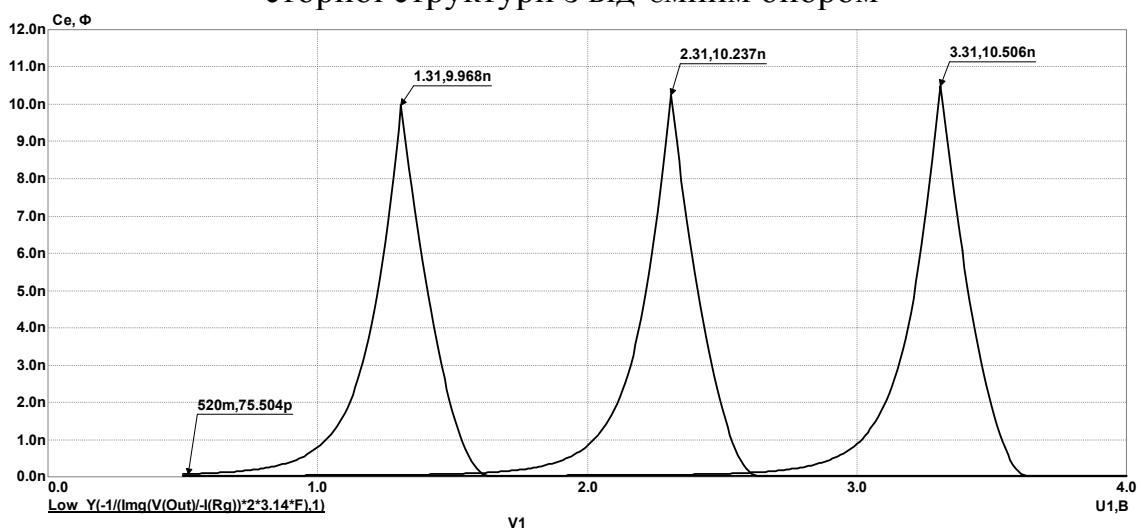


Рис. 2.34. Залежність еквівалентної ємності МДН-транзисторної структури від напруги керування при різних напругах живлення

Коефіцієнт перекриття досліджуваного еквівалента ємності на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором складає 233 при напрузі керування 5 В, робоча частота 1 МГц. Проведено дослідження впливу дестабілізуючих факторів, зокрема температури, на характеристики досліджуваного еквівалента ємності на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором, результати яких наведені на рис. 2.35–2.37.

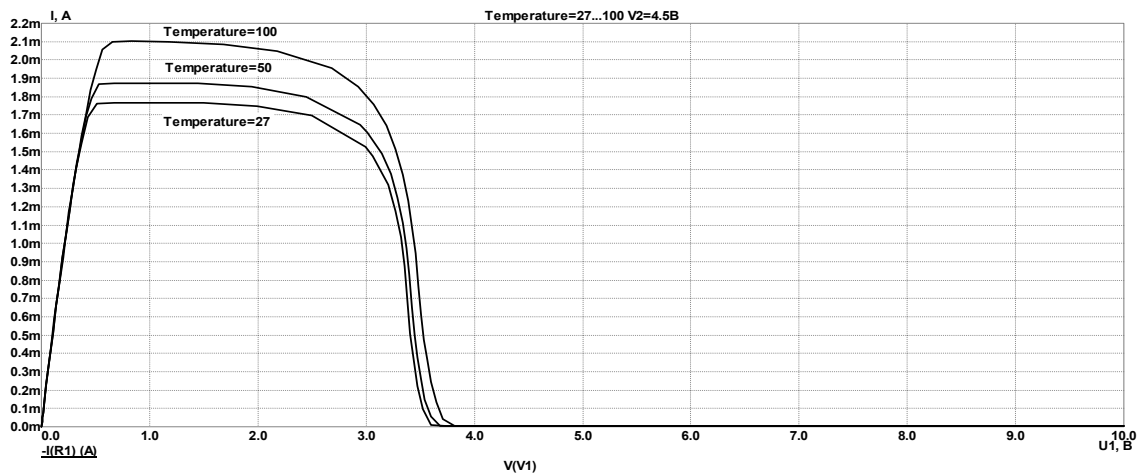


Рис. 2.35. ВАХ досліджуваного еквівалента ємності на МДН-транзисторній структурі з від'ємним опором при різних робочих температурах

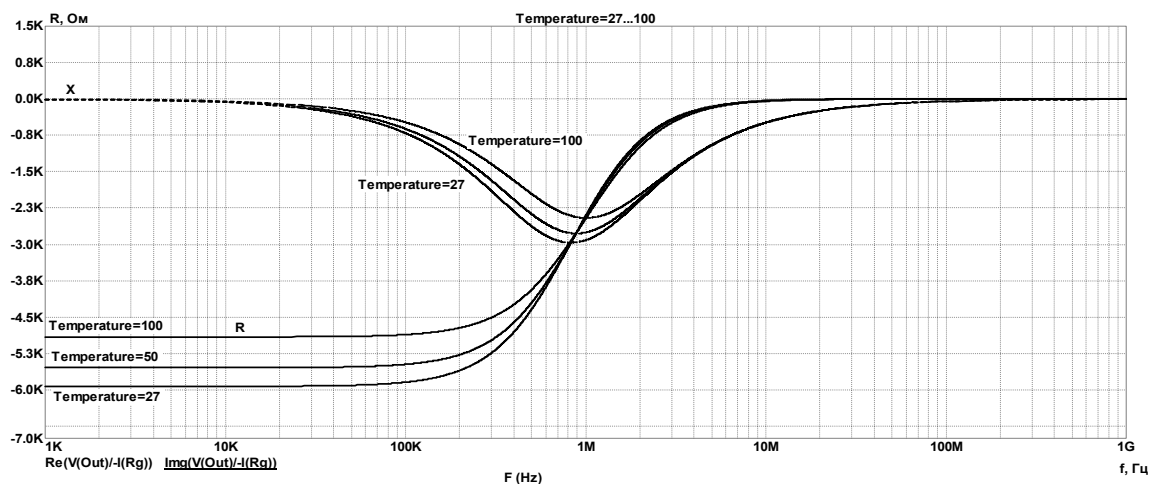


Рис. 2.36. Активна та реактивна складові повного опору досліджуваного еквівалента ємності при різних робочих температурах

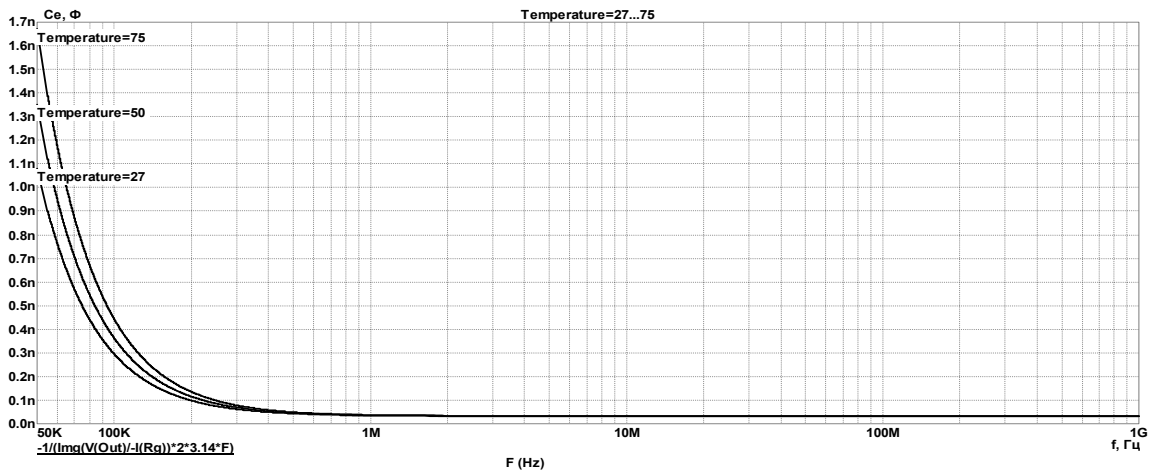


Рис. 2.37. Частотна залежність еквівалентної ємності на МДН транзисторній структурі при різних робочих температурах

Для ВАХ досліджуваного еквівалента спостерігається така залежність: при збільшенні робочої температури максимальний струм збільшується (на 0,11 мА та 0,34 мА для  $T = 50^\circ\text{C}$  та  $100^\circ\text{C}$ , відповідно). Збільшення температури спричиняє збільшення значення від'ємного опору, а величина реактивної складової повного опору зменшується в діапазоні частот (15 кГц...70 МГц). Вплив температури на значення цього еквівалента ємності викликає збільшення її максимальної величини на 165 пФ та 600 пФ для температур  $50^\circ\text{C}$ ,  $75^\circ\text{C}$ , відповідно, на частоті 50 кГц. При частоті більше 800 кГц зміна еквівалентних ємностей практично не відбувається, температурні залежності сходяться в одну лінію.

Проведене комп'ютерне моделювання МДН-транзисторної структури з від'ємним опором відповідає отриманим вище результатам експериментальних досліджень й розробленій математичній моделі цього еквівалента ємності.

## 2.4. Розробка і дослідження еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі

Аналіз властивостей приладів на основі транзисторних структур з від'ємним опором широко використовує квазігармонічний метод, основним недоліком якого є неможливість дослідження нелінійних

властивостей електрично керованої ємності та вплив цих властивостей на її енергетичні й частотні характеристики [13].

Для розширення діапазону зміни ємності і покращення температурних властивостей [18, 22] запропонована електрична схема електрично керованого еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі [125, 126], яка наведена на рис. 2.38. Використовуючи нелінійні еквівалентні схеми біполярного (рис. 2.4) та МДН-транзистора (рис. 2.25), розроблено еквівалентні схеми електрично керованої ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором за постійним струмом (рис. 2.39а) і за змінним струмом (рис. 2.39б).

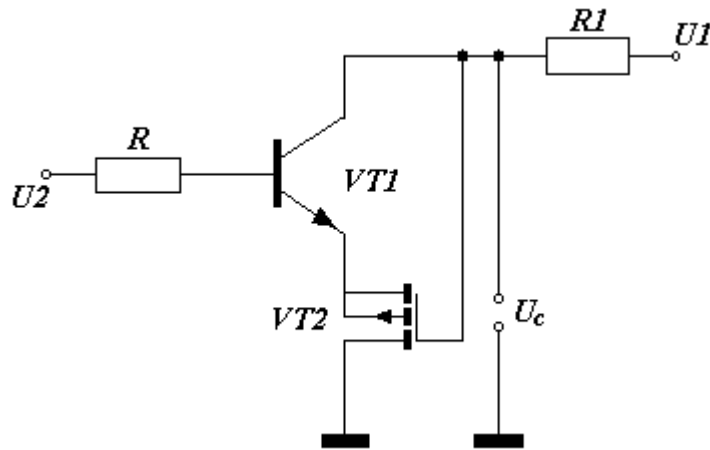


Рис. 2.38. Схема електрично керованого еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором

Відповідно до еквівалентної схеми за змінним струмом (рис. 2.39б), використовуючи метод контурних струмів, складено систему рівнянь для визначення повного опору транзисторної структури досліджуваного електрично керованого еквівалента ємності:

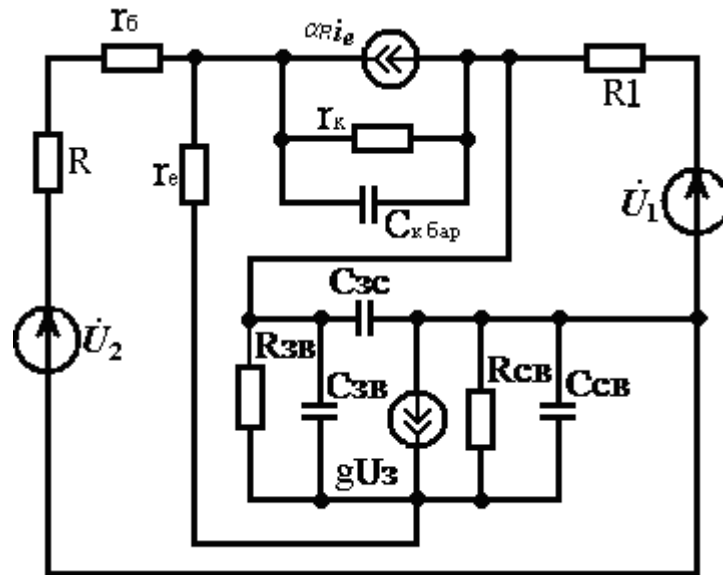
$$\begin{cases} 0 = i_4(Z_1 + Z_2 + Z_8) - i_3Z_6 - i_2Z_8 - Z_8gU; \\ 0 = i_2(Z_5 + Z_6 + Z_8) + i_1Z_6 - i_3Z_5 - i_4Z_8 + Z_8gU; \\ 0 = i_3(Z_2 + Z_3 + Z_5) - i_4Z_2 - i_2Z_5 - \alpha i_e Z_3; \\ \dot{U}_c = i_1Z_6 + i_2Z_6, \end{cases} \quad (2.21)$$

де

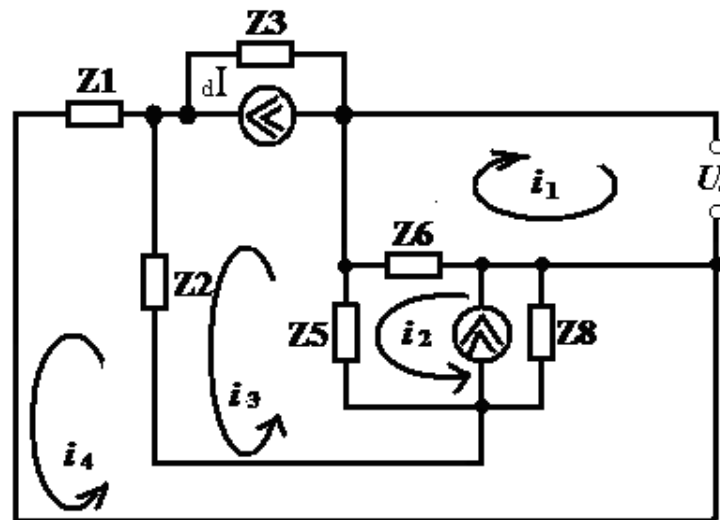
$$Z_1 = R + r_o; \quad Z_2 = R + \frac{R_e}{1 + (\omega R_e c_e)^2} - j \frac{\omega R_e^2 c_e}{1 + (\omega R_e c_e)^2};$$

$$Z_3 = r_{\kappa\kappa} + \frac{R_{\kappa} \cdot r_{\kappa ym}}{R_{\kappa} + r_{\kappa ym}} - j \frac{1}{\omega c_{\kappa бap}}; \quad Z_5 = \frac{R_{36}}{1 + \omega^2 R_{36}^2 c_{36}^2} - j \frac{\omega R_{36}^2 c_{36}}{1 + \omega^2 R_{36}^2 c_{36}^2};$$

$$Z_6 = -j \frac{1}{\omega c_{3c}}; \quad Z_8 = \frac{R_{c6}}{1 + \omega^2 R_{c6}^2 c_{c6}^2} - j \frac{\omega R_{c6}^2 c_{c6}}{1 + \omega^2 R_{c6}^2 c_{c6}^2}.$$



а)



б)

Рис. 2.39. Еквівалентна схема електрично керованого еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором: а) за постійним струмом; б) за змінним струмом

Згідно з розв'язком системи рівнянь (2.21) отримуємо аналітичну залежність повного опору від напруги живлення і керування.

З метою виведення аналітичної залежності повного опору польової транзисторної структури від напруг живлення та керування введемо такі позначення:

$$K_1 = Z_1 + Z_2 + Z_8; K_2 = Z_5 + Z_6 + Z_8; K_3 = Z_2 + Z_3 + Z_5.$$

Система рівнянь (2.21), враховуючи введені позначення, набуває вигляду

$$\begin{cases} 0 = i_4 K_1 - i_3 Z_6 - i_2 Z_8 - Z_8 g U; \\ 0 = i_2 K_2 + i_1 Z_6 - i_3 Z_5 - i_4 Z_8 + Z_8 g U; \\ 0 = i_3 K_3 - i_4 Z_2 - i_2 Z_5 - \alpha i_e Z_3; \\ \dot{U}_c = i_1 Z_6 + i_2 Z_6. \end{cases} \quad (2.22)$$

З першого рівняння системи (2.22) визначаємо струм  $i_4$ :

$$i_4 = \frac{i_3 Z_6 + i_2 Z_8 - Z_8 g U}{K_1} = i_3 \frac{Z_6}{K_1} + i_2 \frac{Z_8}{K_1} - \frac{g U Z_8}{K_1} = i_3 M_1 + i_2 M_2 - M_3. \quad (2.23)$$

Струм  $i_4$  визначено використовуючи друге рівняння системи (2.22)

$$i_3 = i_2 M_4 + i_1 M_5 + M_3 + Z_8 g U, \quad (2.24)$$

де

$$M_4 = \frac{K_2 - M_2}{M_1 + Z_5}; \quad M_5 = \frac{Z_6}{M_1 + Z_5}.$$

Струм  $i_2$  отримано шляхом підстановки виразів (2.23) та (2.24) в третє рівняння системи (2.22)

$$i_2 = i_1 N_1 + N_2, \quad (2.25)$$

де

$$N_1 = \frac{M_5 K_3 + M_5 M_1 Z_2}{M_4 K_3 + M_4 M_1 Z_2 + M_2 Z_2 + Z_5};$$

$$N_2 = \frac{M_3 K_3 + (M_3 + Z_8 g U) K_3 + M_3 M_1 Z_2 + Z_8 g U M_1 Z_2 - \alpha i Z_3 + M_3 Z_3}{M_4 K_3 + M_4 M_1 Z_2 + M_2 Z_2 + Z_5}.$$

Підставивши в останнє рівняння системи (2.22) отримані попередньо вирази контурних струмів, отримано рівність

$$\dot{U}_c = i_1 Z_6 + i_1 N_1 Z_6 + N_2 Z_6 i_1.$$

Розділивши праву та ліву частини останньої рівності на струм  $i_1$ , отримаємо аналітичну залежність повного опору електрично керованої еквівалентної ємності на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором:

$$Z_c = Z_6 + N_1 Z_6 + N_2 Z_6.$$

Виконаємо розклад повного опору на дійсну та уявну складові за допомогою пакету програм прикладних математичних досліджень Maple 6 та його спеціалізованого додатку Sygur для символьних обчислень електричних схем. Опис еквівалентної схеми біполярно-польової транзисторної структури в символьному вигляді має вигляд

```
> bicmos :=
"
V2 2 0
R1 2 1
R2 1 3
R3 4 1
R4 4 5
R5 0 5
C1 1 4
C2 4 0
C3 4 5
```

```

V3 3 5 0
F 1 4 V3 a
G 5 4 4 0 g
V1 4 0
.end":
syrup(bicmos, ac, 'curr');
curr;

```

Отримаємо символні вирази для вузлових напруг та струмів схеми на рис. 2.39б біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором електрично керованого еквівалента ємності, які використаємо для виведення формули повного опору.

Рівняння повного опору для біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором має вигляд

$$\dot{Z}_3 = \frac{U_1 j(D_7 - jR_3(R_4 R_5 + R_2(R_4 + R_5))) + R_1(D_6 - j(R_4 R_5 + (1+a)R_3(R_4 + R_5)))}{R_2(D_3 R_3 + D_8) + D_5 R_1 U_1 + R_4 R_5(U_2 - U_1) + R_3(-jD_2 + aR_4 U_2 + (1+a)R_5((-1 + gR_4)U_1 + U_2))} +$$

$$+ \frac{R_2(-j + C_1 R_3 \omega)(R_4 + R_5 + jC_3 R_4 R_5 \omega))}{R_2(D_3 R_3 + D_8) + D_5 R_1 U_1 + R_4 R_5(U_2 - U_1) + R_3(-jD_2 + aR_4 U_2 + (1+a)R_5((-1 + gR_4)U_1 + U_2))},$$

де

$$\begin{aligned} D_1 &= R_2(-j + C_1 R_3 \omega)(-j + jgR_4 + C_3 R_4 \omega + C_2 \omega(R_4 + R_5 + jC_3 R_4 R_5 \omega)); \\ D_2 &= R_4 R_5((C_1 + C_2 + C_3 + aC_3)U_1 - (C_1 + C_3 + aC_3)U_2)\omega; \\ D_3 &= ((-1 + gR_4)U_1 - j((C_3 R_4 + C_2(R_4 + R_5))U_1 + C_1(R_4 + R_5)(U_1 - U_2))\omega + \\ &+ C_3 R_4 R_5((C_1 + C_2)U_1 - C_1 U_2)\omega^2); \\ D_4 &= ((C_1 + (1+a)(C_2 + C_3))R_3 R_4 + C_2(R_3 + aR_3 + R_4)R_5)\omega; \\ D_5 &= (D_1 - jD_4 - R_4 + (1+a)R_3(-1 + gR_4) + C_2(C_1 + C_3 + aC_3)R_3 R_4 R_5 \omega^2); \\ D_6 &= (C_1 + C_3 + aC_3)R_3 R_4 R_5 \omega; \\ D_7 &= C_3 R_2 R_3 R_4 R_5 \omega; \\ D_8 &= (U_1 - U_2)(-R_5 + R_4(-1 - jC_3 R_5 \omega)). \end{aligned}$$

Скориставшись спеціалізованим математичним пакетом програм WolframMathematica, виконаємо розклад та спрощення отриманого виразу повного опору на дійсну та уявну частини. Дійсна частина повного опору

$$\text{Re}[\dot{Z}_3] = \frac{V_1(D_{15}R_3 + D_{14}R_1^2U_1 + R_1(D_{12}R_2 + D_{13}R_2^2 + D_{16}R_3R_4R_5(D_{17}R_4 - 2(1+a)R_5(U_1 - U_2)) + R_4^2R_5^2(U_2 - U_1)))}{2D_{22}R_2 + D_{23}R_2^2 + 2D_{27}R_1U_1 + D_{24}R_1^2U_1^2 + (R_4R_5(U_2 - U_1) + R_3(aR_4U_2 + (1+a)R_5((-1 + gR_4)U_1 + U_2)))^2 + D_{28}},$$

де

$$D_9 = (-2R_4R_5(R_4 + R_5)(U_1 - U_2) + R_3(-(1+a)R_5^2(U_1 - U_2) + R_4R_5((-2 - a + (1+a)gR_5)U_1 + U_2 + 2aU_2) + R_4^2((2+a)gR_5U_1 + aU_2 + (1+a)C_3^2R_5^2(U_2 - U_1)\omega^2)))4$$

$$D_{10} = (-2(1+a)R_5^2(U_1 - U_2) + R_4R_5((-3(2+a) + (1+a)gR_5)U_1 + (3+4a)U_2) + R_4^2(-2U_1 - aU_1 + 3gR_5U_1 + agR_5U_1 + U_2 + 2aU_2 - 2(1+a)C_3^2R_5^2(U_1 - U_2)\omega^2));$$

$$D_{11} = R_4(-2R_5 + R_4(-1 + gR_5)) + C_1^2R_3^2R_4(-2R_5 + R_4(-1 + gR_5))\omega^2 - 2(1+a)R_3 \cdot (R_5 + R_4(1 - g(R_4 + R_5) + C_3^2R_4R_5\omega^2));$$

$$D_{12} = D_{10}R_3 - 2R_4R_5(R_4 + R_5)(U_1 - U_2) + R_3^2(2(1+a)(-1 + gR_4)(R_4 + R_5)U_1 - R_4R_5(2(1+a)C_3^2R_4U_1 + 2C_1^2(R_4 + R_5)(U_1 - U_2) + C_1C_3R_4((2+a + (1+a)gR_5)U_1 - U_2))\omega^2);$$

$$D_{13} = (2R_3U_1((-1 + gR_4)(R_4 + R_5) - C_3^2R_4^2R_5\omega^2) - (U_1 - U_2)((R_4 + R_5)^2 + C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2) - C_1^2R_3^2 \cdot (U_1 - U_2)\omega^2((R_4 + R_5)^2 + C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2));$$

$$D_{14} = D_{11}R_2 + (-R_4 + (1+a)R_3(-1 + gR_4))(R_4R_5 + (1+a)R_3(R_4 + R_5)) - (C_1 + C_3 + aC_3)^2 \cdot (R_3^2R_4^2R_5\omega^2 - R_2^2(1 + C_1^2R_3^2\omega^2)(R_5 + R_4(1 - g(R_4 + R_5) + C_3^2R_4R_5\omega^2));$$

$$D_{15} = D_9R_2 + R_4R_5(R_4R_5(U_2 - U_1) + R_3(aR_4U_2 + (1+a)R_5((gR_4 - 1)U_1 + U_2))) + R_2^2((R_4 + R_5) \cdot (R_3(gR_4 - 1)U_1 - (R_4 + R_5)(U_1 - U_2)) - C_3^2R_4^2R_5((R_3 + R_5)U_1 - R_5U_2));$$

$$D_{16} = (1+a)((gR_4 - 1)R_5((2+a)R_4 + R_5 + aR_5)U_1 + (R_4 + R_5)(R_5 + a(R_4 + R_5))U_2 - (C_1 + C_3 + aC_3)^2 R_4^2R_5^2(U_1 - U_2)\omega^2);$$

$$D_{17} = (-2 - a + (1+a)gR_5)U_1 + U_2 + 2aU_2;$$

$$D_{18} = C_1R_4((-C_1 - C_2 - C_3)R_4 - (C_2 + C_1(2 - gR_4))R_5)U_2\omega^2 + U_1((1+a)(-1 + gR_4)^2 + (C_1^2R_4(R_4 + 2R_5 - gR_4R_5) + (1+a)((C_2 + C_3)^2R_4^2 + 2C_2R_4(C_2 + C_3gR_4)R_5 + C_2^2R_5^2) + C_1R_4(2 + a + (1+a)gR_5) \cdot (C_3R_4 + C_2(R_4 + R_5)))\omega^2 + (1+a)C_2^2C_3^2R_4^2R_5^2\omega^4);$$

$$D_{19} = C_1^2U_2^2\omega^2((R_4 + R_5)^2 + C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2) + U_1^2((gR_4 - 1)^2((C_1 + C_2 + C_3)^2R_4^2 + 2(C_1 + C_2)R_4 \cdot (C_1 + C_2 + C_3gR_4)R_5 + (C_1 + C_2)^2R_5^2)\omega^2 + (C_1 + C_2)^2C_3^2R_4^2R_5^2\omega^4) - 2C_1U_1U_2\omega^2(C_3R_4^2(1 + gR_5) + C_1((R_4 + R_5)^2 + C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2) + C_2((R_4 + R_5)^2 + C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2));$$

$$D_{20} = R_3U_1((g_3R_4 - 1)^2 + ((C_2 + C_3)^2R_4^2 + 2C_2R_4(C_2 + C_3gR_4)R_5 + C_2^2R_5^2)\omega^2 + C_2^2C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2) + (U_1 - U_2)(R_5 + R_4(1 - g(R_4 + R_5) + C_3^2R_4R_5\omega^2)) + C_1^2R_3^2(U_1 - U_2)\omega^2(R_5 + R_4(1 - g(R_4 + R_5) + C_3^2R_4R_5\omega^2));$$

$$D_{21} = R_4(1 - gR_4 + C_2^2R_5(R_4 + R_5)\omega^2) + C_1^2R_3^2R_4\omega^2(1 - gR_4 + C_2^2R_5(R_4 + R_5)\omega^2) + (1+a)R_3(gR_4 - 1)^2 + ((C_2 + C_3)^2R_4^2 + 2C_2R_4(C_2 + C_3gR_4)R_5 + C_2^2R_5^2)\omega^2 + C_2^2C_3^2R_4^2R_5^2\omega^4);$$

$$D_{22} = R_4R_5(R_4 + R_5)(U_1 - U_2)^2 + R_3^2(aR_4(gR_4 - 1)U_1U_2 + (1+a)(gR_4 - 1)R_5U_1((gR_4 - 1)U_1 + U_2) + R_4R_5^2((C_2(1+a)C_3gR_4)U_1 + C_1(U_1 - U_2))((C_1 + C_2)U_1 - C_1U_2)\omega^2 + R_4^2R_5((C_1 + C_2 + C_3 + aC_3)U_1 - C_1U_2)((C_1 + C_2 + C_3)U_1 - (C_1 + C_3)U_2)\omega^2) + R_3(U_1 - U_2)(-D_{17}R_4R_5 + (1+a)R_5^2(U_1 - U_2) + R_4^2((-2 - a)gR_5U_1 - aU_2 + (1+a)C_3^2R_5^2(U_1 - U_2)\omega^2));$$

$$\begin{aligned}
D_{23} &= D_{19}R_3^2 + (U_1 - U_2)^2((R_4 + R_5)^2 + C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2) + 2R_3U_1(U_1 - U_2)(R_5 + R_4(1 - g(R_4 + R_5) + C_3^2R_4R_5\omega^2)); \\
D_{24} &= (2D_{21}R_2 + (R_4 - (1 + a)R_3(gR_4 - 1))^2 + ((C_1 + (1 + a)(C_2 + C_3))^2R_3^2R_4^2 + 2(1 + a)C_2R_2R_4((C_1 + \\
&+ C_3 + aC_3)gR_3R_4 + C_2(R_3 + aR_3 + R_4))R_5 + C_2^2(R_3 + aR_3 + R_4)^2R_5^2)\omega^2 + C_2^2(C_1 + C_3 + aC_3)^2R_3^2R_4^2R_5^2\omega^4 + \\
&+ R_2^2(1 + C_1^2R_3^2\omega^2)((gR_4 - 1) + ((C_2 + C_3)^2R_4^2 + 2C_2R_4(C_2 + C_3gR_4)R_5 + C_2^2R_5^2)\omega^2 + C_2^2C_3^2R_4^2R_5^2\omega^4)); \\
D_{25} &= (a(1 + a)R_4(gR_4 - 1)U_2 + (1 + a)^2(gR_4 - 1)R_5((gR_4 - 1)U_1 + U_2) + (1 + a)C_2R_4(C_2 + (C_1 + C_3 + aC_3)gR_4) \cdot \\
&\cdot R_5^2U_1\omega^2 + (C_1 + C_2 + C_3 + aC_3)R_4^2R_5((C_1 + (1 + a)(C_2 + C_3))U_1 - (C_1 + C_3 + aC_3)U_2)\omega^2; \\
D_{26} &= (D_{18}R_3^2 + R_3(gR_4 - 1)(D_{17}R_4 - 2(1 + a)R_5(U_1 - U_2)) - R_4(-2R_5 + R_4(gR_5 - 1))(U_1 - U_2) + \\
&+ R_3R_4R_5(2C_2^2(R_4 + R_5)U_1 + 2(1 + a)C_3^2R_4(U_1 - U_2) + C_2C_3R_4((2 + a + (1 + a)gR_5)U_1 - U_2))\omega^2; \\
D_{27} &= D_{26}R_2 + D_{20}R_2^2 + D_{25}R_3^2 + R_4^2R_5(U_1 - U_2) + R_3R_4(-aR_4U_2 - (1 + a)R_5(2(gR_4 - 1)U_1 + \\
&+ (2 - gR_4)U_2)C_2^2R_4R_5^2U_1\omega^2); \\
D_{28} &= R_3^2R_4^2R_5^2((C_1 + C_2 + C_3 + aC_3)U_1 - (C_1 + C_3 + aC_3)U_2)^2\omega^2.
\end{aligned}$$

Уявна частина повного опору біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором

$$\begin{aligned}
\text{Im}[\dot{Z}_3] &= \frac{U_1\omega(C_3D_{32}R_4^2D_{33} + C_2D_{31}U_1 + C_1R_3^2((R_1 + R_2)R_4 + (R_2 + R_4)R_5))}{2D_{43}R_2 + D_{41}R_2^2 + 2D_{42}R_1U_1 + D_{40}R_1^2U_1^2 + R_3^2R_4^2R_5^2((C_1 + C_2 + C_3 + aC_3)U_1 - (C_1 + C_3 + aC_3)U_2)^2\omega^2} \times \\
&\times \frac{((1 + a)R_1R_4(1 + gR_5)U_1 + (R_4R_5 + R_2(R_4 + R_5))(U_1 - U_2))}{2D_{43}R_2 + D_{41}R_2^2 + 2D_{42}R_1U_1 + D_{40}R_1^2U_1^2 + R_3^2R_4^2R_5^2((C_1 + C_2 + C_3 + aC_3)U_1 - (C_1 + C_3 + aC_3)U_2)^2\omega^2},
\end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned}
D_{30} &= (R_4R_5 + (1 + a)R_3(R_4 + R_5))^2 + (C_1 + C_3 + aC_3)^2R_3^2R_4^2R_5^2\omega^2 + R_2^2(1 + C_1^2R_3^2\omega^2)((R_4 + R_5)^2 + \\
&+ C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2) + 2R_2(R_4R_5(R_4 + R_5) + C_1^2R_3^2R_4R_5(R_4 + R_5)\omega^2 + (1 + a)R_3((R_4 + R_5)^2 + C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2)); \\
D_{31} &= D_{30}R_1^2 + R_3^2((R_4R_5 + R_2(R_4 + R_5))^2 + C_3^2R_2^2R_4^2R_5^2\omega^2) + 2R_1R_3((R_4R_5 + R_2(R_4 + R_5))(R_4R_5 + \\
&+ R_2(R_4 + R_5) + (1 + a)R_3(R_4 + R_5)) + C_3^2R_2(R_2 + R_3 + aR_3)R_4^2R_5^2\omega^2); \\
D_{32} &= (R_1(R_2 + R_3 + aR_3) + R_3(R_2 + R_5 + aR_5))(R_1(R_2 + R_3 + aR_3)(1 + gR_5)U_1 + R_3(R_2 + R_5 + gR_2R_5)U_1 - \\
&- R_3R_5)U_1 - R_3R_5U_2) + C_1^2R_1^2R_2^2R_3^2(1 + gR_5)U_1\omega^2; \\
D_{33} &= C_1C_3^2R_2^2R_3^2R_4^2R_5^2(U_1 - U_2)\omega^2; \\
D_{34} &= (1 + a)(gR_4 - 1)^2 + (C_1^2R_4(R_4 + 2R_5 - gR_4R_5) + (1 + a)((C_2 + C_3)^2R_4^2 + 2C_2R_4(C_2 + C_3gR_4)R_5 + \\
&+ C_2^2R_5^2) + C_1R_4(2 + a + (1 + a)gR_5)(C_3R_4 + C_2(R_4 + R_5)))\omega^2 + (1 + a)C_2^2C_3^2R_4^2R_5^2\omega^4; \\
D_{35} &= (C_1^2U_2^2\omega^2((R_4 + R_5)^2 + C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2) + U_1^2((gR_4 - 1)^2 + ((C_1 + C_2 + C_3)^2R_4^2 + 2(C_1 + C_2)R_4(C_1 + \\
&+ C_2 + C_3gR_4)R_5 + (C_1 + C_2)^2R_5^2)\omega^2 + (C_1 + C_2)^2C_3^2R_4^2R_5^2\omega^4) - 2C_1U_1U_2\omega^2(C_3R_4^2(1 + gR_5) + C_1((R_4 + \\
&+ R_5)^2 + C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2) + C_2((R_4 + R_5)^2 + C_3^2R_4^2R_5^2\omega^2)); \\
D_{36} &= R_3U_1((gR_4 - 1)^2 + ((C_2 + C_3)^2R_4^2 + 2C_2R_4(C_2 + C_3gR_4)R_5 + C_2^2R_5^2)\omega^2 + C_2^2C_3^2R_4^2R_5^2\omega^4) + (U_1 - U_2) \cdot \\
&\cdot (R_5 + R_4(1 - g(R_4 + R_5) + C_3^2R_4R_5\omega^2)) + C_1^2R_3^2(U_1 - U_2)\omega^2(R_5 + R_4(1 - g(R_4 + R_5) + C_3^2R_4R_5\omega^2)); \\
D_{37} &= R_4(1 - gR_4 + C_2^2R_5(R_4 + R_5)\omega^2) + C_1^2R_3^2R_4\omega^2(1 - gR_4 + C_2^2R_5(R_4 + R_5)\omega^2) + (1 + a)R_3((gR_4 - 1)^2 + \\
&+ ((C_2 + C_3)^2R_4^2 + 2C_2R_4(C_2 + C_3gR_4)R_5 + C_2^2R_5^2)\omega^2 + C_2^2C_3^2R_4^2R_5^2\omega^4);
\end{aligned}$$

$$D_{38} = -R_4(-2R_5 + R_4(gR_5 - 1))(U_1 - U_2) + R_3(gR_4 - 1)(-2(1+a)R_5(U_1 - U_2) + R_4((-2-a+(1+a)gR_5)U_1 + U_2 + 2aU_2)) + R_3R_4R_5(2C_2^2(R_4 + R_5)U_1 + 2(1+a)C_3^2R_4(U_1 - U_2) + C_2C_3R_4((2+a+(1+a)gR_5)U_1 - U_2))\omega^2 + R_5^2(D_{34}U_1 + C_1R_4((-C_1 - C_2 - C_3)R_4 - (C_2 + C_1(2 - R_4))R_5)U_2\omega^2);$$

$$D_{39} = (1+a)R_5^2(U_1 - U_2) - R_4R_5((-2-a+(1+a)gR_5)U_1 + U_2 + 2aU_2) + R_4^2((-2-a)gR_5U_1 - aU_2 + (1+a)C_3^2R_5^2(U_1 - U_2)\omega^2);$$

$$D_{40} = 2D_{37}R_2 + (R_4 - (1+a)R_3(gR_4 - 1))^2 + ((C_1 + (1+a)(C_2 + C_3))^2 R_3^2 R_4^2 + 2(1+a)C_2R_3R_4((C_1 + C_3 + aC_3)gR_3R_4 + C_2(R_3 + aR_3 + R_4)R_5 + C_2^2(R_3 + aR_3 + R_4)^2 R_5^2)\omega^2 + C_2^2(C_1 + C_3 + aC_3)^2 R_3^2 R_4^2 R_5^2\omega^4 + R_2^2(1 + C_1^2 R_3^2\omega^2)((gR_4 - 1)^2 + ((C_2 + C_3)^2 R_4^2 + 2C_2R_4(C_2 + C_3gR_4)R_5 + C_2^2 R_5^2)\omega^2 + C_2^2 C_3^2 R_4^2 R_5^2\omega^4);$$

$$D_{41} = (D_{35}R_3^2 + (U_1 - U_2)^2((R_4 + R_5)^2 + C_3^2 R_4^2 R_5^2\omega^2) + 2R_3U_1(U_1 - U_2)(R_5 + R_4(1 - g(R_4 + R_5) + C_3^2 R_4 R_5\omega^2)));$$

$$D_{42} = D_{38}R_2 + D_{36}R_2^2 + R_4^2 R_5(U_1 - U_2) + R_3R_4(-aR_4U_2 - (1+a)R_5(2(gR_4 - 1)U_1 + (2 - gR_4)U_2) + C_2^2 R_4 R_5^2 U_1\omega^2) + R_5^2(a(1+a)R_4(gR_4 - 1)U_2 + (1+a)^2(gR_4 - 1)R_5((gR_4 - 1)U_1 + U_2) + (1+a)C_2R_4 \cdot (C_2 + (C_1 + C_3 + aC_3)gR_4)R_5^2 U_1\omega^2 + (C_1 + C_2 + C_3 + aC_3)R_4^2 R_5((C_1 + (1+a)(C_2 + C_3))U_1 - (C_1 + C_3 + aC_3)U_2)\omega^2);$$

$$D_{43} = D_{39}R_3(U_1 - U_2) + R_4R_5(R_4 + R_5)(U_1 - U_2)^2 + R_3^2(aR_4(gR_4 - 1)U_1U_2 + (1+a)(gR_4 - 1)R_5U_1((gR_4 - 1)R_5U_1((gR_4 - 1)U_1 + U_2) + R_4R_5^2((C_2 + (1+a)C_3gR_4)U_1 + C_1(U_1 - U_2))((C_1 + C_2)U_1 - C_1U_2)\omega^2 + R_5R_4^2((C_1 + C_2 + C_3 + aC_3)U_1 - C_1U_2)((C_1 + C_2 + C_3)U_1 - (C_1 + C_3)U_2)\omega^2);$$

$$D_{44} = R_4R_5(U_2 - U_1) + R_3(aR_4U_2 + (1+a)R_5((gR_4 - 1)U_1 + U_2)).$$

Графічні залежності активної та реактивної складових повного опору від напруги живлення наведені на рис. 2.40 та рис. 2.41, відповідно (експериментальна частота  $f = 10$  МГц).

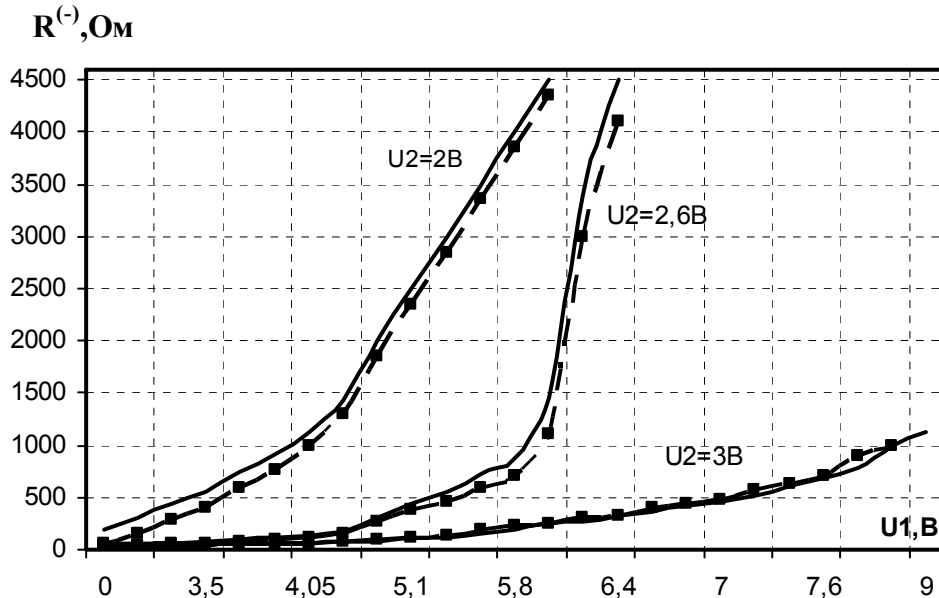


Рис. 2.40. Графік залежності активної складової повного опору електрично керованого еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі від напруги живлення

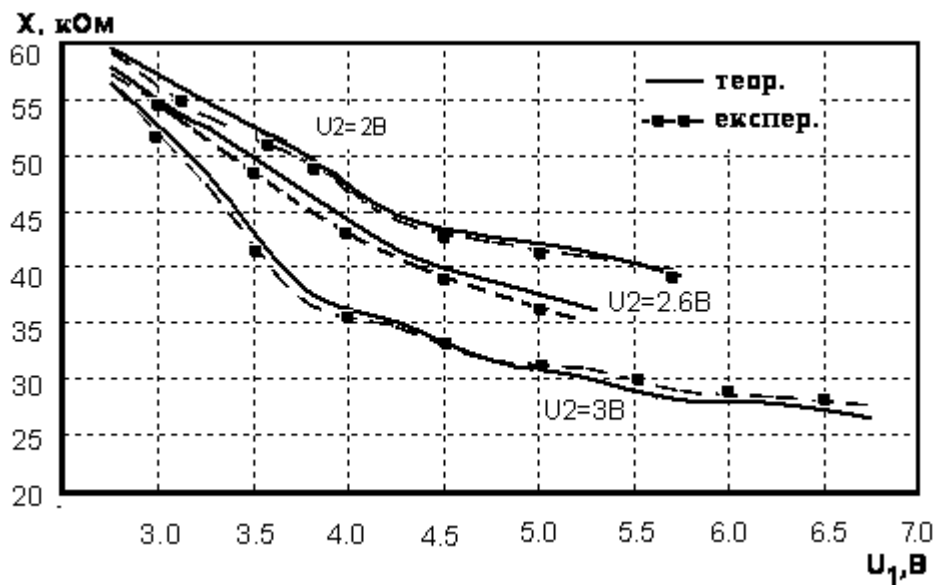


Рис. 2.41. Графік залежності реактивної складової повного опору електрично керованого еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі від напруги живлення

На рис. 2.42 показані теоретичні та експериментальні графіки залежностей електрично керованої еквівалентної ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі від напруги живлення при різних значеннях напруги керування.

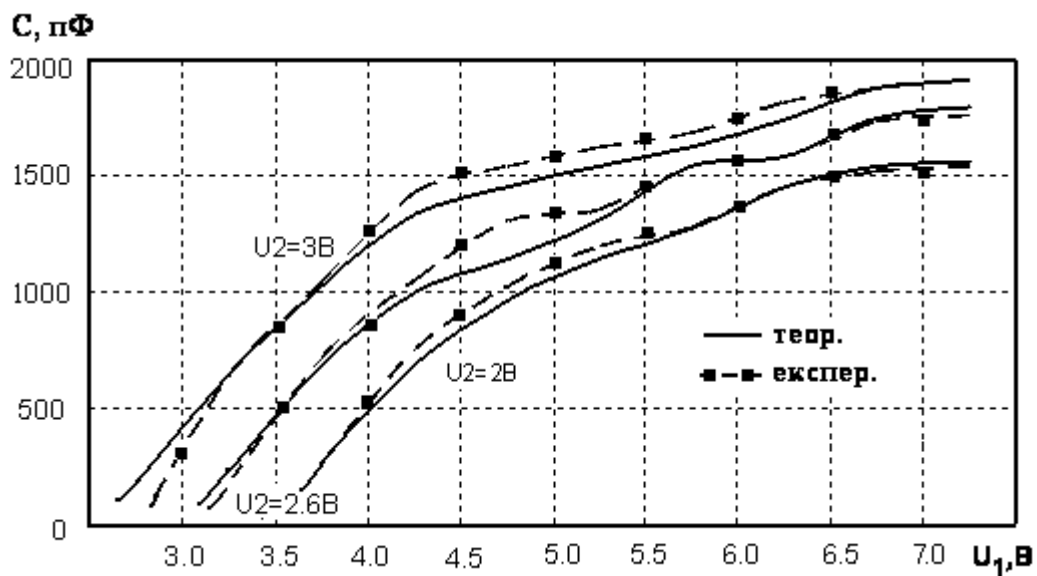


Рис. 2.42. Вольт-фарадні характеристики електрично керованого еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі

Коефіцієнт перекриття еквівалентної ємності на основі біполярно-польової транзисторної структури ( $k_{\max}$ )

$$k_{\max} = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{1900 \cdot 10^{-12}}{48 \cdot 10^{-12}} = 39,58.$$

За допомогою пакету програм схемотехнічного аналізу MicroCAP9 проведено комп'ютерне моделювання еквівалентної ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємними опором, що утворюється на клеммах колектор-стік транзисторів X1, M3 (рис. 2.43).

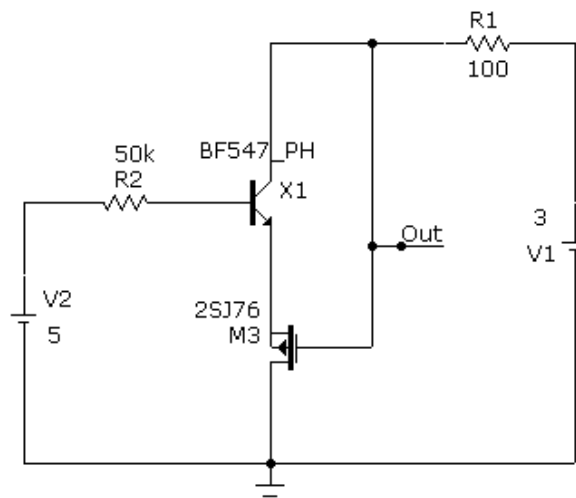


Рис. 2.43. Досліджуваний еквівалент ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємними опором

Для дослідження біполярно-польової транзисторної структури використовуємо високочастотний біполярний транзистор BF547\_PH з бібліотеки MicroCAP-9. Вольт-амперна характеристика досліджуваного еквівалента відносно напруги живлення джерела V1 при різних напругах керування (1...7 В) V2 показана на рис. 2.44. При збільшенні напруги керування спостерігається збільшення максимального струму ВАХ, проте характеру зростаючої та спадної ділянок ВАХ не властива така лінійність, як для біполярної транзисторної структури. При напрузі керування 1 В ділянка від'ємного опору виникає в діапазоні напруг 0,3...0,65 В. При напрузі керування 7 В ділянка від'ємного опору виникає в діапазоні напруг 0,3...6,7 В. При збільшенні величини напруги керування спадну ділянку з від'ємним опором можна умо-

вно поділяти на дві ділянки з малою крутістю та великою, що впливатиме на положення робочої точки та кут нахилу навантажувальної прямої. Маючи наглядне подання ВАХ, легко обирати необхідний діапазон напруг керування та живлення з метою виведення її в зону існування еквівалента ємності (на спадній ділянці ВАХ).

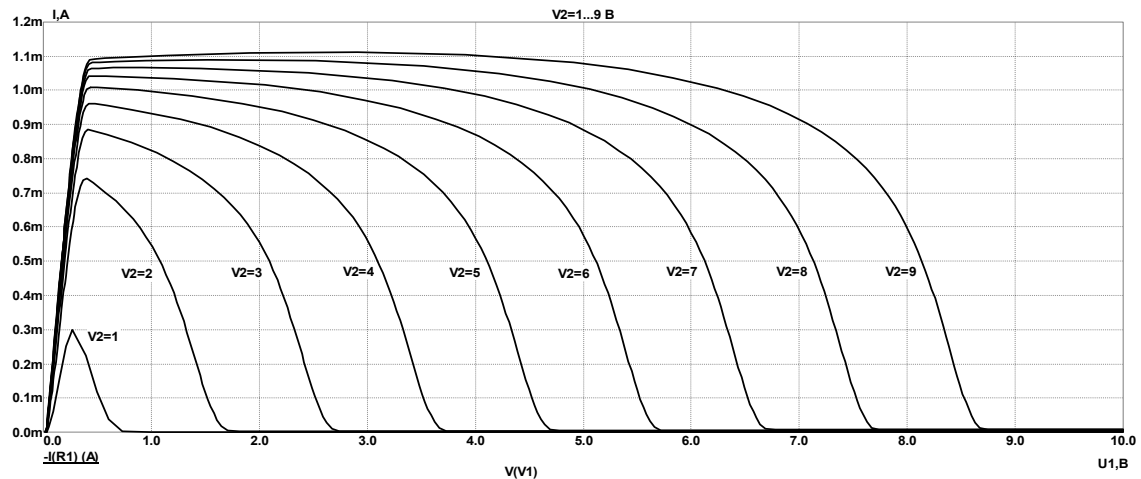


Рис. 2.44. Вольт-амперна характеристика досліджуваного еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємними опором

Повний опір досліджуваного еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємними опором складається з його активної та реактивної складових (рис. 2.45).

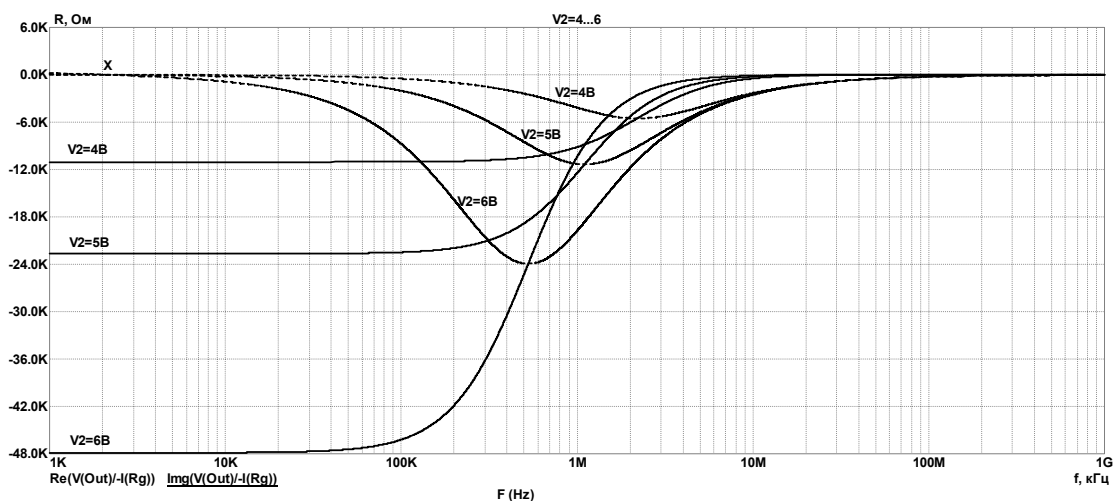


Рис. 2.45. Графік активної та реактивної складових повного опору біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором

З цього графіка видно, що частотний робочий діапазон існування еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємними опором для таких умов аналізу відповідає частотам від 10 кГц до 29,9 МГц.

Від'ємна складова повного опору постійна в діапазонах частот (10...320 кГц) і за модулем дорівнює 4250 Ом, перехідна ділянка плавного зростання знаходиться в межах від 320 кГц до 29,9 МГц, реактивна складова повного опору біполярно-польової транзисторної структури має форму перегорнутого дзвона, мінімальна точка (точка перегину, екстремум) утворюється на частоті 4,84 МГц.

Графік залежності еквівалентної ємності від частоти досліджуваного еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємними опором наведено на рис. 2.46, отриманий результат показує значні величини еквівалентної ємності та значну її зміну в частотному діапазоні (50...500 кГц). Доцільно використовувати досліджуваний еквівалент в частотному діапазоні від 500 кГц до частоти існування від'ємного опору.

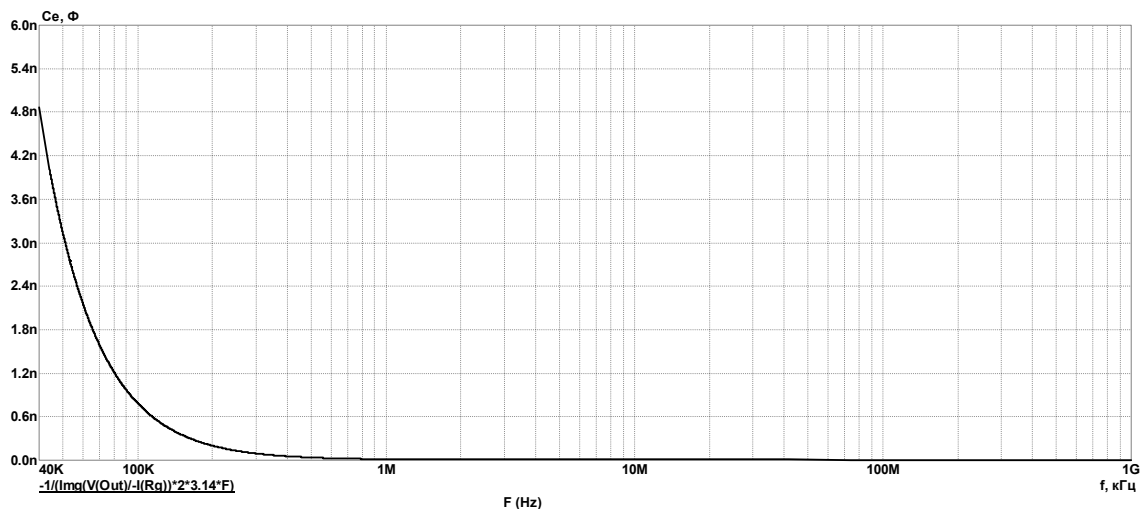


Рис. 2.46. Графік частотної залежності еквівалентної ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором

Графіки залежності еквівалентної ємності від напруги живлення при різних напругах керування наведені на рис. 2.47. Спостерігається залежність збільшення коефіцієнту перекриття еквівалентної ємності при збільшенні напруги керування та його зменшення при збільшенні частоти в рекомендованому робочому діапазоні частот. Коефіцієнт

перекриття досліджуваного еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором складає 267 при напрузі керування 6 В і робочій частоті 500 кГц.

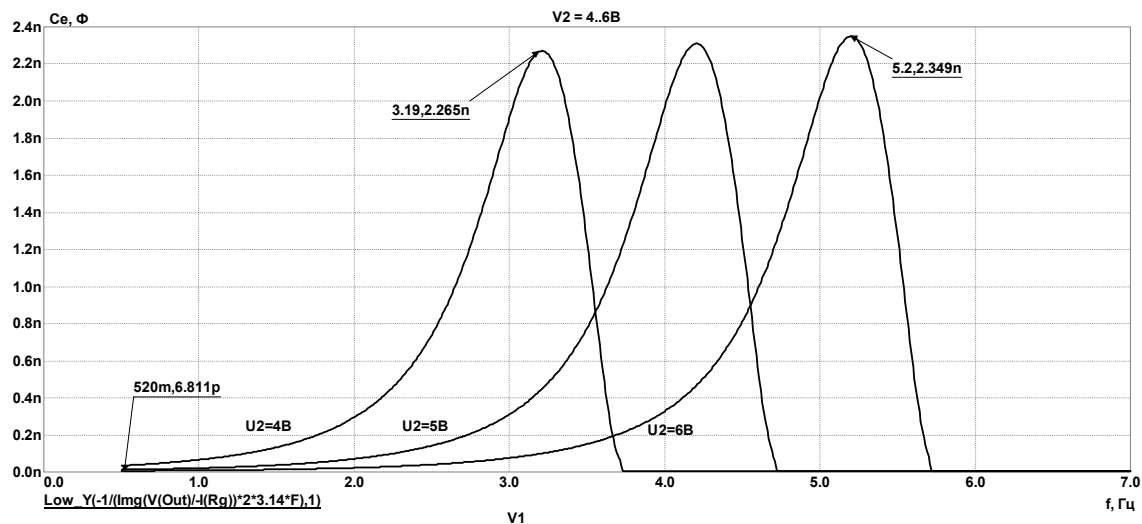


Рис. 2.47. Графік залежності еквівалентної ємності біполярно-польової транзисторної структури від напруги керування при різних пругах живлення

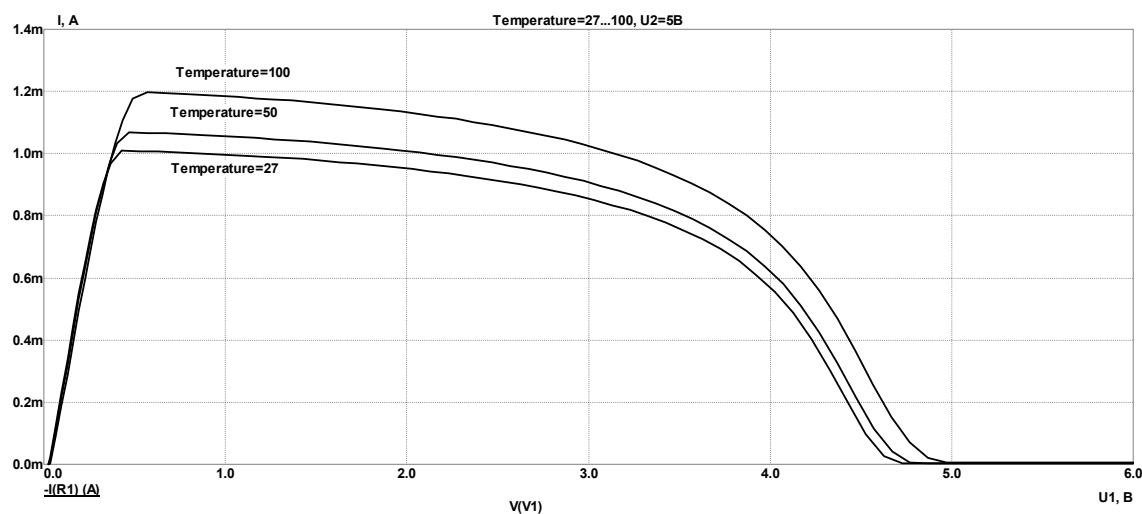


Рис. 2.48. ВАХ досліджуваного еквівалента ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором при різних робочих температурах

Проведено дослідження впливу дестабілізуючих факторів, зокрема температури, на характеристики досліджуваного еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором (рис. 2.48–2.50). При збільшенні температури максимальний струм

збільшується на 0,05 мА та 0,097 мА для  $T = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$  та  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$  відповідно. При збільшенні температури зменшується значення від'ємного опору, величина реактивної складової повного опору зменшується в діапазоні частот 5 кГц...6 МГц.

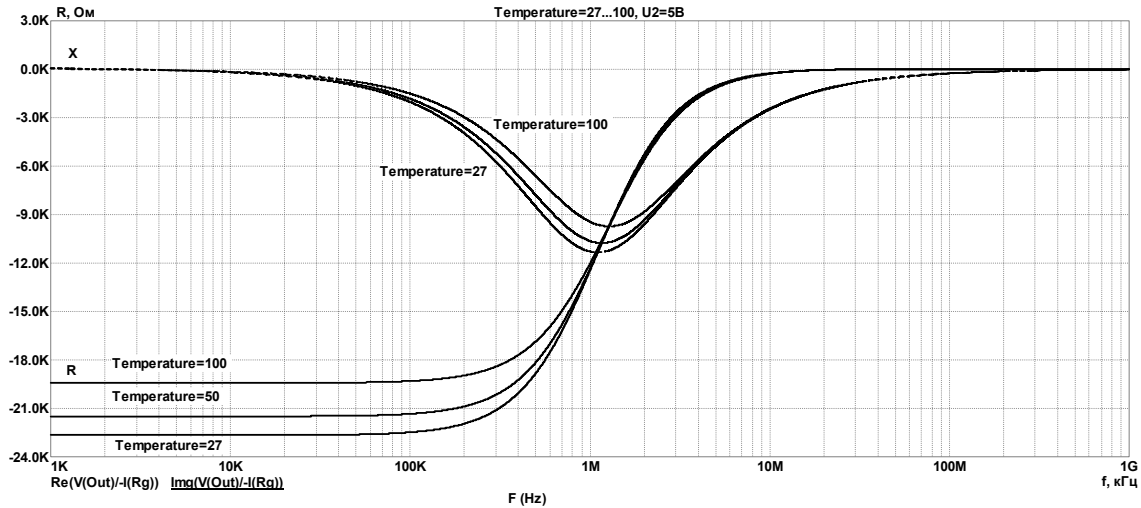


Рис. 2.49. Активна та реактивна складові повного опору досліджуваного еквівалента ємності при різних робочих температурах

Вплив температури на величину цього еквівалента ємності викликає зміну її максимальної величини на 0,34 нФ та 1,02 нФ для температури  $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ , відповідно, для частоти 50 кГц. При частоті більше 500 кГц графіки зміни еквівалентної ємності температурних залежностей сходяться в одну лінію.

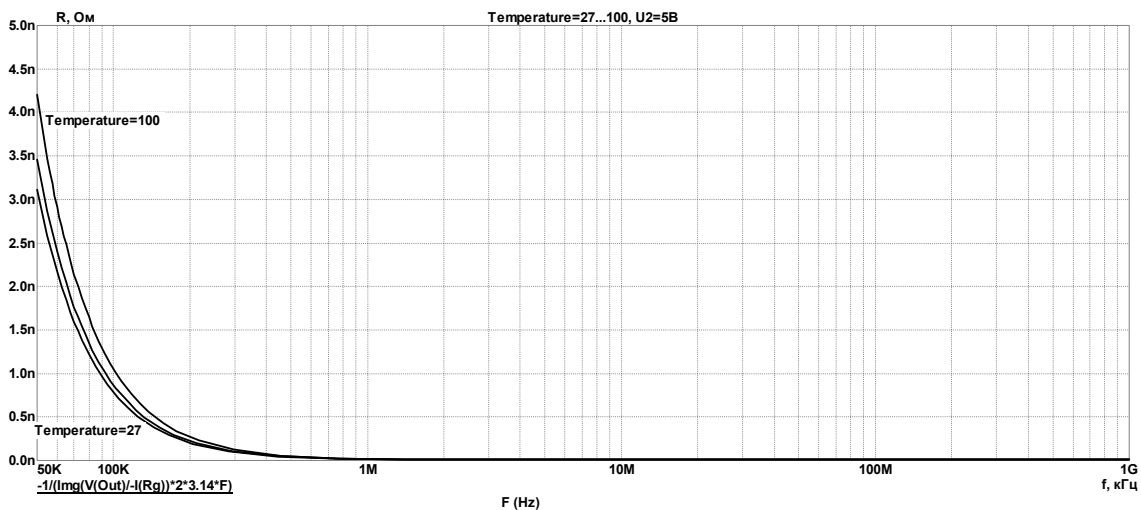


Рис. 2.50. Графіки частотних залежностей еквівалентної ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі при різних робочих температурах

Результати комп'ютерного моделювання біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором збігаються з отриманими вище результатами експериментальних досліджень та подані в таблицях 2.1 та 2.2.

Таблиця 2.1

**Порівняльна таблиця отриманих результатів досліджуваних електрично керованих еквівалентів ємностей**

| Тип структури | $C_0$ , пФ/мм <sup>2</sup> | $C$ , пФ | $\delta$ , % | ТКС, %/°С | $U_{пр}$ , В | $Q_n$ (1МГц) | $K_n$ | $f_{гр}$ , Гц                      |
|---------------|----------------------------|----------|--------------|-----------|--------------|--------------|-------|------------------------------------|
| на двох БТ    | 50-1000                    | 90-1780  | $\pm 20$     | -0,1      | 35           | 200-500      | 9,4   | $10^3$ - $3 \cdot 10^6$            |
| на БСІТ       | 500-2500                   | 120-1990 | $\pm 20$     | 0,015     | 50           | 500-1000     | 16,6  | $10^4$ - $10^7$                    |
| на двох МДН   | 100-2250                   | 145-2420 | $\pm 20$     | 0,02      | 30           | 500-1000     | 17,9  | $50 \cdot 10^3$ - $300 \cdot 10^3$ |
| БТ-МДН        | 100-2000                   | 48-1900  | $\pm 20$     | 0,015     | 30           | 750-1250     | 39,6  | $10^3$ - $30 \cdot 10^6$           |

У таблиці 2.1 прийнято такі позначення:  $C_0$  – питома (номінальна) ємність;  $C$  – діапазон зміни величини еквівалентної ємності;  $\delta$  – технологічний розкид номіналів величини еквівалентної ємності; ТКС – температурний коефіцієнт ємності;  $U_{пр}$  – напруга пробою еквівалентної ємності;  $Q_n$  – добротність еквівалентної ємності;  $K_n$  – коефіцієнт перелаштування еквівалентної ємності;  $f_p$  – робочий частотний діапазон еквівалентної ємності.

Таблиця 2.2

**Коефіцієнти перекриття досліджуваних транзисторних структур**

| Транзисторна структура | Біполярна | Біполярна статично індукована | Польова   | Біполярно-польова |
|------------------------|-----------|-------------------------------|-----------|-------------------|
| $k_{max}$              | 9,4       | 16,6                          | 17,9      | 39,6              |
| $U_1$ , В              | 0,5...9   | 2,3...6                       | 0...6     | 0...8             |
| $U_2$ , В              | 3...5     | 5...10                        | 4,5...5,5 | 2...3             |

## 2.5. Висновки до розділу

1. Отримано нові рівняння частотних залежностей дійсної та уявної складових повного опору, а також еквівалентної ємності біполярної, польової та біполярно-польової транзисторних структур з від'ємним опором, які дозволяють оцінити вплив дестабізуючих чинників на радіовимірний прилад.

2. Розроблено та досліджено нові схемотехнічні рішення еквівалентної ємності на біполярній, біполярній статично індукованій, польовій та біполярно-польовій транзисторних структурах з від'ємним опором з електричним керуванням величиною еквівалентної ємності.

3. Розроблено та експериментально досліджено рішення побудови електрично керованих еквівалентів ємностей на біполярній, біполярній статично індукованій, польовій, біполярно-польовій транзисторних структурах з від'ємним опором, коефіцієнти перекриття яких змінюються у (9...39) разів при зміні напруги живлення (0,5...9 В) і напруги керування (2...10 В).

3. Розроблено та експериментально досліджено електрично керований еквівалент ємності на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором, доведено можливість зміни еквівалентної ємності від 90...1780 пФ (коефіцієнт перелаштування 9,4) в робочому діапазоні частот (1 кГц...3 МГц).

4. Розроблено та експериментально досліджено електрично керований еквівалент ємності на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором, доведено можливість зміни еквівалентної ємності від 145...2420 пФ (коефіцієнт перелаштування 16,6) в робочому діапазоні частот (1 кГц...300 кГц).

5. Розроблено та експериментально досліджено електрично керований еквівалент ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором, доведено можливість зміни еквівалентної ємності від 48...1900 пФ (коефіцієнт перелаштування 39,6) в робочому діапазоні частот (10 кГц...30 МГц).

### 3. ДОСЛІДЖЕННЯ ІНДУКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРІВ І ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ

#### 3.1. Визначення формули індуктивності низькочастотних транзисторів

На підставі аналізу теоретичної моделі в п. 1.3 індуктивний характер повинен спостерігатися у вхідній провідності транзистора, включеного за схемою з загальною базою при короткому замиканні за змінним струмом на виході. У зв'язку з цим розглянемо еквівалентну схему індуктивного транзистора (рис. 1.12), яку подамо у вигляді, зображеному на рис. 3.1. Ця схема отримана з врахуванням частотних і струмових апроксимацій. Ємність просторового заряду колектора  $C_{нк}$  включена в повну провідність  $Y_{22}^{TM}$ . Співвідношення для повних провідностей теоретичної моделі отримані на підставі рівнянь (1.6) і (1.7) із використанням перших двох членів розкладання в ряд гіперболічних функцій, що обмежує частотний діапазон справедливості еквівалентної схеми. Це обмеження можна зняти, якщо використовувати інші члени розкладання, але це приводить до громіздких виразів повних провідностей. Проте можна зробити так: зберегти перші два члени розкладання, а інші можна замінити поправочними коефіцієнтами [127]. Це рішення приводить до простих формул повних провідностей і розширює частотні границі справедливості еквівалентної схеми. Таким чином, значення повних провідностей теоретичної моделі транзистора мають вигляд

$$Y_{11}^{TM} = g_{11}(1 + j\omega \cdot T_o); \quad (3.1)$$

$$-Y_{12}^{TM} = \alpha_o^{TM} \cdot g_{22}(1 - j\omega \cdot T_o); \quad (3.2)$$

$$-Y_{21}^{TM} = \alpha_o^{TM} \cdot g_{11}(1 - j\omega \cdot T_o); \quad (3.3)$$

$$Y_{22}^{TM} = g_{22}(1 + j\omega \cdot T_o) + j\omega \cdot C_{ПК}, \quad (3.4)$$

де  $\alpha_o^{TM} = \operatorname{sch}\left(\frac{W_o}{L_n}\right)$ ;  $m$  і  $T_o$  – поправочні коефіцієнти, які визначені в роботі [127].

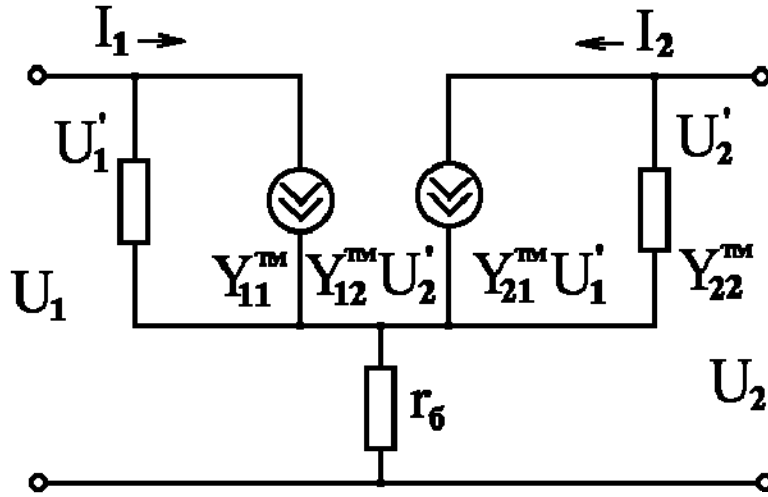


Рис. 3.1. Еквівалентна схема транзистора

Виходячи з еквівалентної схеми (рис. 3.1), можна записати систему рівнянь

$$U_1 = U_1' + (I_1 + I_2) \cdot r_{\bar{o}}; \quad (3.5)$$

$$U_2 = U_2' + (I_1 + I_2) \cdot r_{\bar{o}}. \quad (3.6)$$

Значення  $U_1'$  і  $U_2'$  визначаються на підставі співвідношень

$$U_1' = \frac{Y_{22}^{TM}}{\Delta^{TM}} I_1 - \frac{Y_{12}^{TM}}{\Delta^{TM}} I_2, \quad (3.7)$$

$$U_2' = -\frac{Y_{21}^{TM}}{\Delta^{TM}} I_1 + \frac{Y_{11}^{TM}}{\Delta^{TM}} I_2. \quad (3.8)$$

Підставляючи (3.7) і (3.8) у (3.5) і (3.6), будемо мати:

$$U_1 = \left( \frac{Y_{22}^{TM}}{\Delta^{TM}} - r_{\bar{o}} \right) I_1 - \left( \frac{Y_{12}^{TM}}{\Delta^{TM}} + r_{\bar{o}} \right) I_2; \quad (3.9)$$

$$U_2 = -\left( \frac{Y_{21}^{TM}}{\Delta^{TM}} - r_{\bar{o}} \right) I_1 - \left( \frac{Y_{11}^{TM}}{\Delta^{TM}} + r_{\bar{o}} \right) I_2, \quad (3.10)$$

де

$$\Delta^{TM} = Y_{11}^{TM} \cdot Y_{22}^{TM} - Y_{12}^{TM} \cdot Y_{21}^{TM}. \quad (3.11)$$

Еквівалентну схему на рис. 3.1 можна перетворити в більш компактну схему (рис. 3.2), у якій опір бази буде входити в повні провідності  $Y_{11}^{TM}, Y_{12}^{TM}, Y_{21}^{TM}, Y_{22}^{TM}$ .

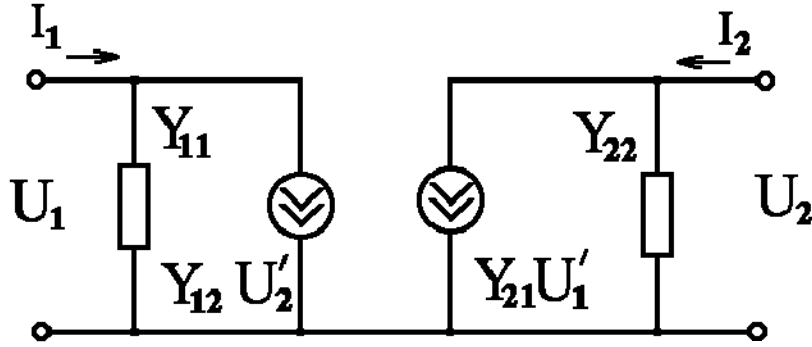


Рис. 3.2. Перетворена еквівалентна схема, в якій опір бази включено в повні провідності

Рівняння, що описують схему на рис. 3.2, мають вигляд

$$U_1 = \frac{Y_{22}}{\Delta} I_1 - \frac{Y_{12}}{\Delta} I_2; \quad (3.12)$$

$$U_2 = \frac{Y_{21}}{\Delta} I_1 - \frac{Y_{11}}{\Delta} I_2. \quad (3.13)$$

Оскільки схеми на рис. 3.1 і рис. 3.2 повинні бути еквівалентні, то і відповідні коефіцієнти в рівняннях, що їх описують, повинні бути рівні, тому

$$\frac{Y_{11}^{TM}}{\Delta^{TM}} + r_{\delta} = \frac{Y_{11}}{\Delta}; \quad (3.14)$$

$$\frac{Y_{21}^{TM}}{\Delta^{TM}} - r_{\delta} = \frac{Y_{21}}{\Delta}; \quad (3.15)$$

$$\frac{Y_{22}^{TM}}{\Delta^{TM}} + r_{\delta} = \frac{Y_{22}}{\Delta}; \quad (3.16)$$

$$\frac{Y_{12}^{TM}}{\Delta^{TM}} - r_{\delta} = \frac{Y_{12}}{\Delta}. \quad (3.17)$$

Величина  $\Delta$ , виражена у параметрах  $Y^{TM}$  і  $r_{\delta}$ , визначається шляхом вирахування добутку (3.15) і (3.17) із (3.14) і (3.16):

$$\frac{1}{\Delta} = \frac{1}{\Delta^{TM}} + r_{\delta} \frac{\sum Y^{TM}}{\Delta^{TM}}, \quad (3.18)$$

де

$$\sum Y^{TM} = Y_{11}^{TM} + Y_{12}^{TM} + Y_{21}^{TM} + Y_{22}^{TM}. \quad (3.19)$$

З рівняння (3.14) неважко визначити повну вхідну провідність:

$$Y_{11} = \frac{Y_{11}^{TM} + r_{\delta} \Delta^{TM}}{1 + r_{\delta} \sum Y^{TM}}. \quad (3.20)$$

Перед тим, як перейти до визначення  $Y_{11}$ , перепишемо вирази (3.1)–(3.4) у вигляді, більш зручному для подальших обчислень

$$Y_{11}^{TM} = g_{11}(1 + k); \quad (3.21)$$

$$-Y_{12}^{TM} = \alpha_o^{TM} \cdot g_{22}(1 - mk); \quad (3.22)$$

$$-Y_{21}^{TM} = \alpha_o^{TM} \cdot g_{11}(1 - mk); \quad (3.23)$$

$$Y_{22}^{TM} = g_{22}(1 + hk); \quad (3.24)$$

де

$$k = j\omega \cdot T_o; \quad (3.25)$$

$$h = 1 + \frac{C_{ПК}}{g_{22}} T_o. \quad (3.26)$$

Визначимо значення  $\Delta^{TM}$  і  $\sum Y^{TM}$ , необхідні для обчислення співвідношення (3.20):

$$\begin{aligned} \Delta^{TM} &= g_{11}g_{22}(1 + k)(1 + hk) - g_{11}g_{22}(\alpha_o^{TM})^2(1 - mk)^2 = \\ &= g_{11}g_{22}\left(\left(1 - (\alpha_o^{TM})^2\right) + k\left(1 + h + (\alpha_o^{TM})^2\right) + k^2\left(h - (\alpha_o^{TM})^2 m^2\right)\right); \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$\sum Y^{TM} = g_{11} \left( (1 - \alpha_o^{TM}) + k(1 + \alpha_o^{TM} m) \right). \quad (3.28)$$

При визначенні співвідношення (3.28) величинами  $Y_{22}^{TM}$  і  $Y_{12}^{TM}$  знехтували, оскільки вони на декілька порядків менші  $Y_{11}^{TM}$  і  $Y_{21}^{TM}$ .

Зробивши підстановку (3.27), (3.28) у (3.21), а (3.24) у (3.20), отримаємо значення

$$Y_{11} = g_{11} \frac{\left( 1 + r_{\bar{o}} g_{22} \left( 1 - (\alpha_o^{TM})^2 \right) \right) + k \left( 1 + r_{\bar{o}} g_{22} \left( 1 + h + 2m(\alpha_o^{TM})^2 \right) \right)}{1 + r_{\bar{o}} g_{11} \left( (1 - \alpha_o^{TM}) + k(1 + \alpha_o^{TM} m) \right)} + \frac{k^2 \left( r_{\bar{o}} g_{22} \left( h - (\alpha_o^{TM})^2 \right) m \right)}{1 + r_{\bar{o}} g_{11} \left( (1 - \alpha_o^{TM}) + k(1 + \alpha_o^{TM} m) \right)}. \quad (3.29)$$

Співвідношення (3.29) можна спростити, вважаючи що  $r_{\bar{o}} g_{22} \ll 1$ , отже

$$Y_{11} = g_{11} \frac{1 + k \left( 1 + r_{\bar{o}} g_{22} \left( 1 + h + 2m(\alpha_o^{TM})^2 \right) \right) + k^2 \left( r_{\bar{o}} g_{22} \left( h - (\alpha_o^{TM})^2 m^2 \right) \right)}{1 + r_{\bar{o}} g_{11} \left( (1 - \alpha_o^{TM}) + k(1 + \alpha_o^{TM} m) \right)}. \quad (3.30)$$

Для зручності запису введемо такі позначення:

$$A = 1 + r_{\bar{o}} g_{22} \left( 1 + h + 2m(\alpha_o^{TM})^2 \right), \quad (3.31)$$

$$B = r_{\bar{o}} g_{22} \left( h - m^2 (\alpha_o^{TM})^2 \right), \quad (3.32)$$

$$C = 1 + r_{\bar{o}} g_{11} \left( 1 - \alpha_o^{TM} \right), \quad (3.33)$$

$$D = r_{\bar{o}} g_{11} \left( 1 + m \alpha_o^{TM} \right). \quad (3.34)$$

З огляду на (3.31)–(3.34) рівняння (3.30) можна переписати в такому вигляді:

$$Y_{11} = g_{11} \frac{1 + j\omega \cdot T_o A - (\omega \cdot T_o)^2 B}{C + j\omega \cdot T_o D}. \quad (3.35)$$

На підставі виразу (3.35) визначимо повний вхідний опір. Це пов'язано з тим, що експериментальні дослідження проводилися саме щодо визначення складових повного опору. У такий спосіб

$$Z_{\text{вх}} = \frac{C + j\omega \cdot T_o D}{g_{11}(1 + j\omega \cdot T_o A - (\omega \cdot T_o)^2 B)}. \quad (3.36)$$

Проведемо поділ правої частини рівняння (3.36) на дійсну і уявну частини. Це необхідно зробити, тому що уявна частина визначає величину індуктивності, а відношення уявної частини до дійсної – величину добротності, отже

$$R_e(Z_{\text{вх}}) = R = \frac{C(1 - (\omega \cdot T_o)^2 B) + (\omega \cdot T_o)^2 DA}{g_{11}((1 - (\omega \cdot T_o)^2 B)^2 + (\omega \cdot T_o A)^2)}; \quad (3.37)$$

$$I_m(Z_{\text{вх}}) = X = \frac{\omega \cdot T_o (D(1 - (\omega \cdot T_o)^2 B) - AC)}{g_{11}((1 - (\omega \cdot T_o)^2 B)^2 + (\omega \cdot T_o A)^2)}; \quad (3.38)$$

$$L = \frac{X}{\omega} = \frac{T_o (D(1 - (\omega \cdot T_o)^2 B) - AC)}{g_{11}((1 - (\omega \cdot T_o)^2 B)^2 + (\omega \cdot T_o A)^2)}; \quad (3.39)$$

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{\omega \cdot T_o (D(1 - (\omega \cdot T_o)^2 B) - AC)}{C(1 - (\omega \cdot T_o)^2 B) + (\omega \cdot T_o)^2 DA}. \quad (3.40)$$

Рівняння (3.36), що визначає величини  $L$  і  $Q$ , можна спростити, вважаючи, що

$$\alpha_o^{TM} = \alpha_o; \quad (3.41)$$

$$1 + \alpha_o^{TM} m = 1,19; \quad (3.42)$$

$$A = 1 + r_o g_{22}(1 + h + 2m(\alpha_o^{TM})^2) \approx 1 + \frac{r_o C_{ПК}}{T_o}; \quad (3.43)$$

$$B = r_o g_{22} (h - m^2 (\alpha_o^{TM})^2) \approx \frac{r_o C_{ПК}}{T_o}. \quad (3.44)$$

Такі заміни є виправданими, оскільки помилка, що виникає в результаті проведення цих заміни, не перевищує 3% [127].

Визначимо частоту, на якій величина індуктивності має максимальне значення. Для цього необхідно взяти похідну за частотою від виразу (3.38) і прирівняти до нуля. У результаті цих перетворень одержимо рівняння четвертого степеня

$$T_o^3 g_{11} (2DB + 2(D - AC)(A^2 - 2B)) \omega^4 - 2T_o g_{11} B (T_o^4 D(A - 2B) + 2(D - AC)B - T_o^4 D(A^2 - 2B)) \omega^2 - 2T_o^3 DB^3 (2 - T_o^4) g_{11} = 0. \quad (3.45)$$

Його розв'язок можна подати у вигляді

$$\begin{aligned} \omega_{L \max} = & \left( \frac{2B(T_o^4 D(A^2 - 2B) + 2(D - AC)B - T_o^4 D(A^2 - 2B))}{T_o^4 (2DB + 2(D - AC)(A^2 - 2B))} + \right. \\ & + \left( \left( \frac{2B(T_o^4 D(A^2 - 2B) + 2(D - AC)B - T_o^4 D(A^2 - 2B))}{T_o^2 (2DB + 2(D - AC)(A^2 - 2B))} \right)^2 + \right. \\ & \left. \left. + \frac{2DB^3 (2 - T_o^4)}{(2DB + 2(D - AC)(A^2 - 2B))} \right)^{1/2} \right)^{1/2}. \end{aligned} \quad (3.46)$$

Підставляючи (3.46) у (3.39), неважко визначити максимальні значення індуктивності. Аналогічним способом визначається частота, на якій добротність набуває максимального значення:

$$\omega_{Q \max} = \left( \frac{T_o^3 (2(DA - CB)(D - AC) + 2DBC - (D - AC)(CB - DA))}{5T_o^5 DB(DA - CB)} + \right.$$

$$+ \left( \left( \frac{T_o^3 (DA - CB)(D - AC) + 3DBC - (D - AC)(CB - DA)}{5T_o^5 DB(D - CB)} \right)^2 + \right. \\ \left. + \frac{T_o C(AC - D)}{5T_o^5 DB(DA - CB)} \right)^{1/2} \Bigg)^{1/2}. \quad (3.47)$$

Максимальна величина добротності визначається підстановкою (3.47) у (3.40).

