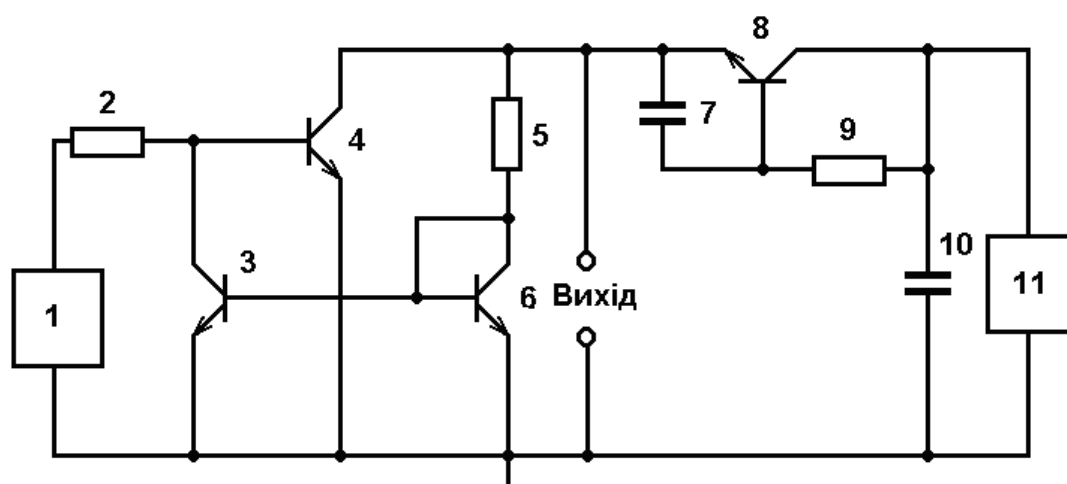


В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов

**ГЕНЕРАТОРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛИВАНЬ
НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР
З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ**



Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов

**ГЕНЕРАТОРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛИВАНЬ
НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР
З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ**

Монографія

УНІВЕРСУМ – Вінниця
2009

УДК 621.373.5
О 72

Рецензенти:

Р. Н. Кветний, доктор технічних наук, професор

В. М. Кичак, доктор технічних наук, професор

В. П. Манойлов, доктор технічних наук, професор

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 13 від 3.07.2008 р.)

В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов

О 72 Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором: Монографія. — Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2009. — 182 с.

ISBN

В монографії розглядаються питання побудови генераторів електричних коливань з електричною і оптичною перебудовою частоти генерації на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Запропоновано нові технічні рішення побудови оптично і електрично керованих генераторів в діапазоні низьких, високих і надвисоких частот. Отримано нові співвідношення розрахунку статичних і динамічних характеристик активних елементів генераторів за допомогою яких удосконалено квазілінійну і нелінійну моделі генераторів на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Отримані аналітичні співвідношення можна використовувати для інженерного розрахунку генераторів із заданими характеристиками.

УДК 621.373.5

ISBN

© В. Осадчук, О. Осадчук, А. Семенов, 2009

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	5
ВСТУП.....	6
1. АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ГЕНЕРАТОРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛИВАНЬ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ....	8
1.1. Аналіз теоретичних основ побудови ГЕК на основі приладів з ВО.....	8
1.2. Узагальнені параметри і характеристики діапазонних ГЕК на основі ТСВО.....	17
1.3. Аналіз технічних рішень побудови ГЕК на основі ТСВО.....	19
1.4. Аналіз методів дослідження генераторних пристроїв на основі приладів з ВО.....	30
2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ГЕК НА ОСНОВІ ТСВО.....	33
2.1. Узагальнене диференціальне рівняння ГЕК на основі ТСВО на фіксованій частоті генерації.....	33
2.2. Квазілінійна модель ГЕК на основі ТСВО.....	41
2.3. Визначення флуктуацій амплітуди і фази стаціонарних коливань ГЕК на основі ТСВО.....	49
2.4. Нелінійна модель ГЕК на основі ТСВО.....	52
2.5. Нелінійні спотворення форми і нелінійне відхилення частоти генерованих коливань.....	60
3. НВЧ ГЕК НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ НЕМТ-ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР.....	67
3.1. Нелінійна апроксимація статичних характеристик ТСВО на основі НЕМТ-транзисторних структур.....	67
3.2. Аналіз стаціонарного режиму роботи генератора НВЧ на основі двоелектродної НЕМТ-транзисторної структури.....	75
3.3. Дослідження характеристик НВЧ ГЕК на основі НЕМТ-транзисторної структури.....	79
3.4. Дослідження оптично керованого НВЧ ГЕК на основі НЕМТ-транзисторної структури.....	89

4. ГЕК НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНИХ І УНІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ПАСИВНИМ І АКТИВНИМ ІНДУКТИВНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ.....	96
4.1. Розробка та дослідження широкодіапазонного ГЕК на основі МДН-транзисторної структури.....	96
4.2. Дослідження оптично керованого ГЕК на основі БСІТ і двохзатворного МДН транзистора.....	109
4.3. Дослідження оптично керованого ГЕК на основі аналога інжекційно-польового транзистора.....	118
5. НВЧ ГЕК НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ БІПОЛЯРНИХ І УНІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР.....	127
5.1. Розробка та дослідження НВЧ генератора на основі БТ і двохзатворного МДН транзистора.....	127
5.2. Розробка і дослідження оптично керованого НВЧ ГЕК на основі БТ і ПТШ.....	133
5.3. Розробка та дослідження потужного НВЧ ГЕК на основі СІТ-транзисторної структури.....	141
6. РЕКОМЕНДАЦІЇ З ПРОЕКТУВАННЯ ГЕК НА ОСНОВІ ТСВО З ЕЛЕКТРИЧНОЮ І ОПТИЧНОЮ ПЕРЕБУДОВОЮ ЧАСТОТИ ГЕНЕРАЦІЇ.....	153
6.1. Вибір критеріїв оцінювання технічного рівня розроблених генераторів електричних коливачів.....	153
6.2. Рекомендації з проектування електрично керованих ГЕК на основі ТСВО.....	157
6.3. Рекомендації з проектування оптично керованих ГЕК на основі ТСВО.....	162
ЛІТЕРАТУРА.....	170

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

БТ	–	біполярний транзистор
БСІТ	–	біполярний статично індукований транзистор
ВАХ	–	вольт-амперна характеристика
ВО	–	від'ємний опір
ВП	–	від'ємна провідність
ВЧ	–	високі частоти
ГЕК	–	генератор електричних коливань
ІПТ	–	інжекційно-польовий транзистор
ККД	–	коефіцієнт корисної дії
МДН	–	метал-діелектрик-напівпровідник
НВЧ	–	низькі частоти
НВЧ	–	надвисокі частоти
ПТ	–	польовий транзистор
ПТШ	–	польовий транзистор Шотткі
СІТ	–	статично індукований транзистор
ТКЧ	–	температурний коефіцієнт частоти
ТСВО	–	транзисторна структура з від'ємним опором
НЕМТ	–	high electron mobility transistor (транзистор з високою рухомістю електронів)

ВСТУП

Сучасний стан розвитку радіовимірювальної апаратури суттєвим чином визначається останніми досягненнями технології виготовлення напівпровідникових приладів. Такий підхід приводить до того, що з часом буде досягнута межа технологічних можливостей фізичної реалізації напівпровідникових приладів. Тому останнім часом все більше уваги приділяється розробці і дослідженню властивостей транзисторних схемотехнічних аналогів багатошарових напівпровідникових приладів.

Значну частину радіотехнічних вимірювань проводять за допомогою методів і технічних засобів, до складу яких входять генератори електричних коливань. При цьому генератори електричних коливань можуть використовуватись як окремі пристрої, так і в якості складових частин вимірювального обладнання. Тому розробка нових підходів побудови пристроїв генерації є актуальною науковою задачею.

Використання приладів з від'ємним опором та їх схемотехнічних аналогів дозволяє суттєвим чином спростити конструкторське виконання генераторів електричних коливань в усьому діапазоні радіотехнічних частот – низьких, середніх і високих. При цьому, на базі конкретного схемотехнічного рішення в залежності від режимів роботи можна реалізувати як генератор гармонічних коливань, так і генератор імпульсних коливань спеціальної форми.

Україна займає одну з провідних позицій з розробки генераторної апаратури та частотних перетворювачів фізичних величин на їх основі. Розробками теоретичних підходів для створення і дослідження генераторної апаратури на основі приладів з від'ємним опором активно займались наукові школи колишнього радянського союзу. Найбільший вклад в цьому напрямку зробили відомі радянські та українські вчені – С. А. Гаряінов [1–2], Л. І. Бібірман [3–4], В. П. Дьяконов [5–6], В. Н. Яковлев [7–8], Л. Н. Степанова [9–11], О. П. Негоденко [11–13], Е. І. Арш [14], Л. Ф. Ауен [15–16], Г. М. Уткін [17–18], В. С. Андреев [19–20], М. І. Молотков [21–22], В. С. Осадчук і О. В. Осадчук [23–31], М. А. Філінюк [32–36].

Значний вклад в напрямку розробки пристроїв та систем на основі використання ефекту від'ємного опору напівпровідникових приладів та їх реактивних властивостей зроблений в наукових школах Вінницького національного технічного університету: дослідження реактивних властивостей транзисторів і транзисторних схем з від'ємним опором проведені проф. В.С. Осадчуком у роботах [23, 26–31], розробка теорії мікроелектронних частотних перетворювачів фізичних величин на основі транзисторних структур з від'ємним опором та їх метрологіч-

них характеристик проведена проф. О. В. Осадчуком в роботах [24–31], розвиток теорії приладів з від'ємним опором та оцінка метрологічних характеристик і ефективності пристроїв автоматики на їх основі проведений проф. М. А. Філінюком в роботах [32–36], розробка нелінійної теорії дослідження властивостей транзисторних негатронів проведена в роботі проф. П. А. Молчанова [37], розробка теорії створення та дослідження частотно-імпульсних і радіо-імпульсних логічних і операційних елементів цифрової техніки проведена в роботах проф. В. М. Кичака [38–39].

Розробка напівпровідникових структур із спадними ділянками статичних ВАХ (тунельні діоди, діоди Ганна, лавинно-пролітні діоди, лямбда-діоди і лямбда-транзистори та ін.) дозволила використовувати їх не лише в якості перемикачів, порогових або підсилювальних, але і в якості різноманітних генераторних пристроїв з покращеними техніко-економічними показниками. Проте використання реактивних властивостей напівпровідникових приладів з ВО для побудови коливальних систем генераторів та керування за допомогою останніх ефективною перебудовою частоти генерації повністю не досліджено. Поява нових потужних напівпровідникових приладів, таких як статично індуковані транзистори (СІТ) та багатопарові гетеротранзисторні структури (НЕМТ) дозволяє значно підвищити потужність до (0,5..2,0) Вт вихідного сигналу НВЧ генераторів з досить широкою смугою перебудови частоти генерації. Тому, одним із перспективних наукових напрямків побудови потужних НВЧ генераторів електричних коливань з широкою смугою перебудови частоти генерації (10..30)% є використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором, що дозволить вирішити одну з актуальних проблем сучасних класичних пристроїв генерації – побудову генераторів в діапазоні частот ($10^5 \dots 10^{10}$) Гц з широкосмуговою перебудовою частоти генерації, підвищити їх ККД та стабільність. Одним із факторів, окрім електричного, який можна застосувати для подальшого розширення смуги перебудови, є оптичний вплив на фоточутливу структуру.

Все вищенаведене обумовлює необхідність вирішення актуальної наукової проблеми – підвищення коефіцієнта корисної дії, стабільності та розширення діапазону перебудови частоти електричних коливань генераторів на основі транзисторних структур з від'ємним опором.

Автори вдячні рецензентам доктору технічних наук, професору Р.Н. Кветному, доктору технічних наук, професору В.М. Кичаку, доктору технічних наук, професору В.П. Манойлову, корисні зауваження яких сприяли поліпшенню змісту книги.

Відгуки про книгу просимо надсилати за адресою видавництва: 21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, «УНІВЕРСУМ–Вінниця».

1. АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ГЕНЕРАТОРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛИВАНЬ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ

Науково-технічний прогрес нерозривно пов'язаний з подальшим вдосконаленням засобів вимірювання, покращенням їх якості та автоматизації процесу вимірювання, створення нових засобів автоматичних приладів радіовимірювальної техніки, електроніки та автоматики.

Створення нового класу генераторних пристроїв в широкому діапазоні частот можливе на принципово новій елементній базі або шляхом нових схмотехнічних рішень. Розвиток сучасної елементної бази пов'язаний з багатьма труднощами, основною з яких є необхідність використання складного і дорогого технологічного обладнання. Тому постає задача на основі відомих фізичних процесів або додаткових елементів та зв'язків отримати прилади з необхідними параметрами та характеристиками. Розроблені генераторні пристрої повинні характеризуватися покращеними технічними та експлуатаційними характеристиками.

У першому розділі монографії розглянуто фізичні явища в напівпровідникових приладах з від'ємним опором та їх транзисторних схмотехнічних аналогах, проведено аналіз методів побудови і схмотехнічні рішення генераторів електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Окремо розглянуті питання стабілізації частоти генерації і амплітуди генерованих коливань у робочому діапазоні частот.

1.1 Аналіз теоретичних основ побудови ГЕК на основі приладів з ВО

Генерування електричних коливань – це процес перетворення різних видів енергії в енергію електричних коливань. Генератором електричних коливань називається автономне джерело, яке працює в режимі самозбудження. За видом джерел перетвореної електричної енергії генератори електричних коливань поділяються на дві основні групи:

1. при перетворенні енергії джерел постійної напруги – опорні генератори (автогенератори);
2. при перетворенні первинних електричних коливань в коливання необхідної частоти та форми – генератори із зовнішнім збудженням, параметричні генератори, квантові генератори тощо.

Дослідження генераторів другої групи є окремою науковою задачею, яка у монографії не розглядається. В подальшому в монографії під терміном генератор електричних коливань будемо розуміти опорний генератор (автогенератор).

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 [40]. Якщо енергія, яка надходить в пасивні кола, більша від втрат енергії в цих колах, тоді будь-який коливний процес буде наростати.

Інший підхід побудови генераторів електричних коливань полягає у використанні приладів з від'ємним опором для компенсації втрат енергії в пасивних колах настроювання та коливній системі генератора [41, 42].

Процес виникнення від'ємного опору транзисторної структури розглянемо на прикладі оптично керованого ГЕК, електрична схема якого представлена на рис. 1.1а і експериментально отримані ВАХ на рис. 1.1б [27]. На рис. 1.2 представлені еквівалентні схеми ТСВО у вигляді з'єднання чотирьох полюсників відповідно БТ і ПТ.

Знайдемо рівняння вихідної провідності ТСВО за методикою [43, 44]

$$i = \frac{U_{VD}(h\nu) - \mu U_1}{R_i}, \quad (1.1)$$

з іншої сторони

$$U_1 = \beta(U_{VD}(h\nu) - U_{ЖИВ}). \quad (1.2)$$

Тоді

$$i = \frac{U_{VD}(h\nu) - \mu\beta(U_{VD}(h\nu) - U_{ЖИВ})}{R_i} = \frac{U_{VD}(h\nu)[1 - \mu\beta] - \mu\beta U_{ЖИВ}}{R_i}. \quad (1.3)$$

Диференціальна провідність ТСВО

$$Y_{ДИФ} = \frac{\Delta i}{\Delta u} = \frac{1 - \mu\beta(1 + K)}{KR_i}, \quad (1.4)$$

де R_i – вихідний опір біполярного транзистора в схемі включення СК, коефіцієнт $K = \frac{U_{ЖИВ}}{U_{VD}(h\nu)} > 1$. Зі співвідношення (1.4) видно, що введення додаткового джерела напруги $U_{VD}(h\nu)$ збільшує величину від'ємної диференційної провідності на $\frac{\mu\beta}{KR_i}$.

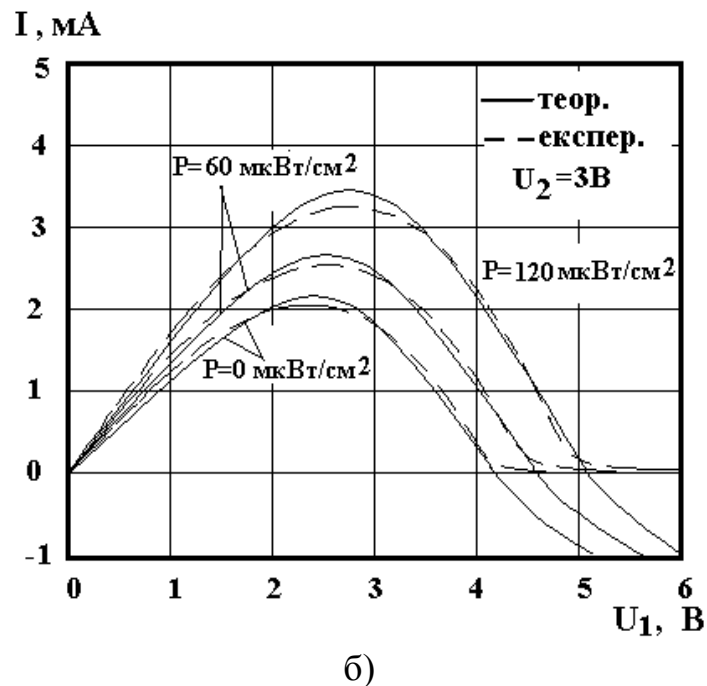
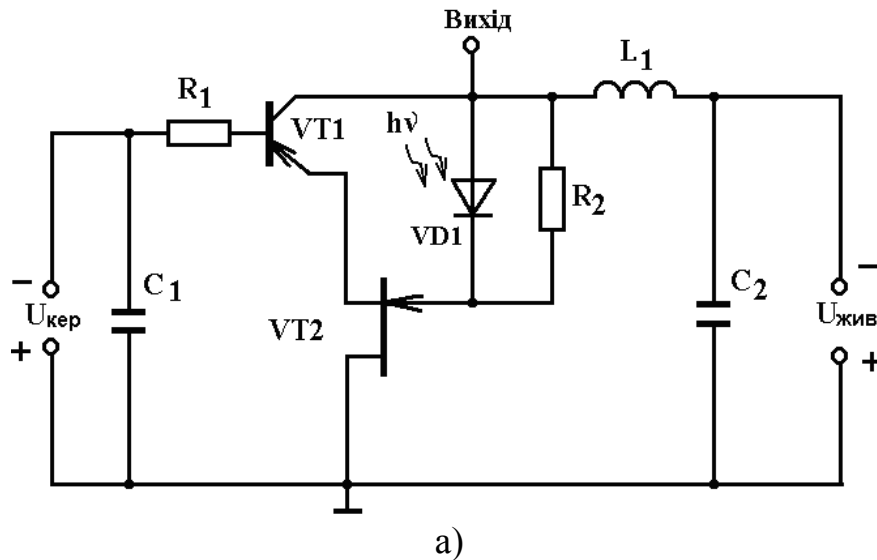
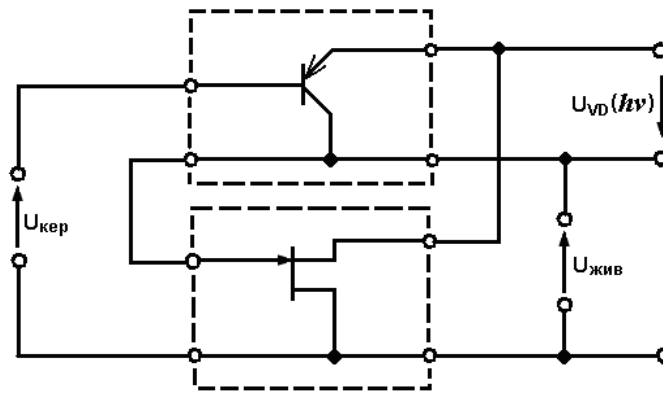
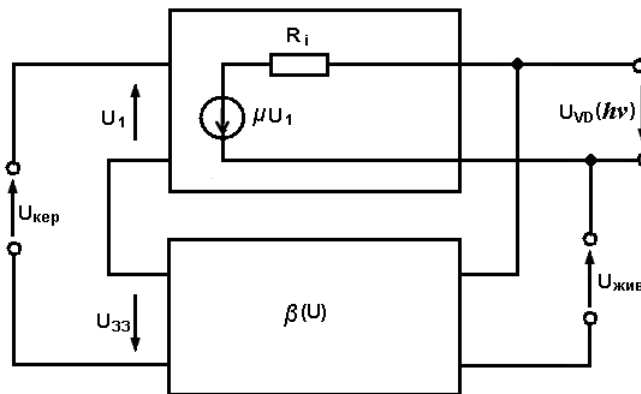


Рис. 1.1. Електрична схема (а) і статична ВАХ (б) оптично керованого генератора з фотодіодом в колі зворотного зв'язку



а)



б)

Рис. 1.2. Еквівалентні схеми оптично керованого генератора з фотодіодом у колі позитивного зворотного зв'язку

Узагальнена еквівалентна схема ГЕК на основі приладу з ВО представлена на рис. 1.3.

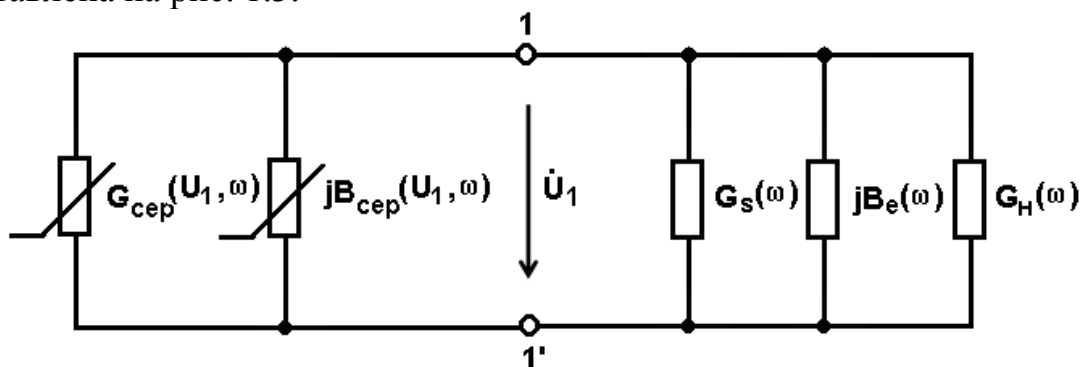


Рис. 1.3. Узагальнена еквівалентна схема ГЕК на основі приладу з ВО

Величини активної і реактивної складових повної провідності реальних напівпровідникових приладів залежать не лише від режиму роботи приладів, але й від амплітуди і частоти стаціонарних коливань. Еквівалентна схема генератора на рис. 1.3 містить нелінійну частину, яка являє собою середню провідність по першій гармоніці напівпровідникового приладу з від'ємним опором

$$\dot{Y}_{cep} = G_{cep}(U_1, \omega) + jB_{cep}(U_1, \omega), \quad (1.5)$$

де $G_{cep}(U_1, \omega) < 0$ і $B_{cep}(U_1, \omega) < 0$ для приладів N- і Л-типів.