Таким чином, ми визначили теоретичні залежності основних параметрів транзисторної індуктивності від частоти, режиму живлення, температури й інших факторів. Для доказу справедливості отриманих співвідношень необхідно порівняти їх з експериментальними результатами.

### 3.2. Частотна залежність параметрів транзисторної індуктивності

Залежність параметрів транзисторної індуктивності від частоти, режиму живлення й інших факторів визначається залежністю дійсної та уявної частин їх повного вхідного опору від цих факторів. Для більш наочного подання розглянутих залежностей перепишемо рівняння (3.37) і (3.38) з урахуванням (3.41)–(3.44) у вигляді, вираженому через параметри транзисторів. Поправочні коефіцієнти мають значення  $m = 0,21$  і  $T = 1,04/\omega_\alpha$ . Провідність  $g_{11}$  дорівнює зворотній величині опору емітера.

Таким чином,

$$R = \frac{(r_e + r_o(1 - \alpha_o)) \left( 1 - \frac{\omega^2 r_o C_{ПК} 1,04}{\omega_\alpha} \right) + \left( \frac{1,04 \omega}{\omega_\alpha} \right)^2 1,19 \cdot r_o \left( 1 + \frac{r_o \omega_\alpha C_{ПК}}{1,04} \right)}{\left( 1 - \frac{1,04 \omega^2 r_o C_{ПК}}{\omega_\alpha} \right)^2 + \left( \frac{1,04 \omega}{\omega_\alpha} \right)^2 \left( 1 + \frac{r_o C_{ПК} \omega_\alpha}{1,04} \right)^2}; \quad (3.48)$$

$$X = \frac{\frac{1,04\omega}{\omega_\alpha} \left( 1,19 \cdot r_{\bar{o}} \left( 1 - \frac{\omega^2 r_{\bar{o}} C_{ПК} 1,04}{\omega_\alpha} \right) - (r_e + r_{\bar{o}}(1 - \alpha_o)) \left( 1 + \frac{r_{\bar{o}} \omega_\alpha C_{ПК}}{1,04} \right) \right)}{\left( 1 - \frac{1,04\omega^2 r_{\bar{o}} C_{ПК}}{\omega_\alpha} \right)^2 + \left( \frac{1,04\omega}{\omega_\alpha} \right)^2 \left( 1 + \frac{r_{\bar{o}} C_{ПК} \omega_\alpha}{1,04} \right)^2}. \quad (3.49)$$

На основі (3.48) і (3.49) запишемо значення індуктивності і добротності

$$L = \frac{\frac{1,04}{\omega_\alpha} \left( 1,19 \cdot r_{\bar{o}} \left( 1 - \frac{\omega^2 r_{\bar{o}} C_{ПК} 1,04}{\omega_\alpha} \right) - (r_e + r_{\bar{o}}(1 - \alpha_o)) \left( 1 + \frac{r_{\bar{o}} \omega_\alpha C_{ПК}}{1,04} \right) \right)}{\left( 1 - \frac{1,04\omega^2 r_{\bar{o}} C_{ПК}}{\omega_\alpha} \right)^2 + \left( \frac{1,04\omega}{\omega_\alpha} \right)^2 \left( 1 + \frac{r_{\bar{o}} C_{ПК} \omega_\alpha}{1,04} \right)^2}; \quad (3.50)$$

$$Q = \frac{\frac{1,04}{\omega_\alpha} \left( 1,19 \cdot r_{\bar{o}} \left( 1 - \frac{\omega^2 r_{\bar{o}} C_{ПК} 1,04}{\omega_\alpha} \right) - (r_e + r_{\bar{o}}(1 - \alpha_o)) \left( 1 + \frac{r_{\bar{o}} \omega_\alpha C_{ПК}}{1,04} \right) \right)}{(r_e + r_{\bar{o}}(1 - \alpha_o)) \left( 1 - \frac{1,04\omega^2 r_{\bar{o}} C_{ПК}}{\omega_\alpha} \right) + \left( \frac{1,04\omega}{\omega_\alpha} \right)^2 \cdot 1,19 r_{\bar{o}} \cdot \left( 1 + \frac{r_{\bar{o}} C_{ПК} \omega_\alpha}{1,04} \right)}. \quad (3.51)$$

Аналіз рівняння (3.48) показує, що при частотах  $\omega \ll \omega_\alpha$  збільшення активної складової пов'язане зі зростанням складової  $\left( \frac{1,04\omega}{\omega_\alpha} \right)^2 \cdot 1,19 r_{\bar{o}} \cdot \left( 1 + \frac{r_{\bar{o}} C_{ПК} \omega_\alpha}{1,04} \right)$ . При значенні частот, що наближаються до граничної  $\omega_\alpha$  і вище, починає виявлятися вплив складової  $(r_e + r_{\bar{o}}(1 - \alpha_o)) \left( 1 - \frac{1,04\omega^2 r_{\bar{o}} C_{ПК}}{\omega_\alpha} \right)$ , що прагне зменшити величину активної складової. У підсумку це приводить до того, що вона залиша-

ється незмінною. На частотах більших граничної частоти, обумовлені колом колектора, може спостерігатися навіть зменшення величини  $R$ .

Реактивна складова має більш складну залежність від частоти. В області частот нижче  $\omega_\alpha$  відбувається її збільшення, викликане зростанням множника  $\omega/\omega_\alpha$ . У діапазоні частот, коли час проходження носіїв струму через базову область дорівнює періоду прикладених коливань, реактивна складова досягає максимального значення і подальше збільшення частоти приводить до її зменшення і потім зумовлює перехід реактивної складової з індуктивного в ємнісний характер. На основі (3.49) визначимо значення частоти, при якій змінюється характер повного вхідного опору:

$$\omega_{x=0} = \sqrt{\frac{\omega_\alpha \omega_\kappa}{1,24 r_\delta} \left( 1,19 r_\delta - (r_e + r_\delta (1 - \alpha_o)) \left( 1 + \frac{\omega_\alpha}{1,04 \omega_\kappa} \right) \right)}, \quad (3.52)$$

де

$$\omega_\kappa = \frac{1}{r_\delta C_{ПК}}.$$

Як видно з (3.52), значення  $\omega_{x=0}$  істотно залежить від режиму живлення транзистора за постійним струмом і це створює передумови для керування характером повного опору в пристроях радіоелектроніки.

На рис. 3.3 подані експериментальні і розрахункові криві активної і реактивної складових повного вхідного опору від частоти при різних струмах емітера для транзистора 2SD37 фірми FUJITSU. Розрахунок проводився відповідно до рівнянь (3.37) і (3.38). Дані для розрахунку отримані в результаті вимірювань параметрів транзистора. Як видно з графіка, спостерігається гарний збіг експериментальних і розрахункових кривих. Експериментальні дослідження частотних залежностей складових повного опору для інших типів транзисторів показали їхній однотипний характер і різняться лише в кількісних показниках, обумовлених видом вихідного матеріалу (германій або кремній), тому вони в тексті не наводяться.

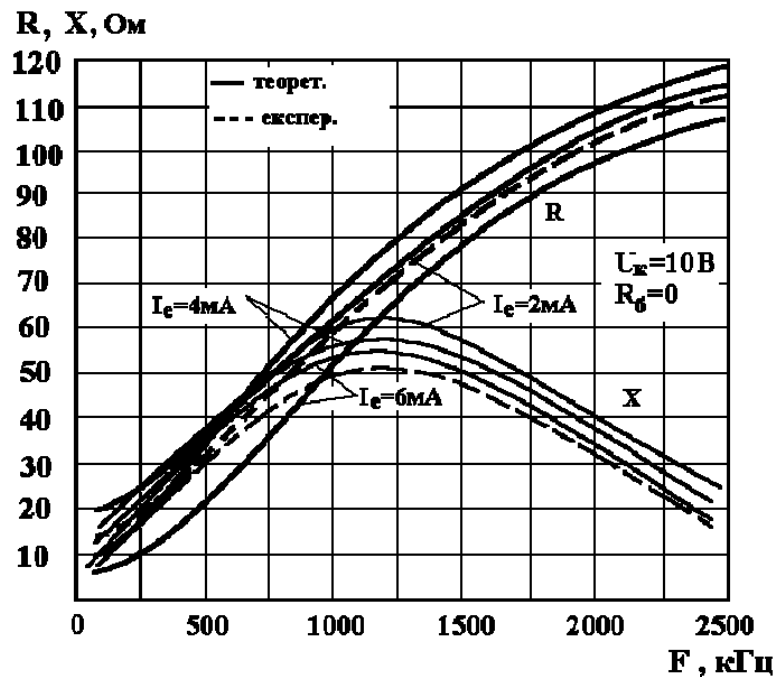


Рис. 3.3. Графіки експериментальної і розрахункової залежностей активної та реактивної складових повного опору від частоти

На рис. 3.4 наводяться графіки зміни індуктивності з частотою при різних струмах емітера. Максимальне значення індуктивності лежить на частоті, визначеній відповідно до формули (3.46). Зміна індуктивності з частотою визначається характером зміни реактивної складової вхідного опору.

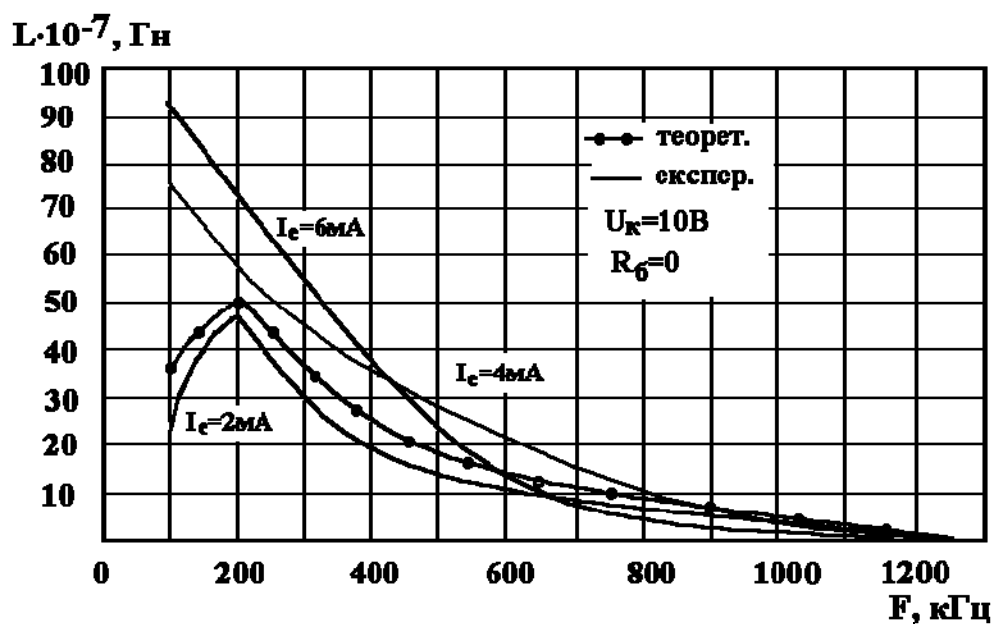


Рис. 3.4. Графіки експериментальної і розрахункової залежностей індуктивності від частоти

Графічні залежності добротності від частоти наведені на рис. 3.5. Відповідно до рівняння (3.47) максимальне значення добротності спостерігається на певній частоті, що значно нижче граничної частоти  $\omega_\alpha$ . Із зростанням струму емітера добротність збільшується, що пояснюється зменшенням величини емітерного опору.

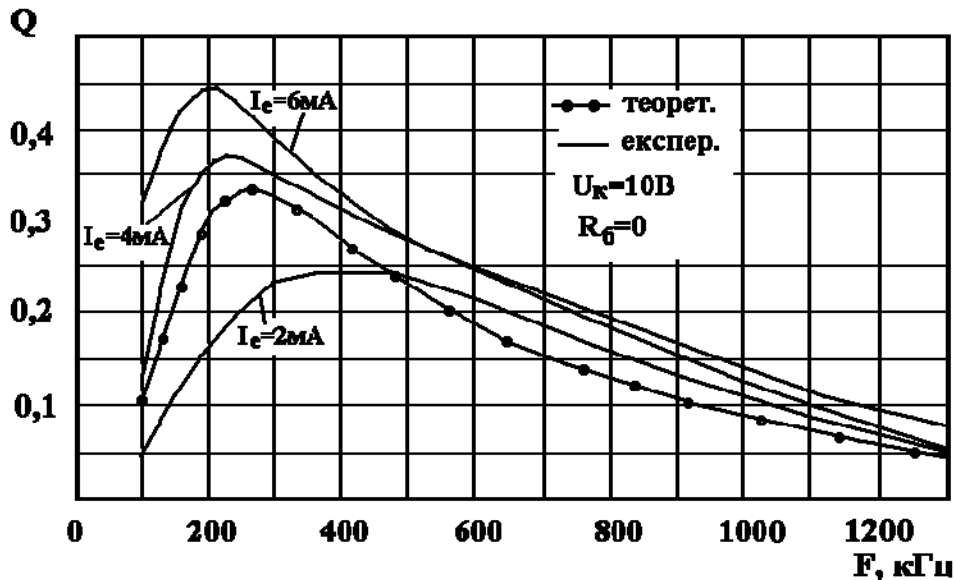


Рис. 3.5. Графіки експериментальної і теоретичної залежностей добротності від частоти

### 3.3. Залежність параметрів транзисторної індуктивності від режиму живлення з постійного струму

Зміна режиму живлення транзистора з постійного струму здійснює істотний вплив на параметри індуктивності. Основними підставами залежності цих параметрів є:

- 1) дифузійні опори і ємності біполярного транзистора залежать від струму зміщення;
- 2) рівень інжекції змінює величину ефективного коефіцієнта дифузії;
- 3) середня товщина бази є функцією напруги колектор-база [68, 69, 128].

Розглянемо більш докладно залежність параметрів, що входять в активну і реактивну складові повного опору, від умов зміщення. Ни-

зкочастотні значення коефіцієнта підсилення за струмом  $\alpha_o$  визначаються формулою [68, 69, 128]

$$\alpha_o = sch\left(\frac{W_o}{L_n}\right). \quad (3.53)$$

Рівняння (3.53) показує, що  $\alpha_o$  є функцією  $W_o$ , а  $W_o$  – функцією напруги колектор-база  $U_k$ , тобто  $\alpha_o$  можна розглянути як функцію  $U_k$ . Оскільки ця функція відома, вона може бути розкладена в ряд Тейлора. Таким чином, якщо залишити тільки члени першого порядку, то

$$\Delta\alpha_o = \frac{\partial\alpha_o}{\partial W_o} \cdot \frac{\partial W_o}{\partial U_k} \Delta U_k. \quad (3.54)$$

Підставивши рівняння (3.53) у (3.54), одержимо:

$$\Delta\alpha_o = -\frac{1}{L_n} sch\left(\frac{W_o}{L_n}\right) \cdot \frac{\partial W_o}{\partial U_k} \Delta U_k. \quad (3.55)$$

Вираз (3.55) зв'язує зміну  $\alpha_o$  з  $U_k$ . Член  $\frac{\partial W_o}{\partial U_k}$  залежить від типу колекторного переходу [67]. Таким чином, при збільшенні зворотної напруги на колекторному переході його область розширюється, а база звужується, що приводить до збільшення  $\alpha_o$ .

Зміна струму емітера позначається на коефіцієнті  $\alpha_o$  [67, 127, 129]. Із зростанням струму емітера до 2,5 мА значення  $\alpha_o/(1-\alpha_o)$  різко зростає, досягаючи максимуму, і потім зменшується. Це явище можна пояснити таким чином. При збільшенні струму емітера до 2,5 мА збільшується рівень інжекції неосновних носіїв у базову область, у результаті чого збільшується провідність бази, що спричиняє збільшення ефективного значення коефіцієнта дифузії, а це у свою чергу еквівалентно зростанню  $\alpha_o/(1-\alpha_o)$ . Подальше зростання струму емітера

приводить до зменшення часу життя неосновних носіїв у базовій області, що збільшує ступінь об'ємної рекомбінації і протидіє збільшенню ефективного значення коефіцієнта дифузії дірок і сприяє зменшенню  $\alpha_o / (1 - \alpha_o)$ .

Розглянемо залежність  $\omega_\alpha$  із зміною струму емітера і напруги на колекторі. Зв'язок  $\omega_\alpha$  з  $D_n$  і  $W_o$  визначається формулою [68]

$$\omega_\alpha = \frac{2,43 \cdot D_n}{W_o^2}. \quad (3.56)$$

Із збільшенням рівня інжекції зростає  $D_n$  і це приводить до збільшення  $\omega_\alpha$ . При збільшенні напруги на колекторі  $W_o$  зменшується, тому, знаючи залежність  $\omega_\alpha(U_k)$ , її можна подати у вигляді ряду Тейлора. Якщо залишити тільки член першого порядку, то

$$\Delta\omega_\alpha = \frac{4,86 \cdot D_n}{W_o^2} \cdot \frac{\partial W_o}{\partial U_k}. \quad (3.57)$$

Опори емітера і бази зменшуються зі збільшенням струму емітера. Збільшення напруги на колекторі приводить до зменшення зарядної ємності колекторного переходу і збільшення опору бази. Таким чином, ми розглянули залежність параметрів, які входять у співвідношення (3.48) і (3.49), від режиму живлення це дозволяє передбачити їхню зміну при різних струмах зсуву і напруги.

На рис. 3.6 показані експериментальні залежності активної і реактивної складових для транзистора типу 2SB37 від зміни струму емітера. Активна складова зі збільшенням струму емітера різко зменшується і при значеннях струму емітера більше 5 мА незначно змінюється. Це в основному, зумовлено зміною опору емітера і, у меншому ступені, впливом інших змінних параметрів, які входять у співвідношення (3.48). Цікаві результати отримані при дослідженні реактивної складової при зміні струму емітера. Як видно з графіка, при значеннях струму емітера більш 1 мА ємнісний характер повного опору дифузійної ємності емітера більший індуктивного, що пов'язано з процесом

ми переносу носіїв в області бази, і тому характер повного опору є ємнісним. Це відповідає умові, при якій доданок рівняння (3.49)

$$(r_e + r_o(1 - \alpha_o)) \left( 1 + \frac{r_o \omega_\alpha C_{ПК}}{1,04} \right) > 1,19 \cdot r_o \left( 1 - \frac{\omega^2 r_o C_{ПК} 1,04}{\omega_\alpha} \right).$$

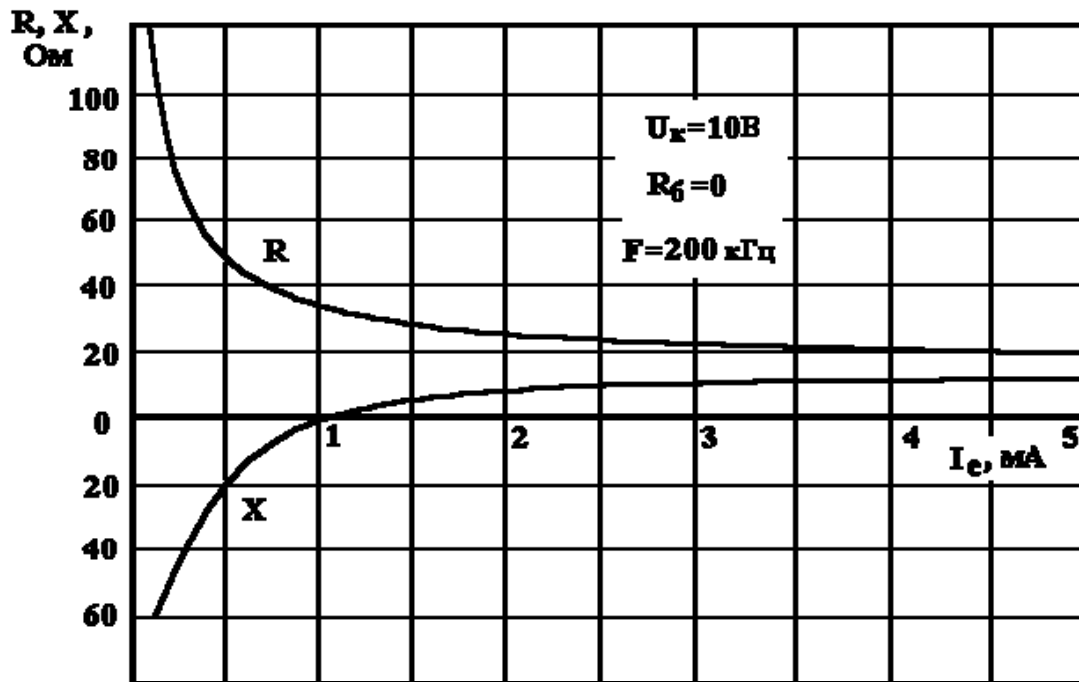


Рис. 3.6. Графіки експериментальних залежностей активної та реактивної складових опору від зміни струму емітера

Порівняння залежності індуктивності від зміни постійної прикладеної напруги теоретичної моделі (рис. 1.13) з експериментальними результатами (рис. 3.7) показують їхній різноманітний характер. Збільшення струму емітера в реальному транзисторі приводить до збільшення індуктивності і добротності. Характер зміни цих параметрів пояснюється характером зміни активної і реактивної складових повного опору від струму емітера.

Зміна напруги на колекторі (рис. 3.8) відповідає незначній зміні  $L$  і  $Q$ . Це пояснюється тим, що  $\alpha_o$ ,  $r_o$  і  $\omega_\alpha$  не значно змінюються, а зміна зарядної ємності колектора хоч і є значною, але не надає істотного

впливу на  $X$  і  $R$ , оскільки один доданок чисельника (3.48) і (3.49) збільшується, а інший зменшується на ту ж величину.

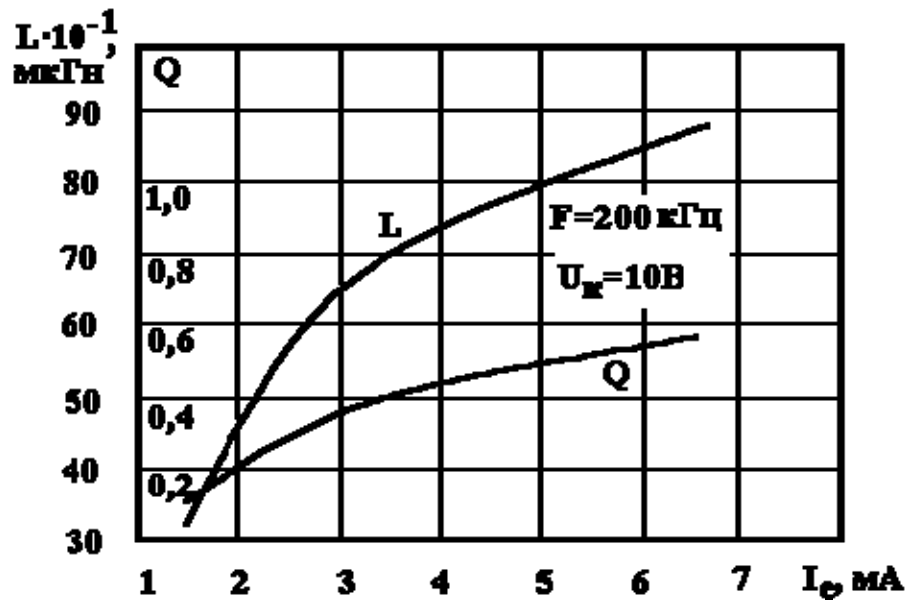


Рис. 3.7. Графіки залежностей індуктивності та добротності від зміни струму емітера

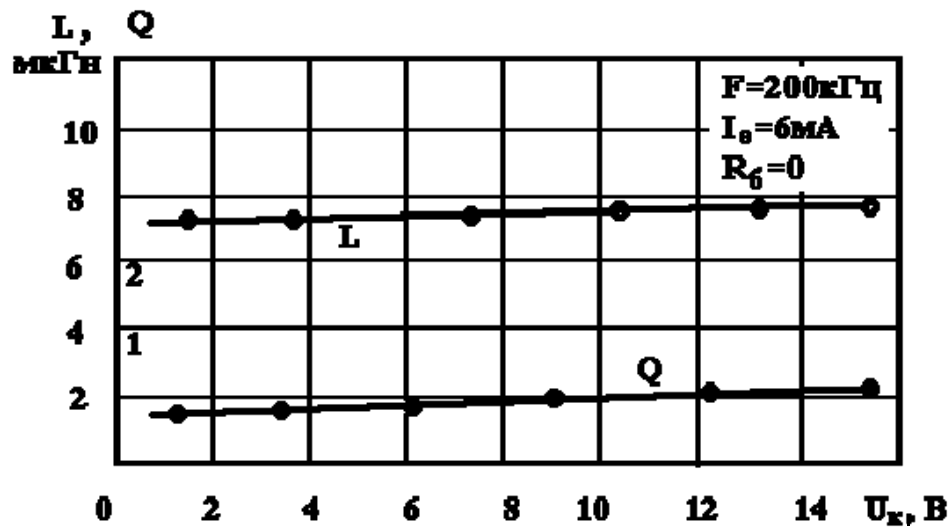


Рис. 3.8. Графіки залежностей добротності та індуктивності від зміни напруги на колекторному переході

Властивість транзисторної індуктивності змінювати характер вхідного опору від струму емітера може знайти широке практичне використання у фазообертачах, перемикачах, електронному підстроюванні контурів і т. д.

### 3.4. Залежність індуктивності від зміни величини базового опору, температури і величини вхідного сигналу

Аналіз формул (3.48) і (3.49) показує, що опір бази здійснює істотний вплив на величини індуктивності і добротності. З одного боку, збільшення опору бази приводить до зростання індуктивності, а з іншого боку, гранична частота транзистора зменшується. Це зменшує робочий діапазон пристрою, що використовує індуктивний транзистор. Таким чином, існує оптимальна величина базового опору, при якому можливо одержати найбільші значення індуктивності і добротності при потрібній робочій частоті. Практично опір бази легко змінювати вмиканням додаткового зовнішнього активного опору в колі бази. На рис. 3.9 наведено розрахункові й експериментальні залежності активної і реактивної складових вхідного опору від величини опору в колі бази. При невеликих значеннях опору (до 300 Ом) спостерігається зростання активної і реактивної складових зі збільшенням базового опору. При великих значеннях величини базового опору ріст реактивної складової сповільнюється і може навіть зменшитися. Це пояснюється різким зменшенням граничної частоти кола колектора.

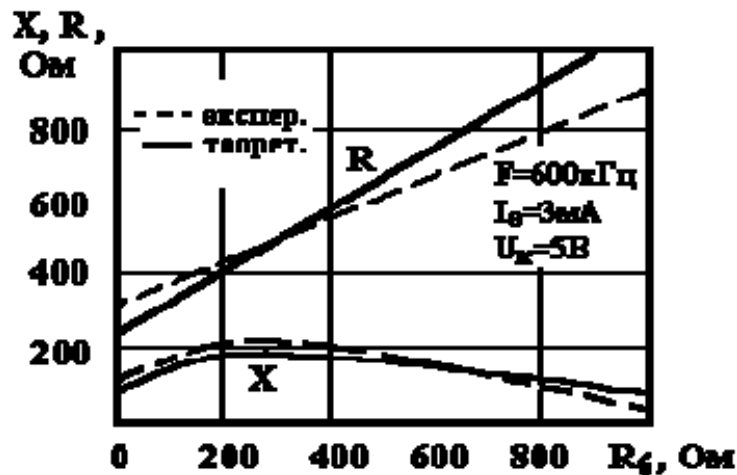


Рис. 3.9. Графіки експериментальної та теоретичної залежностей активної і реактивної складових імітансу від зміни базового опору для транзистора КТ104

Залежність повного опору від величини базового опору можна використовувати для керування активної і реактивної складових вхідного опору індуктивного транзистора [130]. Цей висновок підтверджується дослідженням вхідного опору індуктивного транзистора, у коло бази якого було включено регульований опір (рис. 3.10). Таким опором є двобазовий діод, включений у коло бази транзистора своїми базовими виводами. Опір базової області між базовим виводом і р-п переходом, до якого прикладена напруга відпирання, буде змінюватися зі зміною струму, який протікає через р-п перехід. Зміна опору шару напівпровідника двохбазового діода керує величиною реактивної складової повного опору індуктивного транзистора, а отже, і величиною індуктивності. На рис. 3.11 показано експериментальну залежність індуктивності від струму керування, що протікає через двобазовий діод. Найбільше керування здійснюється в області струмів до 5 мА. Зростання струму керування на 5 мА викликає зменшення індуктивності майже в 2 рази. Експерименти проводилися на частоті 200 кГц з індуктивним транзистором, створеним на основі транзистора типу GS109.

Зміна температури навколишнього середовища позначається на значеннях параметрів, що входять у вираз  $L$  і  $Q$ . Це приводить до небажаних явищ при практичному використанні транзисторних індуктивностей. У зв'язку з цим розглянемо температурну залежність параметрів транзистора, що визначають активну і реактивну складові повного опору.

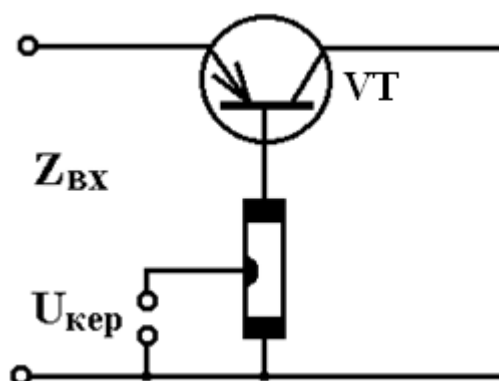


Рис. 3.10. Схема включення транзистора керованого струмом в колі бази

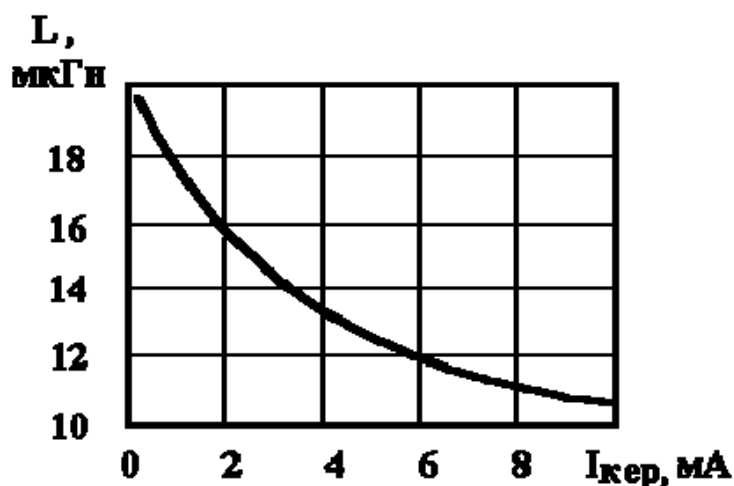


Рис. 3.11. Графік залежності індуктивності від струму керування

Залежність статичного коефіцієнта підсилення за струмом від температури виражається через температурну залежність складових, які визначають його аналітичну залежність:

$$\alpha_o = \frac{1 - W_o^2 / L_{p\delta}^2}{1 + \rho_e W_o / (\rho_\delta L_{ne})}, \quad (3.58)$$

де  $W_o$  – ширина бази;  $\rho_e$ ,  $\rho_\delta$  – питомі опори області емітера і бази;  $L_{p\delta}$  і  $L_{ne}$  – дифузійні довжини дірок в області бази й електронів в області емітера. Будемо вважати, що  $W_o$  не залежить від температури,  $L_{p\delta}$  і  $L_{ne}$  незначно змінюються від температури,  $\rho_e$  практично не залежить від температури, а  $\rho_\delta$  значно збільшується зі зростанням температури. Врахувавши всі ці факти, можна констатувати, що при збільшенні температури величина  $\alpha_o$  буде зростати, що підтверджується експериментальними дослідженнями.

Залежність внутрішнього активного опору бази від температури пояснюється таким чином: питомий опір базового матеріалу зростає з температурою [68, 69, 128], а внутрішній активний опір бази відповідно до спрощеної формули  $r'_\delta = \frac{\rho_\delta}{W_o}$  знаходиться в прямій залежності від питомого опору базового матеріалу, отже, він також буде зростати.

Залежність граничної частоти підсилення за струмом в схемі з загальною базою виражається формулою

$$f_{\alpha} = \frac{1,22kT\mu_p}{\pi \cdot q \cdot W_{ef}^2}. \quad (3.59)$$

З цієї формули очевидно, що  $f_{\alpha}$  пропорційна температурі  $T$  і рухливості дірок  $\mu_p$ , що спадає зі зростанням температури за законом  $T^{-3/2}$ . Таким чином, загальний ефект буде такий, що  $f_{\alpha}$  буде зменшуватися зі зростанням температури.

Опір емітера  $r_e = \frac{kT}{qI_e}$  збільшується пропорційно збільшенню температури.

Зарядна ємність колектора зменшується незначно зі збільшенням температури, оскільки контактна різниця потенціалів переходу колектор-база, що стоїть в знаменнику виразу для  $C_{ПК}$ , за своєю величиною значно менша колекторної постійної напруги і зростає пропорційно температурі [67].

Таким чином, урахувавши температурні зміни всіх параметрів, що входять у (3.48) і (3.49), очікується збільшення активної і реактивної складових зі зростанням температури. Дійсно, цей висновок підтверджують експериментальні дослідження. На рис. 3.12 показані температурні залежності активної й реактивної складових вхідного опору. Як очевидно з графіка, реактивна частина в області низьких частот (200 кГц) при збільшенні температури на 60° збільшилася на 10 Ом при зовнішньому опорі бази, рівному 110 Ом, а в області високих частот (1 МГц) зміна реактивного опору була 20 Ом, що складає 32,4 %. Активна частина при тій же зміні температури на частоті 200 кГц збільшилася на 87 %. З цього графіка також очевидно, що гранична частота при зміні температури на 60° зменшилась на 16,7 %. Ці дослідження відносяться до дослідних зразків транзисторів, виготовлених із германію n-типу з питомим опором 0,2 Ом · см.

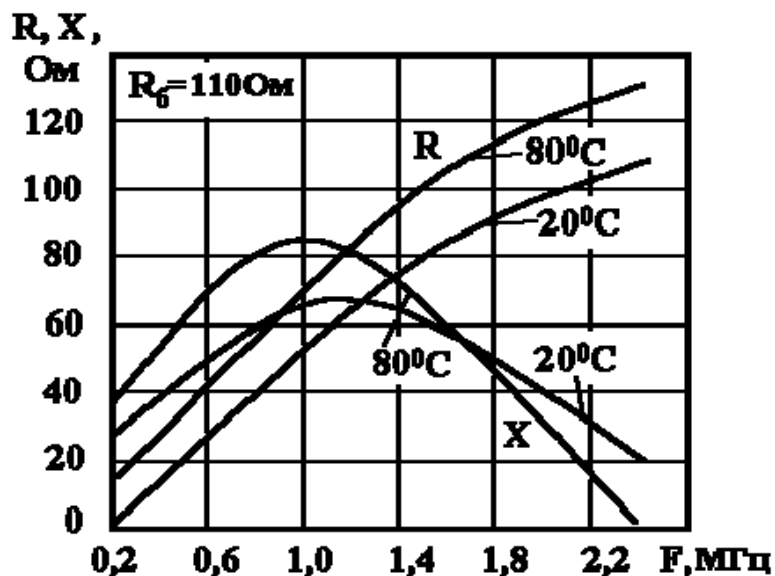


Рис. 3.12. Графіки залежностей активної і реактивної складових повного опору від частоти при різних значеннях температури

Одним із припущень при розгляді процесів переносу носіїв у базовій області транзистора є малий рівень інжекції. Проте на практиці величина змінного сигналу може бути настільки великою, що порушується справедливність еквівалентної схеми. У теоретичному плані ці питання досліджувались у роботах [131–133]. Розглянемо експериментальні залежності активної й реактивної складових повного опору від величини амплітуди вхідного сигналу (рис. 3.13). Як видно з графіка, найбільшої зміни зазнає активна складова.

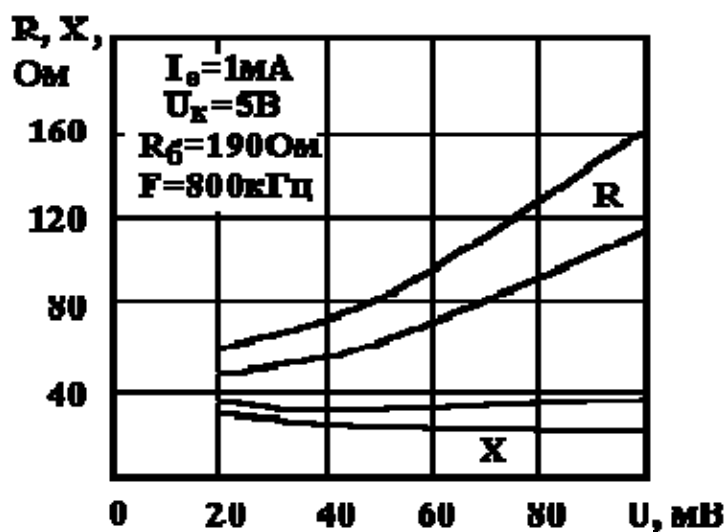


Рис. 3.13. Графіки залежності активної і реактивної складових повного опору від зміни амплітуди вхідного сигналу

Таким чином, розглядаючи транзисторну індуктивність як аналог індуктивного елемента, можна сказати, що він характеризується невеликим значенням добротності, і максимальна величина індуктивності лежить у діапазоні десятків мікрогенрі [134–154]. Для збільшення добротності індуктивного транзистора необхідно компенсувати втрати енергії на активній складовій вхідного опору. Вмикання емітерного повторювача послідовно з індуктивним транзистором дозволяє значно розширити область значень індуктивності.

### 3.5. Дослідження індуктивних властивостей транзистора з позитивною реактивністю в колі бази

Одним із методів підвищення добротності і розширення діапазону значень індуктивності є включення позитивної реактивності в коло бази [155]. Проте це суперечить нашим завданням одержання індуктивності без зовнішніх пасивних індуктивностей. Це протиріччя усувається, якщо в якості позитивної реактивності використовувати індуктивний транзистор, включений у коло бази.

На основі теоретичного розрахунку й експериментальних досліджень покажемо, що включення позитивної реактивності в коло бази індуктивного транзистора дозволяє підвищити його добротність і значення індуктивності. На рис. 3.14 наведена схема такого пристрою. Його еквівалентне коло можна подати у вигляді, зображеному на рис. 3.2, вважаючи при цьому, що опір бази є комплексною величиною і входить у повні провідності теоретичної моделі. Отже, повний вхідний опір описується рівнянням

$$Z_{\text{ex}} = \frac{1 + (r_{\bar{o}} + j\omega \cdot L) \sum Y^{TM}}{Y_{11}^{TM} + (r_{\bar{o}} + j\omega \cdot L) \Delta^{TM}}. \quad (3.60)$$

Провівши поділ рівняння (3.60) на дійсну і уявну частини при підстановці значень (3.27) і (3.28), одержимо значення активної і реактивної складових повного опору:

$$R = \frac{(C - \omega^2 T_o L D'')(1 - \omega^2 T_o (L A'' + T_o B)) + \omega^2 T_o (L C'' + T_o D)(A - \omega^2 T_o L B'')}{g_{11}((1 - \omega^2 T_o (L A'' + T_o B))^2 + (\omega T_o)^2 (A - \omega^2 T_o L B'')^2)}; \quad (3.61)$$

$$X = \frac{\omega((L C + T_o D)(1 - \omega^2 T_o (L A'' + T_o B)) - (C - \omega^2 T_o L D'') T_o (A - \omega^2 T_o L B''))}{g_{11}((1 - \omega^2 T_o (L A'' + T_o B))^2 + (\omega T_o)^2 (A - \omega^2 T_o L B'')^2)}. \quad (3.62)$$

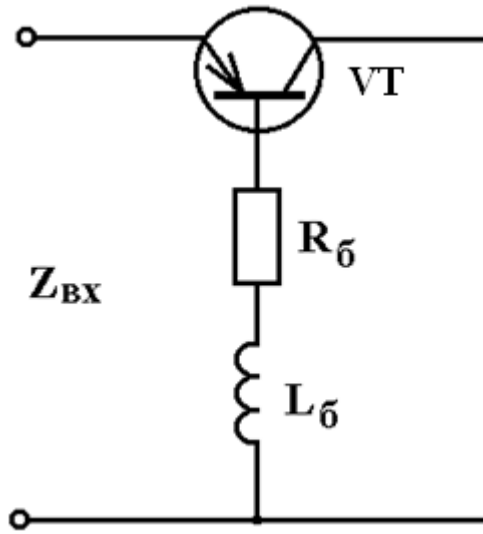


Рис. 3.14. Електрична схема транзистора з додатною реактивністю в колі бази

Величини, що входять у рівняння (3.61) і (3.62), мають такий зміст:

$$A = 1 + r_o g_{22} (1 + h + 2m\alpha_o^2); \quad (3.63)$$

$$A'' = g_{22} (1 + h + 2m\alpha_o^2); \quad (3.64)$$

$$B = r_o g_{22} (h - (m\alpha_o)^2); \quad (3.65)$$

$$B'' = g_{22} (h - (m\alpha_o)^2); \quad (3.66)$$

$$C = 1 + r_o g_{11} (1 - m\alpha_o); \quad (3.67)$$

$$C'' = g_{11} (1 - m\alpha_o); \quad (3.68)$$

$$D = r_o g_{11} (1 + m\alpha_o); \quad (3.69)$$

$$D'' = g_{11} (1 + m\alpha_o). \quad (3.70)$$

Під  $L$  розуміється значення індуктивності, включеної в коло бази. На основі рівнянь (3.61) і (3.62) визначимо значення еквівалентної індуктивності і добротності:

$$L_{екв} = \frac{(LC'' + T_o D)(1 - \omega^2 T_o (LA'' + T_o B))}{g_{11}((1 - \omega^2 T_o (LA'' + T_o B))^2 + (\omega T_o)^2 (A - \omega^2 T_o LB'')^2)} - \frac{(C - \omega^2 T_o LD'')T_o (A - \omega^2 T_o LB'')}{g_{11}((1 - \omega^2 T_o (LA'' + T_o B))^2 + (\omega T_o)^2 (A - \omega^2 T_o LB'')^2)}; \quad (3.71)$$

$$Q_{екв} = \frac{\omega(LC'' + T_o D)(1 - \omega^2 T_o (LA'' + T_o B))}{(C - \omega^2 T_o LD'')((1 - \omega^2 T_o (LA'' + T_o B)) + \omega^2 T_o (A - \omega^2 T_o LB'')(LC'' + T_o D))} - \frac{\omega(C - \omega^2 T_o LD'')T_o (A - \omega^2 T_o LB'')}{(C - \omega^2 T_o LD'')((1 - \omega^2 T_o (LA'' + T_o B)) + \omega^2 T_o (A - \omega^2 T_o LB'')(LC'' + T_o D))}. \quad (3.72)$$

Аналіз рівнянь (3.61) і (3.62) показує залежність активної і реактивної складових від частоти. При значеннях індуктивного опору, зрівняного з опором бази транзистора, доданок  $C < \omega^2 T_o LD''$ . Це приводить до того, що абсолютне значення чисельника (3.61) із ростом частоти зменшується і навіть може приймати від'ємне значення, оскільки  $1 \gg \omega^2 T_o (LA'' + T_o B)$  і  $A \gg \omega^2 T_o LB''$ . Реактивна складова зі збільшенням частоти зростає в силу пропорційності її значення частоті, крім того величина чисельника рівняння (3.62) приймає додатні значення і зростає зі збільшенням частоти.

На рис. 3.15 наведені експериментальна і розрахункова графічні залежності активної і реактивної складових від частоти для транзистора GS112. Як видно з графіка, спостерігається зростання реактивної складової, зменшення активної складової і потім перехід її в область від'ємних значень. На частоті, при якій активна складова близька до нуля, можна одержати максимальне значення добротності еквівалентної індуктивності. Її величина в області малих значень добротності зменшується з частотою, а в області великих значень зростає зі збільшенням частоти (рис. 3.16).

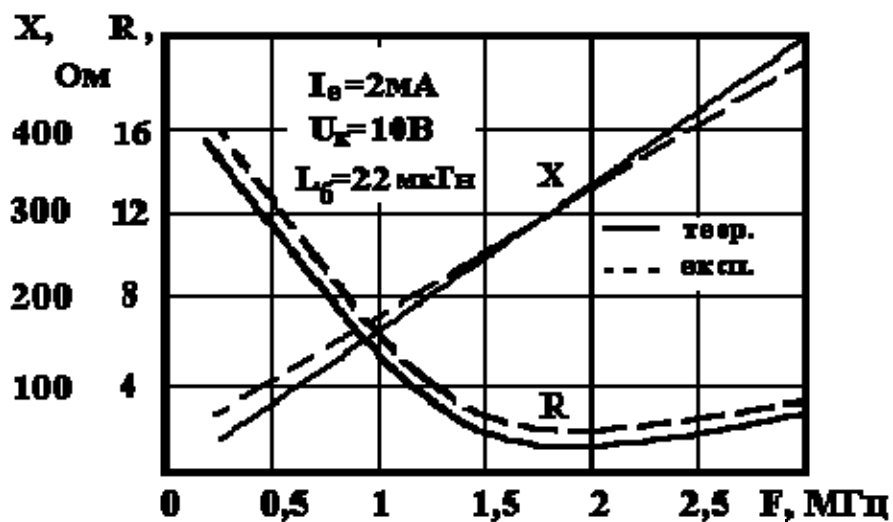


Рис. 3.15. Експериментальна та теоретична графічні залежності активної і реактивної складових повного опору від частоти

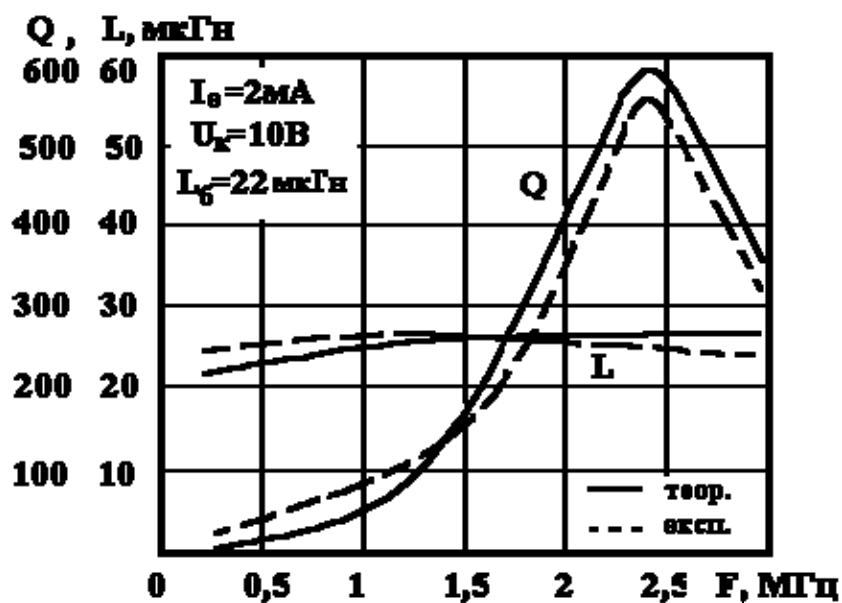
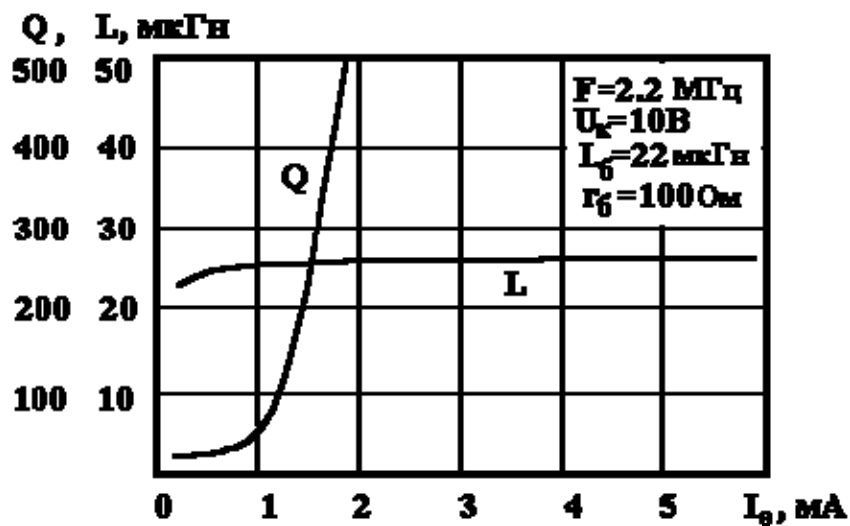
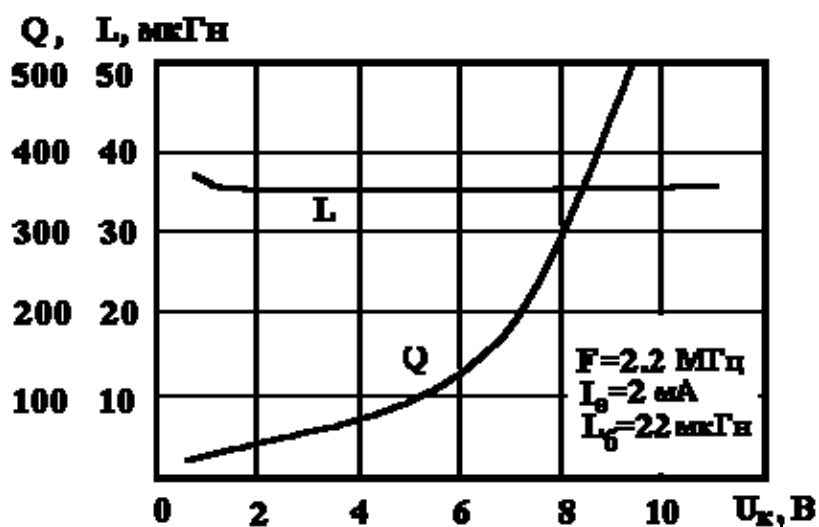


Рис. 3.16. Теоретична і експериментальна графічні залежності індуктивності і добротності від частоти

Зміна режиму живлення за постійним струмом впливає на величину еквівалентної індуктивності і добротності (рис. 3.17). Це дозволяє проводити електричне регулювання параметрів транзисторної індуктивності. Підключення ємності до входніх затискачів цього пристрою дозволяє побудувати генератор синусоїдальних коливань при компенсації втрат енергії в ньому за рахунок від'ємних значень активної складової повної опору транзистора з позитивною реактивністю в колі бази.



а)



б)

Рис. 3.17. Графічні залежності індуктивності й добротності від струму емітера (а) і напруги на колекторі (б)

### 3.6. Дослідження індуктивних властивостей складених транзисторів

Позитивний реактивний опір, який включається в коло бази транзистора для підвищення добротності й індуктивності, можна замінити транзистором.

Таким чином, ми одержимо схему складеного транзистора, яка наведена на рис. 3.18. Вхідний опір цієї схеми неважко розрахувати, використовуючи раніше отримані співвідношення (3.31)–(3.34), (3.36), (3.48) і (3.49). Він визначається рівнянням

$$Z_{\text{вх}} = \frac{C' + j\omega T_o D'}{g_{11}(1 + j\omega T_o A' - (\omega T_o)^2 B')}, \quad (3.73)$$

де

$$A' = 1 + (r_{\text{б1}} + R)g_{22}(1 + h + 2m\alpha_o^2) + jxg_{22}(1 + h + 2m\alpha_o^2); \quad (3.74)$$

$$B' = (r_{\text{б1}} + R)g_{22}(h - m^2\alpha_o^2) + jxg_{22}(h - (m\alpha_o)^2); \quad (3.75)$$

$$C' = 1 + (r_{\text{б1}} + R)g_{11}(1 - m\alpha_o) + jxg_{11}(1 - m\alpha_o), \quad (3.76)$$

$$D' = (r_{\text{б1}} + R)g_{11}(1 + m\alpha_o) + jx(1 + m\alpha_o). \quad (3.77)$$

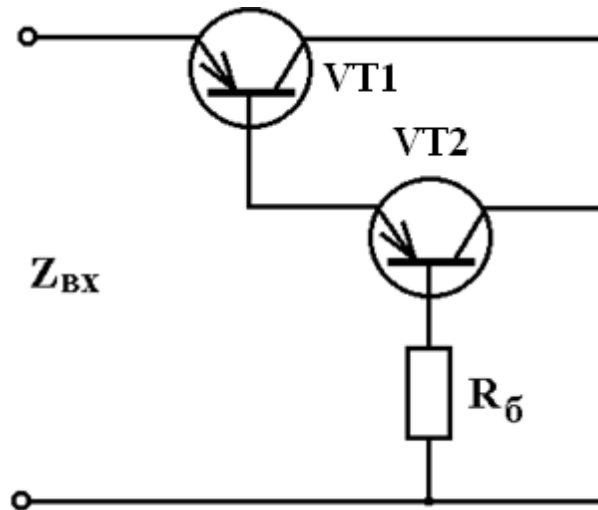


Рис. 3.18. Електрична схема складеного транзистора

У свою чергу, для зручності запису, рівняння (3.74)–(3.77) подамо у вигляді

$$A' = A_1 + jxA_2; \quad (3.78)$$

$$B' = B_1 + jxB_2; \quad (3.79)$$

$$C' = C_1 + jxC_2; \quad (3.80)$$

$$D' = D_1 + jxD_2. \quad (3.81)$$

Величини  $R$  і  $X$ , що входять у співвідношення (3.74)–(3.77), є активною і реактивною складовими окремого транзистора і розраховуються відповідно до формул (3.37) і (3.38). Підставляючи (3.78)–(3.81) у (3.73) і провівши поділ цього співвідношення на дійсну і уявну частини, одержимо значення активної і реактивної складових повного вхідного опору складеного транзистора:

$$R_{ck} = \frac{(C_1 - \omega T_o D_2)(1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1))}{g_{11}((1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1))^2 + (\omega T_o A_1 - (\omega T_o)^2 XB_2)^2)} + \frac{(XC_2 - \omega T_o D_1)(\omega T_o A_1 - \omega^2 T_o^2 XB_2)}{g_{11}((1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1))^2 + (\omega T_o A_1 - (\omega T_o)^2 XB_2)^2)}; \quad (3.82)$$

$$X_{ck} = \frac{(XC_2 + \omega T_o D_1)(1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1))}{g_{11}((1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1))^2 + (\omega T_o A_1 - (\omega T_o)^2 XB_2)^2)} + \frac{(C_1 - \omega T_o XD_2)(\omega T_o A_1 - \omega^2 T_o^2 XB_2)}{g_{11}((1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1))^2 + (\omega T_o A_1 - (\omega T_o)^2 XB_2)^2)}. \quad (3.83)$$

Значення індуктивності і добротності визначаються з рівнянь (3.82) і (3.83)

$$L_{ck} = \frac{1}{\omega g_{11}} \frac{(XC_2 + \omega T_o D_1)(1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1))}{(1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1))^2 + (\omega T_o A_1 - (\omega T_o)^2 XB_2)^2} + \frac{1}{\omega g_{11}} \frac{(C_1 - \omega T_o XD_2)(\omega T_o A_1 - \omega^2 T_o^2 XB_2)}{(1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1))^2 + (\omega T_o A_1 - (\omega T_o)^2 XB_2)^2}; \quad (3.84)$$

$$Q_{ck} = \frac{(XC_2 + \omega T_o D_1)(1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1))}{(C_1 - \omega T_o D_2)(1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1)) + (XC_2 - \omega T_o D_1)(\omega T_o A_1 - \omega^2 T_o^2 XB_2)} + \frac{(C_1 - \omega T_o XD_2)(\omega T_o A_1 - \omega^2 T_o^2 XB_2)}{(C_1 - \omega T_o D_2)(1 - \omega T_o (XA_2 + \omega T_o B_1)) + (XC_2 - \omega T_o D_1)(\omega T_o A_1 - \omega^2 T_o^2 XB_2)}. \quad (3.85)$$

Рівняння (3.82)–(3.85) можна значно спростити, вважаючи ємності емітерного і колекторного переходів рівними нулю. Це приводить до

розгляду низькочастотної еквівалентної схеми, що справедлива в області частот, які не перевищують  $f_\alpha$ . При різноманітних значеннях параметрів складових транзисторів отримаємо такі рівняння:

$$R_{ck} = r_{e1} + \left( (r_{\delta 1} + r_{e2}) + (r_{\delta} + R_{\delta}) \cdot \left( 1 - \frac{\alpha_{o2}}{1 + (f/f_{\alpha 2})^2} \right) \right) \cdot \left( 1 - \frac{\alpha_{o1}}{1 + (f/f_{\alpha 1})^2} \right) - (r_{\delta 2} + R_{\delta}) \frac{\alpha_{o1} \alpha_{o2} f^2 / f_{\alpha 1} f_{\alpha 2}}{(1 + (f/f_{\alpha 1})^2)(1 + (f/f_{\alpha 2})^2)}; \quad (3.86)$$

$$X_{ck} = \left( (r_{\delta 1} + r_{e2}) + (r_{\delta 2} + R_{\delta}) \cdot \left( 1 - \frac{\alpha_{o2}}{1 + (f/f_{\alpha 2})^2} \right) \right) \cdot \left( \frac{\alpha_{o1} f / f_{\alpha 1}}{1 + (f/f_{\alpha 1})^2} \right) + (r_{\delta 2} + R_{\delta}) \left( 1 - \frac{\alpha_{o1}}{1 + (f/f_{\alpha 1})^2} \right) \cdot \left( \frac{\alpha_{o2} f / f_{\alpha 2}}{1 + (f/f_{\alpha 2})^2} \right). \quad (3.87)$$

Рівняння (3.86) і (3.87) дозволяють визначити величину індуктивності і добротності:

$$L_{ck} = \frac{1}{\omega} \left( \left( (r_{\delta 1} + r_{e2}) + (r_{\delta 2} + R_{\delta}) \cdot \left( 1 - \frac{\alpha_{o2}}{1 + (f/f_{\alpha 2})^2} \right) \right) \cdot \left( \frac{\alpha_{o1} f / f_{\alpha 1}}{1 + (f/f_{\alpha 1})^2} \right) + (r_{\delta 2} + R_{\delta}) \left( 1 - \frac{\alpha_{o1}}{1 + (f/f_{\alpha 1})^2} \right) \cdot \left( \frac{\alpha_{o2} f / f_{\alpha 2}}{1 + (f/f_{\alpha 2})^2} \right) \right); \quad (3.88)$$

$$Q_c = \frac{\left( r_{\delta 1} + r_{e2} + (r_{\delta 2} + R_{\delta}) \cdot \left( 1 - \frac{\alpha_{o2}}{1 + (f/f_{\alpha 2})^2} \right) \right) \cdot \left( \frac{\alpha_{o1} f / f_{\alpha 1}}{1 + (f/f_{\alpha 1})^2} \right) + (r_{\delta 2} + R_{\delta}) \left( 1 - \frac{\alpha_{o1}}{1 + (f/f_{\alpha 1})^2} \right) \cdot \left( \frac{\alpha_{o2} f / f_{\alpha 2}}{1 + (f/f_{\alpha 2})^2} \right)}{r_{e1} + \left( r_{\delta 1} + r_{e2} + (r_{\delta} + R_{\delta}) \cdot \left( 1 - \frac{\alpha_{o2}}{1 + (f/f_{\alpha 2})^2} \right) \right) \cdot \left( 1 - \frac{\alpha_{o1}}{1 + (f/f_{\alpha 1})^2} \right) - (r_{\delta 2} + R_{\delta}) \frac{\alpha_{o1} \alpha_{o2} f^2 / f_{\alpha 1} f_{\alpha 2}}{(1 + (f/f_{\alpha 1})^2)(1 + (f/f_{\alpha 2})^2)}} \quad (3.89)$$

Таким чином, ми одержали основні рівняння для індуктивного елемента, побудованого на складеному транзисторі [156, 157]. Розглянемо можливі шляхи збільшення добротності такого елемента. З рівняння (3.86) видно, що величиною активної частини повного опору

можна керувати шляхом зміни зовнішнього опору  $R_{\delta}$  усередині частотного діапазону, коли виконується умова

$$\frac{(r_{\delta 2} + R_{\delta})\alpha_{o1}\alpha_{o2}f^2 / f_{\alpha 1}f_{\alpha 2}}{(1 + (f / f_{\alpha 1})^2)(1 + (f / f_{\alpha 1})^2)} > r_{\delta 1} + r_{e2} + \\ + (r_{\delta 2} + R_{\delta}) \left( 1 - \frac{\alpha_{o2}}{1 + (f / f_{\alpha 2})^2} \right) \left( \frac{\alpha_{o1}}{1 + (f / f_{\alpha 1})^2} \right).$$

Добротність індуктивного елемента буде нескінченною при рівності активної частини нулю. Необхідна для цього величина  $R_{\delta}$ , рівна  $R_o$ , визначається з (3.86) як

$$R_o = \frac{r_{e1} + (r_{e2} + r_{\delta 1}) \left( 1 - \frac{\alpha_{o1}}{1 + (f / f_{\alpha 1})^2} \right)}{\frac{\alpha_{o1}\alpha_{o2}f^2 / f_{\alpha 1}f_{\alpha 2}}{(1 + (f / f_{\alpha 1})^2)(1 + (f / f_{\alpha 1})^2)} - \left( 1 - \frac{\alpha_{o2}}{1 + (f / f_{\alpha 2})^2} \right) \left( \frac{\alpha_{o1}}{1 + (f / f_{\alpha 1})^2} \right)} + \\ + \frac{r_{\delta 2} \left( 1 - \frac{\alpha_{o1}}{1 + (f / f_{\alpha 1})^2} \right) \left( 1 - \frac{\alpha_{o2}}{1 + (f / f_{\alpha 2})^2} \right) - r_{\delta} \frac{\alpha_{o1}\alpha_{o2}f^2 / f_{\alpha 1}f_{\alpha 2}}{(1 + (f / f_{\alpha 1})^2)(1 + (f / f_{\alpha 1})^2)}}{\frac{\alpha_{o1}\alpha_{o2}f^2 / f_{\alpha 1}f_{\alpha 2}}{(1 + (f / f_{\alpha 1})^2)(1 + (f / f_{\alpha 1})^2)} - \left( 1 - \frac{\alpha_{o2}}{1 + (f / f_{\alpha 2})^2} \right) \left( \frac{\alpha_{o1}}{1 + (f / f_{\alpha 1})^2} \right)}. \quad (3.90)$$

Експериментальні і розрахункові криві відповідно до рівнянь (3.82) і (3.83) для активної і реактивної складових від частоти показані на рис. 3.19. Реактивна складова досягає максимального значення на частоті, рівній граничній для такого типу транзистора. Такий характер поведінки реактивної складової зумовлений процесами переносу носіїв заряду в базі транзистора. Активна складова зі зростанням частоти зменшується, досягаючи мінімуму, а потім зростає.

Пояснення цьому можна знайти, розглянувши рівняння (3.86). Перші два доданки цього виразу завжди позитивні, тому що низькочастотне значення коефіцієнта підсилення за струмом  $\alpha_o$  практично завжди менше одиниці. Третій доданок приймає від'ємне значення. Зі збільшенням частоти до певного значення (250 кГц) цей доданок за абсолютною величиною зростає швидше, ніж другий, у результаті

чого в цілому активна частина зменшується. Мінімальне значення вона буде мати в той момент, коли різниця між сумою двох доданків і третім досягне найменшого значення. Подальше збільшення частоти спричиняє зростання активної частини, оскільки переважну роль починає грати другий доданок.

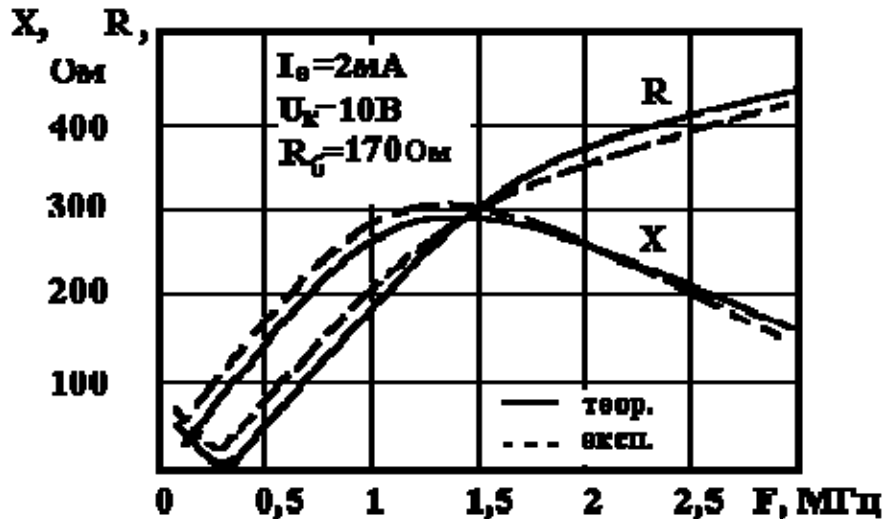


Рис. 3.19. Експериментальна та розрахункова графічні залежності активної і реактивної складових повного опору складеного транзистора від частоти

Графіки залежностей добротності й індуктивності від частоти показані на рис. 3.20. Добротність зростає зі збільшенням частоти за рахунок збільшення реактивної і зменшення активної складових. На частоті 250 кГц, при якій активна частина досягає максимуму, добротність має максимальне значення ( $>500$ ), а потім швидко зменшується в результаті збільшення активної складової. Величина індуктивності зі зростанням частоти збільшується, досягає максимуму і потім зменшується. Це відбувається за рахунок того, що ефект збільшення реактивної частини вхідного опору в області частот до 600 кГц більше впливає на величину індуктивності у бік її зростання, ніж ефект збільшення частоти, що прагне її зменшити. В області частот 600 кГц ці ефекти взаємно компенсуються і індуктивність досягає максимального значення. При подальшому збільшенні частоти, понад 600 кГц, другий ефект починає переважати над першим і індуктивність починає зменшуватися.

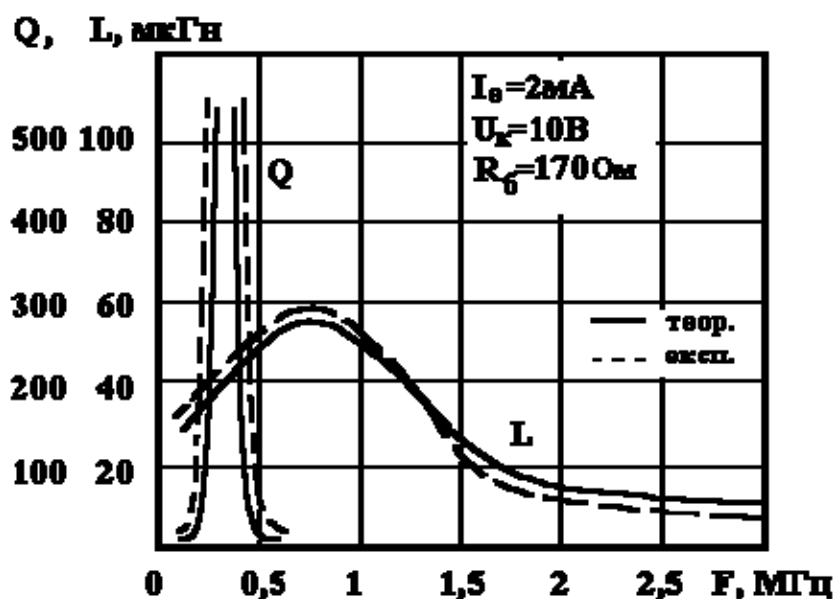


Рис. 3.20. Графіки експериментальної та розрахункової залежностей індуктивності і добротності складеного транзистора від частоти

Індуктивність і добротність залежать від струму емітера. З рівнянь (3.87) і (3.86) видно, що параметрами, які впливають на значення індуктивності і добротності є  $r_e$ ,  $\alpha_o$ ,  $f_\alpha$  і  $r_o$ . Найбільший вплив чинять  $r_e$ ,  $\alpha_o$  і  $f_\alpha$ . Індуктивність і добротність зростає зі збільшенням струму емітера.

На рис. 3.21 показані графіки залежностей активної і реактивної складових від величини зовнішнього базового опору. Реактивна складова, а, отже, і індуктивність зростає пропорційно збільшенню опору бази. Це випливає з виразу (3.87). З цього ж графіка очевидно, що активна складова в області значень опору бази ( $>225 \text{ Ohm}$ ) має мінімальне значення, що еквівалентно максимальному значенню добротності такого пристрою. Підключення ємності до входних затискачів у випадку від'ємного значення активної складової дозволяє створити генератор синусоїдальних коливань, амплітуда коливань якого визначається величиною від'ємного опору.

Індуктивність і добротність практично не залежать від зміни напруги на колекторі, оскільки ця зміна не викликає істотних змін параметрів, що входять у рівняння (3.86) і (3.87).

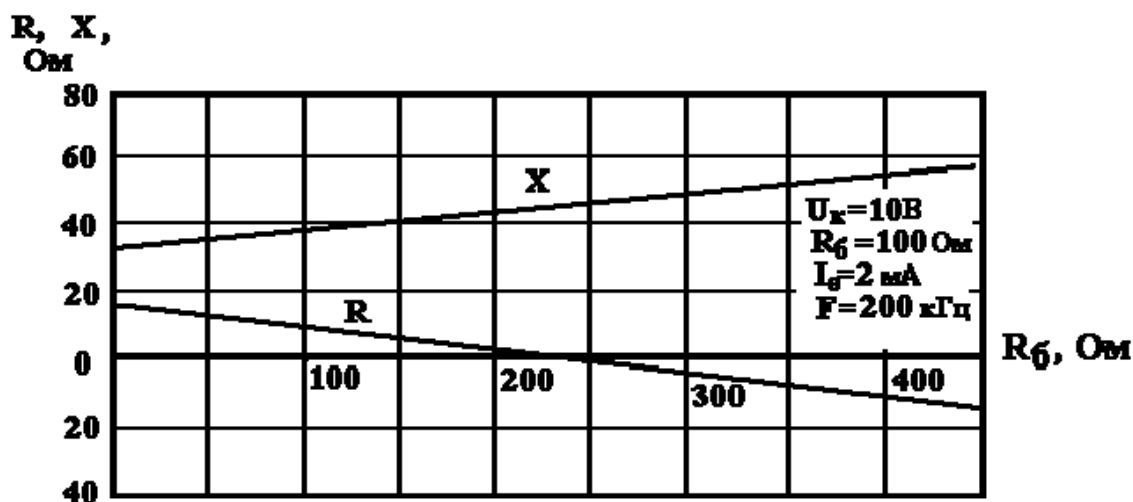


Рис. 3.21. Графіки залежностей активної і реактивної складових повного опору складеного транзистора від зміни опору в колі бази

Недоліком індуктивного елемента на основі складеного транзистора є його температурна нестабільність. Такі важливі його характеристики, як індуктивність і добротність, залежать від температури. Майже всі параметри, що входять у рівняння (3.86) і (3.87), схильні до впливу температури, але найбільшої зміни зазнають  $r_{e1}$ ,  $r_{e2}$ ,  $\alpha_o$  і  $f_\alpha$ . Зміна базового опору транзисторів не суттєво позначається, оскільки величина зовнішнього базового опору є достатньо великою. Із збільшенням температури емітерні опори  $r_{e1}$ ,  $r_{e2}$  різко зростають, що викликає зростання активної складової вхідного опору і, отже, зменшення добротності [157]. Величина індуктивності із збільшенням температури змінюється з тих же причин. Це приводить до зміни резонансної частоти при постійній величині ємності контуру. Температурну нестабільність можна послабити відповідним підбором величини  $R_b$  і струму емітера, але цілком компенсувати її не вдається. У зв'язку з цим для стабілізації температурних характеристик  $L$  і  $Q$  у колі бази включалися спеціальні напівпровідникові опори з від'ємним температурним коефіцієнтом. На рис. 3.22 наведена залежність добротності від температури для германієвого складеного транзистора, отриманого на базі транзистора типу МП15.



Рис. 3.22. Графік залежності добротності від температури для транзистора МП15

З графіка видно, що температурну стабільність вдається здійснити до  $+60^{\circ}\text{C}$ . Без температурної стабілізації добротність починає зменшуватися з  $+40^{\circ}\text{C}$ . На рис. 3.23 наведено графік залежності добротності від температури для кремнієвого складеного транзистора, створеного на базі транзистора КТ209.

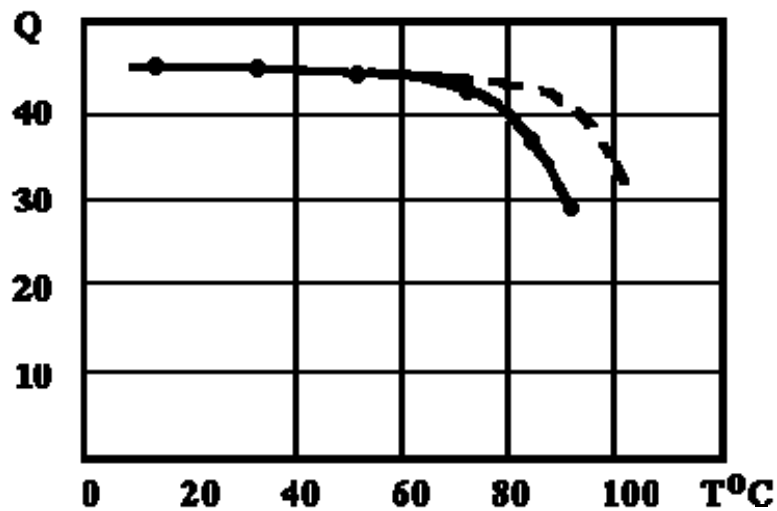


Рис. 3.23. Графік залежності добротності від температури для транзистора КТ209

Температурна стабілізація дозволяє працювати кремнієвим індуктивним елементам до  $+90^{\circ}\text{C}$ . Резонансна частота контурів з індуктив-

ними елементами на основі кремнієвих і германієвих складених транзисторів залежить від температури. Зі збільшенням температури зменшується резонансна частота. Використання напівпровідникових термостабілізуючих опорів у колі бази дозволяє підтримати незмінною резонансну частоту для германієвих індуктивностей до  $+60^{\circ}\text{C}$ , а для кремнієвих – до  $+90^{\circ}\text{C}$ .

### 3.7. Індуктивні властивості транзистора з додатковою ємністю

Одним із методів підвищення добротності індуктивного транзистора [153] є включення додаткової ємності між базовим опором і емітером при відповідному виборі режиму живлення транзистора з постійного струму. Цей метод є більш простим у порівнянні з методом, що використовує від'ємний опір для компенсації втрат енергії на активному опорі, за рахунок ефекту лавинного множення носіїв струму на колекторному переході. Він не потребує спеціальних технологічних операцій при виготовленні індуктивного елемента. Схема індуктивного транзистора з додатковою ємністю для змінного струму показана на рис. 3.24. На основі цього кола еквівалентна схема буде мати вигляд, показаний на рис. 3.25.

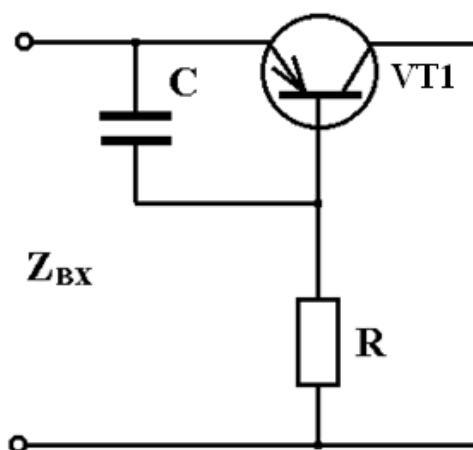


Рис. 3.24. Електрична схема транзистора з додатковою ємністю

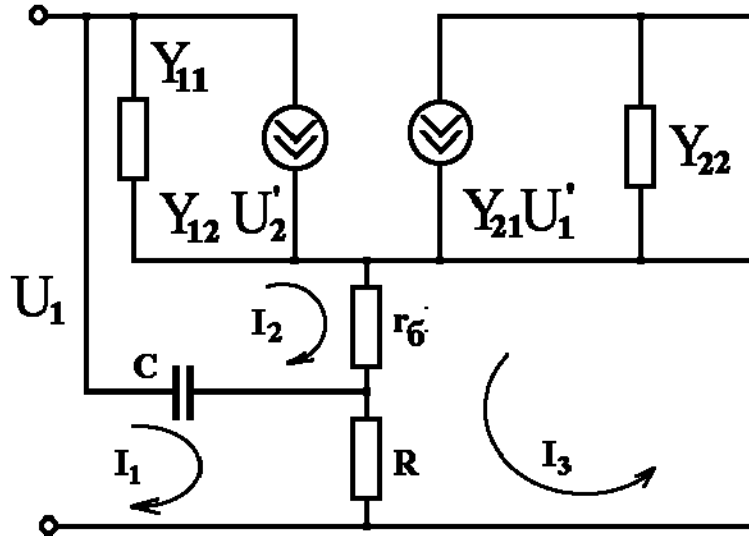


Рис. 3.25. Еквівалентна схема транзистора з додатковою ємністю в колі бази

Відповідно до обраних напрямків струмів систему рівнянь Кірхгофа можна записати в такому вигляді:

$$\begin{cases} U_1 = \left( R + \frac{1}{j\omega C} \right) I_1 - \frac{1}{j\omega C} I_2 + R I_3; \\ 0 = -\frac{1}{j\omega C} I_1 + \left( r_{\text{б}} + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{Y_{11}} \right) I_2 + r_{\text{б}} I_3 - \frac{Y_{12} U_2'}{Y_{11}}; \\ 0 = R I_1 + r_{\text{б}} I_2 + \left( \frac{1}{Y_{22}} + r_{\text{б}} + R \right) I_3 - \frac{Y_{21} U_1'}{Y_{22}}. \end{cases} \quad (3.91)$$

Для розв'язання системи рівнянь (3.91) визначимо значення

$$U_1' = \frac{\frac{I_2}{Y_{11}} - \frac{Y_{12}}{Y_{22} Y_{11}} I_3}{1 - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{11} Y_{22}}} = \frac{I_2 Y_{22} - Y_{12} I_3}{\Delta Y};$$

$$U_2' = \frac{I_3}{Y_{22}} - \frac{Y_{21}}{Y_{22}} \left( \frac{I_2 Y_{22} - Y_{12} I_3}{Y_{22} Y_{11} - Y_{12} Y_{21}} \right). \quad (3.92)$$

Підстановка (3.92) у (3.91) приводить нас до такої системи рівнянь:

$$\begin{cases} U_1 = \left( R + \frac{1}{j\omega C} \right) I_1 - \frac{1}{j\omega C} I_2 + R I_3, \\ 0 = -\frac{1}{j\omega C} I_1 + \left( r_{\bar{o}} + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{Y_{11}} + \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{11}\Delta Y} \right) I_2 + \left( r_{\bar{o}} - \frac{Y_{12}}{Y_{11}Y_{22}} \left( 1 + \frac{Y_{21}Y_{12}}{\Delta Y} \right) \right) I_3, \\ 0 = R I_1 + \left( r_{\bar{o}} - \frac{Y_{21}}{\Delta Y} \right) I_2 + \left( \frac{1}{Y_{22}} + r_{\bar{o}} + R + \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{22}\Delta Y} \right) I_3. \end{cases} \quad (3.93)$$

Систему рівнянь (3.93) можна подати в більш компактній формі, зручній для подальших перетворень:

$$\begin{cases} U_1 = a_1 I_1 - a_2 I_2 + a_3 I_3; \\ 0 = -b_1 I_1 + b_2 I_2 + b_3 I_3; \\ 0 = c_1 I_1 + c_2 I_2 + c_3 I_3. \end{cases} \quad (3.94)$$

де

$$\begin{aligned} a_1 &= R + \frac{1}{j\omega C}; & a_2 &= b_1 = \frac{1}{j\omega C}; & a_3 &= c_1 = R; \\ b_2 &= r_{\bar{o}} + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{Y_{11}} + \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11}\Delta Y}; & b_3 &= r_{\bar{o}} - \frac{Y_{12}}{\Delta Y}; & c_2 &= r_{\bar{o}} - \frac{Y_{21}}{\Delta Y}; \\ c_3 &= \left( \frac{1}{Y_{22}} + r_{\bar{o}} + R \right) + \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{22}\Delta Y}. \end{aligned} \quad (3.95)$$

Розв'язання системи рівнянь (3.94) з урахуванням (3.95) дозволяє одержати значення повного вхідного опору з індуктивним характером

$$Z_{\text{ex}} = a_1 - a_2 \frac{c_1}{c_2} + \frac{b_1 c_2 - b_2 c_1}{b_3 c_2 - c_2 c_3} \left( \frac{a_2 c_3}{c_2} + a_3 \right). \quad (3.96)$$

Для визначення величин індуктивності і добротності необхідно знати активну і реактивну складові виразу (3.96). Для цього введемо такі позначення:

$$\begin{aligned} b_2 &= A_3 + jA_4; \\ b_3 &= C_4 + jC_5; \\ c_2 &= D_3 + jD_4; \\ c_3 &= B_3 + jB_4. \end{aligned} \quad (3.97)$$

Значення параметрів  $a_1, a_2, a_3$  визначаються з (3.95). Таким чином, підставляючи (3.95) і (3.97) у (3.96) і провівши його поділ на дійсну й уявну частини, одержимо рівняння активної і реактивної складових повного опору:

$$\begin{aligned} R_{\text{ex}} = R + \frac{(RX_c(D_3 + C_4) - A_4R + X_c^2B_4)(A_4B_3 + A_3B_4 - C_4D_4 - C_5D_3)}{(A_3B_3 - A_4B_4 - C_4D_3 + C_5D_4)^2 + (A_4B_3 + A_3B_4 - C_4D_4 - C_3D_3)^2} - \\ - \frac{(A_3B_3 - A_4B_4 - C_4D_3 + C_5D_4)(RX_c(D_4 + C_5) + A_3R^2 - X_c^2B_3)}{(A_3B_3 - A_4B_4 - C_4D_3 + C_5D_4)^2 + (A_4B_3 + A_3B_4 - C_4D_4 - C_3D_3)^2}, \end{aligned} \quad (3.98)$$

$$\begin{aligned} X_{\text{ex}} = -X_c + \frac{(A_4B_3 + A_3B_4 - C_4D_4 - C_5D_3)(RX_c(D_4 + C_5) + A_3R^2 - X_c^2B_3)}{(A_3B_3 - A_4B_4 - C_4D_3 + C_5D_4)^2 + (A_4B_3 + A_3B_4 - C_4D_4 - C_3D_3)^2} + \\ + \frac{(A_3B_3 - A_4B_4 - C_4D_3 + C_5D_4)(RX_c(D_3 + C_4) - A_4R + X_c^2B_4)}{(A_3B_3 - A_4B_4 - C_4D_3 + C_5D_4)^2 + (A_4B_3 + A_3B_4 - C_4D_4 - C_3D_3)^2}. \end{aligned} \quad (3.99)$$

На рис. 3.26 наведено графіки експериментальних і розрахункових залежностей активної і реактивної складових вхідного опору від частоти. Хід реактивної складової повторює хід кривої реактивної складової для індуктивного транзистора. Спостерігається максимум реактивної складової, обумовлений частотними властивостями транзистора. Активна складова має мінімальне значення на певній частоті, що

еквівалентно максимальному значенню добротності індуктивного опору при таких параметрах  $RC$ -кола в режимі живлення транзистора за постійним струмом. Порівняння експериментальних і теоретичних кривих показує їхній задовільний збіг.

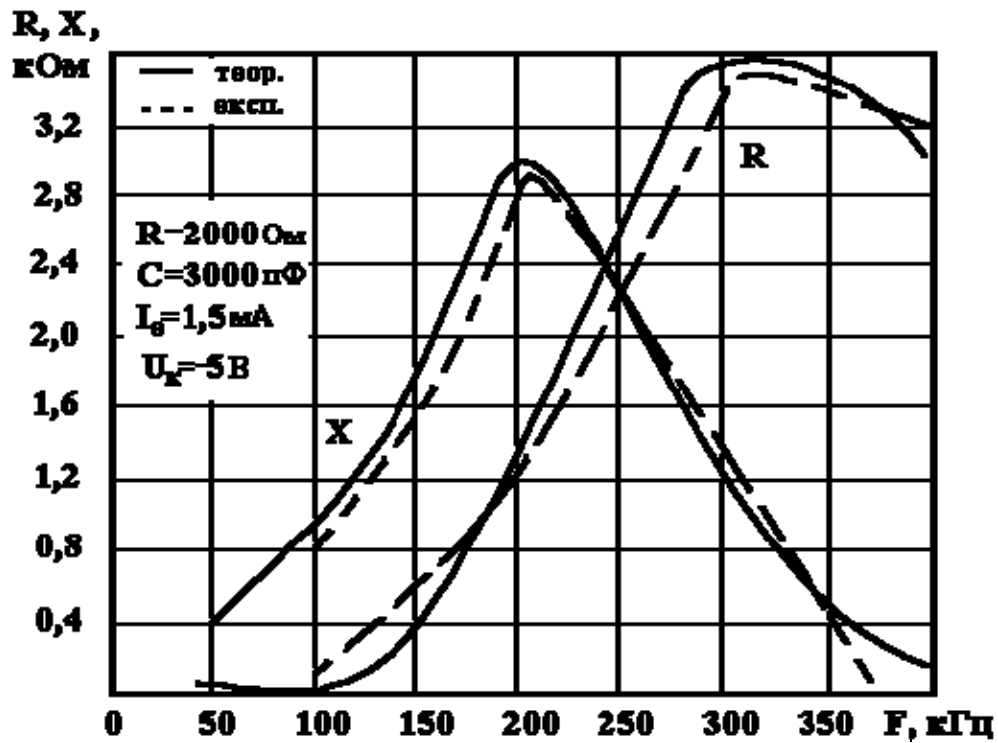


Рис. 3.26. Експериментальна і теоретична графічні залежності активної і реактивної складових повного опору від частоти

Практичний інтерес викликає залежність індуктивності і добротності від зовнішнього базового опору і ємності. Відповідно до рівняння (3.99) індуктивність зростає зі збільшенням ємності й опору. Дійсно, це підтверджують експериментальні дослідження, наведені на рис. 3.27 і рис. 3.28. Добротність визначається постійною часу  $RC$ -кола, що приводить до додаткового фазового зсуву напруги стосовно струму в транзисторі, що збільшує добротність. У момент компенсації втрат енергії на активній частині повного вхідного опору, за рахунок додаткового фазового зсуву  $RC$ -кола, добротність різко зростає (рис. 3.27, 3.28), схема самозбуджується і підключення ємності до зовнішніх затискачів дозволяє одержати генератор синусоїдальних коливань. Величина амплітуди вихідної напруги керується струмом емітера і напругою на колекторі.

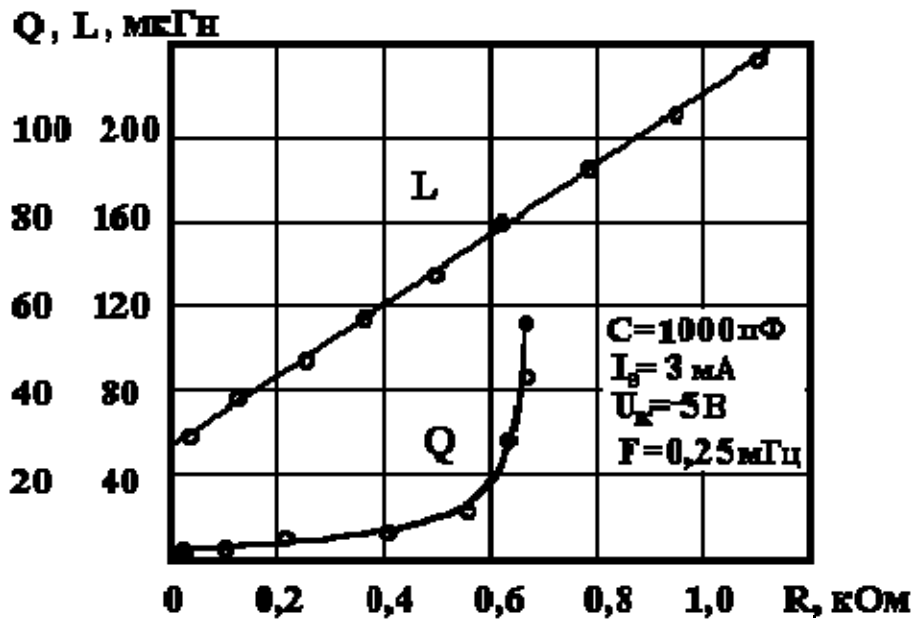


Рис. 3.27. Графіки залежності індуктивності і добротності від опору  $RC$ -кола для транзистора КТ106

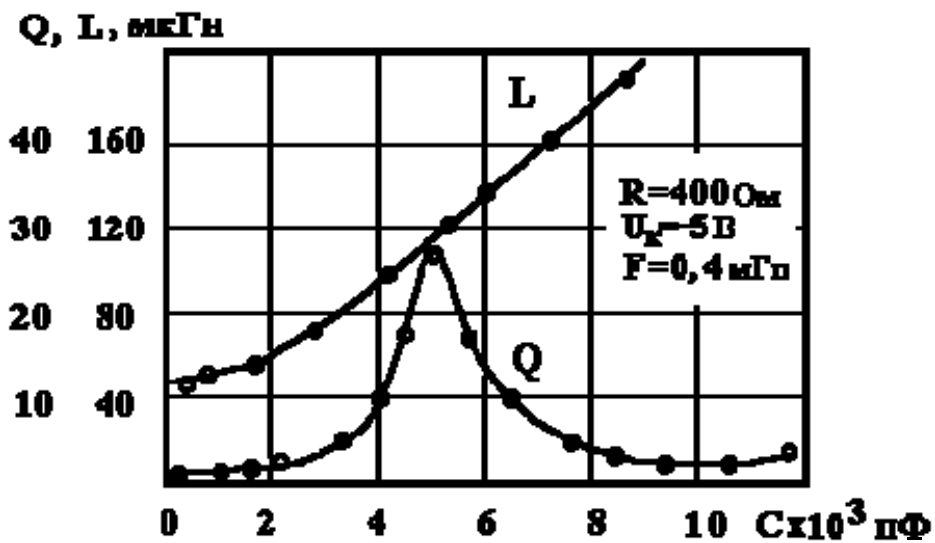


Рис. 3.28. Графіки залежностей індуктивності і добротності від опору  $RC$ -кола для транзистора GS109

На рис. 3.29 показано графік залежності індуктивності від струму емітера. Із збільшенням струму емітера значення індуктивності зменшується, причому в області струмів від 1 до 2 міліампер спостерігається більш різка залежність. Зміна індуктивності зі струмом обумовлена зміною внутрішніх параметрів транзистора. Зі збільшенням стру-

му емітера (рис. 3.30) добротність зростає. Це відбувається в результаті зменшення активної складової вхідного опору.

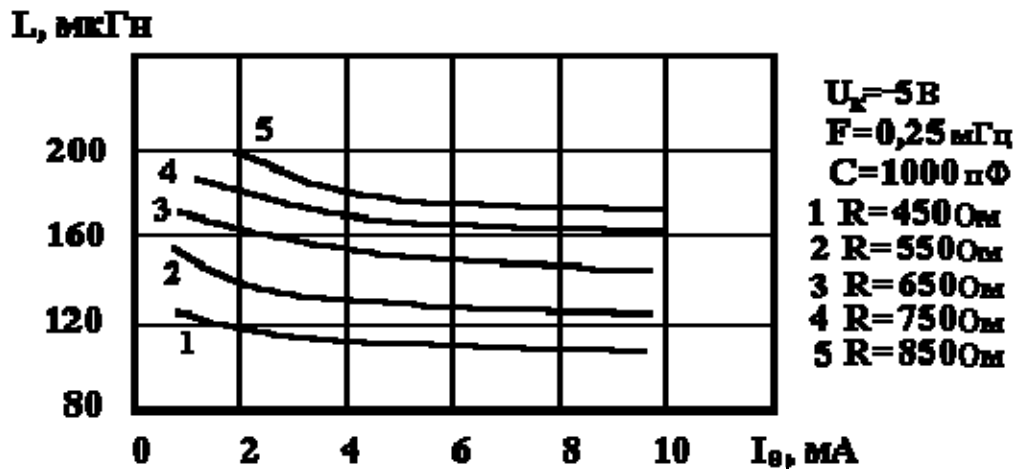


Рис. 3.29. Залежність індуктивності від зміни струму емітера (КТ106)

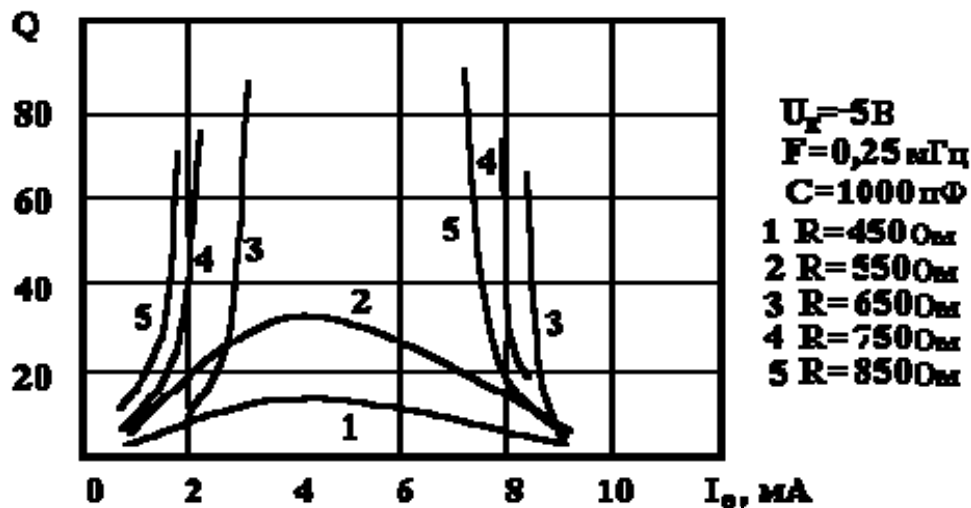


Рис. 3.30. Залежність добротності від зміни струму емітера (КТ106)

Як показали експериментальні дослідження (рис. 3.31), індуктивність і добротність залежать від напруги на колекторі. Із збільшенням колекторної напруги індуктивність зменшується, а добротність зростає. Це пояснюється впливом ємності колекторного переходу транзистора.

Зміна температури впливає на параметри індуктивного опору (рис. 3.32, 3.33). Індуктивність має позитивний температурний коефіцієнт, зумовлений залежністю параметрів транзистора від температури. Добротність зменшується зі збільшенням температури за рахунок зростання опору емітерного переходу транзистора.

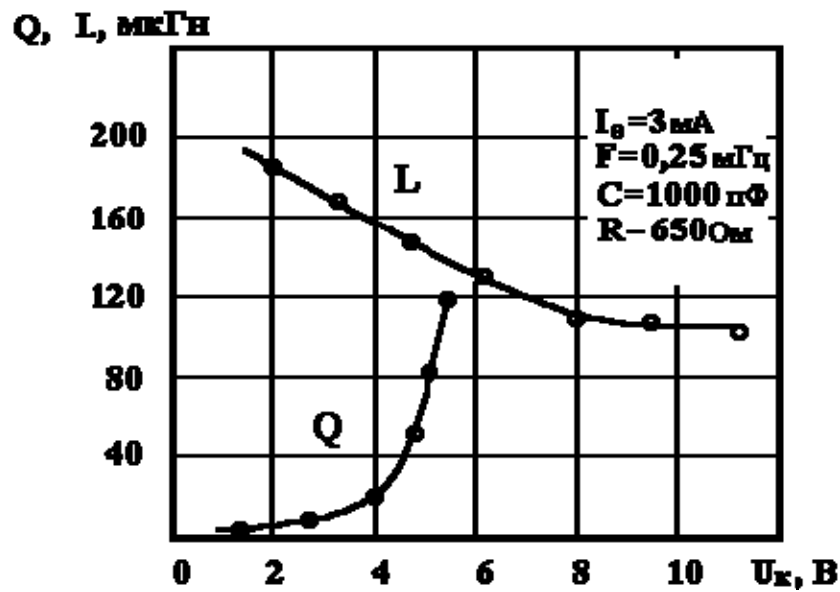


Рис. 3.31. Залежність індуктивності і добротності від зміни колекторної напруги (КТ106)

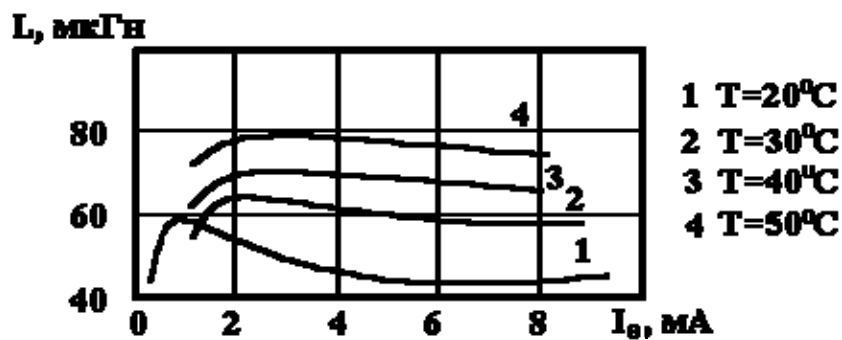


Рис. 3.32. Графіки залежності індуктивності від зміни струму емітера при різних значеннях температури

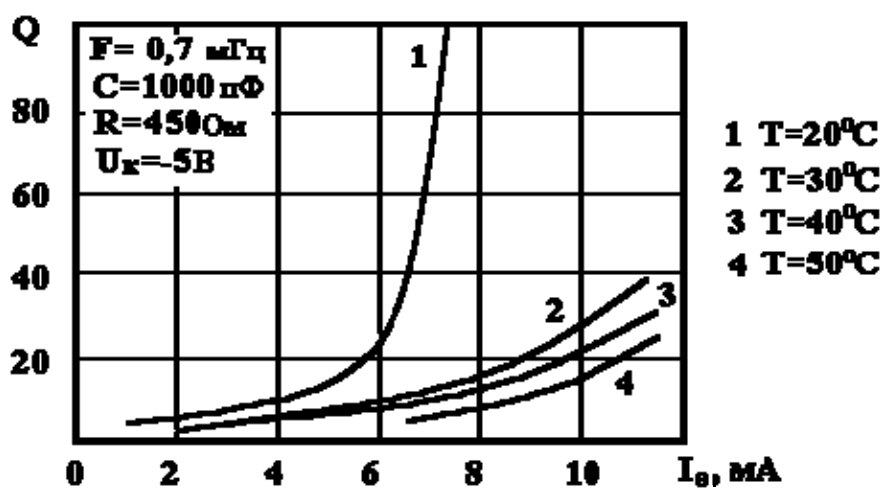


Рис. 3.33. Графіки залежності добротності від зміни струму емітера при різних значеннях температури

Розглядаючи в цілому індуктивний опір на основі транзистора з додатковою ємністю, можна сказати, що такий елемент володіє великою керованістю параметрами в порівнянні з іншими напівпровідниковими індуктивними елементами.

### 3.8. Питання стійкості напівпровідникових індуктивностей

Питання стійкої роботи напівпровідникових аналогів індуктивності є дуже важливим, оскільки для компенсації втрат енергії використовується від'ємний опір. Аналіз стійкості кіл можна проводити на основі розгляду повного вхідного опору або повної провідності як аналітичних функцій комплексної змінної  $p = \delta + j\omega$ , де  $\delta$  і  $j\omega$  відповідно дійсна і уявна частини  $p$ .

У лінійних колах із зосередженими і незалежними від часу параметрами вхідні і передатні функції кола є раціональними. Всі коефіцієнти в чисельнику і знаменнику раціональної функції – дійсні числа, тому раціональна функція є відношенням багаточленів, а багаточлени можна подати, як добуток лінійних співмножників, тобто

$$Z(p) = \frac{(p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_m)}{(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_m)}.$$

Комплексне число  $Z_m$  – корені багаточлена чисельника, які називаються нулями функції  $Z(p)$ , оскільки в цих точках функція обертається в нуль, а комплексні числа  $p_m$  – полюсами функції  $Z(p)$ , у яких функція прагне до нескінченності.

Функція стійкого кола не може мати полюси і нулі в правій напівплощині  $p$ , та її полюси на осі повинні бути простими. Інакше вільна реакція кола не є обмеженою і коло є нестійким [158, 159].

Визначимо функцію повного вхідного опору залежно від  $p$  для коливального контуру, індуктивністю якого є напівпровідниковий прилад (рис. 3.14):

$$Z(p) = \frac{1}{C} \cdot \frac{p + \frac{R}{L}}{p^2 + p \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}}. \quad (3.100)$$

Позначимо відношення  $R/L = 2a_o$ ,  $\omega_o^2 = 1/LC$ , тоді співвідношення (3.100) набуває вигляду

$$Z(p) = \frac{1}{C} \cdot \frac{p + 2a_o}{(p - p_1)(p - p_2)}. \quad (3.101)$$

У формулі (3.101)  $p_1$  і  $p_2$  є полюсами, що мають значення

$$p_1 = -a_o + j\sqrt{\omega_o^2 - a_o^2}; \quad (3.102)$$

$$p_2 = -a_o - j\sqrt{\omega_o^2 - a_o^2}, \quad (3.103)$$

Підставимо в (3.102) і (3.103) замість  $a_o$  і  $\omega_o$  їхні значення на основі параметрів напівпровідникового аналога індуктивності. Як приклад розглянемо індуктивний елемент на основі транзистора з позитивною реактивністю в колі бази, для якого  $a_o$  і  $\omega_o$  рівні:

$$a_o = \frac{r_e + (r_{\bar{o}} + R) \left( 1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2} \right) - \frac{\omega L_{\bar{o}} \alpha_o f / f_{\alpha}}{1 + (f/f_{\alpha})^2}}{2 \left( L_{\bar{o}} \left( 1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2} \right) + \frac{(r_{\bar{o}} + R) \alpha_o}{2\pi \cdot f_{\alpha} (1 + (f/f_{\alpha})^2)} \right)}; \quad (3.104)$$

$$\omega_o^2 = \frac{2\pi \cdot f_{\alpha} (1 + (f/f_{\alpha})^2)}{C \left( 2\pi \cdot f_{\alpha} L_{\bar{o}} (1 + (f/f_{\alpha})^2 - \alpha_o) + (r_{\bar{o}} + R) \alpha_o \right)}. \quad (3.105)$$

Підставляючи (3.104) і (3.105) у (3.102) і (3.103), одержимо остаточні формули для значення полюсів

$$\begin{aligned}
p_1 = & -\frac{r_e + (r_{\bar{o}} + R)\left(1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2}\right) - \frac{\omega L_{\bar{o}} \alpha_o f / f_{\alpha}}{1 + (f/f_{\alpha})^2}}{2\left(L_{\bar{o}}\left(1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2}\right) + \frac{(r_{\bar{o}} + R)\alpha_o}{2\pi \cdot f_{\alpha}(1 + (f/f_{\alpha})^2)}\right)} + \\
& + j\left(\frac{2\pi \cdot f_{\alpha}(1 + (f/f_{\alpha})^2)}{C(2\pi \cdot f_{\alpha} L_{\bar{o}}(1 + (f/f_{\alpha})^2 - \alpha_o) + (r_{\bar{o}} + R)\alpha_o)} - \right. \\
& \left. - \frac{\left(r_e + (r_{\bar{o}} + R)\left(1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2}\right) - \frac{\omega L_{\bar{o}} \alpha_o f / f_{\alpha}}{1 + (f/f_{\alpha})^2}\right)^2}{4\left(L_{\bar{o}}\left(1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2}\right) + \frac{(r_{\bar{o}} + R)\alpha_o}{2\pi \cdot f_{\alpha}(1 + (f/f_{\alpha})^2)}\right)^2}\right)^{1/2} ; \quad (3.106)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p_2 = & -\frac{r_e + (r_{\bar{o}} + R)\left(1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2}\right) - \frac{\omega L_{\bar{o}} \alpha_o f / f_{\alpha}}{1 + (f/f_{\alpha})^2}}{2\left(L_{\bar{o}}\left(1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2}\right) + \frac{(r_{\bar{o}} + R)\alpha_o}{2\pi \cdot f_{\alpha}(1 + (f/f_{\alpha})^2)}\right)} - \\
& - j\left(\frac{2\pi \cdot f_{\alpha}(1 + (f/f_{\alpha})^2)}{C(2\pi \cdot f_{\alpha} L_{\bar{o}}(1 + (f/f_{\alpha})^2 - \alpha_o) + (r_{\bar{o}} + R)\alpha_o)} - \right. \\
& \left. - \frac{\left(r_e + (r_{\bar{o}} + R)\left(1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2}\right) - \frac{\omega L_{\bar{o}} \alpha_o f / f_{\alpha}}{1 + (f/f_{\alpha})^2}\right)^2}{4\left(L_{\bar{o}}\left(1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2}\right) + \frac{(r_{\bar{o}} + R)\alpha_o}{2\pi \cdot f_{\alpha}(1 + (f/f_{\alpha})^2)}\right)^2}\right)^{1/2} . \quad (3.107)
\end{aligned}$$

Значення нуля функції  $Z(p)$  визначається з рівняння (3.100)

$$Z = - \frac{r_e + (r_{\bar{o}} + R) \left( 1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2} \right) - \frac{\omega L_{\bar{o}} \alpha_o f / f_{\alpha}}{1 + (f/f_{\alpha})^2}}{\left( L_{\bar{o}} \left( 1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2} \right) + \frac{(r_{\bar{o}} + R) \alpha_o}{2\pi \cdot f_{\alpha} (1 + (f/f_{\alpha})^2)} \right)}. \quad (3.108)$$

Аналіз рівнянь (3.106)–(3.108) показує, що стійка робота схеми на рис. 3.14 визначається складовими

$$r_e + (r_{\bar{o}} + R) \left( 1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2} \right) - \frac{\omega L_{\bar{o}} \alpha_o f / f_{\alpha}}{1 + (f/f_{\alpha})^2}$$

при фіксованій частоті. При збільшенні  $L_{\bar{o}}$  відбувається компенсація активного опору  $r_e + (r_{\bar{o}} + R) \left( 1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2} \right)$  при незмінному струмі емітера, при цьому полюси і нулі функції повного опору переміщуються ближче до осі  $j\omega$ . У випадку, коли виконується умова

$$\frac{\omega L_{\bar{o}} \alpha_o f / f_{\alpha}}{1 + (f/f_{\alpha})^2} \geq r_e + (r_{\bar{o}} + R) \left( 1 - \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2} \right),$$

схема переходить у нестійкий стан.

У цьому прикладі ми оцінили стійкість роботи коливального контуру, аналогом індуктивності якого слугував транзистор із позитивною реактивністю в колі бази. Аналогічним чином можна оцінити стійкість роботи схем із використанням інших аналогів індуктивності, якщо у рівняння (3.106) і (3.108) підставити значення їхньої індуктивності й опору втрат. На рис. 3.34 показано діаграму положення полюсів і нулів для аналога індуктивності з позитивною реактивністю в колі бази при добротності рівній 50. Зміна на 5 % величини індуктивності, в колі бази призводить до втрати стійкого стану схеми. Тому при конструюванні радіовимірювальних приладів на основі індуктивності в колі бази потрібно забезпечити підвищені вимоги до температурної і режимної стабільності.

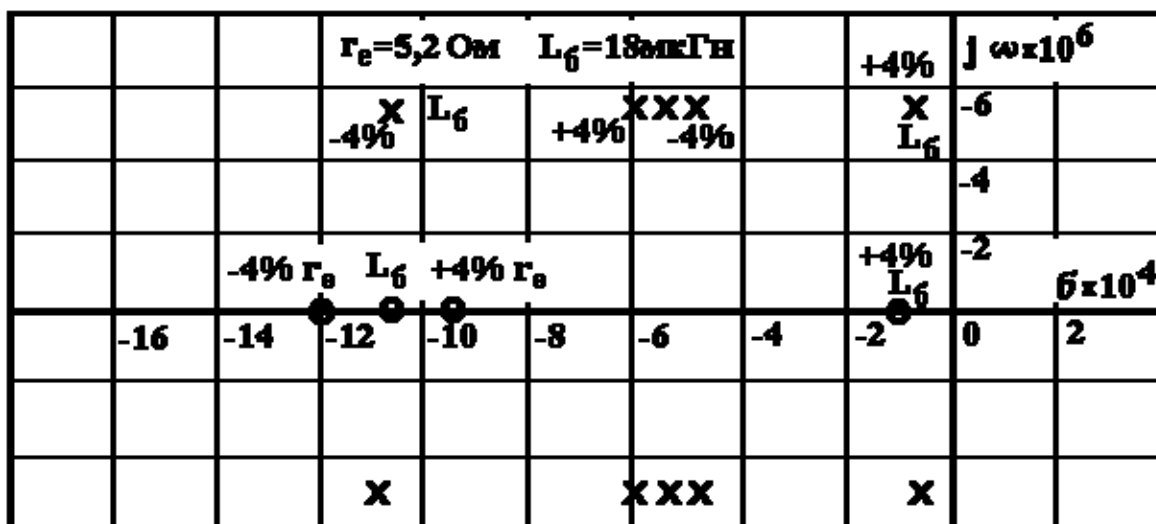


Рис. 3.34. Діаграма переміщення полюсів і нулів при зміні величини індуктивності в колі бази і опору емітера на 4%

### 3.9. Чутливість схем з еквівалентною індуктивністю

Рівняння для класичної чутливості (чутливості за Боді) [160, 161] записується у такому вигляді:

$$S_q^\psi = \frac{\partial(\ln \psi)}{\partial(\ln q)}, \quad (3.109)$$

де  $\psi$  – функція передачі;  $q$  – елемент кола, що змінюється.

Цей рівняння залежить від частоти і тому не завжди зручно його використовувати. Чутливість положень коренів, або коренева чутливість, до зміни одного елемента визначається в роботі [84] як

$$S_q^{p_j} = q \frac{\partial p_j}{\partial q}; \quad p_j = \delta_j + j\omega_j, \quad (3.110)$$

де  $p_j$  – частинний корінь.

У роботах [161, 162] пропонується критерій чутливості у вигляді процентної зміни положення полюсів. Він описується рівнянням

$$S_q^{p_j} = \frac{q}{p_j} \cdot \frac{\partial p_j}{\partial q} . \quad (3.111)$$

У теорії активних кіл знайшло застосування рівняння чутливості

$$S_q^{p_j} = \frac{q}{\delta_j} \cdot \frac{\partial \delta_j}{\partial q} + j \frac{q}{\omega_j} \cdot \frac{\partial \omega_j}{\partial q} , \quad (3.112)$$

де  $p_j$  – розглянутий корінь;  $q$  – будь-який активний або пасивний змінний елемент схеми.

Величину  $S_q^{p_j}$  називають полюсною чутливістю. Її дійсна частина відображає переміщення полюса паралельно дійсної осі, а уявна – паралельно уявної осі. Результируюча векторна сума обох складових, помножених відповідно на  $\delta_j$  і  $\omega_j$ , дає величину і напрямок переміщення полюса при цій зміні якогось параметра схеми. Визначена в такий спосіб чутливість не залежить від частоти і має ту додаткову перевагу, що дає можливість наочно відобразити на діаграмі, побудованій в комплексній площині, вплив зміни декількох параметрів схеми у вигляді декількох векторів, які виходять із розглянутого полюса і відображають величини і напрямки його переміщення при зміні кожного параметра.

Для кіл, які містять елементи з розподіленими параметрами, функція передачі ірраціональна, тому обчислення  $S_q^{p_j}$  не мають змісту.

Таким чином, порівнюємо чутливість добротності до зміни параметрів пасивної індуктивності і напівпровідникової індуктивності на основі транзистора з позитивною реактивністю в колі бази. Відповідно до (3.111) чутливість пасивної індуктивності визначається рівнянням

$$\begin{aligned} S_R^Q &= \frac{R}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial R} = -1; \\ S_L^Q &= \frac{L}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial L} = 1; \\ \sum_{i=1}^2 |S_{q_j}^Q| &= |S_R^Q| + |S_L^Q| = 2. \end{aligned} \quad (3.113)$$

Для визначення чутливості добротності напівпровідникової індуктивності необхідно знати її значення добротності. Скористаємося найпростішим рівнянням добротності, яке отримане на основі низькочастотної еквівалентної схеми

$$Q = \frac{\omega \cdot L_{\delta}(1 - \alpha_1) + r_{\delta}\alpha_2}{r_e + r_{\delta}(1 - \alpha_1) - \omega \cdot L_{\delta}\alpha_2}, \quad (3.114)$$

де  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  – дійсна і уявна частини коефіцієнта передачі за струмом в схемі з загальною базою.

Таким чином, на добротність впливають індуктивність у колі бази і зміна параметрів транзистора. Будемо вважати, що при фіксованій робочій частоті транзистора найбільшої зміни зазнає опір  $r_e$ . Відповідно до цього визначимо  $S_{L_{\delta}}^Q$  і  $S_{r_e}^Q$ :

$$\begin{aligned} S_{L_{\delta}}^Q &= \frac{\omega \cdot L_{\delta}(1 - \alpha_1)}{\omega \cdot L_{\delta}(1 - \alpha_1) + r_{\delta}\alpha_2} + \frac{\omega \cdot L_{\delta}\alpha_2}{r_e + r_{\delta}(1 - \alpha_1) - \omega \cdot L_{\delta}\alpha_2} = 14,5; \\ S_{r_e}^Q &= \frac{-\omega \cdot L_{\delta}(1 - \alpha_1) - r_{\delta}\alpha_2}{r_e + r_{\delta}(1 - \alpha_1) - \omega \cdot L_{\delta}\alpha_2} = 9,3; \\ \sum_{i=1}^2 |S_{q_j}^Q| &= |S_{L_{\delta}}^Q| + |S_{r_e}^Q| = 23,8. \end{aligned} \quad (3.115)$$

Рівняння коефіцієнтів  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  мають такий вигляд

$$\alpha_1 = \frac{\alpha_o}{1 + (f/f_{\alpha})^2}; \quad \alpha_2 = \frac{\alpha_o f / f_{\alpha}}{1 + (f/f_{\alpha})^2}.$$

Розрахунок проведений для транзистора ОС1072 із  $f_{\alpha} = 1 \text{ МГц}$  за таких умов  $I_e = 5 \text{ мА}$ ,  $U_k = 10 \text{ В}$ ,  $f = 0,8 \text{ МГц}$ ,  $L_{\delta} = 17,5 \text{ мкГн}$ ,  $Q = 30$ . Порівняння результатів чутливості добротності пасивної і напівпровідникової індуктивностей показує, що остання має значну чутливість добротності до зміни параметрів схеми.

### 3.10. Висновки до розділу

1. Індуктивні елементи для діапазону частот, які виготовляються згідно з інтегральною технологією, реалізуються на основі біполярних транзисторів за схемами із загальною базою або загальним колектором із значенням індуктивності від одиниць мікрогенрі до сотень мікрогенрі, з добротністю від одиниць до нескінченності.
2. Величина індуктивності і добротності в широкому діапазоні їх значень регулюється за допомогою включення ємності, позитивної реактивності і додаткового транзистора в коло бази. Вони працюють стійко при зміні параметрів схеми  $\pm 4\%$ , причому сумарна чутливість добротності пропорційна її величині.
3. Запропоновано інженерний розрахунок параметрів індуктивних елементів на основі еквівалентних схем, а також оптимальний режим живлення із постійного струму.

## **4. ПОМНОЖУВАЧІ ЧАСТОТИ НА ЄМНІСНОМУ ЕФЕКТІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ**

Помножувачі частоти є радіотехнічними пристроями створення дискретної множини частот, які широко використовуються як функціональні вузли радіовимірювальних приладів, пристроїв формування і оброблення радіосигналів тощо [43]. Основним параметром таких пристроїв є коефіцієнт помноження частоти, який визначається як відношення частоти вихідного сигналу до частоти вхідного сигналу. Характерною особливістю помножувачів частоти є сталість коефіцієнта помноження при зміні частоти вхідного сигналу у робочому діапазоні. Тобто, у помножувачах частоти відносна нестабільність частоти при помноженні повинна залишатися сталою. Помноження частоти на основі приладів з від'ємним опором можна здійснити двома способами: 1) перетворюючи гармонічний вхідний сигнал з частотою  $\omega_1$  у послідовність гармонічних сигналів з частотами  $n\omega_1$ , один з яких виділяється резонатором; 2) утворюючи у резонаторі автоколивання з частотою  $\omega_p$ , які синхронізуються вхідним сигналом з частотою  $\omega_1 = \omega_p/n$ .

Розробка і дослідження помножувачів з використанням процесу синхронізації частоти вхідного сигналу (або її гармонік) у генераторі електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором є окремою науковою задачею, тому в цьому розділі досліджуються помножувачі частоти, що відповідають першому способу помноження частоти.

### **4.1. Помножувач частоти на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором**

На рис. 4.1 показана електрична схема помножувача частоти на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором [163].

Помножувач частоти структурно складається з емітерного повторювача на біполярному транзисторі VT1 і резисторів  $R_1$ ,  $R_2$  і  $R_3$ , біполярної ТСВО на основі транзисторів VT2 і VT3, а також послідовного

коливального контуру з котушки  $L_1$  та реактивної складової повного опору ТСВО на електродах колектор-емітер VT3.

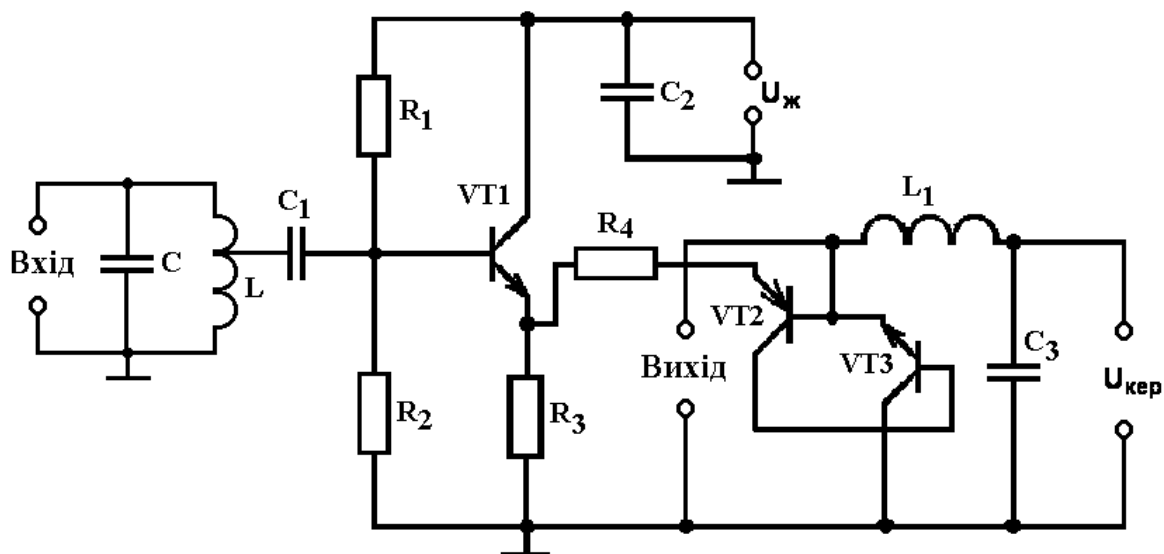


Рис. 4.1. Електрична схема помножувача частоти на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором

Помножувач частоти на основі біполярної ТСВО працює таким чином [163]. Сигнал з частотою  $\omega_1$  надходить на вхід емітерного повторювача на біполярному транзисторі VT1. Опори подільника напруги  $R_1$  і  $R_2$ , а також  $R_3$  вибираються з умови розташування робочої точки на лінійній ділянці вихідних статичних ВАХ біполярного транзистора VT1 та забезпечення половини напруги живлення на емітері VT1. Емітерний повторювач використовується для узгодження опорів попереднього каскаду з біполярною транзисторною структурою, повний опір якої складається з від'ємного опору активної складової і реактивної складової ємнісного характеру. Коливальний контур помножувача налаштований на резонансну частоту  $\omega_p = n\omega_1$ , що дозволяє виділити  $n$ -ту гармонічну складову з суми гармонічних сигналів. За рахунок компенсації від'ємним опором біполярної ТСВО у паралельному коливальному контурі рівень вихідного сигналу є набагато більшим за рівень відповідної  $n$ -ої складової, що можна характеризувати еквівалентним коефіцієнтом резонансного підсилення за напругою  $K_{рез}$ . Вибір положення робочої точки на статичній ВАХ біполярної ТСВО

здійснюється за допомогою зміни опорів резисторів  $R_1$ ,  $R_2$  і  $R_3$  при умові роботи емітерного повторювача у лінійному режимі.

Аналіз роботи помножувача частоти від зміни вхідної частоти, режимів живлення потребує отримання аналітичних залежностей ВАХ, величини від'ємного опору, резонансного коефіцієнту передачі за напругою у режимах помноження частоти (подвоєння й потроєння), які складають математичну модель помножувача частоти. На рис. 4.2 зображено еквівалентну схему помножувача частоти [164].

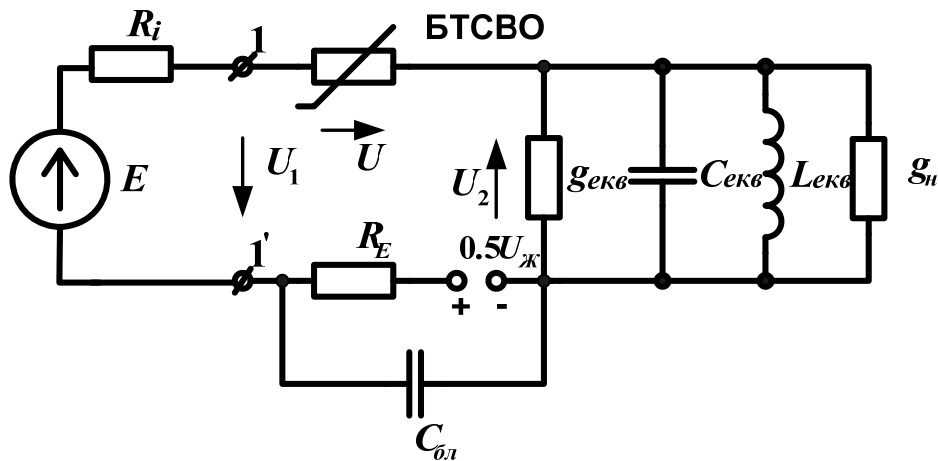


Рис. 4.2. Еквівалентна схема помножувача частоти на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором

На рис. 4.2 прийняті такі позначення: БТСВО – нелінійний опір, що враховує нелінійні властивості біполярної транзисторної структури з від'ємним опором;  $E$ ,  $R_i$  – параметри джерела сигналу, що створює струм з частотою  $\omega_1$ ;  $L_{екв}$ ,  $C_{екв}$ ,  $g_{екв}$  – елементи коливального контуру, який налаштований на частоту  $\omega_p = n\omega_1$ .

Для апроксимації статичної ВАХ помножувача частоти на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором використаємо запропонований в роботі [165] степеневий поліном

$$i_T(u) = (I_s + gU_s - hU_s^3) - (g - 3hU_s^2)u - 3hU_s u^2 + hu^3, \quad (4.1)$$

де  $u = U_m \cos \omega t$ ;  $U_s$ ,  $I_s$  – координати середини спадної ділянки вольт-амперної характеристики біполярної транзисторної структури з

від'ємним опором;  $g$ ,  $h$  – коефіцієнти апроксимації, які визначаються з експериментальних даних.

Графік апроксимованої статичної ВАХ помножувача частоти на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором показано на рис. 4.3 [165].

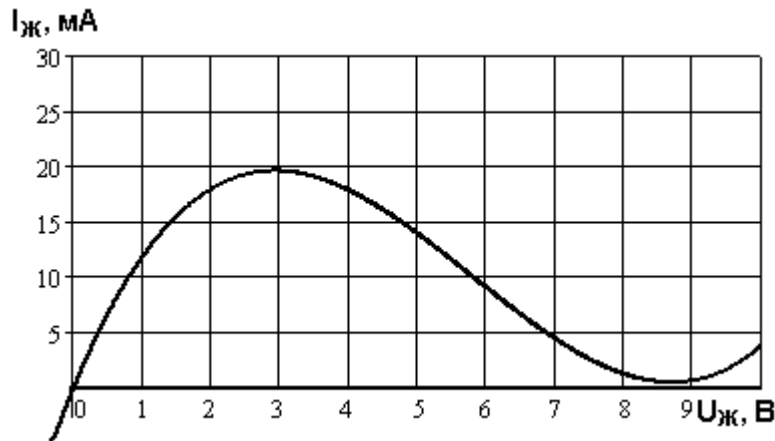


Рис. 4.3. Графік апроксимованої статичної ВАХ помножувача частоти на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором поліномом 3-го степеня

Величини  $I_s$ ,  $U_s$ ,  $g$ , і  $h$  рівняння апроксимації (4.1) спадної ділянки ВАХ біполярної транзисторної структури з від'ємним опором визначаються з системи лінійних алгебраїчних рівнянь (4.2)–(4.5) за експериментально отриманими точками початку ( $U_{max}$ ,  $I_{max}$ ) і кінця ( $U_{min}$ ,  $I_{min}$ ) ділянки від'ємного опору [165]

$$\begin{cases} U_{max} = U_s - \sqrt{\frac{g}{3h}}; \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} U_{min} = U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}}; \end{cases} \quad (4.3)$$

$$I_1 = (3hU_s^2 - g)U_1 - 3hU_sU_1U_2; \quad (4.4)$$

$$I_2 = (3hU_s^2 - g)U_2 - \frac{3}{2}hU_sU_1^2. \quad (4.5)$$

В режимі подвоєння частоти амплітуди складових струму біполярної транзисторної структури з від'ємним опором з частотами  $\omega_1$  і

$\omega_2 = 2\omega_1$  визначаються за допомогою методики [166], яка апробована у роботі [164]:

$$I_1 = (3hU_s^2 - g)U_1 - 3hU_sU_1U_2; \quad (4.6)$$

$$I_2 = (3hU_s^2 - g)U_2 - \frac{3}{2}hU_sU_1^2. \quad (4.7)$$

Для такого режиму робоча точка розташовується поблизу максимуму статичної ВАХ біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. На підставі еквівалентної схеми на рис. 4.2 можна записати

$$U_2 = -\frac{I_2}{g_n + g''} = \frac{3}{2} \frac{hU_sU_1^2}{3hU_s^2 - g + g_n + g''}. \quad (4.8)$$

Роботу помножувача частоти на ділянці від'ємного опору, на якій спостерігається часткова компенсації активних втрат (регенеративний підсилювач), можна характеризувати резонансним коефіцієнтом підсилення, величина якого визначається з рівняння

$$K_{ном} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{3}{2} \frac{hU_sU_1}{3hU_s^2 - g + g_n + g''}. \quad (4.9)$$

Вхідна провідність еквівалентної схеми на рис. 4.2 праворуч точок 1-1' визначається як

$$g_{ex} = \frac{I_1}{U_1} = 3hU_s^2 - g - 3hU_sU_2 = 3hU_s^2 - g - \frac{9}{2} \frac{h^2U_s^2U_1^2}{3hU_s^2 - g + g_n + g''}. \quad (4.10)$$

Резонансний коефіцієнт передачі за напругою вхідного кола помножувача (див. рис. 4.2)

$$K_{ex} = \frac{g_c}{g_c + g' + g_{ex}} = \frac{g_c}{g_c + g' + 3hU_s^2 - g - \frac{9}{2} \frac{h^2U_s^2U_1^2}{3hU_s^2 - g + g_n + g''}}. \quad (4.11)$$

Умови стійкої роботи помножувача частоти визначаються співвідношеннями

$$\begin{cases} 3hU_s^2 - g + g_n + g'' \geq 0; \\ g_c + g' + 3hU_s^2 - g - \frac{9}{2} \frac{h^2 U_s^2 U_1^2}{3hU_s^2 - g + g_n + g''} \geq 0; \\ g_c + g' \geq 3hU_s^2 - g. \end{cases} \quad (4.12)$$

У режимі потроєння частоти робоча точка вибирається посередині спадної ділянки статичної ВАХ біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. Визначимо амплітуди складових струму транзисторної структури з частотами  $\omega_1$  і  $\omega_3 = 3\omega_1$

$$\begin{aligned} I_1 &= (3hU_s^2 - g)U_1 + \frac{3}{4}hU_1(U_1^2 + U_1U_3 + 2U_3^2) \approx \\ &\approx (3hU_s^2 - g)U_1 + \frac{3}{4}hU_1^2(U_1 + U_3); \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} I_3 &= (3hU_s^2 - g)U_3 + \frac{1}{4}h(U_1^3 + 6U_1^2U_3 + 3U_3^3) \approx \\ &\approx (3hU_s^2 - g)U_3 + \frac{1}{4}h(U_1 + 6U_3)U_1^2. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Враховуючи, що  $U_3 = -\frac{I_3}{g_n + g''}$ , зі співвідношення (4.14) можна отримати

$$U_3 = -\frac{hU_1^3}{2[3hU_1^2 + 2(3hU_s^2 - g + g'' + g_n)]}. \quad (4.15)$$

Резонансний коефіцієнт передачі за напругою помножувальної частини пристрою праворуч клем 1-1' на рис. 4.2

$$K_{ном} = \frac{U_3}{U_1} = -\frac{hU_1^2}{2[3hU_1^2 + 2(3hU_s^2 - g + g'' + g_n)]}. \quad (4.16)$$

Вхідна провідність частини схеми праворуч точок 1-1' (див. рис. 4.2)

$$g_{ex} = \frac{I_1}{U_1} = 3hU_s^2 - g + \frac{3}{4}hU_1(U_1 + U_3). \quad (4.17)$$

Схема помножувача частоти виготовлена за гібридною технологією і складається із біполярних транзисторів BFT92 і BFR93 (рис. 4.4).

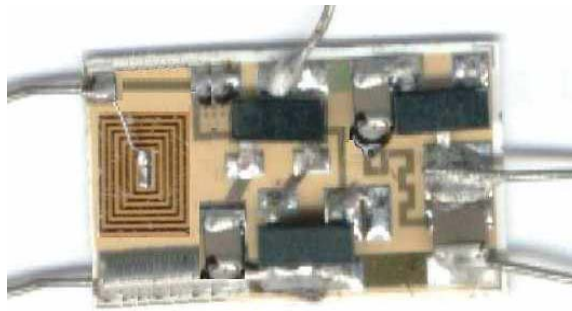


Рис. 4.4. Фотографія гібридної схеми помножувача частоти на біполярній транзисторній структурі

Проведено експериментальні дослідження розроблених помножувачів частоти, осцилограми вхідних і вихідних напруг режимів подвоєння та потроєння частоти наведено на рис. 4.5.

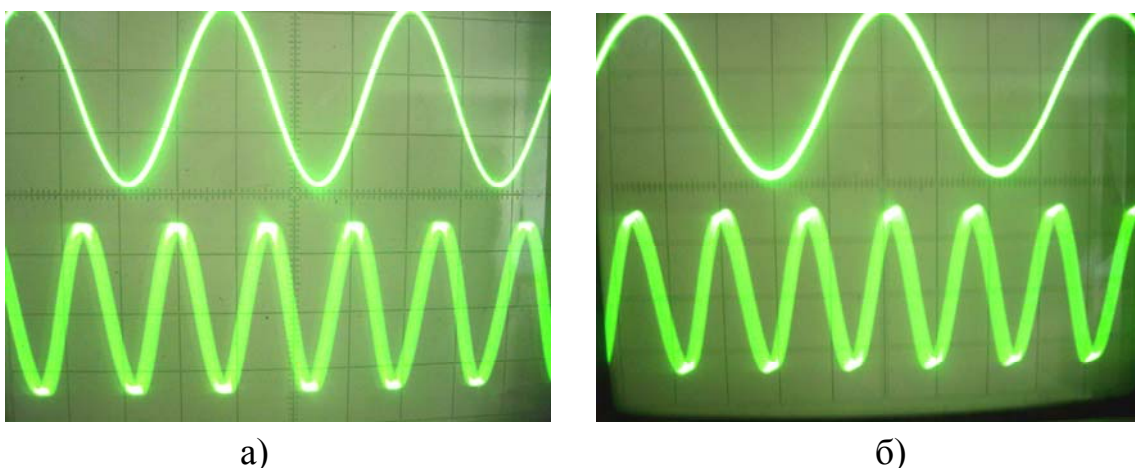


Рис. 4.5. Осцилограми режиму подвоєння (а) та потроєння (б) частоти помножувача частоти на біполярній транзисторній структурі

## 4.2. Помножувач частоти на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором

Висока нелінійність статичної вольт-амперної характеристики польової транзисторної структури з від'ємним опором дозволяє використовувати її для побудови функціональних елементів радіовимірвальних пристроїв перетворення спектрального складу сигналів [10].

Електрична схема помножувача частоти на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором показана на рис. 4.6. Помножувач частоти структурно складається з емітерного повторювача на основі біполярного транзистора VT1 і резисторів  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  і  $R_E$ , польової транзисторної структури з від'ємним опором на основі транзисторів VT2 і VT3 та резисторів  $R_1$  і  $R_2$ , а також паралельного коливального контуру  $C_{K2}$  і  $L_{K2}$ . Помножувач частоти на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором працює таким чином.

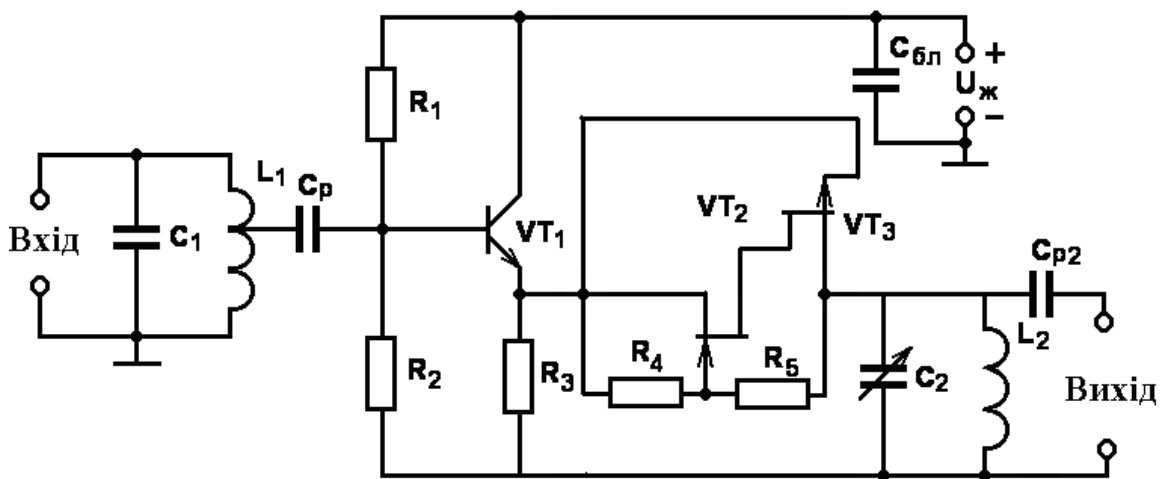


Рис. 4.6. Електрична схема помножувача частоти на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором

Сигнал з частотою  $\omega_1$  надходить з частотно вибіркою системою переднього каскаду, яка на рис. 4.6 представлена паралельним коливальним контуром  $C_1$  і  $L_1$ , на вхід емітерного повторювача на біполярному транзисторі VT1. Опори подільника напруги  $R_1$  і  $R_2$ , а також  $R_3$  вибираються з умови розташування робочої точки на лінійній ділянці вихідних статичних ВАХ біполярного транзистора VT1 та забезпечення половини напруги живлення на емітері VT1. Емітерний повто-

рювач використовується для узгодження опорів частотно вибіркої системи попереднього каскаду з польовою транзисторною структурою з від'ємним опором, повний опір якої складається з від'ємного опору активної складової і реактивної складової ємнісного характеру. Коливальний контур  $C_2L_2$  налаштований на резонансну частоту  $\omega_p = n\omega_1$ , що дозволяє виділити  $n$ -ту гармонічну складову з суми гармонічних сигналів. За рахунок компенсації від'ємним опором польової транзисторної структури у паралельному коливальному контурі  $C_2$  і  $L_2$  рівень вихідного сигналу набагато більший за рівень відповідної  $n$ -ої складової, що можна характеризувати еквівалентним коефіцієнтом резонансного підсилення за напругою  $K_{\text{рез}}$ . Вибір місця розташування робочої точки на статичній ВАХ польової транзисторної структури з від'ємним опором здійснюється за допомогою зміни опорів резисторів  $R_4$  і  $R_5$  при умові роботи емітерного повторювача у лінійному режимі.

Еквівалентна схема помножувача частоти на польовій транзисторній структурі показана на рис. 4.7.

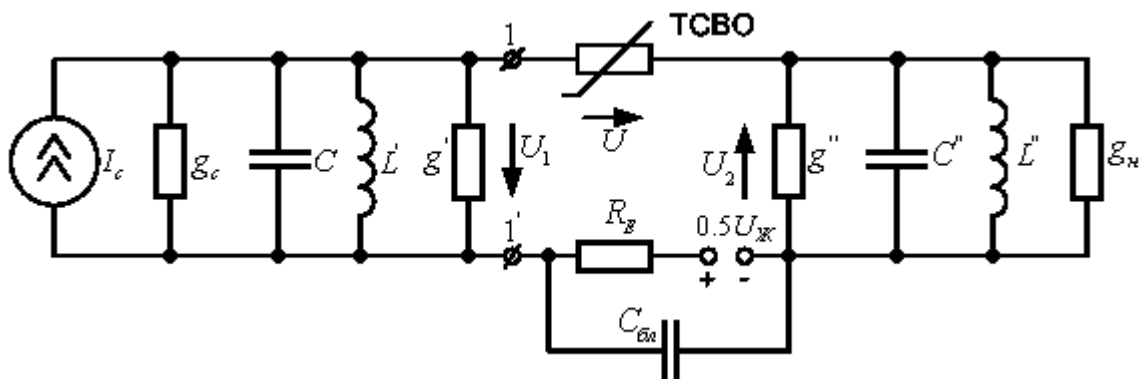


Рис. 4.7. Еквівалентна схема помножувачів частоти на основі транзисторних структур з від'ємним опором

На рис. 4.7. прийняті такі позначення: TCBO – нелінійний опір, що враховує нелінійні властивості досліджуваних транзисторних структур з від'ємним опором;  $I_c$ ,  $g_c$  – параметри джерела сигналу, що створює струм з частотою  $\omega_1$ ;  $L'$ ,  $C'$ ,  $g'$  – перераховані до входу досліджуваних транзисторних структур з від'ємним опором параметри вхідного контуру, який налаштований з врахуванням вхідної провідності емітерного повторювача на частоту  $\omega_1$ ;  $L''$ ,  $C''$ ,  $g''$  – елементи вихідного контуру, який налаштований на частоту  $\omega_p = n\omega_1$ .

Проведемо нелінійну апроксимацію статичної ВАХ характеристик польової транзисторної структури з від'ємним опором із врахуванням фізичних процесів, що в ній протікають. В роботі [165] запропонована нелінійна апроксимація вихідних характеристик польових транзисторів за допомогою функції гіперболічного тангенсу:

$$I_C = I_{C0} \left( 1 - \frac{U_{3B}}{U_0} \right)^2 (thM)^{-1} th \left[ M \frac{U_{CB}/U_0}{1 - U_{3B}/U_0} \right], \quad (4.18)$$

де  $I_{C0}$  – струм стоку при  $U_{3B} = 0$ ,  $U_{CB} = U_0$ ;  $U_{3B}$ ,  $U_{CB}$  – напруги на електродах затвор-витік та стік-витік відповідно;  $U_0$  – напруга відсічки.

Параметр  $M$  визначається зі співвідношення

$$M = S_{\max} \frac{U_0}{I_{C0}}, \quad (4.19)$$

де  $S_{\max} = \frac{dI_c}{dU_{CB}}$  – крутість вихідної характеристики польового транзистора при  $U_{3B} = U_{CB} = 0$ .

Співвідношення (4.18) містить основні параметри польових транзисторів і з похибкою не більше 5 % апроксимує сімейство вихідних характеристик польового транзистора [167]. На підставі запропонованої апроксимації вихідних характеристик польових транзисторів в роботі [168] отримана функція (4.20), що апроксимує статичну ВАХ польової транзисторної структури з від'ємним опором, а також отримана його залежність диференціальної провідності від напруги [168]:

$$I(U) = \frac{U}{R_1 + R_2} + I_{C0} \left( 1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 (thM)^{-1} th \left[ M \frac{U / 2U_0}{1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right]; \quad (4.20)$$

$$G_{\sim}^{(-)}(U) = \frac{dI}{dU} = \frac{1}{R_1 + R_2} - \frac{I_{C0}}{2U_0} (thM)^{-1} \cdot \left( \frac{2R_1}{R_1 + R_2} \left[ 1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] \times \right.$$

$$\times th \left[ M \frac{U / 2U_0}{1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right] - M \cdot ch^{-2} \left[ M \frac{U / 2U_0}{1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right]. \quad (4.21)$$

Отримані аналітичні співвідношення (4.20) і (4.21) із допустимою точністю (відхилення від експериментальних значень не більше 5 %) описують статичну ВАХ і залежність від'ємної диференціальної провідності від напруги польової транзисторної структури з від'ємним опором на рис. 4.3. Це дозволяє використовувати співвідношення (4.20) і (4.21) на етапі проектування помножувача для вибору польових транзисторів та отримання необхідного нахилу спадної ділянки ВАХ шляхом підбору величин опорів  $R_4$  і  $R_5$  подільника напруги.

Схема помножувача частоти виготовлена за гібридною технологією і складається із комплементарної пари польових транзисторів з керуючим  $p$ - $n$  переходом КП103К і КП303И і біполярного транзистора УКТ3102 (рис. 4.8).

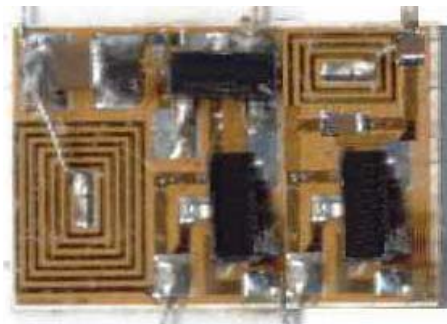


Рис. 4.8. Фотографія гібридної схеми помножувача частоти на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором

У режимі подвоєння частоти робоча точка вибирається поблизу максимуму статичної ВАХ польової транзисторної структури з від'ємним опором.

Математичний опис динамічної ВАХ в околі робочої точки [166] має вигляд

$$i = I_0 + a_1 \left( u - \frac{U_{жс}}{2} \right) + a_2 \left( u - \frac{U_{жс}}{2} \right)^2, \quad (4.22)$$

де напруга на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором

$$u = u_1 + u_2 + \frac{U_{жс}}{2}, \quad (4.23)$$

а  $u_1 = U_{m1} \cos \omega_1 t$  і  $u_2 = U_{m1} \cos(2\omega_1 t + \varphi)$  – відповідно друга і третя гармоніки напруги на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором.

Підставивши (4.22) у (4.23) з урахуванням розкладу (4.20) у ряд Фур'є, визначимо амплітуди складових струму польової транзисторної структури з від'ємним опором з частотами  $\omega_1$  і  $\omega_2 = 2\omega_1$

$$I_1 = \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} \right) U_1 - M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{4U_0^2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_1 U_2; \quad (4.24)$$

$$I_2 = \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} \right) U_2 - M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{8U_0^2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_1^2. \quad (4.25)$$

На підставі еквівалентної схеми на рис. 4.7 можна записати

$$\begin{aligned} U_2 &= -\frac{I_2}{g_n + g''} = \\ &= \frac{I_{C0} R_1 M(thM)^{-1} U_1^2}{8U_0^2 \left[ 1 + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} (R_1 + R_2) + (g_n + g'')(R_1 + R_2) \right]}. \end{aligned} \quad (4.26)$$

Роботу помножувача частоти на ділянці від'ємного опору, на якій спостерігається часткова компенсації активних втрат (регенеративний підсилювач), можна характеризувати резонансним коефіцієнтом підсилення

$$K_{ном} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_{C0} R_1 M(thM)^{-1} U_1}{8U_0^2 \left[ 1 + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} (R_1 + R_2) + (g_n + g'')(R_1 + R_2) \right]}. \quad (4.27)$$

Вхідна провідність еквівалентної схеми на рис. 4.7 праворуч точок 1-1' визначається як

$$\begin{aligned} g_{ex} &= \frac{I_1}{U_1} = \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} - M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{4U_0^2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_2 = \\ &= M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} + \frac{1}{R_1 + R_2} \left( 1 - M(thM)^{-1} \frac{I_{C0} R_1}{4U_0^2} U_2 \right). \end{aligned} \quad (4.28)$$

Резонансний коефіцієнт передачі за напругою вхідного кола помножувача (див. рис. 4.7)

$$K_{ex} = \frac{g_c}{g_c + g' + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} + \frac{1}{R_1 + R_2} \left( 1 - M(thM)^{-1} \frac{I_{C0} R_1}{4U_0^2} U_2 \right)}. \quad (4.29)$$

Умови стійкої роботи помножувача частоти [166] визначаються співвідношеннями

$$\left\{ \begin{aligned} &\frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} + g_n + g'' \geq 0; \\ &g_c + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} + \frac{1}{R_1 + R_2} \left( 1 - M(thM)^{-1} \frac{I_{C0} R_1}{4U_0^2} U_2 \right) + g' \geq 0; \\ &g_c + g' \geq \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0}. \end{aligned} \right. \quad (4.30)$$

У режимі потроєння частоти робоча точка вибирається посередині спадної ділянки статичної ВАХ польової транзисторної структури з від'ємним опором. Математичний опис динамічної ВАХ в околі робочої точки [166]

$$i = a_1 \left( u - \frac{U_{\text{жс}}}{2} \right) + a_3 \left( u - \frac{U_{\text{жс}}}{2} \right)^3, \quad (4.31)$$

де напруга на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором описується співвідношенням

$$u = u_1 + a_3 u_3 + \frac{U_{\text{жс}}}{2}. \quad (4.32)$$

Відомо [169], що основний внесок у струм польової транзисторної структури здійснюють компоненти першої та третьої гармонік. Підставивши (4.32) у (4.31) з врахуванням розкладу (4.20) у ряд Фур'є, визначимо амплітуди складових струму польової транзисторної структури з від'ємним опором з частотами  $\omega_1$  і  $\omega_3 = 3\omega_1$

$$I_1 = \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} \right) U_1 - \frac{M^3 I_{C0}}{32U_0^3} (thM)^{-1} U_1 (U_1^2 + U_1 U_2 + 2U_2^2) \approx \\ \approx \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} \right) U_1 - \frac{M^3 I_{C0}}{32U_0^3} (thM)^{-1} U_1^2 (U_1 + U_2); \quad (4.33)$$

$$I_3 = \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} \right) U_2 - \frac{M^3 I_{C0}}{96U_0^3} (thM)^{-1} (U_1^3 + 6U_1^2 U_2 + 3U_2^3) \approx \\ \approx \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} \right) U_2 - \frac{M^3 I_{C0}}{96U_0^3} (thM)^{-1} (U_1 + 6U_2) U_1^2. \quad (4.34)$$

Враховуючи, що  $U_3 = -\frac{I_3}{g_{\mu} + g''}$  зі співвідношення (4.34) можна отримати

$$U_2 = \frac{\frac{M^3 I_{C0}}{12U_0^3} (thM)^{-1} U_1^3}{2 \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} + g'' + g_{\mu} \right) - \frac{M^3 I_{C0}}{8U_0^3} (thM)^{-1} U_1^2}. \quad (4.35)$$

Резонансний коефіцієнт передачі помножувальної частини пристрою праворуч клем 1-1' на рис. 4.2

$$K_{ном} = \frac{\frac{M^3 I_{C0}}{12U_0^3} (thM)^{-1} U_1^2}{2 \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + M (thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} + g'' + g_{\#} \right) - \frac{M^3 I_{C0}}{8U_0^3} (thM)^{-1} U_1^2}. \quad (4.36)$$

Вхідна провідність частини схеми праворуч точок 1-1' (див. рис. 4.2)

$$g_{ex} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{1}{R_1 + R_2} + M (thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} - \frac{M^3 I_{C0}}{32U_0^3} (thM)^{-1} U_1 (U_1 + U_2). \quad (4.37)$$

Стабільність параметрів радіовимірювальних пристроїв оброблення спектрального складу сигналів на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором визначаються сталістю напруги джерела живлення і температури оточуючого середовища. У загальному випадку приріст довільного параметра  $N$  помножувача частоти на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором можна записати у вигляді [166]

$$dN = \frac{\partial N}{\partial U_{ж}} dU_{ж} + \frac{\partial N}{\partial T} dT. \quad (4.38)$$

Параметр  $N$  має складну залежність від  $U_{ж}$  і  $T$ . Зміна цих величин призводить до зміни параметрів  $G_0$ ,  $G_K$ ,  $C_0$  і  $C_K$  еквівалентної схеми польової транзисторної структури з від'ємним опором [170]:

$$\frac{\partial N}{\partial U_{ж}} = \frac{\partial N}{\partial G_0} \frac{\partial G_0}{\partial U_{ж}} + \frac{\partial N}{\partial G_K} \frac{\partial G_K}{\partial U_{ж}} + \frac{\partial N}{\partial C_0} \frac{\partial C_0}{\partial U_{ж}} + \frac{\partial N}{\partial C_K} \frac{\partial C_K}{\partial U_{ж}}; \quad (4.39)$$

$$\frac{\partial N}{\partial T} = \frac{\partial N}{\partial G_0} \frac{\partial G_0}{\partial T} + \frac{\partial N}{\partial G_K} \frac{\partial G_K}{\partial T} + \frac{\partial N}{\partial C_0} \frac{\partial C_0}{\partial T} + \frac{\partial N}{\partial C_K} \frac{\partial C_K}{\partial T}. \quad (4.40)$$

Під час розрахунку нестабільності помножувача частоти на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором необхідно врахувати вплив нестабільності напруги джерела живлення і температури на середнє значення провідності  $G_0$  і диференціальної провідності  $G_K$   $k$ -ої

гармоніки за допомогою рівняння (4.20) з врахуванням (4.18), (4.19), (4.22)–(3.25). Дослідження впливу напруги живлення і температури на  $C_0$  і  $C_K$  можна здійснити за допомогою результатів експериментальних досліджень [23].

Проведено експериментальні дослідження розробленого помножувача частоти, отримано в [170] осцилограми вихідних напруг у режимах подвоєння та потроєння частоти (рис. 4.9).

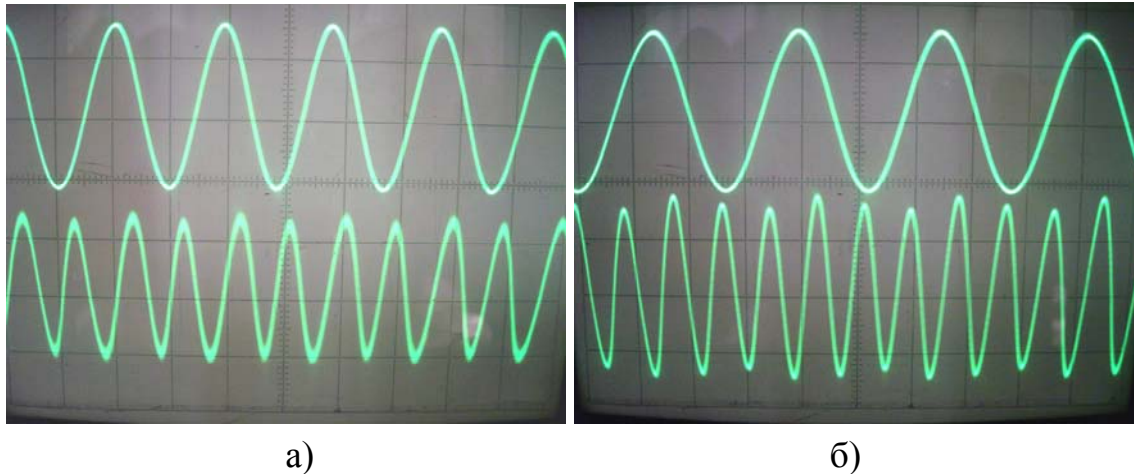


Рис. 4.9. Осцилограми режиму а) подвоєння та б) потроєння частоти помножувача частоти на польовій транзисторній структурі

### **4.3. Помножувач частоти на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором**

На рис. 4.10 наведено електричну схему електрично керованого НВЧ помножувача частоти на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором [171]. Структурно НВЧ помножувач частоти складається з частотно вибіркою системи джерела сигналу ( $L1C1$ ), емітерного повторювача на біполярному транзисторі  $VT1$ , ТСВО на основі біполярного транзистора  $VT3$  і двозатворного МДН-транзистора  $VT2$  та частотно вибіркою системи НВЧ помножувача, яка представлена у вигляді паралельного коливального контуру  $L2C2$ .

Принцип дії НВЧ помножувача частоти полягає у такому. НВЧ-сигнал з частотно вибіркою системи джерела сигналу  $L1C1$  через емітерний повторювач надходить на транзисторну структуру  $VT2$ – $VT3$ ,

який використовується для узгодження вихідного опору джерела НВЧ-сигналу з опором транзисторної структури. Параметри резисторів  $R_1$ ,  $R_2$  і  $R_3$  вибираються з умови забезпечення половини напруги живлення на емітері біполярного транзистора  $VT_1$  і його роботи у лінійному режимі при заданому струмі транзисторної структури  $VT_2$ - $VT_3$  та амплітуди вхідного НВЧ-сигналу.

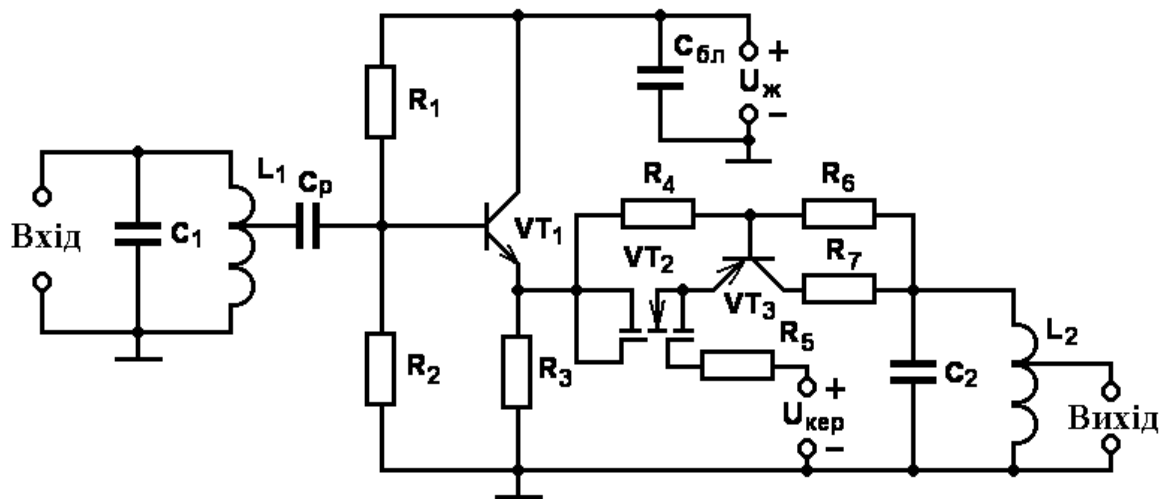


Рис. 4.10. Електрична схема НВЧ помножувача частоти на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором

Транзисторна структура на основі  $VT_2$ - $VT_3$  має сімейство статичних  $\Lambda$ -подібних вольт-амперних характеристик. При розташуванні робочої точки на спадній ділянці ВАХ повний комплексний опір транзисторної структури складається з від'ємного диференціального опору і реактивної складової ємнісного характеру, величини яких залежать від напруги керування. Коливальний контур електрично керованого НВЧ помножувача частоти  $L_2C_2$  з врахуванням внесеної ємнісної складової повного опору транзисторної структури налаштований на частоту  $n\omega_1$  [171].

Фотографію гібридної схеми помножувача частоти на біполярно-польовій транзисторній структурі наведено на рис. 4.11 [172]. Експериментальні дослідження показали, що для обраної біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором  $VT_2$ - $VT_3$  запропонований електрично керований НВЧ помножувач частоти ефективно працює у режимах подвоєння і потроєння частоти.

При цьому у режимі подвоєння частоти положення робочої точки обирається поблизу максимуму статичної ВАХ, а у режимі потроєння – на середній частині спадної ділянки статичної ВАХ (рис. 4.12). При зміні частоти вхідного НВЧ-сигналу перелаштування резонансної частоти коливального контуру L2C2 здійснюється за рахунок зміни ємнісної складової повного опору транзисторної структури шляхом зміни величини напруги керування. Від’ємний диференціальний опір транзисторної структури компенсує активні втрати у коливальному контурі L2C2, що приводить до суттєвого збільшення його еквівалентної добротності та вибірності.

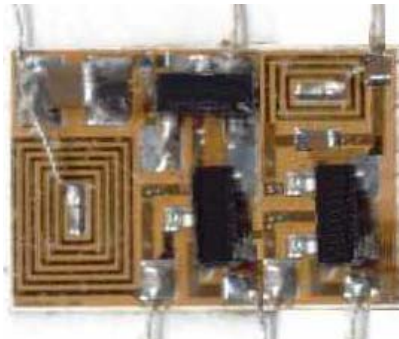


Рис. 4.11. Фотографія гібридної схеми помножувача частоти на біполярно-польовій транзисторній структурі

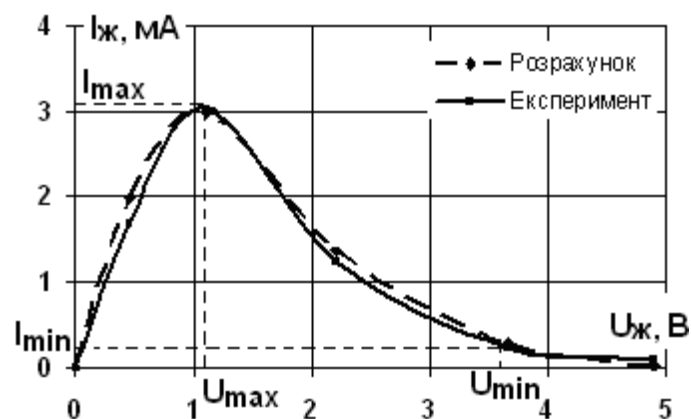


Рис. 4.12. Апроксимована статична ВАХ біполярно-польової транзисторної структури з від’ємним опором НВЧ помножувача частоти

При розробці математичної моделі НВЧ помножувача частоти на біполярно-польовій транзисторній структурі з від’ємним опором необхідно враховувати її нелінійні властивості ВАХ і селективні власти-

вості НВЧ помножувача частоти. Проведені у роботі [149] експериментальні дослідження показали, що при розробці НВЧ-пристроїв на основі біполярно-польової транзисторної структури VT2-VT3 необхідно враховувати частотні властивості біполярного транзистора VT3. При цьому гранична частота двозатворного МДН-транзистора VT2 може бути у 1,5...2 рази менша нижньої частоти робочого діапазону [173].

Для дослідження стаціонарного режиму роботи електрично керованого НВЧ помножувача частоти необхідно виконати апроксимацію статичної ВАХ транзисторної структури з від'ємним опором. У [174] запропонована нелінійна апроксимація активного елемента НВЧ-генератора на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором з використанням функції гіперболічного тангенсу. За аналогією з [174], враховуючи властивості біполярного транзистора та при умові максимально точного опису ВАХ в околі максимуму і у середній точці спадної ділянки, отримуємо:

$$I_{\text{ж}}(U_{\text{ж}}) = \frac{g_s U_{\text{ж}}}{2} + a \left( U_{\text{min}} - \frac{U_{\text{ж}}}{2} \right)^2 \operatorname{th} \frac{e U_{\text{ж}}}{2kT}, \quad (4.41)$$

де

$$a = \frac{I_{\text{max}} - g_s U_{\text{max}}}{(U_{\text{min}} - U_{\text{max}}) \operatorname{th} \frac{1}{2} \frac{e U_{\text{max}}}{kT}}; \quad g_s = \frac{I_{\text{min}}}{U_{\text{min}}},$$

а значення  $I_{\text{max}}$ ,  $U_{\text{max}}$ ,  $I_{\text{min}}$  і  $U_{\text{min}}$  визначаються з рис. 4.12.

Рівняння залежності диференціальної провідності транзисторної структури з від'ємним опором від напруги живлення має вигляд

$$G_{\sim}(U_{\text{ж}}) = \frac{g_s}{2} - a \left( U_2 - \frac{U_{\text{ж}}}{2} \right) \left[ \operatorname{th} \frac{e U_{\text{ж}}}{2kT} - \frac{e}{2kT} \left( U_2 - \frac{U_{\text{ж}}}{2} \right) ch^{-2} \frac{e U_{\text{ж}}}{2kT} \right]. \quad (4.42)$$

Еквівалентна схема електрично керованого НВЧ помножувача частоти наведена на рис. 4.7.

У режимі подвоєння частоти НВЧ помножувача частоти на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором робоча точка вибирається поблизу максимуму статичної ВАХ. Математичний

опис статичної ВАХ в околі робочої точки виражається рівнянням (4.26).

Підставивши (4.23) у (4.22), з врахуванням розкладу (4.41) у ряд Фур'є, визначимо амплітуди складових струму біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором з частотами  $\omega_1$  і  $\omega_2 = 2\omega_1$

$$I_{m1} = a_1 U_{m1} + a_2 U_{m1} U_{m2} = \left( g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} \right) U_{m1} - \frac{a}{2} \frac{eU_{\min}}{kT} U_{m1} U_{m2}; \quad (4.43)$$

$$I_{m2} = a_1 U_{m2} + \frac{1}{2} a_2 U_{m1}^2 = \left( g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} \right) U_{m2} - \frac{a}{4} \frac{eU_{\min}}{kT} U_{m1}^2. \quad (4.44)$$

На основі еквівалентної схеми (див. рис. 4.7), з урахуванням (4.44) запишемо:

$$U_{m2} = -\frac{I_{m2}}{g_n + g''} = \frac{a}{4} \frac{eU_{\min}}{kT} \frac{U_{m1}^2}{a \frac{eU_{\min}^2}{kT} + g_s + g_H + g''}. \quad (4.45)$$

Роботу помножувача частоти на ділянці від'ємного опору, на якій спостерігається часткова компенсації активних втрат (принцип регенеративного підсилювача), можна характеризувати резонансним коефіцієнтом підсилення, який з урахуванням (4.47) має вигляд

$$K_{ном} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{a}{4} \frac{eU_{\min}}{kT} \frac{U_{m1}}{a \frac{eU_{\min}^2}{kT} + g_s + g_H + g''}. \quad (4.46)$$

Вхідна провідність еквівалентної схеми на рис. 4.7 праворуч точок 1-1' визначається як

$$g_{ex} = \frac{I_{m1}}{U_{m1}} = a_1 + a_2 U_{m2} = g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} - \frac{1}{2} \left( \frac{a}{2} \frac{eU_{\min}}{kT} \right)^2 \frac{U_{m1}^2}{a \frac{eU_{\min}^2}{kT} + g_s + g_H + g''}. \quad (4.47)$$

Резонансний коефіцієнт передачі за напругою вхідного кола НВЧ помножувача частоти (рис. 4.7)

$$K_{ex} = \frac{g_c}{g_c + g' + g_{ex}}, \quad (4.48)$$

де  $g_{ex}$  визначається за допомогою співвідношення (4.47).

Умови стійкої роботи НВЧ помножувача частоти визначаються співвідношеннями [166]

$$\left\{ \begin{array}{l} g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} + g_H + g'' \geq 0; \\ g_c + g' - g_s - a \frac{eU_{\min}^2}{kT} \geq 0; \\ g_c + g' + g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} - \frac{1}{2} \left( \frac{a eU_{\min}}{2 kT} \right)^2 \frac{U_{m1}^2}{a \frac{eU_{\min}^2}{kT} + g_s + g_H + g''} \geq 0. \end{array} \right. \quad (4.49)$$

У режимі потроєння частоти робоча точка вибирається посередині спаданої ділянки статичної ВАХ біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором. Математичний опис статичної ВАХ в околі робочої точки [166]

$$i = I_0 + a_1 \left( u - \frac{U_{ж}}{2} \right) + a_3 \left( u - \frac{U_{ж}}{2} \right)^3, \quad (4.50)$$

де напруга на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором описується співвідношенням

$$u = u_1 + a_3 u_3 + \frac{U_{ж}}{2}. \quad (4.51)$$

Експериментальні дослідження показують, що основний внесок у струм біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором здійснюють компоненти першої та третьої гармонік. Підставивши (4.38) у (4.39), з врахуванням розкладу (4.30) у ряд Фур'є, визначимо

амплітуди складових струму транзисторної структури з від'ємним опором з частотами  $\omega_1$  і  $\omega_3 = 3\omega_1$

$$I_{m1} \approx \left( g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} \right) U_{m1} - \frac{3a}{32} \frac{e}{kT} \left( 1 - \frac{U_{\min}^2}{3} \left( \frac{e}{kT} \right)^2 \right) U_{m1}^2 (U_{m1} + U_{m3}); \quad (4.52)$$

$$I_{m3} \approx \left( g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} \right) U_{m3} - \frac{a}{32} \frac{e}{kT} \left( 1 - \frac{U_{\min}^2}{3} \left( \frac{e}{kT} \right)^2 \right) (U_{m1} + 6U_{m3}) U_{m1}^2. \quad (4.53)$$

Враховуючи, що  $U_{m3} = -\frac{I_{m3}}{g_H + g''}$ , зі співвідношення (4.53) можна

отримати

$$U_{m3} = -\frac{a_3 U_{m1}^3}{2 \left[ -\frac{3a}{8} \frac{e}{kT} \left( 1 - \frac{U_{\min}^2}{3} \left( \frac{e}{kT} \right)^2 \right) U_{m1}^2 + 2 \left( g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} + g'' + g_H \right) \right]}. \quad (4.54)$$

Резонансний коефіцієнт передачі помножувальної частини пристрою праворуч клем 1-1' на рис. 4.2

$$K_{ном} = \frac{U_{m3}}{U_{m1}} = -\frac{a_3 U_{m1}^2}{2 \left[ -\frac{3a}{8} \frac{e}{kT} \left( 1 - \frac{U_{\min}^2}{3} \left( \frac{e}{kT} \right)^2 \right) U_{m1}^2 + 2 \left( g_s + \frac{aeU_{\min}^2}{kT} + g'' + g_H \right) \right]}. \quad (4.55)$$

Вхідна провідність частини схеми праворуч точок 1-1' (рис. 4.2)

$$g_{ex} = \frac{I_{m1}}{U_{m1}} = g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} - \frac{3a}{32} \frac{e}{kT} \left( 1 - \frac{U_{\min}^2}{3} \left( \frac{e}{kT} \right)^2 \right) U_{m1} (U_{m1} + U_{m3}). \quad (4.56)$$

Проведено експериментальні дослідження розробленого помножувача частоти на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним опором, отримано графіки режимів подвоєння та потроєння частоти (рис. 4.13).

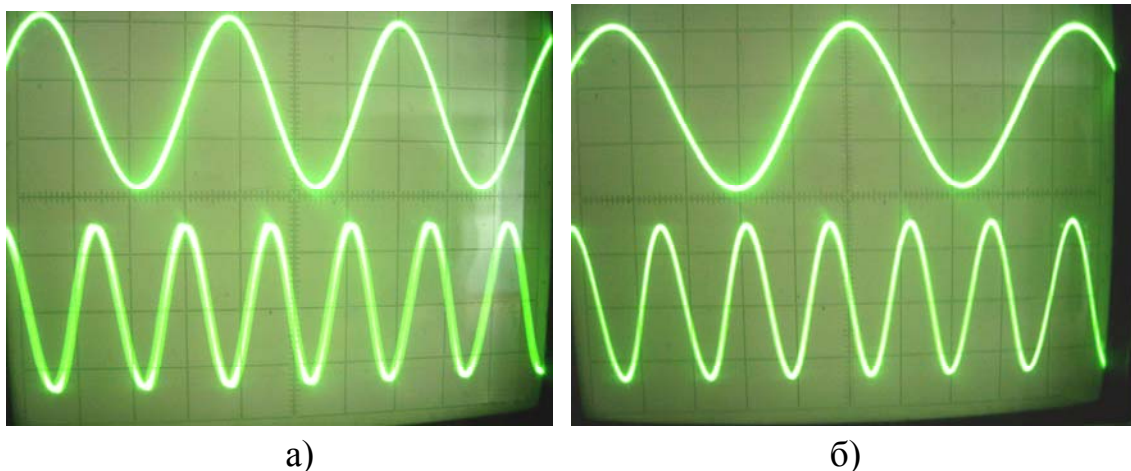


Рис. 4.13. Осцилограми режиму а) подвоєння та б) потроєння частоти помножувача частоти на біполярно-польовій транзисторній структурі

#### 4.4. Автодинний помножувач частоти на транзисторній структурі з від'ємним опором

Останнім часом перспективним напрямком побудови радіотехнічних пристроїв спектрального перетворення складу сигналів є використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором. У роботі наведено результати теоретичних досліджень автодинного перетворювача частоти дециметрового діапазону на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором, спрощена еквівалентна схема якого показана на рис. 4.14.