Лінійна частина має комплексну провідність

$$\dot{Y}_H = G_S(\omega) + jB_e(\omega) + G_H(\omega), \quad (1.6)$$

де $G_S(\omega)$ – провідність активних втрат на елементах настройки генератора; $B_e(\omega)$ – еквівалентна реактивна складова частотно вибіркої системи генератора з врахуванням перерахованих до неї паразитних реактивностей схеми ($B_e(\omega) > 0$ для ГЕК на приладах N- і Л-типів); $G_H(\omega)$ – провідність навантаження.

Рівняння (1.6) можна переписати в скороченому вигляді

$$\dot{Y}_H = G_e(\omega) + jB_e(\omega), \quad (1.7)$$

де $G_e(\omega) = G_S(\omega) + G_H(\omega)$.

Комплексне рівняння ГЕК на основі приладу з ВО

$$\dot{Y}_{cep}(U_1, \omega) + \dot{Y}_e(\omega) = 0. \quad (1.8)$$

Комплексне рівняння (1.8) складається з двох умов балансу активних і реактивних провідностей, які відповідають балансу фаз та балансу амплітуд генераторів із зовнішнім зворотним зв'язком [45].

$$\begin{cases} G_{cep}(U_1, \omega) + G_e(\omega) = 0; & (1.9) \\ B_{cep}(U_1, \omega) + B_e(\omega) = 0. & (1.10) \end{cases}$$

Перспективним напрямком побудови генераторів електричних коливань є використання ТСВО. Під ТСВО розуміють транзисторну схему, яка складається з двох або більше ПТ і БТ, на статичній ВАХ якої є спадні ділянки (за напругою або за струмом). На цих ділянках зростанню напруги відповідає спадання стуму і навпаки. За видом ВАХ вони поділяються на прилади з характеристиками S-, N- і Л-типу. Спадна ділянка ВАХ приводить до виникнення від'ємного диференційного опору $R^{(-)} = \left. \frac{dU}{dI} \right|_{U=U_0}$, в той час як статичний опір елект-

ронного приладу додатний $R=U_0/I_0$. Враховуючи цю обставину, слово “диференційний” не використовують.

Автоколивальні системи на основі приладів з ВО можуть бути повними або виродженими [46] в залежності від повноти набору реактивних елементів коливального контуру генератора. Відомо [1, 25-26], що повний опір ТСВО зі статичною ВАХ S-типу містить реактивну складову індуктивного характеру, а повний опір ТСВО зі статичною ВАХ N- і Λ- типів містить реактивну складову ємнісного характеру. Величини реактивних складових повного опору ТСВО залежать від положення робочої точки на спадній ділянці статичної ВАХ. Можливість зміни реактивної складової повного опору ТСВО від напруг живлення дає змогу використовувати їх в якості активних елементів ГЕК з електронною і оптичною перебудовою частоти генерації в широкій смузі частот [3, 4, 24].

Можливість побудови НВЧ ГЕК на основі ТСВО обмежена паразитними реактивностями перехресних зворотних зв'язків і складає межу 1 ГГц [43]. Підвищені вимоги до стабільності частоти генерації НВЧ ГЕК призводять до необхідності побудови низькочастотних опорних генераторів на основі ТСВО, для яких простіше забезпечити підвищену стабільність частоти. В подальших каскадах генераторних пристроїв відбувається підсилення генерованих сигналів та помноження частоти [18]. Амплітудну та імпульсну модуляцію здійснюють в кінцевих каскадах пристроїв генерації, а частотну модуляцію – безпосередньо у опорних генераторах. Можливість здійснити широкосмугову частотну модуляцію у ГЕК на ТСВО без додаткових електричних кіл настроювання є основною перевагою генераторів такого класу. При цьому відносна нестабільність частоти таких генераторів складає не більше 10^{-5} [47, 48].

Розглянемо ГЕК на основі ТСВО зі статичною ВАХ Λ-типу. Резонансна частота коливального контуру генератора з активними втратами резонатора визначається зі співвідношення [49]

$$\omega_k = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}, \quad (1.11)$$

де $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC(U_1^2)}}$ – власна частота коливального контуру (резонатора) генератора, яка визначається еквівалентними реактивними елементами L і $C(U_1^2)$; $Q = \frac{\omega_0 L}{R}$ – еквівалентна добротність резонатора; R –

опір активних втрат резонатора.

Опір резонатора в залежності від частоти описується рівнянням [49]

$$R_K = R_0 \sqrt{1 + 4Q^2 \frac{(f - f_0)^2}{f^2}}, \quad (1.12)$$

де R_0 – опір резонатора на частоті резонансу (f_0). Розв'язок цього рівняння відносно поточної частоти такий:

$$f_{1,2} = \frac{f_0}{1 \pm \frac{\sqrt{\alpha}}{2Q}}, \quad (1.13)$$

де коефіцієнт $\alpha = \left(\frac{R_K}{R_0}\right)^2 - 1$.

Ширина смуги частот, в якій генератор є нестабільним [49]

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{1 - \frac{\sqrt{\alpha}}{2Q}} - \frac{f_0}{1 + \frac{\sqrt{\alpha}}{2Q}} = \frac{f_0 \frac{\sqrt{\alpha}}{Q}}{1 - \frac{\alpha}{4Q^2}}. \quad (1.14)$$

Під час аналізу роботи ВЧ і НВЧ ГЕК на основі приладів N- і Λ -типів еквівалентну схему резонатора представляють у вигляді паралельного коливального контуру першого виду, для якого справедливе співвідношення

$$Q = \frac{\rho}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R}, \quad (1.15)$$

де $\rho = \sqrt{L/C}$ – характеристичний опір резонатора. Ширина смуги частот нестабільності генератора з врахуванням параметрів резонатора [47]

$$\Delta f = f_0 \frac{\sqrt{\alpha}}{Q - \frac{\alpha}{4Q}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{\sqrt{\alpha}}{\frac{\sqrt{L/C}}{R} - \frac{R\alpha}{4\sqrt{L/C}}} = \frac{1}{L/R} \frac{\sqrt{\alpha}}{\left(1 - \frac{\alpha}{4Q^2}\right)} = \frac{1}{RC} \frac{\sqrt{\alpha}}{\left(Q^2 - \frac{\alpha}{4}\right)}. \quad (1.16)$$

Відносна нестабільність частоти генерації [45]

$$\delta = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\sqrt{\alpha}/Q}{1 - \frac{\alpha}{4Q^2}}. \quad (1.17)$$

Ширина смуги пропускання резонатора оцінюється співвідношенням

$$\Delta F = \frac{f_0}{Q}. \quad (1.18)$$

З останніх двох співвідношень можна зробити висновок, що для побудови генераторів гармонічних коливань на основі ТСВО необхідно використовувати резонатори з високою еквівалентною добротністю. Також для зменшення нестабільності частоти генерації необхідне виконання умови $\alpha \rightarrow 0$, тобто величина від'ємного опору транзисторної структури активного елемента генератора повинна наближено дорівнювати опору втрат коливального контуру генератора.

Під час проектування ГЕК НВЧ діапазону виникає необхідність визначення оптимального навантаження НВЧ генератора на основі ТСВО в залежності від нелінійних властивостей статичних і динамічних характеристик активного елемента генератора [50, 51]. Відомо, що електронна провідність активного елемента НВЧ генератора залежить від квадрата амплітуди напруги на контурі [50]

$$Y_{CEP} = Y_{CEP}(U_m^2) = G_{CEP}(U_m^2) - jB_{CEP}(U_m^2),$$

де $G_{CEP}(U_m^2)$, $B_{CEP}(U_m^2)$ – відповідно активна і реактивна складові провідності транзисторної структури з від'ємним опором.

Частоту і амплітуду НВЧ генерованих коливань ГЕК на основі приладів N- і Λ -типів можна визначити з необхідної умови стаціонарної генерації, переписавши (1.9), (1.10) у вигляді

$$G_E(U_m^2) + G_H + G_D = 0; \quad (1.19)$$

$$B_E(U_m^2) + \omega C_{екв} - \frac{1}{\omega L_{екв}} = 0, \quad (1.20)$$

де G_p – провідність активних втрат резонатора ГЕК.

Експериментальні дослідження показали, що залежність реактивної складової повної провідності $B_{СЕР}$ від квадрата амплітуди генерованих коливань U_m^2 незначна, а тому в першому наближенні її можна не враховувати. Тобто, досліджуваний генератор гармонічних коливань НВЧ діапазону на основі ТСВО в першому наближенні можна вважати ізохорним. Потужність, яка виділяється в корисному навантаженні $P_H = \frac{G_H U_m^2}{2}$, має максимум при зміні G_H до досягнення оптимального значення, що визначається з умови

$$\frac{dP_H}{dG_H} = \frac{U_m^2}{2} + \frac{G_{H.onm}}{2} \frac{dU_m^2}{dG_H} = 0. \quad (1.21)$$

З рівняння (1.23) випливає

$$\frac{dG_H}{dU_m^2} = -\frac{dG_{СЕР}(U_m^2)}{dG_H}. \quad (1.22)$$

Тоді з врахуванням (1.22)

$$G_{H.onm} = U_m^2 \frac{dG_{СЕР}}{d(U_m^2)}. \quad (1.23)$$

Рівняння (1.23) в загальному вигляді визначає величину провідності оптимального навантаження ГЕК. На практиці конкретне значення оптимальної величини провідності навантаження досліджуваного ГЕК визначають або шляхом побудови діаграми оптимізації навантаження [50], або виходячи з результатів експериментальних досліджень.

З врахуванням рівнянь (1.19) і (1.23) значення провідності активних втрат коливального контуру при оптимальному навантаженні генератора

$$G_p = -\left[G_E(U_m^2) + U_m^2 \frac{dG_E}{d(U_m^2)} \right]. \quad (1.24)$$

Співвідношення (1.23) і (1.24) можна використовувати на етапі попереднього розрахунку активних елементів НВЧ генераторів на основі транзисторних структур з від'ємним опором.

1.2 Узагальнені параметри і характеристики діапазонних ГЕК на основі ТСВО

Широкодіапазонні ГЕК на основі ТСВО являють собою складні радіотехнічні пристрої, ефективність роботи яких залежить від багатьох показників якості. Ці показники є типовими для всіх широкодіапазонних ГЕК з електронною і оптичною перебудовою частоти генерації і поділяються на дві групи, перша з яких об'єднує електричні, а друга – конструктивні, технологічні, експлуатаційні й економічні.

До основних електричних показників якості діапазонних ГЕК на основі ТСВО відносяться такі [3, 4, 52, 53].

Робочий діапазон частот – інтервал частот в якому забезпечуються вихідна потужність та інші електричні параметри широкодіапазонних ГЕК.

Ширина діапазону електричної перебудови частоти генератора чисельно характеризується абсолютними величинами частоти

$$\Delta f = f_{\text{макс}} - f_{\text{мін}}, \quad (1.25)$$

або відносною величиною

$$\delta f = 2 \frac{f_{\text{макс}} - f_{\text{мін}}}{f_{\text{макс}} + f_{\text{мін}}} \cdot 100\%. \quad (1.26)$$

Для надширокодіапазонних ГЕК як показник діапазонності використовують коефіцієнт перекриття по частоті [3, 4, 53]

$$K_{\text{пер}} = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мін}}}. \quad (1.27)$$

Величина коефіцієнта перекриття по частоті таких генераторів може знаходитись в межах $K_{\text{пер}}=100..2500$ [3].

Вихідна потужність генератора (неперервна або імпульсна) – мінімальне значення потужності, що виділяється на узгодженому високочастотному навантаженні в робочому діапазоні частот. При цьому, коефіцієнт стоячої хвилі $K_{\text{СТУ}}$ зовнішнього високочастотного навантаження не повинен перевищувати значення 1,3. При роботі генерато-

ра на навантаження з $K_{CTU} > 1,3$ його вихідні параметри можуть суттєво змінитися. В цьому випадку вихідна потужність НВЧ генераторів зменшується зі збільшенням частоти генерованих коливань [54–55].

Заданий закон перебудови частоти генерації кількісно визначається величиною відхилення закону перебудови частоти від заданого закону [3]. Зазвичай, при побудові високоякісних широкодіапазонних генераторів вимагається лінійний закон перебудови частоти генерації при регулюванні керуючого елемента. Реалізація лінійної перебудови частоти генерації в широкодіапазонних генераторах НВЧ є актуальною науковою задачею [3, 4, 53]. Під час проектування складних радіотехнічних систем інколи вимагається розробити широкодіапазонний генератор НВЧ із заданим законом перебудови частоти генерації – лінійним, експоненціальним, гіперболічним та ін. При цьому, відхилення від заданого закону перебудови частоти генерації не повинне перевищувати $\pm(0.5..5)\%$ [3–4].

Крім заданого закону перебудови частоти генерації для широкодіапазонних генераторів вказується *крутизна електронної перебудови частоти генерації*, яка характеризує зміну частоти генерованих коливань, що приходить на 1 В зміни напруги керуючого елемента для лінійного закону перебудови, або мінімальне S_{\min} та максимальне S_{\max} значення крутизни при інших законах перебудови частоти генерації [55].

Ступінь зміни характеристики перебудови частоти оцінюється величиною перепаду крутизни електронної перебудови в робочому діапазоні частот [55]

$$\delta S = \frac{S_{\max}}{S_{\min}}. \quad (1.28)$$

Основним параметром, який визначає якість розроблених генераторних пристроїв, є стабільність частоти генерації. Зміна частоти генерації може відбуватися внаслідок дії зовнішніх дестабілізуючих факторів або під впливом внутрішніх шумів активних елементів генератора, частотно-вибірної системи тощо.

Основними зовнішніми дестабілізуючими факторами, які зумовлюють зміну частоти діапазонних ГЕК є механічні впливи, зміна температури деталей ГЕК, нестабільність напруг джерел живлення, зміна навантаження генератора, зміна вологості і тиску навколишнього середовища, зовнішні електромагнітні поля [40].

Вплив зовнішніх дестабілізуючих факторів і внутрішніх шумів, що супроводжують процес генерації коливань, що не затухають в часі, приводить до того, що коливання на виході ГЕК не є монохроматич-

ними і можуть бути представлені у вигляді вузькосмугового сигналу, амплітуда і фаза якого повільно змінюються в часі [40]. Миттєва частота такого коливання, визначається співвідношенням [40]

$$\omega(t) = d\Phi(t)/dt = \omega_0 + \Delta\omega^*(t), \quad (1.29)$$

де $\Phi(t) = \omega_0(t) + \varphi(t)$ – повна поточна фаза коливань; ω_0 – незмінна складова частоти; $\Delta\omega^*(t) = d\varphi(t)/dt$ – приріст частоти, що містить у своєму складі швидкі і повільні компоненти. Користуючись поняттям малого параметра [40]

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) + \varepsilon(t)\omega_0 t. \quad (1.30)$$

Компоненти, описувані другим доданком у (1.30), зобов'язані своїм походженням шумам, вібраціям, пульсаціям напруг живлення й іншим впливам, що носять звичайно випадковий характер. Третій доданок у (1.30) враховує повільні зміни частоти, що мають в основному детермінований характер і обумовлені в першу чергу старінням деталей ГЕК, їх саморозігрівом і зміною кліматичних умов [40].

1.3 Аналіз технічних рішень побудови ГЕК на основі ТСВО

Діапазонні ГЕК з широкою смугою перебудови частоти генерації виконуються у вигляді автогенераторів з керуванням величини одного з реактивних елементів (або двох) коливальної системи під дією оптичного випромінювання або зміни напруг живлення. Діапазонні ГЕК на основі ТСВО являють собою LC-автогенератори, функцію одного з реактивних елементів якого, або обох, виконує напівпровідникова транзисторна структура. Її повний опір має реактивну складову (індуктивну або ємнісну). Еквівалентні схеми таких генераторів наведені на рис. 1.4. Втрати в коливальному контурі ГЕК компенсуються за рахунок наявності від'ємного диференціального опору транзисторної структури активного елемента генератора.

Найбільшого поширення при побудові опорних генераторів отримала схема так званого “двохточкового” ГЕК, яка представлена на рис. 1.5а [56].

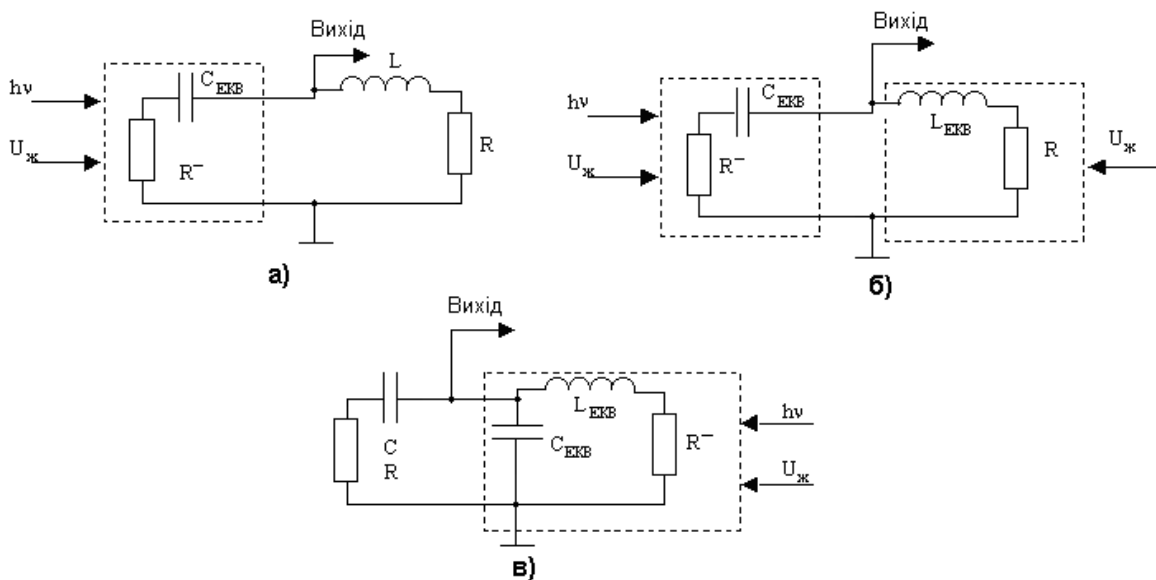


Рис. 1.4. Еквівалентні схеми діапазонних ГЕК з оптичною і електричною перебудовою частоти генерації

Генератор працює таким чином. Сигнал з коливального контуру L_1C_2 генератора подається на затвор ПТ VT2, який має великий вхідний опір, а сигнал зворотного зв'язку знімається з колектора VT1, що має великий вихідний опір. Внаслідок такого схемотехнічного рішення коливальний контур генератора слабо шунтується електронною схемою і зберігає високу еквівалентну добротність.

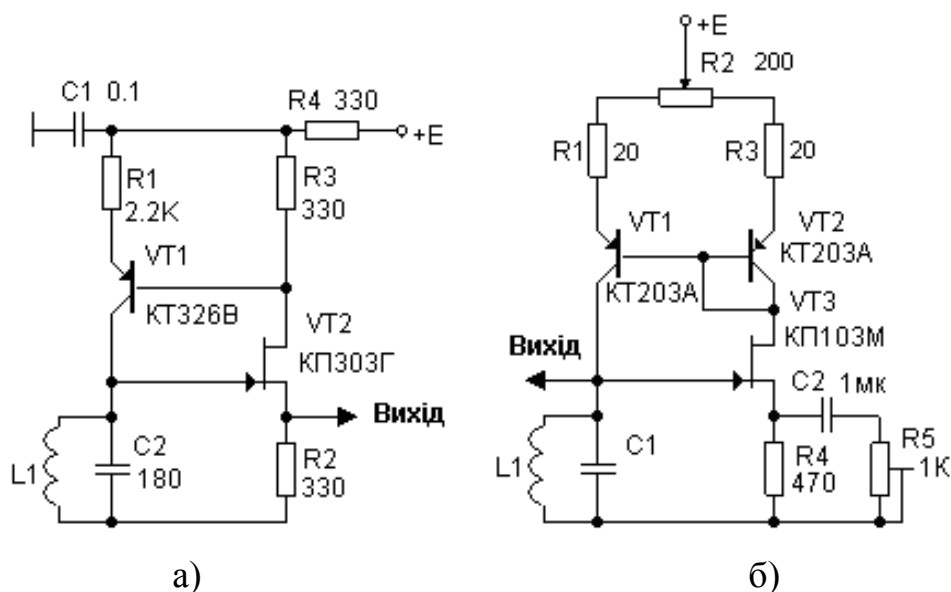


Рис. 1.5. Електричні схеми високостабільних "двохточкового" ГЕК (а) [56] і LC автогенератора з використанням струмового дзеркала (б) [49]

Для підвищення вхідного опору ПТ VT2 в коло витоку підключений резистор R2, для збільшення вихідного опору БТ VT1 в коло емітера підключений резистор R1. Для запропонованої схеми експериментально визначено, що відхилення частоти за 1 с не перевищує 1..2 Гц на частоті 10 МГц, тобто короткотривала стабільність частоти цього генератора близька до стабільності частоти кварцового генератора [56]. Довготривала стабільність частоти набагато гірша, і в основному визначається стабільністю резонансної частоти коливального контуру ГЕК і напруги живлення. Зміна напруги на 1 В приводить до відхилення частоти приблизно на 1000 Гц [56].

Підвищити довготривалу стабільність частоти генерації генератора на рис. 1.5а можна шляхом введення струмового дзеркала в коло позитивного зворотного зв'язку [49]. Стабілізований струм стоку ПТ VT3 (рис. 1.5б) регулюється змінним резистором R2. Частоту вихідного сигналу визначає паралельний контур L1C1. Напруга між затвором і витоком $U_{3B} = I_1 R_{0екв}$, де I_1 – струм транзистора VT1; $R_{0екв} = \sqrt{L_1/C_1}$ – характеристичний опір контуру. Значення струму $I_1 = NI_2$, а струму $I_2 = SU_{3B}$, де N – коефіцієнт пропорційності стабілізатора струму; S – крутизна прохідної ВАХ ПТ. В результаті напруга на контурі генератора $U_{3B} = NR_{0екв} SU_{3B}$, звідки впливає рівняння балансу амплітуд $NR_{0екв} S = 1$ або $L_1 N^2 S^2 = C_1$ [49].

Основне значення для стабільності частоти вихідного сигналу ГЕК на рис. 1.5б має коефіцієнт N. Для змінного струму його значення визначає опір резистора R4, а також положення потенціометра R2 (в залежності від R2 коефіцієнт N приймає значення від 1/11 до 11). Оскільки напруга позитивного зворотного зв'язку підводиться через струмове дзеркало і навантаження на контур зведене до мінімуму, тому стабільність частоти генерованих коливань приблизно в 10 разів вища ніж у подібних генераторів [49].

Для побудови ГЕК широко використовуються ТСВО керовані по струму (прилади S-типу), які не є транзисторними аналогами р-п-р-п структур. На рис. 1.6 зображений варіант такої ТСВО на основі ПТ [57].

Живлення ТСВО від одного або декількох генераторів стабільного струму покращує стабільність характеристик ТСВО і розширює його функціональні можливості [57]. Електрична схема і статичні ВАХ ТСВО керованої струмом з використанням струмового дзеркала пред-

ставлені на рис. 1.7а-г. При відповідних параметрах схеми статична ВАХ може проходити через нуль (рис. 1.7в) [57].