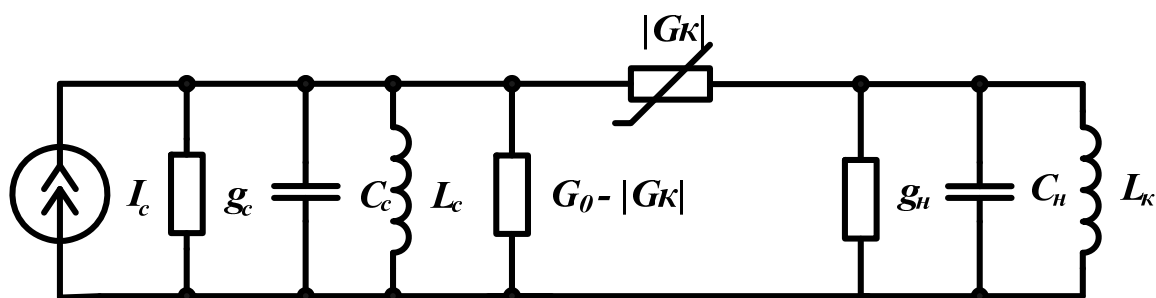


Рис. 4.14. Еквівалентна схема перетворювача частоти на основі транзисторної структури з від'ємним опором

Співвідношення для опису характеристик автодинного перетворювача частоти на транзисторній структурі з від'ємним опором є громіздкими й досить незручними. Вплив нелінійності активної й реактивної

складової повного опору транзисторної структури має різний характер. У більшості практичних випадків автодин має більшу потужність, ніж джерело сигналу, а тому перетворювач частоти по відношенню до коливань автодина є нелінійним пристроєм, в той час як по відношенню до коливань корисного сигналу є параметричним пристроєм.

За допомогою спрощеної еквівалентної схеми на рис. 4.14 отримано співвідношення для опису основних характеристик перетворювача частоти без врахування дзеркального каналу:

– коефіцієнт підсилення за потужністю  $k$ -ї складової перетвореної частоти

$$M_k = \frac{4g_h g_c G_k^2}{\left[(g_h + G_0)(g_c + G_0) - G_k^2\right]^2}; \quad (4.57)$$

– ширина смуги пропускання перетворювача частоти

$$\Delta f = \frac{(g_h + G_0)(g_c + G_0) - G_k^2}{\frac{g_h}{\Delta f_h}(g_c + G_0) + \frac{g_c}{\Delta f_c}(g_h + G_0)}; \quad (4.58)$$

– площа підсилення (добуток кореня квадратного з максимального підсилення за потужністю на ширину смуги пропускання)

$$B = \sqrt{M_k} \Delta f = \frac{2G_k \sqrt{g_c g_h}}{\frac{g_h}{\Delta f_h}(g_c + G_0) + \frac{g_c}{\Delta f_c}(g_h + G_0)}; \quad (4.59)$$

– коефіцієнт шуму  $k$ -ої складової від'ємної диференціальної провідності транзисторної структури перетворювача частоти

$$F_k = 1 + \frac{g_h}{g_c} \frac{T_h}{T_0} \left( \frac{g_c + G_0}{G_k} \right)^2 + \frac{G_{екв.0}}{g_c} \frac{T}{T_0} \left[ 1 + \left( \frac{g_c + G_0}{G_k} \right)^2 - 2 \frac{G_{екв.k}}{G_{екв.0}} \left( \frac{g_c + G_0}{G_k} \right) \right]. \quad (4.60)$$

У співвідношеннях (4.56)–(4.60) прийнято такі позначення:  $\Delta f_c$  і  $\Delta f_h$  – власні смуги пропускання вхідного й вихідного контурів;  $T_0$ ,  $T_h$

і  $T$  – абсолютні шумові температури джерела сигналу, навантаження й біполярної транзисторної структури;  $G_{екв.0}$  і  $G_{екв.k}$  – постійна складова та  $k$ -а гармонічна складова розвинення у ряд Фур'є шумової провідності біполярної транзисторної структури.

Зі співвідношення (4.56) видно, що стійка робота автодинного перетворювача частоти на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором буде при одночасному виконанні умов

$$\begin{cases} g_c + G_0 > 0; \\ g_n + G_0 > 0; \\ (g_c + G_0)(g_n + G_0) - G_k^2 > 0. \end{cases} \quad (4.61)$$

#### 4.5. Висновки до розділу

1. Вперше розроблено квазілінійні математичні моделі помножувачів частоти на біполярній, польовій та біполярно-польовій транзисторних структурах з від'ємним опором на основі узагальненої еквівалентної схеми, які на відміну від існуючих враховують режими роботи активних елементів помножувачів частоти в залежності від зміни напруг живлення та керування.

2. Отримано аналітичні залежності вихідного струму для першої та третьої гармонік вихідного струму активних елементів помножувачів частоти на біполярній, польовій та біполярно-польовій транзисторних структурах з від'ємним опором з врахуванням фізичних процесів, що в них відбуваються, які на відміну від існуючих враховують режими роботи транзисторних структур з від'ємним опором в залежності від напруг живлення і керування, температури навколишнього середовища.

3. Отримано аналітичні залежності умов стійкої роботи та резонансних коефіцієнтів передачі за напругою у режимах подвоєння і потроєння частоти на основі квазілінійної моделі активних елементів помножувачів частоти і рівняння паралельного коливального контуру для помножувачів частоти на біполярній, польовій та біполярно-польовій транзисторних структурах з від'ємним опором.

4. Проведено теоретичний аналіз можливості побудови автодинного помножувача частоти на транзисторній структурі з від'ємним опором.

## 5. ГЕНЕРАТОРНІ ПРИСТРОЇ НА ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУРАХ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ

### 5.1. Низькочастотні генератори на основі індуктивного ефекту транзисторних схем

Напівпровідникові аналоги індуктивності на основі складеного транзистора, транзистора з додатковою ємністю мають від'ємний опір. При компенсації втрат енергії в коливальному контурі за рахунок від'ємного опору аналога індуктивності в контурі можливо виникнення синусоїдальних коливань.

Схема генератора на основі індуктивного транзистора з додатковою ємністю наведена на рис. 5.1. Коливальний контур утворений транзистором TV1 з додатковою ємністю C2 і конденсатором C1. Опір R1 разом із джерелами постійної напруги здійснюють живлення транзистора за постійним струмом. Конденсатор C3 здійснює коротке замикання кола бази з колектором за змінним струмом. При відповідному виборі R1, конденсатора C2 і режиму живлення за постійним струмом в коливальному контурі виникають синусоїдальні коливання. Частота коливань визначається величиною індуктивності напівпровідникового аналога і значенням ємності конденсатора C1 [17].

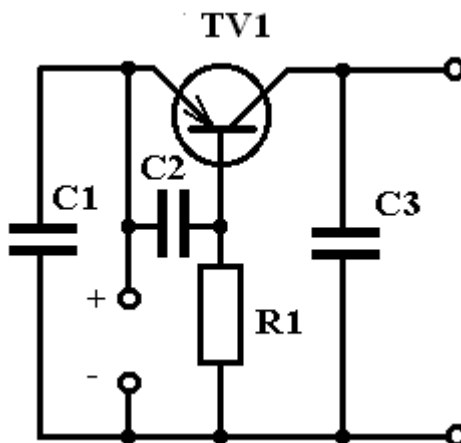


Рис. 5.1. Електрична схема генератора на індуктивному транзисторі з додатковою ємністю

На рис. 5.2 показано графіки залежності вихідної напруги генератора від струму емітера. Як видно з графіків, із збільшенням струму

емітера зростає величина вихідної напруги. Це пояснюється тим, що зростання струму емітера призводить до зменшення опору емітера, що рівнозначно зменшенню активного опору контуру. Втрати енергії в коливальному контурі зменшуються і вихідна напруга, що знімається з контуру, зростає.

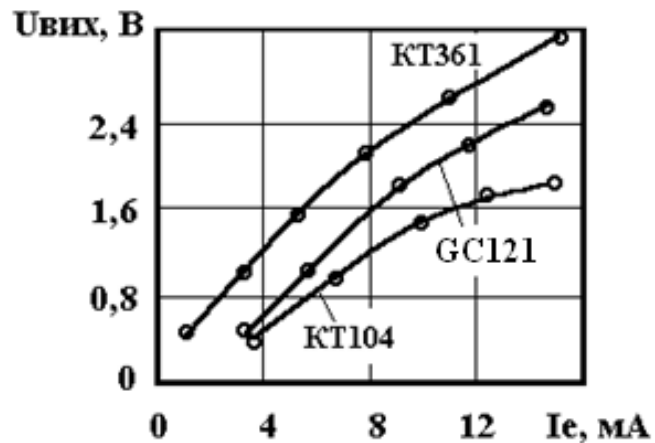


Рис. 5.2. Графік залежності вихідної напруги генератора від зміни струму емітера

Збільшення струму емітера приводить до зменшення величини індуктивності внаслідок чого зростає резонансна частота (рис. 5.3).

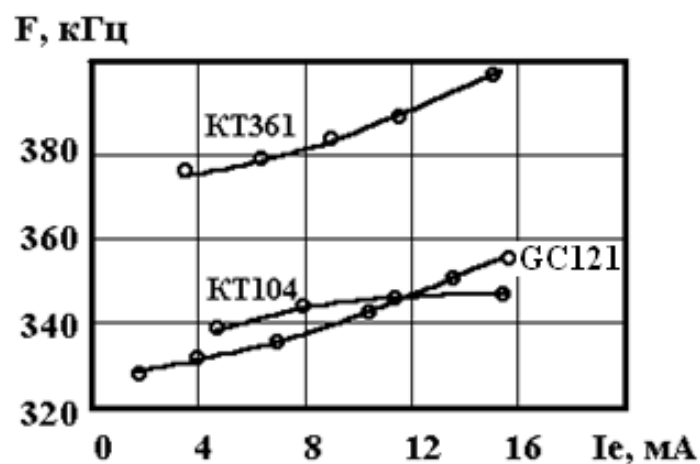


Рис. 5.3. Графік залежності резонансної частоти генератора від зміни струму емітера

Зміна напруги на колекторі приводить до зміни резонансної частоти і вихідної напруги (рис. 5.4 і 5.5).

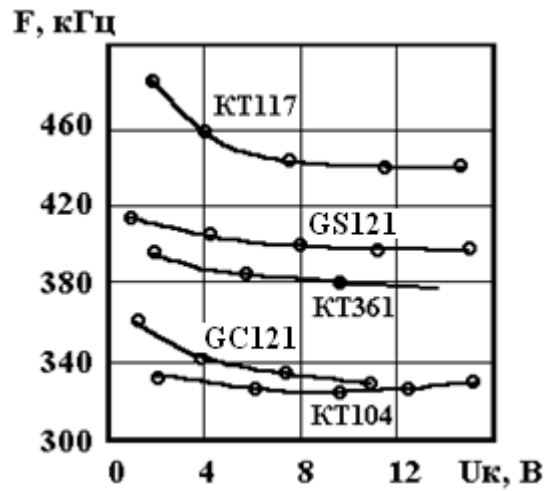


Рис. 5.4. Графік залежності резонансної частоти генератора від зміни напруги колектора

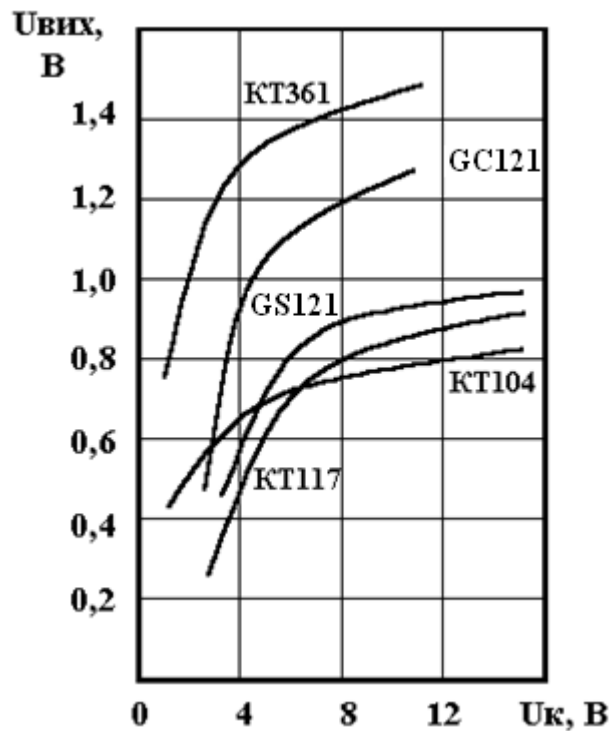


Рис. 5.5. Графік залежності вихідної напруги генератора від зміни колекторної напруги

На рис. 5.6 наведено графік залежності вихідної напруги від зміни величини додаткової ємності  $C_2$ . Існує оптимальне значення ємності, при якій вихідна напруга має максимальне значення. Резонансна частота зі збільшенням ємності  $C_2$  зменшується, оскільки зростає величина індуктивності (рис. 5.7).

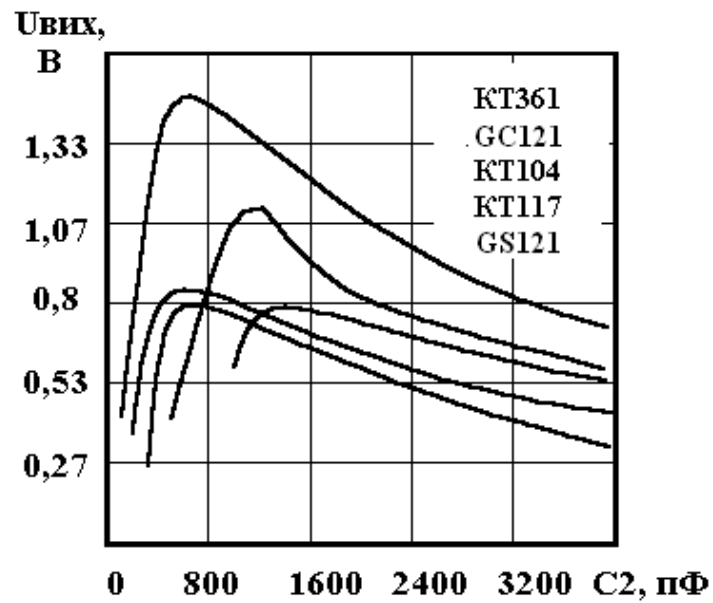


Рис. 5.6. Графік залежності вихідної напруги генератора від зміни величини додаткової ємності  $C_2$

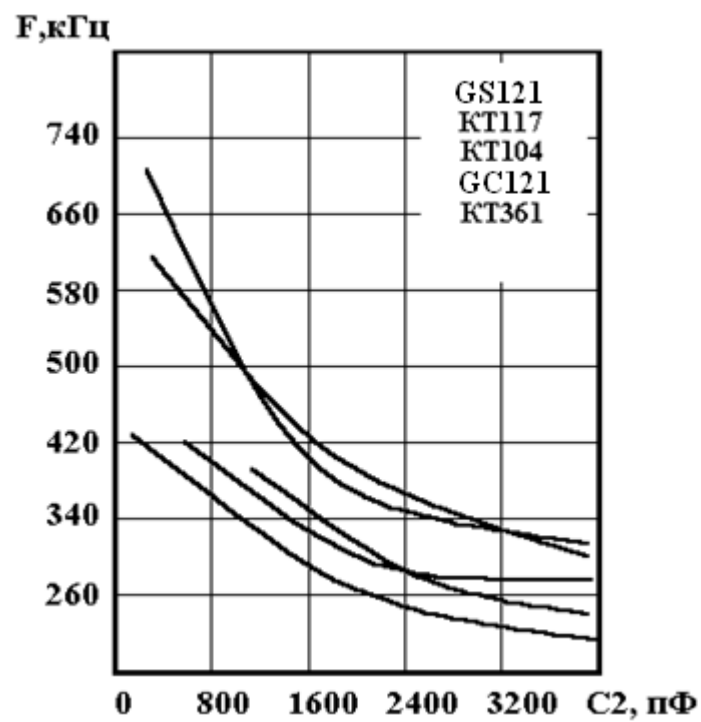


Рис. 5.7. Графік залежності резонансної частоти генератора від зміни величини додаткової ємності  $C_2$

Збільшення базового опору приводить до зростання вихідної напруги (рис. 5.8). Для кожного типу транзисторів існує оптимальне значення  $R_1$ , при якому вихідна напруга має максимальне значення.

Збільшення опору приводить до зменшення резонансної частоти (рис. 5.9), оскільки зростає величина індуктивності контуру. Потужність, створювана генератором такого типу, лежить у межах від десятих до декількох міліват і керується струмом емітера (рис. 5.10, 5.11).

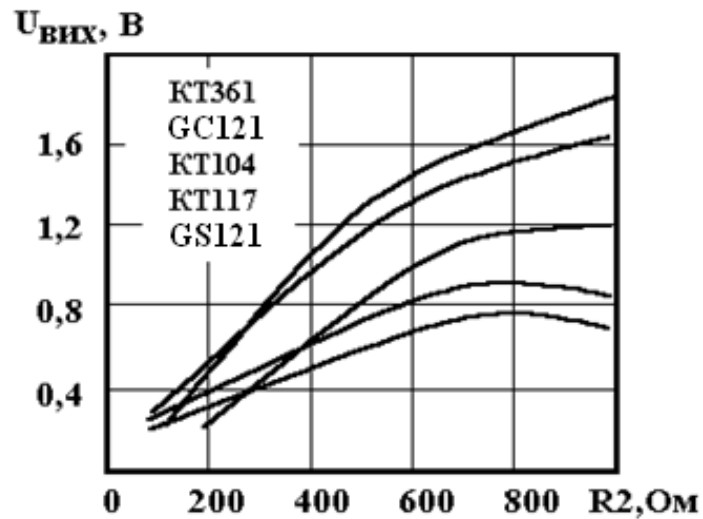


Рис. 5.8. Графік залежності вихідної напруги генератора від зміни величини опору в колі бази

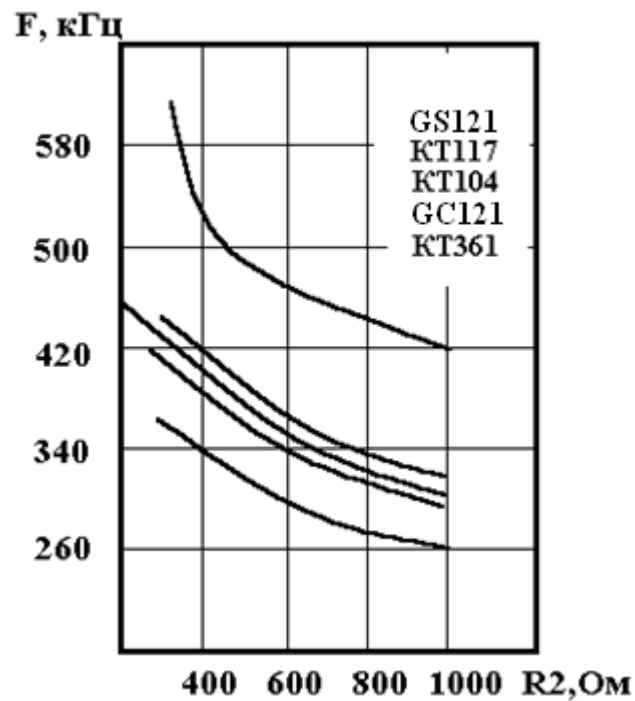


Рис. 5.9. Графік залежності резонансної частоти генератора від зміни величини опору в колі бази

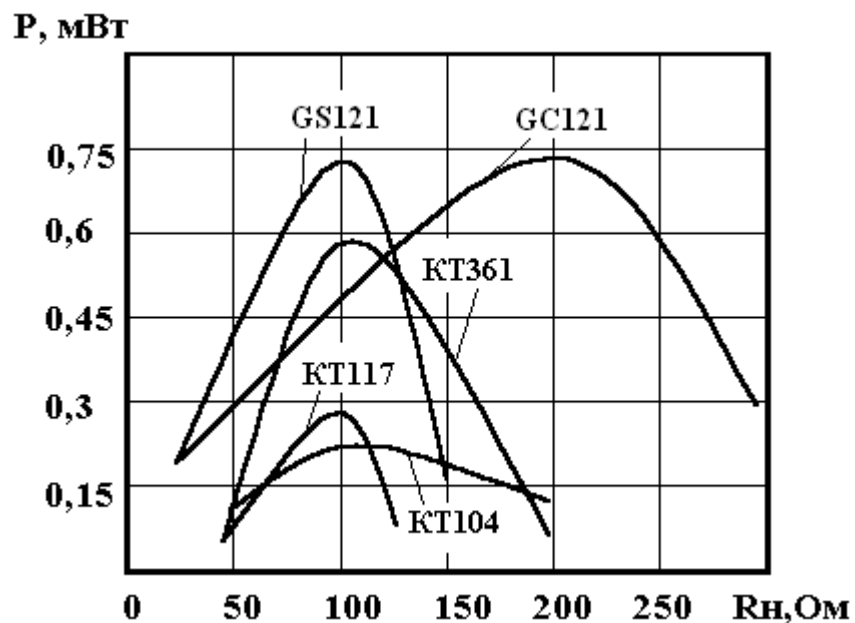


Рис. 5.10. Графік залежності вихідної потужності генератора від зміни величини опору в колі навантаження

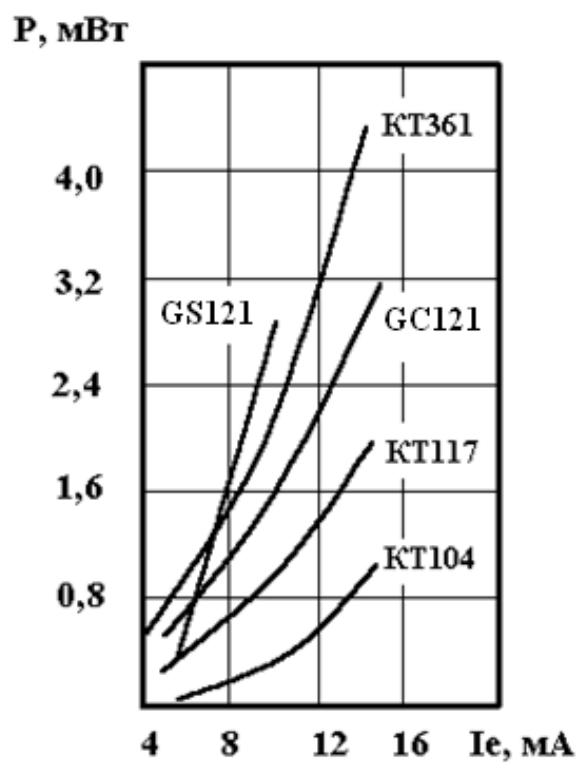


Рис. 5.11. Графік залежності вихідної потужності генератора від зміни струму емітера

Схема генератора синусоїдальних коливань на основі складеного транзистора наведена на рис. 5.12. Він складається з підсилювача по-

тужності, резонатора, що визначає частоту генерації, і кола зворотного зв'язку. Підсилювач утворений транзисторами TV1 і TV2. Вхідний опір складового транзистора в схемі із загальною базою має індуктивний характер і разом із ємністю C1 утворює коливальний контур, що є резонатором. Для складеного транзистора коефіцієнт підсилення за струмом у визначеному частотному діапазоні має значення більше одиниці, що приводить до позитивного значення коефіцієнта зворотного зв'язку. Зворотний зв'язок за напругою виявляється в складеному транзисторі більше, ніж в окремого транзистора, і це суттєво полегшує самозбудження схеми.

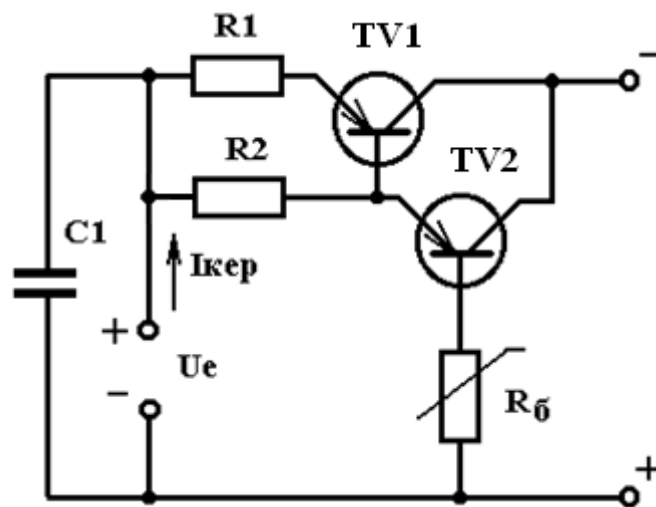


Рис. 5.12. Схема генератора на складеному транзисторі

Величина індуктивності складеного транзистора визначається співвідношенням (3.88). З цього співвідношення видно, що існує можливість електричного регулювання частоти генерації і вихідної напруги. На рис. 5.13 показано графіки залежності частоти генерації і вихідної напруги від струму керування. Як видно з графіків, існує оптимальна величина струму керування, при якій можна одержати максимальну вихідну напругу. Крива частоти генерації має точку мінімуму, що відповідає величині струму керування, при якій спостерігається максимальна вихідна напруга. Перебудову частоти генератора і зміну величини вихідної напруги можна здійснити шляхом зміни зовнішнього базового опору  $R_б$ .

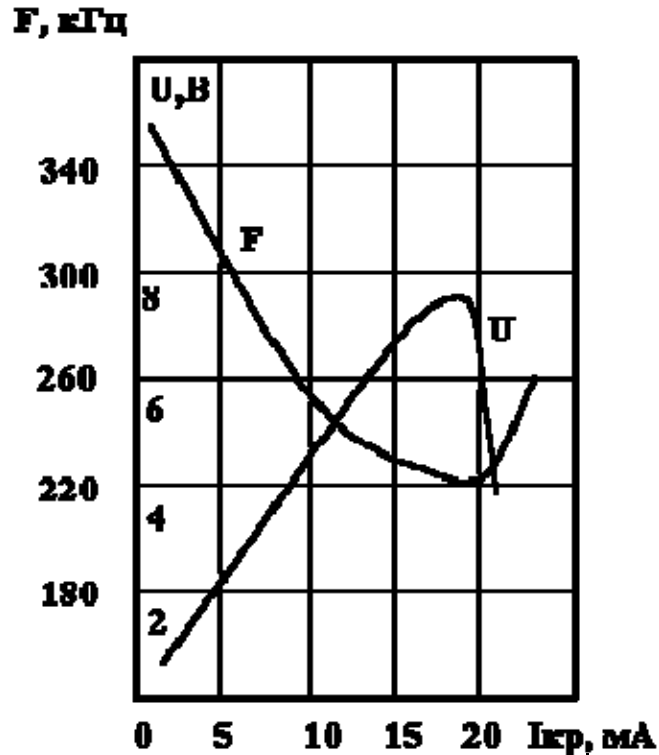


Рис. 5.13. Графік залежності резонансної частоти і вихідної напруги генератора від зміни струму керування

На рис. 5.14 наведені графіки залежності частоти генерації і вихідної напруги від зміни зовнішнього базового опору й опору навантаження. Частота генерації зменшується зі збільшенням опору  $R_6$ , а вихідна напруга зростає і досягає насичення при значеннях  $R_6$  більше 11 кОм. Це пояснюється тим, що зі збільшенням  $R_6$  зменшується величина  $f_\alpha$ , а це у свою чергу, приводить до зменшення частоти генерації. Аналіз виразу (3.90) показує, що у визначеному частотному діапазоні регулюваннями  $R_6$  можна домогтися мінімального значення активної складової, а це відповідає максимальному значенню добротності коливального контуру. Розрахунок схеми генератора не відрізняється від типових розрахунків транзисторних генераторів, за винятком параметрів коливального контуру, оскільки в схемі генератора використовується не звичайна індуктивність, а напівпровідниковий аналог. Схема генератора (рис. 5.24) зібрана на транзисторах типу УКТ3107. Режим транзисторів TV1 і TV2 за постійним струмом був таким: струм у колі емітера транзистора TV1 дорівнює 15 мА, а в колі емітера TV2 дорівнює 2,5 мА, напруга на колекторі – 11 В. Зовнішній базовий опір був

рівний 6 кОм. Цьому режиму відповідає частота генерації 760 кГц. При такій величині напруг живлення і опорів схема генератора працювала в нормальному режимі, що відповідає синусоїдальній формі вихідної напруги. Описана схема генератора дозволяє одержати вихідну напругу 15 В у широкому діапазоні частот. Довгострокова нестабільність частоти дорівнює  $2 \cdot 10^{-3}$ , а короткострокова –  $7,4 \cdot 10^{-4}$  [176, 177].

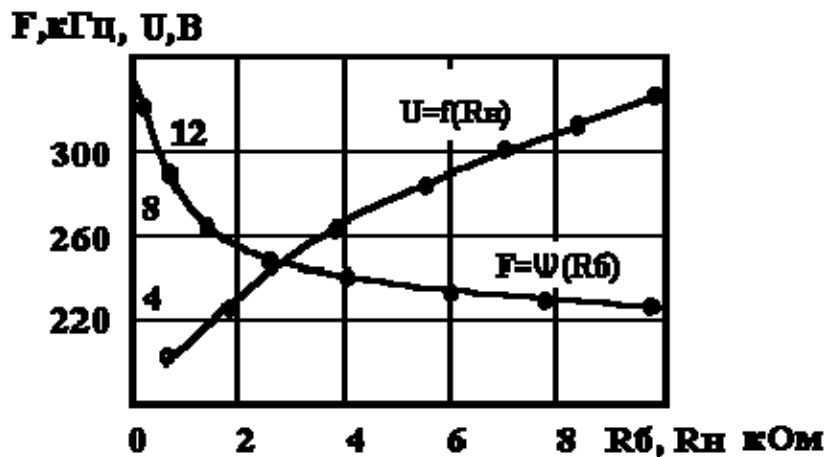


Рис. 5.14. Залежність резонансної частоти генератора від зміни опору в колі бази і вихідної напруги від опору навантаження

## 5.2. НВЧ-генератор на індуктивному транзисторі

Від'ємний активний опір на вході індуктивного транзистора можна використовувати для генерації синусоїдальних НВЧ-коливань. Цей режим, на підставі аналізу стійкості роботи індуктивного НВЧ-транзистора, забезпечується у випадку виконання нерівностей

$$R_n > |R_{exL}^{(-)}|;$$

$$R_n > \frac{L_{екв}}{|R_{exL}^{(-)}| C_{рез}}.$$

Виходячи з теорії нелінійних приладів із від'ємним опором [1, 179], для одержання гармонійних коливань до приладів S-типу під-

ключається послідовний коливальний контур. Таким чином, генератор НВЧ-коливень на індуктивному транзисторі можна реалізувати у вигляді схеми, показаної на рис. 5.15.

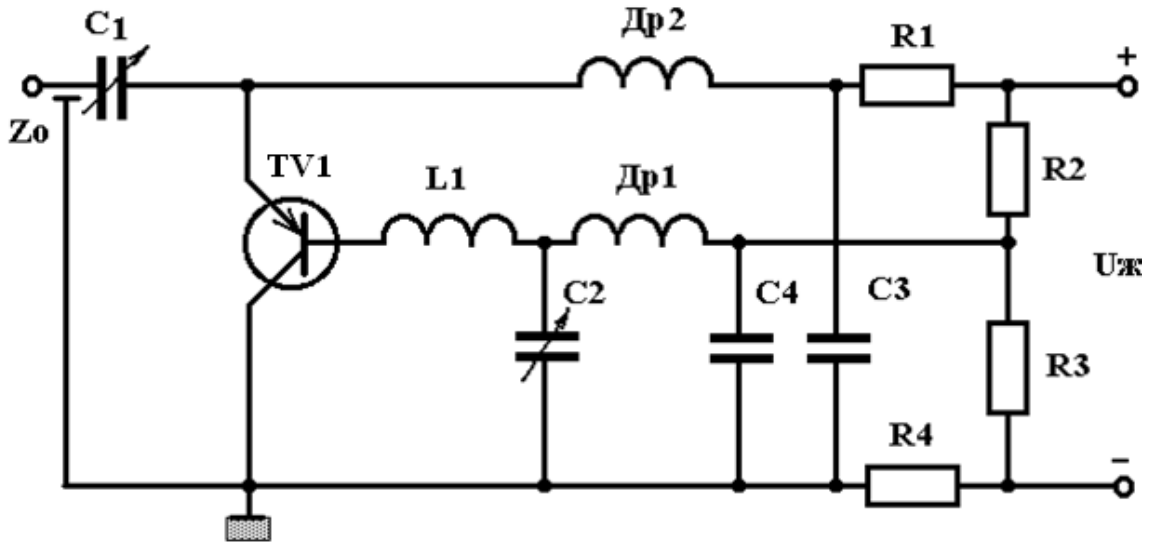
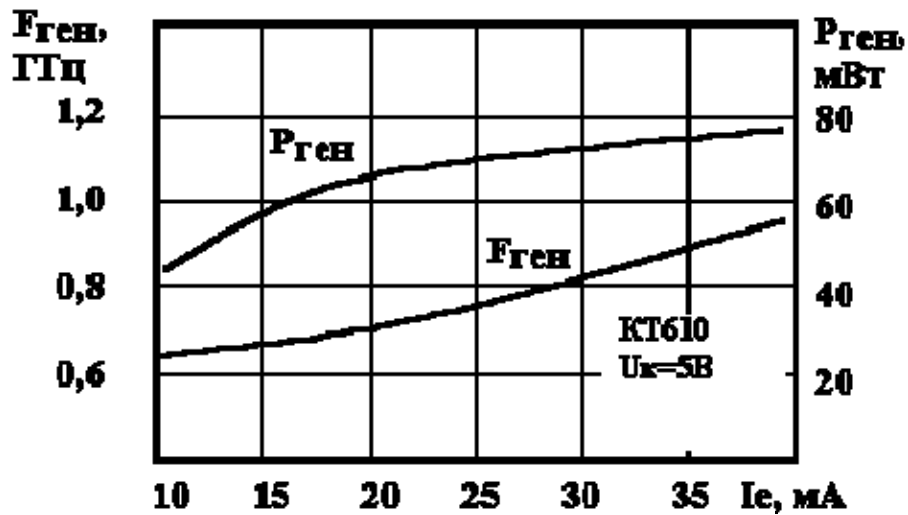
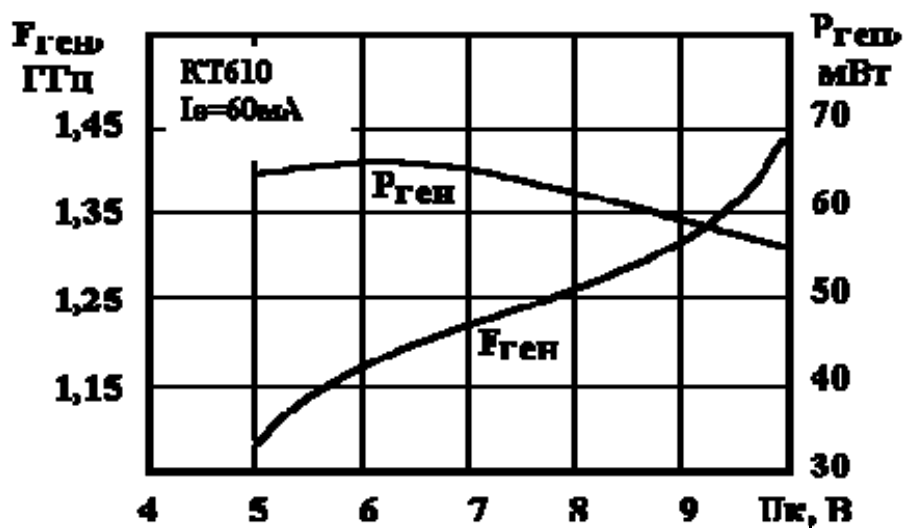


Рис. 5.15. Електрична схема НВЧ-генератора на індуктивному транзисторі

Ємність  $C_2$  підбирається такою, щоб її реактивний опір  $X_{C2}$  був менший індуктивного  $X_{L1}$ . Регулюванням ємності  $C_2$  можна змінювати повний опір базового навантаження  $Z_{нб} = j(X_{L1} - X_{C2})$ , що веде до зміни еквівалентної індуктивності, а отже, і частоти генерації. Використовуючи як ємність  $C_2$  варакторний діод, можна електрично перелаштовувати частоту генератора. При цьому потужність, що затрачається на керування, визначається оберненим струмом  $p-n$  переходу. Частотою генератора можна також керувати зміною струму емітера транзистора. Генератор НВЧ-коливень, електрична схема якого показана на рис. 5.15, був виготовлений із використанням несиметричної смужкової лінії. Експериментальні дослідження показали, що при зміні струму емітера від 10 до 40 мА частота генерації змінювалася від 600 до 980 МГц, при цьому потужність генерованих коливень змінювалася в три рази (рис. 5.16). Зміна напруги на колекторі від 5 до 10 В викликає зростання частоти генерації на 300 МГц при зменшенні потужності генерованих коливень на 8,4 % (рис. 5.16б) [180].



а)



б)

Рис. 5.16. Графіки експериментальних залежностей вихідної потужності і частоти генерації НВЧ-генератора від зміни струму емітера (а) і напруги на колекторі (б)

### 5.3. Електрично керований НВЧ-генератор на ємнісному ефекті біполярно-польової транзисторної структури

Схема електрично керованого НВЧ-генератора на біполярно-польовій транзисторній структурі показана на рис. 5.17а [91]. Коливальний контур цього генератора утворений зовнішньою індуктивністю та реактивною складовою повного опору транзисторної структури, яка

складається з біполярного і МДН транзисторів. Ємнісний ефект транзисторної структури виникає на електродах колектор біполярного та стік МДН транзисторів. Наявність фазозсувного кола  $RC1$  приводить до виникнення реактивної складової ємнісного характеру на електродах колектор біполярного та стік МДН транзисторів. Ємність  $C2$  призначена для запобігання проходження генерованого сигналу крізь джерело живлення постійної напруги  $U_{ж}$  [91].

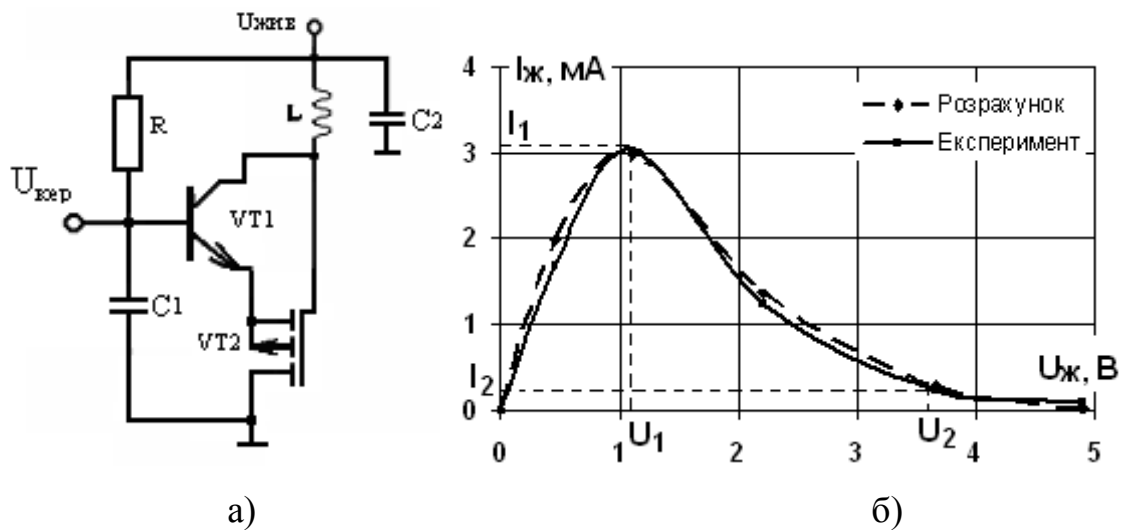


Рис. 5.17. Електрично керований НВЧ-генератор електричних коливань на біполярно-польовій транзисторній структурі:  
а) електрична схема; б) статична ВАХ

Експериментальні дослідження показали, що при розробці такого генератора необхідно враховувати частотні властивості біполярного транзистора  $VT1$ . При цьому гранична частота МДН транзистора  $VT2$  може бути у 1,5...2 рази менша ніжньої частоти робочого діапазону розробленого генератора.

Для дослідження стаціонарного режиму роботи електрично керованого НВЧ-генератора необхідно виконати апроксимацію статичної ВАХ активного елемента генератора. У роботі [181] запропонована апроксимація активного елемента НВЧ-генератора на польовій транзисторній структурі з використанням функції гіперболічного тангенса, яка з урахуванням властивостей біполярного транзистора набуде вигляду

$$I_T(U_{ж}) = g_s U_{ж} + a(U_2 - U_{ж})^2 th \frac{eU_{ж}}{kT}, \quad (5.1)$$

де  $a = \frac{I_1 - g_s U_1}{(U_2 - U_1) th \frac{1}{2} \frac{eU_1}{kT}}$ ;  $g_s = \frac{I_2}{U_2}$ ; значення  $I_1$ ,  $U_1$ ,  $I_2$  і  $U_2$  визначаються

з рис. 5.17б.

Більшість схем генераторів електричних коливань на транзисторних структурах з від'ємним опором при роботі на фіксованій частоті генерації можна подати як паралельний резонансний контур першого порядку, який показаний на рис. 5.18 [182].

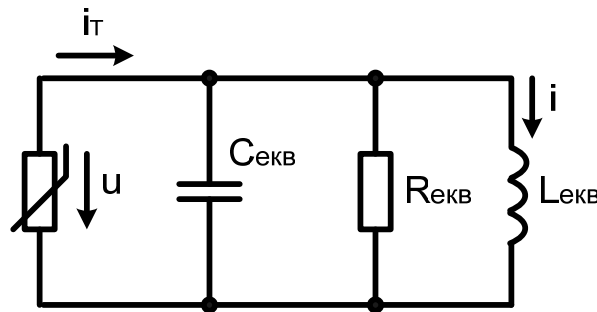


Рис. 5.18. Еквівалентна схема генератора електричних коливань на біполярно-польовій транзисторній структурі

На рис. 5.18 прийнято такі позначення:  $i_T(u)$  – кероване джерело струму, яке являє собою залежність струму крізь транзисторну структуру з від'ємним опором від напруги (визначається режимом живлення генератора);  $C_{екв}$ ,  $L_{екв}$  і  $R_{екв}$  – відповідно еквівалентні ємність, індуктивність і опір активних втрат коливального контуру генератора.

Рівняння залежності диференціальної провідності транзисторної структури від напруги живлення, отриманої на основі (5.1), має вигляд

$$G_{\sim}(U_{ж}) = g_s - a(U_2 - U_{ж}) \left[ 2th \frac{eU_{ж}}{kT} - \frac{e}{kT} (U_2 - U_{ж}) ch^{-2} \frac{eU_{ж}}{kT} \right]. \quad (5.2)$$

На основі (5.1) рівняння першої гармоніки струму транзисторної структури залежно від амплітуди напруги генерованих коливань у реальному часі відповідно до [181] має вигляд [91]

$$i(u) = \left( g_s + a \frac{eU_2^2}{kT} - \frac{3}{4} \frac{ae}{kT} \left( \frac{U_2^2}{3} \left( \frac{e}{kT} \right)^2 - 1 \right) U^2 \right) U \cos \omega_0 t + \dots \quad (5.3)$$

Амплітудне диференціальне рівняння генератора [91]:

$$T \frac{dU}{dT} = \left[ \left( g_s + a \frac{eU_2^2}{kT} \right) R - 1 \right] U - \frac{3}{4} \frac{ae}{kT} \left( \frac{U_2^2}{3} \left( \frac{e}{kT} \right)^2 - 1 \right) R U^3. \quad (5.4)$$

Умова самозбудження генератора визначається співвідношенням, ліва частина якого є запасом самозбудження:

$$\left( g_s + a \frac{eU_2^2}{kT} \right) R > 1. \quad (5.5)$$

Амплітуда стаціонарних коливань генератора визначається розв'язком рівняння (5.4):

$$U_{CT} = 2 \sqrt{\left( g_s + a \frac{eU_2^2}{kT} \right) R - 1} / \sqrt{\frac{ae}{kT} \left( U_2^2 \left( \frac{e}{kT} \right)^2 - 3 \right) R}. \quad (5.6)$$

Рівняння залежності амплітуди генерованих коливань у реальному часі:

$$U(t) = U_0 (\exp \gamma t) / \sqrt{1 + (U_0^2 / U_{CT}^2) (\exp 2\gamma t - 1)}, \quad (5.7)$$

де  $U_0 = U(0)$  – початкова амплітуда коливань генератора; коефіцієнт  $\gamma$  визначається зі співвідношення

$$\gamma = \left( \left( g_s + a \frac{eU_2^2}{kT} \right) R - 1 \right) / T. \quad (5.8)$$

Використовуючи запропоновану апроксимацію теоретично отримано співвідношення умови самозбудження електричних коливань генератора, а також отримано рівняння першої гармоніки стаціонарних коливань вихідної напруги, яке є базовим для розрахунку другої, третьої та вищих гармонік.

#### **5.4. Електрично керований генератор лінійно-змінної напруги на біполярній транзисторній структурі**

Відомі різноманітні методи і безліч аналогових схемотехнічних рішень побудови генераторів лінійно змінної напруги залежно від технічних задач. Усі вони полягають у використанні процесу зарядження (розрядження) реактивного елемента (конденсатора або котушки індуктивності). За принципом функціонування їх можна поділити на дві групи: автоколивальні генератори лінійно-змінної напруги на основі операційних підсилювачів або уніполярних транзисторів (зарядження і розрядження реактивного елемента здійснюється через великий вхідний опір активного елементу), а також генератори лінійно змінної напруги з формуванням імпульсів спеціальної форми (прямокутної, трапецієвидної та інших) з подальшим перетворенням їх у лінійно-змінні імпульси напруги або струму в реактивному навантаженні [183, 184].

Використання біполярних транзисторних структур з від'ємним опором дозволяє розробити універсальні підходи побудови широкого класу генераторів лінійно-змінної напруги або струму. На рис. 5.19 показано схему електрично керованого генератора лінійно-змінної напруги, в якому ємнісний елемент виконаний у вигляді реактивної складової повного опору біполярної транзисторної структури [185]. Це приводить до можливості електричної перебудови частоти повторення генерованих імпульсів лінійно змінної напруги, а використання від'ємного зворотного зв'язку за напругою приводить до підвищення стабільності частоти повторення генерованих імпульсів.

Генератор лінійно-змінної напруги (ГЛЗН) працює таким чином [185]. При збільшенні напруги джерела постійної напруги  $U$  до величини, коли на електродах колектор-колектор VT1 і VT2 біполярних транзисторів (УКТ3101, УКТ3102) з'являється від'ємний опір, який

призводить до виникнення релаксаційних коливань в генераторі, що пов'язані з циклічними процесами зарядження і розрядження конденсатора C2 (4,7 нФ). Коливальний контур з елементів LC1 (240 мкГн і 1,8 нФ) призначений для компенсації реактивної складової повного опору транзисторної структури на частоті слідування генерованих імпульсів.

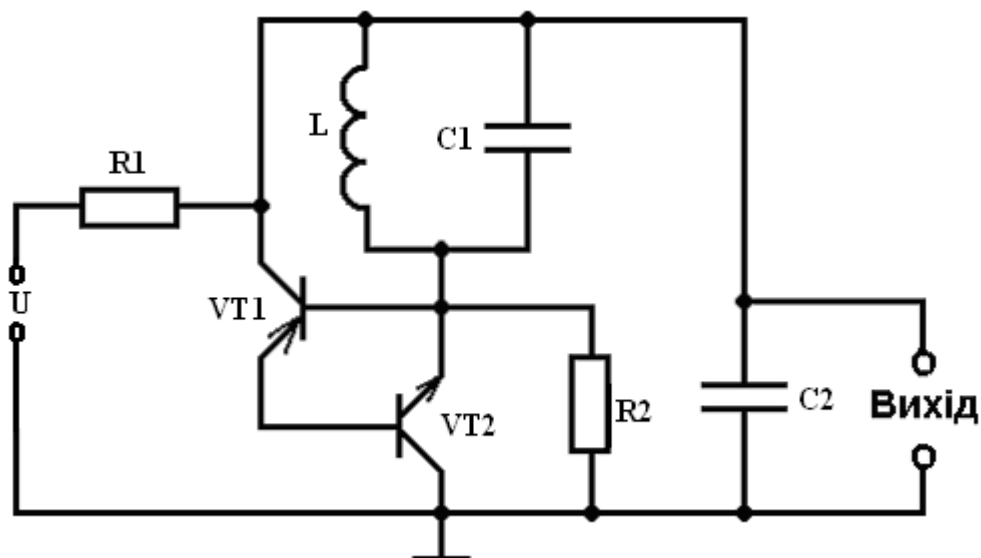


Рис. 5.19. Електрична схема генератора лінійно змінної напруги на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором [185]

Резистор  $R1$  (1,5 кОм) обмежує величину струму живлення активного елемента генератора і спільно з резистором  $R2$  (8,2 кОм) утворює подільник напруги для забезпечення режиму живлення за постійним струмом. Конденсатор  $C2$  утворює послідовний коливальний контур спільно з котушкою індуктивності і призначена для трансформації вихідного опору генератора з метою узгодження його з навантаженням. Реактивна складова повного опору на електродах колектор-колектор біполярних транзисторів має ємнісний характер, величина якої залежить від величини напруги живлення. Резистор  $R2$  утворює від'ємний зворотний зв'язок за напругою, що приводить до підвищення стабільності частоти генерованих імпульсів. Зміна величини напруги живлення зумовлює зміну частоти повторення лінійно-змінних імпульсів змінної напруги, а також зміну швидкості її наростання.

На рис. 5.20 наведено суміщену статичну вольт-амперну характеристику біполярної транзисторної структури з від'ємним опором і траєкторію руху робочої точки протягом повного циклу [186].

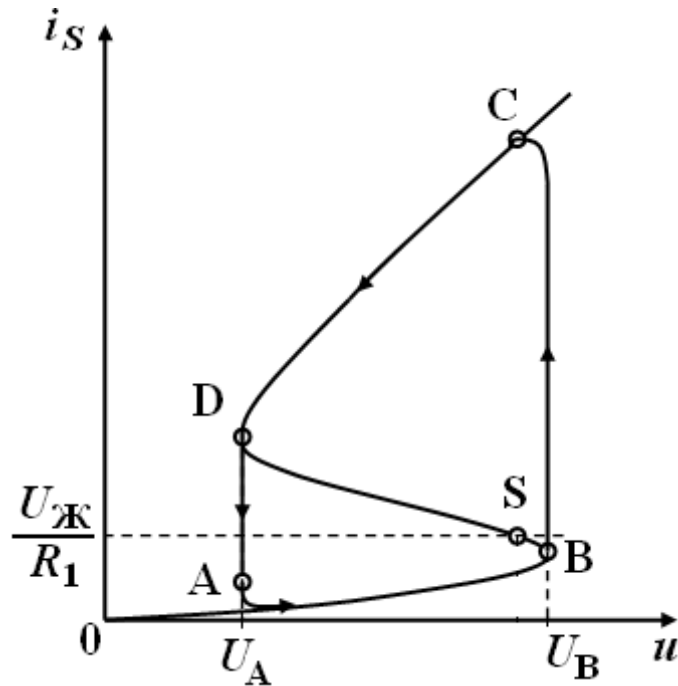


Рис. 5.20. Суміщена статична ВАХ біполярної транзисторної структури з від'ємним опором з траєкторію руху робочої точки протягом повного циклу

Еквівалентна схема генератора лінійно змінної напруги в області повільних рухів показана на рис. 5.21, де прийняті такі позначення: БТСВО – біполярна транзисторна структура з від'ємним опором;  $i_s$  – струм крізь БТСВО;  $i_c$  – струм крізь конденсатор С2.

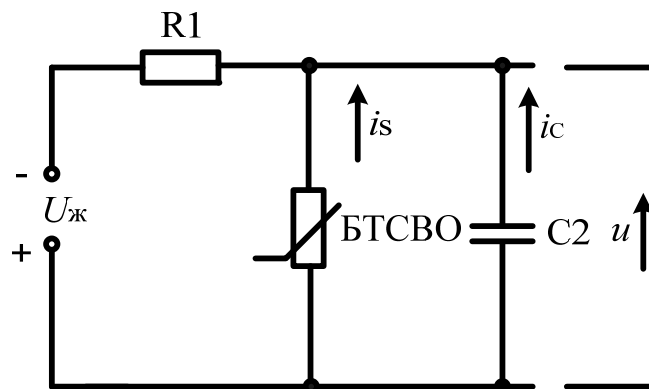


Рис. 5.21. Еквівалентна схема генератора лінійно-змінної напруги в області повільних рухів

На основі першого закону Кірхгофа фізичні процеси у електричному колі описується рівнянням

$$C_2 \frac{du}{dt} + i_s = \frac{U_{ж}}{R_1}, \quad (5.9)$$

або

$$CR(i_s) \frac{di_s}{dt} + i_s = \frac{U_{ж}}{R_1}, \quad (5.10)$$

де  $R(i_s) = \frac{du}{di_s}$  – диференціальний опір активного елемента генератора.

Формування ділянки лінійно-змінної напруги (час прямого ходу) відповідає руху робочої точки по нижній вітці статичної вольт-амперної характеристики біполярної транзисторної структури (ділянка АВ на рис. 5.20). Час формування лінійної ділянки напруги є розв’язком лінійного диференціального рівняння (5.10) і, відповідно з рис. 5.20, має вигляд [186]

$$t = C_2 \int_{I_A}^{i_s} \frac{R(i_s)}{I_0 - i_s} di_s, \quad (5.11)$$

де  $I_A$  – ордината точки А на точки статичної ВАХ рис. 5.20.

Явне інтегрування правої частини рівності (5.11) потребує апроксимації нижньої ділянки статичної вольт-амперної характеристики біполярної транзисторної структури. При цьому до апроксимуючої функції висувається вимога спрощення підінтегральної функції у співвідношенні (5.11) для зручності інтегрування. Найкраще підходить запропонована у [184] апроксимуюча функція, що має вигляд

$$i_s(u) = I_B - A(U_B - u)^{1/n}, \quad (5.12)$$

де  $A$  – коефіцієнт апроксимації;  $n$  – степінь апроксимуючого рівняння, який вибирається в межах  $n = 2..5$ .

Рівняння диференціального опору нижньої ділянки статичної вольт-амперної характеристики біполярної транзисторної структури з врахуванням (5.12) має вигляд [186]

$$R(i_s) = \frac{du}{di_s} = \frac{n}{A^n} [I_B - i_s(u)]^{n-1}. \quad (5.13)$$

Для випадку статичної ВАХ на рис. 5.20 достатньо використати апроксимацію (5.12) другого степеня ( $n = 2$ ). У такому випадку час прямого ходу генератора лінійно змінної напруги становить [186]

$$t = \frac{2C}{\sqrt{A}} \left[ i_s - I_A - \left( I_B - \frac{U_{жк}}{R_1} \right) \ln \left| \frac{\frac{U_{жк}}{R_1} - i_s}{\frac{U_{жк}}{R_1} - I_A} \right| \right], \quad (5.14)$$

де  $i_s$  — описується співвідношенням (5.12).

За допомогою пакету програм MathCad 11.0 було проведено обчислення диференціального рівняння (5.10) з використанням апроксимації ВАХ рівнянням (5.12). На рис. 5.22 показаний графік суміщеної статична ВАХ біполярної транзисторної структури з від'ємним опором і траєкторію руху робочої точки протягом повного циклу.

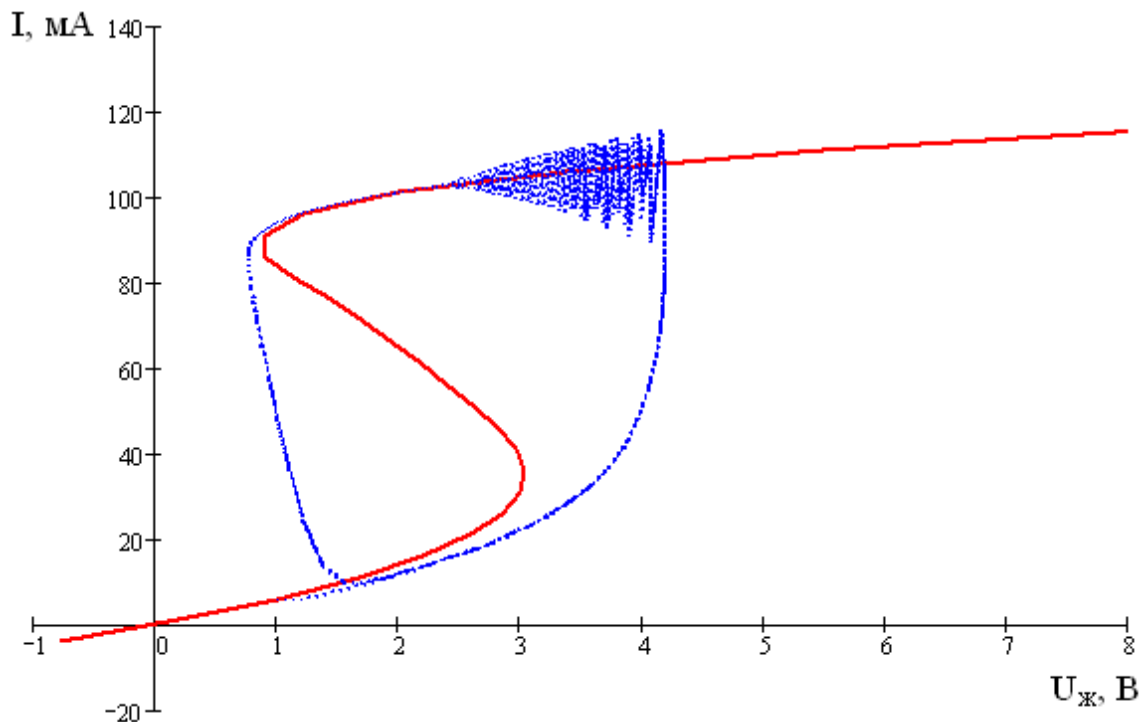


Рис. 5.22. Апроксимована ВАХ з траєкторією руху робочої точки протягом повного циклу у пакеті MathCad 11.0

На рис. 5.23 представлено графік генерованих імпульсів струму [186].

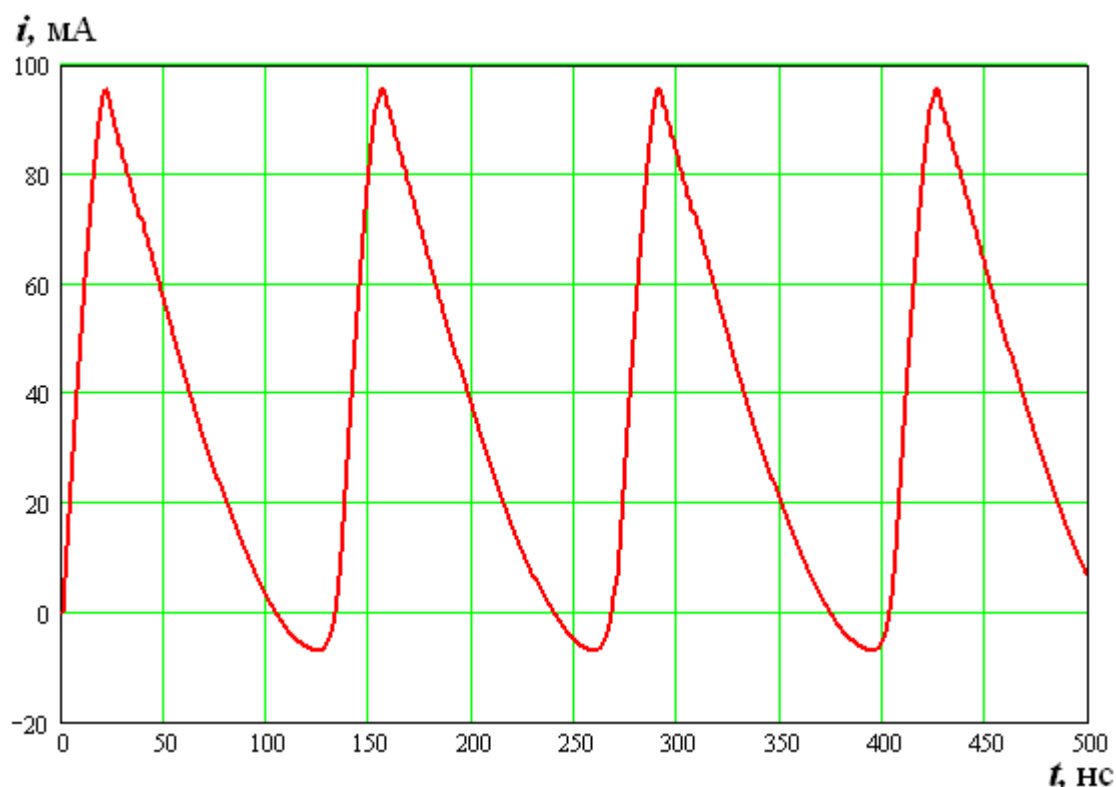


Рис. 5.23. Графік генерованих імпульсів лінійно-змінного струму

Розроблений експериментальний макет генератора лінійно-змінної напруги на основі двох біполярних транзисторів: УКТ3101 (VT1) та УКТ3102 (VT2). Експериментальні дослідження показали, що при зміні напруги живлення в межах 5...9 В струм споживання змінюється в межах 27...81 мА, амплітуда генерованих імпульсів змінюється в межах 1,2...10 В на навантаженні 50 Ом при зміні періоду повторення імпульсів 42...167 нс.

Використання глобального від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) за напругою у базовій схемі ГЛЗН на рис. 5.20 приводить до зменшення часу зворотного ходу та підвищення лінійності напруги прямого ходу [187]. Схема такого ГЛЗН показана на рис. 5.24. Генеровані імпульси лінійно-змінної напруги мають пилкоподібний вигляд. При цьому змінювати параметри генерованих імпульсів лінійно-змінної напруги в схемі на рис. 5.24 можна величиною напруги керування  $U_k$ , що покращує енергетичні характеристики ГЛЗН [187].

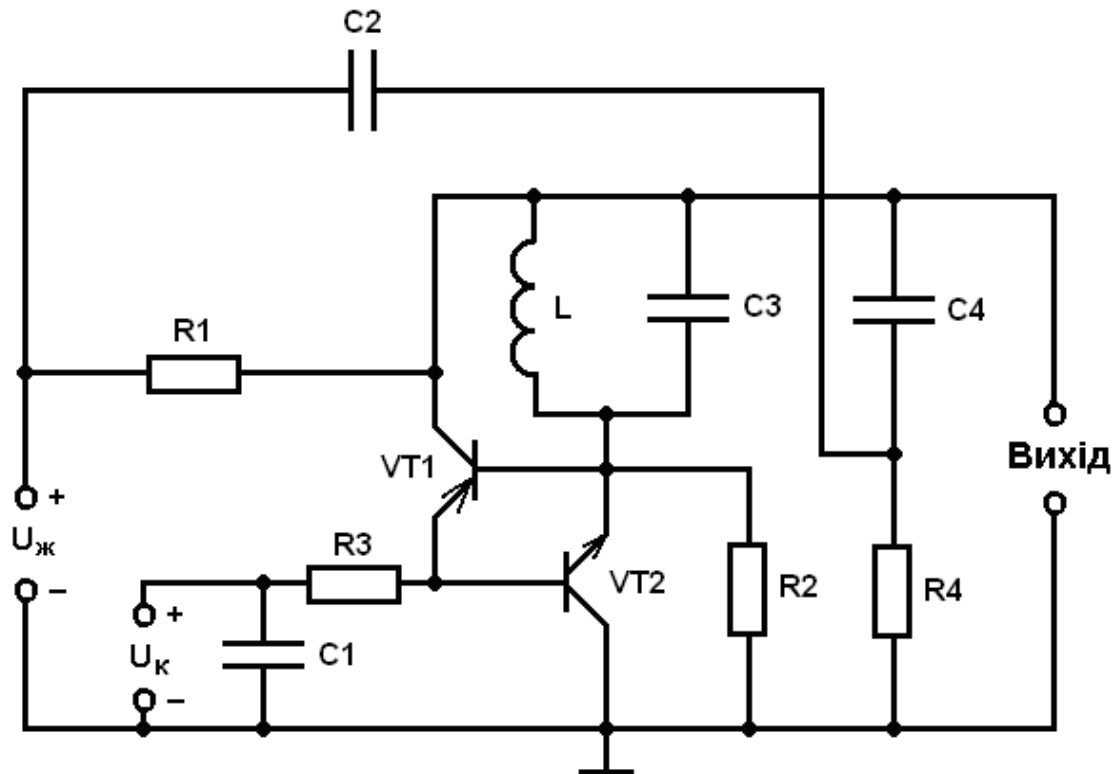


Рис. 5.24. Електрична схема ГЛЗН на основі БТСВО з глобальним ВЗЗ за напругою

### 5.5. Генератор прямокутних імпульсів на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором

Під час проектування генераторів прямокутних імпульсів розробникам необхідно вирішити дві задачі: забезпечення необхідної тривалості переднього і заднього фронтів або отримання необхідної форми вершини імпульсу чи паузи [184, 188]. Найкращу прямокутну форму мають імпульси генераторів на основі логічних елементів або операційних підсилювачів [183]. Однак такі генератори мають низку недоліків, основними з яких є фіксована амплітуда імпульсів, а також низька частота слідування прямокутних імпульсів, обмежена швидкістю логічного елемента або частотою одиничного підсилення операційного підсилювача.

Перераховані недоліки можна усунути шляхом використання транзисторних структур з від'ємним опором, керування величиною активної та реактивної складових повного опору яких здійснюється змі-

ною напруги живлення, що розширює функціональні можливості імпульсних генераторів.

Аналіз процесів, які відбуваються у генераторах електричних коливальних у релаксаційному режимі на основі приладів з  $\Lambda$ -характеристикою, можна провести за допомогою методики [179]. Результати дослідження імпульсного релаксатора на основі аналогу інжекційно-польового транзистора з електричною і оптичною перебудовою частоти генерації у роботах [182, 189–190] показують, що використання котушки індуктивності як накопичувача електричної енергії погіршує форму вершини і спаду генерованих прямокутних імпульсів. Покращити їх форму можна за допомогою транзисторного аналогу індуктивності на основі біполярного транзистора і фазосзв'язуючого RC кола, при цьому процеси зарядження і розрядження конденсатора здійснюються через канал польового транзистора [191]. Електрична схема генератора прямокутних імпульсів на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором показана на рис. 5.25 [191, 192].

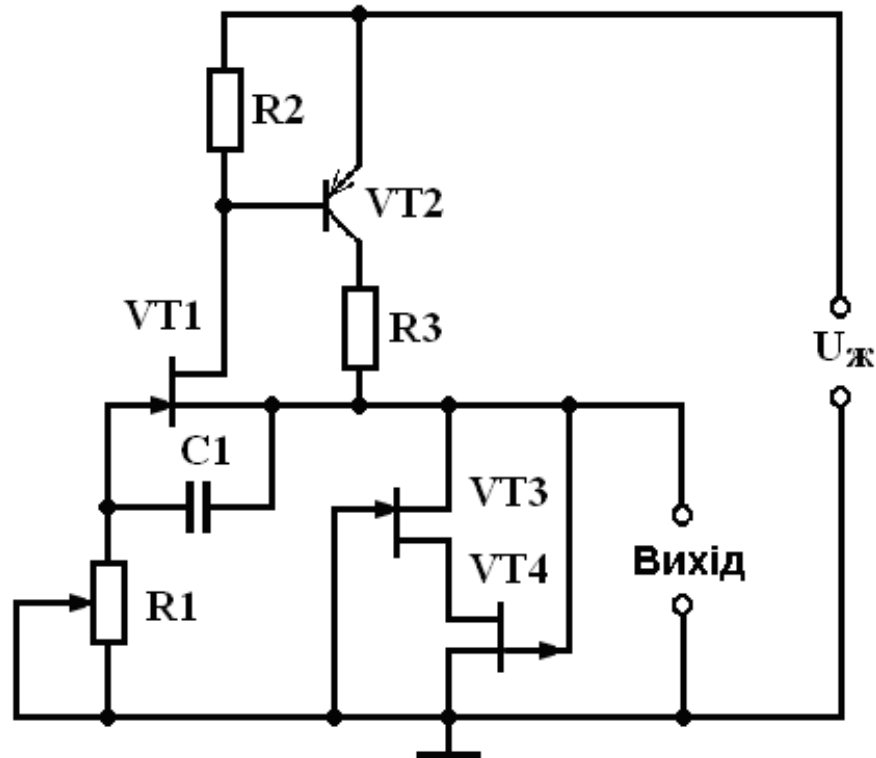


Рис. 5.25. Електрична схема генератора прямокутних імпульсів на польовій транзисторній структурі

Генератор прямокутних імпульсів працює таким чином [191]. Підвищенням напруги джерела постійної напруги  $U_{\text{ж}}$  до величини, коли

робоча точка розташовується на другій зростаючій вітці статичної вольт-амперної характеристики транзисторного аналогу лямбда-діода на основі польових транзисторів VT3 і VT4, конденсатор C1 (1 мкФ) почне заряджатися крізь змінний резистор R1 (51 кОм). Збільшення напруги на конденсаторі C1 призводить до зменшення струму стоку польового транзистора VT1, що приводить до зменшення струму через транзисторний аналог лямбда-діода на основі польових транзисторів VT3 і VT4 (КП103, КП303).

При цьому робоча точка переміститься на першу зростаючу ділянку статичної вольт-амперної характеристики лямбда-діода на основі польових транзисторів VT3 і VT4 [192]. Конденсатор почне розряджатися крізь аналог лямбда-діода на основі польових транзисторів VT3 і VT4, що приводить до збільшення його струму. При цьому робоча точка знову переміститься на другу зростаючу ділянку статичної вольт-амперної характеристики лямбда-діода на основі польових транзисторів VT3 і VT4 і процес перезарядження конденсатора почнеться знову. Таким чином, генератор формує незатухаючі в часі прямокутні імпульси типу меандр.

Від'ємний диференціальний опір лямбда-діода на основі польових транзисторів VT3 і VT4 компенсує втрати в частотно задаючому колі генератора, яке складається зі змінного резистора R1 і конденсатора C1. Біполярний транзистор VT2 спільно з резисторами R2 (5,6 кОм) і R3 (200 Ом) та польовим транзистором VT1 спільно з конденсатором C1 утворюють транзисторний аналог індуктивності, який має великий опір на частоті генерованих коливань і мале значення опору постійного струму, що зменшує вплив зміни напруги живлення на параметри генерованих прямокутних імпульсів і приводить до підвищення потужності генерованих коливань. Шляхом зміни опору змінного резистора R1 є можливість змінювати частоту повторення прямокутних імпульсів у широких межах. Встановимо зв'язок між формою коливання  $u(t)$  та параметрами елементів електричної схеми генератора. Окремою задачею дослідження є встановлення зв'язку між формою коливання  $u(t)$  і вольт-амперною характеристикою  $i(u)$  польової транзисторної структури з від'ємним опором.

На рис. 5.26 наведена статична ВАХ польової транзисторної структури з нанесеними точками, які обумовлюють граничний цикл руху робочої точки по фазовій площині генератора прямокутних імпульсів. Ділянки граничного циклу АВ і CD відповідають повільним рухам робочої точки (формування відповідно паузи та вершини імпульсу), ділянки граничного циклу ВС і DA відповідають швидким рухам робочої точки (формування відповідно переднього та заднього фронтів імпульсу).

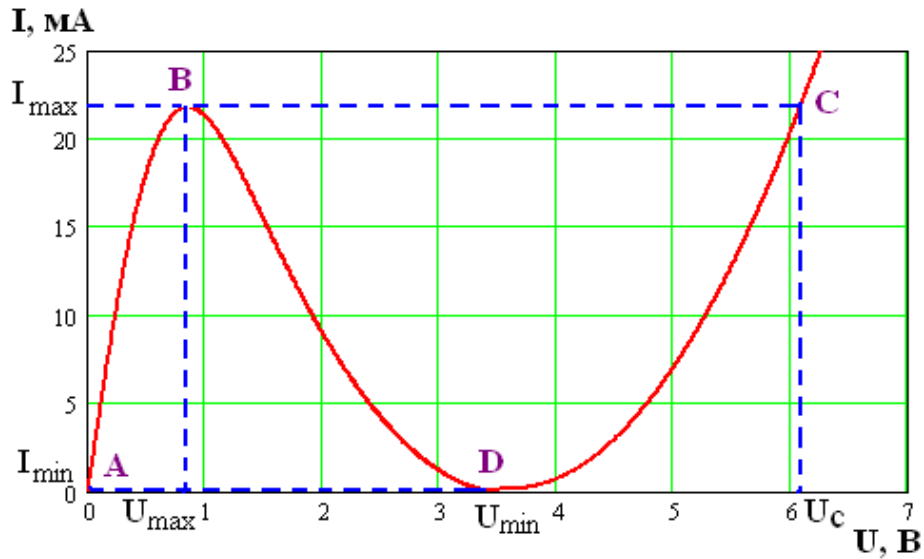


Рис. 5.26. Статична ВАХ польової транзисторної структури з від'ємним опором

Для математичного опису статичних ВАХ польових транзисторів скористаємося рівняннями (4.18) і (4.19) п. 4.2, які містять основні параметри таких транзисторів. При обранні польових транзисторів з однаковими значеннями напруги відсічки, але з різними параметрами характеристиками рівняння струмів стоку кожного транзистора лямбда-діода мають вигляд [167]

$$I_{C3} = I_{C03} \left( 1 - \frac{U(1-\Delta)}{2U_0} \right)^2 (thM)^{-1} th \left[ M \frac{U(1+\Delta)/2U_0}{1 - U(1-\Delta)/2U_0} \right], \quad (5.15)$$

$$I_{C4} = I_{C04} \left( 1 - \frac{U(1-\Delta)}{2U_0} \right)^2 (thM)^{-1} th \left[ M \frac{U(1+\Delta)/2U_0}{1 - U(1-\Delta)/2U_0} \right], \quad (5.16)$$

де  $I_{C03}$ ,  $I_{C04}$  – струми стоку при  $U_{3B} = 0$  і  $U_{CB} = U_0$  відповідно польових транзисторів VT3 і VT4;

$$\Delta = (U_{CB3} - U_{CB4}) / U_0. \quad (5.17)$$

При використанні польових транзисторів зі струмами стоку  $I_{C03} > I_{C04}$ , які відрізняються за величиною у 1,5..2,0 рази, що широко використовується на практиці, наближене рівняння струму лямбда-діода з точністю порядку  $\Delta^2$  [192]:

$$I = \frac{2I_{C03}}{1 + I_{C03}/I_{C04}} \left(1 - \frac{U}{2U_0}\right)^n (thM)^{-1} th \left[ M \frac{U/2U_0}{(1 - U/2U_0)^{n-1}} \right], \quad (5.18)$$

де  $n = 1,8...2,0$  для малопотужних польових транзисторів. При  $I_{C03} = I_{C04}$  і  $n = 2$  рівняння (5.18) переходить у рівняння (4.20) з п. 4.2.

Від’ємна диференціальна провідність лямбда-діода з різними польовими транзисторами:

$$G(U) = \frac{2I_{C03}}{1 + I_{C03}/I_{C04}} (thM)^{-1} \left\{ n \left(1 - \frac{U}{2U_0}\right)^{n-1} th \left[ M \frac{U/2U_0}{(1 - U/2U_0)^{n-1}} \right] + \right. \\ \left. + \frac{M}{2U_0} \left[ 1 + (n-1) \left(1 - \frac{U}{2U_0}\right) \right] \left(1 - \frac{U}{2U_0}\right) ch^{-2} \left[ M \frac{U/2U_0}{(1 - U/2U_0)^{n-1}} \right] \right\}. \quad (5.19)$$

Еквівалентна схема генератора прямокутних імпульсів показана на рис. 5.27.

На рис. 5.27 прийняті такі позначення:  $L_{екв}$  – еквівалентна індуктивність транзисторного аналогу індуктивності;  $R_{екв}$  – еквівалентний опір втрат;  $C_{екв}$  – еквівалентна ємність транзисторної структури з від’ємним опором. Еквівалентна ємність визначається з рівняння

$$C_{екв} = C(u) + C_H + C_{мон},$$

де  $C(u)$  – еквівалентна ємність, величина якої визначається реактивною складовою повного опору ТСВО;  $C_H$  – ємність елементів на-

стройки і навантаження генератору, перехована до коливального контуру;  $C_{мон}$  – ємність монтажу.

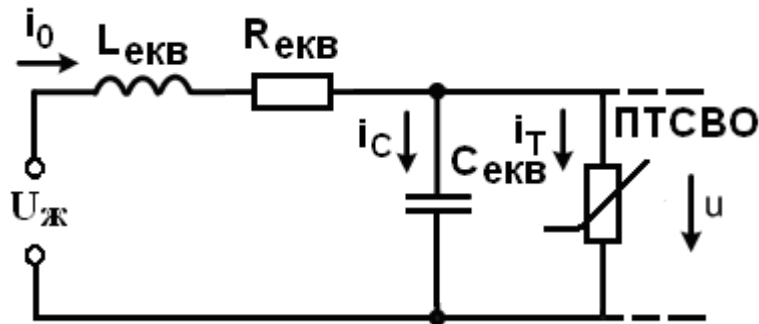


Рис. 5.27. Еквівалентна схема генератора прямокутних імпульсів на польовій транзисторній структурі з від’ємним опором

При аналізі еквівалентної схеми на рис. 5.27 необхідно врахувати, що від’ємний диференціальний опір польової транзисторної структури з від’ємним опором у динамічному режимі компенсує еквівалентний опір втрат  $R_{екв}$ . З урахуванням цього за першим і другим законами Кірхгофа отримаємо систему звичайних диференціальних рівнянь першого порядку [184]

$$\begin{cases} L_{екв} \frac{di_0}{dt} = U_{ж} - u; \\ i_0 = C_{екв} \frac{du}{dt} + i_T. \end{cases} \quad (5.20)$$

Систему диференціальних рівнянь (5.20) можна звести до одного диференціального рівняння другого порядку відносно генерованої напруги [184]

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{G(u)}{C_{екв}} \frac{du}{dt} + \omega_0 (u - U_{ж}) = 0, \quad (5.21)$$

де  $G(u) = di_T/du$  – диференціальна провідність польової транзисторної структури з від’ємним опором, яка описується рівнянням (5.21);  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{екв} C_{екв}}$  – кутова частота слідування прямокутних імпульсів.

На рис. 5.28 показані прямокутні імпульси генерованих коливань напруги у нормованому часі, що побудовані у програмі MathCad 11.0.

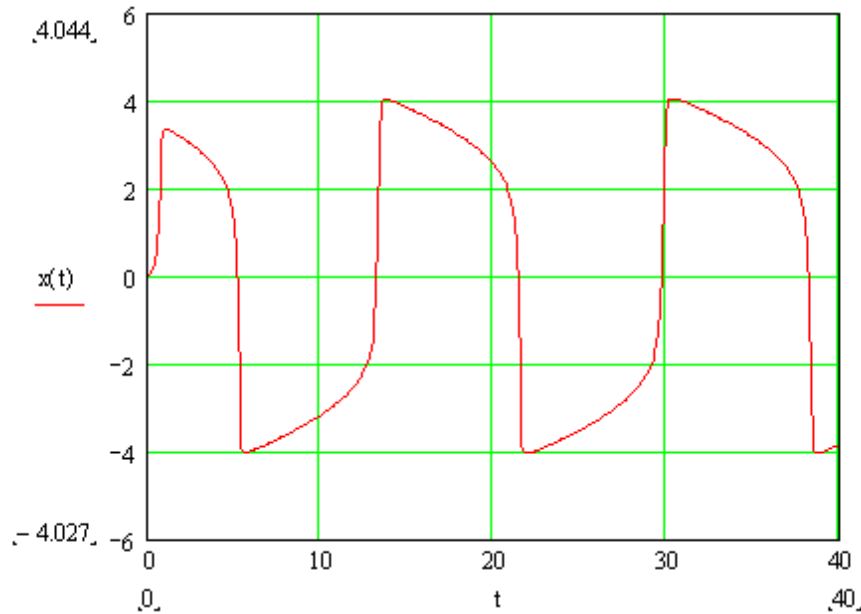


Рис. 5.28. Генеровані прямокутні імпульси, побудовані у MathCad 11.0

Особливість прямокутної форми генерованих коливань дозволяє розділити процес формування імпульсів на область швидких і повільних рухів робочої точки. Для області повільних рухів можна знехтувати еквівалентної ємністю  $C_{\text{екв}}$  польової транзисторної структури з від’ємним опором і подати еквівалентну схему генератора у вигляді рис. 5.29а [184]. Для області швидких рухів можна вважати, що струм  $i_0 = I_0 = \text{const}$ , а тому еквівалентну схему можна подати у вигляді рис. 5.29б [184].

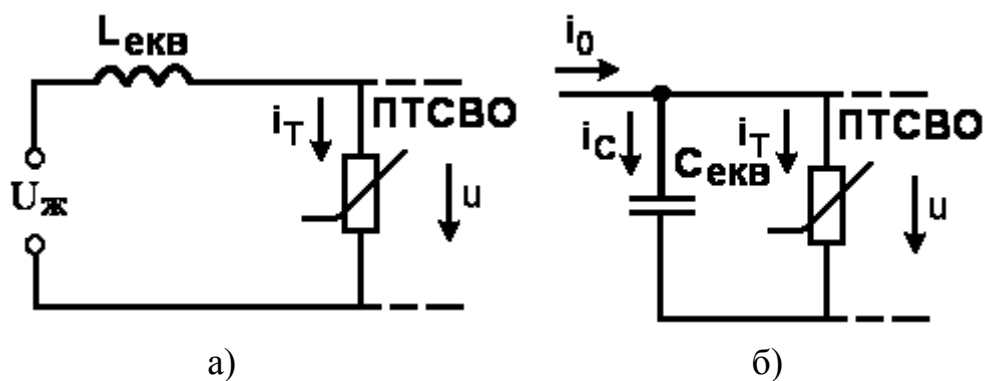


Рис. 5.29. Еквівалентні схеми генератора прямокутних імпульсів для області а) повільних і б) швидких рухів

Для області повільних рухів відповідно до еквівалентної схеми на рис. 5.29а отримаємо диференціальне рівняння

$$L_{екв} G(u) \frac{du}{dt} + u - U_{Ж} = 0. \quad (5.22)$$

Розв'язок диференціального рівняння (5.22) можна подати у вигляді

$$t = L_{екв} \int_{U_C}^u \frac{G(u)}{U_{Ж} - u} du, \quad (5.23)$$

де нижня границя інтегрування  $U_C$  – абсциса точки С на рис. 5.26.

Використавши інтегрування частинами, з рівняння (5.23) отримаємо:

$$t = L_{екв} \int_{U_C}^u \frac{G(u)}{U_{Ж} - u} du = \left. \frac{L_{екв} i(u)}{U_{Ж} - u} \right|_{U_C}^u - L_{екв} \int_{U_C}^u \frac{i(u)}{(U_{Ж} - u)^2} du, \quad (5.24)$$

де  $i(u)$  описується рівнянням (5.18).

До складу рівнянні (5.24) входить інтеграл, який не можна визначити у явному вигляді, що ускладнює подальший аналіз. Тому для визначення тривалості паузи та тривалості імпульсу необхідно використати чисельні методи обчислення.

Рівняння для визначення тривалості паузи і тривалості імпульсу необхідно проінтегрувати (5.24) за траєкторіями АВ і CD:

$$\tau_n = \frac{L_{екв} i(U_B)}{U_{Ж} - U_B} - \frac{L_{екв} i(U_A)}{U_{Ж} - U_A} - L_{екв} \int_{U_A}^{U_B} \frac{i(u)}{(U_{Ж} - u)^2} du; \quad (5.25)$$

$$\tau_n = \frac{L_{екв} i(U_C)}{U_{Ж} - U_C} - \frac{L_{екв} i(U_D)}{U_{Ж} - U_D} - L_{екв} \int_{U_D}^{U_C} \frac{i(u)}{(U_{Ж} - u)^2} du. \quad (5.26)$$

Передній фронт прямокутних імпульсів формується при швидкому переході робочої точки з положення В у положення С, а задній фронт імпульсу формується при швидкому переході робочої точки з положення D у положення А. Для еквівалентної схеми на рис. 5.29б справедливе диференціальне рівняння

$$C_{екв} \frac{du}{dt} + i(u) = I_0. \quad (5.27)$$

Розв'язок диференціального рівняння (5.27) дає співвідношення для обчислення тривалості переднього і заднього фронтів генерованих імпульсів

$$t_{\phi} = C_{екв} \int_{U_B}^{U_C} \frac{du}{I_0 - i(u)}; \quad (5.28)$$

$$t_{\phi} = C_{екв} \int_{U_D}^{U_A} \frac{du}{I_0 - i(u)}. \quad (5.29)$$

Експериментальні дослідження показують (рис. 5.30), що значний вплив на форму генерованих коливань здійснює величина напруги живлення  $U_{ж}$ . Проведене дослідження генератора проказує, що за час руху робочої точки по граничному циклу фазової траєкторії, що відповідає одному періоду коливань, вона двічі проходить по статичній ВАХ польової транзисторної структури з від'ємним опором. Це зумовлює зв'язок між формою коливань тривалості паузи і тривалості імпульсу з формою коливань переднього і заднього фронтів.

Тому синтезувати генератори прямокутних імпульсів на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором доцільно або на задану форму вершини (для мікросекундної імпульсної техніки), або на задану форму фронту (для наносекундної імпульсної техніки).

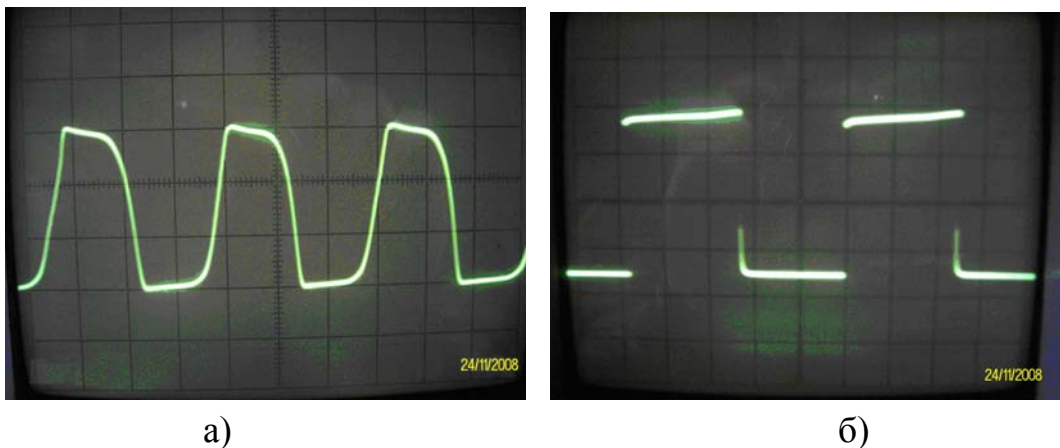


Рис. 5.30. Осцилограми генерованих прямокутних імпульсів (а) і імпульсів після формувача (б)

## 5.6. Багаточастотний генератор на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором

Актуальною задачею сучасної радіотехніки є розробка та дослідження генераторів складних багаточастотних сигналів із заданою спектральною характеристикою або шумоподібних [193]. Окремою групою генераторів коливань спеціальної форми є хаотичні генератори [194].

Традиційно багаточастотні генератори складаються з лінійного коливального контуру, взаємопов'язаного з лінійним нелінійним коливальним контуром, а також підсилювача з обмежувальною характеристикою, який забезпечує самозбудження системи [194]. У нелінійному коливальному контурі генератора як змінний реактивний елемент традиційно використовується бар'єрна ємність  $p$ - $n$  переходу (зокрема варикапу).

Інший підхід побудови багаточастотних генераторів полягає у використанні ємнісного ефекту транзисторних структур з від'ємним опором [195]. Електрична схема такого генератора, розробленого авторами, показана на рис. 5.31. Нелінійний коливальний контур утворений реактивною складовою повного опору транзисторної структури на електродах стік-стік польових транзисторів VT1 і VT2 та котушки L1, лінійний – з елементів L1 і C3.

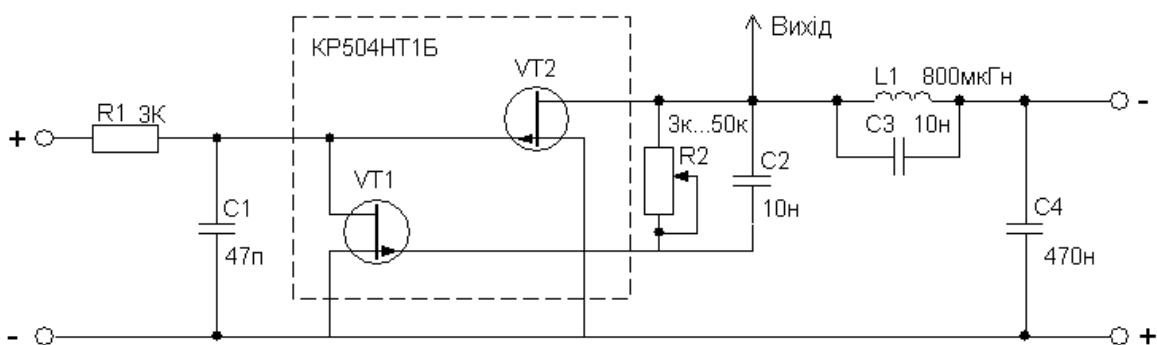


Рис. 5.31. Електрична схема багаточастотного генератора на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором

Зміна величини опору R2 призводить до зміни режиму генератора з одночастотного до багаточастотного [195]. Така властивість дозволяє використовувати останній для підвищення завадозахищеності

систем радіозв'язку [196], а також для передавання дискретної інформації з розширенням спектру за допомогою хаотичних і багаточастотних сигналів [197]. Також такий генератор є корисним для дослідження частотних характеристик групового часу запізнення абонентських ліній зв'язку.

Принцип дії генератора полягає в такому [195]. В номінальному положенні повзунка змінного резистора R2 еквівалентна ємність польової транзисторної структури дорівнює ємності конденсатора C3, а тому власні резонансні частоти лінійного і нелінійного коливальних контурів однакові, що приводить до генерації гармонічного коливання. При зміні положення повзунка резистора R2 змінюється еквівалентна ємність польової транзисторної структури, що приводить до зміни резонансної частоти нелінійного контуру. При цьому відхилення від резонансної частоти лінійного контуру не є суттєвим, а тому в генераторі здійснюється биття двох основних коливань.

На рис. 5.32–5.34 наведено результати дослідження польової транзисторної структури багаточастотного генератора за допомогою методика, яка запропонована у розділі 2.

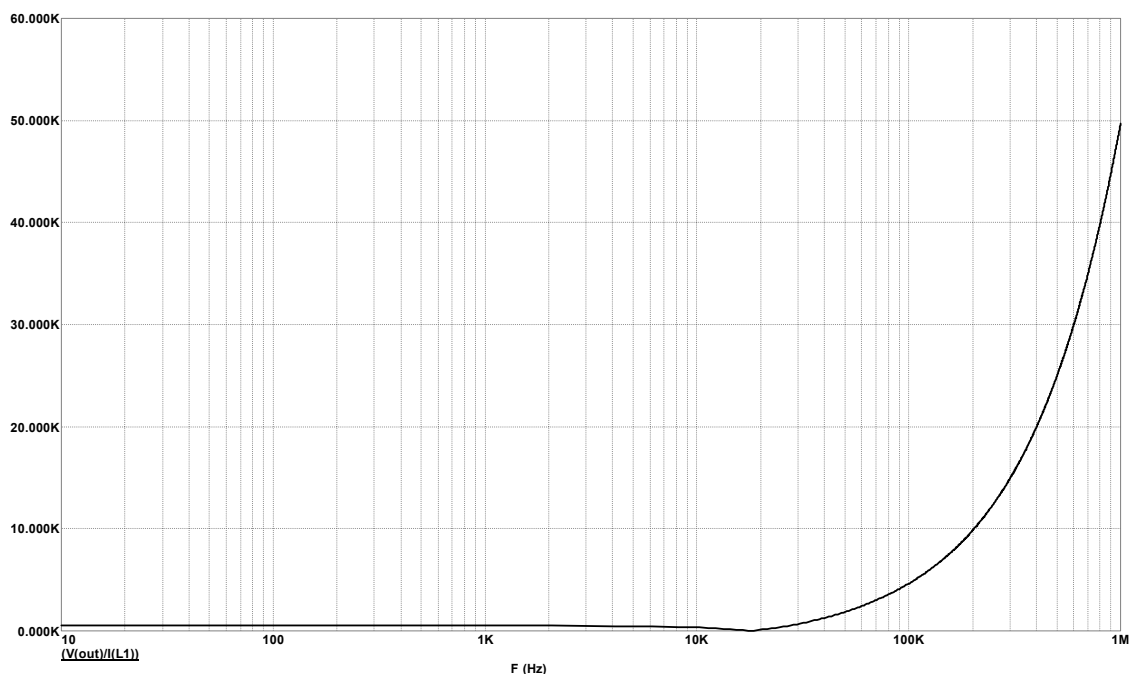


Рис. 5.32. Залежність модуля комплексного опору ПТСВО від частоти

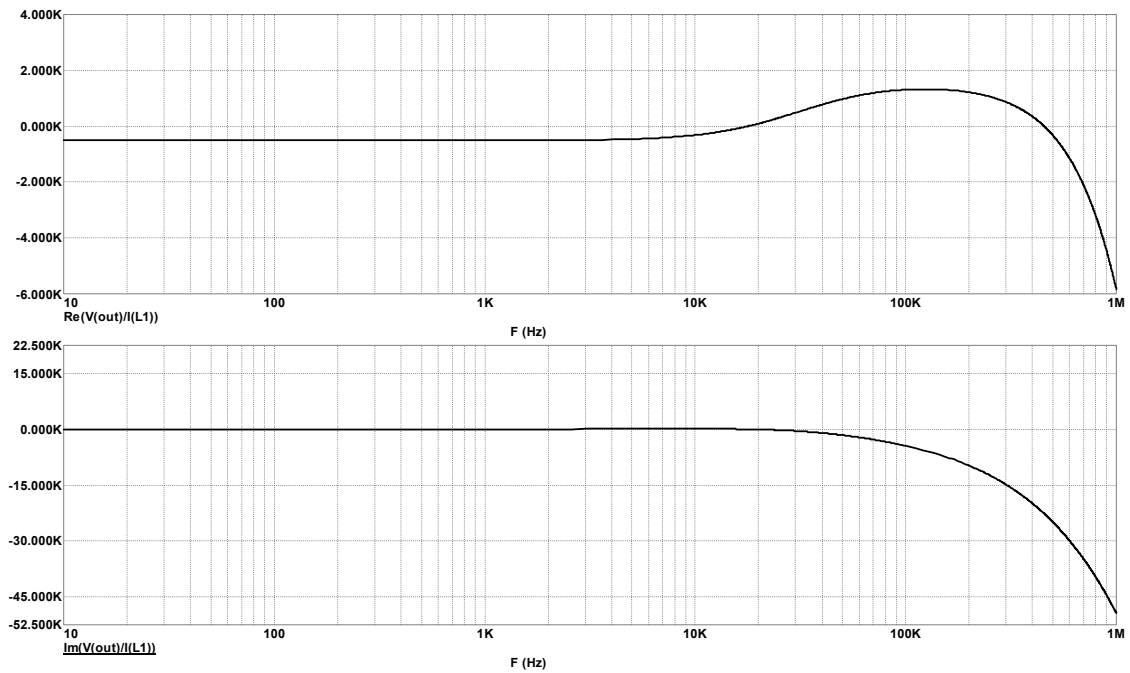


Рис. 5.33. Залежності активної та реактивної складових повного опору ПТСВО від частоти

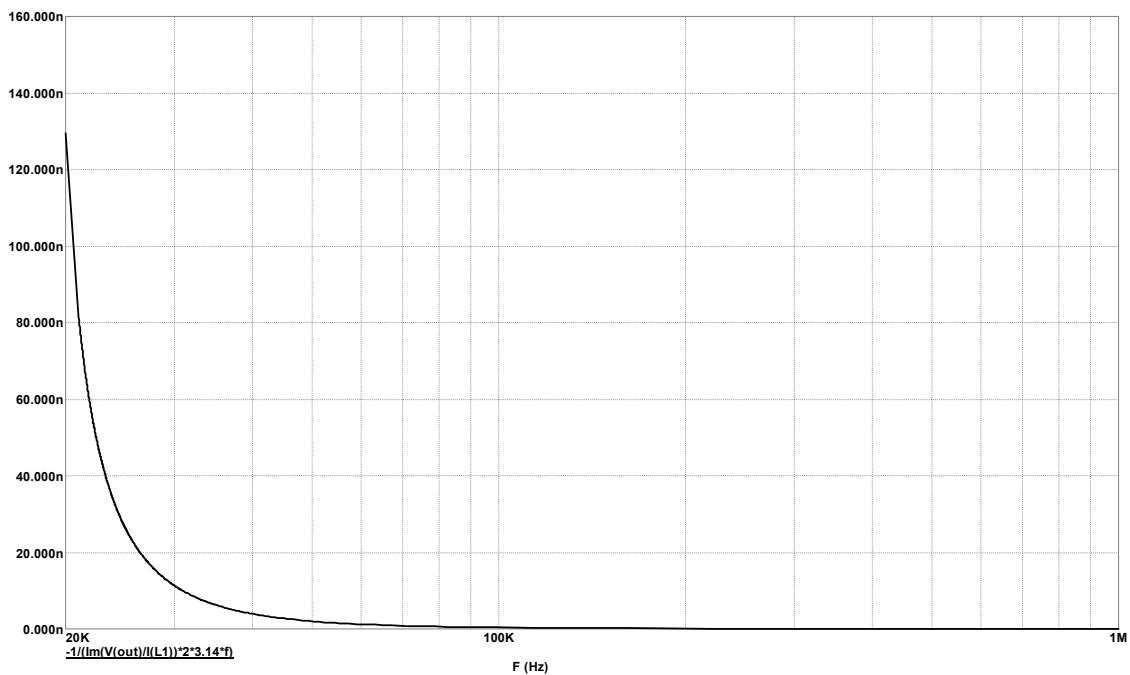


Рис. 5. 34. Залежність еквівалентної ємності ПТСВО

Еквівалентна схема синхронізованого ГЕК на ТСВО має вигляд, зображений на рис. 5.18, причому під нелінійним опором розуміється джерело струму, що враховує вплив зовнішньої синхронізуючої дії на резонансну систему генератора [198].

Струм  $i_{зov}(u, t)$  враховує дію на контур активного елемента генератора, що компенсує втрати в контурі. Диференціальні рівняння для струму індуктивності і напруги на контурі в реальному часі мають вигляд

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{1}{L}u; \\ \frac{du}{dt} = \frac{1}{C} \left[ i_B - i - \frac{u}{R_{екв}} \right]. \end{cases} \quad (5.30)$$

Номінальна частота синхронізованого ГЕК на ТСВО в режимі захоплення частоти близька до резонансної частоти коливальної системи генератора:

$$\omega_{ном} = \omega_{зov} \approx \omega_0, \quad (5.31)$$

де  $\omega_{зov}$  – частота зовнішньої дії на частотно-вибірну систему генератора.

Перетворимо систему диференціальних рівнянь (5.30) в нормованому (безрозмірному) часі

$$t_H = \omega_0 t, \quad (5.32)$$

де  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{екв} C_{екв}}}$  – резонансна частота коливального контуру, з врахуванням співвідношень вторинних параметрів коливального контуру

$$\rho = \omega_0 L_{екв} = \frac{1}{\omega_0 C_{екв}} = \sqrt{\frac{L_{екв}}{C_{екв}}}; \quad (5.33)$$

$$Q = \frac{\rho}{R} = \omega_0 C_{екв} R. \quad (5.34)$$

при умові (5.31) до диференціального рівняння другого порядку виду

$$\frac{d^2 i}{dt_H^2} + 1 = i_{зov} - \frac{1}{Q} \frac{di}{dt} + \nu i, \quad (5.35)$$

де  $\nu$  – відносна розстройка номінальної частоти відносно резонансної частоти коливальної системи генератора, що описується співвідношенням

$$\nu = \frac{\omega_{ном}^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2} \approx \frac{2(\omega_{ном} - \omega_0)}{\omega_0}. \quad (5.36)$$

Розв'язок диференційного рівняння (5.35) можна подати у вигляді

$$i = I_m \sin(t_H + \varphi) = I_m \sin \psi; \quad (5.37)$$

$$\frac{di}{dt_H} = I_m \cos(t + \varphi) = I_m \cos \psi. \quad (5.38)$$

Диференціальні рівняння встановлення амплітуди  $I_m$  і фази  $\varphi$  генерованих коливань мають вигляд

$$\frac{dI_m}{dt_H} = \frac{1}{2} I_{1C} - \frac{I_m}{2Q}; \quad (5.39)$$

$$\frac{d\varphi}{dt_H} = \frac{1}{2} \frac{I_{1S}}{I_m} - \frac{1}{2} \nu, \quad (5.40)$$

де  $I_{1C}$  і  $I_{1S}$  – косинусоїдальна і синусоїдальна складові першої гармоніки розкладу функції  $i_{зов}(u, t)$  в ряд Фур'є.

Для синхронізованого ГЕК на ТСВО, використовуючи апроксимацію (4.1), можна записати

$$i_T(u) = (I_S + gU_S - hU_S^3) - (g - 3hU_S^2) \cdot (u - e) - 3hU_S(u - e)^2 + h(u - e)^3, \quad (5.41)$$

де

$$e(t) = E_m \cos \omega_{нор} t - \quad (5.42)$$

зовнішня синхронізуюча дія.

Амплітуда стаціонарних коливань генератора при відсутності зовнішньої синхронізуючої дії  $U_{m0}$  визначається співвідношенням [198]

$$U_{CT} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{g - 3hU_S^2}{h} + \frac{1}{hQ\rho \cos \varphi_\beta}}. \quad (5.43)$$

Амплітуда стаціонарних коливань напруги генератора в режимі синхронізації на основній частоті описується співвідношенням

$$U_m = -\frac{\rho E_m \left[ 3hU_s^2 - g + \frac{3}{4}hU_{m0}^2 \right]}{\nu} \sin \varphi, \quad (5.44)$$

де  $U_{m0}$  – амплітуда стаціонарних коливань при відсутності синхронізуючої е.р.с.

Синхронізований ГЕК на основній частоті може працювати в режимі захоплення частоти або в режимі биття. Величина критичної розстройки визначається зі співвідношення (5.44)

$$\nu_{кр} = \frac{E_m \rho \left[ 3hU_s^2 - g + \frac{3}{4}hU_{m0}^2 \right]}{U_{m0}}. \quad (5.45)$$

Нижня і верхні граничні частоти смуги захоплення

$$\omega_H = \omega_0 \left( 1 - \frac{E_m}{2QU_{m0}} \right); \quad (5.46)$$

$$\omega_B = \omega_0 \left( 1 + \frac{E_m}{2QU_{m0}} \right). \quad (5.47)$$

Авторами було проведено експериментальне дослідження режимів роботи, результати яких показані на рис. 5.35–5.37 [195].

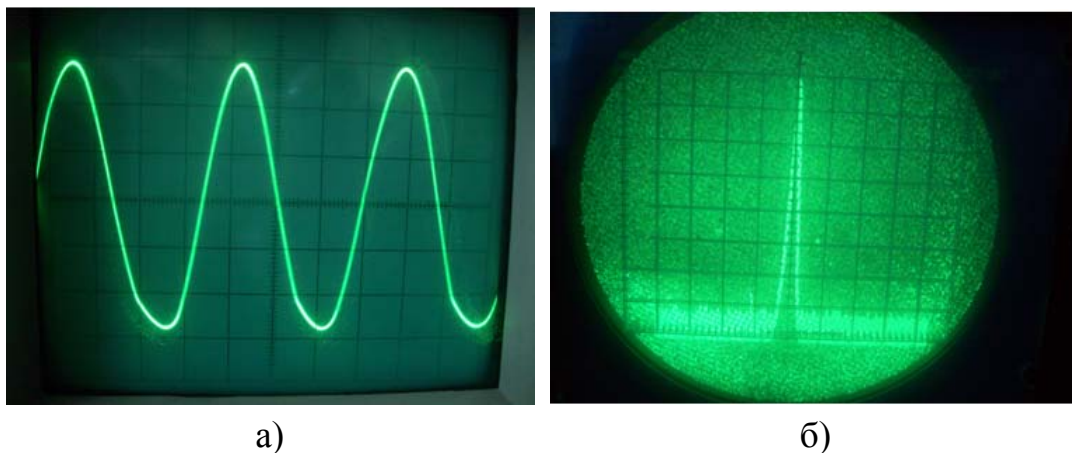


Рис. 5.35. Осцилограма (а) і спектр (б) генерованих коливань в одно-частотному режимі

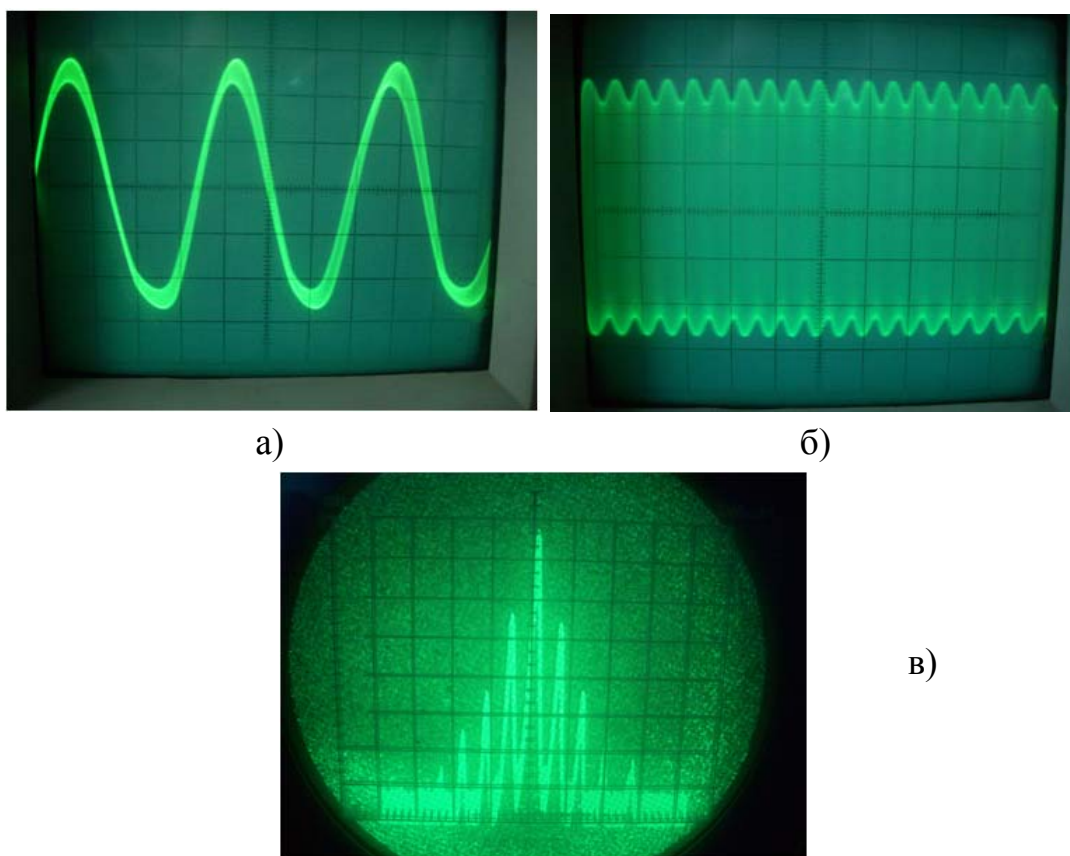


Рис. 5.36. Осцилограми (а) і (б) та спектр (в) 3-частотного режиму

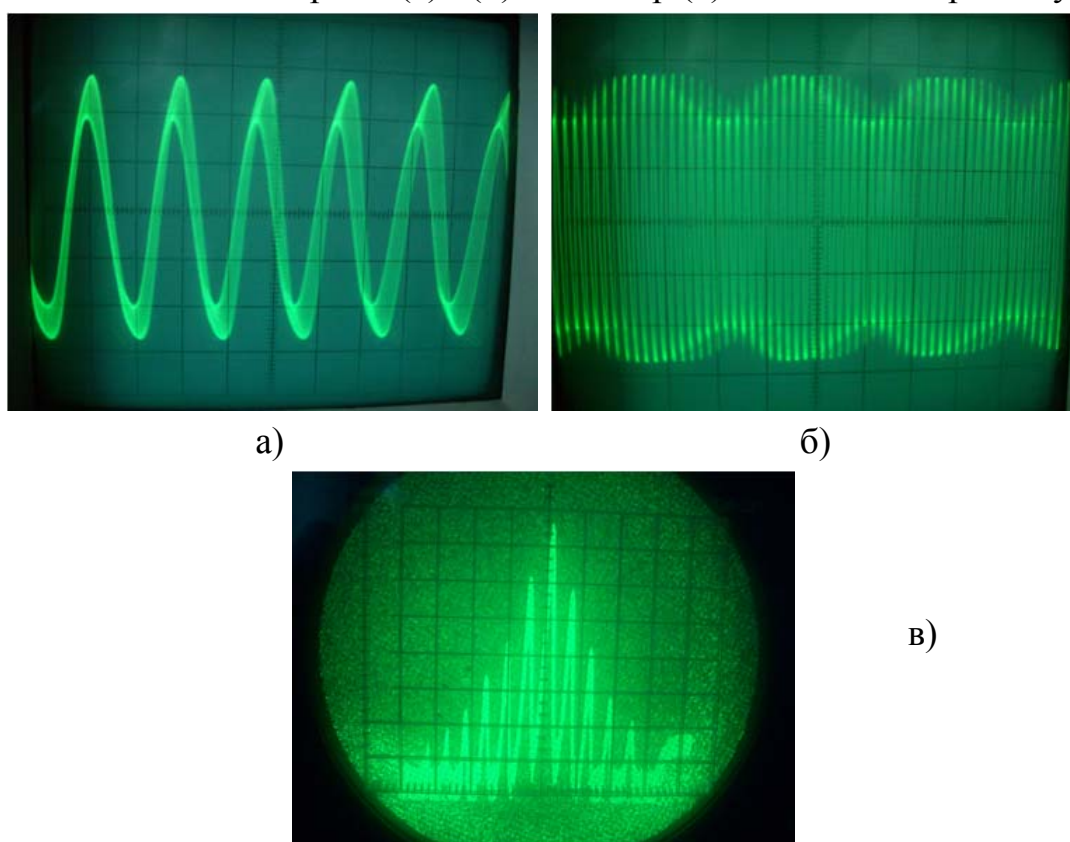


Рис. 5.37. Осцилограми (а) і (б) та спектр (в) 4-частотного режиму

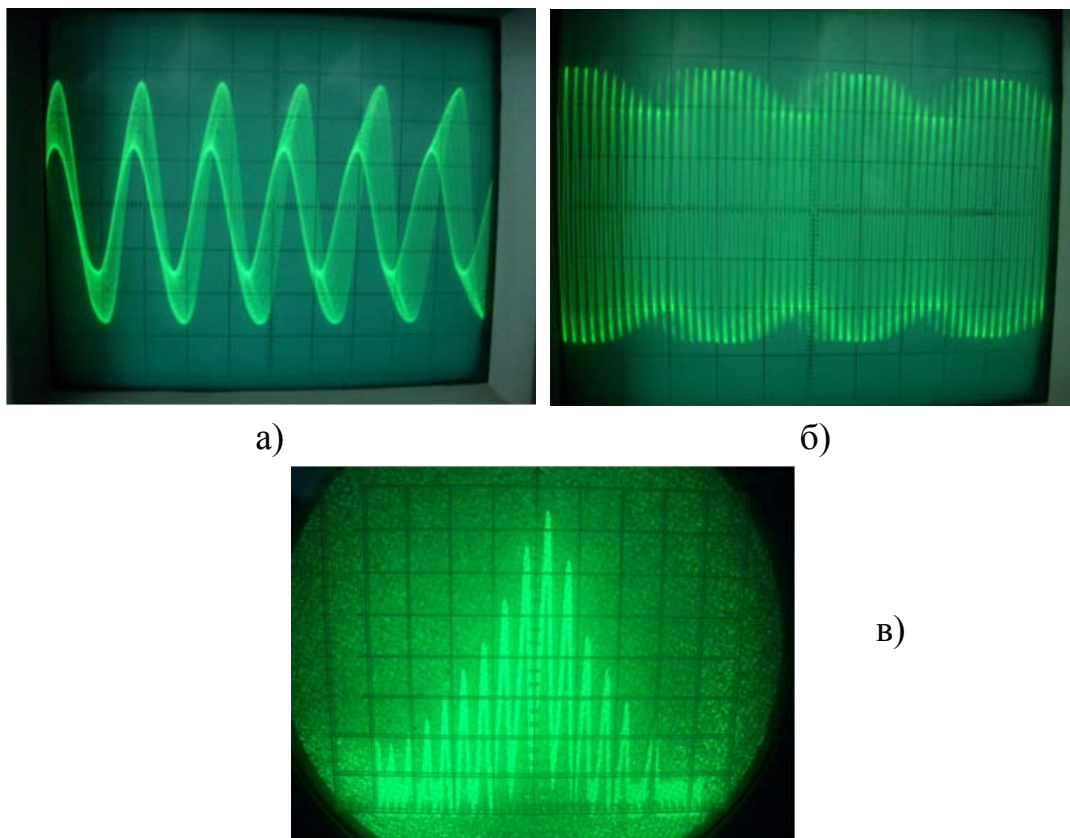


Рис. 5.37. Осцилограми (а) і (б) та спектр (в) 5-частотного режиму

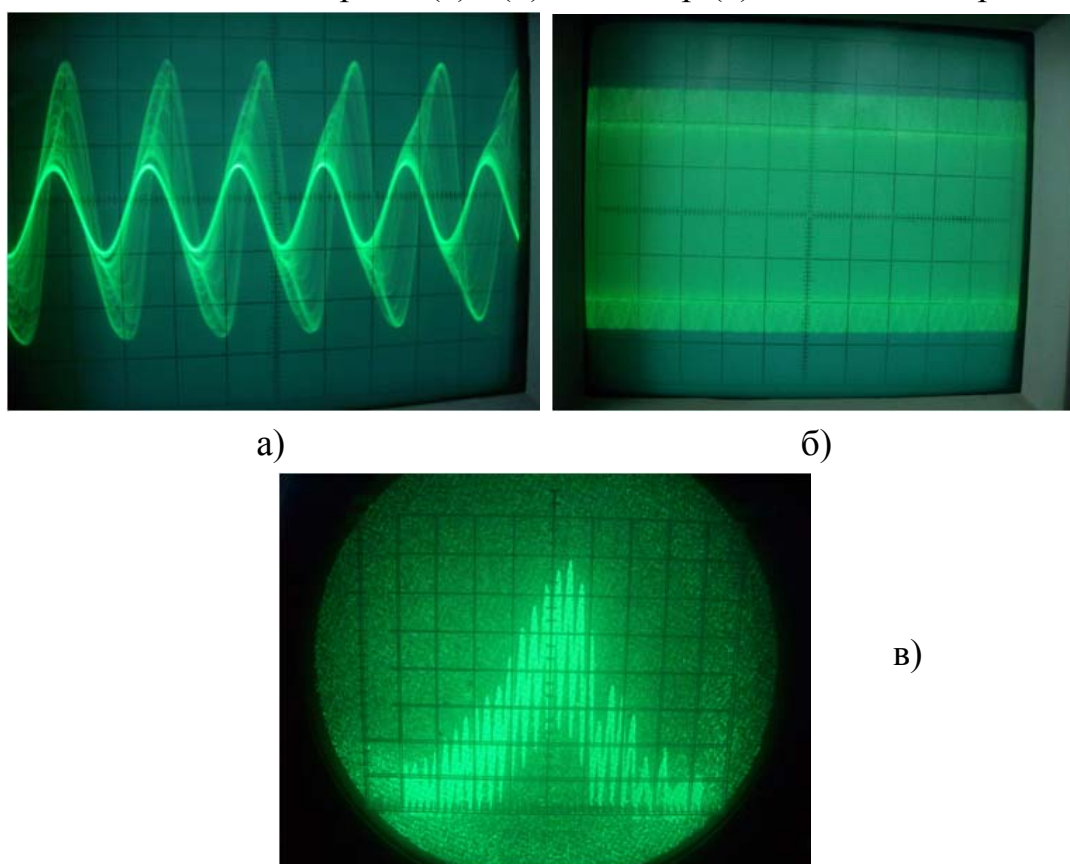


Рис. 5.37. Осцилограми (а) і (б) та спектр (в) багаточастотного режиму

Отримані аналітичні співвідношення (5.30)–(5.47) становлять математичну модель багаточастотного генератора на основі ПТСВО. Розв'язання системи нелінійних диференціальних рівнянь (5.30) проведено методом Рунге-Кутта 4-го порядку за допомогою математичного пакету програм MathCad 14.0 [199]. З цією метою використано вбудовану у MathCad функцію rkfixed. Для підвищення точності розрахунків і враховуючи особливість швидкого перетворення Фур'є обрано 1024 кількість відліків. Результати чисельного моделювання подано на рис. 5.38–5.40.

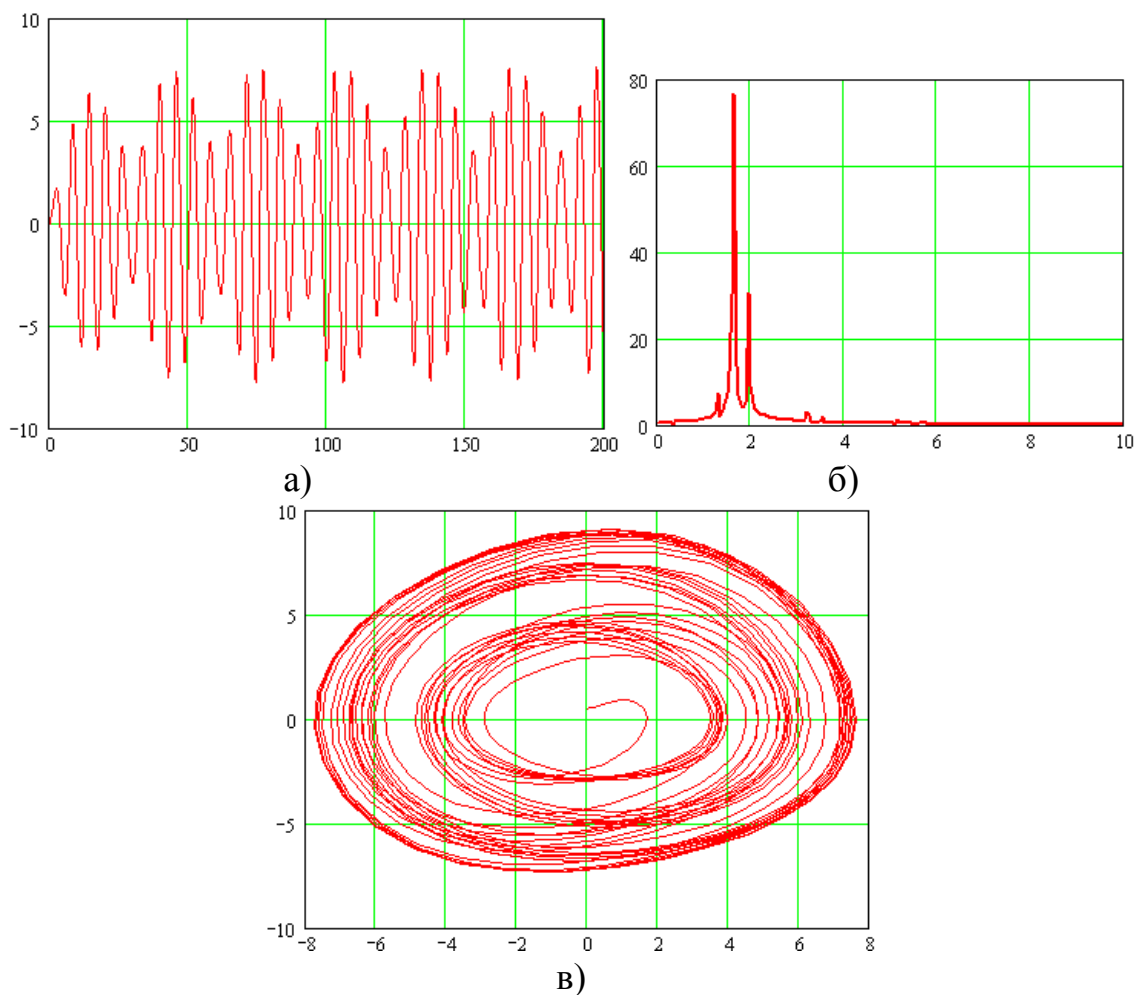


Рис. 5.38. Графіки осцилограм (а), амплітудо-частотного спектру (б) й фазової площини (в) генерованих коливань у одночастотному режимі

Також у роботі проведено моделювання багаточастотного генератора за допомогою пакету програм схмотехнічного моделювання MicroCap 9.0. Електрична схема багаточастотного генератора на основі ПТСВО в пакеті схмотехнічного моделювання MicroCap 9.0 має вигляд, показаний на рис. 5.41.

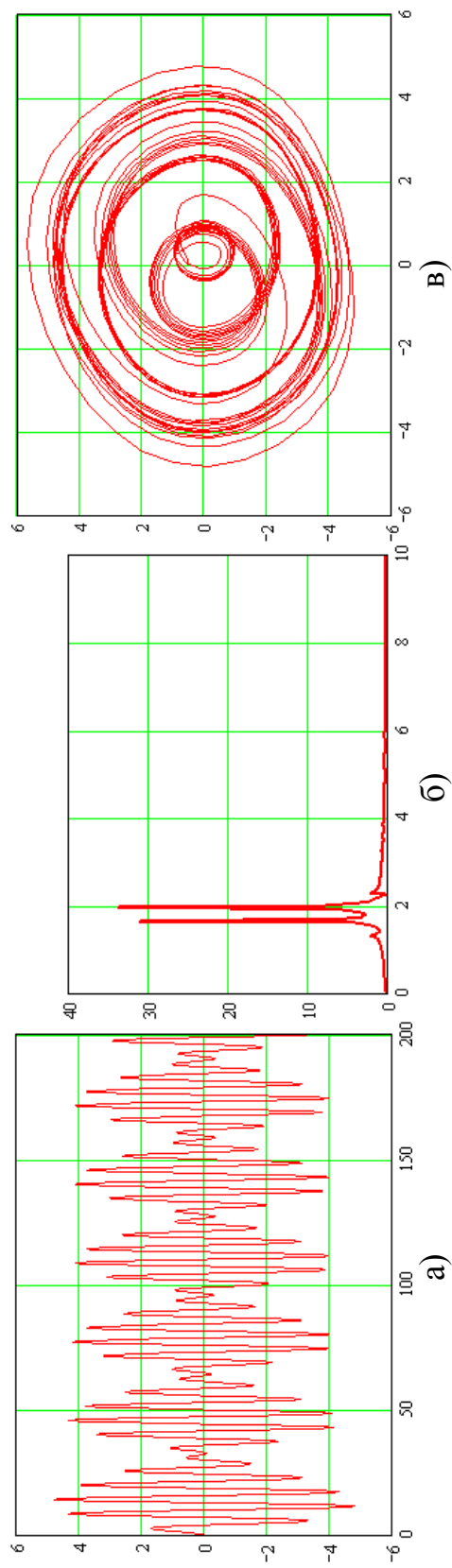


Рис. 5.39. Графіки осцилограм (а), амплітудо-частотного спектру (б) й фазової площини (в) генерованих коливань у двочастотному режимі

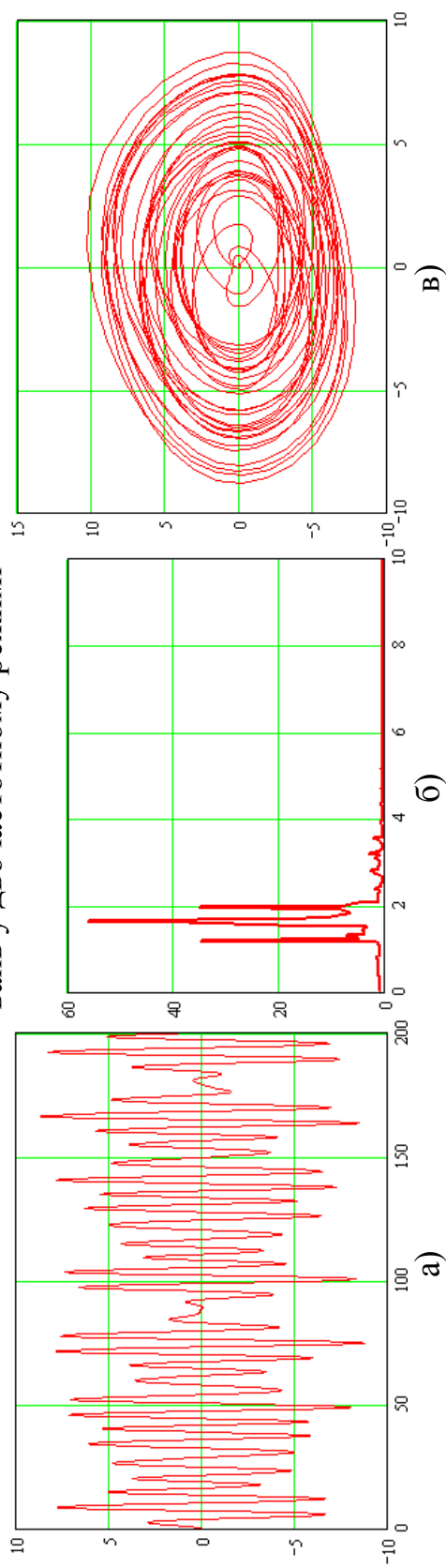


Рис. 5.40. Графіки осцилограм (а), амплітудо-частотного спектру (б) й фазової площини (в) генерованих коливань у тричастотному режимі

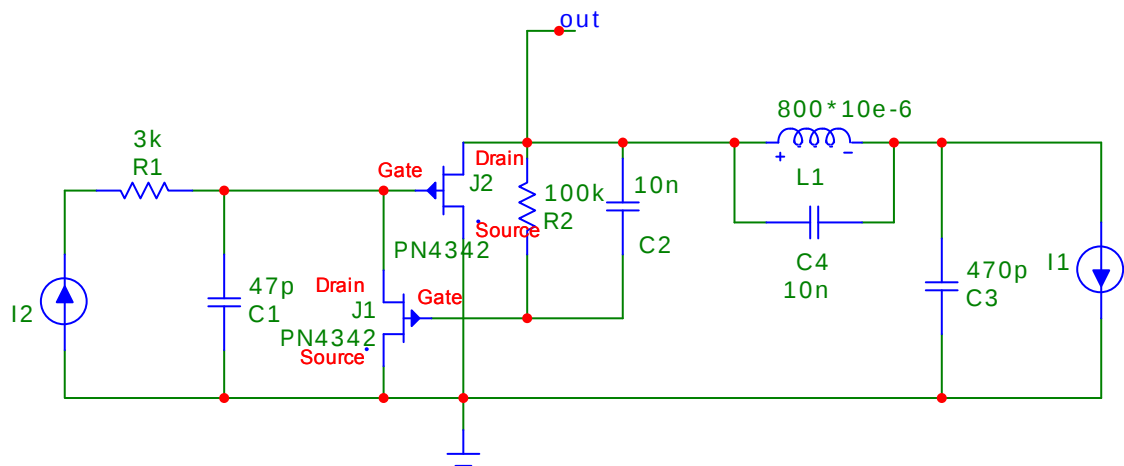
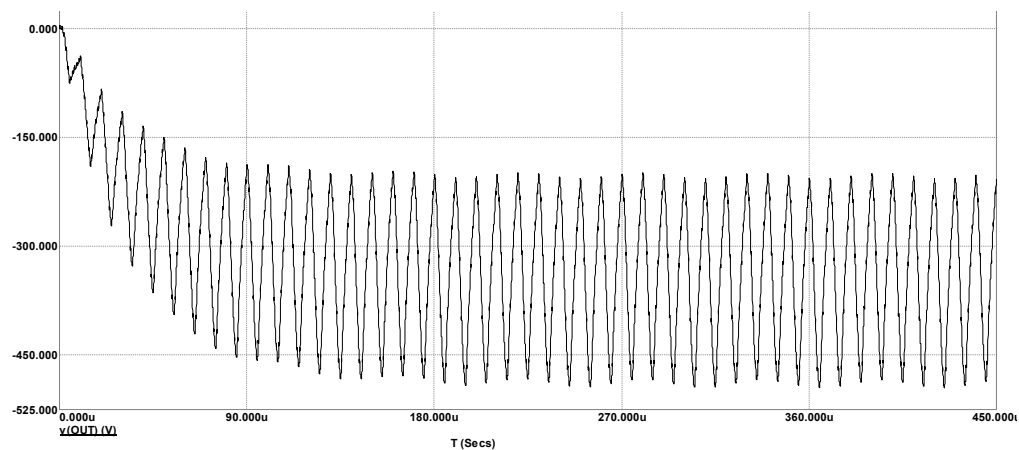
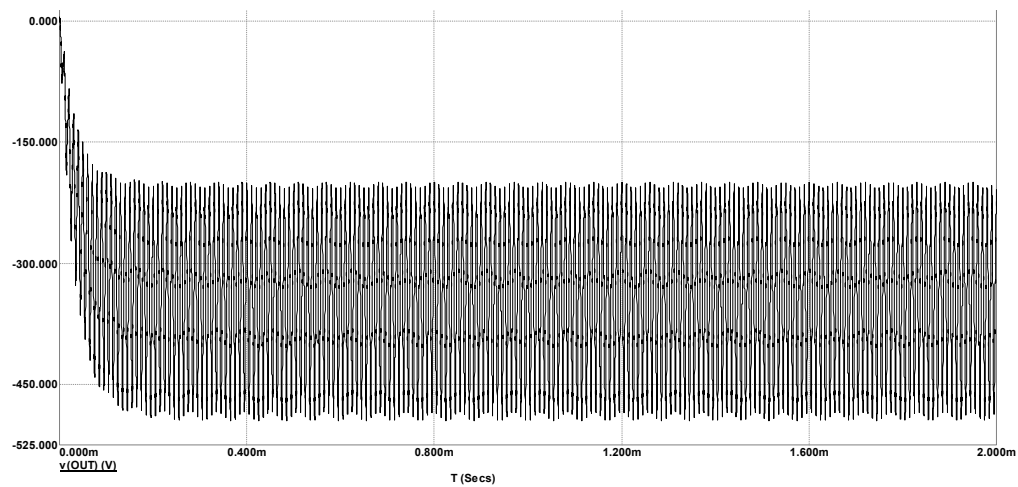


Рис. 5.41. Електрична схема багаточастотного генератора в пакеті програм схемотехнічного моделювання MicroCap 9.0

Як результат моделювання отримано часові залежності генерованих коливань, графіки яких подано на рис. 5.42.



а)



б)

Рис. 5.42 Графіки становлення генерованих коливань в часі синхронізовані (а) за частотою генерованих коливань та (б) за частотою биття

Особливість отримання амплітудо-частотного спектру в пакеті MicroCap 9.0 полягає в неможливості його отримання після розділового конденсатора [115]. Тому в отриманому спектрі завжди будуть присутні низькочастотні складові до постійного струму. На рис. 5.43 подано графіки генерованих коливань і амплітудо-частотного спектру в одно частотному режимі.

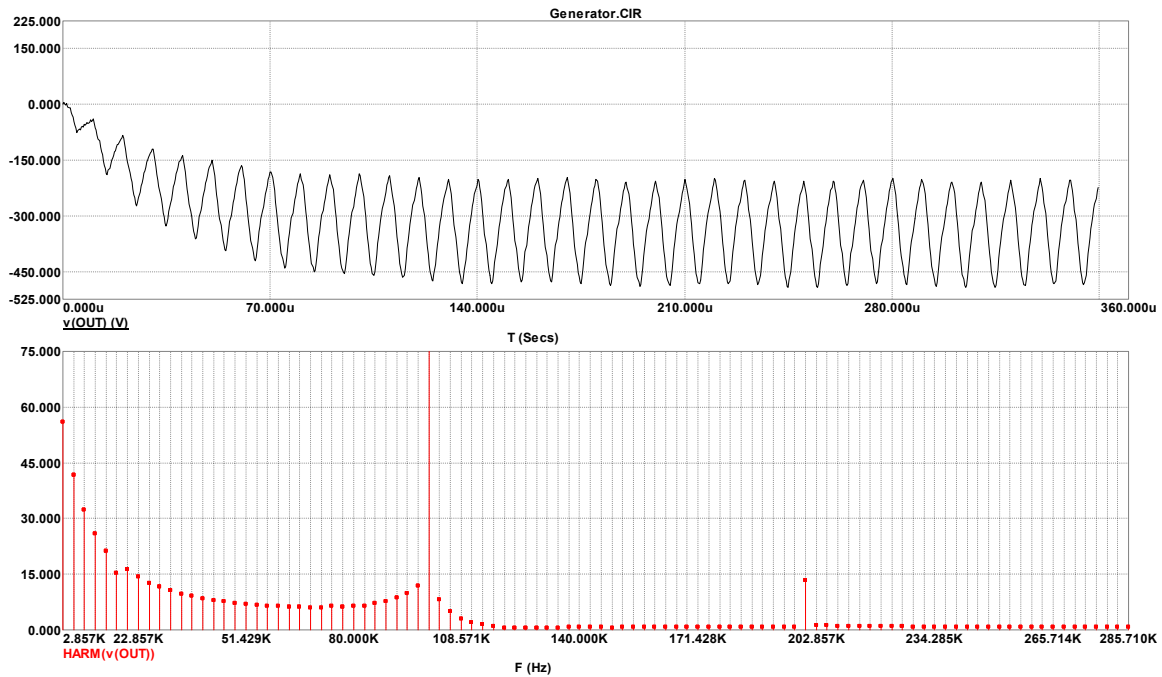


Рис. 5.43. Графіки вихідного сигналу і його спектр в одночастотному режимі

## 5.7. Висновки до розділу

Запропоновано схемні рішення функціональних генераторів на основі індуктивного й ємнісного ефектів у транзисторних структурах з відємним опором. Проведено теоретичні та експериментальні дослідження таких генераторів. Розроблено математичні моделі генераторів зі складною динамікою генерованих коливань. Наведено результати чисельного моделювання й експериментальних досліджень. Збіжність отриманих результатів підтверджує адекватність розроблених математичних моделей. У результаті отримано аналітичні співвідношення розрахунку основних параметрів і характеристик розроблених генераторів, які можуть бути покладені в основу їхнього синтезу.

## 6. НВЧ ФАЗООБЕРТАЧІ, КОМУТАТОРИ І ВИМИКАЧІ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ

### 6.1. НВЧ-фазообертач на основі ємнісного ефекту транзисторних структур з від'ємним опором

Електрично керований фазообертач, схему якого показано на рис. 6.1, дає можливість електрично регулювати фазу сигналу за рахунок регульованого ємнісного ефекту біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором, який виникає на електродах стік двозатворного польового транзистора VT1 і колектор біполярного транзистора VT2, а також індуктивного ефекту біполярного транзистора з додатковою ємністю, який виникає на електродах емітер-колектор транзистора VT3.

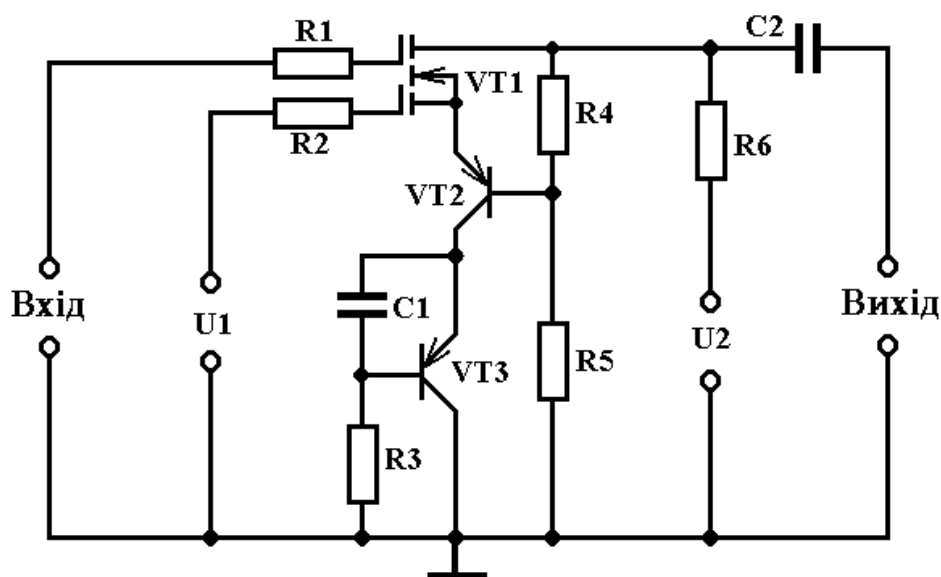


Рис. 6.1. Електрично керований фазообертач з електрично керованим еквівалентом ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі

Розглянемо принцип роботи такого фазообертача. В початковий момент часу сигнал подається крізь резистор R1, який виконує функцію узгодження фазообертача з джерелом НВЧ-сигналу, на затвор двозатворного польового транзистора VT1. НВЧ-сигнал при проходженні через двозатворний польовий транзистор VT1 змінює фазу під

дією зміни ємнісної складової опору на електродах стік двозатворного польового транзистора VT1 і колектор біполярного транзистора VT2 та послідовно включеного з ним індуктивного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора VT3 [200].

Фазозсуваюче коло з послідовно з'єднаних ємності C1 і резистора R3 доповнює необхідну різницю фаз для отримання індуктивної складової повного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора VT3. Величини ємнісного опору на електродах стік двозатворного польового транзистора VT1 і колектор біполярного транзистора та індуктивного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора регулюються зміною напруги джерел постійної напруги U1.

Підвищення напруги джерел постійної напруги призводить до виникнення від'ємного диференціального опору активної складової повного опору на електродах стік двозатворного польового транзистора VT1 і колектор біполярного транзистора VT2. Підвищення потужності вихідного сигналу зумовлено компенсацією від'ємним опором активних втрат у навантаженні та колах настроювання електрично керованого фазообертача. Величина навантаження електрично керованого фазообертача визначається з умови забезпечення стійкої роботи пристрою у робочому діапазоні частот [200].

Для отримання залежностей зміни фазового зсуву електрично керованого фазообертача з електрично керованим еквівалентом ємності на основі біполярної транзисторної структури від напруги живлення використаємо співвідношення (2.10) – (2.12) відповідно до [17]:

$$\varphi = \arctg \frac{2 \frac{Z'_1 \cdot Z''_2 + Z'_2 \cdot Z''_1}{(Z'_2)^2 + (Z''_2)^2} \cdot \frac{1}{Z_0}}{\left( \frac{\frac{Z'_1 \cdot Z'_2 + Z'_1 \cdot Z''_2}{(Z'_2)^2 + (Z''_2)^2}}{Z_0} \right)^2 + \left( \frac{\frac{Z'_1 \cdot Z''_2 + Z'_2 \cdot Z''_1}{(Z'_2)^2 + (Z''_2)^2}}{Z_0} \right)^2} - 1, \quad (6.1)$$

де  $Z_0$  – характеристичний опір НВЧ-тракту;  $Z'_1, Z''_2, Z'_2, Z''_1$  – активні та реактивні складові повного опору транзисторної структури з від'ємним опором.

Загальний опір електрично керованого еквівалента ємності на основі транзисторних структур з від'ємним опором можливо змінювати напругою керування  $U_1$ . Проведено експериментальні дослідження фазообертача з електрично керованим еквівалентом ємності на основі біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним опором. Графіки залежності зміни фазового зсуву та коефіцієнта відбиття від напруги живлення показані на рис. 6.2.

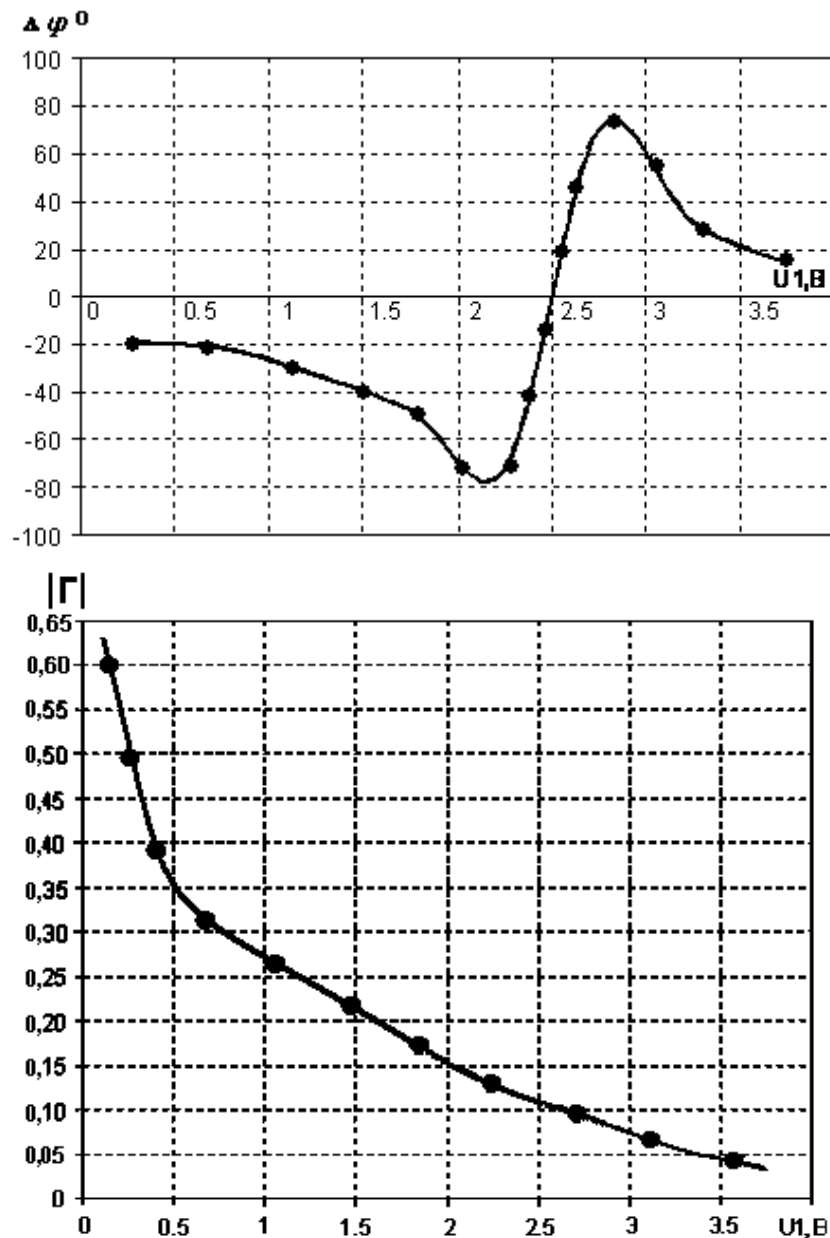


Рис. 6.2. Залежність зміни фазового зсуву (а) та коефіцієнта відбиття (б) електрично керованого фазообертача від напруги живлення при

$$Z = -1,8 \cdot 10^3 - j4,3 \cdot 10^4$$

Розглянемо фазообертач з електрично керованим еквівалентом ємності на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором (рис. 6.3) [201].

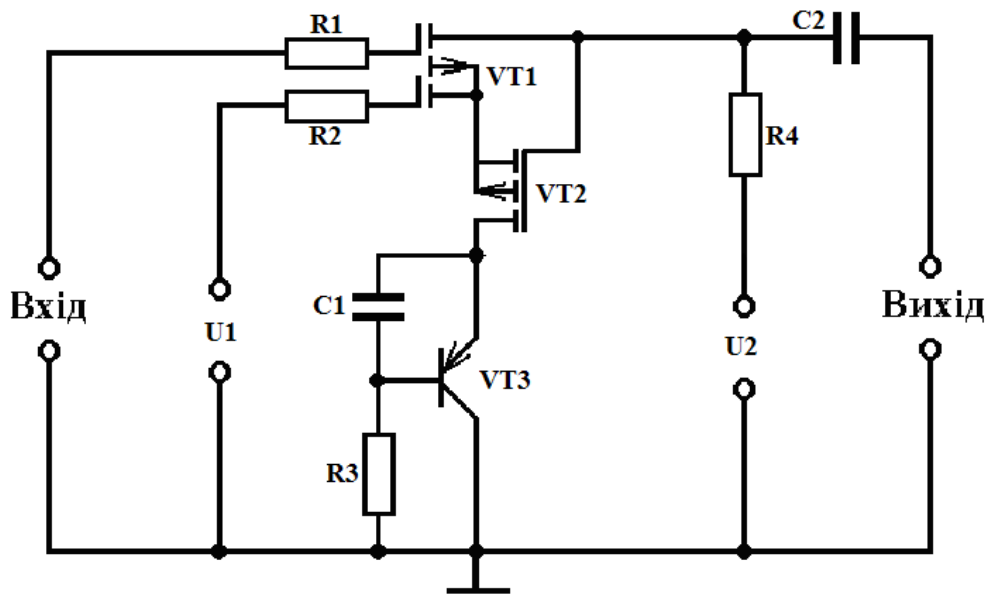
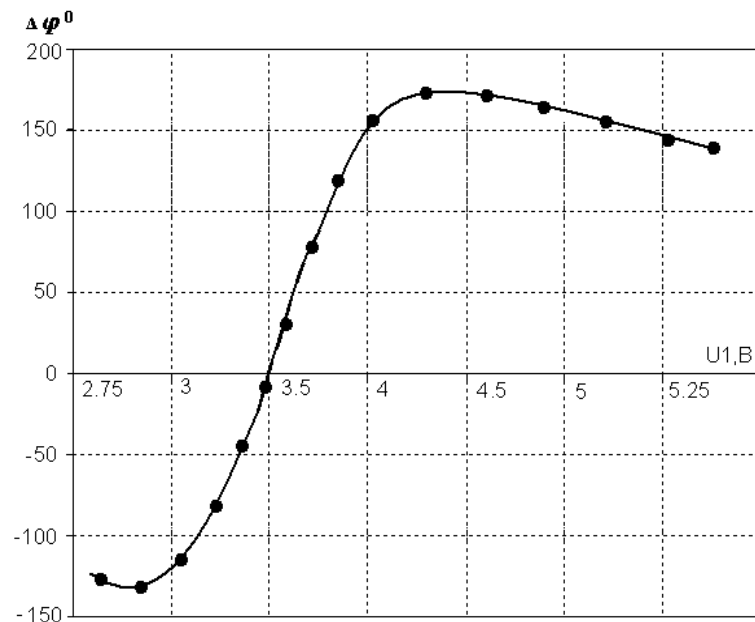


Рис. 6.3. Електрично керований фазообертач з електрично керованим еквівалентом ємності на польовій транзисторній структурі

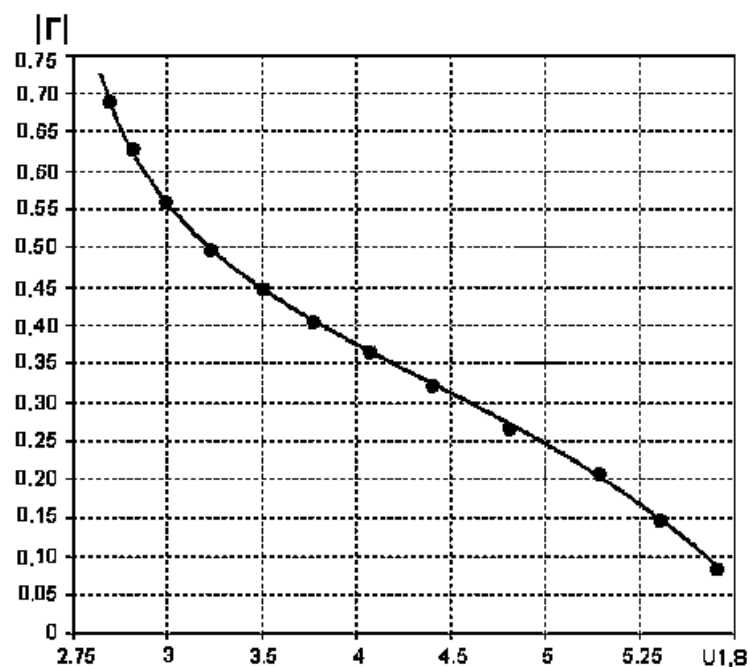
В початковий момент часу НВЧ-сигнал подається через резистор R1, що виконує функцію узгодження фазообертача з джерелом НВЧ-сигналу, на другий затвор двозатворного польового транзистора VT1 подається напруга керування. НВЧ-сигнал при проходженні через транзистор VT1 змінює фазу під дією зміни ємнісної складової повного опору на електродах стік транзистора VT1 і стік МДН транзистора VT2 та послідовно включеної з ним активної індуктивної складової повного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора VT3. Фазозсуваюче коло з послідовно з'єднаних ємності C1 і резистора R3 доповнює необхідну різницю фаз для отримання індуктивної складової повного опору на електродах емітер-колектор біполярного VT3. Величини ємнісного опору на електродах стік транзистора VT1 і стік транзистора VT2 та індуктивного опору на електродах емітер-колектор транзистора VT3 регулюються зміною напруг джерел живлення та керування. Підвищення напруги керування U1 і живлення U2 призводить до виникнення від'ємного диференціального опору активної складової повного опору на електродах стік транзистора VT1 і стік транзистора VT2. Підвищення потужності вихідного НВЧ-сигналу

зумовлено компенсацією від'ємним опором активних втрат у навантаженні та колах настроювання електрично керованого НВЧ-фазообертача. Величина навантаження електрично керованого НВЧ-фазообертача визначається з умови забезпечення стійкої роботи пристрою у робочому діапазоні частот [201].

Графіки експериментальних залежностей зміни фазового зсуву та коефіцієнта відбиття від зміни напруги живлення зображені на рис. 6.4.



а)



б)

Рис. 6.4. Залежність зміни фазового зсуву (а) та коефіцієнта відбиття (б) електрично керованого фазообертача від напруги живлення при  $Z = -1,8 \cdot 10^3 - j4 \cdot 10^4$

Використання запропонованого пристрою суттєво підвищує потужність вихідного НВЧ-сигналу за рахунок компенсації активних втрат потужності від'ємним опором активної складової повного опору, який виникає на електродах стік транзистора VT1 і стік транзистора VT2, а також підвищує стійкість за рахунок покращення режиму живлення за постійним струмом, що обумовлено застосуванням другого джерела постійної напруги.

Отримані результати експериментальних досліджень свідчать про можливість, використовуючи фазообертачі з електрично керованими еквівалентами ємностей на біполярно-польові та польовій транзисторних структурах з від'ємним опором, керувати величинами фазового зсуву від  $-80^\circ$  до  $80^\circ$  та від  $-140^\circ$  до  $170^\circ$  для досліджених фазообертачів відповідно. При цьому величина модуля коефіцієнта відбиття для обох досліджуваних фазообертачів знаходься в межах  $0,05 \dots 0,7$ .

## **6.2. НВЧ-фазообертач на основі індуктивного ефекту транзисторних структур з від'ємним опором**

В даний час для керування фазою електромагнітних коливань НВЧ широке застосування знаходять феритові і газорозрядні пристрої. Проте ці пристрої мають великі габарити і споживають значну потужність на керування. Експериментальні і теоретичні дослідження останніх років в області напівпровідників і діелектриків показали можливість керування фазою електромагнітних НВЧ-коливань за допомогою *p-n* переходу і сегнетоелектриків. На жаль, діапазон зміни реактивного параметра цих елементів невеликий. Створення НВЧ-транзисторів із граничними частотами в декілька десятків гігагерц дає можливість використовувати їх як електрично керовані реактивні елементи.

Загальна теорія фазообертаючих НВЧ-пристроїв достатньо повно розглянута у низці робіт [202–206], тому зробимо оцінку застосування індуктивних транзисторів у НВЧ-фазообертачах на прикладі одиночного фазообертаючого елемента відбивного типу. Це дозволить розцінювати про його можливості при використанні в більш складних ко-

лах. Еквівалентну схему фазообертача можна подати у вигляді послідовного з'єднання керованого активного і реактивного опорів (рис. 6.5а). Його властивості характеризуються модулем  $|\Gamma|$  і фазою коефіцієнта відбиття  $\varphi$  [207]

$$|\Gamma|^2 = \frac{\left(\frac{R_{exL}}{Z_o} - 1\right)^2 + \left(\frac{X_{exL}}{Z_o}\right)^2}{\left(\frac{R_{exL}}{Z_o} + 1\right)^2 + \left(\frac{X_{exL}}{Z_o}\right)^2}; \quad (6.2)$$

$$\varphi = \arctg \frac{2X_{exL} / Z_o}{\left(\frac{R_{exL}}{Z_o}\right)^2 + \left(\frac{X_{exL}}{Z_o}\right)^2 - 1}. \quad (6.3)$$

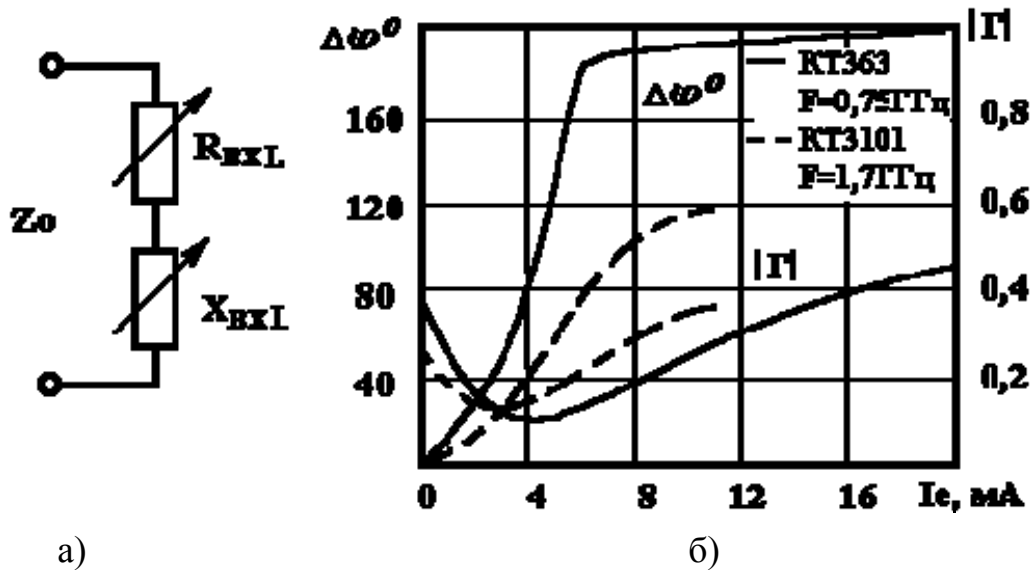


Рис. 6.5. Еквівалентна схема (а) і експериментальні залежності модуля  $|\Gamma|$  та приросту фази (б) НВЧ-фазообертача на індуктивному транзисторі

Втрати НВЧ енергії у фазообертачі описуються виразом

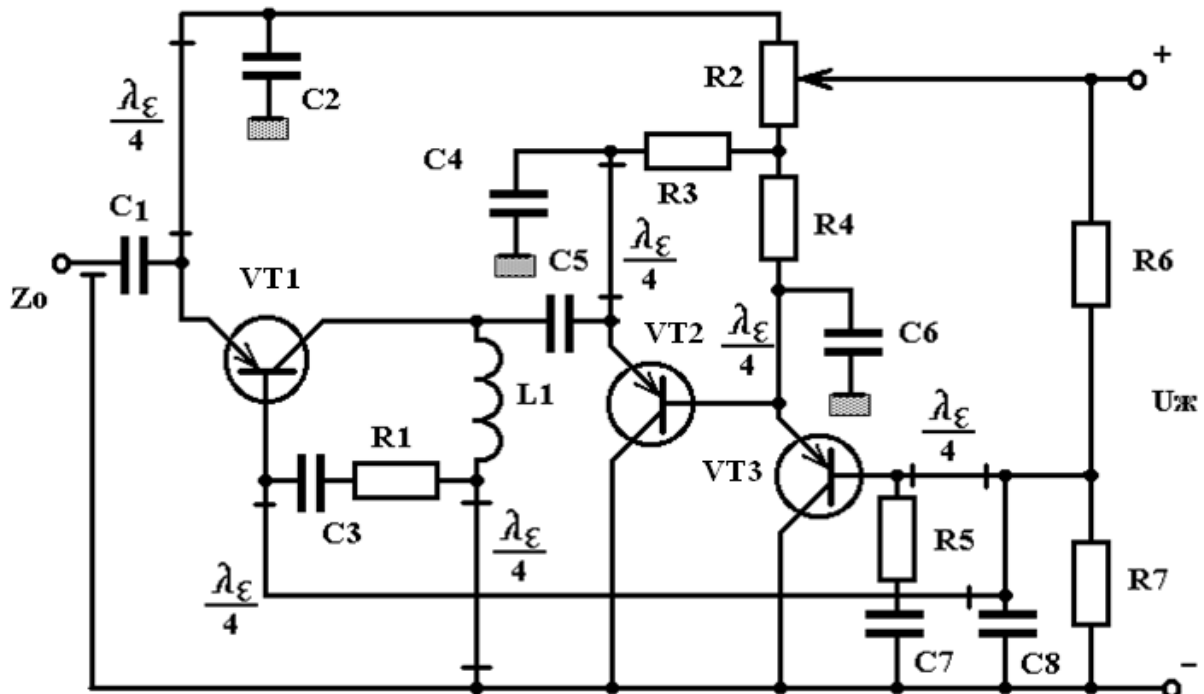
$$L_{\text{дб}} = 10 \lg(1 / |\Gamma|^2). \quad (6.4)$$

Параметри НВЧ фазообертаючого елемента залежать від характеру опору, включеного в коло база-колектор НВЧ-транзистора. При активному опорі втрати фазообертача у всьому діапазоні зміни фази великі ( $\Gamma < 0,5$ ) [102, 205], що пояснюється низькою добротністю керуючого елемента. У цьому випадку зміна аргументу коефіцієнта відбиття може досягати більше  $180^\circ$ , оскільки реактивна складова керується струмом емітера від ємнісного до індуктивного значень. Застосування індуктивного базового опору знижує втрати фазообертача, але при цьому зменшується фазовий зсув. Характеристики пристрою можна поліпшити при використанні як базового опору другого індуктивного транзистора. У цьому випадку може бути забезпечений фазовий зсув понад  $155^\circ$ . Недоліком такого фазообертача є зміна величини втрат від 12 ( $I_e = 0$ ) до 0 Дб ( $I_e = 9$  мА). Для поліпшення цієї характеристики була запропонована схема фазообертача з компенсацією втрат (рис. 6.6а).

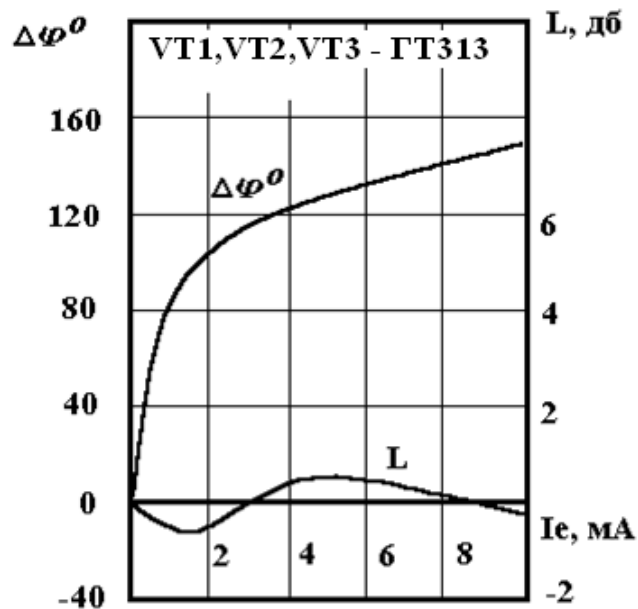
Фазообертач є відрізком НВЧ-тракту, навантаженого електричним колом, що складається з транзисторів VT1, VT2 і VT3. Транзистор VT1 включається послідовно у НВЧ-тракт колекторним і емітерним електродами. Його базовим навантаженням є R1L1-коло. Він забезпечує компенсацію втрат енергії НВЧ-сигналу в пристрої. Фазокеруючий елемент складається з транзистора VT2, базовим навантаженням якого є індуктивний транзистор VT3. Живлення транзисторів за постійним струмом здійснюється за допомогою подільника напруги, створеного на активних опорах R6, R7. Регулювання емітерних струмів VT1–VT3 здійснюються потенціометром R2. Розв'язка кіл живлення і сигналу забезпечується за допомогою чвертьхвильових дроселів, що закорочують ємності C2, C4, C6–C8 і розділових ємностей C1, C3.

Керування фазою здійснюється таким чином. При відсутності струму емітера транзисторів VT2, VT3 повний опір кола емітер-колектор транзистора VT2 є ємнісним із низькою добротністю, що обумовлено дією ємностей емітерного і колекторного переходів транзисторів VT2 і VT3. При збільшенні струму емітера транзисторів VT2 і VT3 відбувається зменшення ємнісної складової повного опору кола емітер-колектор транзистора VT2 і при великих струмах він стає індуктивним, що обумовлено кінцевою швидкістю руху носіїв струму в

області бази транзисторів VT2 і VT3. Втрати енергії в колі емітер-колектор транзистора VT2 із ростом емітерних струмів VT2 і VT3 зменшуються і прямують до нуля.



а)



б)

Рис. 6.6. Електрична схема (а) і залежність затухання і приросту аргументу коефіцієнта відбиття (б) від зміни струму емітера транзисторів VT2, VT3 відбивного НВЧ-фазообертача з колом компенсації

Вхідний опір кола емітер-колектор транзистора VT1 при значному струмі емітера є індуктивним із від'ємною активною складовою. Потенціометром R2 постійні емітерні струми регулюються таким чином, що при збільшенні емітерних струмів VT2 і VT3 відбувається зменшення струму емітера VT1. Підбираючи режим живлення транзисторів VT1, VT2 і VT3, можна домогтися компенсації втрат НВЧ енергії в пристрої за рахунок від'ємного активного опору транзистора VT1 у всьому діапазоні зміни керуючих струмів емітерів VT2 і VT3. Електромагнітна хвиля, потрапляючи на вхід пристрою, змінює свою фазу і відбивається в результаті регулювання повного опору фазообертаючого кола. Втрати енергії НВЧ-сигналу не перевищує + 0,7 дБ у всьому діапазоні керування (див. рис. 6.6б). Потужність, що витрачається на зміну фази у залежності від числа транзисторів складає від 10 до 30 мВт.

### 6.3. НВЧ-комутатори і НВЧ-вимикачі

Комутатори широко використовуються в різноманітних радіотехнічних системах НВЧ-діапазону. Їхніми керуючими елементами є ферити, *p-i-n* діоди, варактори і сегнетоелектричні пристрої. Недоліком пристроїв на феритах є велика вага і габарити. Комутатори на *p-i-n* діодах мають втрати порядку 0,1...1 дБ. Сегнетоелектричні керуючі пристрої керуються великою напругою і втрати в них складають порядку 1 дБ. Застосування варакторів обмежено їхньою низькою добротністю. Використання НВЧ-транзисторів як керуючих елементів дозволяє знизити втрати пристроїв до нуля при зберіганні малих габаритів, ваги і невеликих керуючих потужностей.

Одним з елементів комутатора є НВЧ-вимикач, що забезпечує в одному режимі малі втрати в НВЧ-тракті  $L_{\text{відкр}}$ , а в іншому – великі  $L_{\text{закр}}$ . Кращий режим за параметрами  $L_{\text{відкр}}$ ,  $L_{\text{закр}}$  забезпечується в резонансних НВЧ-вимикачах, оптимізація параметрів яких запропонована в роботі [208]. Показано, що можливості реактивного елемента, застосовуваного в НВЧ-вимикачах, повний опір якого в двох режимах визначається величинами  $Z_1 = r_1 + jX_1$  і  $Z_2 = r_2 + jX_2$ , можна характеризувати «якістю»  $K_a$  реактивного елемента

$$K_a = \frac{X_1 - X_2}{r_1 r_2} = \frac{\sqrt{L_{закр}} - 1}{\sqrt{L_{відкр}} - 1}, \quad (6.5)$$

де  $L_{відкр}$ ,  $L_{закр}$  – величини, внесеного загасання на резонансній частоті, у режимах «відкрито» і «закрито».

При використанні індуктивного НВЧ-транзистора в ролі керуючого елемента струм емітера можна розглядати як управляючий параметр. Розрахункові залежності коефіцієнта  $K_a$  від струму емітера наведені на рис. 6.7. Аналіз цих залежностей показує, що схема простого індуктивного НВЧ-транзистора має  $K_{3a} < 1$ , а коефіцієнт якості  $K_{1a}$ , схеми НВЧ-транзистора з індуктивністю в колі бази  $K_{2a}$  і складового індуктивного НВЧ-транзистора  $K_{3a}$  зі збільшенням струму емітера зростають і при великих струмах прямують до нескінченності. Це дозволяє будувати НВЧ-вимикачі з величиною загасання в режимі «закрито» порядку декількох десятків децибел і нульовими втратами в режимі «відкрито».

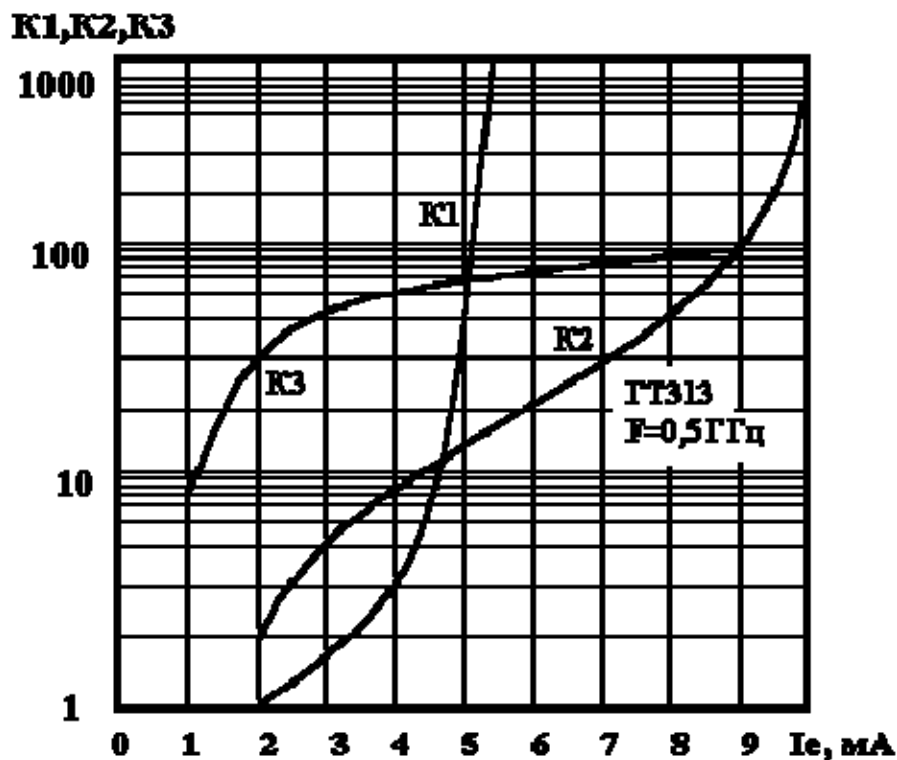


Рис. 6.7. Залежність коефіцієнта  $K$  індуктивного НВЧ-транзистора від струму емітера

Розглянемо одну зі схем НВЧ-вимикача на індуктивному транзисторі (рис. 6.8). Вимикач є відрізком НВЧ-тракту з транзистором VT1, включеним послідовно з резонуючою ємністю C1 і опором, що розв'язує R1, у розрив центрального провідника коаксіальної або смужкової лінії. У колі бази транзистора включений RL-коло. Живлення транзистора за постійним струмом здійснюється з подільника R2, R4. Ємності C2–C4 та дроселі Др1–Др3 призначені для розв'язки кіл НВЧ-сигналу і кіл постійного струму.