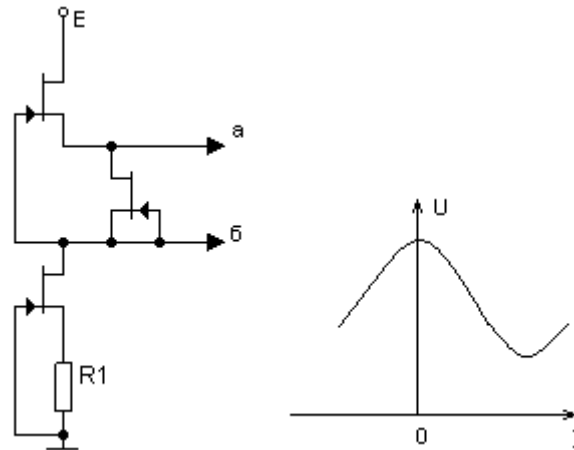


Рис. 1.6. Електрична схема ТСВО на основі ПТ керованої струмом і статична ВАХ [57]

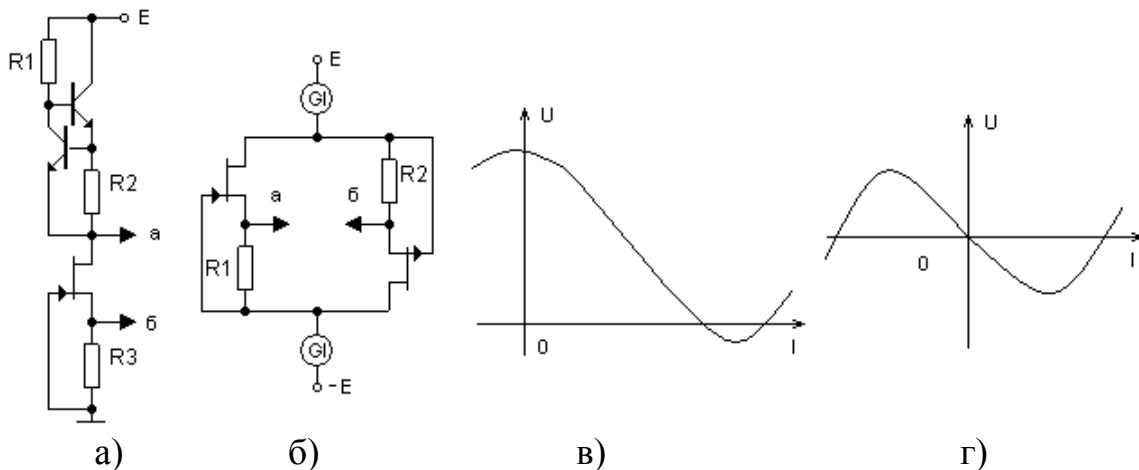


Рис. 1.7. Електрична схема ТСВО керованої струмом зі струмовим дзеркалом (а) еквівалентна перетворена схема (б) та статичні ВАХ (в-г)

В роботі [58] запропоновано технічне рішення генератора осциляторних або релаксаційних коливань, електрична схема якого представлена на рис. 1.8. Транзисторна структура VT1-VT2 на основі біполярних р-п-р транзисторів представляє собою активний елемент аналогових тригерів і мультівібраторів з колекторно-базовими зв'язками, що має статичну ВАХ S-типу. Напруга зворотного зв'язку безпосередньо знімається з паралельного коливального контуру L1C1. Опір R1 призначений для обмеження величини струму в колі емітерів. Змінюючи величину напруги живлення, можна змінювати режими роботи активного елементу генератора, що призводить до виникнення синусоїдальних або релаксаційних коливань. Період повторення релаксаційних коливань залежить від величини напруги живлення [58].

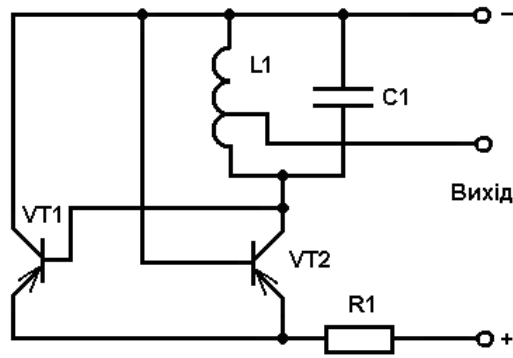


Рис. 1.8. Електрична схема ГЕК на основі біполярної транзисторної структури зі статичною ВАХ S-типу [58]

Основною перевагою електрично керованого генератора на рис. 1.8. є мала кількість елементів схеми, що зменшує втрати напруги в колах зворотного зв'язку. За рахунок використання біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором розширено діапазон зміни напруги живлення, в якому виконується умова самозбудження генератора, що призводить до підвищення його стійкості і надійності. До основних недоліків генератора на рис. 1.8 слід віднести малу потужність генерованих коливань, що зумовлено роботою біполярних транзисторів VT1-VT2 при нульових колекторних напругах, а також низьку температурну стабільність частоти генерованих коливань [58].

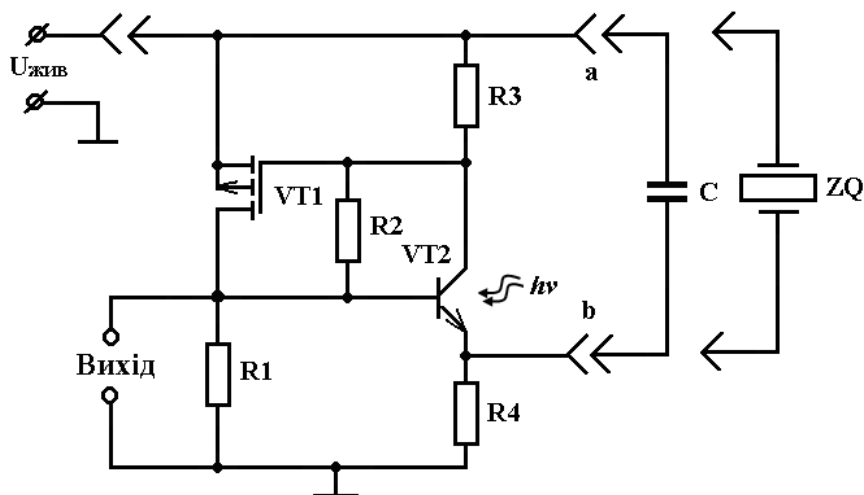


Рис. 1.9. Потужний оптично керований ГЕК на основі ТСВО [59]

Статична характеристика активного елемента ГЕК відносно електродів витік МДН транзистора і емітер БТ (відповідно клеми а і b) має S-тип. Рівняння для усередненого імпедансу ТСВО активного елемента ГЕК на електродах витік МДН транзистора і емітер БТ у відповідності з [59]

$$Z = \frac{S \cdot r \cdot R_3 \left[\left[0,5 \cdot (1 + \alpha) - \left[0,25 \cdot (1 + \alpha) \cdot \left[1 + B \cdot \left(\frac{R_1}{R_4} \right) \right] \cdot \left[1 + B \cdot \left(\frac{R_1}{R_4} \right) \right]^{-1} \right] \right] \left[\left(\frac{0,5}{\beta} \right) \cdot (1 - A) - A + 1 \right]^{-1} \right]}{\left[1 - \left[0,25 \cdot (1 + \alpha) \cdot \left[\left[\frac{(1 - A)}{\alpha} \right] + \left(\frac{R_1}{R_4} \right) \cdot C \right] \cdot \left[1 + B \cdot \left(\frac{R_1}{R_4} \right) \right]^{-1} \cdot \left[\left(\frac{0,5}{\beta} \right) \cdot (1 - A) - A + 1 \right]^{-1} \right] \right]}$$

де коефіцієнти

$$A = \frac{(S \cdot r - 1) \cdot R_3}{R_2}; \quad B = 0,5 \cdot (1 - \alpha); \quad C = S \cdot R_3 - \left[\frac{(1 - A)}{2 \cdot \beta} \right] + A.$$

Експериментальні дослідження проводилися для варіантів побудови на основі базової схеми на рис. 1.9 з оптичною перебудовою частоти генерації на транзисторах IRF9630 (VT1) і 2Ф2062 (VT2), а також з електричною перебудовою частоти генерації на транзисторах IRF9630 (VT1) і КТ315Г (VT2). Результати експериментальних досліджень і моделювання розроблених генераторів наведені в роботі [60]. В залежності від зміни величин параметрів елементів схеми частота генерованих імпульсних коливань знаходиться в межах від 0,05 Гц до 11,2 МГц, при зміні амплітуди в межах від 1,5 В до 3,2 В і зміні тривалості імпульсів від 1,2 мкс до 0,1 с [60]. Основним недоліком роботи генератора, схема якого представлена на рис. 1.9, є необхідність використання високо стабільного джерела постійної напруги.

Використання струмового дзеркала для стабілізації режиму живлення активного елемента генератора на основі біполярної транзисторної структури виконано в роботі [12].

На рис. 1.10 представлена електрична схема діапазонного низькочастотного ГЕК на основі ТСВО з N-подібною статичною ВАХ [12]. Формування N-подібної статичної ВАХ активного елемента генератора відбувається за рахунок зменшення струму бази транзистора VT1 зі збільшенням напруги живлення за рахунок відгалуження частини струму бази в додаткове коло. Додаткове коло виконане у вигляді струмового дзеркала на БТ VT2-VT3. Для забезпечення умови самозбудження ГЕК (балансу фаз) в колекторне коло БТ VT1 включена котушка індуктивності L1. Котушка L1 забезпечує живлення по постійному струму БТ VT1 і впливає на частоту генерованих коливань разом з параметрами п'єзоперетворювача ZQ1. Величину змінного резистора R3 встановлюють по досягненню синусоїдальної форми генерованих електричних коливань [12].

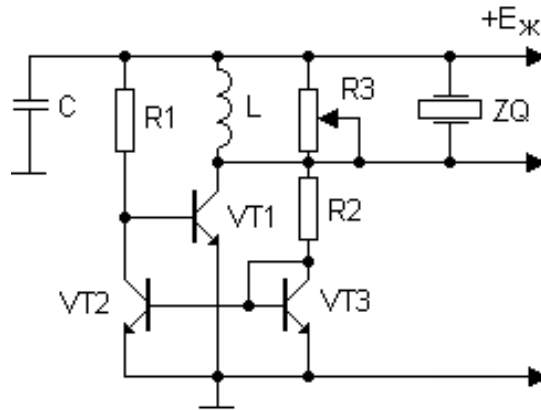


Рис. 1.10. Електрична схема ГЕК на основі біполярної транзисторної структури зі стабілізацією частоти з допомогою струмового дзеркала

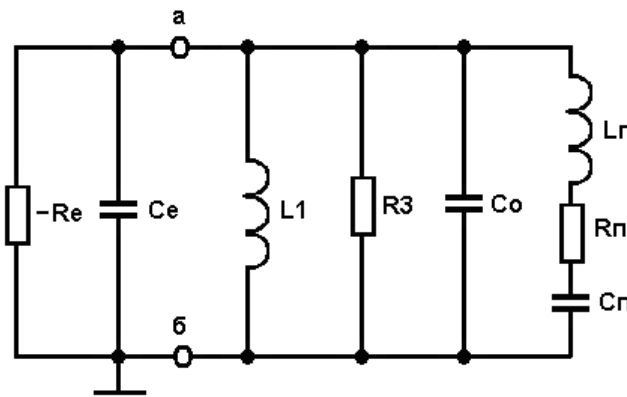


Рис. 1.11. Еквівалентна схема генератора на рис. 1.10 [12]

Еквівалентна схема генератора представлена на рис. 1.11 [12]. З рис. 1.11 видно, що генератор буде працювати на частоті послідовного резонансу п'єзоперетворювача

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C_n}}, \quad (1.31)$$

де L_n і C_n – відповідно динамічна індуктивність і ємність п'єзоперетворювача. При цьому необхідно, щоб паралельний контур, який складається з елементів C_e , C_o і L_1 , також був налаштований на цю частоту.

Умова виникнення коливань в генераторі [12]

$$\left| \frac{-R_e \cdot R_3}{R_e - R_3} \right| > R_n, \quad (1.32)$$

де R_e – еквівалентний активний опір транзисторної структури.

Якщо резонансна частота паралельного контуру нижча f_p , тоді можлива генерація на частоті паралельного контуру [12]

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1(C_e + C_o)}}, \quad (1.33)$$

при виконанні умови

$$\begin{cases} |-R_e| < R_3, \\ \left| \frac{-R_e \cdot R_3}{R_e - R_3} \right| < R_n. \end{cases} \quad (1.34)$$

В роботах [61–65] запропоновані різні схемотехнічні рішення опорних ГЕК на основі ТСВО зі статичною ВАХ Λ -типу з електричною і оптичною перебудовою частоти генерації з пасивним і активним індуктивними елементами, які характеризуються підвищеною потужністю генерованих коливань, розширенням смуги перебудови частоти генерації, підвищенням ККД.

Застосування кварцових резонаторів в схемах генераторів покращує довгострокову стабільність частоти генерації. На основі нелінійних характеристик ТСВО можна будувати кварцові багаточастотні генератори і генератори різницевої частоти без додаткових схемотехнічних рішень [66].

Характерними недоліками кварцових транзисторних генераторів з активним навантаженням, які побудовані на основі ємнісної триточки, є неможливість забезпечення високої стабільності амплітуди напруги і частоти вихідних коливань, а також мала стійкість роботи генератора при широкому діапазоні зміни напруги живлення [67, 68].

В роботі [69] розроблений генератор з кварцовою стабілізацією частоти по схемі індуктивної триточки (рис. 1.12) на основі біполярної транзисторної структури VT1-VT2, який характеризується підвищеною стабільністю амплітуди і частоти генерованих коливань. Кварцовий резонатор ZQ включений послідовно з ємністю конденсатора C1 в колі бази транзистора VT2.

Кварцові резонатори широко використовують для збільшення довгострокової стабільності ГЕК на основі ТСВО. На рис. 1.13 показана електрична схема кварцового ГЕК на основі ТСВО з двополярним живленням [70].

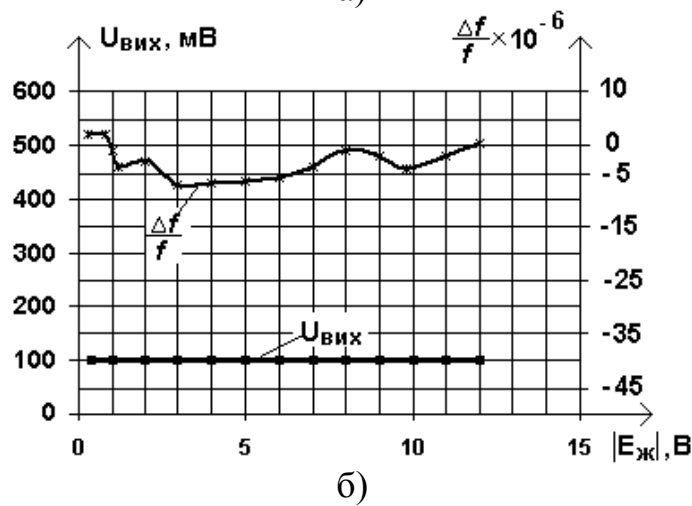
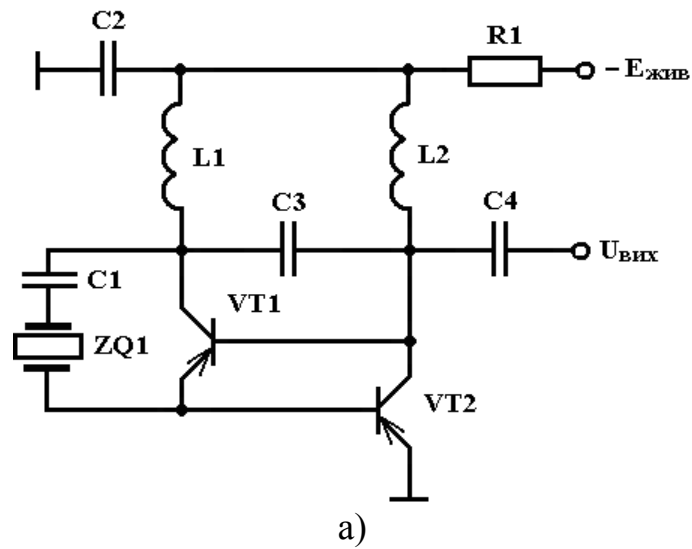


Рис. 1.12. Електрична схема кварцовий генератора на основі біполярної ТСВО (а) і графік зміни амплітуди (б) [69]

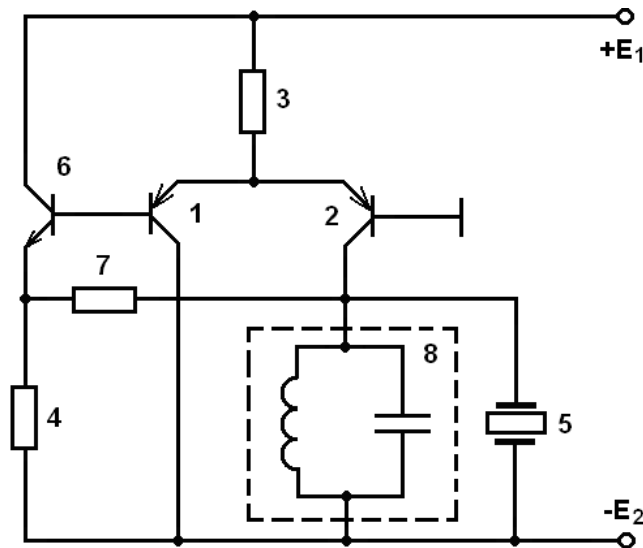


Рис. 1.13. Електрична схема кварцового ГЕК на основі ТСВО з двополярним живленням [70]

Кварцовий генератор працює таким чином. При включенні напруги живлення перший 1, другий 2 і третій 6 біполярні транзистори встановлюються в активний режим. При настройці паралельного С-контур 8 на обрану гармоніку кварцового резонатора 5 комплексний опір у точках підключення кварцового резонатора 5 є чисто активним і має від'ємне значення. При цьому, дійсна частина комплексного опору досягає максимального значення. Якщо виконується умова $Z_{e0} > r_{кв1}$, де $r_{кв1}$ – опір кварцового резонатора 5 на частоті І-ї гармоніки, відбувається збудження електричних коливань. Режим по постійному струму активних елементів кварцового генератора забезпечується вибором опорів першого 3, другого 4 і третього 7 резисторів. Внаслідок температурної компенсації параметрів першого 1 і третього 6 біполярних транзисторів значення Z_{e0} практично не залежить від температури, що забезпечує збільшення довгострокової стабільності частоти генерованих коливань.

В більшості випадків при побудові ГЕК функціональних вузлів частотних логічних і операційних елементів висуваються жорсткі вимоги до стабільності амплітуди генерованих коливань, як під час перебудови частоти генерації в заданій смузі частот, так і при зміні напруги живлення [38]. Вимога стабільності амплітуди генерованих коливань висувається при побудові гетеродинів синхронних приймачів, приймачів прямого перетворення і перетворення на гармоніках [71].

На рис.1.14 представлена електрична схема ГЕК зі стабілізованою амплітудою генерованих гармонічних коливань [71]. Генератор працює таким чином. При відсутності коливань в контурі генератора, що складається з конденсатора С1 і котушки L1, зміщення на затворі польового транзистора дорівнює нулю, коефіцієнт підсилення транзистора великий, що забезпечує умову самозбудження генератора. При деякій амплітуді коливань на контурі швидкість зростання вихідної напруги амплітудного детектора, що побудований за схемою подвоєння напруги, набагато більша ніж швидкість зростання амплітуди напруги на контурі генератора. Це призводить до зменшення коефіцієнта підсилення польового транзистора, і, як наслідок, стабілізації амплітуди напруги на контурі генератора. Польовий транзистор працює в режимі класу А, детектор навантажений на резистор з великим опором (R2), і практично не шунтує коливальний контур генератора, що забезпечує малу спектральну щільність генерованих коливань [71].

Експериментальні дослідження показали, що при октавній перебудові частоти генерації амплітуда напруги на контурі змінюється не більше ніж на $\pm 2,5\%$. Регулювати рівнем стабілізації амплітуди генерованих коливань можна шляхом подання напруги зміщення на анод діода VD1 [71].

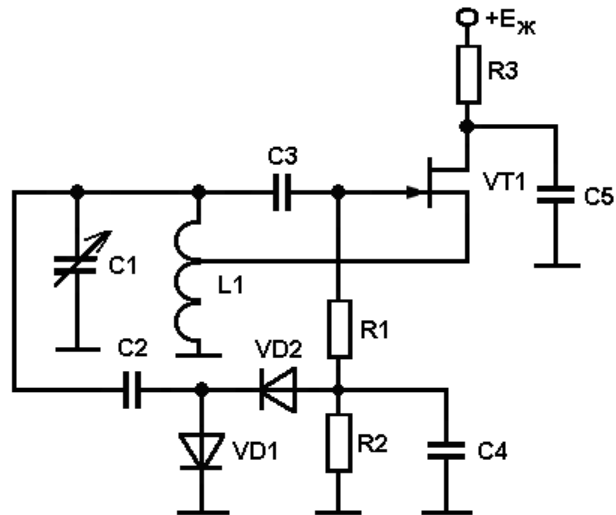


Рис. 1.14. Електрична схема ГЕК зі стабілізованою амплітудою генерованих гармонічних коливань [71]

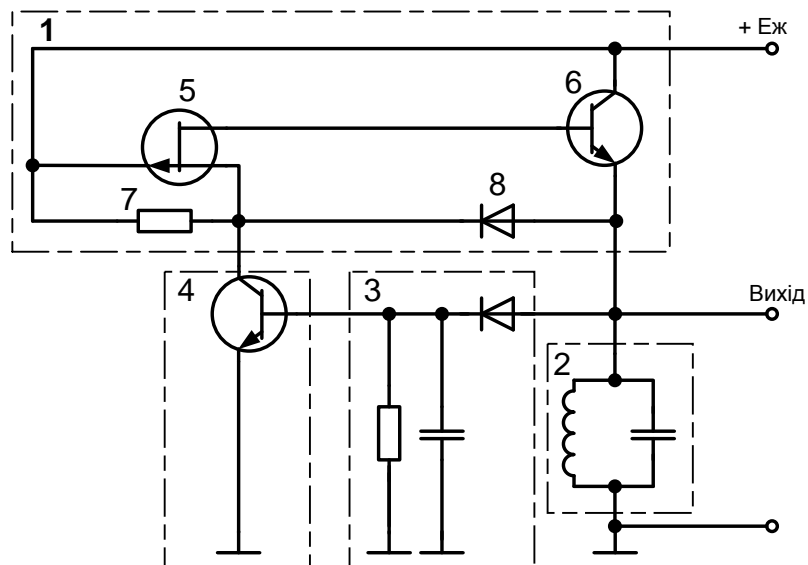


Рис. 1.15. Генератор гармонічних коливань на основі ТСВО і системою автоматичного регулювання підсилення [72]

Застосування засобів стабілізації амплітуди генерованих коливань в ГЕК на основі ТСВО дозволяє додатково підвищити стабільність частоти. На рис. 1.15 представлена електрична схема генератора синусоїдальних коливань на основі ТСВО з системою автоматичного регулювання підсилення [72]. Генератор синусоїдальних коливань містить активний елемент 1, коливальний контур 2, амплітудний детектор 3, підсилювач постійного струму 4 на БТ. Активна частина 1 генератора складається з польового 5 і біполярного 6 транзисторів, діода 8 і резистора 7 і представляє собою ТСВО керовану напругою. Використання кола автоматичної стабілізації амплітуди генерованих коливань дода-

тково підвищує довгострокову стабільність частоти генерації та збільшує ККД генератора [72].