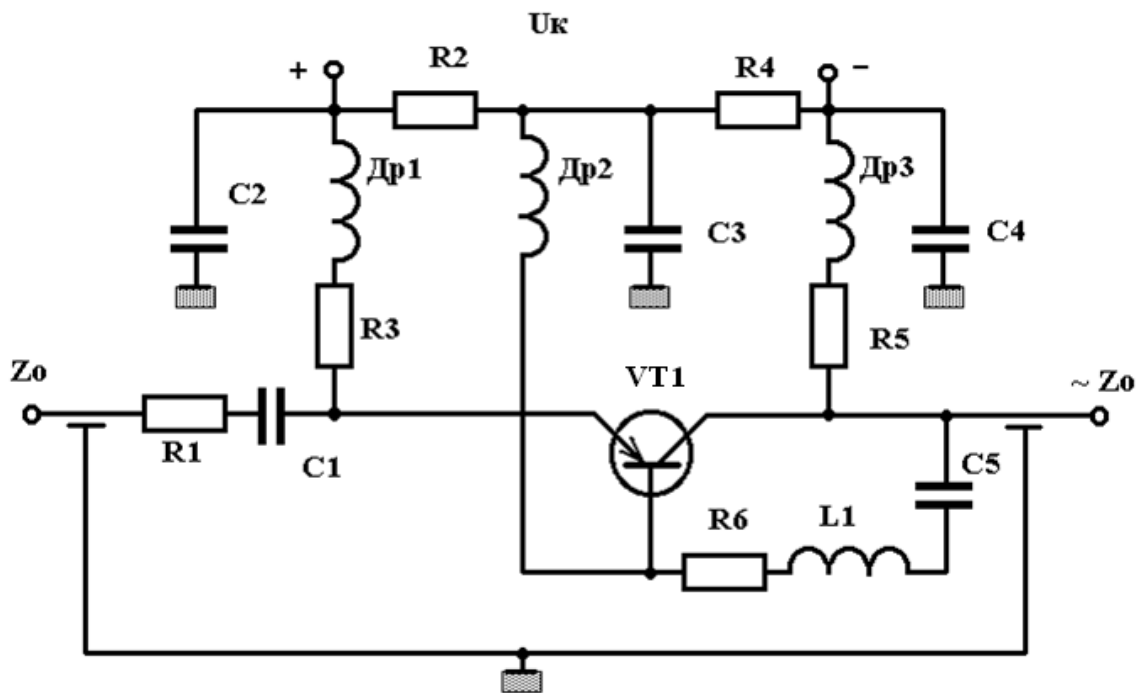


Рис. 6.8. Електрична схема транзисторного НВЧ-вимикача

Керування потужністю НВЧ-сигналу здійснюється таким чином. При відсутності керуючої напруги повний опір між емітером і колектором транзистора VT1 є ємнісним і обумовлений ємностями емітерного і колекторного переходів. При цьому режимі в центральну лінію НВЧ-тракту послідовно включені розв'язуючий опір R1, ємність C1 і ємнісний низькодобротний імпеданс транзистора VT1, що вносять великі загасання в НВЧ-тракт. Величина його визначається виразом [144]

$$L_3 = 10 \lg \frac{(2 + R_L + R_{exL} + R_1)^2 + (X_{exL} - X_c)^2}{4}. \quad (6.6)$$

Це відповідає режиму «закрито». При подачі керуючої напруги повний опір між емітером і колектором стає індуктивним із від'ємною активною складовою  $R_{exL}^{(-)}$ . Еквівалентна індуктивність  $L_{екв}$  кола колектор-емітер транзистора резонує з ємністю  $C_1$  ( $X_{exL} - X_c = 0$ ), а активний від'ємний опір  $R_{exL}^{(-)}$  компенсує втрати в лінії передачі і на опорі  $R_1$ . Це відповідає нульовим втратам ( $L_{відкр} = 0$ ) у режимі «відкрито». Розглянутий вимикач має такі переваги в порівнянні з вимикачем на варакторах: існування одного резонансного стану, що дозволяє відмовитися від резонуючої індуктивності, або шлейфа, що приводить до зменшення розмірів пристрою; існування від'ємного опору, керованого струмом емітера, дозволяє цілком компенсувати втрати пристрою в режимі «відкрито»; заміна базової індуктивності іншим індуктивним транзистором дозволяє виготовити цей вимикач у напівпровідниковій інтегральній схемі.

Проведемо розрахунок вимикача, показаного на рис. 6.8.

1. Визначимо еквівалентний опір втрат лінії передачі

$$L_{\pi} = 10 \lg \frac{(2 + R_{\pi})^2}{4},$$

звідки

$$R_{\pi} = 2Z_o(10^{0,05L_{\pi}} - 1). \quad (6.7)$$

2. Величину  $R_{exL}$  визначаємо з (6.6) за умови, що

$$R_{exL} = -R_1 - R_{\pi}.$$

При нульових втратах у режимі «відкрито» ( $L_{відкр} = 0$ ) отримуємо

$$R_1 + R_{exL} = 2(10^{0,05L_{\pi}} - 1) - R_{\pi}. \quad (6.8)$$

3. Визначимо величину резонансної ємності  $C_{рез}$  і еквівалентної індуктивності  $L_{екв}$ . За умови, що на частоті  $f_1 = f_o(1 + W)$  значення  $L_{відкр} = 0$ , можна написати

$$3 = 10 \lg \left[ \frac{(2 + R_1 + R_l + R_{exL})^2}{4} + \frac{(X_{exL} - X_{cl})^2}{4} \right]. \quad (6.9)$$

Позначимо через  $K_I$  вираз

$$K_1 = \frac{(2 + R_1 + R_l + R_{exL})^2}{4}.$$

Тоді з (6.9) визначимо значення  $X_{exL} - X_{cl}$ , що дорівнює

$$X_{exL} - X_{cl} = 2Z_o \sqrt{2 - K_1}. \quad (6.10)$$

Рівняння (6.10) можна переписати у вигляді

$$\omega_1 L_{екв} - 1/\omega_1 C_{рез} = 2Z_o \sqrt{2 - K_1} = K_2. \quad (6.11)$$

На резонансній частоті виконується умова

$$\omega_1 L_{екв} - 1/\omega_o C_{рез} = 0. \quad (6.12)$$

Розв'язуючи спільно рівняння (6.10) і (6.12), визначимо величини  $C_{рез}$  і  $L_{екв}$

$$C_{рез} = \frac{\omega_1^2 - \omega_o^2}{K_2 \omega_o^2 \omega_1}; \quad (6.13)$$

$$L_{екв} = \frac{K_2 \omega_1}{\omega_1^2 - \omega_o^2}. \quad (6.14)$$

При  $\omega_1 + \omega_o \approx 2\omega_1$  і  $\omega_1 - \omega_o \approx \Delta\omega$  вирази (6.13) і (6.14) можна подати у вигляді

$$C_{рез} = \frac{W}{K_2 \omega_o}; \quad (6.15)$$

$$L_{екв} = \frac{K_2}{2\Delta W}. \quad (6.16)$$

Рівняння (6.15) і (6.16) визначають залежність між параметрами електричної схеми і широкосмуговістю вимикача. З урахуванням

(6.11) і (6.16) вираз для відносної смуги пропускання вимикача в режимі «відкрито» визначається формулою

$$W = \frac{2Z_o}{L_{екв}\omega_o} \sqrt{2 - \left( \frac{2 + R_1 + R_L + R_{exL}}{2} \right)^2}. \quad (6.17)$$

4. Значення  $R_1$  визначається виразом

$$R_1 = 2Z_o(10^{0,05L_3} - 1) - R_L. \quad (6.18)$$

З формули (6.8) при підстановці (6.18) знаходимо:

$$R_{exL} = -2Z_o(10^{0,05L_3} - 1). \quad (6.19)$$

5. Тип транзистора і його опір навантаження вибираються на підставі результатів, отриманих при розв'язанні рівнянь (6.13), (6.14), (6.19).

6. Коло живлення, геометричні розміри лінії передачі, величини розв'язуючих дроселів і резонансної ємності розраховуються за методикою, описаною в пунктах 4–9 параграфа 8.2 роботи [17].

На рис. 6.9 показана частотна залежність загасання, утворюваного вимикачем, у режимах «відкрито» (1) і «закрито» (2).

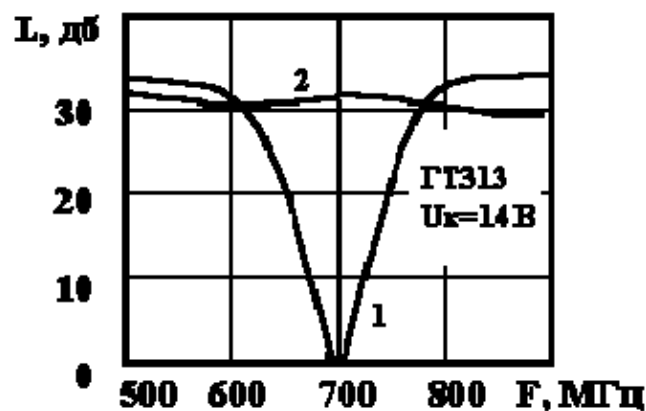


Рис. 6.9. Залежність затухання  $L$ , що утворюється вимикачем в режимах «відкрито» і «закрито»

Потужність, що затрачається на перехід схеми з одного режиму в інший, не перевищує 10 мВт. На основі схеми розглянутого вимикача був виготовлений транзисторний НВЧ-комутатор на два канали. Електрична схема комутатора за змінним струмом зображена на рис. 6.10.

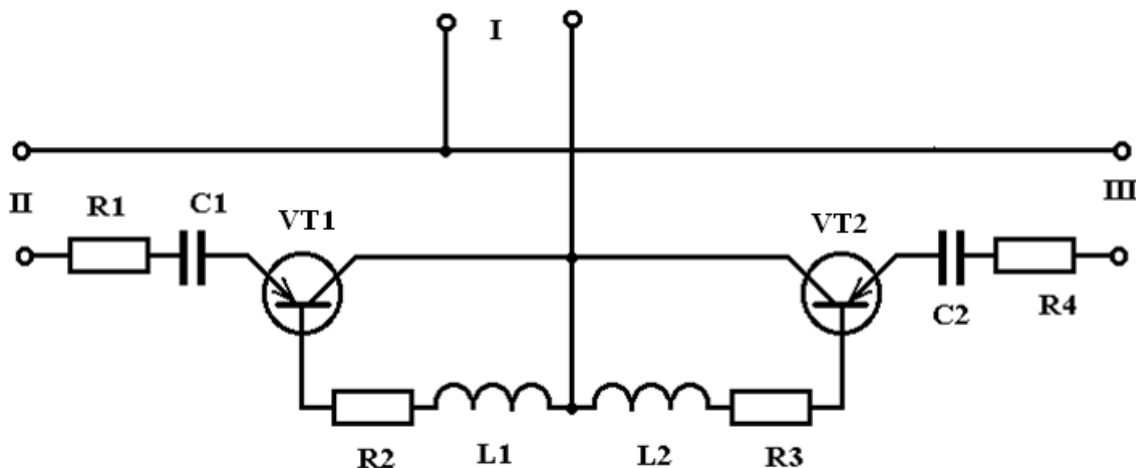


Рис. 6.10. Еквівалентна схема транзисторного НВЧ-комутатора по змінному струму

Як керовані елементи використовувалися транзистори типу КТ3123. Експериментальні дослідження (рис. 6.11) показали, що при нульовій постійній напрузі на транзисторі розв'язка в каналі складала не менше 23 дБ.

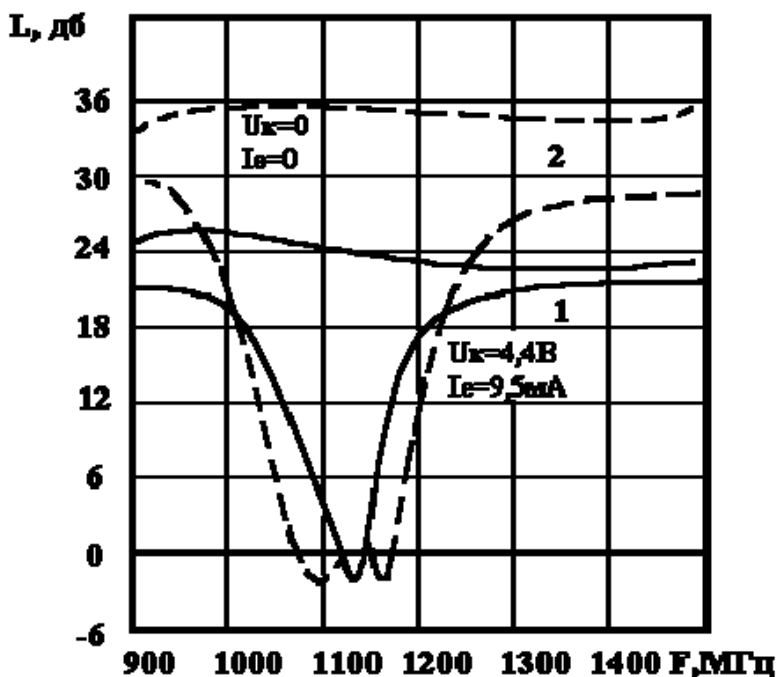


Рис. 6.11. Залежність затухання в плечі комутатора при використанні одного (1) і двох (2) контурів

При подачі керуючої напруги на транзистор втрати на частоті 1,1 ГГц рівні нулю. Для збільшення розв'язки здійснювалося послідовне вмикання кіл типу С1,  $Z_{\text{вх}}$ . При цьому, у випадку розстроювання резонансних частот контурів одного плеча зростає широкосмужність пристрою в режимі «відкрито». Величина комутуючої потужності складає декілька міліват. У випадку інтегрального виконання R2, L1, L2, R3 можна замінити індуктивним транзистором з  $Z_{\text{н}} = R_{\text{с}}$ . Потужність, що затрачається на комутування, не перевищувала 20 мВт.

#### 6.4. НВЧ-підсилювачі

Мініатюризація радіоелектронної апаратури НВЧ вимагає створення малогабаритних, економічних і надійних підсилювачів. При їх побудові використовуються лампи біжної хвилі, транзистори, тунельні і параметричні діоди. Успіхи планарної технології створення транзисторів дозволили істотно розширити межі їхнього застосування за рахунок підвищення робочих частот. У багатьох випадках (радіорелейний зв'язок, радіоастрономія, антенні ґратки) вони стали витискати лампи біжної хвилі і тунельні діоди. Однак частота, до якої транзистор спроможний посилювати електричні сигнали, визначається максимальною частотою генерації транзистора. Поблизу цієї частоти коефіцієнт передачі транзисторного підсилювача за потужністю невеликий [68, 69]:

$$f_{\text{max}} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi\tau_k}}.$$

Відомо, що тунельні діоди підсилюють електричний сигнал за рахунок від'ємного активного опору, що виникає в результаті внутрішнього позитивного зворотного зв'язку за напругою [1]. Транзистор також може мати від'ємний опір, наприклад, у схемі індуктивного транзистора, що працює в лавинному режимі [209]. Проте сильний рівень шумів і робота в передпробивному режимі обмежує можливості цього методу. Іншим методом створення від'ємного активного опору у вхідному колі транзистора є використання позитивного зворотно-

го зв'язку за струмом. Цей режим забезпечується в схемі індуктивного транзистора з індуктивністю в колі бази. Аналіз вхідного опору цієї схеми показав, що в широкому діапазоні частот активна складового вхідного опору є від'ємною. Від'ємний опір  $R_{exL}^{(-)}$  виявляється на частотах як нижче, так і вище максимальної частоти генерації транзистора. Розгляд умов стійкості схеми (див. рис. 3.21 у [17]) показав, що в залежності від співвідношення між опором навантаження  $R_H = 1/G_H$  і величиною активного опору  $R_{exL}^{(-)}$ , схема може працювати в режимах підсилення або генерації синусоїдальних коливань. Режим підсилення синусоїдальних коливань забезпечується у випадку виконання умов

$$\frac{L_{екв}}{R_{exL}^{(-)}C_1} > R_H > |R_{exL}^{(-)}|. \quad (6.20)$$

Виконання умов (6.20) дозволяє використовувати схему (див. рис. 3.21 у [17]) для підсилення НВЧ-коливань на частотах, близьких до максимальної частоти генерації транзистора [210]. Електрична схема підсилювача показана на рис. 6.12а. Він складається з послідовного резонансного контуру, утвореного транзистором  $T_1$  і ємністю  $C_2$ , включених у розрив смугової лінії передачі. Основні характеристики підсилювача розраховані за допомогою еквівалентної схеми для високих частот (рис. 6.12б). Коефіцієнт підсилення визначається формулою

$$K_{\partial\delta} = 10\lg|S_{21}|^2 = 10\lg\left|\frac{2\sqrt{R}}{Z + R + 1}\right|^2, \quad (6.21)$$

де

$$R = \frac{R_H}{R_c};$$

$$Z = \frac{R_{exL} + j(X_{exL} - X_c)}{R_c}. \quad (6.22)$$

Підставляючи вираз (6.22) у (6.21), отримаємо:

$$K_{\partial\delta} = 10\lg\frac{4R_H R_c}{(R_H + R_c - R_{exL})^2 + (X_{exL} - X_c)^2}. \quad (6.23)$$

На резонансній частоті  $X_{exL} - X_c = 0$  і вираз (6.23) спрощується

$$K_p = 10 \lg \frac{4R_n R_c}{R_n + R_c - R_{exL}}. \quad (6.24)$$

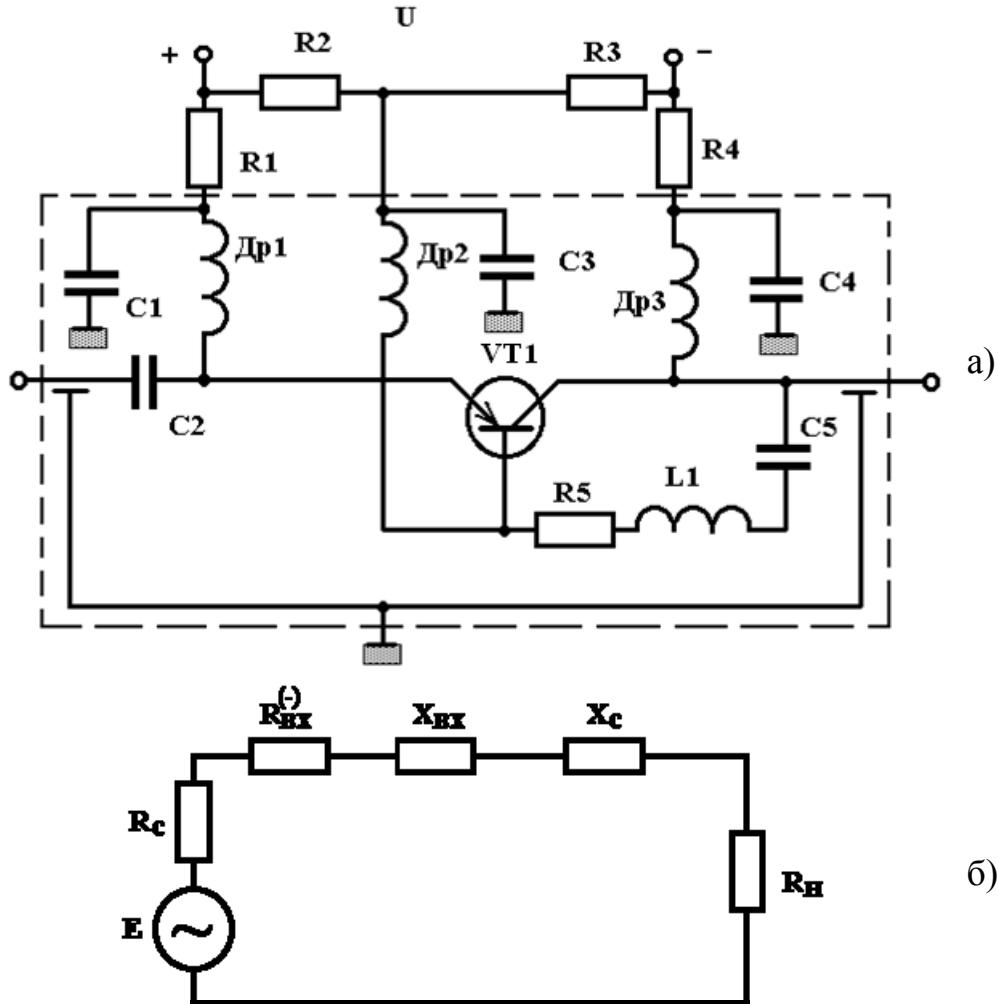


Рис. 6.12. Електрична (а) і еквівалентна (б) схеми резонансного НВЧ-підсилювача на індуктивному транзисторі

Введення позначень:

$$\alpha_n = \frac{R_n}{R_n + R_c} - \text{коефіцієнт включення навантаження},$$

$$\alpha_p = \frac{R_{exL}^{(-)}}{R_n + R_c} - \text{коефіцієнт регенерації}$$

дозволяє в більш зручному вигляді записати вираз (6.24)

$$K_p = 10 \lg \frac{4\alpha_n(1 - \alpha_n)}{1 - \alpha_p}. \quad (6.25)$$

Залежність коефіцієнта підсилення на резонансній частоті для різноманітних значень  $\alpha_n$  і  $\alpha_p$  наведена на рис. 6.13. Розділивши вираз (6.23) на (6.24), одержимо рівняння нормованої частотної характеристики НВЧ-підсилювача на індуктивному транзисторі

$$\frac{K}{K_p} = \frac{(R_n + R_c - R_{exL})^2}{(R_n + R_c - R_{exL})^2 + (X_{exL} - X_c)^2}. \quad (6.26)$$

Перетворимо вираз (6.26) з урахуванням того, що  $\omega L_{екв} = X_c$  і  $X_c = 1/\omega C_{рез}$ , до такого вигляду

$$\frac{K}{K_p} = \frac{1}{1 + Q_p^2 \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}, \quad (6.27)$$

де

$$Q_p = \frac{\omega L_{екв}}{R_{exL}^{(-)}} \cdot \left( \frac{\sqrt{K_p}}{2\sqrt{\alpha_n(1-\alpha_n)}} - 1 \right). \quad (6.28)$$

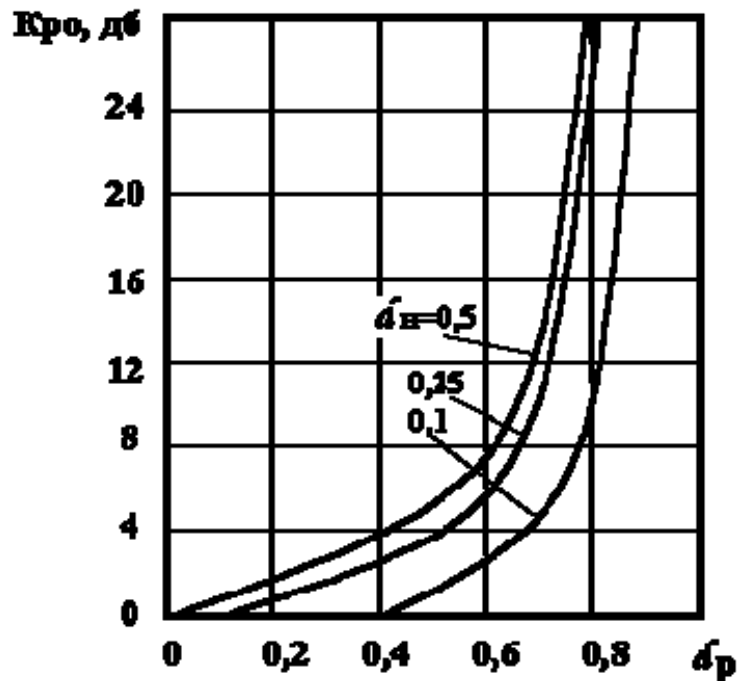


Рис. 6.13. Розрахункові залежності коефіцієнта підсилення резонансного НВЧ-підсилювача залежно від коефіцієнта навантаження і регенерації на резонансній частоті

З виразів (6.27) і (6.28) видно, що зі збільшенням коефіцієнта підсилення відбувається звуження смуги пропускання. При достатньо великому підсиленні смуга пропускання  $\Delta f$  за рівнем половинної потужності визначається таким співвідношенням, отриманим із (6.28):

$$\Delta f = \frac{R_{exL}^{(-)}}{2\pi L_{екв} \left( \frac{\sqrt{K_p}}{2\sqrt{\alpha_n(1-\alpha_n)}} - 1 \right)}. \quad (6.29)$$

При заданому коефіцієнті підсилення смуга пропускання підсилювача має найбільшу величину, якщо параметр зв'язку з навантаженням дорівнює  $\alpha_n = 0,5$ . У цьому випадку вираз (6.56) перепишеться у вигляді

$$\Delta f(\sqrt{K_p} - 1) = \frac{R_{exL}^{(-)}}{2\pi L_{екв}}, \quad (6.30)$$

де  $\Delta f(\sqrt{K_p} - 1)$  – ефективність регенеративного підсилювача [200].

Розглянемо розрахунок коефіцієнта шуму резонансного НВЧ-підсилювача на індуктивному транзисторі. При цьому скористаємося принципом дуальних перетворень [156, 211], відповідно до якого

$$\frac{R}{G_e} = \frac{L}{C_e} = \frac{L_e}{C} = k_n,$$

де  $G_e, L_e, C_e$  – дуальні елементи кола (рис. 6.14);  $k_n$  – коефіцієнт перетворення.

Еквівалентна шумова схема резонансного НВЧ-підсилювача подана на рис. 6.14. Шум індуктивного НВЧ-транзистора відображається генератором струму  $\bar{i}_{uL}^2$ , величина якого

$$\bar{i}_{uL}^2 = \frac{\bar{e}_e^2 + \bar{e}_\delta^2 \left| \frac{Z_\delta}{Z_\epsilon} \right|^2 + \bar{e}_\kappa^2 \left| \frac{Z_\delta}{Z_\epsilon} \right|^2}{|Z_{exL}|^2}, \quad (6.31)$$

де  $\bar{e}_e^2 = 4kTr_e\Delta f$ ;  $\bar{e}_\delta^2 = 4kTr_\delta\Delta f$ ;

$$\bar{e}_\kappa^2 = \frac{2kT\alpha_o(1-\alpha_o)|Z_\kappa|^2 \left( 1 + \left( \frac{f}{f_\alpha \sqrt{1-\alpha_o}} \right)^2 \right)}{r_e \left( 1 + (f/f_\alpha)^2 \right)}.$$

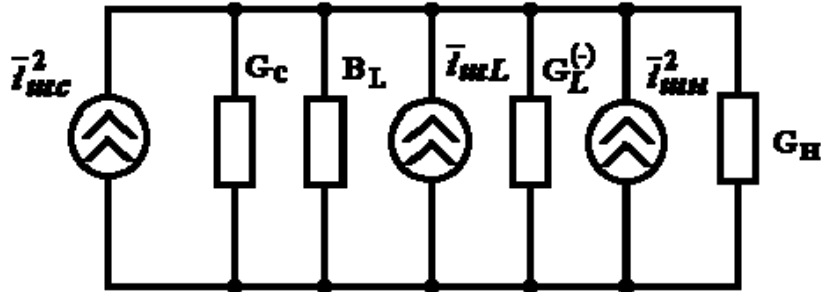


Рис. 6.14. Еквівалентна шумова схема резонансного НВЧ-підсилювача на індуктивному транзисторі

Шуми джерела сигналу і навантаження характеризуються струмами

$$\bar{i}_{usc}^2 = 4kTG_{ce}\Delta f; \quad (6.32)$$

$$\bar{i}_{uH}^2 = 4kTG_{ne}\Delta f. \quad (6.33)$$

Для схеми, що аналізується, у якій усі генератори шумових струмів включені паралельно, отримуємо:

$$F = 1 + \frac{\bar{i}_{uL}^2}{\bar{i}_{usc}^2} + \frac{\bar{i}_{uH}^2}{\bar{i}_{usc}^2}. \quad (6.34)$$

Підстановка (6.31), (6.32) і (6.33) дозволяє визначити значення коефіцієнта шуму резонансного НВЧ-підсилювача на індуктивному транзисторі

$$F = 1 + \frac{R_c}{R_H} + \left( \frac{R_c}{|Z_{exL}|} \right)^2 N', \quad (6.35)$$

де

$$N' = \frac{r_e}{2R_c} + \frac{r_{\bar{o}} + R_{\bar{o}}}{R_c} \left| \frac{Z_{\bar{o}}}{Z_{\bar{e}}} \right|^2 + \frac{\alpha_o(1-\alpha_o)|Z_{\bar{o}}|^2 \left( 1 + \left( \frac{f}{f_\alpha \sqrt{1-\alpha_o}} \right)^2 \right)}{2R_c r_e \left( 1 + (f/f_\alpha)^2 \right)}.$$

Для розрахунку електричних характеристик резонансного підсилювача необхідно задатися такими параметрами: резонансною частотою підсилювача –  $f_o$ ;  $K_{fo}$  – коефіцієнтом підсилення на резонансній частоті; широкосмуговістю підсилювача  $\Delta f$ ; величинами опорів вхідного кола  $R_c$  і вихідного  $R_n$ . Таким чином, значення  $R_{exL}^{(-)}$  знаходимо з (6.24):

$$R_{exL} = R_n + R_c - \sqrt{\frac{R_n R_c}{K_p}}. \quad (6.36)$$

Величина еквівалентної індуктивності визначається з виразу (6.29)

$$L_{екв} = \frac{R_{exL}^{(-)}}{2\pi\Delta f \left( \sqrt{\frac{K_p}{2\alpha_n(1-\alpha_n)}} - 1 \right)}, \quad (6.37)$$

а резонансна ємність розраховується за формулою

$$C_{рез} = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 L_{екв}}. \quad (6.38)$$

У результаті проведених розрахунків було отримано такі параметри НВЧ-підсилювача:  $f_o = 0,63$  ГГц,  $\Delta f = 70$  МГц,  $K_p = 18$  дБ,  $R_c = R_n = 50$  Ом. На їхній підставі був виготовлений і досліджений резонансний НВЧ-підсилювач. На рис. 6.15 показані графіки експериментальних частотних залежностей коефіцієнта підсилення при різних струмах емітера.

Як видно з графіка, параметри підсилювача близькі до розрахункових. Зміна струму емітера впливає на коефіцієнт підсилення й у незначній мірі на резонансну частоту. Більш сильний вплив на  $f_o$  робить зміна напруги на колекторі. Широкосмуговість підсилювача за рівнем 3 дБ складає 20 %. Підсилювач розрахований на роботу в лінійному режимі. При зростанні вхідної потужності до 4 мВт  $K_{po}$  зменшується і це зменшення складає 0,5 дБ/мВт (рис. 6.16). Застосування НВЧ-транзисторів із великими струмами емітера і напругами на колекторі дозволяє підсилювати сигнали великої потужності.

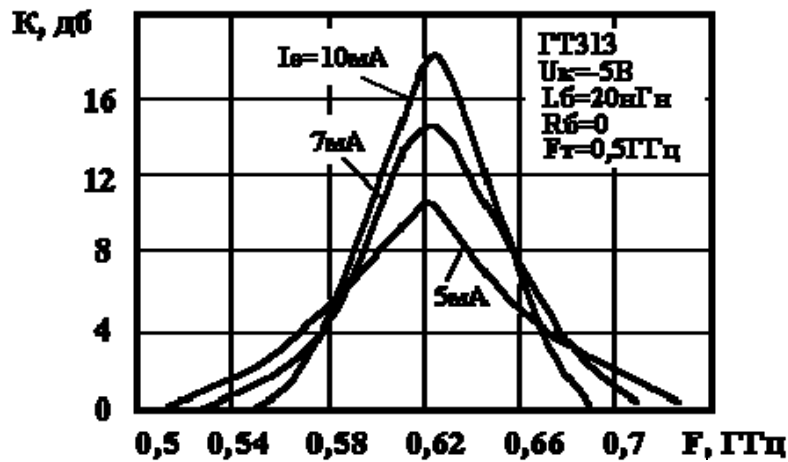


Рис. 6.15. Залежність коефіцієнта підсилення резонансного НВЧ-підсилювача від частоти

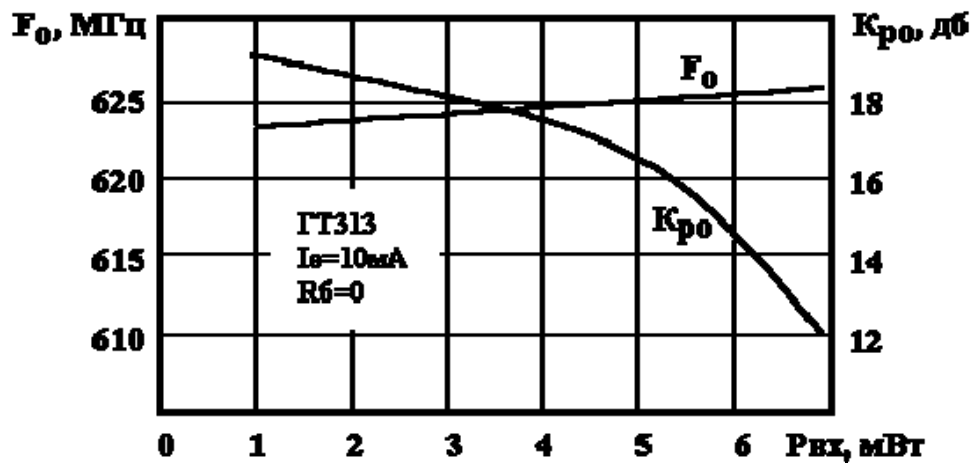


Рис. 6.16. Експериментальна залежність частоти  $F_0$  і коефіцієнта підсилення  $K_{po}$  резонансного НВЧ-підсилювача від зміни вхідної потужності

## 6.5. Висновки до розділу

Запропоновано метод побудови регулюючих функціональних вузлів НВЧ радіовимірювальних приладів – вимикачів, комутаторів, фазообертачів, резонансних підсилювачів, принцип роботи яких заснований на скінченності часу руху носіїв заряду в базі індуктивного транзистора, а також ємнісного ефекту транзисторних структур з від’ємним опором. Розроблено конструкції таких пристроїв і запропонований метод їхнього інженерного розрахунку.

## 7. ЕЛЕКТРИЧНІ ФІЛЬТРИ НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ

### 7.1. Електричні фільтри на основі ємнісного ефекту транзисторних структур з від'ємним опором

Теорія фільтрів, що базується на використанні робочих параметрів активних елементів, є найбільш загальною та досконалою, оскільки вона дає можливість визначити схему фільтра, яка, працюючи в межах заданих опорів навантаження, містить мінімально необхідну кількість елементів. З розвитком аналітичних методів розрахунку фільтрів на практиці використовуються і графічні методи, які значно полегшують розрахунок фільтрів, проте таким методам властива менша точність.

Одночасно з прогресом методик розрахунку фільтрів постійно вдосконалюються їх схемотехніка, конструкції. З'являються нові магнітні матеріали для осердь котушок індуктивності, нові типи конденсаторів, п'єзоелектричні, магнітострикційні і електромеханічні резонатори, що дає можливість створювати сучасні електричні фільтри.

Будь-який фільтр можна розглядати як чотирирохполіусник (рис. 7.1), який описується системою параметрів через узагальнені коефіцієнти [212]:

$$\begin{cases} U_1 = A_1 U_2 + B I_2; \\ I_1 = C U_2 + A_2 I_2. \end{cases} \quad (7.1)$$

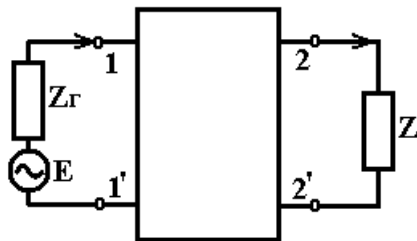


Рис. 7.1. Узагальнена схема чотиріполіусника

Для узагальненого Г-подібного чотиріполіусника коефіцієнти матимуть вигляд

$$A_1 = 1 + \frac{Z_1}{Z_2}; \quad B = Z_1; \quad C = \frac{1}{Z_2}; \quad A_2 = 1. \quad (7.2)$$

Затухання чотирьохполосника при неузгоджених навантаженнях визначається як

$$b = 20 \ln \left| \frac{U_1}{U_2} \right|. \quad (7.3)$$

Підставляючи в (7.3)  $U_1$  з (7.2) та враховуючи, що  $U_2 = I_2 Z'$ , маємо:

$$b = 20 \lg \left| A_1 + \frac{B}{Z'} \right|. \quad (7.4)$$

Відповідно загасання і фазовий зсув визначатимуться як

$$b = 20 \lg \sqrt{c^2 + d^2}; \quad (7.5)$$

$$a = \arctg \frac{d}{c}, \quad (7.6)$$

де  $c$ ,  $d$  – дійсна та уявна частини виразу  $A_1 + \frac{B}{Z'}$ .

Розглянемо загальний випадок фільтрів, враховуючи дію опору навантаження на характеристики фільтрів (рис. 7.2).

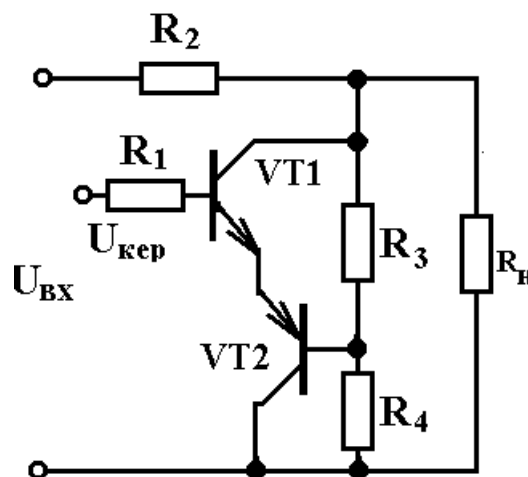


Рис. 7.2. Електрична схема одноланкового фільтра нижніх частот

Розглянуті в другому розділі електрично керовані еквівалентні ємності на біполярній, біполярно-польовій, польовій транзисторних структурах з від'ємним опором можуть використовуватись для створення електричних фільтрів. За аналогією схемних рішень пасивних RC-фільтрів верхніх та нижніх частот можна побудувати активні фільтри на основі транзисторних структур з від'ємним опором.

На рис. 7.3 зображена електрична схема фільтра низьких частот (ФНЧ), який запропонований в роботі [213] і досліджений у [214]. У цьому фільтрі стає можливим виконання ємнісного елемента частотно задаючого кола у вигляді електрично керованої еквівалентної ємності, що приводить до можливості електричної перебудови частоти зрізу, а також компенсування активних втрат в частотно задаючому колі від'ємним опором повного опору біполярно-польової транзисторної структури. Крім того, це дозволяє збільшити крутизну спаду амплітудно-частотної характеристики електрично керованого фільтра, що приводить до покращення подавлення спектральних складових поза смугою пропускання.

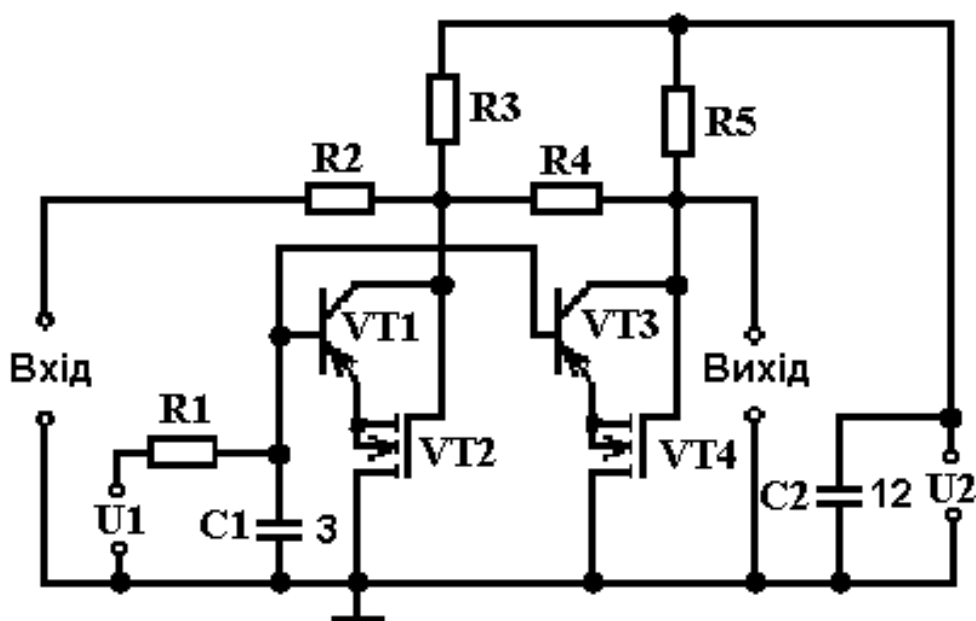


Рис. 7.3. Електрично керований ФНЧ на основі еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі

Розглянемо принцип роботи цього фільтра. При збільшенні напруги джерел постійної напруги до величини, коли реактивна складова

повного опору на парах електродів колекторів біполярних і стоках польових транзисторів має ємнісний характер, спільно з постійними резисторами утворюють дволанковий RC-фільтр низьких частот. Від'ємний опір, який існує на електродах колекторів біполярних і стоках польових транзисторів, компенсує активні втрати в частотно задаючих ланках, що приводить до підвищення крутизни спадання амплітудно-частотної характеристики електрично керованого фільтра. Наступна зміна напруги джерел постійної напруги змінює величину від'ємного опору і реактивної складової повного опору транзисторних структур, що приводить до зміни частоти зрізу і крутизни амплітудно-частотної характеристики електрично керованого фільтра.

Для експериментальних досліджень було зібрано макет електрично керованого ФНЧ за схемою рис. 7.3 на основі біполярних транзисторів КТ363БМ (VT1, VT3) і двозатворних МДН транзисторів КП327АИ (VT2, VT4). Експериментально отримано такі параметри розробленого ФНЧ: електричне перелаштування частоти зрізу в межах 6 кГц до 600 кГц; затухання у смузі пропускання не перевищує 2 дБ; крутизна спаду поза межами пропускання змінюється в межах від 24 до 36 дБ/окт; еквівалентна добротність 50...150 одиниць; діапазон зміни напруги живлення 2...8 В.

На рис. 7.4 показана електрична схема фільтра високих частот [215, 216]. Використання електрично керованої еквівалентної ємності приводить до розширення діапазону перебудови частоти зрізу. Компенсація активних втрат в частотно задаючому колі здійснюється від'ємним опором польової транзисторної структури, що у свою чергу приводить до збільшення добротності активного фільтра. Зменшення температурної залежності параметрів фільтра здійснюється за рахунок компенсації приросту опорів каналів МДН-транзисторів з різним типом провідності, що мають протилежний знак температурних коефіцієнтів у робочому діапазоні температур.

Принцип дії цього ФВЧ полягає в такому. При збільшенні напруги джерел постійної напруги до величини, коли реактивна складова повного опору на електродах стік-стік МДН-транзисторів приймає ємнісний характер, вона спільно з постійними резисторами утворює дволанковий RC-фільтр високих частот.

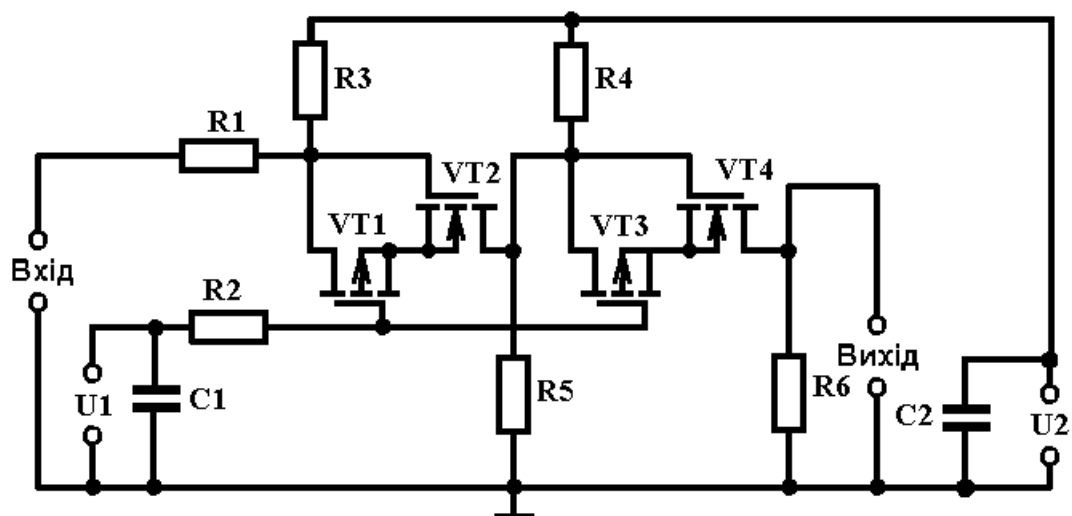


Рис. 7.4. Електрично керований ФВЧ на основі еквівалентної ємності на польовій транзисторній структурі

Від'ємні опори, які існують на електродах стік-стік МДН транзисторів, компенсують активні втрати в частотно задаючих ланках, що приводить до підвищення добротності електрично керованого фільтра високих частот. МДН-транзистори різного типу провідності мають температурні коефіцієнти зміни опорів каналів протилежного знаку, які компенсуються в робочому діапазоні температур, що приводить до зменшення впливу температури навколишнього середовища на параметри активного фільтра. Наступна зміна напруги джерел постійної напруги змінює величину від'ємного опору і реактивної складової повного опору МДН-транзисторних структур, що приводить до зміни частоти зрізу і добротності електрично керованого фільтра високих частот.

Експериментальні дослідження було проведено на макеті, який виготовлений з використанням МДН транзисторів (VT1, VT3) (VT2, VT4). Експериментально отримано такі параметри розробленого ФВЧ: електричне перелаштування частоти зрізу в межах 200 кГц...20 МГц; затухання у смузі пропускання не перевищує 3 дБ; крутизна спаду в області верхніх частот змінюється в межах від 16 до 24 дБ/окт; еквівалентна добротність 50...100 одиниць; діапазон зміни напруги живлення 2...6 В; діапазон зміни напруги керування 2,5...3,5 В.

Вирази для коефіцієнтів передачі фільтра нижніх частот (рис. 7.4) з врахуванням (2.10) та (7.2) приймають вигляд

$$Z_1 = R_1; \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_{екв}},$$

$$\text{де } C_{екв} = \frac{1}{2\pi f} \cdot \left[ \frac{(Z_2')^2 + (Z_2'')^2}{Z_1' \cdot Z_2'' + Z_2' \cdot Z_1''} \right].$$

Тоді

$$A_1 = 1 + j\omega C_{екв} R, \quad B = R, \quad C = j\omega C_{екв}, \quad A_2 = 1. \quad (7.7)$$

Для узагальнення аналізу RC-фільтрів вводяться параметри [212]:

– частоти квазірезонансу

$$\omega' = \frac{1}{RC_{екв}}; \quad (7.8)$$

– відносної частоти

$$x = \frac{\omega}{\omega'} = \omega RC_{екв}; \quad (7.9)$$

– коефіцієнт навантаження

$$\alpha = \frac{R_n}{R}.$$

Відповідно до введених позначень вираз (7.7) приймає вигляд

$$A_1 = 1 + jx; \quad B = \frac{R_n}{\alpha}; \quad C = \frac{jx\alpha}{R_n}; \quad A_2 = 1. \quad (7.10)$$

Підставивши (7.10) в рівняння (7.7) та спростивши вираз, отримаємо:

$$g = 20 \lg \left( 1 + \frac{1}{\alpha} + jx \right). \quad (7.11)$$

Таким чином, загасання та фазовий зсув визначаються як

$$b = 20 \lg \sqrt{\left( 1 + \frac{1}{\alpha} \right)^2 + x^2}; \quad (7.12)$$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{x}{1 + \frac{1}{\alpha}}. \quad (7.13)$$

В режимі холостого ходу співвідношення (7.12) і (7.13) перетворюються до вигляду

$$b_{xx} = 20 \lg \sqrt{1 + x^2}; \quad \operatorname{tg} \alpha_{xx} = x.$$

Характеристика затухання одноланкового фільтра при різних значеннях множника навантаження  $\alpha$  наведена на рис. 7.5. Як видно з рисунка, вона володіє незначною крутизною, відсутня чітка смуга пропускання.

Смуга прозорості, виходячи з умови заданої нерівномірності характеристики затухання, визначається таким чином. З формули (7.12) визначається затухання при  $\omega = 0$ , тобто при  $x = 0$

$$b_0 = 20 \lg \left( 1 + \frac{1}{\alpha} \right). \quad (7.14)$$

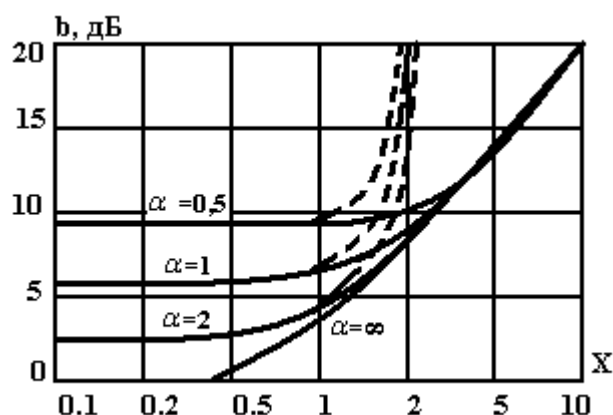


Рис. 7.5. Експериментальна характеристика затухання одноланкових фільтрів при різних значеннях множника навантаження

З рівнянь (7.12) та (7.14) визначається різниця загасання  $b - b_0$ , яка відповідає  $N$ :

$$20 \lg \sqrt{\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right)^2 + x^2} - 20 \lg \left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) = N. \quad (7.15)$$

Розв'язавши це рівняння відносно  $x$ , визначимо частоту  $x_1$ , яка відповідає межі смуги частот, що ефективно передаються, при заданій нерівномірності. Так, при  $N = 3 \text{ дБ}$  з формули (7.15) отримаємо:

$$x_1 = 1 + \frac{1}{\alpha}, \quad (7.16)$$

звідки з врахуванням (7.15) визначимо

$$\omega_1 = \frac{1 + \frac{1}{\alpha}}{RC_{\text{екв}}} = \omega' \left(1 + \frac{1}{\alpha}\right). \quad (7.17)$$

З отриманої формули випливає, гранична частота залежить від величини елементів фільтра та опору навантаження. Чим менший опір навантаження, тим ширша смуга пропускання, проте погіршується вибірність фільтра.

Покращеними характеристиками згасання володіє послідовне з'єднання двох Г-подібних ланок, цьому відповідає фільтр нижніх частот на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором (рис. 7.6).

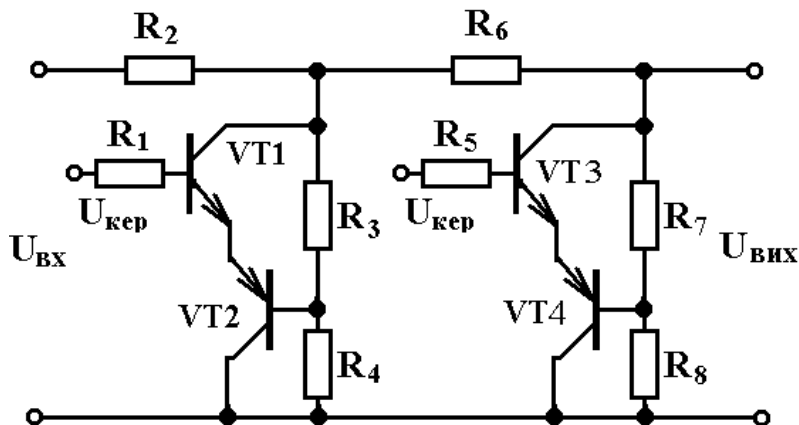


Рис. 7.6. ФНЧ з електрично керованою еквівалентною ємністю на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором

Коефіцієнти рівняння передачі фільтра визначаються за допомогою узагальненої матриці А-параметрів. Узагальнена матриця кола з'єднаних чотириполіусників дорівнює добутку узагальнених матриць окремих чотириполіусників [212]:

$$\begin{cases} \|A\| = \|A'\| \cdot \|A''\|; \\ \begin{cases} A_1 = 1 - x^2 + j3x; \\ B = R(2 + jx); \\ C = \frac{j2x - x^2}{R}; \\ A_2 = 1 + jx. \end{cases} \end{cases} \quad (7.18)$$

Після підстановки цих коефіцієнтів в рівняння (7.14) та (7.15) отримано:

$$b = 20 \lg \sqrt{\left(1 + \frac{2}{\alpha}\right)^2 + \left(\frac{1}{\alpha^2} + \frac{2}{\alpha} + 7\right)x^2 + x^4}; \quad (7.19)$$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{3x + \frac{x}{\alpha}}{1 - x^2 + \frac{2}{\alpha}}. \quad (7.20)$$

Характеристику затухання такого фільтра наведено на рис. 7.7.

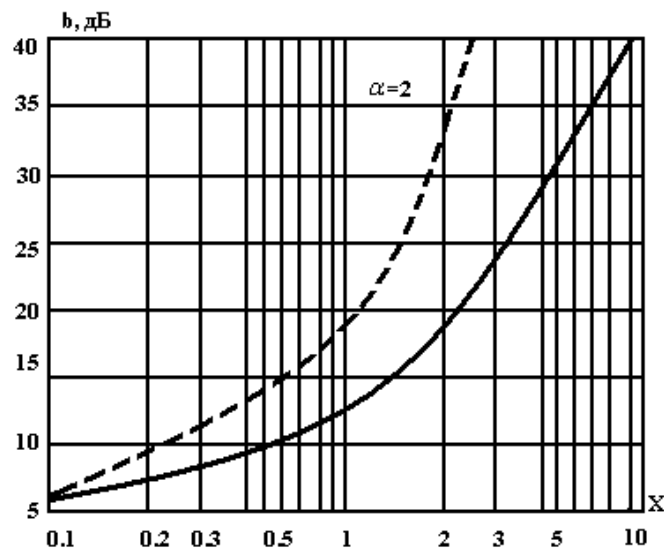


Рис. 7.7. Графік експериментальної характеристики затухання дволанкового фільтра нижніх частот для  $\alpha = 2$

Проведені експериментальні дослідження підтвердили можливість використання розроблених електрично керованих еквівалентів ємностей для побудови фільтрів низьких та високих частот, з електричною перебудовою частоти смуги пропускання (частоти зрізу).

## 7.2. Транзисторний коливальний НВЧ-контур

Розробка НВЧ резонансних систем обумовлена тим, що створення високودобротного коливального контуру в дециметровому діапазоні на основі пасивних елементів приводить до істотного збільшення розмірів. Застосування ємнісних і індуктивних властивостей транзисторів дозволяє на їхній основі створювати резонансні НВЧ-системи у вигляді напівпровідникових інтегральних схем. Схема паралельного коливального контуру показана на рис. 7.8а. Він являє собою транзистор, включений за схемою з загальним колектором, при навантаженні вхідних затискачів опором, а вихідних – ємністю. Транзистор VT2 із ємністю C1 у колі емітера є ємністю контуру –  $C_{екв}$ , а транзистор VT1 із базовим опором R1 – індуктивністю  $L_{екв}$ . Величина  $L_{екв}$  визначається формулою (3.51), а  $C_{екв}$  – (3.98). Резонансна частота контуру знаходиться з виразу

$$F_{рез} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{екв}C_{екв}}} . \quad (7.21)$$

Добротність контуру залежить від величини активних провідностей еквівалентних індуктивності й ємності і визначається формулою

$$Q_o = \frac{[C_{екв} / L_{екв}]^{1/2}}{G_L + G_C} , \quad (7.22)$$

де  $G_L$  і  $G_C$  – активні провідності еквівалентних індуктивності й ємності.

Підбираючи величину ємності C1, можна управляти активною провідністю  $G_C$  ємнісного транзистора від додатних до від'ємних зна-

чень. При цьому можна компенсувати втрати енергії в контурі і тим самим підвищити його добротність.

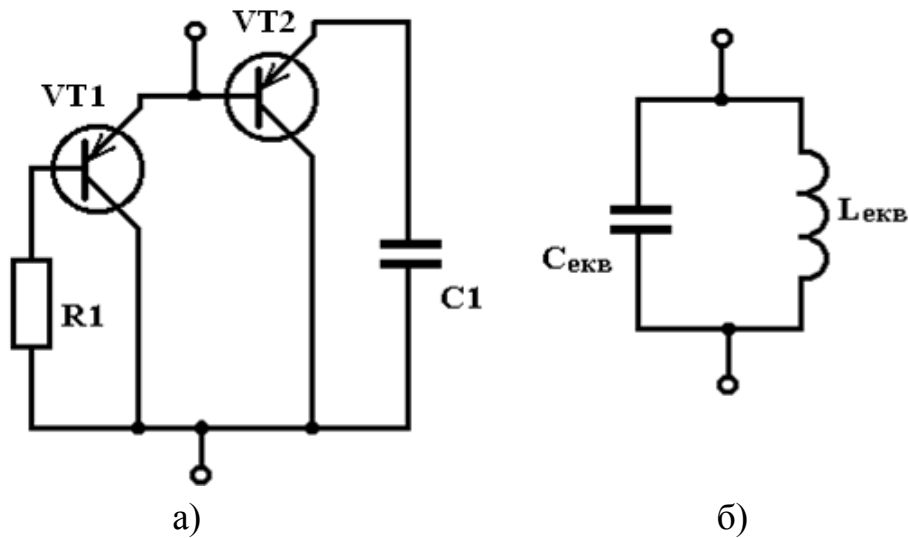


Рис. 7.8. Схема коливального контуру на транзисторах за змінним струмом (а) і його еквівалентна схема (б)

При проведенні експериментальних досліджень був зібраний паралельний коливальний контур за схемою (рис. 7.9).

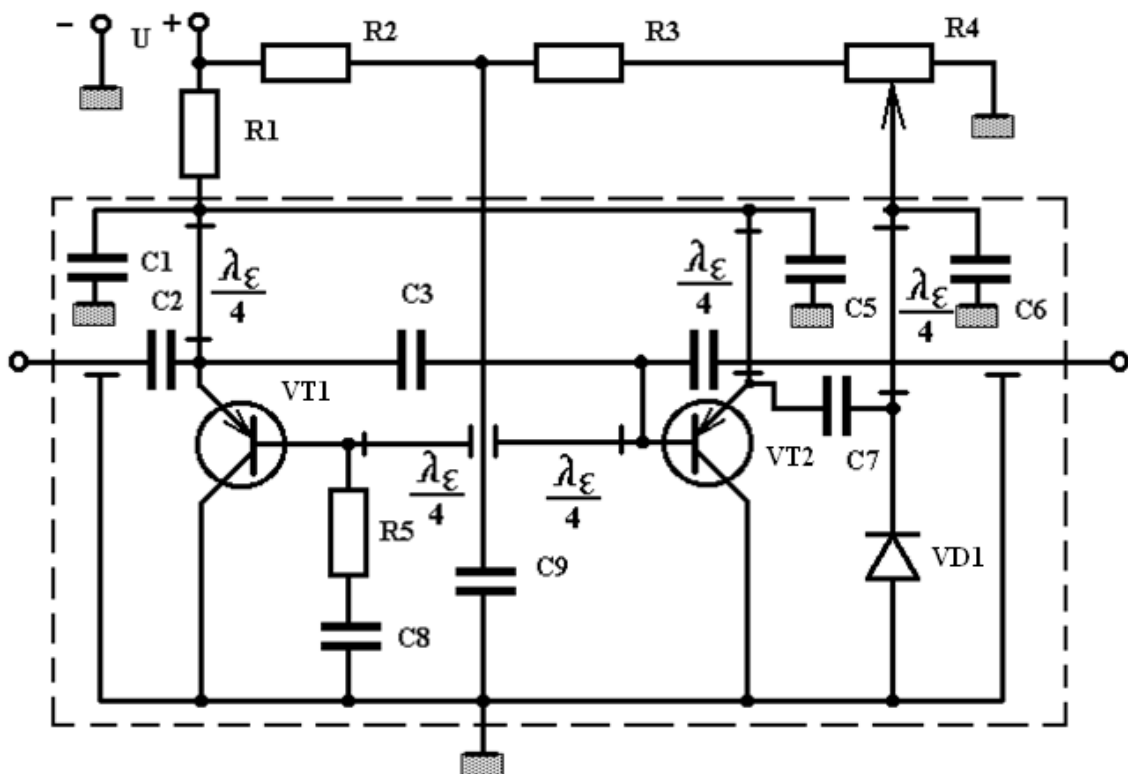


Рис. 7.9. Електрична схема коливального НВЧ-контру

Транзистор VT1, навантажений опором R5, виконує роль індуктивності  $L_{екв}$ , а транзистор VT2, навантажений варактором VD1 – ємності  $C_{екв}$ . Постійна напруга на транзистори (VT1 і VT2) і керуюча напруга на варактор (VD1) подається з подільника R2, R3 і R4. Розв'язка кіл живлення і сигналу здійснюється за допомогою чвертьхвильових трансформаторів  $\lambda_c/4$ , що закорочують ємності C1, C5–C9 і розділювальні ємності C2–C4. Досліджуваний контур був виконаний на основі несиметричної смужкової лінії з характеристичним опором  $Z_0 = 50$  Ом. Як електрично керована ємність використаний зворотнорозміщений колекторний перехід транзистора типу КТ363БМ.

На підставі виразів (7.21) і (7.22) розраховано залежності резонансної частоти  $F_{рез}$  і добротності  $Q_0$  контуру від ємності навантаження транзистора VT2. Результати розрахунків подано на рис. 7.10. З графіків видно, що зміна ємності від 3 до 20 пФ дозволяє здійснювати електричну перебудову резонансної частоти від 600 МГц до 425 МГц.

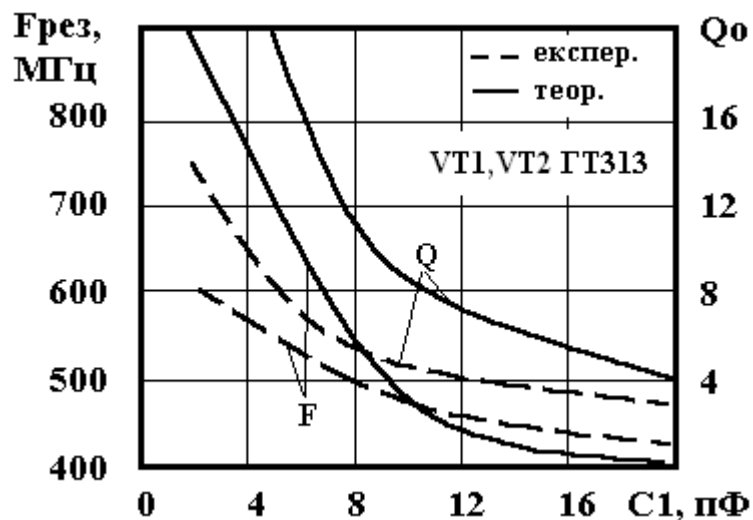


Рис. 7.10. Графіки експериментальної і теоретичної залежностей резонансної частоти і добротності коливального НВЧ-контуру від величини навантажувальної ємності

Графіки залежностей параметрів контуру від струму емітера і напруги на колекторі подано на рис. 7.11. Як видно з графіків (рис. 7.11), із ростом струму емітерів  $I_{e1}$ ,  $I_{e2}$  відбувається зростання добротності  $Q_0$  і зменшення резонансної частоти контуру. Проте при струмах більше 6 мА для транзисторів КТ363 ця залежність незначна

(0,00071 %/мА). Зміна напруги на колекторі також і добротності від струму емітера і напруги на колекторі впливає на  $Q_0$  і  $F_{рез}$  (рис. 7.12).

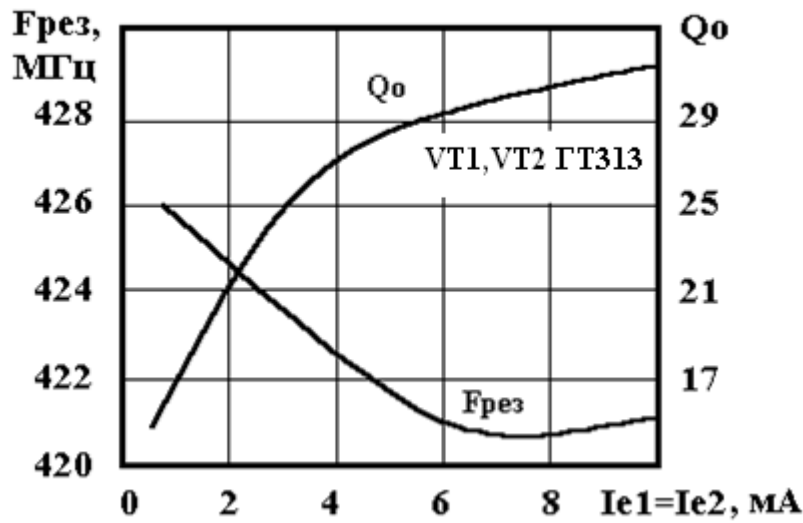


Рис. 7.11. Графіки експериментальних залежностей резонансної частоти і добротності від струму емітера

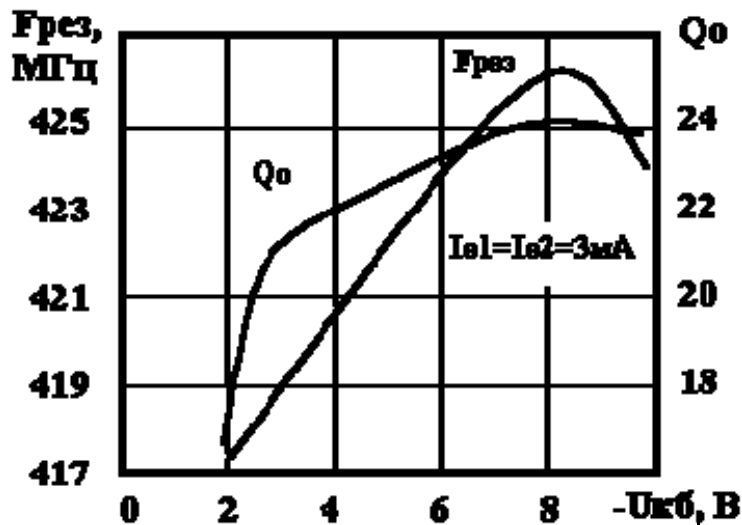


Рис. 7.12. Графіки експериментальних залежностей резонансної частоти і добротності від напруги на контурі

При зміні напруги від  $-2$  В до  $-8$  В відбувається збільшення резонансної частоти від 417 МГц до 426 МГц, а добротності – від 16 до 24. Подальше збільшення  $|U_{к}|$  зменшує  $F_{рез}$  і  $Q_0$ . Резонансна частота і добротність контуру залежать від зміни навколишньої температури.

На рис. 7.13 зображені температурні залежності  $f_{рез}$  і  $Q_0$ . З ростом температури відбувається погіршення добротності і зменшення резонансної частоти. Відхід по частоті до температури +80 °С складає не більш 0,00174 %/°С. При більш високій температурі зміна параметрів істотно зростає. Використання термостабілізуючих кіл розширює температурний діапазон роботи контуру. Резонансна частота і добротність контуру залежать від рівня вхідної потужності (рис. 7.14), при цьому найбільшій зміні зазнає добротність. Зміна вхідної потужності від 10 до 17 мВт призвела до зменшення добротності від 11 до 4 і збільшення резонансної частоти від 574,6 МГц до 575,6 МГц.

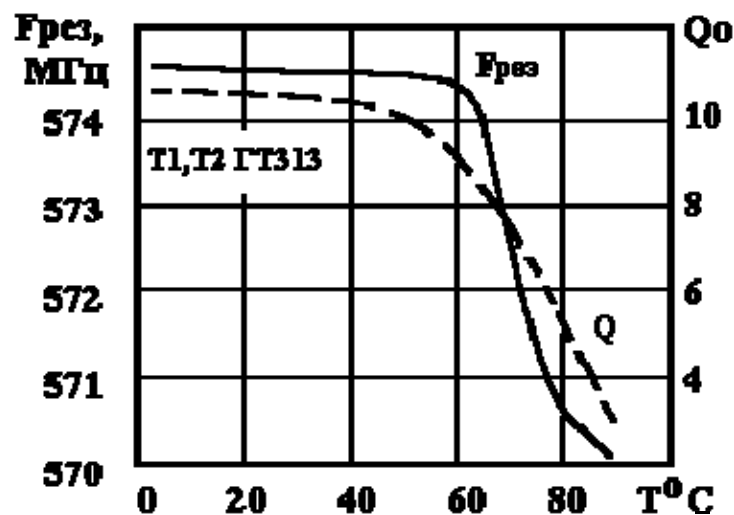


Рис. 7.13. Графіки експериментальних залежностей резонансної частоти і добротності коливального контуру від температури

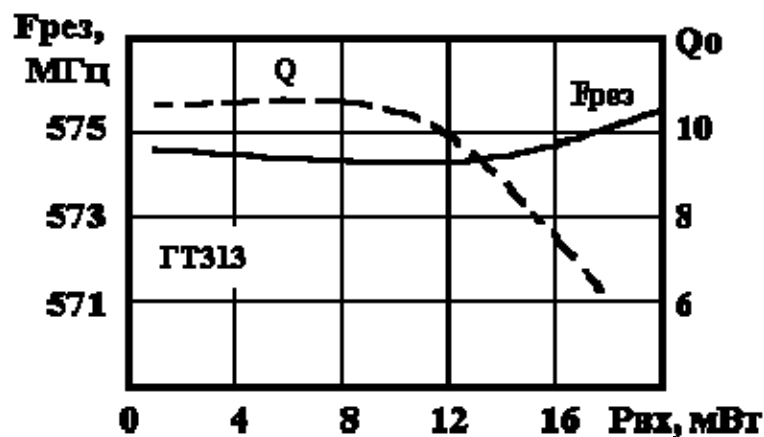


Рис. 7.14. Графіки експериментальних залежностей резонансної частоти і добротності коливального контуру від рівня вхідної потужності

### 7.3. НВЧ-фільтри на транзисторах

Мініатюризація фільтруючих кіл радіотехнічної апаратури НВЧ-діапазону є актуальною проблемою. Особливо великі труднощі виникають у низькочастотному діапазоні надвисоких частот, оскільки розміри реактивних елементів, роль яких виконують розімкнуті або закорочені лінії передач, великі. У роботі [217] пропонується використовувати зосереджені закорочуючі індуктивності і ємності для зменшення розмірів таких елементів. Їхня добротність у діапазоні НВЧ незадовільна, що веде до погіршення параметрів НВЧ-фільтрів. Використання індуктивних властивостей транзистора дозволяє поліпшити їхні параметри. Це пов'язано з тим, що вхідний опір індуктивного транзистора не залежить від геометричних розмірів схеми, величина еквівалентної індуктивності не залежить від дії зовнішніх полів, наявність від'ємного активного опору на вході індуктивного транзистора дозволяє компенсувати втрати в схемі [210].

Розглянемо властивості смугопропускного НВЧ-фільтра на транзисторах (рис. 7.15а) на основі послідовного резонансного контуру, включеного послідовно у НВЧ-тракт. Фільтр зібраний на смужковій лінії з характеристичним опором  $Z_0 = 50$  Ом. Як індуктивності використаний транзистор типу КТ363БМ з індуктивністю  $L_6$  у колі база – колектор. Послідовно з індуктивним транзистором включена ємність  $C_{рез}$ . Для розв'язки кіл постійного струму від НВЧ-сигналу використовуються дроселі Др1, Др2 і Др3, що є відрізками НВЧ-тракту довжиною  $\lambda_c/4$ , закорочені з боку джерел живлення конденсаторами С2 і С3. Живлення транзистора за постійним струмом здійснювалося за допомогою джерела живлення типу ВІП-010 через подільник R1, R2.

Проведемо розрахунок параметрів одноконтурного активного смугопропускного НВЧ-фільтра. За вихідні дані для розрахунку приймемо такі параметри: резонансна частота фільтра –  $f_0$ ; величина втрат на резонансній частоті –  $L_n$ ; смуга пропускання фільтра за рівнем 3 дБ –  $\Delta f$ ; втрати в смужовій лінії і коаксіально-смугових переходах –  $R_{II}$ ; характеристичний опір НВЧ-тракту –  $Z_0$ . Спочатку одержимо математичні вирази, за допомогою яких можна вибрати тип транзистора, величину його навантаження і параметри пасивних елементів схеми.

Розрахунки будемо вести в припущенні, що в робочому діапазоні частот еквівалентна індуктивність  $L_{екв}$  і активний опір  $R_{ex}$  транзистора є частотно незалежними.

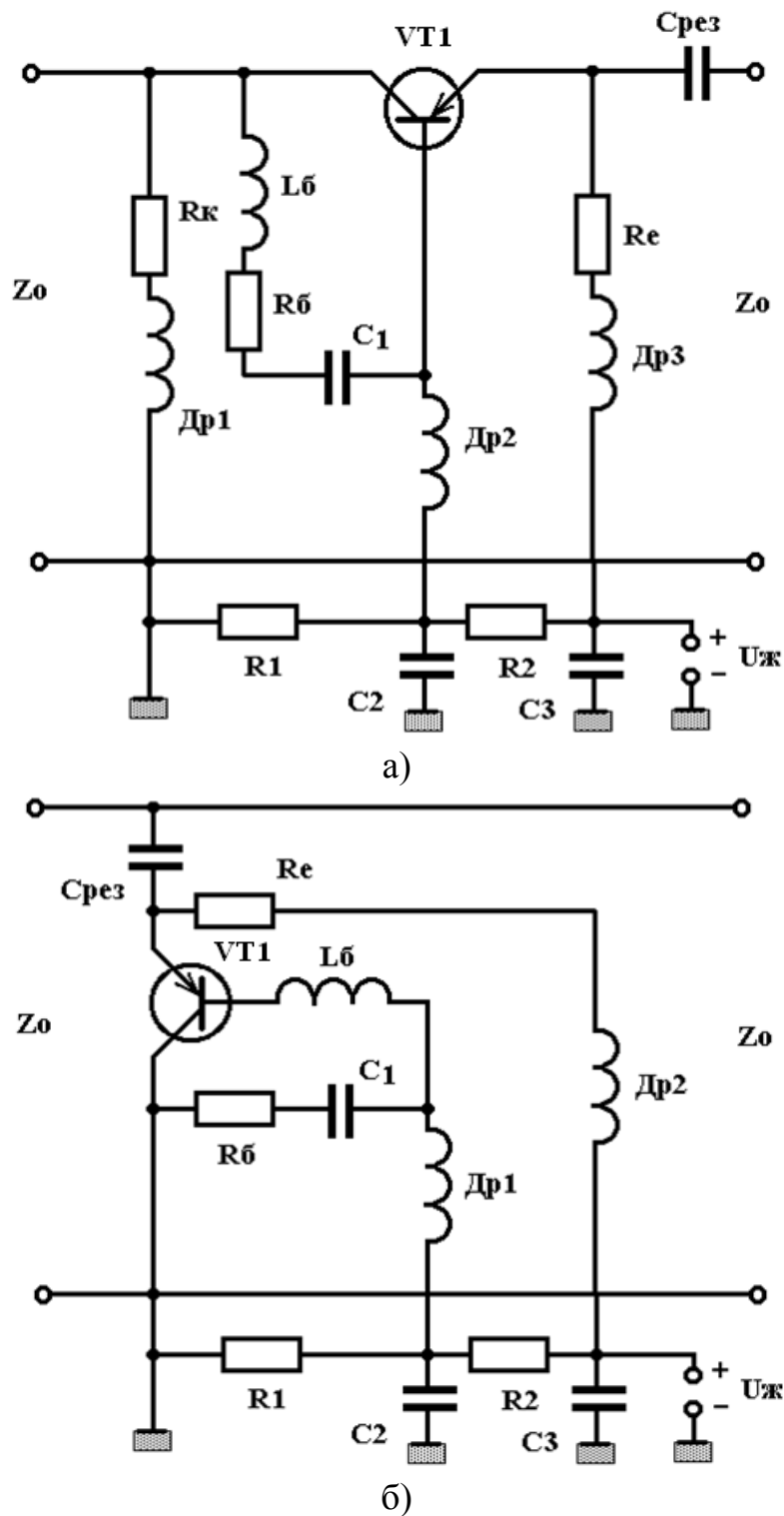


Рис. 7.15. Електрична схема смугопропускнуго (а) і смугозакривного активних НВЧ-фільтрів (б)

1. Визначимо активну складову вхідного опору транзистора  $R_{\text{вх}}$ . На резонансній частоті загасання, внесене фільтром у НВЧ-тракт, буде дорівнювати

$$L_n = 10 \lg |T_{11}|^2 = 10 \lg \frac{(2 + R_{\text{вх}} + R_n)^2}{4},$$

де  $R_n = 2Z_o(10^{L_n/20} - 1)$  – еквівалентний опір втрат у лінії і коаксіально-смугових переходах.

Розв'язуючи це рівняння відносно  $R_{\text{вх}}$ , отримаємо:

$$R_{\text{вх}} = R_n - 2Z(10^{L_n/20} - 1). \quad (7.23)$$

2. Визначимо величину еквівалентної індуктивності  $L_{\text{екв}}$  і резонуючої ємності. З огляду на те, що відповідно до вихідних даних на частоті  $f_1 = f_o + \Delta f / 2$ , загасання, внесене фільтром, дорівнює 3 дБ, можна записати

$$L_{f_1} = 10 \lg \frac{(2 + R_n - R_{\text{вх}})^2 + (X_{\text{вх}L} - X_c)^2}{4} = 3. \quad (7.24)$$

При введенні позначень

$$l_1 = \left[ \frac{2 + R_n - R_{\text{вх}}}{2} \right]^2; \quad l_2 = \left[ \frac{X_{\text{вх}L} - X_c}{2} \right]^2 \quad (7.25)$$

вираз (7.24) приймає вигляд

$$L_{f_1} = 10 \lg(l_1 + l_2) = 3,$$

з якого визначимо

$$l_2 = 10^{0,3} - l_1. \quad (7.26)$$

З урахуванням (7.25) вираз (7.26) запишеться у вигляді

$$\left[ \frac{X_{\text{ex}L} - X_c}{2} \right]^2 = 10^{0,3} - l_1, \quad (7.27)$$

або

$$X_{\text{ex}L} - X_c = 2Z_o \sqrt{10^{0,3} - l_1}. \quad (7.28)$$

Позначивши

$$l_3 = 2Z_o \sqrt{10^{0,3} - l_1}, \quad (7.29)$$

вираз (7.27) можна записати

$$\omega_1 L_{\text{екв}} - \frac{1}{\omega_1 C_{\text{рез}}} = l_3, \quad (7.30)$$

де  $\omega_1 = 2\pi f_1$  – кругова частота на рівні  $-3$  дБ.

Визначимо значення  $C_{\text{рез}}$  і  $L_{\text{екв}}$  із рівнянь (7.30) і (7.31) з врахуванням того, що на резонансній частоті виконується умова

$$\omega_o L_{\text{екв}} - \frac{1}{\omega_o C_{\text{рез}}} = 0. \quad (7.31)$$

Таким чином,  $C_{\text{рез}}$  і  $L_{\text{екв}}$  рівні:

$$C_{\text{рез}} = \frac{\omega_1^2 - \omega_o^2}{l_3 \omega_1 \omega_o^2}; \quad (7.32)$$

$$L_{\text{екв}} = \frac{l_3 \omega_1}{\omega_1^2 - \omega_o^2}. \quad (7.33)$$

3. Виходячи з отриманих значень  $R_{ex}$ ,  $X_{exL} = \omega_o L_{екв}$  і резонансної частоти  $\omega_o$  вибираємо тип транзистора і величину навантаження  $Z_H = R_{\bar{o}} + j\omega L_{\bar{o}}$  на підставі виразу (3.55).

4. Вибираємо тип передавального НВЧ-тракту і розраховуємо його параметри.

5. Вибираємо тип конденсатора  $C_{рез}$ . При використанні конденсатора у вигляді пластини, напиленої паралельно центральній смужці, його розміри визначаємо з такого виразу [217]:

$$C_{рез} = 0,08842\varepsilon \frac{S_{01}S_{02}}{h_d} \left[ 1 - \frac{h_d}{\pi S_{02}} \left( 1 + \lg \frac{2\pi S_{02}}{h_d} \right) \right] \times$$

$$\times \left[ 1 + \frac{h_d}{\pi S_{01}} \left( 1 + \lg \frac{2\pi S_{01}}{h_d} \right) \right] \quad (7.34)$$

де  $S_{01}$  – ширина обкладки конденсатора, яка дорівнює ширині центральної смужки смугової лінії;  $S_{02}$  – довжина обкладки конденсатора;  $h_d$  – товщина діелектрика.

6. Розрахунок довжини розв'язуючих дроселів проводиться згідно з формулою

$$l_{DP} = \frac{\lambda_{\varepsilon}}{4} = \frac{C}{4f_o \sqrt{\varepsilon}}. \quad (7.35)$$

7. Відповідно до теорії, що розглянута у п. 4.12 роботи [17], перевіряємо виконання умови стійкості [(4.106), 17].

8. Коефіцієнт шуму фільтра обчислюється за формулою [(8.62), 17] на підставі шумової еквівалентної схеми [(8.28), 17].

9. Температурна стабільність розглянутої схеми фільтра залежить від вибору кіл живлення. Найбільш термостабільна схема живлення з загальною базою (коефіцієнт нестабільності  $S_{нст} = 1$ ). Проте її недоліком є необхідність двох джерел живлення. Схема, що забезпечує максимальну термостабільність при одному джерелі живлення, наведена на рис. 7.16. Вона забезпечує значення  $S_{нст} = 1,5 - 2$ . Методика розрахунку цієї схеми наводиться в роботі [120].

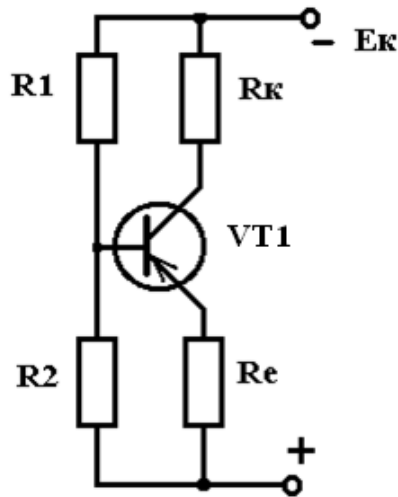


Рис. 7.16. Електрична схема кола живлення за постійним струмом індуктивного НВЧ-транзистора

Таким чином, отримані вирази (7.23), (7.32)–(7.35) дозволяють за вихідними характеристиками смугопропускного фільтра розрахувати його електричні і конструктивні параметри. Відповідно до цієї методики був проведений розрахунок смугопропускного НВЧ-фільтра, що має такі параметри:  $f_o = 0,65$  ГГц,  $L_{\Pi} = 0$ ,  $\Delta f = 50$  МГц,  $L_{\Pi} = 0,7$  дБ. Експериментальні залежності параметрів фільтра від частоти, режиму живлення за постійним струмом, вихідної потужності наведено на рис. 7.17 і рис. 7.18. Порівняння розрахункових даних з експериментальними показують їхній збіг. Зміною струму емітера регулюється величина втрат у смузі пропускання від додатних до від'ємних значень (див. рис. 7.17). Резонансна частота і величина втрат  $L_{\Pi}$  також залежать від зміни напруги на колекторі. Потужність НВЧ-сигналу впливає на параметри фільтра (див. рис. 7.18). З ростом її рівня відбувається збільшення втрат у смузі пропускання.

Розглянемо параметри одноконтурного смугозакривного НВЧ-фільтра (рис. 7.15б) на основі послідовного резонансного контуру, утвореного індуктивним транзистором VT1 і резонансною ємністю  $C_{рез}$ . Навантаженням транзистора VT1 є індуктивність  $L_{\delta}$  і резистор  $R_{\delta}$ . Розв'язка кіл живлення НВЧ-сигналу здійснюється за допомогою дроселів Др1 і Др2 і закорочуючих ємностей С1–С3.

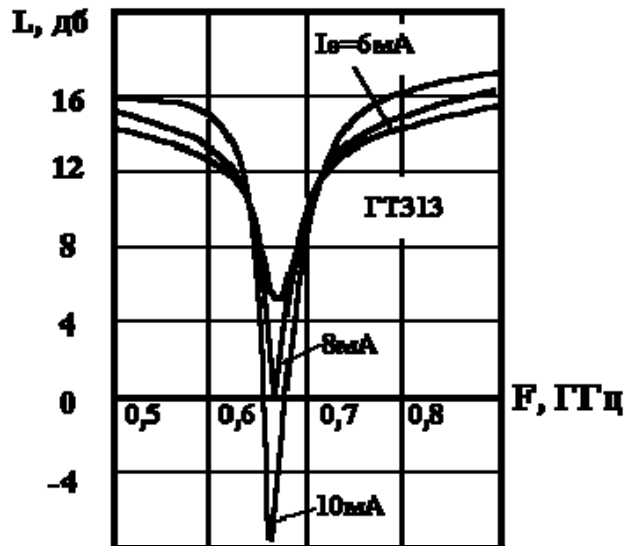


Рис. 7.17. Частотна характеристика одноконтурного смугопропускного активного НВЧ-фільтра

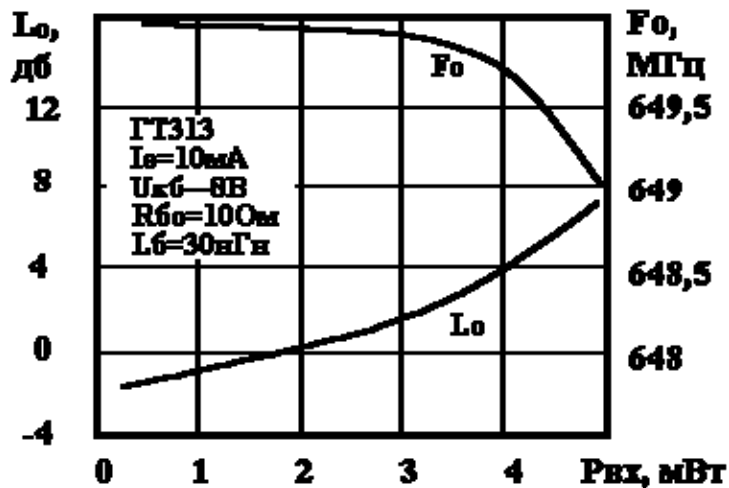


Рис. 7.18. Графіки експериментальних залежностей центральної частоти і затухання на цій частоті смугопропускного активного НВЧ-фільтра від рівня вхідної потужності

Проведемо розрахунок електричних характеристик фільтра на рис. 7.15б. Вихідними даними для розрахунку є такі параметри: резонансна частота фільтра –  $f_o$ ; ширина смуги пропускання за рівнем 3 дБ –  $\Delta f$ ; загасання на резонансній частоті –  $L_o$ ; характеристичний опір лінії передачі –  $Z_o$ ; втрати в колах включення контуру в НВЧ-тракт –  $L_B$ . Розрахунки будемо вести в припущенні, що в робочому діапазоні

частот еквівалентна індуктивність  $L_{екв}$  і активний опір  $R_{ex}$  транзистора є частотннезалежними.

1. Визначимо величину активного опору транзистора на резонансній частоті  $f_o$ . Загасання, внесене контуром у НВЧ-тракт, дорівнює

$$L_o = 10 \lg \frac{(2 + G')^2 + (B')^2}{4}, \quad (7.36)$$

де  $Y_o = 1/Z_o$  – характеристична провідність НВЧ-тракту;

$$G' = \frac{G}{Y_o}; \quad B' = \frac{B}{Y_o};$$

$$G = \frac{R_{ex}}{R_{ex}^2 + (X_{exL} - X_{pez})^2}; \quad B = \frac{X_{exL} - X_{pez}}{R_{ex}^2 + (X_{exL} - X_{pez})^2}, \quad (7.37)$$

$R_{ex} = R_B - R_{exL}$ ;  $R_B$  – опір втрат у точках включення контуру в НВЧ-тракт.

На резонансній частоті виконуються умови

$$X_{exL} - X_{pez} = \omega_o L_{екв} - \frac{1}{\omega_o C_{pez}} = 0; \quad B' = 0; \quad G' = \frac{1}{R_{ex}}. \quad (7.38)$$

З урахуванням (7.38) вираз (7.36) перетворюється до вигляду

$$L_o = 10 \lg \frac{(2 + 1/R_{ex})^2}{4},$$

з якого знаходимо

$$R_{exL}^{(-)} = \frac{Z_o}{2(10^{L_o/20} - 1)} + R_B. \quad (7.39)$$

2. Визначимо величину резонансної ємності  $C_{pez}$  і еквівалентної індуктивності  $L_{екв}$ . На частоті  $f_1 = f_o + \Delta f/2$  загасання, що утворюється фільтром, дорівнює 3 дБ, тому можна написати

$$3 = 10 \lg \left[ \left( \frac{2 + G'_{f1}}{2} \right)^2 + \left( \frac{B'_{f1}}{2} \right)^2 \right], \quad (7.40)$$

де

$$G'_{f1} = \frac{R'_1}{(R'_1)^2 + (X'_{L1} - X'_{pez1})^2}; \quad (7.41)$$

$$B'_{f1} = \frac{X'_L}{(R'_1)^2 + (X'_{L1} - X'_{pez1})^2}; \quad (7.42)$$

$X'_{L1}$ ,  $R'_1$  – приведені значення реактивної й активної складових вхідного опору індуктивного НВЧ-транзистора з врахуванням  $R_B$  на частоті  $f_1$ ;  $X'_{pez}$  – приведені значення реактивної складової резонуючої ємності на частоті  $f_1$ .

Вираз (7.40) з урахуванням (7.41) і (7.42) приведемо до вигляду

$$\left[ \frac{4((R'_1)^2 + (X'_1)^2) + R'_1}{(R'_1)^2 + (X'_1)^2} \right]^2 + \left[ \frac{2X'_1}{(R'_1)^2 + (X'_1)^2} \right]^2 = 2, \quad (7.43)$$

де

$$X'_1 = X'_L - X'_{pez}.$$

Рівняння (7.43) можна записати в більш зручній формі:

$$4X_1'^4 + X_1'^2(8R_1'^2 - 1 - 4R_1') + 8R_1'^4 - R_1'^2(4R_1' + 1) = 0. \quad (7.44)$$

При введенні позначень

$$a_{01} = 8R_1'^2 - 1 - 4R_1'; \quad a_{02} = 8R_1'^4 - R_1'^2(4R_1' + 1) \quad (7.45)$$

рівняння (7.44) можна подати у вигляді

$$4X_1'^4 + X_1'^2 a_{01} + a_{02} = 0. \quad (7.46)$$

Його розв'язок має вигляд

$$X_1' = \pm \sqrt{\frac{-a_{01} \pm \sqrt{a_{01}^2 + 16a_{02}}}{8}}. \quad (7.47)$$

На підставі (7.38) з врахуванням (7.47) отримаємо систему рівнянь

$$\begin{cases} \omega_1 L_{екв} - \frac{1}{\omega_1 C_{рез}} = X_1' Z_o; \\ \omega_o L_{екв} - \frac{1}{\omega_o C_{рез}} = 0. \end{cases} \quad (7.48)$$

Знайдемо  $C_{рез}$  і  $L_{екв}$  при розв'язанні системи рівнянь (7.48)

$$C_{рез} = \frac{\omega_1^2 - \omega_o^2}{X_1' Z_o - \omega_1 \omega_o^2}; \quad (7.49)$$

$$L_{екв} = \frac{X_1' Z_o \omega_1}{\omega_1^2 - \omega_o^2}. \quad (7.50)$$

3. На підставі вихідного значення  $f_o$ , розрахованих значень  $R_{ex}$  і  $L_{екв}$  вибираємо тип транзистора і величину навантаження  $Z_H = R_{\bar{o}} + j\omega L_{\bar{o}}$ .

4. Визначаємо розміри резонансної ємності тракту, величини розв'язуючих дроселів, величини опорів кола живлення, перевіряємо умови стійкості. Ці розрахунки проводяться за аналогією з розрахунками для одноконтурного смугопропускового НВЧ-фільтра.

Відповідно до цієї методики був розрахований одноконтурний активний смугозапираючий фільтр, що має такі параметри:  $f_o = 625$  МГц;  $L_o = 24$  Дб;  $\Delta f = 6$  МГц;  $L_B = 0,7$  дБ. Графіки експериментальних характеристик фільтра показані на рис. 7.19. Змінюючи напругу на колекторі від 5 до 14 В, можна регулювати резонансну частоту в чотирьохвідсотковій смузі. Для одержання двовідсоткової смуги пропускання був розроблений дворезонаторний активний НВЧ-фільтр

зосередженої селекції. Його електрична схема зображена на рис. 7.20. Методика розрахунку таких смугопропускних фільтрів описана в роботі [218]. У нашому випадку замість індуктивностей  $L_1$  і  $L_2$  використовуються активні елементи – індуктивні транзистори. Це дозволяє зменшити втрати фільтра до нуля в смузі пропускання, зробити його більш завадохозахищеним і виготовити в інтегральному вигляді.

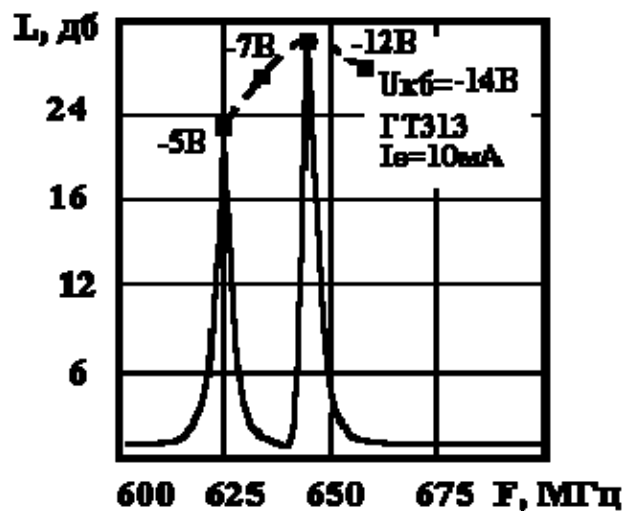


Рис. 7.19. Частотна характеристика смугозакривного активного НВЧ-фільтра при різних напругах на колекторі транзистора

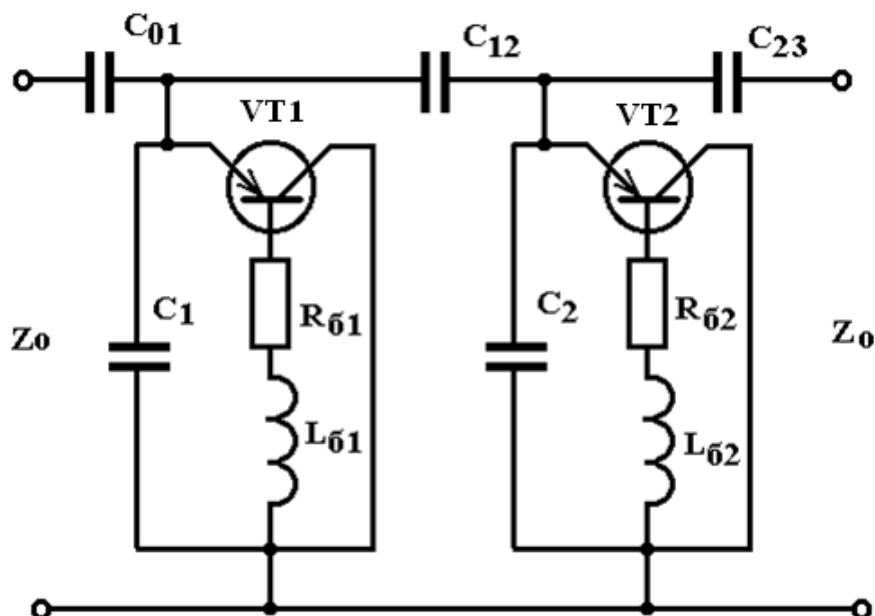


Рис. 7.20. Електрична схема дворезонаторного активного смугопропускного НВЧ-фільтра за змінним струмом

Для знаходження коефіцієнта шуму дворезонаторного активного НВЧ-фільтра подамо його еквівалентну шумову схему у вигляді (рис. 7.21).

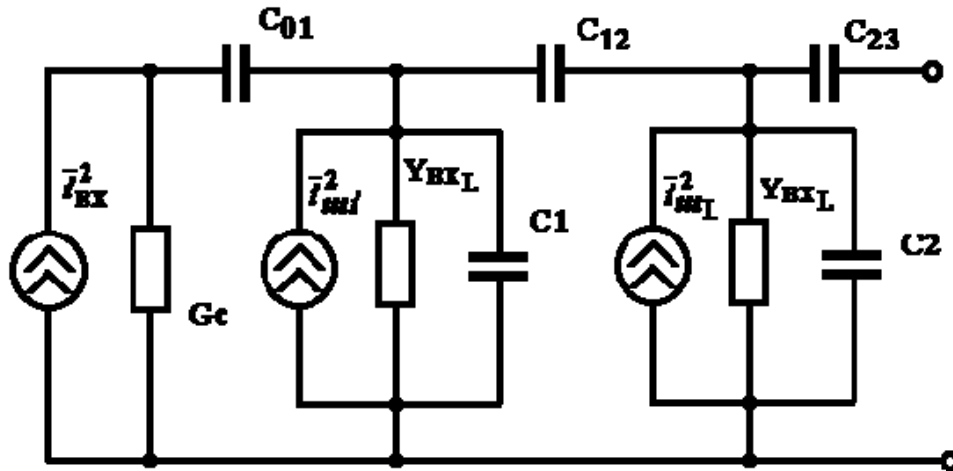


Рис. 7.21. Еквівалентна шумова схема дворезонаторного активного смугопропускнуго НВЧ-фільтра

Коефіцієнт шуму цієї схеми визначається виразом

$$F = 1 + N' \left[ (R_{\Gamma} R_{\text{ex}L})^2 + \left( \frac{B_{\text{ex}L}}{\omega_o C_{01}} \right)^2 \right], \quad (7.51)$$

де

$$N' = \frac{r_e}{2R_c} + \frac{r_{\bar{o}}}{R_c} \left[ \frac{Z_{\bar{o}}}{Z_B} \right]^2 + \frac{\alpha_o (1 - \alpha_o) (Z_B)^2 \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_{\alpha}^2 \sqrt{1 - \alpha_o}} \right)^2 \right]}{2r_e R_{\Gamma} (1 + (f/f_{\alpha})^2)}. \quad (7.52)$$

Електрична схема дворезонаторного фільтра показана на рис. 7.22. Графік експериментальної залежності загасання  $L_{\text{зам}}$  фільтра від частоти  $f$  наведений на рис. 7.23. У розглянутих фільтрах як індуктивно-го навантаження в колі база-колектор можна використовувати інший індуктивний транзистор, що дозволяє виготовляти їх у вигляді напівпровідникових інтегральних схем.

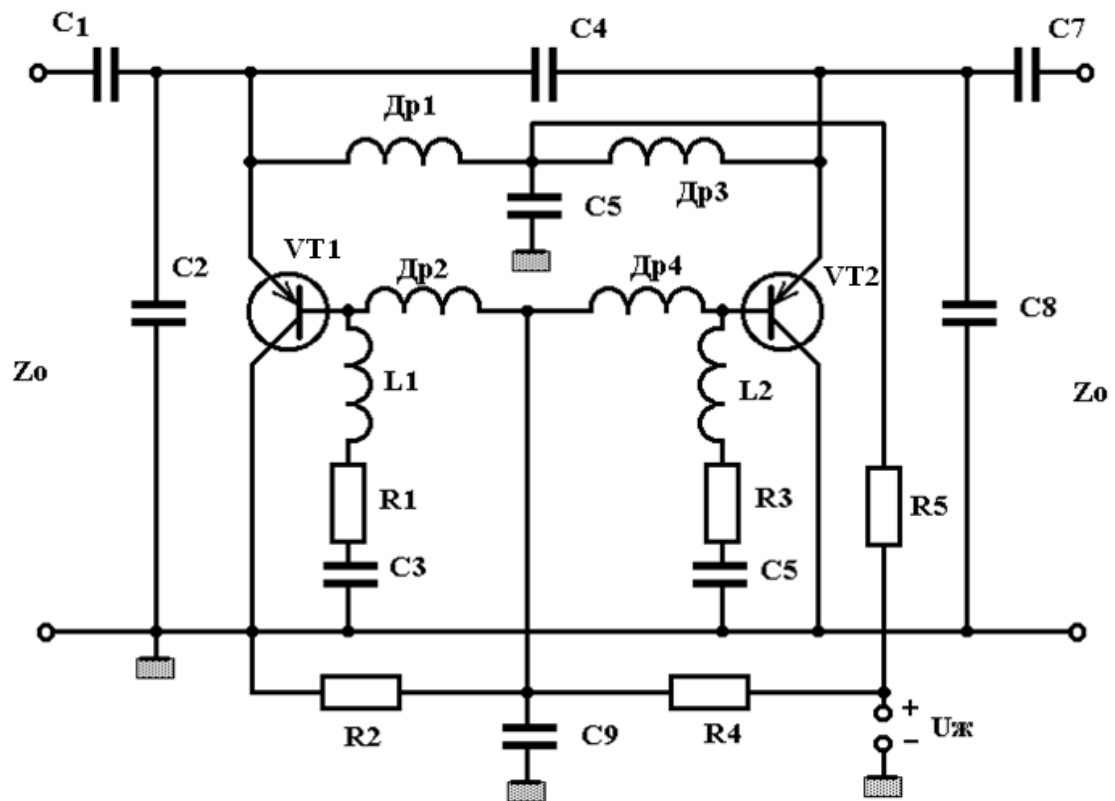


Рис. 7.22. Електрична схема дворезонаторного смугопропускного активного НВЧ-фільтра

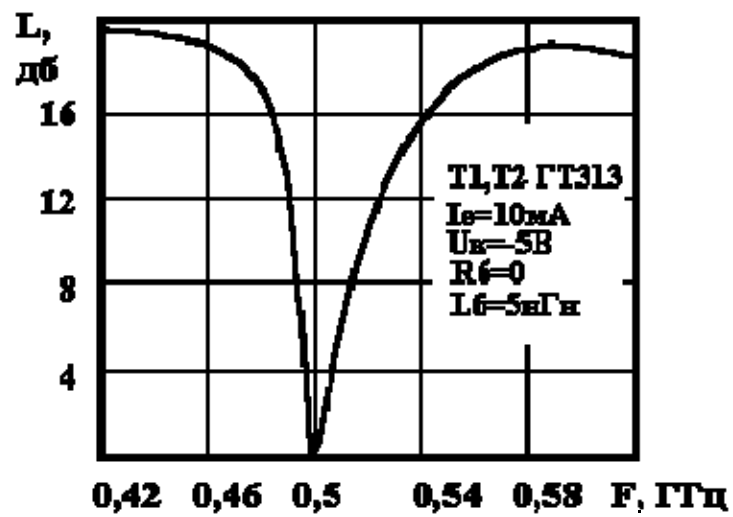


Рис. 7.23. Графік частотної характеристики смугопропускного активного НВЧ-фільтра

#### 7.4. Висновки до розділу

Розроблено і досліджено частотно-селективні функціональні вузли радіовимірювальних приладів (коливальні контури, фільтри низьких і високих частот), що працюють на основі використання аналогів реактивних елементів для діапазону частот від тисяч герц до десятків мегагерц.

Запропоновано нові схемотехнічні рішення електричних фільтрів високих і низьких частот з використанням електрично керованих ємностей на біполярній, польовій та біполярно-польовій транзисторних структурах з від'ємним опором, для яких змінюючи напруги керування та живлення забезпечується можливість керування частотою зрізу.

Розглянуті активні НВЧ-фільтри в порівнянні з фільтрами на пасивних елементах мають такі переваги: можливість одержання нульових втрат у смузі пропускання; можливість виготовлення у вигляді інтегральних схем; електронна перебудова параметрів і завадозахищеність. До недоліків варто віднести температурну залежність параметрів фільтра.

Запропоновано методи інженерного розрахунку розроблених пристроїв.

## 8. РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ НА ОСНОВІ ГІРАТОРІВ

### 8.1. Підсилювачі електричних коливань на гіраторах

Один із методів створення селективних RC-схем базується на використанні гіраторів. Ці схеми мають таку ж чутливість добротності до зміни параметрів пасивних і активних елементів, як і прості резонансні RLC-схеми. Тому виникає практичний інтерес розгляду можливості застосування гіраторів у схемах резонансних підсилювачів.

Схема резонансного підсилювача на основі гіратора наведена на рис. 8.1. Підсилювач складається з каскаду із зв'язаними емітерами, навантаженого резонансною гіраторною схемою. З метою поліпшення температурних характеристик підсилювача парні транзистори VT1 і VT2, а також транзистор VT3 розміщені на одному кристалі.

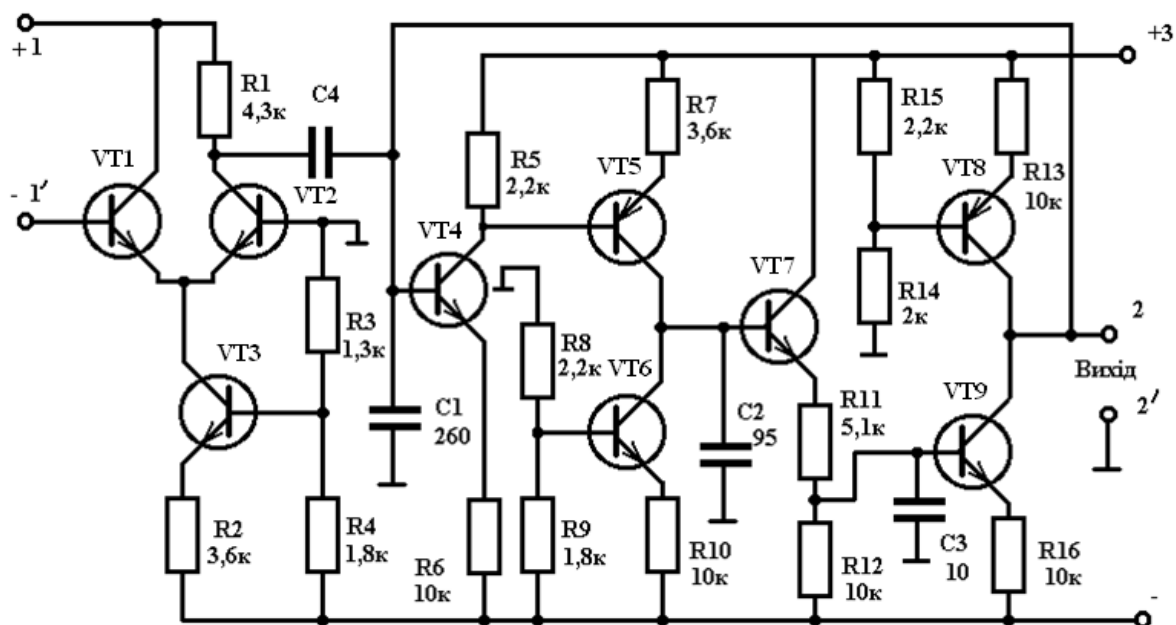


Рис. 8.1. Електрична схема резонансного підсилювача на основі гіратора

Резонансна частина схеми включає гіратор із ємностями C1 і C2, підключеними до його вхідних і вихідних затискачів. Гіратор виконаний на транзисторах КТ361А і КТ315Б. Пристрій складається з неінвертуючого підсилювача, який включений в прямому напрямку, та

інвертуючого підсилювача, включеного в оберненому напрямку. Неінвертуючий підсилювач виконаний на транзисторах VT4–VT6, а інвертуючий – на транзисторах VT7–VT9. Для розв'язки каскаду із зв'язаними емітерами і гіратора за постійним струмом застосована ємність C4. Еквівалентна схема підсилювача для малого сигналу наведена на рис. 8.2.

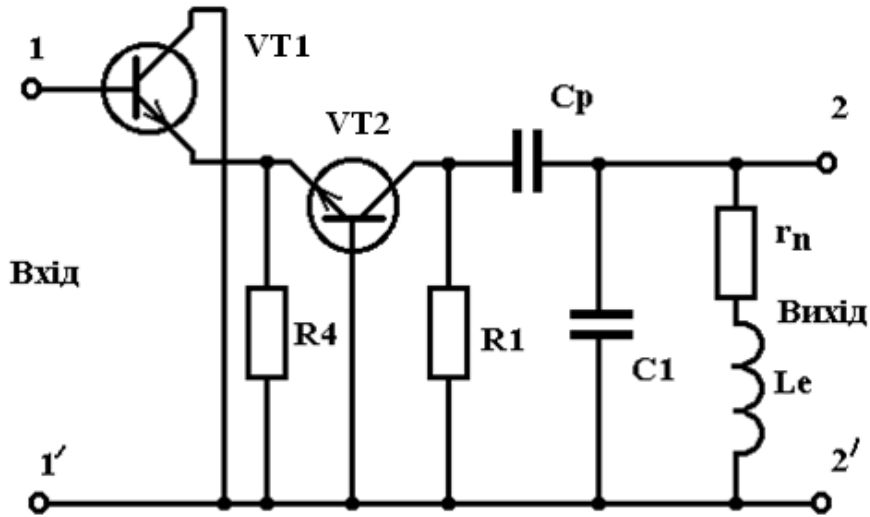


Рис. 8.2. Еквівалентна малосигнальна електрична схема підсилювача

Коефіцієнт підсилення цієї схеми в операторній формі можна виразити формулою

$$K(p) = \frac{\alpha \frac{C_p}{C_1} R_1 p (p + \frac{r_n}{L_e})}{(r_e + r_o(1 - \alpha) \left( \frac{2}{r_e + r_o(1 - \alpha)} + \frac{1}{R_4} \right) \left( C_p R_1 p^3 + \left( \frac{C_p + C_1}{C_1} + \frac{C_p r_n R_1}{L_e} \right) p^2 + \frac{1}{L_e} \left( \frac{C_n(r_n + R_1)}{C_1} + r_n \right) p + \frac{1}{L_e C_1} \right)};$$

$$K(p) = k_1 \frac{p(p + Z_1)}{Z_2 p^3 + Z_3 p^2 + Z_4 p + \omega_k^2}, \quad (8.1)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт передачі струму;  $r_e$  і  $r_o$  – опори емітерного переходу і бази транзисторів VT1 і VT2;  $R_4(1 - \alpha)r_k$  – опір змінного джерела струму на транзисторі VT3;  $r_n = \frac{Y_{11}C_1 - Y_{22}C_1}{g_1 g_2 C}$  – опір втрат;

$L_e = \frac{C_2}{g_1 g_2}$  – еквівалентна індуктивність неінвертуючої гіраторної резонансної схеми, яка виражена через елементи матриці провідностей.

За умови рівності коефіцієнтів  $\alpha$  усіх транзисторів елементи матриці провідностей гіратора визначаються через величини елементів такими виразами:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{1-\alpha}{R_6}; & Y_{22} &= \frac{1-\alpha}{R_{11}+R_{12}}; \\ g_1 &= \frac{\alpha R_{12}}{(R_{11}+R_{12})R_{16}}; & g_2 &= \frac{\alpha^2 R_5}{R_6 R_7}. \end{aligned} \quad (8.2)$$

Коефіцієнти виразу (8.1) у цьому випадку мають вигляд

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{(1-\alpha)(C_2(R_{11}+R_{12})-C_1R_6)}{C_1C_2R_6(R_{11}+R_{12})}; & Z_2 &= C_p R_1; \\ Z_3 &= \frac{(C_p+C_1)C_2R_6(R_{11}+R_{12})+(1-\alpha)C_p R_1(C_2(R_{11}+R_{12})-C_1R_6)}{C_1C_2R_6(R_{11}+R_{12})}; \\ Z_4 &= \frac{\alpha^3 C_p C_1 R_1 R_5 R_{12} + (1-\alpha)(C_p+C_1)R_7 R_{16}(C_2(R_{11}+R_{12})-C_1R_6)}{C_1^2 C_2 R_6 R_7 R_{16}(R_{11}+R_{12})}; \\ Z_5 &= \frac{\alpha^3 R_5 R_{12}}{C_1 C_2 R_6 R_7 R_{16}(R_{11}+R_{12})}. \end{aligned} \quad (8.3)$$

Амплітудно-частотна характеристика підсилювача визначається формулою

$$K(\omega) = k_1 \frac{\omega \sqrt{\omega^2 + Z_1^2}}{\sqrt{(\omega_k^2 - Z_3 \omega^2)^2 + \omega^2 (Z_4 - Z_2 \omega^2)^2}}. \quad (8.4)$$

З виразу (8.4) можна одержати формулу для резонансної частоти

$$\omega_p = \left[ \sqrt[3]{\frac{\omega_k^4}{Z_2^2} + \sqrt{\frac{\omega_k^8}{Z_2^4} + \left( \frac{2\omega_k^2 Z_3 - Z_4^2}{3Z_2^2} \right)}} + \sqrt[3]{\frac{\omega_k^4}{Z_2^2} - \sqrt{\frac{\omega_k^8}{Z_2^4} + \left( \frac{2\omega_k^2 Z_3 - Z_4^2}{3Z_2^2} \right)}} \right]^{1/2}. \quad (8.5)$$

При виконанні умови  $C_1 \gg C_p$  з великою точністю можна вважати  $\omega_p = \omega_k$ . Точне настроювання на частоту  $\omega_p$  здійснюють ємністю  $C_2$ . При  $C_1 \gg C_p$  і  $\omega_k^2 \gg Z_1$  величина  $Z_3 \approx 1$  і коефіцієнт підсилення на резонансній частоті визначається формулою

$$K_p = k_1 \frac{\omega_k^2}{Z_4 - Z_2 \omega_k^2}. \quad (8.6)$$

Добротність схеми визначається рівнянням

$$Q = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sqrt[3]{-q_1 + \sqrt{q_1^2 + q_2^3}} - \sqrt[3]{-q_1 - \sqrt{q_1^2 + q_2^3}}}{\sqrt[3]{-q_1 + \sqrt{q_1^2 + q_2^3}} + \sqrt[3]{-q_1 - \sqrt{q_1^2 + q_2^3}}}, \quad (8.7)$$

де

$$q_1 = \frac{Z_3^3}{27Z_2^3} - \frac{Z_3Z_4}{6Z_2^2} + \frac{\omega_k^2}{2Z_2};$$

$$q_2 = \frac{3Z_2Z_4 - Z_3^2}{9Z_2^2}.$$

Розрахунки, які проведено за формулами (8.4)–(8.7), знаходяться в хорошій відповідності з експериментальними результатами. На рис. 8.3 приведено розрахункову й експериментальну амплітудно-частотні характеристики резонансного підсилювача, навантаженням якого є паралельний гіраторний контур із резонансною частотою  $f = 61$  кГц і добротністю  $Q = 25$ . Добротність схеми можна збільшити до значень 150–170 шляхом регулювання ємності  $C_3$ . На рис. 8.4 наведено низку значень ємності  $C_3$ , необхідних для досягнення добротності  $Q = 150$  на різноманітних резонансних частотах.

Зміна резонансної частоти підсилювача при збільшенні температури від  $20^\circ \text{C}$  до  $55^\circ \text{C}$  складає  $+0,01 \text{ }^\circ\text{C}$ . У цьому ж температурному діапазоні добротність схеми зростає на 5 %, а коефіцієнт підсилення на резонансній частоті практично не змінюється.

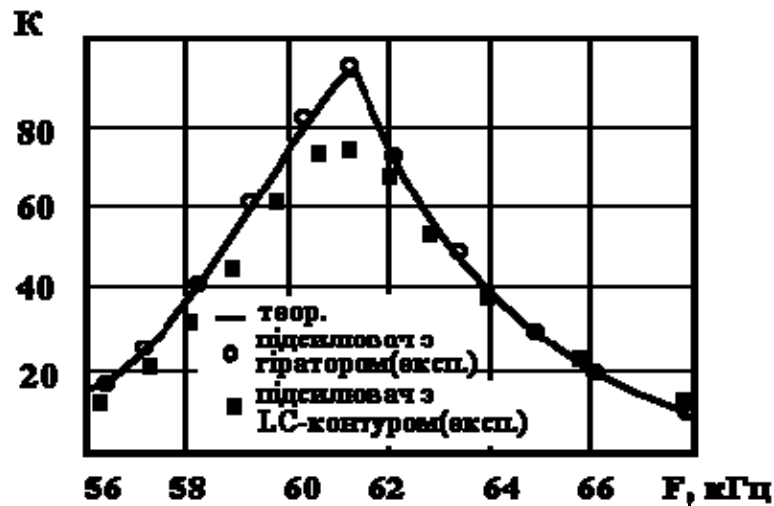


Рис. 8.3. Графіки експериментальної і теоретичної залежностей коефіцієнта підсилення від частоти

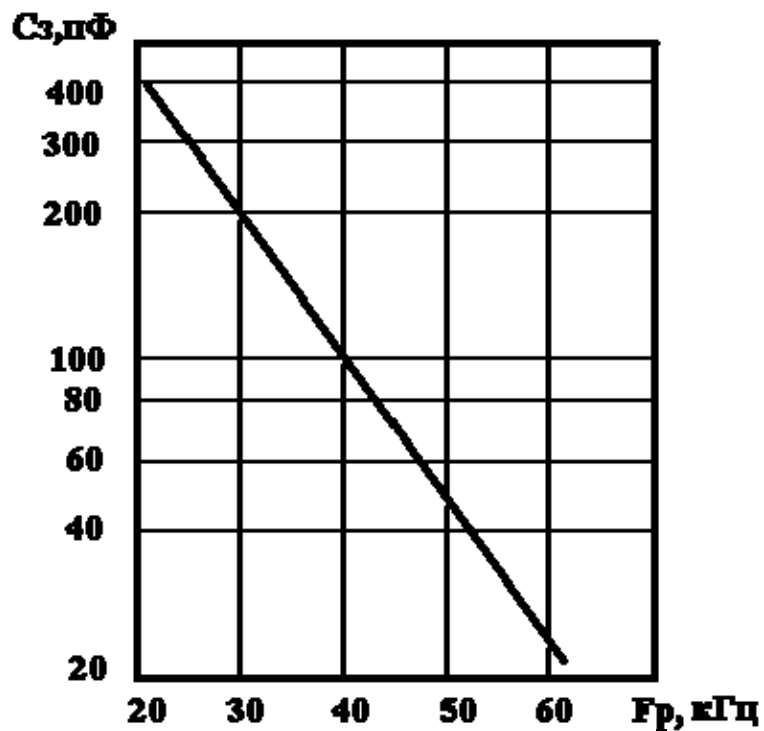


Рис. 8.4. Графік залежностей значень керуючої ємності від зміни резонансної частоти

Результати експериментальних і теоретичних досліджень підтверджують високу стабільність основних параметрів резонансних гіраторних підсилювачів. Мала сумарна ємність конденсаторів підсилювача при роботі на частотах від 5 до 200 кГц дозволяє виконати його методами тонкоплівкової технології.

Розглянута схема підсилювача є дещо складною, хоча має хороші характеристики. Можна побудувати більш просту схему резонансного підсилювача при гірших температурних залежностях параметрів, які є цілком прийнятними для практики.

Схема такого резонансного підсилювача показана на рис. 8.5. Резонансна частина підсилювача являє собою послідовний контур, що складається з ємності  $C1$  й індуктивного елемента на гіраторі з навантажувальною ємністю  $C2$ . Гіратор виконаний на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$ ,  $VT3$  і опорах  $R1$ – $R4$ . За умови рівності коефіцієнта передачі струму  $\alpha$  всіх транзисторів гіратора елементи матриці провідностей визначаються такими виразами:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{(1-\alpha)I_{e2}I_{e3}}{\varphi_T(I_{e2} + I_{e3})}; & Y_{22} &= \frac{(1-\alpha)I_{e1}}{\varphi_T}; \\ g_1 &= \frac{\alpha I_{e1}}{\varphi_T}; & g_2 &= \frac{\alpha I_{e2}I_{e3}}{\varphi_T(I_{e2} + I_{e3})}. \end{aligned} \quad (8.8)$$

де  $\varphi_T = \frac{kT}{q}$  – температурний потенціал.

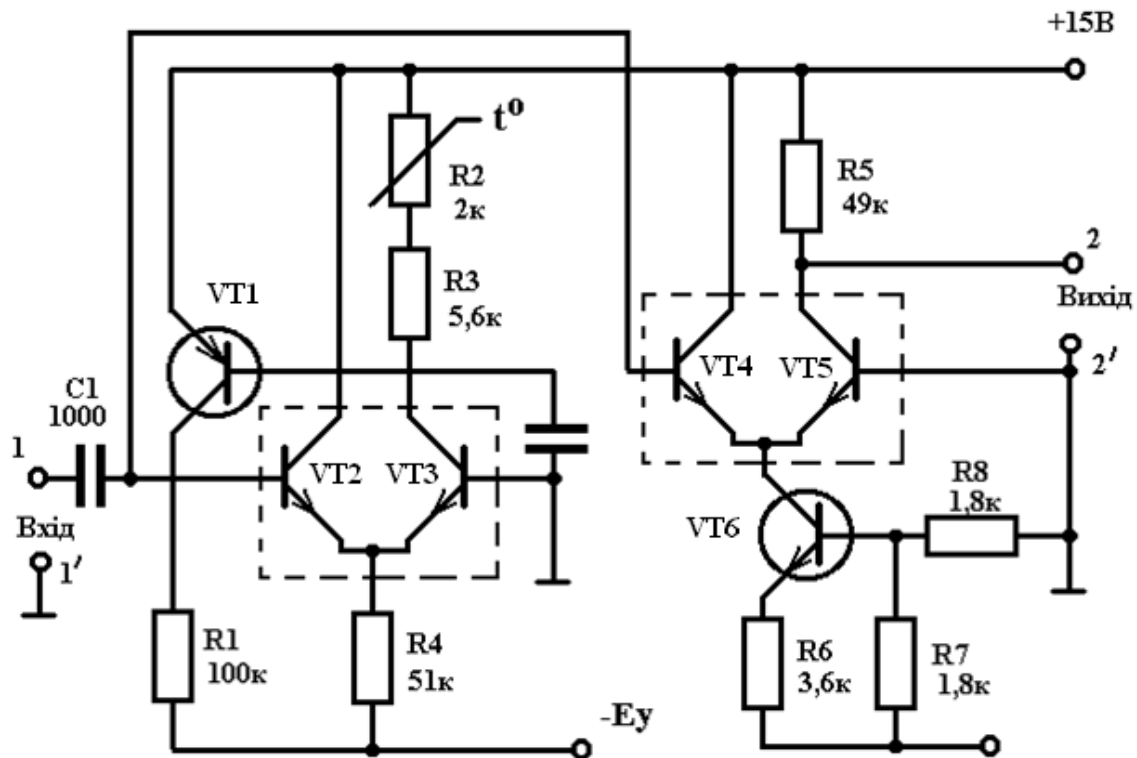


Рис. 8.5. Електрична схема резонансного підсилювача

Емітерні струми транзисторів VT1, VT2 і VT3 обчислюються за формулами

$$I_{e1} = \frac{E_y}{R_1}; \quad I_{e2} = \frac{E_y - U_{e\delta 3}}{R_4}; \quad I_{e3} = \frac{U_{\delta 1}}{R_3 + R_2}. \quad (8.9)$$

Еквівалентна індуктивність гіраторної схеми визначається виразом

$$L = \varphi_T^2 \frac{I_{e2} + I_{e3}}{I_{e1} I_{e2} I_{e3}} C_2. \quad (8.10)$$

Резонансна частота контуру знаходиться з формули

$$f_p = \frac{1}{2\pi\varphi_T \sqrt{C_1 C_2}} \sqrt{\frac{I_{e1} I_{e2} I_{e3}}{I_{e2} + I_{e3}}}. \quad (8.11)$$

Як випливає з формул (8.9) і (8.11), змінюючи величину напруги  $E_y$ , можна в широких межах змінювати резонансну частоту підсилювача.

Сигнал, що знімається з гіраторного індуктивного елемента в точці А, подається на вхід підсилювального каскаду із зв'язаними емітерами. Для поліпшення температурних характеристик підсилювача транзисторні пари VT2–VT3 і VT4–VT5 розміщені на окремих кристалах. З цією метою використовується термоопір R2, призначений для температурної стабілізації резонансної частоти контуру.

Залежність коефіцієнта підсилення схеми від частоти визначається виразом

$$K(f) = \frac{Q \frac{f}{f_p} \alpha_5 I_{e5} R_5}{2\varphi_T \sqrt{1 + \left[ 2Q \frac{f - f_p}{f_p} \right]^2}}, \quad (8.12)$$

де  $Q = \frac{\sqrt{g_1 g_2 C_1 C_2}}{Y_{11} C_2 + Y_{22} C_1}$  – добротність схеми.

Графік амплітудно-частотної характеристики підсилювача при керуючій напрузі  $E_k = 3$  В наведений на рис. 8.6. Графік залежності ре-

зонансної частоти схеми від величини керуючої напруги поданий на рис. 8.7. Як видно з цього графіка, спостерігається майже лінійна зміна резонансної частоти при збільшенні керуючої напруги.

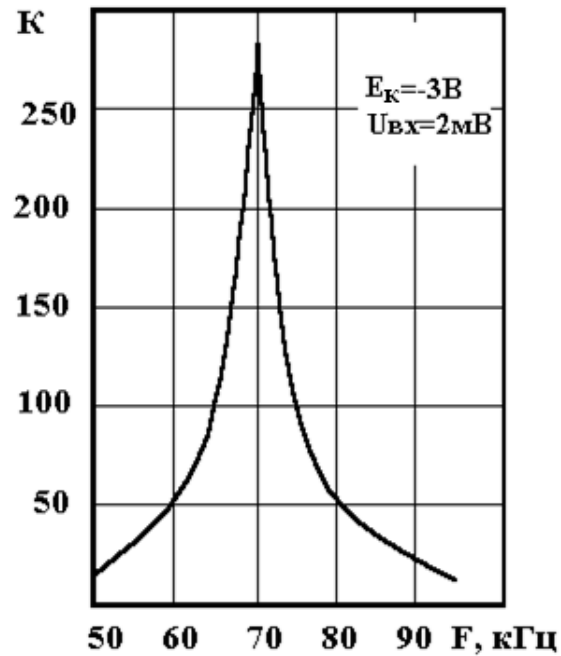


Рис. 8.6. Графік залежності коефіцієнта підсилення від частоти

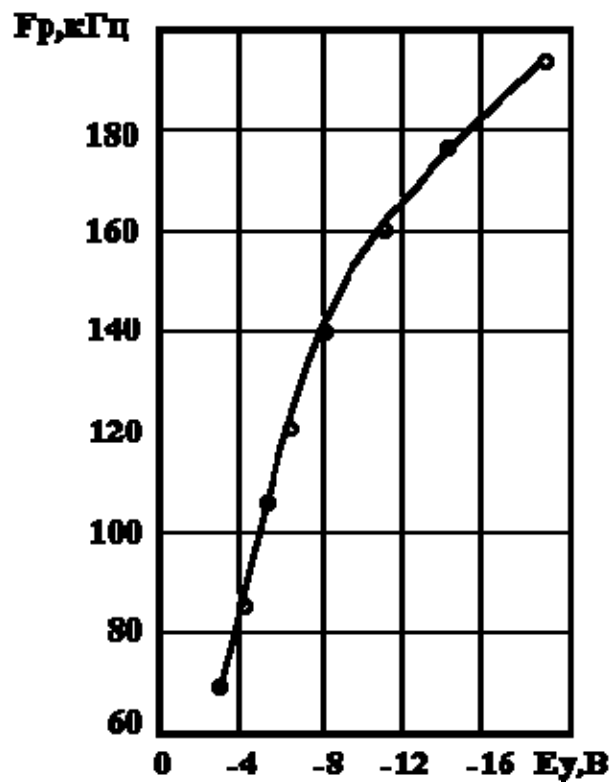


Рис. 8.7. Графік залежності резонансної частоти підсилення від зміни керуючої напруги

При зміні температури в діапазоні від  $+20^{\circ}\text{C}$  до  $+60^{\circ}\text{C}$  резонансна частота підсилювача зменшується на 0,5 %, а коефіцієнт підсилення зростає на 1 %. Таким чином, застосування простої гіраторної схеми дозволяє створювати резонансний підсилювач із задовільними характеристиками в інтегральному вигляді.

Розглянемо схему резонансного підсилювача із зв'язаними контурами, в якому аналогом індуктивності є транзисторний гіратор, навантажений ємністю (рис. 8.8). Коливальна система цього підсилювача являє собою два паралельних контури з однаковими резонансними частотами, зв'язок між якими здійснюється через ємність  $C_{\text{св}}$ . Підсилювач складається з трьох каскадів. Коливальна система є навантаженням першого каскаду, зібраного на транзисторі VT1 за схемою із загальним емітером. Каскад на транзисторі VT2 призначений для розв'язування коливальної системи від підсилювального каскаду на транзисторі VT3. Каскад, який використовується для розв'язки, зібраний за схемою із спільним колектором.

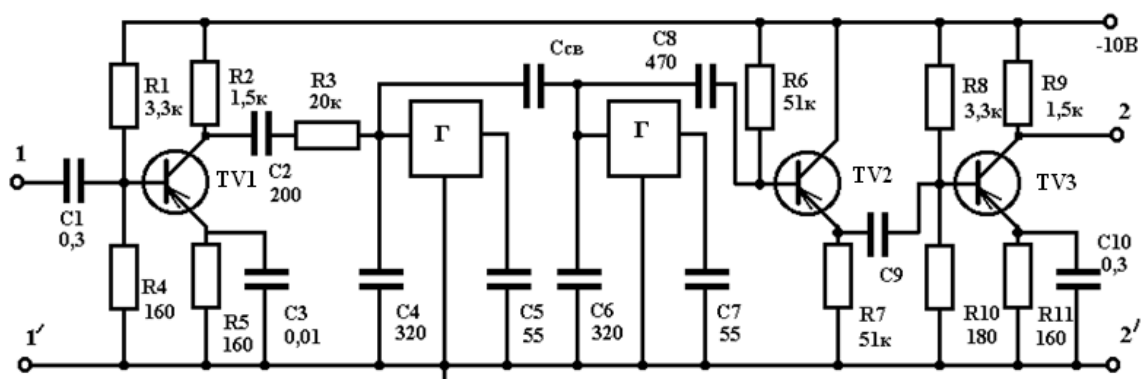


Рис. 8.8. Схема резонансного підсилювача зі зв'язаними контурами

Частотні характеристики цього підсилювача зняті при різних величинах ємності зв'язку. Крива I на рис. 8.9 відповідає сильному зв'язку між резонансними контурами  $C_{\text{св}} = 200$  пФ. Критичний зв'язок між контурами виникає при величині  $C_{\text{св}} = 50$  пФ. Цьому режиму відповідає крива II.

Зміна напруг живлення впливає на параметри гіраторної індуктивності. Так, збільшення напруги на 15 % приводить до зменшення індуктивності на 4 %, причому добротність залишається незмінною. Зменшення напруги на таку ж величину викликає зростання індуктив-

ності на 6 %, а добротності – на 15 %. Температурний дрейф величини індуктивності складає  $0,01 \text{ Гн}/^\circ\text{С}$  у діапазоні температур  $+20^\circ\text{С} \dots +55^\circ\text{С}$ . Схема транзисторного гіратора наведена на рис. 1.23.

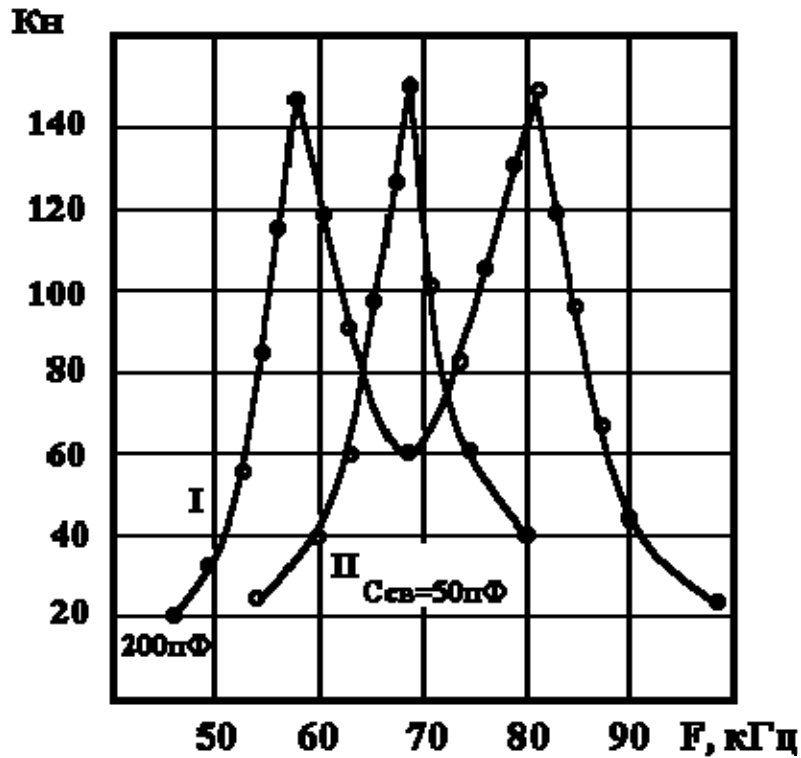


Рис. 8.9. Графіки частотних характеристики резонансного підсилювача при сильному і слабкому зв'язках між контурами

Як аналог індуктивності в резонансних підсилювачах також можна використовувати складений транзистор. На рис. 8.10 подано електричну схему такого підсилювача. Коливальний контур підсилювача утворений транзисторами VT2 і VT3, які є складеним транзистором з базовим опором R4 і конденсатором C1. Коротке замикання за змінним струмом колекторів VT2 і VT3 із базовим виводом здійснюється за допомогою ємності C3. На транзисторі VT1 зібраний підсилювальний каскад за схемою із загальним емітером. Змінний сигнал із контуру через ємність зв'язку C2 надходить на базовий вивід емітерного повторювача, зібраного на транзисторі VT4. Каскади на транзисторах VT1 і VT4 охоплені зворотним зв'язком за струмом, що стабілізує їхню роботу [219, 220].

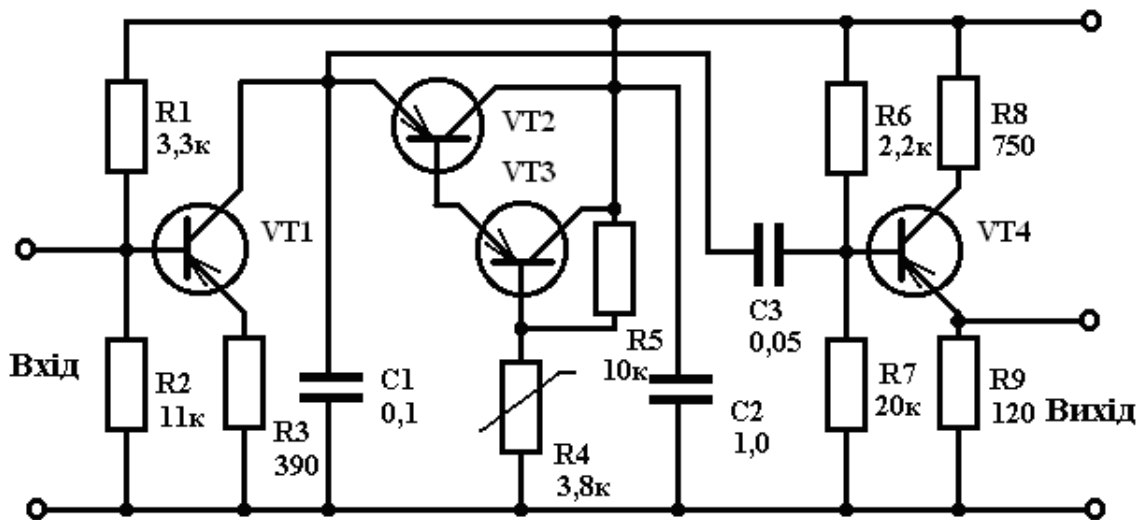


Рис. 8.10. Схема резонансного підсилювача на складеному транзисторі

Графік залежності коефіцієнта підсилення від зміни частоти прикладеного сигналу поданий на рис. 8.11. Резонансна частота дорівнює 110 кГц. Смуга пропускання складає 1,57 кГц. Значення добротності на резонансній частоті дорівнює 70. Зміна температури на 5 °С у діапазоні температур від 35 °С і вище викликає зміну резонансної частоти на 1 кГц при зберіганні незмінної величини напруги живлення. Резонансна частота залишалася незмінною до температури +50 °С при використанні умов термостабілізації.

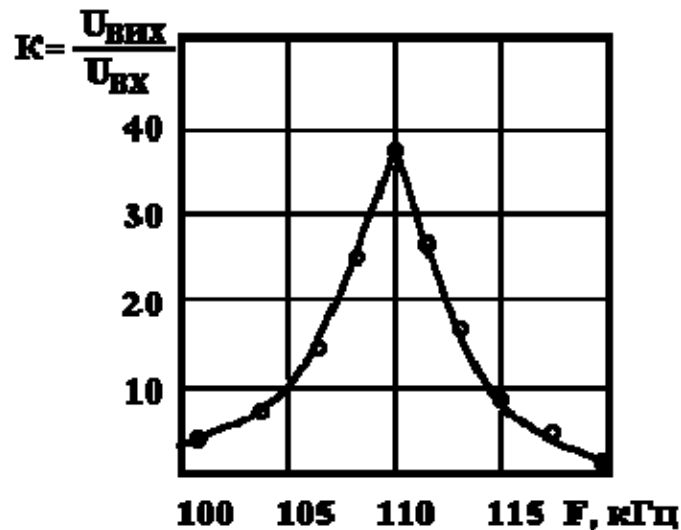


Рис. 8.11. Графік залежності коефіцієнта підсилення від частоти

На рис. 8.12 поданий графік залежності добротності контуру від зміни навколишньої температури. Термостабілізація для контуру,

побудованого на кремнієвих транзисторах, розширює область робочих температур до  $+ 90\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Регулювання величини індуктивності і добротності в невеликих межах здійснюється електричним шляхом за допомогою струму емітера транзисторів VT2 і VT3.

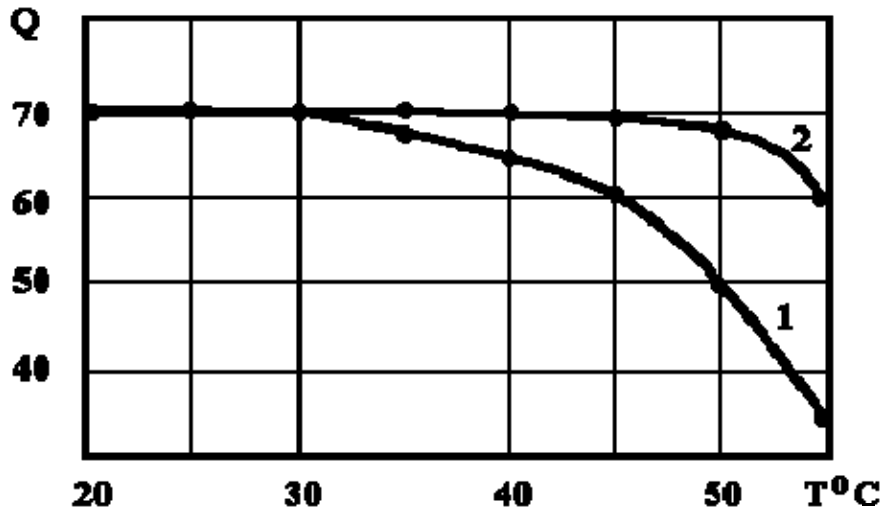


Рис. 8.12. Графік залежності добротності контуру на індуктивному складеному транзисторі від температури

## 8.2. Активні фільтри на гіраторах

Одним із напрямків застосування гіраторів є використання їх для заміни котушок індуктивності в LC-фільтрах. Це пов'язано з тим, що гіратор як активний елемент має малу чутливість до допусків на величини пасивних елементів схеми в порівнянні з чутливістю звичайних LC-фільтрів. При використанні активних RC-фільтрів на основі гіраторів також існує можливість узгодження опорів джерела і навантаження в смузі пропускання, що додатково знижує чутливість фільтра [221].

Гіратор являє собою паралельне з'єднання двох підсилювачів струму, один із яких є інвертуючим. Схема гіратора подана на (рис. 4.16.) роботи [17]. Добуток провідностей гірації  $g_1 g_2 = 2 \cdot 10^{-9} \text{ сим}^2$ . При підключенні ємності С до затискачів 2-2' гіратора вхідний опір схеми має індуктивний характер.

На рис. 8.13а, б подано схеми найпростішого фільтра верхніх частот К-типу з частотою зрізу 50 кГц, включеного між кінцевими опорами 10 кОм, і його гіраторного аналога [222]. Частотну характерис-

тику загасання цього фільтра показано на рис. 8.14 (крива 1). Величина загасання в смузі пропускання фільтра не перевищує 1 дБ у діапазоні частот 50-110 кГц.

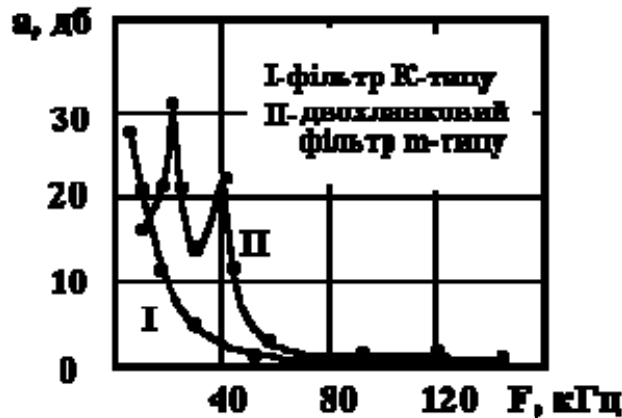
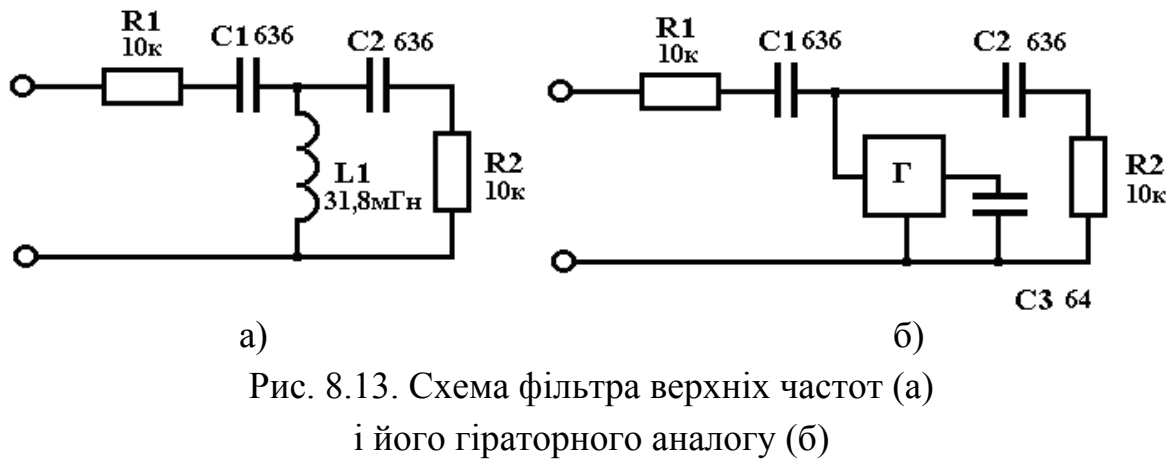


Рис. 8.14. Графіки частотних характеристик затухання фільтрів

На рис. 8.15 наведена схема гіраторного фільтра m-типу з частотою зрізу 50 кГц. Величини кінцевих опорів 10 кОм. Графік частотної характеристики загасання цього фільтра подано на рис. 8.14 (крива 2). Добротність полюсів загасання фільтра не погіршується при зміні величин схемних елементів гіратора на  $\pm 10\%$ .

Розглянемо схему активного фільтра верхніх частот К-типу, у паралельному плечі якого замість пасивної індуктивності включено аналог індуктивності на складеному транзисторі (рис. 8.16). Т-подібну ланку фільтра утворено транзисторами  $VT_2$  і  $VT_3$ , ємностями  $C_2$  і  $C_3$ . Схема фільтра живиться від джерела напруги 12 В. Графік частотної залежності загасання фільтра наведено на рис. 8.17. Частота зрізу фільтра дорівнює 180 кГц.

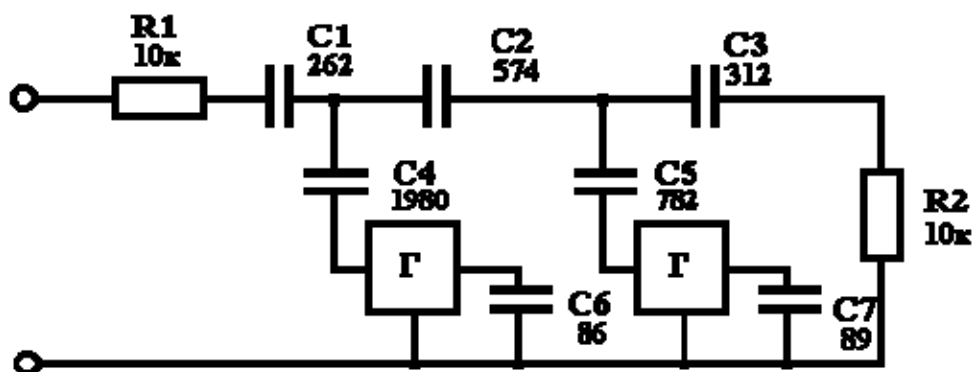


Рис. 8.15. Схема гіраторного фільтра RC-типу

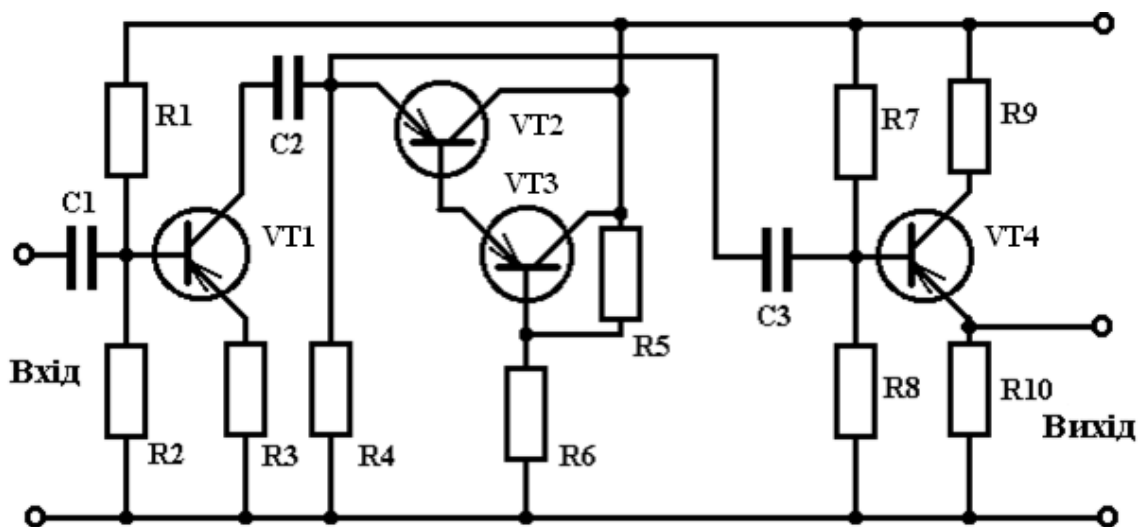


Рис. 8.16. Схема фільтра верхніх частот на індуктивному складеному транзисторі

Недоліком цього методу є чутливість параметрів схем до змін елементів схеми. Тому у селективних схемах із перетворювачами від'ємного опору або підсилювачами, що містять позитивний зворотний зв'язок, для уникнення самозбудження потрібні пасивні й активні елементи з жорсткими допусками на розкид параметрів  $\pm 0,5\%$ .

Розглянемо розрахунок фільтра верхніх частот, у якому індуктивним елементом є складений транзистор. Задамося частотою зрізу фільтра  $f_z = 180$  кГц. Значення індуктивності визначається на підставі формули [(2.111), 17] при підстановці замість робочої частоти  $f$  величини  $f_z = 180$  кГц. Для цього прикладу індуктивність складового транзистора дорівнює  $0,1$  мГн. Частота зрізу, ємність і індуктивність пов'язані співвідношеннями

$$L = \frac{R}{2\pi \cdot f_c}; \quad (8.13)$$

$$C = \frac{1}{4\pi \cdot f_c R}. \quad (8.14)$$

З виразу (8.13) визначаємо величину  $R$  і підставляємо її в (8.14) для знаходження значення ємності фільтра, що дорівнює 2000 пФ.

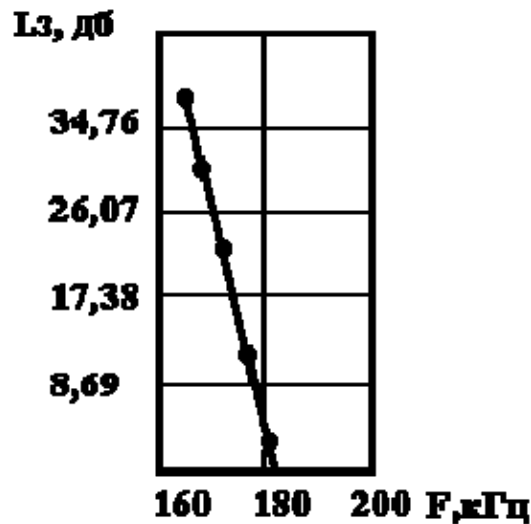


Рис. 8.17. Графік частотної залежності коефіцієнта затухання фільтра

### 8.3. Транзисторний трансформатор ємності

За допомогою існуючих технологічних прийомів неможливо одержати в напівпровідникових твердих схемах конденсатори на основі  $p$ - $n$  переходів із ємністю більше 1000 пФ і МДН-типу з ємністю, що перевищує 250 пФ. Метод, що дозволяє без зміни технології виготовлення напівпровідникових твердих схем одержати значні ємності, заснований на застосуванні транзисторного гіраторного трансформатора ємності.

Вхідна провідність реального гіратора визначається рівнянням

$$Y_{ex} = Y_{11} + \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_n + Y_{22}}. \quad (8.15)$$

При індуктивному характері навантаження  $Y_H = -j \frac{1}{\omega L_H}$  рівняння (8.15) перетвориться до вигляду

$$Y_{ex} = Y_{11} + \frac{g_1 g_2 Y_{22}}{Y_{22}^2 + (1/\omega L_H)^2} + j \frac{g_1 g_2 / \omega L_H}{Y_{22}^2 + (1/\omega L_H)^2}. \quad (8.16)$$

Якщо  $Y_{22}^2 \ll (1/\omega L_H)^2$ , тоді реалізована еквівалентна ємність має величину

$$C_{екв} = g_1 g_2 L_H. \quad (8.17)$$

Розглянемо схему, що складається з каскадного з'єднання двох гіраторів із матрицями провідностей

$$\begin{bmatrix} Y'_{11} & g'_1 \\ -g'_2 & Y'_{22} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} Y''_{11} & -g''_1 \\ g''_2 & Y''_{22} \end{bmatrix}$$

і навантажувальної ємності  $C_H$  (рис. 8.18).

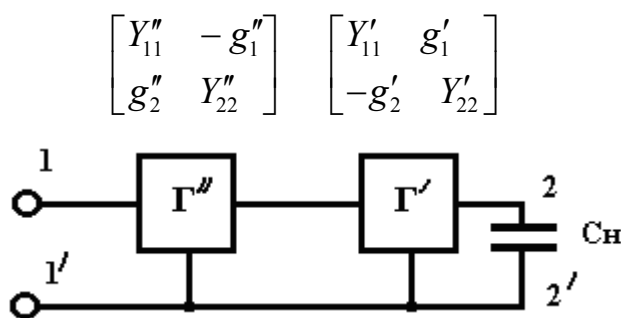


Рис. 8.18. Гіраторний трансформатор ємності

Вихідна провідність такої схеми має ємнісний характер і визначається виразом

$$Y_{ex} = \frac{\left[ Y'_{11} (Y'_{22} + G) + g'_1 g''_2 \right] (Y''_{22} + G) + \left( \frac{g'_1 g'_2}{\omega C_H} \right)^2 Y''_{11}}{(Y''_{22} + G)^2 + (g'_1 g'_2 / \omega C_H)^2} +$$

$$+j \frac{\frac{g_1' g_2' g_1'' g_2''}{\omega C_H}}{(Y_{22}'' + G)^2 + (g_1' g_2' / \omega C_H)^2}, \quad (8.18)$$

де

$$G = \frac{Y_{11}'' (Y_{22}')^2 + g_1' g_2' Y_{22}' + (\omega C_H)^2 Y_{11}'}{(Y_{22}')^2 + (\omega C_H)^2}.$$

При виконанні умови  $(Y_{22}' + G)^2 \ll \left( \frac{g_1' g_2'}{\omega C_H} \right)^2$  уявна частина співвідношення (8.18) відповідає ємності

$$C_{екв} = \frac{g_1'' g_2''}{g_2' g_1'} C_H. \quad (8.19)$$

Як випливає з рівняння (8.19), каскадне з'єднання двох гіраторів являє собою трансформатор ємності з коефіцієнтом трансформації

$$K_{TP} = \frac{g_1'' g_2''}{g_2' g_1'}. \quad (8.20)$$

Значення добротності реалізованої ємності визначається зі співвідношення (8.18)

$$Q = \frac{\frac{g_1' g_2' g_1'' g_2''}{\omega C_H}}{\left[ Y_{11}' (Y_{22}'' + G) + g_1'' g_2'' \right] (Y_{22}'' + G) + \left( \frac{g_1' g_2'}{\omega C_H} \right) Y_{11}''}. \quad (8.21)$$

При проведенні експериментальних досліджень застосовувався гіратор, синтезований за допомогою двох підсилювачів струму. Схема гіратора наведена на рис. 1.24 п. 1.4. Зміна величин опорів  $R_3$  і  $R_{12}$  впливає на величину добутку провідностей гірації. Графік експериментальної залежності величини добутку  $g_1 g_2$  від зміни опору  $R_{12}$  наведена на рис. 8.19.

Експериментальні дослідження проводилися з гіраторним трансформатором ємності, зібраним із дискретних компонентів. Величини

опорів  $R'_{12}$  і  $R''_{12}$  гіраторів  $\Gamma'$  і  $\Gamma''$  обрані за графіком на рис. 8.19 такими, щоб забезпечити коефіцієнт трансформації  $K = 8$ . Графіки експериментальної і розрахованої за формулою (8.19) залежностей величини еквівалентної ємності від величини навантажувальної ємності подано на рис. 8.20.

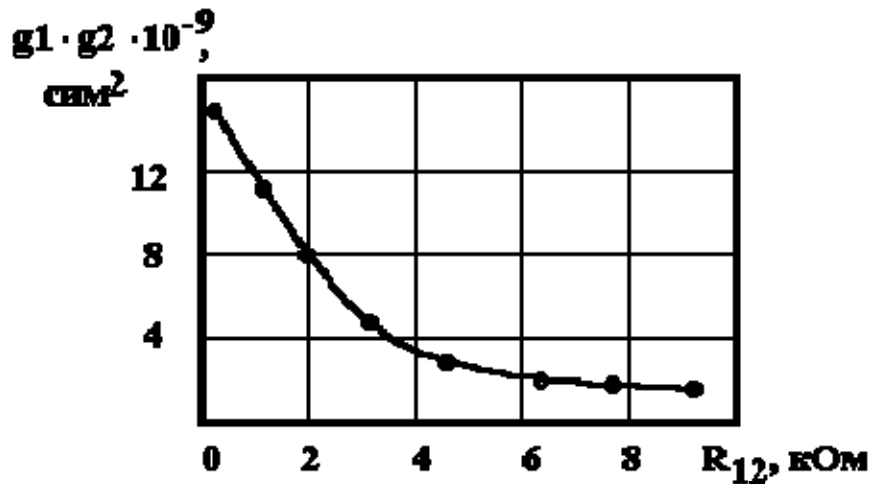


Рис. 8.19. Графік залежності величини добутку провідності гірації від значень опору  $R_{12}$

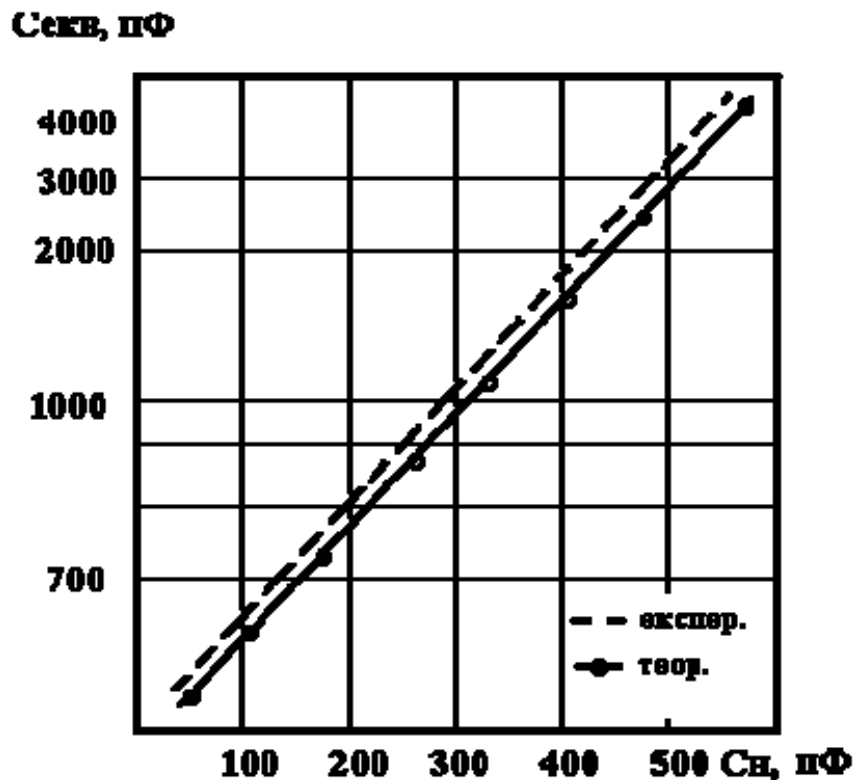


Рис. 8.20. Графіки експериментальної і теоретичної залежностей еквівалентної ємності від величини ємності навантаження трансформатора

Таким чином, реалізація гіраторних трансформаторів ємності з високим коефіцієнтом трансформації є одним із можливих методів створення великих ємностей у мікроелектроніці.

#### 8.4. Нелінійний контур на основі гіратора

Розглянемо властивості контуру з гіраторними нелінійними елементами. Відомо, що гіратор являє собою чотириполіусник, який задовольняє систему рівнянь (8.22) і має властивість інвертування імпедансу:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & g_1 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}, \quad (8.22)$$

де  $g_1$  і  $g_2$  – позитивні дійсні числа.

При підключенні до виходу гіратора ємності навантаження  $C_n$  його вхідний опір носить індуктивний характер. Величина еквівалентної індуктивності визначається рівнянням

$$L_{екв} = \frac{C_n}{g_1 g_2}. \quad (8.23)$$

Якщо величина навантажувальної ємності залежить від прикладеної до неї напруги, тоді струм у навантаженні визначається рівнянням

$$i_2 = -C_n(U_2) \frac{dU_2}{dt}. \quad (8.24)$$

Тоді рівняння вхідної напруги має вигляд

$$U_1 = -\frac{i_2}{g_2} = \frac{1}{g_2} C_n(U_2) \frac{dU_2}{dt}. \quad (8.25)$$

Отже, еквівалентна індуктивність є функцією вхідного струму гіратора й описується рівнянням

$$L(i_1) = \frac{1}{g_1 g_2} C_n \left( \frac{i_1}{g_1} \right). \quad (8.26)$$

Розглянемо явища в послідовному резонансному контурі на гіраторі, навантаженому нелінійною ємністю  $p$ - $n$  переходу (рис. 8.21). Втрати в контурі враховуються опором  $R$ . При достатньо великій добротності контуру можна вважати, що при подачі на контур напруги з частотою  $\omega$  у контурі буде протікати струм тієї ж частоти

$$i = I \sin \omega \cdot t. \quad (8.27)$$

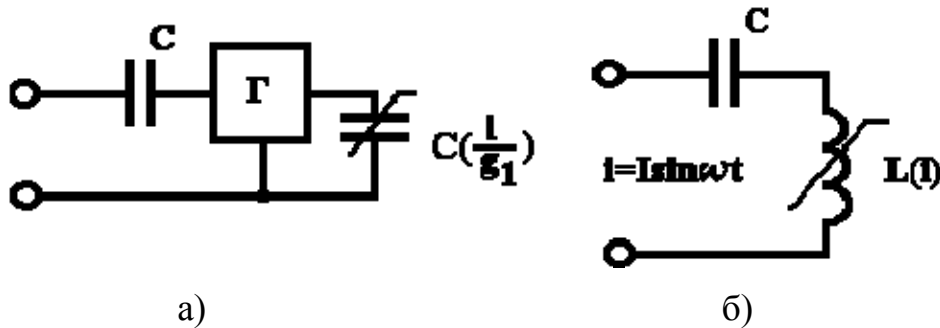


Рис. 8.21. Послідовний резонансний контур на гіраторі (а) і його еквівалентна схема (б)

Залежність ємності  $C_n(U)$   $p$ - $n$  переходу відносно напруги зміщення можна описати рівнянням апроксимації полінома другого степеня

$$C_n(U) = C_o + a_1 U + a_2 U^2, \quad (8.28)$$

де коефіцієнти  $C$ ,  $a_1$  і  $a_2$  – додатні величини.

Аналогічне рівняння з врахуванням (8.26) одержимо і для залежності

$$L(i) = L_o + b_1 i + b_2 i^2, \quad (8.29)$$

де

$$L_o = \frac{C_o}{g_1 g_2}; \quad b_1 = \frac{a_1}{g_1^2 g_2}; \quad b_2 = \frac{a_2}{g_1^3 g_2}.$$

Падіння напруги на нелінійній індуктивності визначається рівнянням

$$U_L = L(i) \frac{di}{dt} = \omega \cdot L(i) I \cos \omega \cdot t. \quad (8.30)$$

Підставляючи (8.27) і (8.29) у (8.30), отримаємо:

$$U_L = \left( L_o + \frac{b_2}{2} I^2 + b_1 I \sin \omega \cdot t - \frac{b_2}{2} I^2 \cos 2\omega \cdot t \right) \omega \cdot I \cos \omega \cdot t. \quad (8.31)$$

Перша гармоніка цієї напруги визначається виразом

$$U_L = \left( L_o + \frac{b_2}{4} I^2 \right) \omega \cdot I \cos \omega \cdot t. \quad (8.32)$$

Це ж значення напруги  $U_{LI}$  можна одержати, включивши замість нелінійної індуктивності середню за першою гармонікою лінійну індуктивність

$$L_{cp} = L_o + \frac{b_2}{4} I^2. \quad (8.33)$$

Резонансна частота контуру з врахуванням (8.33) визначається виразом

$$\omega_{cp} = \frac{1}{\sqrt{L_{cp} C}} = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 + \beta' / 4I^2}}, \quad (8.34)$$

де

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_o C}}; \quad \beta' = b_2 / L_o.$$

Розкладаючи (8.34) у ряд Тейлора й обмежуючись двома першими доданками при  $\beta' / 4I^2 \ll 1$ , отримаємо:

$$\omega_p = \omega_o (1 - \beta' / 8I^2). \quad (8.35)$$

Отже, збільшення амплітуди струму в контурі викликає зменшення резонансної частоти за параболічним законом.

Для визначення характеристик нелінійного контуру використовуємо квазілінійний метод [223], тобто замінімо нелінійну індуктивність її середнім значенням за першою гармонікою (8.33). Складемо для контуру рівняння Кірхгофа в комплексній формі

$$U = I(R + j\omega L_{cp}(I) - j\frac{1}{\omega C}). \quad (8.36)$$

З рівняння (8.36) визначимо значення струму

$$I = \frac{U}{R + j\omega L_{cp}(I) - j\frac{1}{\omega C}}. \quad (8.37)$$

Вважаючи, що добротність  $Q = 1/\omega CR$  постійна, визначимо величину розстройки від резонансної частоти

$$\varepsilon_i = \frac{\omega}{\omega_p^2(I)} - 1 \approx \frac{2\Delta\omega(I)}{\omega_o}, \quad (8.38)$$

де

$$\Delta\omega(I) = \omega - \omega_{cp}(I).$$

Таким чином, рівняння амплітудної і фазової характеристик нелінійного контуру мають вигляд

$$I = \frac{U/R}{\sqrt{1 + Q^2 \varepsilon_i^2}}; \quad (8.39)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = -Q \varepsilon_i. \quad (8.40)$$

При  $\omega = \omega_p(I)$ ,  $\varepsilon_i = 0$  і  $\varphi = 0$  розв'язок рівняння (8.39) має вигляд

$$I_{\max} = \frac{U}{R}. \quad (8.41)$$

При достатньо великих амплітудах  $U$  у деякій області частот виникають гістерезисні явища і стрибки амплітуди струму при плавній зміні частоти.

Межа області нестійкості визначаються співвідношенням [223]

$$\frac{d(I^2)}{d(\omega^2)} = \infty. \quad (8.42)$$

При підстановці (8.34) у (8.39) з врахуванням умови (8.42) можна одержати координати точок амплітудно-частотної характеристики, що мають вертикальні дотичні. Умови нестійкості визначаються зі співвідношення (8.42)

$$I^2 = \frac{\varepsilon \pm 1/2 \sqrt{\varepsilon^2 - 3/Q^2}}{\frac{3}{8}\beta'}, \quad (8.43)$$

де

$$\varepsilon = \frac{\omega^2}{\omega_o^2} - 1.$$

Вертикальна дотична існує при умовах

$$\varepsilon < 0, \quad |\varepsilon| \geq \frac{\sqrt{3}}{Q}. \quad (8.44)$$

Вважаючи, що  $\varepsilon = \sqrt{3}/Q$ , можна отримати значення

$$I_{кр}^2 = \frac{8}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\sqrt{Q\beta'}}. \quad (8.45)$$

Підставляючи (8.45) у (8.39), одержимо значення амплітуди вхідної напруги, при перевищенні якого в контурі виникають гістерезисні явища:

$$U_{кр} = 2,5R \frac{1}{\sqrt{Q\beta'}}. \quad (8.46)$$

На рис. 8.22 наведено сімейство нормованих амплітудно-частотних характеристик нелінійного контуру  $IR/U_{кр} = f(Q\varepsilon)$  (суцільна лінія), параметром якого є величина  $U/U_{кр}$ .

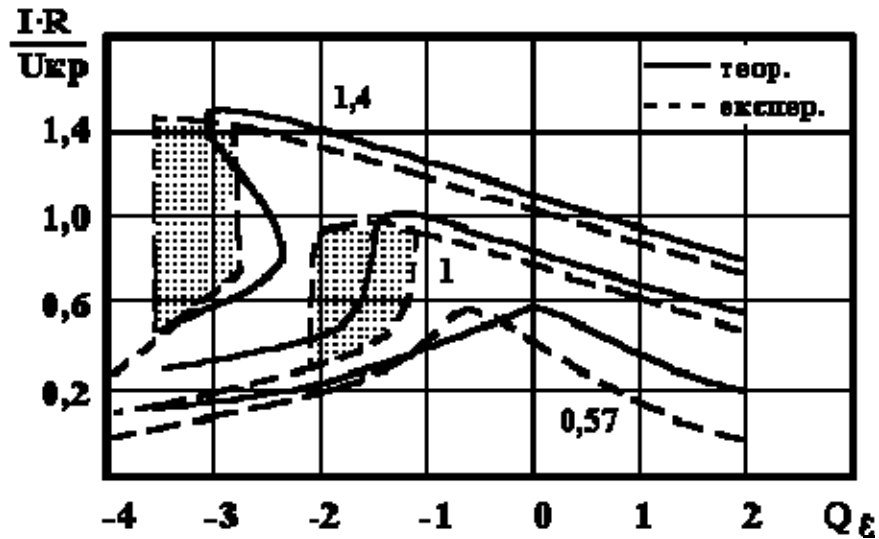


Рис. 8.22. Графіки експериментальних і розрахункових нормованих амплітудно-частотних характеристик нелінійного контуру

У неявній формі амплітудно-частотна характеристика контуру визначається рівнянням

$$2,44 \left( \frac{IR}{U_{кр}} \right)^6 + 3,12 Q\varepsilon \left( \frac{IR}{U_{кр}} \right)^4 + (1 + Q^2 \varepsilon^2) \left( \frac{IR}{U_{кр}} \right)^2 - \left( \frac{U}{U_{кр}} \right)^2 = 0, \quad (8.47)$$

із якого отримано залежність

$$\frac{IR}{U_{кр}} = f(Q\varepsilon).$$

У досліджуваному резонансному контурі нелінійна індуктивність була створена на основі гіратора, схема якого наведена на рис. 8.23. Добуток провідностей гіратора  $g_1 g_2 = 24 \cdot 10^{-10} \text{ [см}^2\text{]}$ .

Як навантаження гіратора використовувалася ємність зворотно-зміщеного  $p$ - $n$  переходу діода Д814В. Постійний зсув на діоді складав біля 1В, що відповідало ємності  $C = 530 \text{ пФ}$ . У цьому випадку для такої схеми значення індуктивності  $L_0 = 187 \text{ мГн}$ , при ємності контуру, що рівна 56 пФ, і частоті резонансу  $f_0 = 45 \text{ кГц}$ .