1.4. Аналіз методів дослідження генераторних пристроїв на основі приладів з ВО

На рис. 1.16 представлена узагальнена класифікація транзисторів і транзисторних структур з ВО [43, 73].



Рис. 1.16. Узагальнена класифікація транзисторів і транзисторних структур з ВО

Фізичні процеси, що відбуваються в генераторних пристроях на основі приладів з ВО, описуються з допомогою нелінійних диференціальних рівнянь. Ці рівняння базуються на основі нелінійної апроксимації статичних характеристик активних елементів генераторів і описі

фізичних процесів, що відбуваються в нелінійному диференційному контурі ГЕК, в якому використані нелінійні властивості ємнісної або індуктивної реактивних складових для перебудови частоти генерації. Тому, задача дослідження ГЕК на приладах з ВО найчастіше зводиться до розв'язку нелінійного диференціального рівняння другого порядку.

Точних аналітичних методів розв'язання нелінійних диференціальних рівнянь не існує. В залежності від конкретних технічних рішень побудови ГЕК та режимів їх роботи для дослідження таких параметрів як стійкість, стабільність частоти генерованих коливань, дослідження форми генерованих коливань при перебудові частоти генерації в заданому діапазоні частот та інше, використовують наближені методи аналізу. Вибір і обґрунтування обраного методу аналізу залежить від його зручності та точності отриманих результатів [20].

В зв'язку із зазначеними математичними труднощами аналітичного розв'язку нелінійних диференціальних рівнянь, дослідження ГЕК на основі приладів з ВО зводять до вирішення двох основних задач [74]:

- визначення станів рівноваги автоколивальної системи та дослідження її на стійкість;
- дослідження процесів стаціонарного режиму роботи автоколивальної системи.

Метод лінеаризації полягає у заміні нелінійних елементів схеми ГЕК лінійними при умові малих відхилень (малих амплітудах напруги та струму) [20]. Цей метод переважно використовується при дослідженні стійкості та умов збудження автоколивальних систем, але його не можна використовувати для дослідження системи в режимі великих амплітуд, при аналізі перехідних процесів тощо.

Квазілінійний метод (метод гармонічної лінеаризації) використовується для аналізу автоколивальних систем томсонівського типу [20].

Найбільш широкого поширення для аналізу як перехідних процесів, так і стаціонарних режимів автоколивальних систем отримав метод фазової площини. Універсальність цього методу полягає у використанні його для дослідження автогенераторів в осциляторному і релаксаційному режимі роботи. В монографії [75] запропоновано спосіб нелінійного перетворення змінних у методі фазової площини для аналізу автогенераторних систем другого порядку. За допомогою запропонованого способу є можливість провести аналіз одноконтурних і багатоконтурних генераторів електричних коливань, коливальна система яких містить один або два нелінійні реактивні елементи.

В роботах [75, 76] розроблені методики дослідження генераторів електричних коливань на основі приладів з від'ємним опором в генераторному режимі і режимі синхронізації, флуктуації амплітуди і фази

генерованих коливань, генераторів з системою фазової автоматичної автопідстройки частоти тощо.

Метод фазової площини є основним для дослідження генераторів шуму (автостохастичних генераторів) на основі приладів з від'ємним опором, шумовий характер вихідного сигналу в яких визначається не підсиленням флуктуацій, а власною складною динамікою, що пов'язано з появою у фазовому просторі системи странного атратора [77, 78].

Метод повільно змінних амплітуд отримав широке використання для аналізу нелінійних систем для дослідження коливань, які за формою наближаються до синусоїдальних [74]. Застосування цього методу для аналізу пристроїв генерації можливе при використанні останніми високо добротних контурів, що зумовлює вузько смуговий спектральний склад генерованих коливань. Це зумовлює порівняно повільну зміну в часі амплітуди і фази генерованих коливань протягом одного періоду [74].

Метод малого параметра базується на відшуванні розв'язку нелінійного диференціального рівняння у вигляді степеневого ряду за степенями малого параметра [20]. Цей метод використовується як базовий для теоретичного дослідження стаціонарного режиму ГЕК на основі ТСВО [25, 27].

Використання спектральних методів аналізу ГЕК можливе при роздільному аналізі лінійної інерційної і нелінійної безінерційної частин. Це дозволяє провести дослідження фізичних процесів у активному елементі і частотно-вибірної системі генератора з різною точністю отриманих результатів [79].

Застосування символічних методів аналізу генераторних пристроїв на основі ТСВО дозволяє значно спростити кількість математичних операцій і полегшує оброблення проміжних результатів за допомогою відомих прикладних математичних пакетів програм [37]. Однак символічні методи не є універсальними і призначені для дослідження вузького класу пристроїв на основі приладів з ВО [80].

2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ГЕК НА ОСНОВІ ТСВО

Відомі математичні моделі ГЕК на основі приладів з ВО [17, 25, 27, 75]. Застосування цих математичних моделей для аналізу осциляторного і релаксаційного режимів роботи ГЕК ускладнюється принциповою нелінійністю статичних і динамічних характеристик ТСВО. В цьому розділі удосконалено лінійну і нелінійну математичні моделі ГЕК на основі запропонованої апроксимації ВАХ ТСВО поліномом 3-го степеня, що базується на визначенні її характерних точок.

2.1. Узагальнене диференціальне рівняння ГЕК на основі ТСВО на фіксованій частоті генерації

Більшість схем ГЕК на основі приладів з ВО при роботі на фіксованій частоті генерації квазігармонічних коливань можна представити у вигляді паралельного резонансного контуру першого порядку [17].

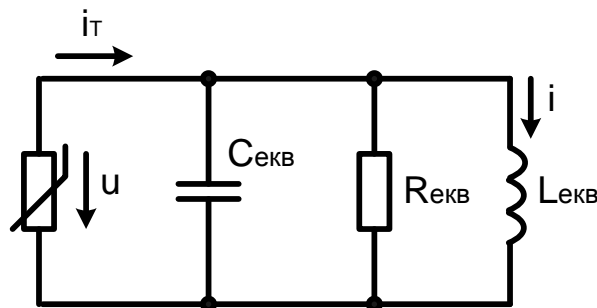


Рис. 2.1. Еквівалентна схема ГЕК на основі ТСВО з квазігармонічним генерованим сигналом

На рис. 2.1 прийняті такі позначення: $i_T(u)$ – кероване джерело струму, яке являє собою залежність струму крізь ТСВО від напруги (визначається режимом живлення генератора); $C_{екв}$, $L_{екв}$ і $R_{екв}$ – відповідно еквівалентні ємність, індуктивність і опір активних втрат вибіркової системи генератора. Еквівалентна ємність коливального контуру

$$C_{екв} = C(u) + C_H + C_{мон}, \quad (2.1)$$

де $C(u)$ – еквівалентна ємність, величина якої визначається реактивною складовою повного опору ТСВО; C_H – ємність елементів настройки і навантаження генератора, перехована до коливального контуру; $C_{мон}$ – ємність монтажу.

Рівняння, яке описує залежність еквівалентної ємності реактивної складової повного опору ТСВО, можна представити у вигляді степеневого ряду [81]

$$C(u) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k u^k, \quad (2.2)$$

де C_0 – еквівалентна ємність, яка визначається режимом живлення ТСВО.

Для якісного аналізу фізичних процесів, що протікають в ГЕК на основі ТСВО, достатньо обмежитися першими двома членами ряду (2.2)

$$C(u) = C_0 + C_1 u + C_2 u^2. \quad (2.3)$$

При роботі ГЕК на основі ТСВО на фіксованій частоті з квазігармонічним генерованим сигналом коефіцієнти C_1 і C_2 степеневого ряду (2.3) порівняно малі [81], а тому

$$C(u) \approx C_0. \quad (2.4)$$

Еквівалентна індуктивність коливального контуру

$$L_{екв} = L_k + L_{нар}, \quad (2.5)$$

де L_k – індуктивність котушки; $L_{нар}$ – перерахована до коливального контуру паразитна індуктивність виводів транзисторів активного елемента генератора.

Еквівалентний активний опір коливального контуру генератора

$$R_{екв} = \frac{R_n \cdot R_{втр}}{R_n + R_{втр}}, \quad (2.6)$$

де R_n – опір навантаження; $R_{втр}$ – опір активних втрат в коливальній системі і колах настроювання генератора.

На основі узагальнення першого закону Кірхгофа

$$i_T + C_{екв} \frac{du}{dt} + \frac{u}{R_{екв}} + i = 0. \quad (2.7)$$

При складанні рівняння (2.7) прийнято, що всі струми спрямовані до першого вузла. Знак мінус чисельного розв'язку одного зі струмів означає, що він має протилежний напрямок.

Зв'язок між напругою і струмом індуктивності описується рівнянням

$$u = L_{екв} \frac{di}{dt}. \quad (2.8)$$

Рівняння (2.7) і (2.8) утворюють систему звичайних диференціальних рівнянь першого порядку. Підставивши рівняння (2.8) в (2.7), отримаємо диференціальне рівняння другого порядку

$$i_T + L_{екв} C_{екв} \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{L_{екв}}{R_{екв}} \frac{di}{dt} + i = 0. \quad (2.9)$$

На основі відомої апроксимації статичної ВАХ приладу з ВО [76], з врахуванням особливостей статичних ВАХ ТСВО Λ -типу у [82] запропонована апроксимація

$$i_T(u) = I_S - g(u - U_S) + h(u - U_S)^3, \quad (2.10)$$

де U_S, I_S – координати середини спадної ділянки вольт-амперної характеристики ТСВО (ділянки від'ємного опору); g, h – коефіцієнти апроксимації, які визначаються з експериментальних даних.

Розкривши дужки і звівши подібні у співвідношенні (2.10), отримаємо рівняння апроксимації статичної ВАХ ТСВО поліномом третього степеня [82]

$$i_T(u) = (I_S + gU_S - hU_S^3) - (g - 3hU_S^2)u - 3hU_S u^2 + hu^3. \quad (2.11)$$

На рис. 2.2 представлено графік апроксимованої статичної ВАХ ТСВО, що побудований за допомогою (2.10) у MathCad 11.0. Величину спаданої ділянки статичної ВАХ можна отримати, дослідивши функцію (2.10) на екстремуми. Координати початку й кінця ділянки від'ємного опору визначаються з умови

$$\frac{di_T(u)}{du} = -g + 3h(u - U_S)^2 = 0, \quad (2.12)$$

звідки

$$U_{\max} = U_s - \sqrt{\frac{g}{3h}}; \quad (2.13)$$

$$U_{\min} = U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}}, \quad (2.14)$$

а величина максимального і мінімального струмів ділянки від'ємного опору

$$I_{\max} = I_s + g\sqrt{\frac{g}{3h}} - h\left(\sqrt{\frac{g}{3h}}\right)^3; \quad (2.15)$$

$$I_{\min} = I_s - g\sqrt{\frac{g}{3h}} + h\left(\sqrt{\frac{g}{3h}}\right)^3. \quad (2.16)$$

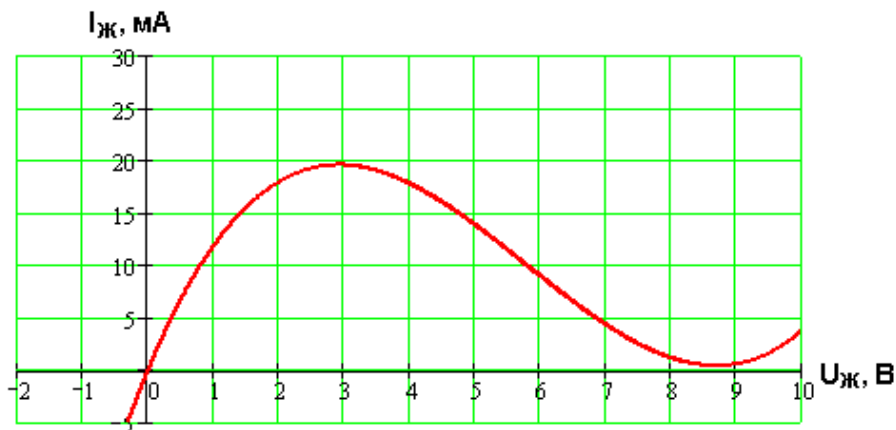


Рис. 2.2. Графік апроксимованої статичної ВАХ ТСВО поліномом 3-го степеня

Величини I_s , U_s , g , і h рівняння апроксимації (2.10) спадної ділянки ВАХ ТСВО можна визначити з системи лінійних алгебраїчних рівнянь (2.13) – (2.16) за експериментально отриманими точками початку (U_{\max} , I_{\max}) і кінця (U_{\min} , I_{\min}) ділянки від'ємного опору.

Подальше дослідження квазігармонічного режиму ГЕК на основі ТСВО проведемо, перенісши початок системи координат в точку ($U_s, 0$). В такому випадку рівняння (2.10) має вигляд

$$i_T(u) = I_s - gu + hu^3. \quad (2.17)$$

Диференціальне рівняння (2.9) після підстановки рівняння (2.17) з врахуванням (2.8) буде мати вигляд

$$I_S - gL_{екв} \frac{di}{dt} + h \left(L_{екв} \frac{di}{dt} \right)^3 + L_{екв} C_{екв} \frac{d^2i}{dt^2} + \frac{L_{екв}}{R_{екв}} \frac{di}{dt} + i = 0. \quad (2.18)$$

Привівши подібні в рівнянні (2.18), у роботі [82] отримано диференціальне рівняння другого порядку

$$L_{екв} C_{екв} \frac{d^2i}{dt^2} + \left[h \left(L_{екв} \frac{di}{dt} \right)^2 - \left(g - \frac{1}{R_{екв}} \right) \right] L_{екв} \frac{di}{dt} + I_S + i = 0. \quad (2.19)$$

Розв'язування рівняння (2.19) проведемо в нормованому часі

$$t_H = \omega_0 t, \quad (2.20)$$

де $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{екв} C_{екв}}}$ – резонансна частота коливального контуру. Для спрощення диференціального рівняння перейдемо до безрозмірної змінної [76]

$$z = \omega_0 (I_S + i) \sqrt{\frac{h}{g - \frac{1}{R_{екв}}}}. \quad (2.21)$$

Реальний час і струм індуктивності визначаються з рівнянь (2.20) і (2.21)

$$t = \frac{1}{\omega_0} t_H, \quad (2.22)$$

$$i = z \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{g - \frac{1}{R}}{h}} - I_S. \quad (2.23)$$

На підставі (2.22) і (2.23) можна записати співвідношення для заміни змінних

$$\left\| \begin{aligned} di &= \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{g - \frac{1}{R}}{h}} dz, & d^2i &= \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{g - \frac{1}{R}}{h}} d^2z, & dt &= \frac{1}{\omega_0} dt_H, & d^2t &= \frac{1}{\omega_0} d^2t_H. \end{aligned} \right. \quad (2.24)$$

Використавши заміну (2.24), у роботі [82] отримано диференціальне рівняння

$$L_{екв} C_{екв} \frac{d^2 z}{dt_H^2} \sqrt{\frac{g - \frac{1}{R_{екв}}}{h}} + \frac{z}{\omega_0} \sqrt{\frac{g - \frac{1}{R_{екв}}}{h}} +$$

$$+ \left[\left(\frac{dz}{dt_H} \right)^2 \left(g - \frac{1}{R_{екв}} \right) - g + \frac{1}{R_{екв}} \right] L_{екв} \sqrt{\frac{g - \frac{1}{R_{екв}}}{h}} \frac{dz}{dt_H} = 0, \quad (2.25)$$

якому можна надати форму рівняння Релея [83, 84]

$$\frac{d^2 z}{dt_H^2} + \varepsilon \left[\left(\frac{dz}{dt_H} \right)^2 - 1 \right] \frac{dz}{dt_H} + z = 0, \quad (2.26)$$

де безрозмірний сталий параметр ε диференціального рівняння визначається співвідношенням

$$\varepsilon = \omega_0 L_{екв} \left(g - \frac{1}{R_{екв}} \right). \quad (2.27)$$

Продиференціюємо (2.26) по нормованому часу t_H і перейдемо від змінної z до змінної

$$x = \sqrt{3} \frac{dz}{dt_H} = u \sqrt{\frac{3h}{g - \frac{1}{R_{екв}}}}, \quad (2.28)$$

що представляє собою напругу генерації $u(t)$ нормовану до напівширини ділянки від'ємного опору $\sqrt{\frac{g}{3h}}$. Отримаємо рівняння Ван дер

Поля для ЛС автогенератора на трьохелектродній лампі при апроксимації її характеристики кубічним поліномом [82]

$$\frac{d^2 x}{dt_H^2} + \varepsilon(x^2 - 1) \frac{dx}{dt_H} + x = 0. \quad (2.29)$$

Рівняння (2.29) еквівалентне системі звичайних диференціальних рівнянь

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt_H} = z - \varepsilon \left(\frac{x^3}{3} - x \right); \\ \frac{dz}{dt_H} = -x. \end{cases} \quad (2.30)$$

Враховуючи додатний знак коефіцієнта ε при $|x| \ll 1$ ми маємо справу з моделлю лінійного осцилятора з від'ємним затуханням [76].

Подальше дослідження проведемо методом фазової площини. Особлива точка – початок координат фазової площини з осями $x(t)$ і $\frac{d}{dt}x(t)$. Для з'ясування типу цієї особливої точки і характеру рівноваги необхідно скласти характеристичне рівняння лінеаризованої системи [85]

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt_H} = z + \varepsilon x, \\ \frac{dz}{dt_H} = -x. \end{cases} \quad (2.31)$$

Характеристичне рівняння можна представити у вигляді визначника [85]

$$\begin{vmatrix} \varepsilon - p & +1 \\ -1 & -p \end{vmatrix} = 0, \quad (2.32)$$

або

$$p^2 - \varepsilon p + 1 = 0. \quad (2.33)$$

Корені характеристичного рівняння

$$p_{1,2} = \frac{\varepsilon}{2} \pm \sqrt{\frac{\varepsilon^2}{4} - 1}. \quad (2.34)$$

Якщо $\varepsilon > 2$, тоді корені характеристичного рівняння (2.34) дійсні і додатні. В цьому випадку особлива точка є нестійким вузлом, що зумовлює аперіодичний характер залежності змінної x від нормованого часу. Якщо $\varepsilon < 2$, тоді корені характеристичного рівняння комплексні з додатною дійсною частиною. Особлива точка в такому випадку є нестійким фокусом, що зумовлює коливальний характер змінної x від нормованого часу t_H .

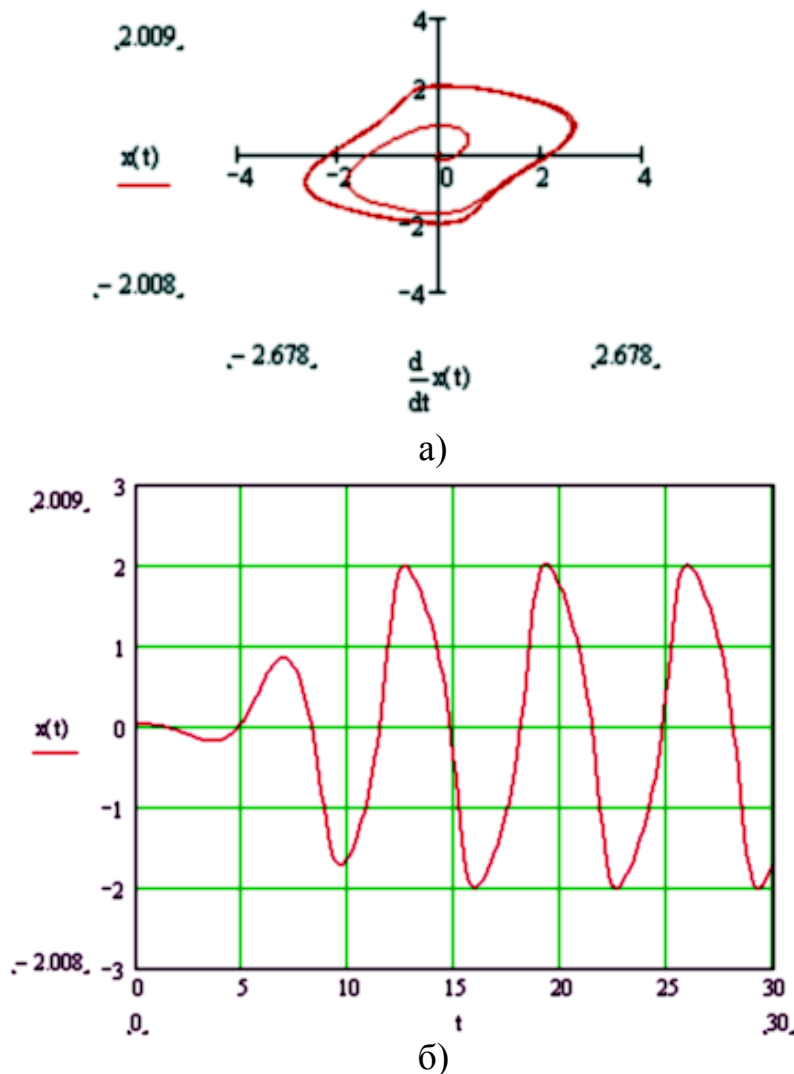


Рис. 2.3. Фазовий портрет квазілінійного ГЕК на основі ТСВО (а) і графік встановлення нормованої напруги генерації в залежності від нормованого часу (б)

На рис. 2.3а представлено фазовий портрет квазілінійного ГЕК на основі ТСВО, а на рис. 2.3б представлено графік встановлення нормо-

ваної напруги генерації в залежності від нормованого часу, які побудовані на підставі (2.29) з врахуванням (2.27) і (2.28), використовуючи пакет програм MathCad 11.0.