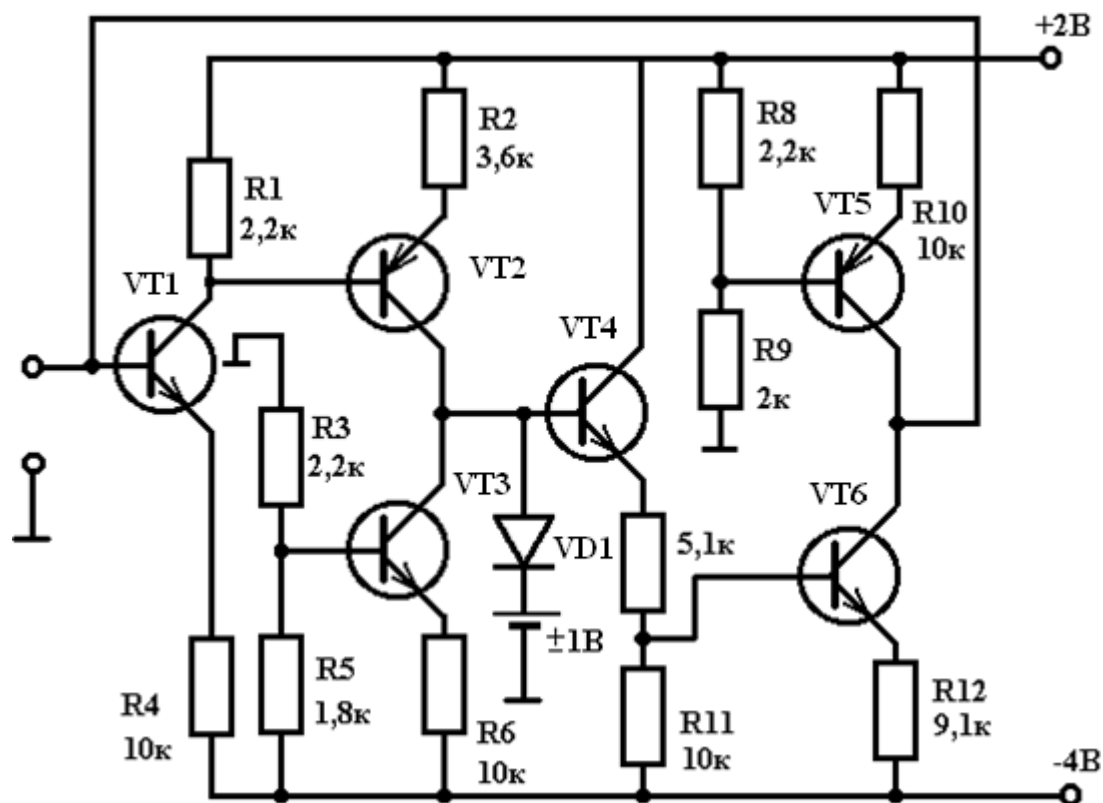


Рис. 8.23. Електрична схема нелінійного контуру на основі гіратора

При зміні рівня вхідного сигналу від 100 до 560 мА спостерігається зміна резонансної частоти контуру від 45 до 36 кГц. Добротність контуру в цьому випадку рівняється 10, що пояснюється низькою добротністю навантажувального діода. При вихідній напрузі понад 400 мА у контурі виникають гістерезисні явища. На рис. 8.22 (пункти-

рна лінія) наведено експериментальні нормовані амплітудно-частотні характеристики контуру. Гістерезісна область цих характеристик відзначені штрихуванням.

### 8.5. Узгоджувальний пристрій на основі гіратора

Узгоджувальні трансформатори широко застосовуються в електронних колах на дискретних компонентах, але не можуть бути виконані у вигляді мікросхем, тому становить інтерес можливість створення узгоджувальних пристроїв на гіраторах.

Еквівалентна схема гіраторного узгоджувального пристрою з урахуванням паразитних ємностей, які шунтують його вхід і вихід, показана на рис. 8.24. Складена для цієї еквівалентної схеми  $a$ -матриця має вигляд

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_g}{R}(PRC + 1) & R_g \\ \frac{R_g^2(PRC + 1)^2 + R^2}{R^2 R_g} & \frac{R_g}{R}(PRC + 1) \end{bmatrix}, \quad (8.48)$$

де  $R_g$  – опір гірації;  $R$  – паразитний опір гіратора;  $C$  – паразитна шунтувальна ємність.

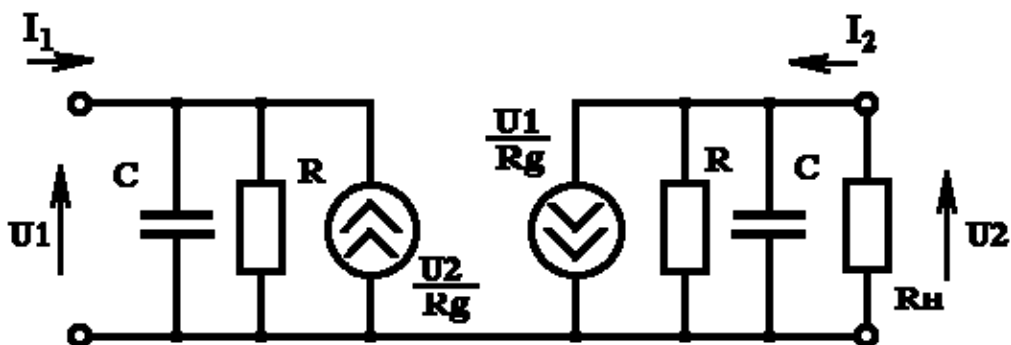


Рис. 8.24. Еквівалентна схема гіраторного узгоджувального пристрою

При підключенні до виходу гіратора опору навантаження  $R_H$  його вхідний опір визначається рівнянням

$$Z_{ex} = \frac{a_{11}R_H + a_{12}}{a_{21}R_H + a_{22}}. \quad (8.49)$$

Коефіцієнт трансформації навантажувального опору до вхідних затискачів визначається рівнянням

$$n = \frac{Z_{ex}}{R_H} = \frac{a_{11} + a_{12}/R_H}{a_{21}R_H + a_{22}}. \quad (8.50)$$

Частотна залежність коефіцієнта трансформації отримана з врахуванням (8.48), (8.50) і має вигляд

$$n(\omega) = n_o \frac{\sqrt{1 + \omega_n^2 \frac{R_H + R \left( \frac{R_H R}{R_g} + 1 \right)}{R_H + R(R/R_H + 2)}}}{\sqrt{1 + \omega_n^2 \frac{2R_H + R \left( 2 - \frac{2R_H^2 - R_g^2}{R_g R_H} \right)}{R_H + R \left( \frac{R_H R}{R_g^2} + 1 \right)}}}, \quad (8.51)$$

де

$$n_o = \frac{\frac{R}{R_H} + 1}{R_H \left( \frac{R^2 + R_g^2}{RR_g} \right) - 1}; \quad (8.52)$$

$$\omega_o^2 = \frac{R^2}{R_H (R_H (R_g^2 + R^2) + RR_g) C^2}; \quad (8.53)$$

$$\omega_n^2 = \frac{\omega^2}{\omega_o^2}.$$

Функція  $n(\omega)$  буде максимально плоскою у випадку рівності коефіцієнтів при  $\omega_n^2$  підкореневих виразів чисельника і знаменника формули (8.51). Частота  $\omega_o$  в цьому випадку відповідає зменшенню модуля коефіцієнта трансформації на 3 дБ. З вимоги рівності коефіцієнтів при  $\omega_n^2$  може бути отримана умова, що накладається на величину навантажувального опору  $R_n$ , необхідного для того, щоб функція  $n(\omega)$  була максимально плоскою:

$$R_{ном} = \frac{f_1 + f_5}{4} + \sqrt{\frac{f_1 + f_5}{16} - \left(f^2 + \frac{f_2 f_5 - f_6}{f_1}\right)^2}, \quad (8.54)$$

де

$$\begin{aligned} f_1 &= -\sqrt{8f_2 + f_5^2 - 4f_1}; \\ f_2 &= \sqrt[3]{-f_3 + \sqrt{f_3^2 + f_4^3}} + \sqrt[3]{-f_3 - \sqrt{f_3^2 + f_4^3}} - \frac{f_5}{2}; \\ f_3 &= \frac{f_7(f_5 f_6 - 4f_8)}{48} + \frac{f_8(4f_7 - f_5^2) - f_6^2}{16} - \frac{f_7^3}{216}; \\ f_4 &= \frac{3(f_5 f_6 - 4f_8) - f_7^2}{36}; \quad f_5 = 2RR_g^2 \frac{3R^2 - 2R_g^2}{R^2(R^2 + 4R_g^2) - R_g^4}; \\ f_6 &= 2R^2 R_g \frac{R^2 - 3R_g^2}{R^2(R^2 + 4R_g^2) - R_g^4}; \quad f_7 = -\frac{4R^3 R_g^4}{R^2(R^2 + 4R_g^2) - R_g^4}; \\ f_8 &= -\frac{R^4 R_g^4}{R^2(R^2 + 4R_g^2) - R_g^4}. \end{aligned}$$

Практична схема гіратора з параметрами  $R_g = 16$  кОм,  $R = 500$  кОм,  $C = 30$  пФ показана на рис. 1.24 п. 1.4. Величина оптимального опору навантаження  $R_{ном}$  для цієї схеми складає 10 кОм, що відповідає величині коефіцієнта трансформації  $n = 2,5$ . Частота, на якій коефіцієнт трансформації зменшується на 3 дБ, дорівнює 340 кГц.

На рис. 8.25 наведено розраховані за формулою (8.51) і експериментальні частотні характеристики коефіцієнта трансформації гіратора для різноманітних величин навантажувального опору. Результати експериментів знаходяться в хорошій відповідності до розрахунків.

Отримані результати дозволяють вважати гіратор перспективним узгоджувальним пристроєм для низькочастотних радіоелектронних кіл.

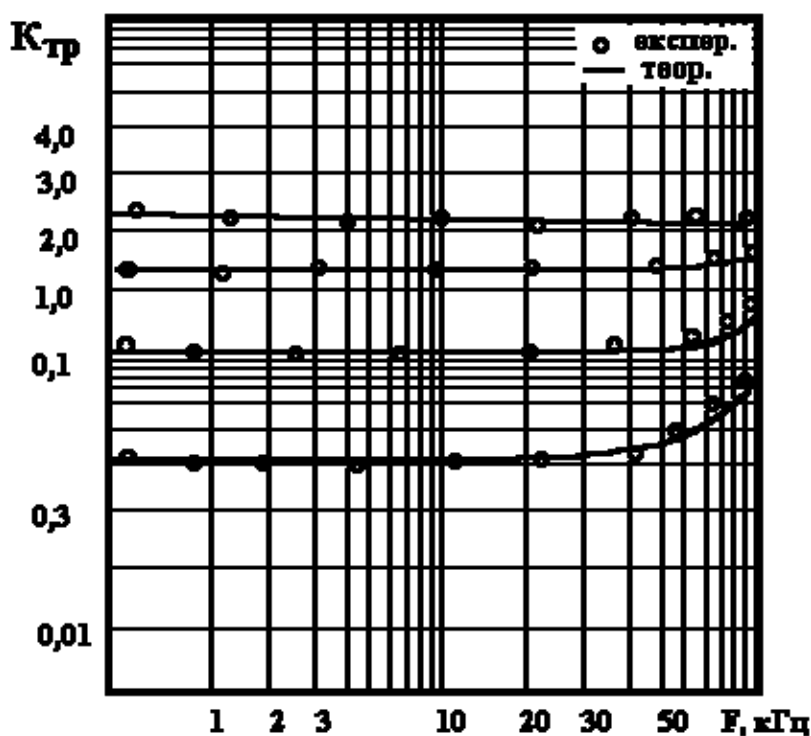


Рис. 8.25. Графіки експериментальних і теоретичних частотних залежностей коефіцієнта трансформації гіратора для різних значень опору навантаження

## 8.6. Транзисторний терморегулятор

При проведенні температурних досліджень селективних пристроїв на основі гіратора була помічена лінійна залежність резонансної частоти контуру від зміни температури від  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+100^{\circ}\text{C}$ . Це явище лягло в основу розробки транзисторного терморегулятора, що можна виконати у вигляді напівпровідникової схеми (рис. 8.26).

На рис. 8.26 наведено електричну схему транзисторного терморегулятора. За змінним струмом пристрій живиться від генератора  $\Gamma$ , що

виробляє напругу визначеної частоти. Спрацьовування схеми при необхідній температурі досягається за допомогою послідовного резонансного контуру з лінійною температурною характеристикою резонансної частоти. Резонансний контур складається з ємності  $C1$  і транзисторного гіратора із навантажувальною ємністю  $C2$ . Гіратор виконаний на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$ ,  $VT3$ , емітерні струми яких визначаються величинами резисторів  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ . Підсилення сигналу, який знімається з входу гіратора, здійснюється каскадом із зв'язаними емітерами на транзисторах  $VT4$ ,  $VT5$ ,  $VT6$  і резисторах  $R4$ – $R7$ . Каскад із загальним колектором на транзисторі  $VT7$  і резисторі  $R8$  узгоджує за змінним струмом вихід каскаду із зв'язаними емітерами з випрямлячем на діодах  $VD1$ – $VD4$  і ємністю  $C4$ . Постійна напруга, яка знімається з випрямляча, призначена для керування електронним ключем, виконаним на транзисторі  $VT8$  і резисторах  $R9$ ,  $R10$ . Реле  $P1$  у колі колектора транзистора  $VT8$  використовується для комутації нагрівача. Ємність  $C3$  призначена для розв'язки за постійним струмом схем підсилення і комутації терморегулятора. Живлення схеми за постійним струмом здійснюється від джерел напруги  $E1$  і  $E2$ .

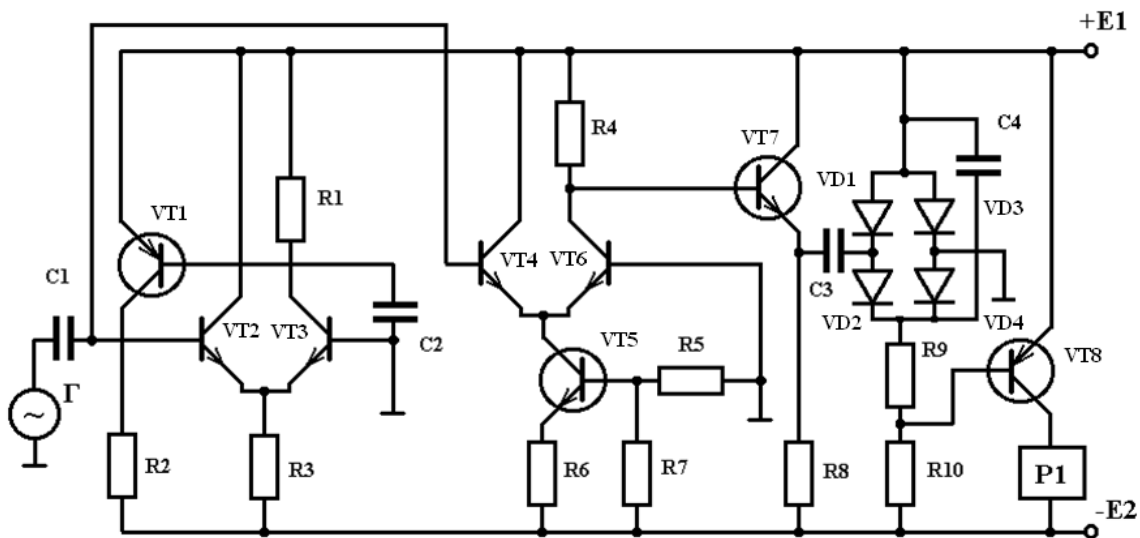


Рис. 8.26. Електрична схема транзисторного терморегулятора

Робота терморегулятора здійснюється таким чином. Резонансна частота контуру обернено пропорційна температурі, тому він настраюється так, щоб резонанс настував при температурі регулювання на визначеній частоті змінного сигналу. Змінна напруга на виході підси-

лювача є випрямленою і в цей момент має максимальну величину. Цією напругою комутується транзисторний ключ. При менших температурах напруга на виході випрямляча є недостатньою для комутації ключа і нагрівач залишається виключеним.

### 8.7. Перетворювач постійної напруги в змінну

Для перетворення постійної напруги в змінну використовуються інвертори, що містять як робочий елемент магнітний трансформатор. Більш складні схеми перетворювачів постійної напруги в змінну містять схеми стабілізації і фільтри для подавлення небажаних гармонік. Інвертор працює як самостійна ланка, яка виробляє знакозмінні імпульси струму. Багато видів апаратури задовільно працюють при живленні змінною напругою прямокутної форми, але в деяких випадках у колі вторинної обмотки трансформатора необхідно ставити фільтр для подавлення небажаних гармонік. Недоліком таких схем є використання великогабаритного магнітного трансформатора, а також фільтра для подавлення небажаних гармонік.

Розглянемо схему перетворювача (рис. 8.27), що дозволяє зменшити габарити пристрою, одержати синусоїдальну форму напруг, підвищити економічність пристрою.

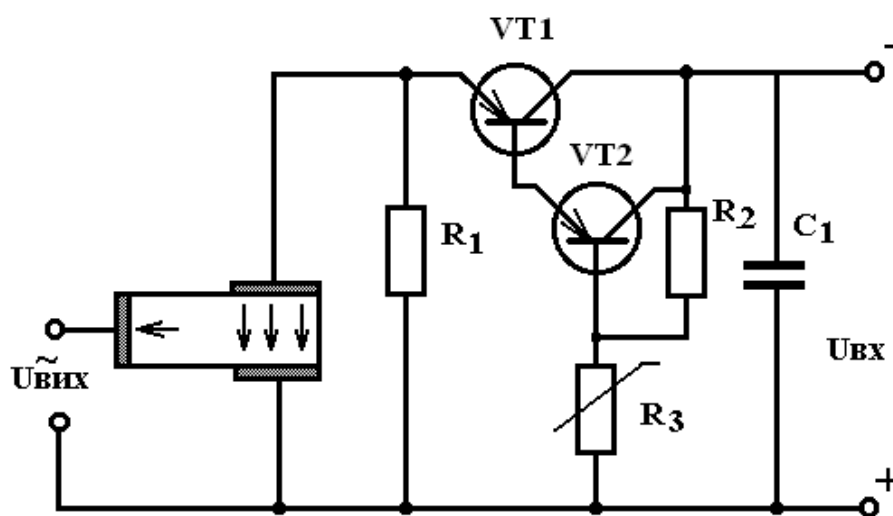


Рис. 8.27. Схема перетворювача постійної напруги в змінну

Схема складається з індуктивного складеного транзистора, виконаного на базі транзисторів VT1 і VT2 і п'єзоелектричного трансформатора. Живлення транзисторів VT1 і VT2 здійснюється від джерела постійної напруги, яка перетворюється в змінну. Вхідний опір складеного транзистора має індуктивний характер. Разом із ємністю секції збудження п'єзоелектричного трансформатора утвориться коливальний контур. Регулюванням опору R2 у коливальному контурі збуджуються коливання синусоїдальної форми. Транзистори VT1, VT2, опір R1 і ємність секції збудження п'єзоелектричного трансформатора являють собою схему автогенератора синусоїдальних коливань. Змінюючи величину струму емітера, який протікає крізь транзистор VT1 і опір у колі бази транзистора VT2, можна керувати частотою й амплітудою коливань автогенератора. Регулюванням струму емітера транзистора VT1 і величиною опору R2 установлюють таку частоту коливань автогенератора, що відповідає резонансній частоті п'єзоелектричного трансформатора. З генераторної секції п'єзотрансформатора знімаються підсилені коливання напруги синусоїдальної форми. Опори R1, R2 і R3 здійснюють живлення транзисторів VT1 і VT2 за постійним струмом. Таким чином, постійна напруга, яка живить транзистори VT1 і VT2, перетворюється в синусоїдальну напругу [224, 225].

На рис. 8.28 наведено графіки залежностей потужності і ККД на виході перетворювача від опору навантаження. Опір у 200 кОм є узгодженим навантаженням і п'єзотрансформатор при такому навантаженні працює в режимі максимальної потужності. Характер зміни кривих визначається властивостями п'єзоелектричного трансформатора. Частота генерації перетворювача залежить від потужності в навантаженні при різних значеннях напруги джерела живлення.

Максимальне відхилення частоти при зміні потужності в навантаженні від 0,1 Вт до 0,32 Вт і напруги живлення від 19 до 21 В складає 0,6 %. Зміна частоти генерації при збільшенні вихідної потужності пояснюється ростом струму.

Коефіцієнт корисної дії перетворювача (див. рис. 8.28), у якому використовувалися транзистори КТ361 і п'єзотрансформатор поперечного типу з кераміки ЦТС-10 у режимі максимальної потужності,

складає 30 %. У відомих пристроях такого типу ККД знаходиться в межах 5...15%. Істотне підвищення ККД цього пристрою здійснюється за рахунок використання індуктивних властивостей складеного транзистора.

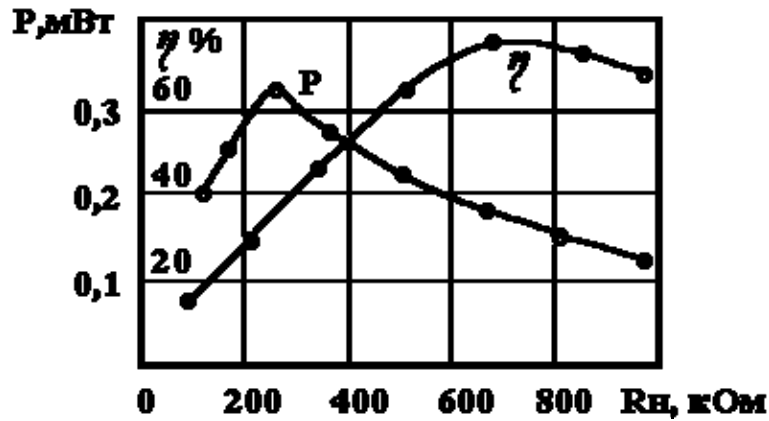


Рис. 8.28. Графіки залежностей вихідної потужності і коефіцієнта корисної дії перетворювача від зміни опору навантаження

На рис. 8.29 подано графіки залежностей частоти генерації і вихідної напруги перетворювача, зібраного на транзисторах КТ361, від зміни струму емітера транзистора VT1. Як видно з графіків, змінюючи струм емітера можна в широких межах керувати вихідною напругою, хоча резонансна частота при цьому зменшується.

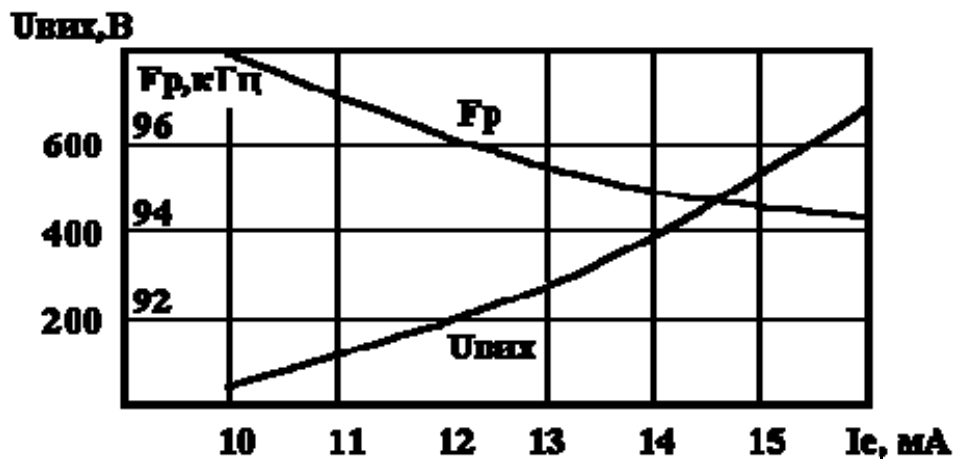


Рис. 8.29. Графіки залежностей вихідної напруги і резонансної частоти перетворювача від зміни струму емітера VT1

Ця схема перетворювача дозволила одержати вихідну напругу 500 В на частоті 95 кГц. Для збільшення вихідної потужності перетво-

рювача в коло емітера транзистора VT1 необхідно включити додаткове джерело постійної напруги. Робочий діапазон частот визначається типом транзисторів і видом коливань у п'єзоелектричному трансформаторі [226].

## 8.8. Гіраторний трансформатор

При мікромініатюризації радіоелектронної апаратури виникла необхідність заміни громіздких магнітних трансформаторів пристроями, технологія виготовлення яких сумісна з технологією виготовлення напівпровідникових інтегральних схем. Одним із методів розв'язання цієї задачі є заміна трансформаторів транзисторними гіраторами. Магнітний трансформатор без втрат розсіювання з кінцевими індуктивностями обмоток  $L_1 = L_2$  і коефіцієнтом взаємодуції  $M = \sqrt{L_1 L_2}$  (рис. 8. 30б) описується  $a$ -матрицею такого вигляду:

$$[a] = \begin{bmatrix} \sqrt{L_1 / L_2} & 0 \\ \frac{1}{j\omega M} & \sqrt{L_1 / L_2} \end{bmatrix}. \quad (8.55)$$

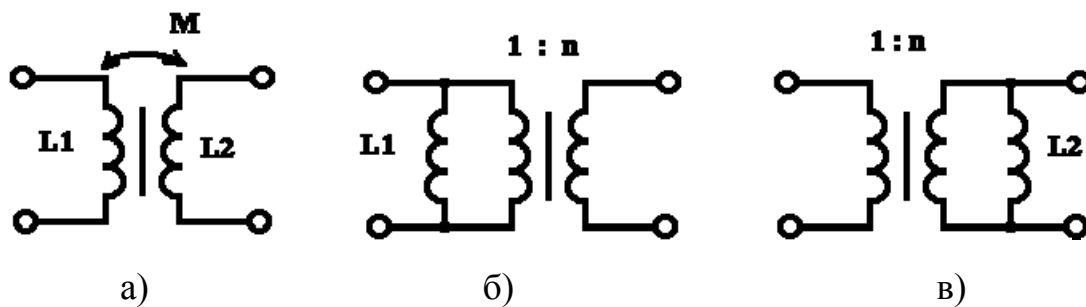


Рис. 8.30. Магнітний трансформатор (а) і його схеми заміщення з ідеальним трансформатором (б) і (в)

Трансформатору, зображеному на рис. 8.30а, відповідають схеми заміщення з ідеальним трансформатором, яка подана на рис. 8.30б і рис. 8.30в. Схемі трансформатора (рис. 8.30б) відповідає матриця

$$[a]_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{n} & 0 \\ \frac{1}{j\omega L_1 n} & n \end{bmatrix}, \quad (8.56)$$

а схемі (рис. 8. 30в) – матриця

$$[a]_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{n} & 0 \\ \frac{n}{j\omega L_1} & n \end{bmatrix}, \quad (8.57)$$

де  $n$  – коефіцієнт трансформації ідеального трансформатора, що дорівнює

$$n = \sqrt{L_1 / L_2}. \quad (8.58)$$

Схемам, наведеним на рис. 8.30, відповідає еквівалентна схема з ідеальними гідраторами, яка подана на рис. 8.31.

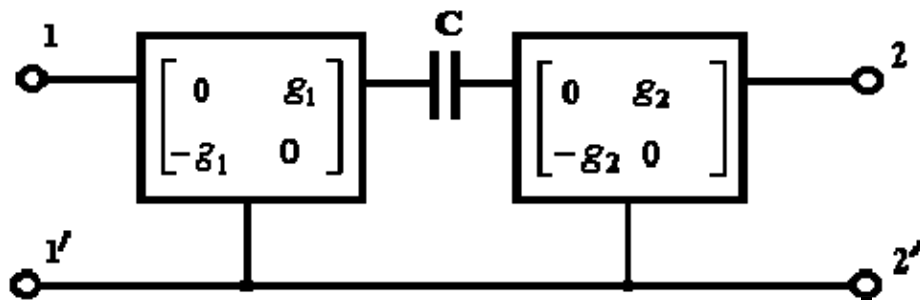


Рис. 8.31. Реалізація трансформатора на основі гіратора

Схема на рис.8.31 має таку  $a$ -матрицю

$$[a] = \begin{bmatrix} \frac{g_2}{g_1} & 0 \\ \frac{g_1 g_2}{j\omega C} & \frac{g_1}{g_2} \end{bmatrix}, \quad (8.59)$$

за умови  $n = g_1 / g_2$ ,  $C = L_2 g_2^2$  або  $C = L_1 g_1^2$ . Еквівалентна схема гіратора з урахуванням паразитних опорів і ємностей подано на рис. 8.32. Вона описується  $a$ -матрицею такого вигляду:

$$[a] = \begin{bmatrix} \frac{R_g}{R_2} (PC_2 R_2 + 1) & R_g \\ \frac{R_g^2 (PC_1 R_1 + 1)(PC_2 R_2) + R_1 R_2}{R_1 R_2 R_g} & \frac{R_g}{R_1} (PC_1 R_1 + 1) \end{bmatrix}. \quad (8.60)$$

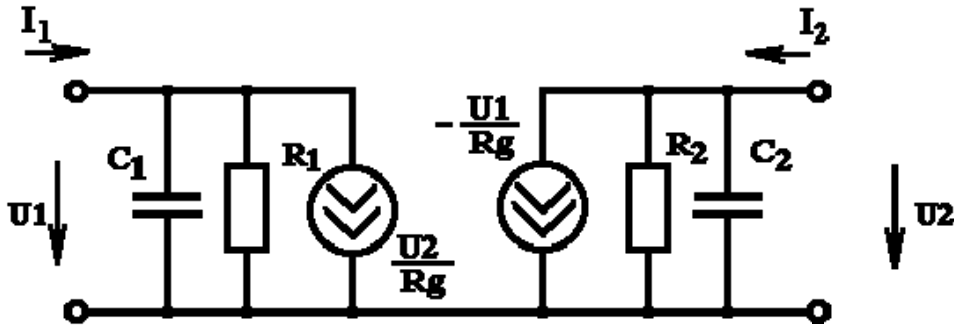


Рис. 8.32. Еквівалентна схема гіратора з врахуванням паразитних опорів і ємностей

Для каскадного з'єднання двох гіраторів при врахуванні, що  $R'_1 = R'_2 = R''_1 = R''_2 = R$  і  $C'_1 = C'_2 = C''_1 = C''_2 = C$ , одержимо такі значення компонентів  $a$ -матриці:

$$\alpha_{11mp} = P^2 (2R_{g1} R_{g2} C^2) + \left( \frac{4R_{g1} R_{g2} C}{R} \right) P + \left( \frac{2R_{g1} R_{g2}}{R^2} + \frac{R_{g1}}{R_{g2}} \right); \quad (8.61)$$

$$\alpha_{12mp} = \frac{R_{g1} R_{g2}}{R} (PCR + 1); \quad (8.62)$$

$$\alpha_{21mp} = \frac{R_{g1} + R_{g2}}{R} (PCR + 1) \left( \frac{R_{g1} R_{g2}}{R^2} (P^2 C^2 R^2 + 2PCR + 1) + 1 \right); \quad (8.63)$$

$$\alpha_{22mp} = \frac{R_{g1}R_{g2}}{R} \left( \frac{R^2}{R_{g1}^2} + 2(PCR + 1)^2 \right). \quad (8.64)$$

Коефіцієнт передачі в режимі холостого ходу визначається величиною

$$n(p) = \frac{1}{\alpha_{11mp}} = \frac{(2R_{g1}R_{g2}C^2)^{-1}}{P^2 + \frac{2}{RC}P + \frac{2R_{g2}^2 + R^2}{2R_{g2}^2R^2C^2}}. \quad (8.65)$$

Для низьких частот, за умови  $C = 0$ , вираз (8.65) перетвориться до виду

$$n(0) = \frac{R_{g2}}{R} \cdot \frac{1}{2\frac{R_{g2}^2}{R^2} + 1}. \quad (8.66)$$

Визначимо умови, що накладаються на величини паразитних опорів і ємностей. Це можна зробити на підставі апроксимації максимально плоскою функцією частотної характеристики коефіцієнта трансформації. Відомо, що функція [227]

$$G(p) = \frac{K}{p^2 + ap + b} \quad (8.67)$$

є максимально плоскою, якщо поліном знаменника являє собою поліном Батерворта, тобто виконується умова

$$a^2 = 2b, \quad (8.68)$$

а частота, при якій модуль  $G(p)$  змінюється на 3 дБ, визначається виразом

$$\omega_o = \sqrt{b}. \quad (8.69)$$

Таким чином, функція (8.65) є максимально плоскою за умови

$$R = \sqrt{2}R_{g2}. \quad (8.70)$$

Для низьких частот у цьому випадку коефіцієнт трансформації визначається виразом

$$n = \frac{R_{g2}}{2R_{g1}}. \quad (8.71)$$

Допустиме значення паразитної ємності визначається, виходячи з вимог до частоти  $\omega_o$ .

Теоретична й експериментальна залежності коефіцієнта трансформації від частоти подані на рис. 8.33. Як видно з графіка, спостерігається їхній хороший збіг. Зміна коефіцієнта трансформації складає 25 % при зміні частоти від нуля до 100 кГц. Теоретична залежність розрахована відповідно до формули (8.65).

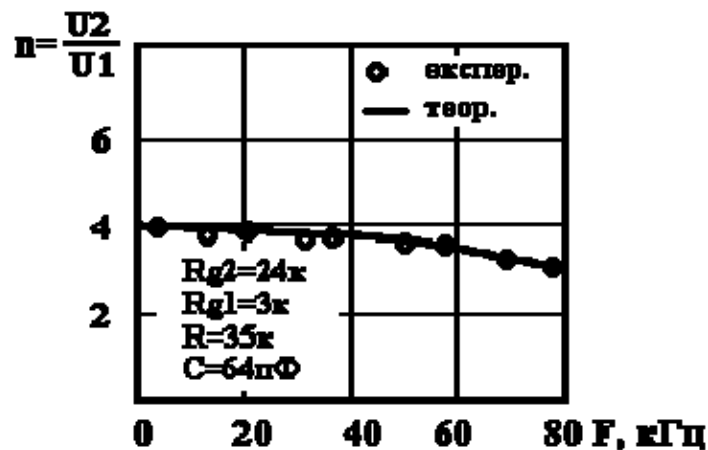


Рис. 8.33. Графіки експериментальної і теоретичної залежностей коефіцієнта трансформації від частоти

### 8.9. Пристрій для вимірювання параметрів реактивних елементів з низькою добротністю в діапазоні НВЧ

Одним із застосувань реактивних елементів з від'ємним опором на основі НВЧ-транзисторів є створення вимірювача тангенса кута діелектричних втрат ( $tg\delta$ ). Принцип роботи таких вимірювачів заснований

на резонансному методі, при якому  $\operatorname{tg} \delta$  визначається як величина обернена добротності. Недоліком цього методу є неможливість спостереження резонансної характеристики при низьких значеннях добротності ( $Q < 1$ ). Цей недолік можна усунути шляхом використання вхідного повного опору НВЧ-транзистора, включеного за схемою зі спільним колектором із ємнісним навантаженням на виході. Вхідний опір такої схеми в широкому діапазоні частот є ємнісним із від'ємною активною провідністю, що дозволяє компенсувати втрати в контурі, що містить вимірювальну ємність, і підвищити його добротність [228].

Вимірювальний пристрій являє собою відрізок НВЧ-тракту з включеним у нього паралельним коливальним контуром (рис. 8.34), утвореним резонансною індуктивністю  $L1$ , вимірювальним конденсатором  $C1$  і транзистором  $VT1$  із ємнісним навантаженням  $C3$ . Розподіл високочастотних кіл і кіл постійного струму забезпечується розділовою ємністю  $C2$ , дроселями  $Др1$ ,  $Др2$  і закорочуючими ємностями  $C4$ ,  $C5$ . Живлення транзистора за постійним струмом здійснюється за допомогою подільника напруги на опорах  $R1$ ,  $R2$ .

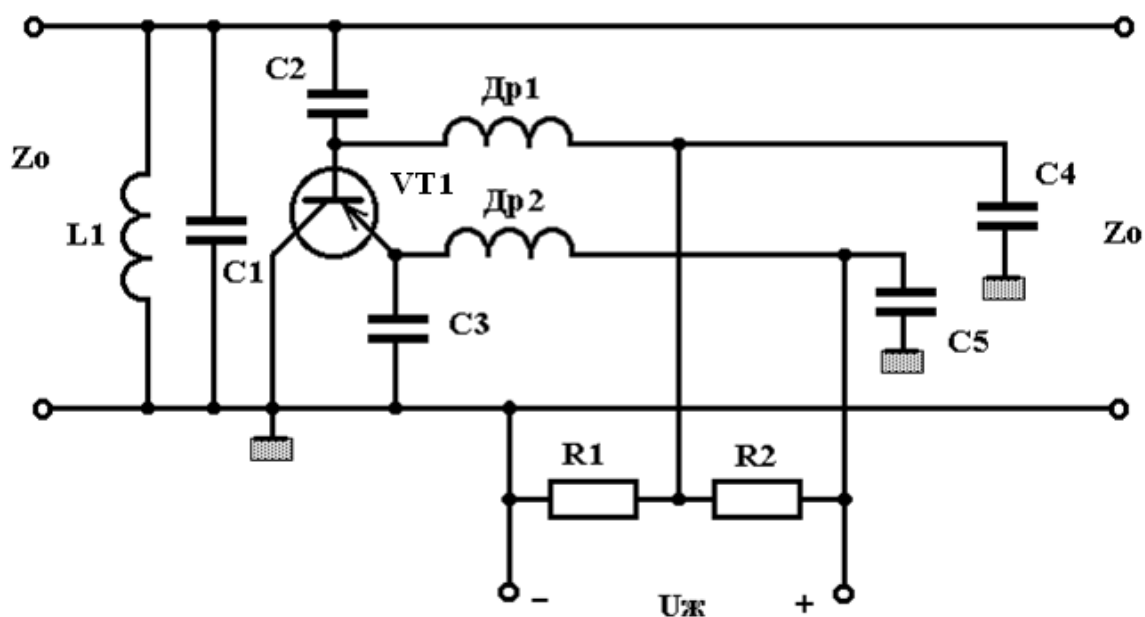


Рис. 8.34. Електрична схема вимірювача тангенса кута діелектричних втрат

Вимірювач працює таким чином. Активна  $G_T$  і реактивна  $B_T$  складові вхідної провідності транзистора  $VT1$  визначаються режимом

живлення, величиною ємності  $C_3$  і при відомих  $L_1$  і  $C_1$  на резонансній частоті можуть бути розраховані за допомогою рівнянь

$$B_T = \frac{1 - \omega_o^2 L_1 C_1}{\omega_o L_1};$$

$$G_T = 2Y_o(10^{\frac{L_3}{20}} - 1),$$

де  $Y_o$  – характеристична провідність НВЧ-тракту;  $L_3$  – загасання, внесене в НВЧ-тракт контуром.

При внесенні в міжелектродну ємність конденсатора  $C_1$  речовини,  $\text{tg} \delta$  якої необхідно визначити, відбувається зміна резонансної частоти  $\omega_o$  і величини загасання  $L_3$ . Загасання на резонансній частоті визначається рівнянням

$$L_3 = 20 \lg \frac{1}{2} \left[ 2 - \frac{G_T}{Y_o} + \text{tg} \varphi \frac{1}{Y_o} \left( \frac{1}{\omega L_1} - B_T \right) \right].$$

Вимірювання резонансної частоти контуру  $\omega_o$  і загасання  $L_3$ , внесеного до НВЧ-тракту, дозволяють визначити  $\text{tg} \delta$  речовини (при  $\text{tg} \delta > 1$ ), яка заповнює міжелектродний простір.

## 8.10. Висновки до розділу

Розроблено і досліджено частотно-селективні пристрої (конттури, фільтри, резонансні підсилювачі, генератори) і низку інших (терморегулятор, перетворювач напруги, трансформатори), що працюють на основі транзисторних гіраторів для діапазону частот від тисяч герц до десятків мегагерц. Запропоновано методи інженерного розрахунку параметрів розроблених пристроїв.

Отримані в розділі результати дозволяють вважати гіратор перспективним узгоджувальним пристроєм для низькочастотних радіовимірювальних приладів.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Гаряинов С. А. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением / С. А. Гаряинов, И. Д. Абезгауз. – М. : Энергия, 1970. – 319 с.
2. Гаряинов С. А. Физические модели полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением / С. А. Гаряинов, Ю. С. Тиходеев. – М. : Радио и связь, 1997. – 276 с.
3. Биберман Л. И. Широкодиапазонные генераторы на негatronах / Л. И. Биберман. – М. : Радио и связь, 1982. – 88 с.
4. Биберман Л. И. Электронная настройка (диапазонные генераторы и усилители синусоидальных колебаний) / Л. И. Биберман. – М. : Знание, 1980. – 64 с.
5. Арефьев А. А. Радиотехнические устройства на транзисторных эквивалентах р-п-р-п-структуры / А. А. Арефьев, Е. Н. Басканов, Л. Н. Степанова. – М. : Радио и связь, 1982. – 104 с.
6. Арефьев А. А. Эквиваленты приборов с отрицательным дифференциальным сопротивлением / А. А. Арефьев, А. Н. Серьёзов, Л. Н. Степанова. – М. : Знание, 1987. – 64 с.
7. Полупроводниковые аналоги реактивностей / [А. Н. Серьёзов, Л. Н. Степанова, О. Н. Негоденко, В. П. Путилин]. – М. : Знание, 1990. – 64 с.
8. Негоденко О. Н. Генераторы с электромеханическими преобразователями на транзисторных аналогах негatronов / О. Н. Негоденко, В. А. Воронин, Д. В. Заруба // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. – № 2. – С. 5–8.
9. Схемотехника, моделирование и применение транзисторных устройств с отрицательным сопротивлением / [О. Н. Негоденко, К. Е. Румянцев, Л. А. Зинченко, С. И. Липко]. – Таганрог : Изд-во ТРТУ, 2002. – 214 с.
10. Ауэн А. Ф. Полупроводниковые системы с лямбда-характеристикой / А. Ф. Ауэн, А. В. Тараха. – М. : Знание, 1979. – 64 с.
11. Ауэн Л. Ф. Проектирование дискретных устройств автоматики / Л. Ф. Ауэн. – Л. : Энергия. Ленингр. отд-ние, 1980. – 88 с.
12. Генераторы гармонических колебаний на туннельных диодах. Под общ. ред. В. С. Андреева. – М. : Энергия, 1972. – 213 с.

13. Андреев В. С. Теория нелинейных электрических цепей : Учебное пособие для вузов / В. С. Андреев. – М. : Радио и связь, 1982. – 280 с.
14. Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниках / В. С. Осадчук. – К. : Вища школа, 1987. – 155 с.
15. Осадчук А. В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением / А. В. Осадчук. – Винница : Континент, 1998. – 130 с.
16. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором : монографія / О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000. – 303 с.
17. Осадчук В. С. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999. – 275 с.
18. Осадчук В. С. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі. Монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, В. Г. Вербицький. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2001. – 195 с.
19. Осадчук В. С. Сенсори вологості : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2003. – 208 с.
20. Осадчук В. С. Сенсори тиску і магнітного поля / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 207 с.
21. Осадчук В. С. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором : навчальний посібник / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 162 с.
22. Осадчук В. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Н. С. Кравчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 163 с.
23. Осадчук В. С. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2009. – 183 с.
24. Филинюк Н. А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах / Н. А. Филинюк. – М. : Радио и связь, 1987. – 112 с.

25. Негатроника / [А. Н. Серьёзов, Л. Н. Степанова, Н. А. Филинук и др.]. – Новосибирск : Наука. Сибирская издательская фирма РАН, 1995. – 315 с.
26. Філінюк М. А. Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно-нестійких узагальнених перетворювачів імітансу / М. А. Філінюк – Вінниця : ВДТУ, 1998. – 238 с.
27. Філінюк М. А. Основи негатроніки. Том І. Теоретичні і фізичні основи негатроніки : монографія / М. А. Філінюк. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 456 с.
28. Філінюк М. А. Основи негатроніки. Том ІІ. Прикладні аспекти негатроніки : монографія / М. А. Філінюк. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 306 с.
29. Філінюк М. А. Елементи та пристрої автоматики на основі нелінійних властивостей динамічних негатронів : монографія / М. А. Філінюк, О. В. Войцеховська. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2008. – 189 с.
30. Бенинг Ф. Отрицательное сопротивление в электронных схемах / Ф. Бенинг. – М. : Сов. радио, 1975. – 288 с.
31. Dutta Roy S. C. The inductive transistor / Roy S. C. Dutta // IEEE Trans. Circuit Theory (Correspondence), Vol. CT-10, March, 1963. – P. 113–115.
32. Dutta Roy S. C. A novel high Q inductance and tuned oscillator for Microminiature circuits / Roy S. C. Dutta // Precceedings of the IEEE. – 1964. – Vol. 52, February. – P. 215–214.
33. Saito T. A high Q temperature insensitive inductive transistor circuit / T. Saito et all // Solid-State Electronics. – 1968. – № 11. – P. 553.
34. Adams D. K. The transistor a microwave filter element / D. K. Adams, R. Y. Ho // presented at the G-MTT Internatl. Microwave Symp. Detroit, Mich. – 1968. – May. – P. 325–332.
35. Adams D. K. Application of inverted common-collector transistor circuits to microwave filtering, frequency multiplexing, and impedance matcing / Adams D. K., Ho R. Y. // G-MMT Internal Microwave Symp. Dallas, Tex. – 1969. – May. – P. 345.
36. Josephs H. C. Geoege and Billete Soil-State inductors / Josephs H. C. // Solid-State Electronics, 8–10 October, 1965. – 775 p.
37. Lindmayer I. The inductive effect in transistors / Lindmayer I., North W. // Solid-State Electronics. – 1965. – Vol. 8. – 409 p.

38. Fulimyra J. Reactance transistor / Fulimyra J. // Precceedings IRE. – 1969. – Vol. 14, N5. – P. 118.
39. Кичак В. М. Радіоімпульсні логічні НВЧ елементи / Кичак В. М. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999. – 240 с.
40. Кичак В. М. Синтез частотно-імпульсних елементів цифрової техніки. [Монографія] / В. М. Кичак. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 266с.
41. Кичак В. М. Радіочастотні та широтно-імпульсні елементи цифрової техніки. Монографія / В. М. Кичак, О. О. Семенова. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2008. – 162 с.
42. Кичак В. М. Методи компенсації динамічних похибок вимірювальних каналів. Монографія / В. М. Кичак, В. Д. Рудик, С. Ф. Гончар. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2009. – 128 с.
43. Метрология и радиозмерения : Учеб. Пособие для вузов / [В. И. Нефедов, А. С. Сигов, В. К. Битюков, В. И. Хахин]. – М. : Высш. шк., 2006. – 526 с.
44. Чернушеко А. М. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн / А. М. Чернушеко, А. В. Майборода. – М. : Радио и связь, 1986. – 336 с.
45. Анисимов Л. А. Приоритетные направления разработки панорамных измерительных приемников СВЧ и КВЧ-диапазонов для контроля электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Л. А. Анисимов // Радиоизмерения и электроника, 2007. – № 13. – С. 28–36.
46. Справочник по радиоизмерительным приборам / [Ю. С. Гаврилов, А.С. Еременко, Л.Ю. Зубилечев и др.]. – М. : Энергия, 1976. – 624 с.
47. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная базы / [А. М. Кудрявцев, А. Е. Львов, И. Г. Мальтер и др.] – М. : Радиотехника, 2006. – 534 с.
48. Николаєнко М. Н. Самоучитель по радиоелектронике / М. Н. Николаєнко. – М. : НТ Пресс, 2006. – 224 с.
49. Грабовски Б. Краткий справочник по электронике / Б. Грабовски; Пер. с фр. Хаванов А. В. – 2-е изд., испр. – М. : ДМК Пресс, 2004. – 416 с.
50. Валитов Р. А. Радиотехнические измерения. Методы и техника измерения в диапазоне от длинных до оптических волн /

- Р. А. Валитов, В. Н. Сретенский. – М. : Советское радио, 1970. – 712 с.
51. Основы метрології та вимірювальної техніки / [М. Дорожовець, В. Мотало, Б. Стадник, та ін.] (в двох томах). – Львів : 2005. – 656 с.
  52. Булыбенко В. Ю. Вариконды в электронных импульсных схемах / Под. ред. В. Ю. Булыбенко. – М. : Сов. Радио, 1971. – 272 с.
  53. Берман Л. С. Нелинейная полупроводниковая емкость / Л. С. Берман. – М. : Физматиздат, 1963. – 135 с.
  54. Лабутин В. К. Частотно-избирательные цепи с электронной настройкой / В. К. Лабутин – М.-Л. : Энергия, 1966. – 198 с.
  55. Осадчук В. С. Напівпровідникові діоди / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : ВДТУ, 2002. – 162 с.
  56. Даналин В. Н. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ / В. Н. Даналин, А. И. Кушниреко, Г. В. Петров – М. : Радио и связь, 1985. – 192 с.
  57. Берман Л. С. Введение в физику варикапов / Л. С. Берман – Л. : Наука, 1968. – 254 с.
  58. Красноголовый Б. Н. Варакторные умножители частоты / Б. Н. Красноголовый, Л. Г. Плавский – Мн. : БГУ, 1979. – 288 с.
  59. Иоффе В. Управляемые ёмкости (особенности создания) / В. Иоффе // Электроника : Наука, Технология, Бизнес. – 2001. – № 5. – С. 60–63.
  60. Рожков В. А. Кремниевые металл-диэлектрик-полупроводник варикапы с диэлектриком из оксида иттербия / В. А. Рожков, А. Ю. Трусова // Письма в ЖТФ. – 1997. – № 12, том 23. – С. 50–55.
  61. Рожков В. А. Электрофизические свойства структур металл-оксид эрбия-кремний / В. А. Рожков, М. А. Родионов // Вестник СамГУ Естественнонаучная серия. – 2004. – № 2. – С. 94–99.
  62. Петров К. С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника : Учебное пособие / К. С. Петров. – СПб.: Питер, 2003. – 512 с.
  63. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники / И. П. Степаненко. – М. : Лаборатория базових знаній, 2003. – 488 с.
  64. Електроніка і мікросхемотехніка : Підручник у 4т. Т. 1. Аналогові та імпульсні пристрої / [В. І. Сенько, М. В. Панащенко, Є. В. Сенько та ін.] – Харків: Фоліо, 2002. – 510 с.

65. Горячова Г. А. Конденсаторы / Г. А. Горячова, Е. Р. Добромыслов. – М. : Радио и связь, 1984. – 90 с.
66. Линн Д. Анализ и расчет интегральных схем. Часть 1 / Д. Линн, И. Майер, Д. Гамильтон. – М. : Мир, 1969. – 368 с.
67. Трутко А. Ф. Методы расчета транзисторов / А. Ф. Трутко. – М. : Энергия, 1971. – 270 с.
68. Спиридонов Н. С. Основы теории транзисторов / Н. С. Спиридонов. – М. : Техника, 1969. – 299 с.
69. Пауль Р. Транзисторы. Физические основы и свойства / Р. Пауль. – М. : Сов. радио, 1973. – 312 с.
70. Хьюлсман Л. П. Активные фильтры / Л. П. Хьюлсман. – М. : Мир, 1972. – 485 с.
71. Patranabis D. A single transistor realization of bilinear RL impedance / D Patranabis. // Proc. IEEE, Vol. 60. – 1972. – P. 1012–1014.
72. Telegen B. D. H. The gyrator, a new network element / B. D. H. Telegen. // Philips. Res. Rev. – Vol. 3. – 1948. – P. 81–101.
73. Петров Б. Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах / Б. Е. Петров, В. А. Романюк. – М. : Выш. школа, 1989. – 232 с.
74. Харкевич А. А. Основы радиотехники / А. А. Харкевич. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 512 с.
75. Жаботинский М. Е. Основы теории и техники умножения частоты / М. Е. Жаботинский, Ю. Л. Свердлов. – М. : Совеское радио, 1964. – 328 с.
76. Буревич А. Н. Умножители частоты / А. Н. Буревич. – М. : Советское радио, 1970. – 248 с.
77. Дворниченко В. П. Преобразователь-умножитель частоты на основе управляемого лавинного пробоя / В. П. Дворниченко, А. Е. Колошинский, В. Е. Чайка // Радиоэлектроника. – 2000. – № 9 – С. 62–66.
78. Касаткин Л. В. Радиоимпульсное преобразование частоты на лавинно-пролетных диодах / Л. В. Касаткин, В. В. Новожилов // Радиоэлектроника. – 2002. – № 1. – С. 39–46.
79. А. с. 306544 СССР, МПК Н 03 В 19/00. Умножитель частоты квазигармонических колебаний / В. П. Сыромятников, Г. В. Симонова (СССР). – № 1147277/26-9; заявл. 12.04.67; опубл. 11.06.71, Бюл. № 19.

80. Артюшенко С. Многофазные умножители частоты / С. Артюшенко // Схемотехника. – 2006. – № 8. – С. 56–57.
81. Лимаренко П. В. Умножитель частоты несущего колебания фазоманипулированного сигнала / П. В. Лимаренко, А. Н. Зеленин // Радиотехника. – 2007. – Вып. 148. – С. 224–227.
82. Генераторы высоких и сверхвысоких частот : Учеб. Пособие / [О. В. Алексеев, А. А. Головков, Л. В. Митрофанов и др.]. – М. : Высш. шк., 2003. – 326 с.
83. Меерсон А. М. Радиоизмерительная техника / А. М. Меерсон. – Л. : Энергия, 1978. – 408 с.
84. Яковлев В. Н. Импульсные генераторы на транзисторах / В. Н. Яковлев. – Киев : Техніка, 1968. – 443 с.
85. Електроніка і мікросхемотехніка : Підручник у 4 т. – Т.2. Аналогові та імпульсні пристрої / [В. І. Сенько, М. В. Панасенко, Є. В. Сенько та ін.]. – Харків : Фоліо, 2002. – 510 с.
86. Основы теории колебаний / [В. В. Мигулин, В. И. Медведев, Е. Р. Мустель, В. Н. Парыгин]. – М. : Наука, 1978. – 392 с.
87. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники / Е. И. Манаев. – М. : Радио и связь, 1990. – 512 с.
88. Філінюк М. А. Теоретичні основи негатроніки / М. А. Філінюк. – Вінниця : ВДТУ, 2002. – 105 с.
89. Микроэлектронные преобразователи неэлектрических величин / [О. А. Агаев, В. М. Мамиконова, В. В. Петров и др.]. – Учебное пособие. – Таганрог : Изд-во ТРТУ, 2000. – 153 с.
90. Викулин И. М. Физика полупроводниковых приборов / И. М. Викулин, В. И. Стафеев. – М. : Радио и связь, 1990. – 264 с.
91. Дослідження електрично керованого НВЧ генератора на основі транзисторної структури з від'ємним опором / [В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль] // Датчики, прилади та системи – 2008 : міжнародна науково-технічна конференція, 10-12 вересня 2008 р. : матеріали конф. – Черкаси–Гурзуф, 2008. – С. 42–43.
92. Пат. 34249 Україна, по класу Н 03 В 7/00. Напівпровідниковий генератор електричних коливань / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ковальчук О. М., Семеренко М. М. (Україна). – №99063411; Заявлено 18.06.99; Опубл. 15.02.01, Бюл. №1. – 2 с.

93. Пат. 40298 Україна, по класу Н 03 В 7/00. Генератор електричних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук (Україна). – №2000116705; Заявлено 27.11.00; Опубл. 16.07.01, Бюл. №6. – 3 с.
94. Николаев И. М. Микроэлектронные устройства и основы их проектирования / И. М. Николаев, Н. А. Филинук. – М. : Энергия, 1979. – 335 с.
95. Масленников В. В. Активные звенья второго порядка на фазовращателях, выполненных на биполярных и МДП-транзисторах / В. В. Масленников, Аунг Мин // Научная сессия МИФИ-2005. Том 1. – С. 271–273.
96. 60 ГГц фазовращатель на основе (Ba, Sr) TiO сегнетоэлектрической пленки / [А. Б. Козырев, А. В. Иванов, О. И. Солдатенко и др.] // Письма в ЖТФ, 2001, том 27. Вып. 24. – С. 16–21.
97. Некрасов М. М. Зависимость выходного сопротивления индуктивного СВЧ транзистора от сопротивления базы / М. М. Некрасов, В. С. Осадчук, Н. А. Филинук // Полупроводниковая техника и микроэлектроника – К. : Наукова думка, 1975. – Вып. 20. – С. 11–13.
98. Осадчук В. С. Исследование входного импеданса транзистора с индуктивностью в цепи базы / В. С. Осадчук, Н. А. Филинук // Радиотехника, 1974. – Т. 29, № 3. – С. 95–96.
99. Archer L. A. Use of transistor-simulate inductance as an integrate element in broad band amplifiers / Archer L. A., Cobbons I. F., Pur-naiya G. M. – IEEE Journal of Solid-state Circuits, 1968, March – V.sl-3, N1. – P. 12–21.
100. А. с. 309420 СССР, МПК Н 01 Р 1/18. Электронноуправляемый фазовращатель / В. С. Осадчук, Н. А. Филинук (СССР). – № 1381550/26-9; заявл. 02.12.69; опубл. 09.07.71, Бюл. № 22.
101. Касимов Ф. Д. Физико-технические особенности проектирования кремниевых микроэлектронных преобразователей на основе негатронов / Ф. Д. Касимов, Ф. Г. Агав, Н. А. Филинук. – Баку, 1999. – 234 с.
102. А. с. 1277253 СССР, МПК Н 01 Р 1/18. Фазовращатель / В. С. Осадчук, С. И. Одобецкий (СССР). – № 3745794/24-09; заявл. 29.05.84; опубл. 15.12.86, Бюл. № 46.

103. А. с. 476627 СССР, МПК Н 01 Р 1/18. СВЧ Фазовращатель / В. С. Осадчук, Н. А. Филинчук (СССР). – № 1892408/26-9; заявл. 02.03.73; опубл. 05.07.75, Бюл. № 25.
104. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры / Г. Лэм – М. : Мир, 1982. – 595 с.
105. Наундорф У. Аналоговая электроника. Основы, расчет, моделирование / У. Наундорф. – М. : Техносфера, 2008. – 472 с.
106. Ленк Дж. Д. Справочник по проектированию электронных схем / Пер. с англ В. И. Зубкова, В. П. Сигорского. Под ред. Сигорского В. П. – К. : Техника, 1979. – 208 с.
107. Филинчук Н. А. Активные УКВ фильтры / Н. А. Филинчук – М. : Радио и связь, 1984. – 56 с.
108. Chen Wai-Kai. The circuits and filters handbook / Wai-Kai Chen et al. // IEEE Press, 1995. – P. 102.
109. Dostal T. Functional blocks and biquadratic ARC filters using transimpedance amplifiers / T. Dostal, R. Prokop, R. Sarman // Radioengineering. – Vol 6. – № 6. – 1997. – P. 9–15.
110. Dostal T. ARC biquads using current conveyors / T. Dostal, A. I. Rubin, Sallen-Key // Sbornik mezinarodni vedecke conference Radioelektronika 97, FEI SUT UREL, Bratislava. – 1997. – P. 17–20.
111. Рыбин А. И. Фильтры с транскондуктивными усилителями / А. И. Рыбин, Т. Достал // Радиоэлектроника. – 1999. – № 3. – С. 42–45.
112. Хейлейн В. Е. Активные фильтры для интегральных схем. Основные методы проектирования / В. Е. Хейлейн, В. Х. Холмс. – М. : Связь, 1980. – 656 с.
113. Ebers J. J. Large-signal behavior of junction transistors / J. J. Ebers, J. L. Moll - Proc. IRE, vol.42, N 12, 1954. P. 1761–1772.
114. Осадчук О. В. Транзисторний еквівалент керуваної ємності / О. В. Осадчук, К. О. Коваль // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування : міжнародна науково-технічна конференція, 31 травня – 02 червня 2007 р. : матеріали конф. – Вінниця, 2007. – С. 136–137.
115. Амелина М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. / М. А. Амелина, С. А. Амелин. – М. : Горячая линия-Телеком, 2007. – 464 с.

116. Мышкис А. Д. Элементы теории математических моделей / А. Д. Мышкис // Изд. 3-е, исправленное. – М. : КомКнига, 2007. – 192 с.
117. Коваль К. О. Імітаційне моделювання активного елементу радіовимірювальних приладів на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором / К. О. Коваль // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування : міжнародна науково-технічна конференція, 08-10 жовтня 2009 р. : матеріали конф. – Вінниця, 2009. – Ч 2. – С. 69.
118. Koval K. O. Active component of radiomeasuring devices on bipolar transistor structure with negative resistance / K. O. Koval // Scientific works of Vinnytsia National Technical University. Electronic scientific specialized edition – 2010. – №1. – [http://nbuv.gov.ua/e-journals/vntu/2010\\_1/2010-1\\_en.files/en/10kokwnr\\_en.pdf](http://nbuv.gov.ua/e-journals/vntu/2010_1/2010-1_en.files/en/10kokwnr_en.pdf).
119. Хауэса М. Полупроводниковые приборы в схемах СВЧ / М. Хауэса, Д. Моргана. – М. : Мир, 1979. – 386 с.
120. Киреев П. С. Физика полупроводников / П. С. Киреев. – М. : Высшая школа, 1975. – 583 с.
121. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Кн. 1. Пер. с англ. 2-е перераб. и доп. изд. / С. Зи. – М. : Мир, 1984. – 456 с.
122. Патент 41665 Україна, МКИ Н 03 С 7/00. Мікроелектронний генератор електричних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук (Україна). – №2001010067; Заявлено 03.01.01; Опубл. 17.09.01, Бюл. №8. – 5 с.
123. Mathematical model of transistor equivalent of electrical controlled capacity / [O. Osadchuk, K. Koval, A. Semenov, M. Prutyla] // Modern problems of Radio engineering, telecommunications and computer science: Proceedings of the international conference, 19–23 february 2008. – Lviv-Slavsko, 2008. – P. 35–36.
124. Хохлов А. В. Полупроводниковые усилители и автогенераторы / А. В. Хохлов. – Саратов : Изд-во Саратов. Ун-та, 1979. – 355 с.
125. Осадчук О. В. Електрично керована еквівалентна ємність на основі транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль // Автоматика 2007 : міжнародна конференція з автоматичного управління, 10-14 вересня 2007 р. Матеріали конф. – Севастополь, 2007. – С. 172–175.

126. Осадчук О. В. Електрично керована еквівалентна ємність на основі транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль // Збірник наукових праць Севастопольського національного університету ядерної енергії та промисловості. – 2008. – Вип. 1(25). – С. 159–164.
127. Миддлбрук Р. Д. Введение в теорию транзисторов / Р. Д. Миддлбрук. – М. : Атомиздат, 1960. – 304 с.
128. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов / А. Я. Федотов. – М. : Сов. радио, 1970. – 590 с.
129. Пейдж Ч. Алгебра электроники / Ч. Пейдж. – М. : Госэнергоиздат, 1962. – 350 с.
130. Некрасов М. М. Некоторые вопросы управления индуктивностью транзистора / М. М. Некрасов, В. С. Осадчук // Сб. Вопросы микроэлектроники. – К. : Наукова думка, 1971. – С. 120–126.
131. Linvill J. G. Lumped models of transistors and diodes / J. G. Linvill // Proc. IRE. – 1958. – Vol. 46, № 6. – P. 1141–1152.
132. Early J. Effects of space charge layer widening in junction transistor. / J. Early // Proc. IRE. – 1952. – Vol. 40, № 11. – P. 1400–1406.
133. Аронов В. Л. Расчет нелинейного режима работы генераторного СВЧ транзистора в схеме с общей базой / В. Л. Аронов // Электронная техника. Полупроводниковые приборы. – 1973. – Серия 2, вып. 9. – С. 34–47.
134. Исследование оптически управляемых индуктивных свойств некоторых транзисторов / [В. С. Осадчук, В. Н. Носолюк, В. Ф. Яремчук, Л. В. Черныш]. – Кишинев : Штиинца, 1987. – С. 51–64.
135. Осадчук В. С. Физическое обоснование индуктивных свойств р-п структур / В. С. Осадчук, В. Н. Носолюк, В. Ф. Яремчук // Радиоэлектроника. Известия ВУЗов Лит.ССР. – 1987. – № 3, т. 23. – С. 114–129.
136. Осадчук В. С. Моделирование функционального конвертера импеданса на основе МДП транзистора / В. С. Осадчук, С. И. Одобецкий // Радиоэлектроника. Известия ВУЗов Лит ССР. – 1987. – № 3, т. 23. – С. 83–86.
137. Осадчук В. С. Фотореактивный эффект в транзисторах со структурой металл-диэлектрик-полупроводник / В. С. Осадчук, С. И. Одобецкий // Радиотехника и электроника. – 1989. – № 11, т. 34. – С. 2387–2393.

138. Осадчук В. С. О влиянии некоторых физико-технологических параметров составного транзистора на его индуктивность и добротность / В. С. Осадчук, В. Н. Носолюк, В. Ф. Яремчук // Электронная техника. Микроэлектронные устройства. – М. : ЦНИИ «Электроника», 1992. – Сер.10, вып.5(89). – С. 36–40.
139. Осадчук В. С. Дослідження впливу оптичного випромінювання на параметри р-п переходу / В. С. Осадчук, В. Н. Носолюк, В.Ф. Яремчук // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1996. – № 3. – С. 63–65.
140. Дослідження температурної залежності імпедансу польових транзисторів / [В. С. Осадчук, В. Ф. Яремчук, Н. С. Кравчук, В. Н. Носолюк] // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1996. – № 4. – С. 65–68.
141. Onoe M. Inductive a.c. admittance of junction transistor / M. Onoe, A. Ushirokawa // Proc. IRE. – 1956. – Vol. 44, № 10. – P. 1475.
142. Yamaguchi Y. On the inductive reactance and negative resistance in the transistor / Y. Yamaguchi // Journal Physical Society of Japan. – 1956. – Vol. 11. – P. 717–718.
143. Draganescu H. The indusistor – a proposed inductive transistor / H. Draganescu // Wireless World. – 1962. – Vol. 68, № 6. – P. 286–287.
144. Yoneda Shojiro. Inductive elements with negative conductance in transistor / Shojiro Yoneda, Hiroji Kusaka, Zichi Taki // Bull. Univer. Osaka Prefect. – 1963. – Vol. A–12, № 1. – P. 55–66.
145. Jorgan A. G. A note on the inductive properties of filamentary transistors / A. G. Jorgan // Appl. Scient. Res. – 1963. – Vol. B–10, № 2. – P. 129–136.
146. Josephs H. G. Solid state inductors / H. G. Josephs, R. T. George, R. Billete // Solid State Electronics. – 1965. – Vol. 8, № 4. – P. 775–788.
147. Индуктивный характер выходной проводимости дрейфовых транзисторов / [В. И. Кузнецов, Б. С. Муравский, С. А. Еремин, Д. П. Федоров] // Радиотехника и электроника. – 1972. – Т. 17, № 8. – С. 1778–1780.
148. Draganescu H. Inductance solid plane / H. Draganescu, G. Samachisa // Telecommunicatii. – 1965. – Vol. 9, № 3. – P. 70–76.

149. Lindmayer J. The inductive effects in transistor / J. Lindmayer, U. North // Solid State Electronics. – 1965. – Vol. 8, № 4. – P. 409–415.
150. Осадчук В. С. Полупроводниковые индуктивные элементы / В. С. Осадчук // Вестник Киевского политехнического института, сер. Радиоэлектроника. – 1965. – Вып. 2. – С. 156–165.
151. Осадчук В. С. Индуктивные свойства плоскостных транзисторов / В. С. Осадчук // Полупроводниковая техника и микроэлектроника. – К. : Наукова думка, 1966. – Вып. 1. – С. 170–174.
152. Осадчук В. С. Индуктивные свойства транзисторов / В. С. Осадчук // Информ. научно-техн. сборник «Автоматика и приборостроение». – 1965. – № 3. – С. 56–57.
153. Jindal G. H. A high-Q single inductive transistor arrangement / G. H. Jindal // Proc. IEEE. – 1967. – Vol. 57, № 1. – P. 105–107.
154. Осадчук В. С. Транзисторный индуктивный элемент / В. С. Осадчук // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. – 1972. – Т. 15, № 12. – С. 1514–1515.
155. Saito T. A high Q temperature insensitive inductive transistor circuit / T. Saito, T. Miyakawa, T. Ikeda, J. Ando // Solid State Electronics. – 1968. – Vol. 11. – P. 553–560.
156. Dutta Roy S. C. A novel high-Q inductance and tuned oscillator for microminiature circuits / Roy S. C. Dutta // Proc. IEEE. – 1964. – Vol. 52, № 2. – P. 214–215.
157. Осадчук В. С. Зависимость индуктивности и добротности составного транзистора от температуры / В. С. Осадчук // Сборник «Вопросы микроэлектроники». – К. : Наукова думка, 1971. – С. 61–64.
158. Николаенко Н. С. Синтез транзисторных усилителей и фильтров / Н. С. Николаенко. – М. : Энергия, 1970. – 238 с.
159. Сигорский В. П. Основы теории электронных схем / В. П. Сигорский, А. И. Петренко. – М. : Техника, 1967. – 609 с.
160. Траксел Дж. Г. Синтез систем автоматического регулирования / Дж. Г. Траксел. – М. : Машгиз, 1959. – 614 с.
161. Mcvey P. L. Sensitivity in some simple RC active networks / P. L. Mcvey // Proc. IEEE. – 1965. – Vol. 112, № 7. – P. 1263–1269.
162. Kerwin W. J. State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer function / W. J. Kerwin, L. P. Huelsman, R. W. Newcomb // IEEE J. Solid State Circuits. – 1967. – Vol. 5c-2, № 9. – P. 87–92.

163. Пат. 38347 України, МПК<sup>8</sup> Н 03 В 19/00. Мікроелектронний електрично керований помножувач частоти / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, О. О. Семенова, К. О. Коваль; заявник Вінницький національний технічний університет – № u200812443; подано 23.10.2008; опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1.
164. Семенов А. О. Квазілінійна математична модель помножувача частоти на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором / А. О. Семенов, О. В. Осадчук, К. О. Коваль // Вісник Хмельницького національного університету. – 2009. – № 4. – С. 244–249.
165. Семенов А. О. Узагальнене диференційне рівняння ГЕК на основі ТСВО / А. О. Семенов // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2007). Матеріали III МНТК. м. Вінниця, 31 травня – 2 червня 2007 року. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – С. 140–141.
166. Акчурин Э. А. Туннельные диоды в технике связи / Э. А. Акчурин, В. В. Рудь, В. Я. Спирин. – М. : Связь, 1971. – 136 с.
167. Молотков В. И. Исследования ВАХ маломощных полевых транзисторов и лямбда-диодов и расчёт амплитуд автогенератора на лямбда-диоде / В. И. Молотков, Е. И. Потапов // Радиоэлектроника, 1991. – № 11. – С. 108–110.
168. Семенов А. О. Апроксимація ВАХ двоелектродної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором / А. О. Семенов // Сборник трудов МНТК Приборостроение 2004. – Винница–Ялта, 2004. – С. 49–53.
169. Игнатов А. Н. Полевые транзисторы и их применение / А. Н. Игнатов – М. : Радио и связь, 1984. – 216 с.
170. Семенов А. О. Помножувач частоти на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль // Вісник Хмельницького національного університету. – 2008. – № 3(112), Т. 1. Технічні науки. – С. 139–144.
171. Пат. 38506 України, МПК<sup>8</sup> Н 03 В 19/00. Електрично-керований помножувач частоти / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О.; заявник Вінницький національний технічний університет – № u200810040; подано 04.08.2008; опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1.

172. Семенов А. О. НВЧ помножувач частоти на основі транзисторної структури з від'ємним опором / А. О. Семенов, О. В. Осадчук, К. О. Коваль // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2008. – № 1. – С. 52–55.
173. Семенов А. О. Генератор гармонічних коливань НВЧ діапазону на основі транзисторної структури з від'ємним опором / А. О. Семенов // Оптоелектронні інформаційно-енергетичні технології. – 2005. – № 2(10). – С. 124–131.
174. Осадчук О. В. Математичне моделювання генератора НВЧ на основі транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – № 4, Ч. 1, Т. 2. – С. 256–259.
175. Семенов А. О. Автодинний перетворювач частоти на транзисторній структурі з від'ємним опором / А. О. Семенов, М. А. Шутило // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2009). Матеріали IV МНТК. м. Вінниця, 8–10 жовтня 2009 року. Частина 1. – Вінниця, 2009. – С. 107.
176. Осадчук В. С. Генератор на составном транзисторе / В. С. Осадчук, Б. М. Ковальчук. // Сб. Электронная техника в автоматике. – М. : Сов. радио, 1973. – Вып. 5. – С. 118–120.
177. Осадчук В. С. Дослідження фотоемісії електронів з металу у напівпровідник при опромінюванні бар'єру Шоттки / В. С. Осадчук, Н. Г. Тарновский, О. В. Осадчук. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1998. – №1. – С. 110–117.
178. Кремниевые планарные транзисторы / под ред. Я. А. Федотова. – М. : Сов. радио, 1973. – 335 с.
179. Осадчук О. В. Теоретичні основи побудови генераторів електричних коливань на транзисторних структурах з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2006. – Т. 1. – С. 147–151.
180. Осадчук В. С. Исследование транзисторного автогенератора СВЧ диапазона / В. С. Осадчук, П. А. Молчанов // Радиотехника и электроника. – 1977. – т. 22, № 5. – С. 1081–1084.
181. Осадчук О. В. Математичне моделювання генератора НВЧ на основі транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – № 4, Ч. 1, Т. 2. – С. 256–259.

182. Семенов А. О. Дослідження оптично-керованого генератора на основі аналогу інжекційно-польового транзистора / А. О. Семенов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2006. – № 4 (83). Технічні науки. – С. 153–158.
183. Яковлев В. Н. Микроэлектронные генераторы импульсов / В. Н. Яковлев – К. : Техніка, 1982. – 206 с.
184. Моругин Л. А. Вопросы синтеза нелинейных импульсных устройств / Л. А. Моругин, Л. С. Бартенев, Д. А. Кабанов. – М. : Сов. Радио, 1972. – 212 с.
185. Пат. 33041 України, МПК<sup>8</sup> H03B7/01. Електрично керований генератор лінійно змінної напруги / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О., Мартинюк В.В. // Номер заявки u2008 01261. Дата подання 26.03.2008. Опубл. 10.06.2008. – Бюл. №11. – 5 с.
186. Семенов А. О. Генератор лінійно змінної напруги на основі транзисторної структури з від'ємним опором / А. О. Семенов, О. В. Осадчук, К. О. Коваль // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2008. – № 2. – С. 71–75.
187. Пат. 38348 України, МПК<sup>8</sup> H 03 B 7/00. Електрично керований генератор лінійно змінної частоти / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, О. О. Семенова, Коваль К. О.; заявник Вінницький національний технічний університет – № u200812442; подано 23.10.2008; опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1.
188. Яковлев В. Н. Справочник по импульсной технике / В. Н. Яковлев, В. В. Воскресенский, А. А. Генис и др. – К. : Техніка, 1973. – 712 с.
189. Пат. 32335 України, МПК<sup>8</sup> H 03 C 3/00. Оптично керований генератор електричних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, Коваль К. О.; заявник Вінницький національний технічний університет – № 200800389; подано 11.01.2008; опубл. 12.05.2008, Бюл. № 09.
190. Осадчук О. В. Оптичний генераторний перетворювач на основі аналогу інжекційно-польового транзистора / О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль // Современные проблемы радиотехники та телекоммуникаций «РТ-2008» : междунар. молодёжная науч.-техн. конф., 21-25 апреля 2008 г. : материалы конф. – Севастополь, 2008. – С. 318.

191. Пат. 33049 України, МПК<sup>8</sup> Н 03 В 7/00. Генератор прямокутних імпульсів / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль; заявник Вінницький національний технічний університет – № u200801301; подано 03.03.2008; опубл. 10.06.2008, Бюл. № 11.
192. Осадчук О. В. Генератор прямокутних імпульсів на основі польової транзисторної структур з від'ємними опором / А. О. Семенов, О. В. Осадчук, К. О. Коваль // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2009. – № 1(82) – С. 92–97.
193. Курин В. Г. Получение многочастотных сигналов в генераторах дифракционного излучения / В. Г. Курин // Радиофизика и электроника. – Том 13, № 1. – 2008. – С. 110-113.
194. Максимов Н. А. Хаотическая и регулярная динамика автономных автоколебательных систем, содержащих р-п-переход / Н. А. Максимов, В. Я. Кислов // Радиотехника и электроника. – 1997. – № 12. – С. 1487–1492.
195. Осадчук О. В. Багаточастотний генератор на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2009). Матеріали IV МНТК. м. Вінниця, 8–10 жовтня 2009 року. Частина 1. – Вінниця, 2009. – С. 96–97.
196. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов и др. – М. : Радио и связь, 2000. – 384 с.
197. Пат. Российской Федерации RU2185032. Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов / А. С. Дмитриев, А. И. Панас, С. О. Старков и др. // Опубл. 10.06.2000. – Бюл. №12.
198. Semenov A. A. Quasi-linear mathematical model of generators on the basis of transistor structures with negative resistance / A. A. Semenov // Scientific works of Vinnytsia National Technical University [http://nbuv.gov.ua/e-journals/vntu/2009-4/2009-4\\_en.files/en/09aaswnr\\_en.pdf](http://nbuv.gov.ua/e-journals/vntu/2009-4/2009-4_en.files/en/09aaswnr_en.pdf)
199. Каганов В. И. Радиотехника + компьютер + Mathcad / В. И. Каганов. – М. : Горячая линия, 2001. – 416 с.
200. Пат. України на винахід №90435 по класу Н01Р 1/18. Електрично керований НВЧ фазообертач / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, О. О. Семенова, К. О. Коваль // Реєстр. номер за-

- явки а200806924. Дата подання заявки 19.05.2008. Дата публ. відомостей 26.04.2010. – Бюл. № 8. – 4 с.
201. Пат. 39839 України, МПК<sup>8</sup> Н 03 В 19/00. Електрично керований фазообертач діапазону НВЧ / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль; заявник Вінницький національний технічний університет – № u200812834; подано 03.11.2008; опубл. 10.03.2009, Бюл. № 5.
202. СВЧ устройства на полупроводниковых диодах. Проектирование и расчет / Под ред. И. В. Мальского, Б. В. Сестрорецкого. – М. : Сов. радио, 1969. – 579 с.
203. Антонов И. Н. Микрополосковый фазовращатель проходного типа на нелинейном диэлектрике / И. Н. Антонов // Известия ЛЭТИ. – 1971. – Вып. 97. – С. 59–63.
204. Бова Н. Т. Электрически управляемый фазовращатель СВЧ диапазона / Н. Т. Бова, П. А. Стукало // Известия ВУЗов СССР, Радиоэлектроника. – 1968. – Т. 11, № 9. – С. 1017.
205. Осадчук В. С. Некоторые вопросы управления фазой электромагнитных колебаний СВЧ при помощи индуктивного транзистора / В. С. Осадчук, Н. А. Филинчук // Радиотехника и электроника. – 1972. – Т. 17, № 7. – С. 1538–1540.
206. Осадчук В. С. Некоторые вопросы построения СВЧ устройств на индуктивном эффекте составного транзистора / В. С. Осадчук, Н. А. Филинчук // Радиотехника и электроника. – 1973. – Т. 18, № 9. – С. 1983–1985.
207. Бова Н. Т. Измерения параметров волноводных элементов / Н. Т. Бова, Н. Б. Лайхман. – М. : Техника, 1968. – 156 с.
208. Васильев Г. Ф. Расчет и проектирование диодных коммутационных устройств дециметрового диапазона / Г. Ф. Васильев, Ю. А. Евдокименко, В. Н. Гинзбург // Нелинейные и сверхвысокочастотные радиотехнические системы. Сб. трудов МАИ, Т. 2, вып. 215. – М. : Машиностроитель, 1970. – С. 265–284.
209. Некрасов М. М. Использование лавинного транзистора как аналога индуктивности в схемах / М. М. Некрасов, И. В. Кутовой, В. С. Осадчук // Сб. Механизация и автоматизация управления. – 1966. – № 3. – С. 47–48.

210. Осадчук В. С. СВЧ фильтры на транзисторах / В. С. Осадчук, Н. А. Филинчук // Сб. Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. – 1974. – Вып. 13. – С. 135–138.
211. Ladany I. An Analysis of Inertial Inductance in a Junction Diode / I. Ladany // IRE Trans. of Electron Devices. – 1960. – Vol. ED-7, № 10. – P. 303–310.
212. Босый Н. Д. Электрические фильтры / Н. Д. Босый. – К. : Госиздат тех. литературы, 1960. – 617 с.
213. Пат. 29421 України, МПК<sup>8</sup> Н 03 Н 7/01. Електрично керований фільтр низьких частот / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль; заявник Вінницький національний технічний університет – № 200710779; подано 01.10.2007; опубл. 10.01.2008, Бюл. № 1.
214. Осадчук О. В. Активний фільтр на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним опором / О. В. Осадчук, К. О. Коваль // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування : міжнародна науково-технічна конференція, 02–05 червня 2005 р. : матеріали конф. – Вінниця, 2005. – С. 167.
215. Пат. 30176 України, МПК<sup>8</sup> Н 03 Н 7/01. Електрично керований фільтр високих частот / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль; заявник Вінницький національний технічний університет – № 200712797; подано 19.11.2007; опубл. 11.02.2008, Бюл. № 3.
216. Осадчук О. В. Активний фільтр високих частот на МДН-транзисторній структурній структурі / О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль // Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке : міжнародний молодіжний форум, 1-3 квітня 2008р. : мат. форуму. – Харків, 2008. – С. 67.
217. Аренов А. Б. Печатные и пленочные элементы радиоэлектронной аппаратуры / А. Б. Аренов. – М. : Энергия, 1971. – 316 с.
218. Adams D. K. Active filter for UHF and microwave frequencies / D. K. Adams, R. J. C. Ho // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1969. – Vol. MTT-17, N 9. – P. 662–670.
219. Осадчук В. С. Использование полупроводникового аналога индуктивности в схеме резонансного усилителя / В. С. Осадчук,

- Б. М. Ковальчук // Сб. Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. – М. : Связь, 1972. – Вып. 10. – С. 201–203.
220. Некрасов М. М. Применение полупроводникового аналога индуктивности в радиоэлектронных схемах / М. М. Некрасов, В. С. Осадчук, Б. М. Ковальчук // Сб. Полупроводниковая техника и микроэлектроника. – 1974. – Вып. 16. – С. 67–70.
221. Осадчук В. С. Перестраиваемые частотно-селективные цепи / В. С. Осадчук, В. А. Гикавый // Электронная техника в автоматике. – М. : Сов. радио., 1982. – Вып. 13. – С. 52–55.
222. Осадчук В. С. Гираторные фильтры верхних частот / В. С. Осадчук, В. А. Гикавый // Сб. Электронная техника в автоматике. – М. : Сов. радио, 1973. – Вып. 5. – С. 120–123.
223. Основы инженерной электрофизики / Под ред. проф. П. А. Ионкина. Часть 2. – М. : Высшая школа, 1972. – 628 с.
224. Осадчук В. С. Устройство преобразования постоянного напряжения в переменное / В. С. Осадчук, Б. М. Ковальчук // Материалы научно-технической конференции «Повышение эффективности устройств преобразовательной техники». Часть 2. – К. : Наукова думка, 1972. – С. 355–362.
225. Пат. РФ, №2086048. Полупроводниковый магнитооптический преобразователь / В. С. Осадчук, А. В. Осадчук, Е. В. Осадчук // Бюл. изобр. №21, 1997. – 5 с.
226. Плужников В. М. Пьезокерамические твердые схемы / В. М. Плужников, В. С. Семенов. – М. : Энергия, 1971. – 168 с.
227. Знаменский А. Е. Активные РС – фильтры / А. Е. Знаменский, И. Н. Теплюк. – М. : Связь, 1970. – 279 с.
228. А. с. №1468209 (СССР). Способ определения параметров транзистора / В. С. Осадчук, М. М. Семеренко (СССР). – 1988. – 3 с.

*Наукове видання*

**Осадчук Володимир Степанович,  
Осадчук Олександр Володимирович,  
Семенов Андрій Олександрович,  
Коваль Костянтин Олегович**

**ФУНКЦІОНАЛЬНІ ВУЗЛИ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ  
ПРИЛАДІВ НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ  
ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ**

Монографія

Редактор Н. Мазур

Оригінал-макет підготовлено А. Семеновим

Підписано до друку 05.04.2011 р.  
Формат 29,7×42¼ Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 19,4  
Наклад 100 прим. Зам № 2011-084

Вінницький національний технічний університет,  
КІВЦ ВНТУ,  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Тел. (0432) 59-85-32  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано у Вінницькому національному технічному університеті,  
в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі,  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Тел. (0432) 59-81-59  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.