2.2. Квазілінійна модель ГЕК на основі ТСВО

Квазілінійну модель ГЕК на основі ТСВО побудуємо на основі фізичних параметрів еквівалентної схеми на рис. 2.1. З врахуванням обраних напрямків струмів на рис. 2.1 можна записати систему диференціальних рівнянь

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{u}{L_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}}; \\ \frac{du}{dt} = \frac{1}{\tilde{N}_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}} \left(i_T - \frac{u}{R_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}} - i \right). \end{cases} \quad (2.35)$$

Скористаємось загальноприйнятими співвідношеннями хвильового опору і добротності коливального контуру

$$\rho = \omega_0 L_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} = \frac{1}{\omega_0 C_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}} = \sqrt{\frac{L_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}}{C_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}}}; \quad (2.36)$$

$$Q = \frac{\rho}{R_{\text{екв}}} = \frac{1}{\omega_0 C_{\text{екв}} R_{\text{екв}}}. \quad (2.37)$$

Система рівнянь (2.35) в нормованому часі (2.20) буде мати вигляд [75]

$$\begin{cases} \frac{d\rho i}{dt_H} = u; \\ \frac{du}{dt_H} = -\rho i + \left[-\frac{u}{Q} + \rho i_T \right]. \end{cases} \quad (2.38)$$

Враховуючи, що еквівалентна добротність коливальної системи ГЕК на основі ТСВО значно більша одиниці [26]

$$Q \gg 1 \quad (2.39)$$

і струм, що протікає крізь ТСВО, в Q разів менший струму індуктивності, система диференціальних рівнянь (2.38) прийме вигляд [75]

$$\begin{cases} \frac{d\rho i}{dt_H} = u; \\ \frac{du}{dt_H} = -\rho i + \mu F, \end{cases} \quad (2.40)$$

де

$$\mu F = -\frac{1}{Q}u + \rho i_T. \quad (2.41)$$

Складова (2.41) представляє собою малий параметр зовнішньої дії на коливальний контур, що враховує нелінійні властивості генератора. Приймаючи малий параметр $\mu = 0$, що відповідає гармонічному генерованому сигналу, розв'яжемо методом фазової площини систему диференціальних рівнянь, яка близька до лінійної консервативної [75]

$$\begin{cases} \frac{d\rho i}{dt_H} = u; \\ \frac{du}{dt_H} = -\rho i. \end{cases} \quad (2.42)$$

Фазовий портрет, що відповідає системі (2.42), в координатах ρi та u являє собою сімейство концентричних кіл з радіусом U_m , що визначаються енергією, яка накопичена в коливальній системі [75]. Розв'язок системи (2.42) є рівняння [75]

$$u = U_m \cos(t_H + \varphi) = U_m \cos \psi; \quad (2.43)$$

$$\rho i = -\frac{du}{dt_H} = U_m \sin(t_H + \varphi) = U_m \sin \psi. \quad (2.44)$$

Знайдемо закон встановлення амплітуди U_m і фази φ рівнянь (2.43) і (2.44) під дією малих сил μF . З другого рівняння системи (2.40) випливає [75]

$$du = -\rho i dt_H + \mu F dt_H. \quad (2.45)$$

Елементарні прирости амплітуди dU_m і фази $d\varphi$ описуються співвідношеннями [75]

$$dU_m = d_\mu u \cos \psi; \quad (2.46)$$

$$d\varphi = -\frac{d_\mu u}{U_m} \sin \psi. \quad (2.47)$$

Диференціальні рівняння встановлення миттєвих значень амплітуди і фази рівнянь (2.43) і (2.44) мають вигляд [75]

$$\frac{dU_m}{dt_H} = \left(-\frac{u}{Q} + \rho i_T \right) \cos \psi; \quad (2.48)$$

$$\frac{d\varphi}{dt_H} = -\frac{1}{U_m} \left(-\frac{u}{Q} + \rho i_T \right) \sin \psi. \quad (2.49)$$

Подальший аналіз процесів встановлення коливань в ГЕК на ТСВО проведемо, представивши струм ТСВО у вигляді складної дії, що містить детерміновану і випадкову складові [75]

$$i_T = i_D + i_B, \quad (2.50)$$

де i_D – детермінована складова струму ТСВО; i_B – випадкова складова струму ТСВО.

Для визначення встановленого режиму автоколивань при відсутності флуктуацій обмежуються аналізом скорочених рівнянь встановлення амплітуди і фази, які впливають внаслідок усереднення рівнянь (2.43) і (2.44) за період [75]. При цьому вважається, що величини амплітуди і фази встановлених коливань протягом періоду є постійними [75].

$$\frac{dU_m}{dt_H} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[-\frac{U_m}{Q} \cos \psi + \rho i_T \right] \cos \psi d\psi = -\frac{U_m}{2Q} + \frac{\rho}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_T \cos \psi d\psi; \quad (2.51)$$

$$\frac{d\varphi}{dt_H} = -\frac{1}{2\pi U_m} \int_0^{2\pi} \left[-\frac{U_m}{Q} \cos \psi + \rho i_T \right] \sin \psi d\psi = -\frac{\rho}{2\pi U_m} \int_0^{2\pi} i_T \sin \psi d\psi. \quad (2.52)$$

Вводячи косинусоїдальну (I_{1C}) і синусоїдальну (I_{1S}) складові першої гармоніки розвинення струму ТСВО $i_T(U_m \cos \psi)$ у ряд Фур'є, рівняння (2.51) і (2.52) можна представити у вигляді [75]

$$\frac{dU_m}{dt_H} = -\frac{1}{2} \frac{U_m}{Q} + \frac{1}{2} \rho I_{1C}, \quad (2.53)$$

$$\frac{d\varphi}{dt_H} = -\frac{1}{2} \frac{\rho I_{1S}}{U_m}. \quad (2.54)$$

З рівнянь (2.53) і (2.54) випливає, що втрати в коливальній системі ГЕК на основі ТСВО впливають лише на амплітудні співвідношення. Проінтегрувавши рівняння (2.53) за період, визначимо зменшення амплітуди коливань за період, що зумовлене опором втрат $R_{екв}$ [75]

$$\Delta_R U_m = -\frac{\pi}{Q} U_m. \quad (2.55)$$

Подальше дослідження встановлених коливань ГЕК на основі ТСВО проведемо для м'якого режиму. М'який режим самозбудження ГЕК виникає коли робоча точка розташована на спадній ділянці статичної ВАХ в області найбільшої крутизни. Використовуючи запропоновану апроксимацію кубічним поліномом (2.11), отримано рівняння залежності амплітуди першої гармоніки струму ТСВО від амплітуди напруги на контурі

$$I_{m1} = -(g - 3hU_s^2)U_m + \frac{3}{4}hU_m^3. \quad (2.56)$$

Враховуючи вплив інерційних властивостей ТСВО від частоти, перша гармоніка струму ТСВО зсунута на кут φ_β відносно напруги на контурі

$$i_D = I_{m1} \cos(\psi - \varphi_\beta). \quad (2.57)$$

З врахуванням (2.57) отримано рівняння косинусоїдальної і синусоїдальної складових струму першої гармоніки активного елемента ГЕК на основі ТСВО, які мають вигляд

$$I_{1c} = \left[-(g - 3hU_s^2)U_m + \frac{3}{4}hU_m^3 \right] \cos \varphi_\beta; \quad (2.58)$$

$$I_{1s} = \left[-(g - 3hU_s^2)U_m + \frac{3}{4}hU_m^3 \right] \sin \varphi_\beta. \quad (2.59)$$

При підстановці (2.58) і (2.59) відповідно у (2.53) і (2.54) отримано скорочені рівняння встановлення амплітуди і фази генерованих коливань ГЕК на основі ТСВО, які мають вигляд

$$2 \frac{dU_m}{dt_H} = -U_m \left[\frac{4}{3h\rho Q \cos \varphi_\beta} + \frac{4}{3} \frac{g - 3hU_s^2}{h} - U_m^2 \right] \frac{3}{4} h \cos \varphi_\beta; \quad (2.60)$$

$$2 \frac{d\varphi}{dt_H} = \rho \left[g - 3hU_s^2 - \frac{3}{4}hU_m^2 \right] \sin \varphi_\beta. \quad (2.61)$$

Згідно з рівнянням (2.60) отримано умову м'якого режиму самозбудження ГЕК на основі ТСВО

$$(g - 3hU_m^2)Q\rho \cos \varphi_\beta > 1. \quad (2.62)$$

Рівняння стаціонарної амплітуди коливань, отримане на основі (2.60), має вигляд

$$U_{cr} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{g - 3hU_s^2}{h} + \frac{1}{hQ\rho \cos \varphi_\beta}}. \quad (2.63)$$

Нормована частота стаціонарних коливань в нормованому часі t_H визначається шляхом підстановки (2.63) у (2.61) з врахуванням (2.43) і (2.44) [75]

$$\omega_{0H} = 1 + \frac{d\varphi}{dt_H} = 1 - \frac{1}{2Q} \operatorname{tg} \varphi_\beta. \quad (2.64)$$

Частота генерованих стаціонарних коливань в реальному часі визначається з (2.64) при врахуванні (2.20)

$$\omega_{CT} = \omega_0 \left(1 - \frac{1}{2Q} \operatorname{tg} \varphi_\beta \right). \quad (2.65)$$

Співвідношення (2.62), (2.63) і (2.65) є основними для розрахунку параметрів генераторів електричних коливань, виходячи зі статичних характеристик активного елемента генератора.

На рис.2.4-2.9 представлено теоретично і експериментально отримані фазові портрети, часові діаграми струму і напруги генерованих електричних коливань, схожість яких підтверджує адекватність розробленої квазілінійної моделі ГЕК на основі ТСВО.

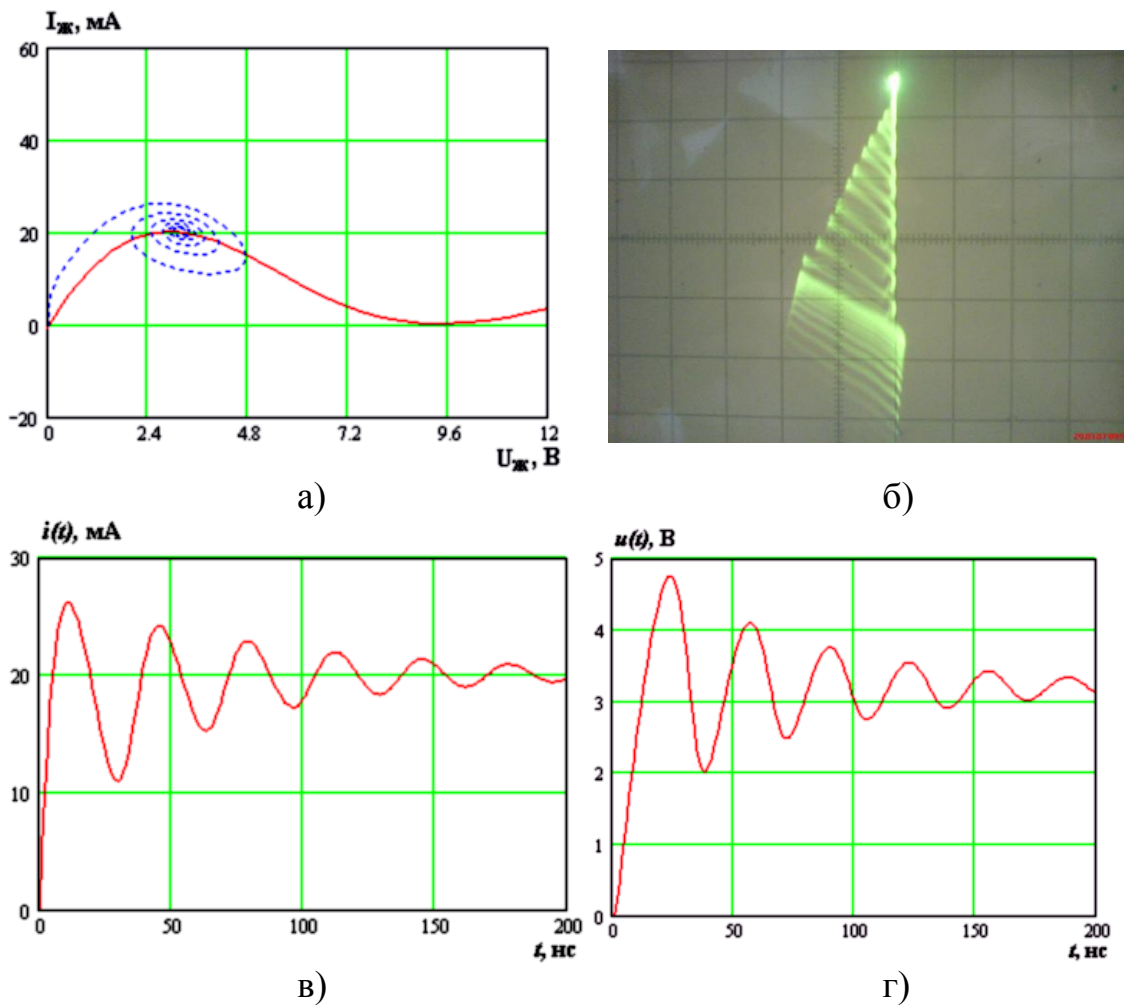
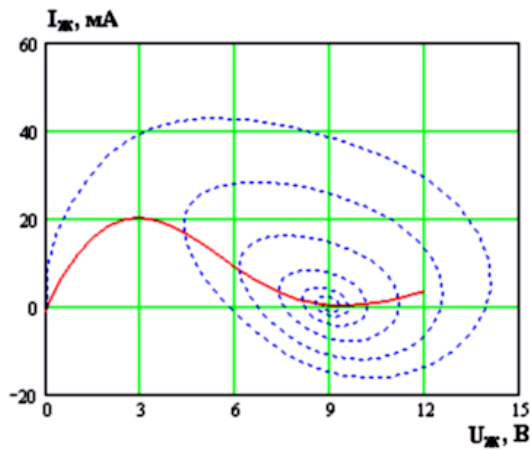
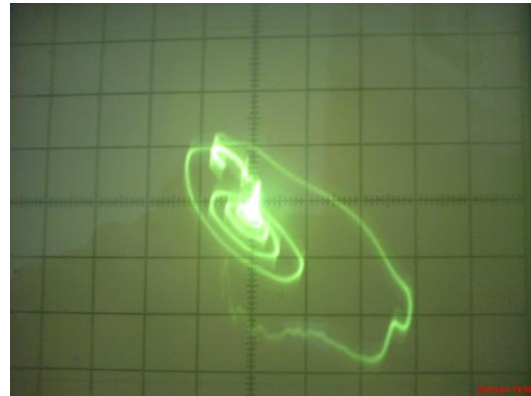


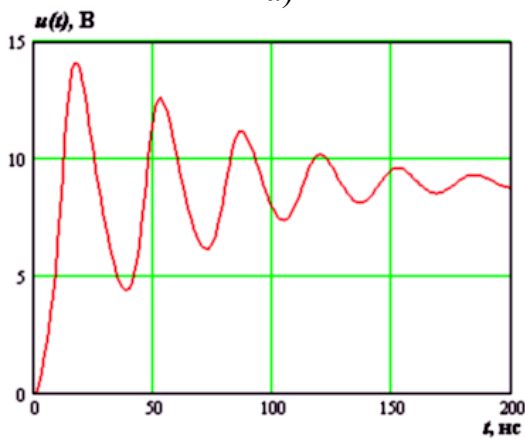
Рис. 2.4. Теоретичний (а) і експериментальний (б) фазові портрети ГЕК на ТСВО, часові діаграми струму індуктивності (в) і генерованої напруги (г) при розміщенні робочої точки на початку ділянки ВО



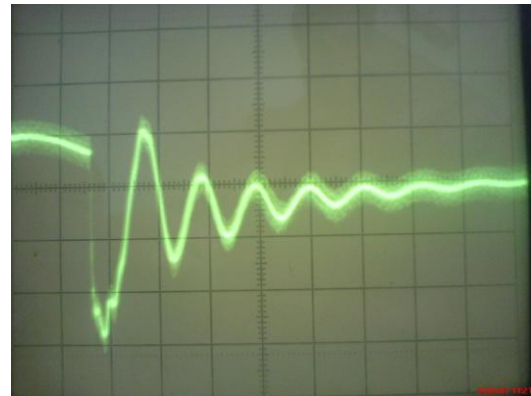
а)



б)



в)

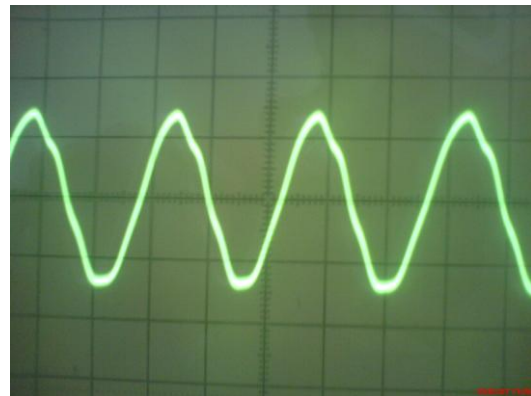


г)

Рис. 2.5. Теоретичний (а) і експериментальний (б) фазові портрети ГЕК на ТСВО, теоретичні (в) і експериментальні (г) часові діаграми генерованої напруги при розміщенні робочої точки на кінці ділянки ВО

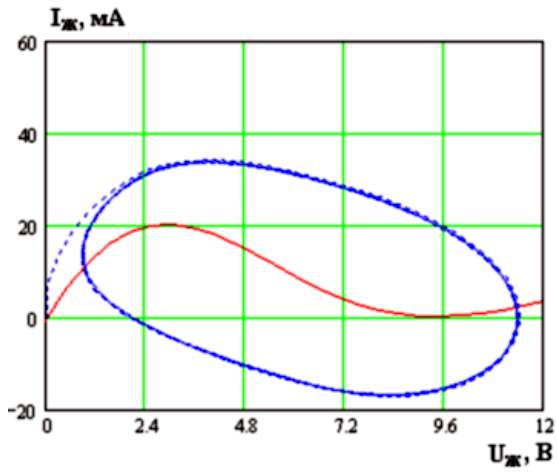


а)

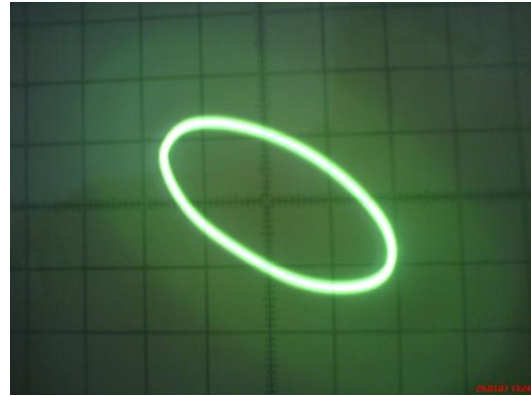


б)

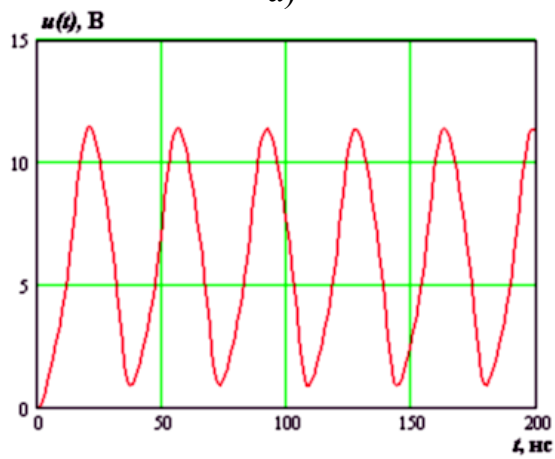
Рис. 2.6. Експериментальний фазовий портрет (а) і осцилограма спотворених гармонічних коливань (б) в м'якому режимі ГЕК на ТСВО



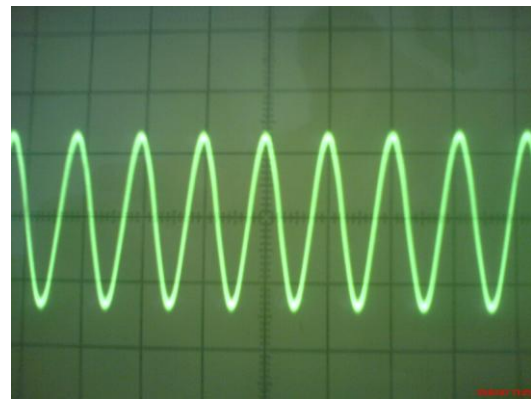
а)



б)



в)

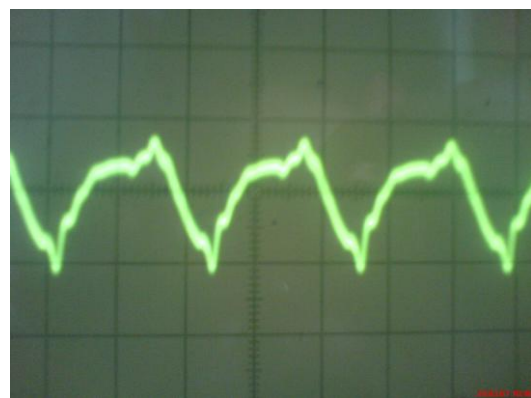


г)

Рис. 2.7. Теоретичний (а) і експериментальний (б) фазові портрети, теоретична (в) і експериментальна (г) часові діаграми генерованої напруги ГЕК на ТСВО у м'якому режимі



а)



б)

Рис. 2.8. Фазовий портрет (а) і осцилограма спотворених гармонічних коливань (б) в жорсткому режимі ГЕК на ТСВО

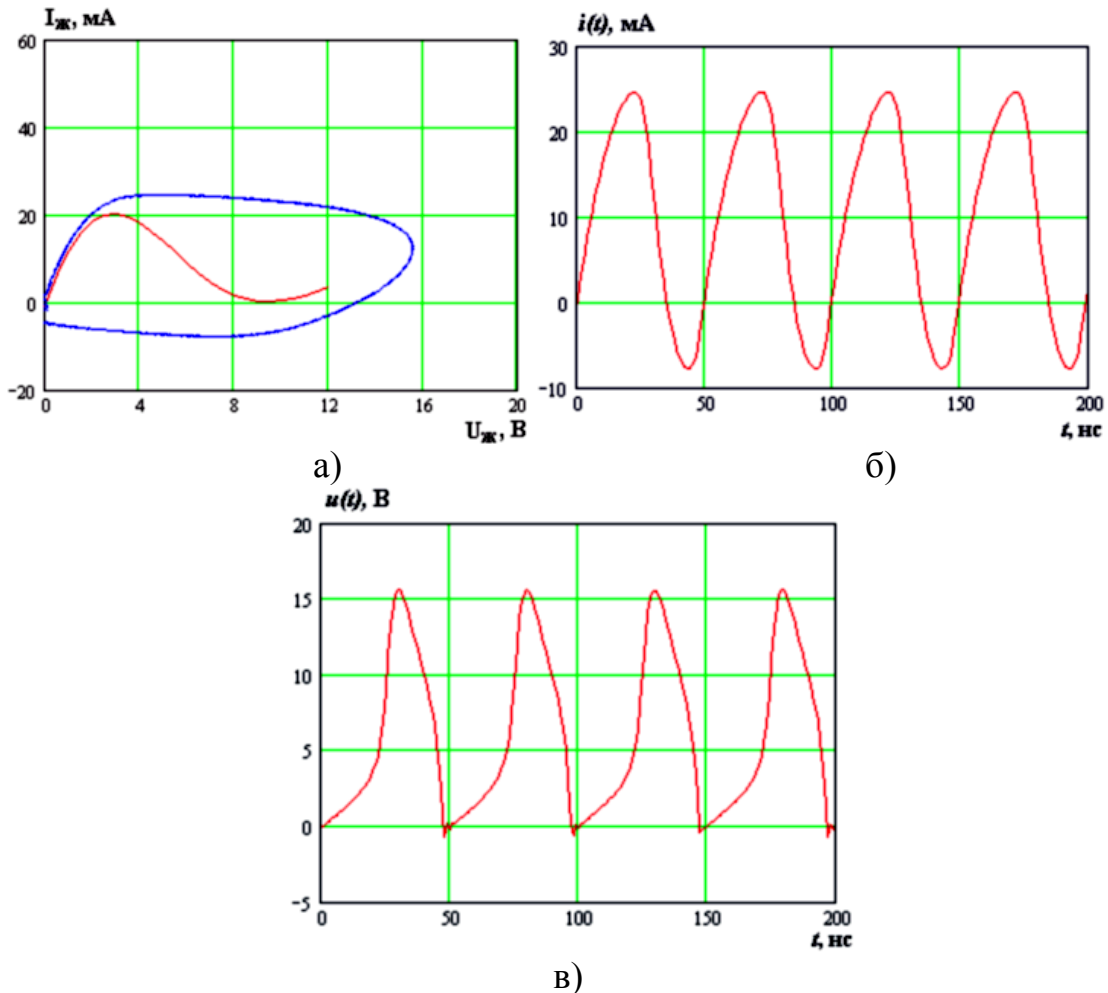


Рис. 2.9. Теоретичні суміщена ВАХ і фазовий портрет (а), часові діаграми струму індуктивності (б) і генерованої напруги (в) ГЕК на основі ТСВО у жорсткому режимі самозбудження

2.3. Визначення флуктуацій амплітуди і фази стаціонарних коливань ГЕК на основі ТСВО

Для м'якого режиму самозбудження ГЕК на основі ТСВО представимо рішення системи диференціальних рівнянь (2.42) з врахуванням флуктуацій амплітуди і фази у вигляді [75]

$$u(t) = U_{CT} [1 + \tilde{u}(t)] \sin[t_H + \tilde{\varphi}(t)], \quad (2.66)$$

де $\tilde{u}(t)$ – відносні амплітудні флуктуації; $\tilde{\varphi}(t)$ – флуктуації фази відносно початкового значення.

В рівнянні (2.66) для спрощення математичних викладок покладемо, що фазовий зсув між напругою на контурі і першою гармонікою

струму ТСВО дорівнює нулю $\varphi_\beta = 0$, що припустимо для багатьох схем ГЕК на приладах з Λ -характеристикою. Якщо $\varphi_\beta \neq 0$, тоді при переході до нормованого часу системи (2.35) слід використовувати співвідношення [75]

$$t_H = \omega_0 \left[1 + \frac{d\varphi}{dt} \right] t. \quad (2.67)$$

Експериментальні дослідження ГЕК на ТСВО показали, що в стаціонарному режимі флуктуації амплітуди і фази генерованих коливань за період є порівняно малими [24, 25, 27–31]. Тому для відносних флуктуацій амплітуди і фази виконуються співвідношення

$$|\tilde{u}(t)| \ll 1; \quad (2.68)$$

$$|\tilde{\varphi}(t)| \ll 1. \quad (2.69)$$

З врахуванням співвідношень (2.68)-(2.69) скорочені диференціальні рівняння відносних флуктуацій амплітуди і фази [75]

$$\frac{d\tilde{u}}{dt_H} = -b_0 \tilde{u} + \eta_{\tilde{u}}(t); \quad (2.70)$$

$$\frac{d\tilde{\varphi}}{dt_H} = q_0 - q_1 \tilde{u} + \eta_{\tilde{\varphi}}(t), \quad (2.71)$$

де q_0 – постійна поправка до частоти, якою можна знехтувати ($q_0 = 0$); q_1 – коефіцієнт, що враховує вплив флуктуацій амплітуди генерованих коливань на частоту. Вважаючи ГЕК на ТСВО з гармонічним генерованим сигналом квазіізохорними, можна прийняти $q_1 = 0$; b_0 – коефіцієнт, що враховує ступінь стійкості граничного циклу фазового портрету ГЕК на основі ТСВО; $\eta_{\tilde{u}}(t)$ і $\eta_{\tilde{\varphi}}(t)$ – нормальні стаціонарні випадкові процеси з нульовими середніми, рівняння яких в загальному вигляді записуються так [75]:

$$\eta_{\tilde{u}}(t) = -\frac{1}{2\pi U_{CT}} \int_{t_H}^{t_H+2\pi} i_B \cos t_H dt_H; \quad (2.72)$$

$$\eta_{\bar{\varphi}}(t) = -\frac{1}{2\pi U_{CT}} \int_{t_H}^{t_H+2\pi} i_B \sin t_H dt_H; \quad (2.73)$$

$$\langle \eta_{\bar{u}}(t) \rangle = \langle \eta_{\bar{\varphi}}(t) \rangle = 0. \quad (2.74)$$

Функції автокореляції стаціонарних випадкових процесів $\eta_{\bar{u}}(t)$ і $\eta_{\bar{\varphi}}(t)$ [75]

$$K_{\eta_{\bar{u}}}(\theta) = K_{\eta_{\bar{\varphi}}}(\theta) = \frac{1}{2\pi U_{CT}^2} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\zeta}(1+\Omega) \cos \Omega \theta d\Omega, \quad (2.75)$$

де S_{ζ} – енергетичний спектр випадкової складової струму ТСВО;
 $\Omega = \frac{\Delta\omega}{2}$ – половина ширини смуги пропускання коливальної системи генератора.

Вважаючи, що флуктуаційний струм $i_B(t)$ в смузі пропускання контуру має рівномірний енергетичний спектр [75]

$$S_i(\omega) = S_i(\omega_0) \text{ при } |\omega - \omega_0| < \Omega, \quad (2.76)$$

енергетичні спектри амплітудних і фазових флуктуацій в межах смуги пропускання коливального контуру [75]

$$S_{\eta_{\bar{u}}}(\Omega) = S_{\eta_{\bar{\varphi}}}(\Omega) = \frac{S_i(\omega_0)}{2U_{CT}^2}. \quad (2.77)$$

В роботі отримано коефіцієнт ступеня стійкості граничного циклу на підставі співвідношення

$$\begin{aligned} b_0 &= \frac{1}{U_{CT}} \frac{d}{du} \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(-\frac{1}{Q} u \cos t_H + \rho i_T \right) \sin t_H dt_H \right]_u = \\ &= \frac{1}{U_{CT}} \frac{d}{du} \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(-\frac{1}{Q} u \cos t_H + \rho \left(I_S - g(u - U_S) + h(u - U_S)^3 \right) \right) \sin t_H dt_H \right]_u \approx \\ &\approx 3hU_S^2 - g. \end{aligned} \quad (2.78)$$

Розв'язуючи скорочені рівняння (2.72), (2.73) з врахуванням (2.77), визначено дисперсійні значення флуктуацій амплітуди і фази генерованого сигналу в реальному часі

$$\sigma_{\dot{u}}^2 = \frac{1}{4} \frac{S(\omega_0) \cdot \omega_0^2}{U_{CT}^2 (3hU_{CT}^2 - g)}; \quad (2.79)$$

$$\sigma_{\dot{\varphi}}^2 = \frac{1}{2} \frac{S(\omega_0) \cdot \omega_0^2}{U_{CT}^2} t. \quad (2.80)$$

2.4. Нелінійна модель ГЕК на основі ТСВО

Еквівалентна схема діапазонного ГЕК на основі ТСВО представлена на рис. 2.10 [25, 27]. Позначення елементів на рис. 2.10 відповідають позначенням на рис. 2.1. Еквівалентний опір для схеми на рис. 2.10

$$R_{екв} = R_H + R_{втр},$$

де R_H – опір навантаження; $R_{втр}$ – опір втрат в коливальному контурі і елементах настройки генератора.

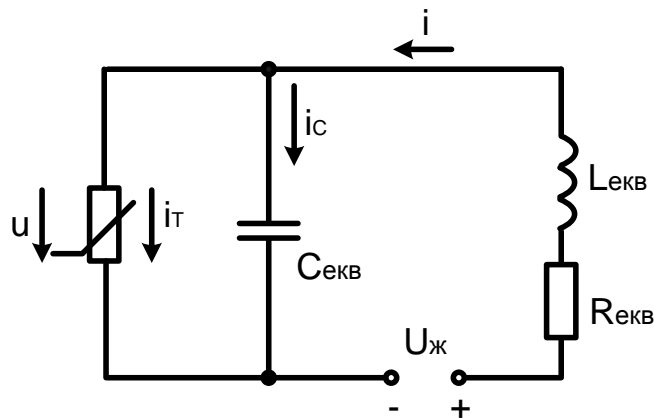


Рис. 2.10. Еквівалентна схема діапазонного ГЕК на основі ТСВО

Система рівнянь рівноваги складена за законами Кірхгофа

$$\begin{cases} i \cdot R_{\dot{a}\dot{e}\dot{a}} + L_{\dot{a}\dot{e}\dot{a}} \frac{di}{dt} + u = U_{\mathcal{E}}; \\ i = i_T + i_C; \\ i_C = \left(C_{\dot{a}\dot{e}\dot{a}} + u \frac{dC(u)}{du} \right) \frac{du}{dt}. \end{cases} \quad (2.81)$$

Останнє рівняння системи (2.81) записане з врахуванням нелінійних властивостей еквівалентної ємності реактивної складової повного опору ТСВО, що визначається рівнянням (2.2). Вплив нелінійних властивостей електрично керованої ємності на спектральні характеристики генерованого сигналу досліджені у роботі [81]. Зокрема доведено, що нелінійні властивості електрично керованої ємності впливають лише на фазові співвідношення генератора. Рівняння флуктуації фази генерованих коливань ГЕК, еквівалентна схема якого представлена на рис. 2.10, з врахуванням (2.2) має вигляд [81]

$$\frac{d\varphi}{dt} = -\frac{\omega_0}{C_0} \left[C_1 e_{uu}(t) + C_2 \left(\frac{3}{4} u^2(t) + 3e_{uu}^2(t) \right) + C_3 e_{uu}(t) (3u^2(t) + 4e_{uu}^2(t)) + \dots \right], \quad (2.82)$$

де $e_{uu}(t)$ - еквівалентне джерело шумової напруги, що враховує внутрішні і зовнішні шуми генератора.

На підставі рівняння (2.82) в роботі [81] теоретично обґрунтовано, що:

- 1) нелінійність ємності першого порядку (перша складова C_1) робить внесок в перетворення низькочастотного шуму $e_{uu}(t)$ в шум бічної смуги поблизу носійної ω_0 ;
- 2) нелінійність другого порядку (складова C_2) генерує фазовий шум, внаслідок перетворення амплітуда-фаза і шумових властивостей активного елемента генератора;
- 3) нелінійності третього і старших порядків викликають більш складну поведінку шуму генератора, що зумовлено інтермодуляційними спотвореннями і перетвореннями амплітуда-фаза.

Систему (2.81) диференціальних рівнянь будемо розв'язувати методом малого параметра. При роботі ГЕК на основі ТСВО в стані рівноваги на кожній частоті робочого діапазону в першому наближенні можна вважати, що ємність реактивної складової повного опору ТСВО має постійну величину, яка визначається режимом електричного живлення і описується співвідношенням (2.4). Внаслідок цього останнє рівняння системи (2.81) буде мати вигляд

$$i_C = C_{екв} \frac{du}{dt}. \quad (2.83)$$

З врахуванням (2.83) систему рівнянь (2.81) можна звести до неоднорідного диференціального рівняння другого порядку

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \left[\frac{R_{екв}}{L_{екв}} + \frac{G(u)}{C_{екв}} \right] \frac{du}{dt} + \frac{1}{L_{екв} C_{екв}} \left[u + i_T(u) R_{екв} \right] = \frac{U_{Ж}}{L_{екв} C_{екв}}, \quad (2.84)$$

де диференціальна провідність ТСВО у робочій точці

$$G(u) = \frac{di_T(u)}{du}. \quad (2.85)$$

Відповідне однорідне диференціальне рівняння представимо у вигляді

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{G(u)}{C_{екв}} \frac{du}{dt} + \frac{R_{екв}}{L_{екв}} \frac{du}{dt} + \frac{R_{екв}}{L_{екв} C_{екв}} i_T(u) + \frac{u}{L_{екв} C_{екв}} = 0. \quad (2.86)$$

З врахуванням вторинних параметрів коливального контуру диференціальне рівняння (2.86) можна привести до вигляду [25, 27]

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \omega_0^2 u = -\omega_0 \left[\delta + \omega_0 L_{екв} G(u) \right] \frac{du}{dt} - \omega_0^2 R_{екв} i_T(u), \quad (2.87)$$

де $\delta = \frac{R_{екв}}{\omega_0 L_{екв}}$ – робоче затухання контуру.

Для спрощення математичних перетворень перейдемо до нормованих значень напруги і струму

$$y = \frac{u}{U_{\min}}, \quad (2.88)$$

$$I = \frac{i_T(u)}{I_{\max}}, \quad (2.89)$$

де U_{\min}, I_{\max} – відповідно напруга в точці мінімуму (2.14) і струм в точці максимуму (2.15) ділянки від'ємного опору статичної ВАХ ТСВО.

Диференціальне рівняння (2.87) в нормованому часі (2.20) відносно нормованих напруги (2.88) і струму (2.89) має вигляд [25, 27]

$$\frac{d^2 y}{dt_H^2} + y = - \left[\delta + \frac{\omega_0 L_{екв} G(y)}{R_g} \right] \frac{dy}{dt_H} - \frac{R_{екв} I_{\sim}(y)}{R_g}, \quad (2.90)$$

де $R_g = \frac{U_{\min}}{I_{\max}}$ – коефіцієнт форми ділянки від'ємного опору ВАХ

ТСВО; $I_{\sim}(y)$ – змінна складова нормованого струму ТСВО.

З врахуванням апроксимації (2.11) значення нормованих величин змінної складової струму і диференційної провідності ТСВО описуються відповідно рівняннями

$$I_{\sim}(y) = \sum_{n=1}^3 d_n y^n = d_1 y + d_2 y^2 + d_3 y^3; \quad (2.91)$$

$$G(y) = \frac{dI_{\sim}(y)}{dy} = \sum_{n=1}^3 n d_n y^{n-1} = d_1 + 2d_2 y + 3d_3 y^2, \quad (2.92)$$

де коефіцієнти

$$d_1 = \frac{3hU_s^2 - g}{U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}}}; \quad (2.93)$$

$$d_2 = -\frac{3hU_s}{U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}}}; \quad (2.94)$$

$$d_3 = \frac{h}{U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}}}. \quad (2.95)$$

Підставивши (2.91) і (2.92) в рівняння (2.90), отримаємо [25, 27]

$$\frac{d^2 y}{dt_H^2} + y = -\left[\delta + \frac{\omega_0 L_{екв} d_1}{R_g} \right] \frac{dy}{dt_H} - \frac{\omega_0 L_{екв} d_1}{R_g} \frac{dy}{dt_H} \sum_{n=1}^3 \frac{n d_n}{d_1} y^{n-1} - \frac{R_{екв} d_1}{R_g} \sum_{n=1}^3 \frac{d_n}{d_1} y^n. \quad (2.96)$$

Диференціальне рівняння (2.96) розв'яжемо методом малого параметру. В якості малого параметра приймаємо величину [25, 27]

$$\varepsilon = \frac{\omega_0 L_{екв} d_1}{R_g} = \frac{\rho d_1}{R_g}. \quad (2.97)$$

Оскільки $d_1 < 0$ (2.93) і в загальному випадку затухання контуру δ значне [26], тоді нелінійне диференціальне рівняння (2.96) описує

коливальний процес з малою нелінійністю, якщо ε незначно відрізняється від δ . Введемо нормовану величину [25, 27]

$$Q_g = \frac{\delta + \varepsilon}{\varepsilon} = \frac{\delta + \omega_0 L_{екв} d_1 / R_g}{\omega_0 L_{екв} d_1 / R_g}, \quad (2.98)$$

графік залежності якої від напруги живлення представлений на рис. 2.11 [25, 27].

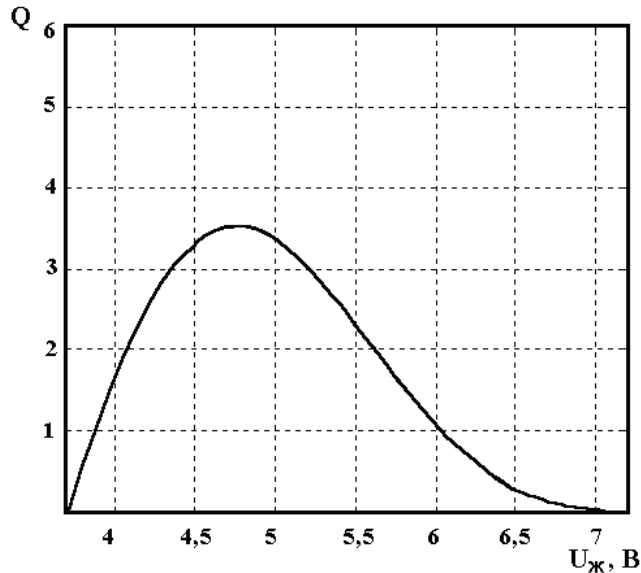


Рис.2.11. Залежність Q від напруги живлення [25, 27]

Оскільки складові другої суми у правій частині рівняння (2.96) мають порядок малості δ^2 і ними при визначенні гармонік в першому наближенні можна знехтувати, рівняння (2.96) перетвориться до вигляду [25, 27]

$$\frac{d^2 y}{dt_H^2} + y = \varepsilon \left[-Q_g \frac{dy}{dt_H} - \frac{dy}{dt_H} \left(2 \frac{d_2}{d_1} y + 3 \frac{d_3}{d_1} y^2 \right) \right] = \varepsilon f \left(y, \frac{dy}{dt_H} \right). \quad (2.99)$$

З врахуванням співвідношень (2.93) – (2.95) на підставі (2.99) отримано диференціальне рівняння

$$\frac{d^2 y}{dt_H^2} + y = \varepsilon \left[-Q_g \frac{dy}{dt_H} - \frac{dy}{dt_H} \left(\frac{-6hU_s}{3hU_s^2 - g} y + \frac{3h}{3hU_s^2 - g} y^2 \right) \right] = \varepsilon f \left(y, \frac{dy}{dt_H} \right). \quad (2.100)$$

Похибка визначення гармонік нормованої напруги генерованого сигналу за допомогою диференціального рівняння (2.100) залежить від малості величин ε , δ . В нульовому наближенні до амплітуди першої гармоніки і першому наближенні до амплітуд вищих гармонік розв'язок диференціального рівняння (2.100) відносно нормованої напруги генерованого сигналу у нормованому часі має вигляд [25, 27]

$$y(t_H) = V \cos t_H + \varepsilon Y_2(t_H), \quad (2.101)$$

де

$$Y_2(\tau) = \int_0^\pi f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha) \sin(\tau - \alpha) d\alpha. \quad (2.102)$$

Для визначення амплітуди і частоти генерованих коливань розвинемо у тригонометричний ряд Фур'є підінтегральну функцію $f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha)$. Рівняння (2.100) представимо у вигляді [25, 27]

$$\frac{d^2 y}{dt_H^2} + y = \varepsilon f_1(y) \frac{dy}{dt_H}, \quad (2.103)$$

тому

$$f_0(V, x) = -f_1(V \cos \alpha)(V \sin \alpha). \quad (2.104)$$

Для розвинення (2.100) у ряд Фур'є, введемо нову функцію [25, 27]

$$F(y) = \int_0^y f_1(y) dy. \quad (2.105)$$

Тригонометричний ряд Фур'є розвинення (2.105) має вигляд [25, 27]

$$F(V \cos \alpha) = \sum_{n=0}^{\infty} F_n(V) \cos n\alpha. \quad (2.106)$$

Продиференціювавши (2.106) по α , отримаємо [25, 27]

$$\frac{dF(V \cos \alpha)}{d\alpha} = \frac{dF(V \cos \alpha)}{d(V \cos \alpha)} \cdot \frac{d(V \cos \alpha)}{d\alpha} = -f_1(V \cos \alpha) V \sin \alpha. \quad (2.107)$$

На підставі рівнянь (2.105) і (2.100) відповідно з методикою [25, 27] визначено функцію $F(y)$

$$\begin{aligned}
 F(y) &= \int_0^y f_1(y) dy = - \left(\int_0^y Q_g dy + \int_0^y 2 \frac{d_2}{d_1} y dy + \int_0^y 3 \frac{d_3}{d_1} y^2 dy \right) = \\
 &= - \left(\int_0^y Q_g dy + \int_0^y \frac{-6hU_s}{3hU_s^2 - g} y dy + \int_0^y \frac{3h}{3hU_s^2 - g} y^2 dy \right) = \quad (2.108) \\
 &= - \left[Q_g y + \frac{-3hU_s}{3hU_s^2 - g} y^2 + \frac{h}{3hU_s^2 - g} y^3 \right].
 \end{aligned}$$

Підставивши у рівняння (2.108) замість нормованої напруги y значення $V \cos \alpha$, отримаємо функцію

$$F(V \cos \alpha) = - \left[Q_g V \cos \alpha + \frac{-3hU_s}{3hU_s^2 - g} V^2 \cos^2 \alpha + \frac{h}{3hU_s^2 - g} V^3 \cos^3 \alpha \right]. \quad (2.109)$$

Продиференціювавши (2.109) по α , отримаємо співвідношення

$$\begin{aligned}
 \frac{dF(V \cos \alpha)}{d\alpha} &= Q_g V \sin \alpha + \frac{-6hU_s}{3hU_s^2 - g} V^2 \cos \alpha \sin \alpha + \\
 &+ \frac{3h}{3hU_s^2 - g} V^3 \cos^2 \alpha \sin \alpha. \quad (2.110)
 \end{aligned}$$

Враховуючи співвідношення (2.106) і виконуючи операцію поскладового диференціювання ряду, можна записати [25, 27]

$$\begin{aligned}
 f_1(V \cos \alpha) V \sin \alpha &= \sum_{n=1}^3 n F_n(V) \sin \alpha = \\
 &= F_1(V) \sin \alpha + F_2(V) \sin 2\alpha + F_3(V) \sin 3\alpha. \quad (2.111)
 \end{aligned}$$

Амплітуду і частоту генерованих коливань можна визначити шляхом порівняння коефіцієнтів при однакових гармоніках у (2.110) і (2.111). Другу і третю складові (2.110) шляхом тригонометричних перетворень представляємо у вигляді

$$\frac{-6hU_s}{3hU_s^2 - g} V^2 \cos \alpha \sin \alpha = \frac{-3hU_s}{3hU_s^2 - g} V^2 \sin 2\alpha; \quad (2.112)$$

$$\frac{3h}{3hU_s^2 - g} V^3 \cos^2 \alpha \sin \alpha = \frac{3}{4} \frac{h}{3hU_s^2 - g} V^3 (\sin \alpha + \sin 3\alpha). \quad (2.113)$$

З врахуванням співвідношень (2.112)-(2.113) отримаємо остаточний вигляд розвинення у ряд Фур'є функції $f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha)$

$$\begin{aligned} f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha) = & \left(Q_g V + \frac{3}{4} \frac{h}{3hU_s^2 - g} V^3 \right) \sin \alpha + \\ & + \frac{-3hU_s}{3hU_s^2 - g} V^2 \sin 2\alpha + \frac{3}{4} \frac{h}{3hU_s^2 - g} V^3 \sin 3\alpha. \end{aligned} \quad (2.114)$$

Амплітуда генерованих коливань визначається з умови $Y_2(2\pi) = 0$, або згідно з (2.102)

$$\int_0^\pi f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha) \sin(\tau - \alpha) d\alpha = 0. \quad (2.115)$$

На підставі рівняння (2.115) амплітуда генерованих коливань буде визначатися шляхом прирівнювання до нуля першої складової розвинення функції $f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha)$ у ряд Фур'є [25, 27]. Зіставляючи (2.114) і (2.115), амплітуда генерованих коливань визначається з рівняння

$$Q_g V + \frac{3}{4} \frac{h}{3hU_s^2 - g} V^3 = 0, \quad (2.116)$$

звідки отримаємо рівняння амплітуди стаціонарних коливань

$$V_0 = \sqrt{\frac{4 Q_g (g - 3hU_s^2)}{3h}} = 2 \sqrt{Q_g \left(\frac{g}{3h} - U_s^2 \right)}. \quad (2.117)$$

З урахуванням (2.13) рівняння (2.117) можна переписати у вигляді

$$V_0 = 2 \sqrt{Q_g \left(U_{\max}^2 + 2U_s \sqrt{\frac{h}{3g}} \right)}. \quad (2.118)$$

Рівняння (2.117) і (2.118) визначають теоретично можливу максимальну амплітуду генерованих коливань діапазонних ГЕК на основі ТСВО у м'якому режимі збудження. М'який режим самозбудження ГЕК на основі ТСВО виникає при виконанні умови [25, 27]

$$R'_{екв} > \frac{1}{G_0}, \quad (2.119)$$

де $R'_{екв}$ – еквівалентний опір навантаженого коливального контуру ГЕК на основі ТСВО, що визначається з допомогою співвідношень

$$R'_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} = \frac{R_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} R_H}{R_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} + R_H} = \frac{\omega_0 L_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}}{\delta}; \quad (2.120)$$

$$G_0 = \frac{|d_1|}{R_g} = \frac{|3hU_s^2 - g|}{R_g \left(U_s + \sqrt{\frac{g}{2h}} \right)}. \quad (2.121)$$

2.5. Нелінійні спотворення форми і нелінійне відхилення частоти генерованих коливань

Експериментальні дослідження показали, що при перебудові частоти генерації відносно середньої частоти робочого діапазону форма генерованих коливань суттєво відрізняється від синусоїдальної. Перехід від осциляторного до релаксаційного режиму ГЕК зумовлює складну спектральну структуру генерованих коливань. Основний внесок у величину нелінійних спотворень квазігармонічних генерованих коливань роблять амплітуди 2-ї і 3-ї гармонічних складових, які можна визначити з розвинення $Y_2(t_H)$ у ряд Фур'є [25, 27]

$$Y_2(t_H) = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{h_n(V) \sin nt_H}{1 - n^2}, \quad (2.122)$$

де $h_n(V)$ – визначається на підставі (2.114). Авторами отримано рівняння

$$Y_2(t_H) = \frac{hU_s}{3hU_s^2 - g} V_0^2 \sin 2t_H - \frac{3}{32} \frac{h}{3hU_s^2 - g} V_0^3 \sin 3t_H. \quad (2.123)$$

Підставивши (2.123) у (2.101) з врахуванням (2.117), отримаємо співвідношення для визначення коефіцієнтів другої і третьої гармонік

$$K_{U_2} = \frac{\rho h U_s}{R_g \left(U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}} \right)} V_0^2 = \frac{4Q_g \rho h U_s}{R_g \left(U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}} \right)} \left(\frac{g}{3h} - U_s^2 \right), \quad (2.124)$$

$$K_{U_3} = \frac{3\rho h}{32R_g \left(U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}} \right)} V_0^3 = \frac{3Q_g \rho h U_s}{4R_g \left(U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}} \right)} \left(\frac{g}{3h} - U_s^2 \right) \sqrt{Q_g \left(\frac{g}{3h} - U_s^2 \right)}. \quad (2.125)$$

Графіки залежностей нормованих коефіцієнтів 2-ї і 3-ї гармонік в залежності від величини напруги живлення при різних значеннях опору навантаження мають вигляд показаний на рис. 2.12а і рис. 2.12б відповідно [25, 27].

Коефіцієнт нелінійних спотворень генерованих коливань

$$K_U = \sqrt{K_{U_2}^2 + K_{U_3}^2}. \quad (2.126)$$

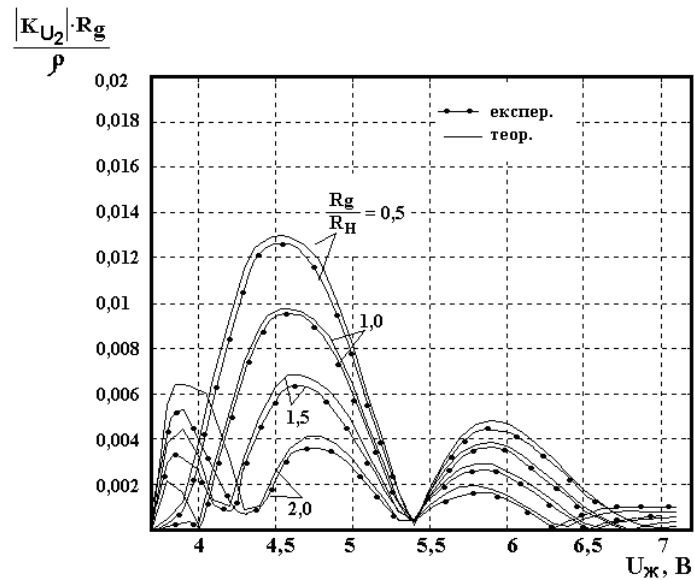
З врахуванням (2.124) – (2.125) отримаємо рівняння коефіцієнта нелінійних спотворень

$$K_U = \frac{Q_g \rho h U_s}{4R_g \left(U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}} \right)} \left(\frac{g}{3h} - U_s^2 \right) \sqrt{247U_s^2 + 3Q_g \frac{g}{h}}. \quad (2.127)$$

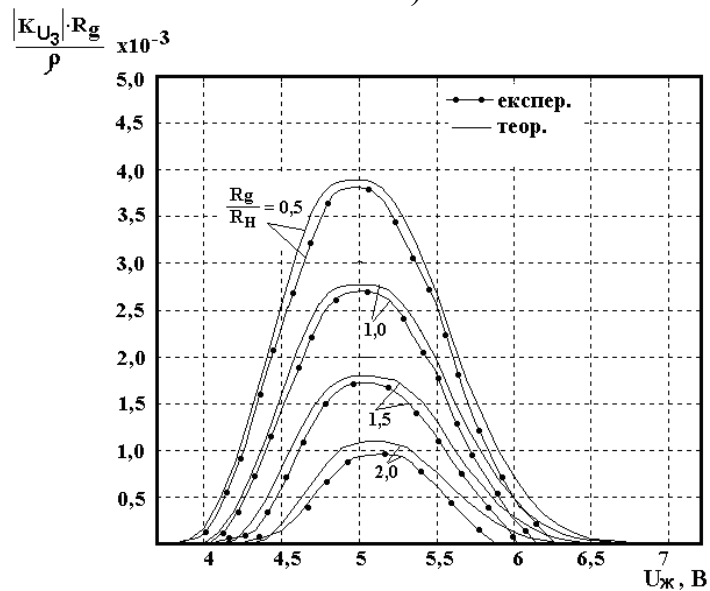
Графік теоретичної залежності нормованого коефіцієнта нелінійних спотворень від напруги живлення при різних значеннях опору навантаження представлено на рис. 2.13 [25, 27].

Рівняння (2.127) математично описує величину нелінійних спотворень, які викликані нелінійними властивостями статичної ВАХ ТСВО. З рівняння (2.127) можна зробити висновок, що для отримання квазі-гармонічних коливань ГЕК на основі ТСВО у м'якому режимі необхідно використовувати коливальний контур з великою ємністю (малим хвилевим опором ρ), який потребує додаткового узгодження з опором навантаження R_H . Покращити форму генерованих коливань

можна за рахунок зменшення їх амплітуди, але це суттєво зменшує потужність в навантаженні [25, 27].



а)



б)

Рис. 2.12. Теоретичні та експериментальні залежності нормованого коефіцієнта 2-ї (а) і 3-ї (б) гармоніки від напруги живлення з різними опорами навантаженнями [25, 27]

Нелінійні спотворення суттєвим чином впливають на зсув частоти генерації ГЕК на основі ТСВО відносно частоти нульового наближення [25, 27]. Зміна параметрів статичної ВАХ ТСВО, напруги джерела живлення і навантаження приводять до зміни величини частоти зсуву. Визначимо поправку до частоти ГЕК на основі ТСВО різних порядків малості за допомогою методики [25, 27].

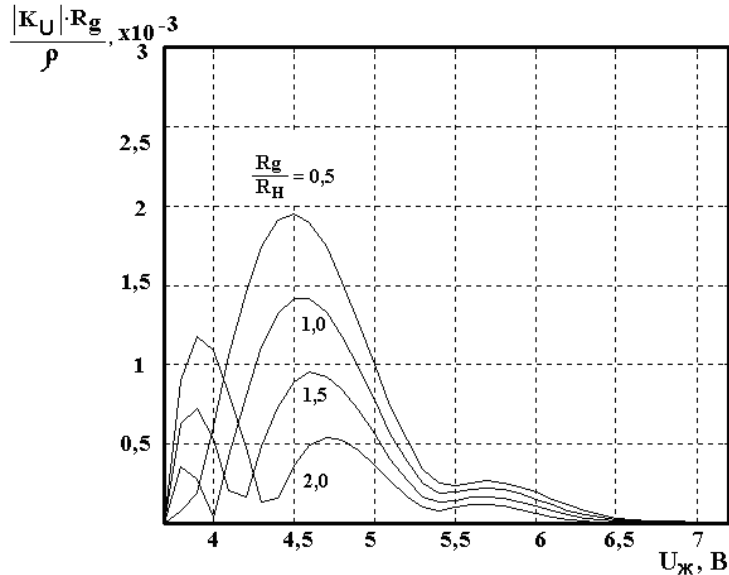


Рис. 2.13. Теоретична залежність нормованого коефіцієнта нелінійних спотворень від напруги живлення при різних значеннях опору навантаження [25,27]

Перша поправка до частоти порядку δ визначається з рівняння [25, 27]

$$F_1 = -\frac{1}{2\pi V} \dot{Y}_2(2\pi) = -\frac{1}{2\pi V} \int_0^{2\pi} f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha) \cos \alpha d\alpha. \quad (2.128)$$

Оскільки в ряду (2.114) розвинення $f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha)$ відсутні складові з $\cos \alpha$, тому перша поправка до частоти дорівнює нулю

$$F_1 = -\frac{1}{2\pi V} \dot{Y}_2(2\pi) = 0. \quad (2.129)$$

Внаслідок виконання умови (2.129), поправка до частоти другого порядку визначається за допомогою рівняння [25, 27]

$$F_2 = \varepsilon^2 \frac{Y_4(2\pi) \dot{Y}_3(2\pi) - Y_3(2\pi) \dot{Y}_4(2\pi)}{2\pi V Y_3(2\pi)}, \quad (2.130)$$

де функції $Y_3(t_H)$, $Y_4(t_H)$ визначаються з диференціальних рівнянь у частинних похідних [25, 27]

$$\ddot{Y}_3 + Y_3 = \left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_1 + \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_1, \quad (2.131)$$

$$\ddot{Y}_4 + Y_4 = \left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_2 + \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_2, \quad (2.132)$$

де $Y_1(t_H) = \cos t_H$, а $Y_2(t_H)$ визначається співвідношенням (2.123).

В похідні $\frac{\partial f}{\partial y}$ і $\frac{\partial f}{\partial \dot{y}}$ замість y і \dot{y} необхідно підставити відповідно $\varphi(\alpha) = V \cos \alpha$ і $\dot{\varphi}(\alpha) = -V \sin \alpha$. Визначимо окремо $\frac{\partial f}{\partial y}$ і $\frac{\partial f}{\partial \dot{y}}$ керуючись методикою [25, 27]. Отримаємо співвідношення

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial y} &= \frac{-6hU_s}{3hU_s^2 - g} V \sin \alpha + \frac{6h}{3hU_s^2 - g} V^2 \sin \alpha \cos \alpha = \\ &= \frac{-6hU_s}{3hU_s^2 - g} V \sin \alpha + \frac{3h}{3hU_s^2 - g} V^2 \sin \alpha; \end{aligned} \quad (2.133)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial \dot{y}} &= - \left[Q_g + \frac{-6hU_s}{3hU_s^2 - g} V \cos \alpha + \frac{3h}{3hU_s^2 - g} V^2 \cos^2 \alpha \right] = \\ &= - \left[Q_g + \frac{3h}{2(3hU_s^2 - g)} V^2 + \frac{-6hU_s}{3hU_s^2 - g} V \cos \alpha + \frac{3h}{2(3hU_s^2 - g)} V^2 \cos 2\alpha \right]. \end{aligned} \quad (2.134)$$

Розв'язок рівняння (2.131) має вигляд [25, 27]

$$Y_3(\tau) = \int_0^\pi \left(\left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_1(\alpha) + \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_1(\alpha) \right) \sin(\tau - \alpha) d\alpha. \quad (2.135)$$

Якщо виконується умова

$$Y_2(2\pi) = \dot{Y}_2(2\pi) = 0. \quad (2.136)$$

тоді [25, 27]

$$Y_3(2\pi) = \int_0^{2\pi} \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] d\alpha; \quad (2.137)$$

$$\dot{Y}_3(2\pi) = \int_0^{2\pi} \left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] d\alpha. \quad (2.138)$$

Це відповідає тому, що $Y_3(2\pi)$, $\dot{Y}_3(2\pi)$ є сталими членами в розкладі підінтегральних функцій в ряд Фур'є, які помножені на 2π . З рівнянь (2.133), (2.134) і (2.137)-(2.138) визначаємо співвідношення

$$Y_3(2\pi) = -2\pi \left[Q_g + \frac{3h}{2(3hU_s^2 - g)} V^2 \right], \quad (2.139)$$

$$\dot{Y}_3(2\pi) = 0. \quad (2.140)$$

З врахуванням (2.140) рівняння (2.130) має вигляд

$$F_2 = -\varepsilon^2 \frac{\dot{Y}_4(2\pi)}{2\pi V}. \quad (2.141)$$

Значення функції $Y_4(2\pi)$ є розв'язком рівняння (2.132), а її похідна має вигляд [25, 27]

$$\dot{Y}_4(2\pi) = \int_0^{2\pi} \left(\left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_2(\alpha) + \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_2(\alpha) \right) \cos \alpha d\alpha. \quad (2.142)$$

Підставивши у (2.142) співвідношення (2.123), (2.133) і (2.134) та виконавши інтегрування, отримаємо функцію $\dot{Y}_4(2\pi)$. Проте цей вираз описується дуже складними рівняннями і містить в собі члени з амплітудою V в 6-му степені, тому, нехтуючи складовими із степенями вищими 3-го і, підставляючи отриманий результат у (2.141), визначено рівняння нелінійного відхилення частоти [25, 27]

$$\Delta F = \frac{\rho^2 V_0}{R_g^2} \left[\frac{1}{3} Q_g d_1 d_2 + \frac{V_0}{192} (27 Q_g d_1 d_3 - 32 d_2^2) + \frac{V_0^2}{4} d_2 d_3 + \frac{5V_0^3}{24} Q_q d_1 d_3 \right] + \Delta f, \quad (2.143)$$

де Δf – відхилення частоти, що зумовлене нелінійними властивостями ємнісної складової повного опору ТСВО і визначається з рівняння

(2.82). З врахуванням співвідношень (2.93) – (2.95), (2.117) і (2.143) отримано рівняння

$$\begin{aligned} \Delta F = \Delta f + \frac{2\rho^2 \sqrt{Q_g \left(\frac{g}{3h} - U_s^2 \right)}}{R_g^2 \left(U_s + \sqrt{\frac{g}{3h}} \right)^2} & \left[-Q_g h U_s (3h U_s^2 - g) + \right. \\ & + \frac{2}{192} (27 Q_g h (3h U_s^2 - g) - 288 h^2 U_s^2) \sqrt{Q_g \left(\frac{g}{3h} - U_s^2 \right)} - 3h^2 Q_g \left(\frac{g}{3h} - U_s^2 \right) U_s + \\ & \left. + \frac{5}{3} Q_g h (3h U_s^2 - g) Q_g \left(\frac{g}{3h} - U_s^2 \right) \sqrt{Q_g \left(\frac{g}{3h} - U_s^2 \right)} \right]. \end{aligned} \quad (2.144)$$

На рис. 2.14 представлено графік теоретичної залежності нелінійного відхилення частоти генерованих коливань від напруги живлення при різних значеннях опору навантаження [25, 27].

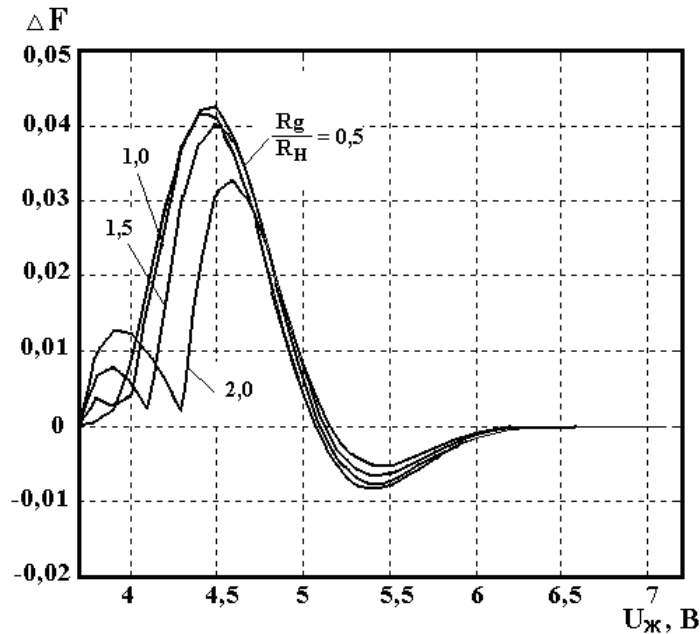


Рис. 2.14. Теоретична залежність нелінійного відхилення частоти генерованих коливань від напруги живлення при різних значеннях опору навантаження [25, 27]

3. НВЧ ГЕК НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ НЕМТ-ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР

Створення НВЧ ГЕК з широкою смугою перебудови частоти генерації на основі НЕМТ-транзисторних структур потребує розробки математичної моделі, на основі якої можна визначити залежності статичної вольт-амперної характеристики, активної і реактивної складових повного опору НЕМТ-транзисторної структури, залежності частоти генерації від зміни напруг живлення, і яка також використовується для визначення таких параметрів генераторних пристроїв як амплітуда і частота генерованих коливань, визначення умов самозбудження ГЕК та його чутливості до впливу зовнішніх дестабілізуючих факторів.

3.1. Нелінійна апроксимація статичних характеристик ТСВО на основі НЕМТ-транзисторних структур

Основною вимогою для побудови діапазонних ГЕК на основі ТСВО є розробка схемотехнічних рішень ТСВО, які дозволяють виконувати ефективну перебудову частоти генерації. Для вирішення цієї задачі використовуються ТСВО з сімействами ВАХ характеристик Λ типу, які залежать від струму або напруги керування [15, 86, 87].

Транзистори з високою рухливістю електронів (НЕМТ – high electron mobility transistor) використовуються для побудови генераторів і підсилювачів НВЧ діапазону. НЕМТ представляє собою електронний прилад на гетероструктурах, в якому використовується явище високої рухливості електронного газу, що формується поблизу межі поділу двох напівпровідникових матеріалів (як правило, сильно легованого AlGaAs і нелегованого GaAs). Інтерес до цих приладів викликають такі обставини [88]:

- принципова можливість задовольнити основні вимоги до НВЧ пристроїв за частотою, потужністю і шумами;
- можливість реалізації гранично-досяжних параметрів на наявному устаткуванні і комерційних матеріалах;
- хороша технологічна сумісність використовуваних структур з іншими структурами мікроелектроніки;
- перспектива створення НВЧ пристроїв за новими принципами, які зокрема, використовують ефекти нелінійної взаємодії подовжнього і поперечного переносу заряду.

Для реалізації НВЧ ГЕК в інтегральному або гібридному виконанні на основі НЕМТ-транзисторних структур необхідно розв'язати такі

технічні задачі. *По-перше*, необхідно визначити, які саме недоліки гетероструктури будуть найбільш істотно впливати на параметри НВЧ приладів (рівень фонових забруднень буфера, концентрація глибоких рівнів, досконалість гетерограниці і т.п.). *По-друге*, якщо недоліки гетероструктури неможливо усунути принципово, то необхідно оцінити ступінь їхнього впливу на характеристики приладу і зменшити цей вплив за рахунок зміни конструкції гетероструктури. *По-третьє*, необхідно оцінити рівень технології виготовлення приладу, виявити найбільш важливі етапи й усунути (чи зменшити) недоліки технології за рахунок оптимальної конструкції гетероструктури.

Для розробки та дослідження пристроїв на основі НЕМТ-транзисторів виникає задача побудови оптимальної математичної моделі для аналізу режиму генерації, з врахуванням фізичних процесів, що в них протікають. Однією зі складових цієї задачі є дослідження статичних характеристик НЕМТ-транзисторів і отримання аналітичних співвідношень для їх опису.

Більшість відомих математичних моделей НЕМТ-транзисторів мають напівемпіричний характер. Серед найбільш придатних моделей НЕМТ-транзисторів для аналізу на постійному струмі, а також в широкому діапазоні частот слід виділити модель Ангелова [89], яка використовується в прикладному пакеті програм моделювання НВЧ радіоелектронних пристроїв Microwave Office. На рис. 3.1 наведена еквівалентна схема, запропонованої в [90] нелінійної моделі НЕМТ-транзистора.

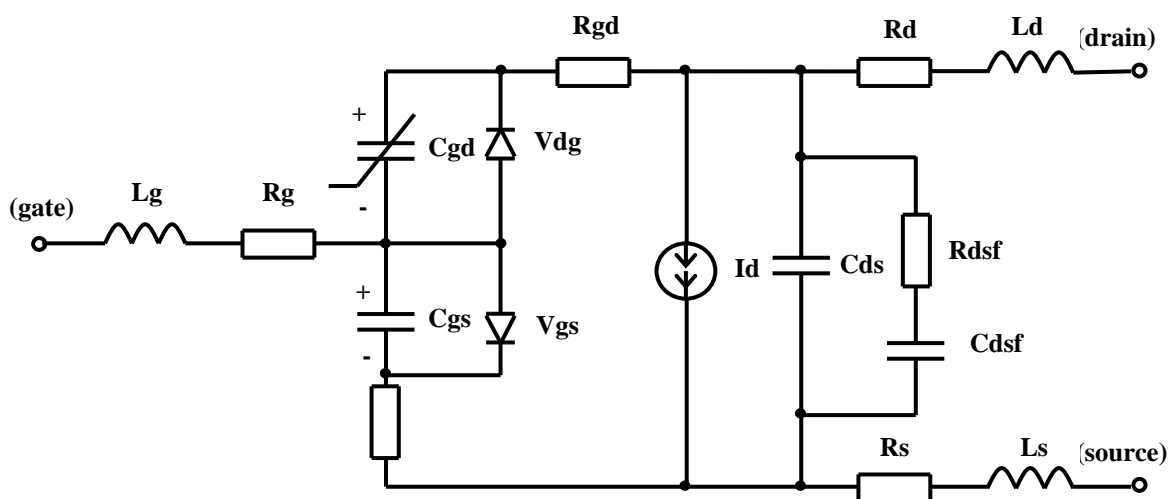


Рис. 3.1. Нелінійна модель Ангелова НЕМТ-транзистора

На рис. 3.1 використані такі позначення: L_g , L_d , L_s – індуктивності електродів відповідно затвору, витoku і стоку; R_g , R_d , R_s – опори від-

повідно областей затвору, витоку і стоку; R_i – внутрішній опір НЕМТ, R_{gd} – опір області затвор-витік; R_{dsf} , C_{dsf} – відповідно хвильовий опір і ємність каналу (для діапазону НВЧ); C_{ds} – ємність каналу (для діапазону НЧ і СЧ); I_d – кероване джерело струму. Струм керованого джерела визначається співвідношенням [90]

$$I_d = I_{pk} \cdot AFAC \cdot (1 + th(\Psi))(1 + \lambda \cdot V_d) \cdot th(\alpha \cdot V_d), \quad (3.1)$$

де I_{pk} – струм при максимальному значенні G_m ; V_d – порогова напруга (напруга відсічки); α – масштабний коефіцієнт співвідношення струм–напруга; λ – коефіцієнт для обчислення опору каналу, $AFAC$ – масштабний коефіцієнт ширини переходу затвора. Коефіцієнт Ψ визначається зі співвідношень [90]

$$\Psi = P1 \cdot V_{gr} + P2 \cdot V_{gr}^2 + P3 \cdot V_{gr}^3 \quad (3.2)$$

та

$$V_{gr} = V_g + B1(V_d + V_{db}) + B2(V_d + V_{db})^2 - V_{PK}, \quad (3.3)$$

де $P1$, $P2$, $P3$ і $B1$, $B2$ – коефіцієнти степеневі апроксимації для опису вольт-амперних характеристик.

Рівняння (3.1) – (3.3) покладені в основу математичної моделі Ангелова опису статичних ВАХ НЕМТ-транзистора. Незручність запропонованої моделі полягає в тому, що більшість коефіцієнтів, які входять до її опису, не є класифікаційними для обраного типу транзистора і потребують експериментального визначення. На етапі розробки транзисторних структур виникає необхідність опису статичних характеристик транзисторів з допустимою точністю на основі нескладних математичних співвідношень, які базуються на використанні основних класифікаційних параметрів НЕМТ-транзисторів.

Схожість статичних характеристик НЕМТ-транзисторів зі статичними характеристиками польових транзисторів з керувальним р-п переходом дозволяє використати підходи щодо математичного опису останніх. Тому для математичного опису статичних характеристики НЕМТ-транзисторів доцільно використати нелінійну апроксимацію сімейства вихідних статичних характеристик польових транзисторів з допомогою функції гіперболічного тангенса [22]

$$I_C = I_{C0} \left(1 - \frac{U_{3B}}{U_0}\right)^2 (thM)^{-1} th \left[M \frac{U_{CB}/U_0}{1 - U_{3B}/U_0} \right], \quad (3.4)$$

де I_{C0} – струм стоку при $U_{3B} = 0$, $U_{CB} = U_0$; U_{3B}, U_{CB} – напруги на електродах відповідно затвор-витік та стік-витік; U_0 – напруга відсічки.

Параметр M визначається зі співвідношення

$$M = S_{\max} \frac{U_0}{I_{C0}}, \quad (3.5)$$

де $S_{\max} = \frac{dI_c}{dU_{CB}}$ – крутість вихідної характеристики польового транзистора при $U_{CB} = U_{3B} = 0$.

Рівняння (3.4) містить основні параметри НЕМТ-транзисторів і з точністю не гірше 10% апроксимує сімейство вихідних ВАХ ПТ з р-п переходом [47, 91].

Для побудови НВЧ ГЕК широко використовуються двоелектродні ТСВО. Найчастіше використовується лямбда-діод, який складається з двох польових транзисторів з р-п переходом. До його недоліків слід віднести фіксовану ВАХ. На рис. 3.2 зображено електричну схему транзисторного аналога лямбда-діода, запропоновану в роботі [92]. Наявність подільника напруги дозволяє шляхом зміни опорів резисторів $R1, R2$ змінювати вигляд ВАХ при обраному типі НЕМТ-транзисторів, зокрема точки максимуму і нахилу спадної ділянки ВАХ. Це приводить до зміни частоти і амплітуди генерованих коливань генераторів, що побудовані на основі цієї схеми [93].

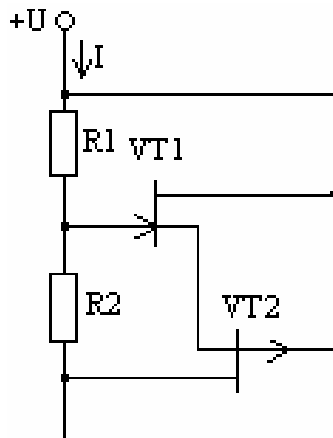


Рис. 3.2. Електрична схема транзисторного аналога лямбда-діода

У відповідності з методикою [22] в роботі [94] отримано рівняння, що описує ВАХ транзисторного аналога лямбда-діода, на основі двох НЕМТ-транзисторів

$$I(U) = \frac{U}{R_1 + R_2} + I_{c0} \left(1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 (thM)^{-1} th \left[M \frac{U/2U_0}{1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right] \quad (3.6)$$

і залежності від'ємної диференційної провідності ТСВО від напруги

$$G_{\sim}^{(-)}(U) = \frac{dI}{dU} = \frac{1}{R_1 + R_2} - \frac{I_{c0}}{2U_0} (thM)^{-1} \left(\frac{2R_1}{R_1 + R_2} \left(1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \times \right. \\ \left. \times th \left[M \frac{U/2U_0}{1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right] - M \cdot ch^{-2} \left[M \frac{U/2U_0}{1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right] \right) \quad (3.7)$$

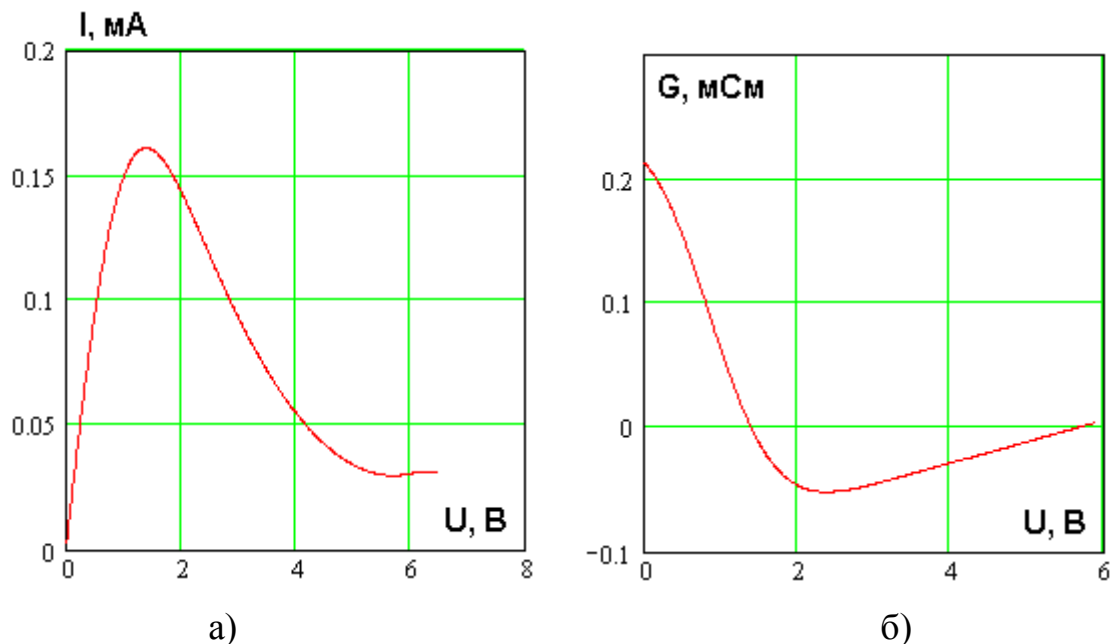


Рис. 3.3. Апроксимована ВАХ (а) і залежності диференційної провідності (б) аналога лямбда-діода на основі двох НЕМТ-транзисторів

На рис. 3.3а і на рис. 3.3б представлені відповідно апроксимована ВАХ і графік зміни провідності в залежності від напруги аналога лямбда-діода на основі двох НЕМТ-транзисторів, побудовані у [94] за допомогою пакета програм MathCad 11.0.

За допомогою співвідношення (3.6) можна визначити в загальному випадку амплітуду гармонічних коливань LC-генератора на основі

транзисторного аналога лямбда-діода, використавши метод середньої крутості [22]. Згідно з цим підходом до розрахунку

$$S_{сер} = I_{m1} / U_m, \quad (3.8)$$

де I_{m1} – перша гармоніка струму через транзисторний аналог лямбда-діода при прикладанні до його полюсів синусоїдальної напруги з амплітудою U_m і постійною напругою джерела живлення U . Співвідношення для $S_{сер}$ [22]:

$$S_{сер} = \frac{2}{\pi U_m} \int_0^{\pi-\theta} I(U) \cos \omega t d\omega t, \quad (3.9)$$

де $u = U + U_m \cos \omega t$; $\cos \theta = (U_0 - E) / U_m$.

Оскільки не можливо аналітично проінтегрувати підінтегральну функцію у співвідношенні (3.9), тому під час проектування ГЕК на транзисторному аналозі лямбда-діода необхідно скористатися числовими методами для обрахунку цього означеного інтеграла.

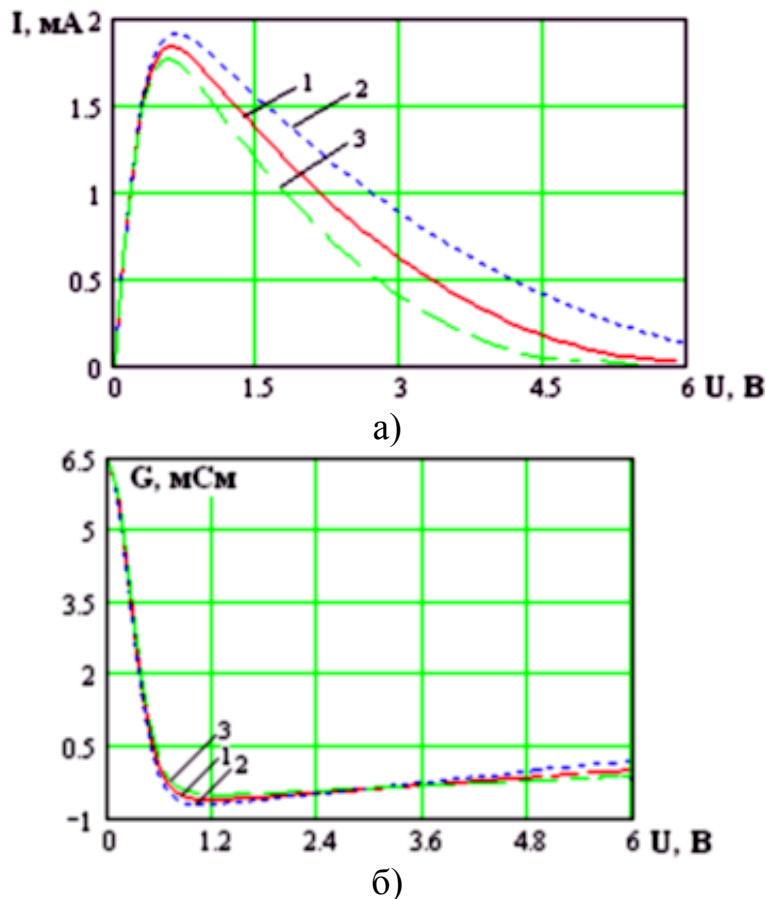


Рис. 3.4. Графіки ВАХ (а) і від'ємної провідності (б) аналога лямбда-діода на основі двох НЕМТ-транзисторів при співвідношеннях опорів подільника: 1) $R_1=R_2=100$ кОм; 2) $R_1=120$ кОм, $R_2=80$ кОм; 3) $R_1=80$ кОм, $R_2=120$ кОм

Статичні характеристики НЕМТ суттєвим чином залежать від температурного режиму роботи. Вплив температури навколишнього середовища в запропонованій моделі статичних характеристик транзисторного аналога лямбда-діода враховується залежністю крутизни прохідної ВАХ від температури для обраного типу НЕМТ [95, 96].

Запропонований підхід нелінійної апроксимації можна використати для математичного опису статичних характеристик лямбда-транзистора, електрична схема якого показана на рис. 3.5. Для випадку лямбда-транзистора, живлення пристрою необхідно виконувати від двох джерел постійної напруги – джерела живлення ($U_{ж}$) і джерела керування ($U_{к}$). Сімейством статичних вольт-амперних характеристик є залежність зміни струму ТСВО від зміни напруги $U_{ж}$ при незмінній напрузі $U_{к}$.

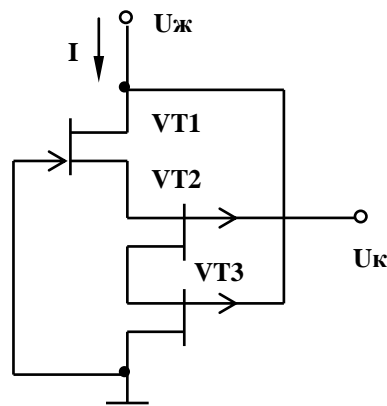


Рис. 3.5. Електрична схема лямбда-транзистора

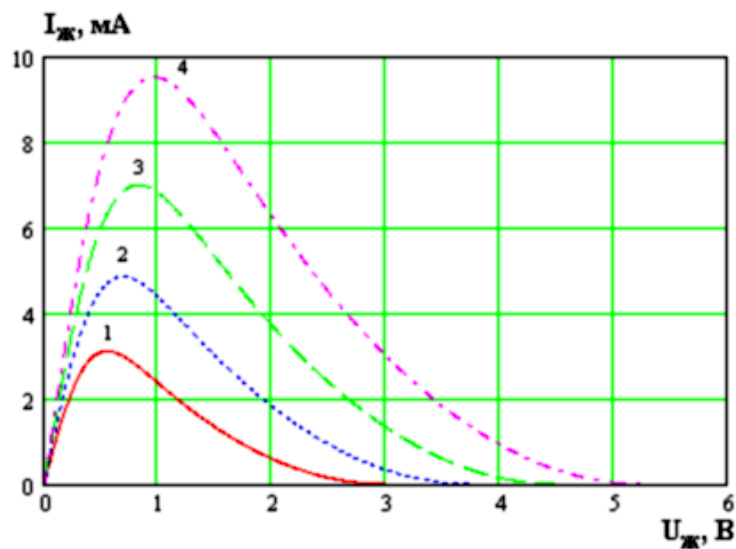
Використовуючи рівняння (3.4) і (3.5), у відповідності з методикою [94] в роботі [97] отримано рівняння, яке апроксимує сімейство статичних ВАХ лямбда-транзистора

$$I_{ж}(U_{ж}, U_{к}) = I_{C0} \left(1 - \frac{2U_{ж} - U_{к}}{3U_0} \right)^2 (thM)^{-1} th \left[M \frac{U_{ж}/3U_0}{1 - \frac{2U_{ж}/3 - U_{к}}{U_0}} \right]. \quad (3.10)$$

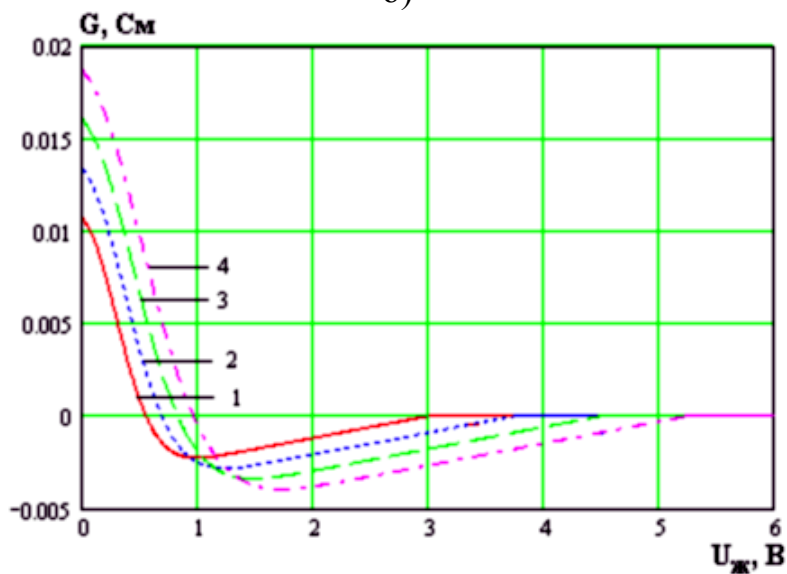
На основі рівняння (3.11) у роботі [97] отримано співвідношення від'ємної диференційної провідності лямбда-транзистора

$$G^{(-)}(U_{ж}, U_{к}) = \frac{\partial I}{\partial U_{ж}} = \frac{2 I_{c0}}{3 U_0} (thM)^{-1} \cdot \left(1 - \frac{2U_{ж}/3 - U_{к}}{U_0} \right) \times$$

$$\times \left(-2th \left[M \frac{U_{ж}/3U_0}{1 - \frac{2U_{ж}/3 - U_{к}}{U_0}} \right] + ch^{-2} \left[M \frac{U_{ж}/3U_0}{1 - \frac{2U_{ж}/3 - U_{к}}{U_0}} \right] \frac{M \left(1 - \frac{U_{к}}{U_0} \right)}{2 \left(1 - \frac{2U_{ж}/3 - U_{к}}{U_0} \right)} \right) \quad (3.11)$$



б)



б)

Рис. 3.6. Сімейства статичних ВАХ (а) і від'ємної диференційної провідності (б) лямбда-транзистора при 1) $U_{к1}=0,5$ В; 2) $U_{к2}=1,0$ В; 3) $U_{к3}=1,5$ В; 4) $U_{к4}=2,0$ В

Сімейство статичних ВАХ лямбда-транзистора на дискретних серійних НЕМТ побудовано за допомогою рівняння (3.10) у математичному пакеті MathCad 11.0 і представлено на рис. 3.6а. При цьому похибка апроксимації не перевищує 5% [97]. Графіки залежності від'ємної диференційної провідності лямбда-транзистора автором побудовано за допомогою рівняння (3.11) у математичному пакеті MathCad 11.0 і представлено на рис. 3.6б [97].

3.2. Аналіз стаціонарного режиму роботи генератору НВЧ на основі двоелектродної НЕМТ-транзисторної структури

На рис. 3.7 зображено електричну схему ГЕК на основі двоелектродної НЕМТ-транзисторної структури (транзисторного аналогу лямбда-діода на двох малопотужних дискретних НЕМТ), запропоновану в роботі [93]. Генератор працює на фіксованій частоті НВЧ діапазону і характеризується вузькою спектральною лінією генерованих коливань [93].

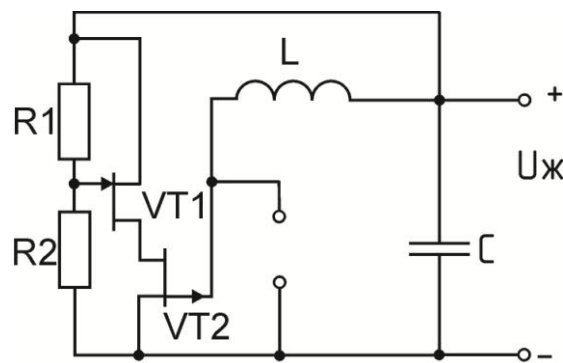


Рис. 3.7. Електрична схема НВЧ ГЕК на основі двоелектродної НЕМТ-транзисторної структури

Спрощена еквівалентна схема ГЕК на змінному струмі зображена на рис. 2.1. Елементи $L_{\text{екв}}$, $R_{\text{екв}}$, $C_{\text{екв}}$ утворюють одночастотний коливальний контур. Втрати енергії в коливальному контурі відображені активним опором $R_{\text{екв}}$. Транзисторний аналог лямбда-діода з від'ємною диференційною провідністю зображений на схемі у вигляді нелінійного опору. Від'ємна диференціальна провідність транзисторної структури утворює внутрішній позитивний зворотний зв'язок, який компенсує втрати в коливальному контурі генератора. Оскільки величина від'ємної диференційної провідності НЕМТ-транзисторної структури залежить від значення миттєвої напруги, відбувається обмеження наростання амплітуди коливань генератора.

Оскільки коливальний контур ГЕК є високодобротним [26], спектральний склад напруги u буде визначатися лише частотними складовими струму i_T , які потрапляють в його смугу пропускання. Це припущення дозволяє вважати вихідну напругу генератора квазігармонічною [17, 54]

$$u = U \cos \tau, \quad (3.12)$$

де $\tau = \omega_0 t + \Psi$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{екв} C_{екв}}}$ - резонансна частота коливального контуру генератора; U, Ψ - повільно змінні в часі амплітуда і фаза напруги u .

Згідно з методом повільно змінних амплітуд [74] висока еквівалентна добротність коливального контуру ГЕК зумовлює повільну зміну в часі U і Ψ , а тому закон зміни $u(t)$ близький до гармонічного. В цьому випадку справедливо вважати, що вищі гармоніки струму $i_T(t)$ не впливають на напругу на контурі $u(t)$ [17].

Оскільки транзисторний аналог лямбда-діода характеризується не лише активною складовою провідності, але й реактивною, яка має ємнісний характер [25, 26], тому складову струму основної частоти ω_0 можна записати у вигляді [17]

$$i_T(t) = I_a \cos \tau - I_p \sin \tau, \quad (3.13)$$

де I_a і I_p - залежні від величини U амплітуди активної і реактивної складових першої гармоніки струму i_T . Амплітуди першої гармоніки струму I_a і I_p залежать також від частоти ω_0 . На підставі співвідношень (2.76) і (2.77) можна вважати, що ця залежність в межах смуги пропускання слабо виражена, а тому в першому наближенні нею можна знехтувати.

Для еквівалентної схеми генератора на рис. 2.1 справедливе символічне рівняння [17]

$$u = z(p)i_T, \quad (3.14)$$

де $z(p)$ - символічний вираз, який визначається з комплексного вхідного опору коливального контуру $z(j\omega)$ шляхом заміни $j\omega \rightarrow p$. Перейшовши до символічного рівняння для комплексних амплітуд, отримаємо рівняння [17]

$$\dot{U} = Z(p)\dot{I}_T, \quad (3.15)$$

де $\dot{U} = Ue^{j\Psi}$, $\dot{I}_T = (I_a + jI_p)e^{j\Psi}$ - комплексні амплітуди U й I ;
 $Z(p) = z(p + j\omega_1)$ - операторне зображення комплексного опору;
 $p = \frac{d}{dt}$ - комплексний оператор.

Згідно з методикою, що запропонована в роботі [17], в кінцевому результаті отримаємо диференціальне рівняння

$$T \frac{dU}{dt} = R_{екв} \dot{I}_T - \dot{U}, \quad (3.16)$$

де $T = 2R_{екв}C_{екв}$ - стала часу коливального контуру генератора.

Диференціальне рівняння (3.16) є комплексним. Виконавши операцію диференціювання і прирівнявши окремо дійсні та уявні частини, отримаємо такі два диференціальні рівняння [17]

$$T \frac{dU}{dt} = I_a R_{\dot{a}\dot{e}\dot{a}} - U; \quad T \frac{d\Psi}{dt} = \frac{I_p R_{екв}}{U}. \quad (3.17)$$

Отримані диференціальні рівняння (3.17) описують роботу ГЕК на основі транзисторного аналога лямбда-діода. Перше з них називають амплітудним, а друге – фазовим [17]. Згідно з попередніми викладками амплітудне рівняння не залежить від фазового, оскільки величина амплітуди I_a в першому наближенні не залежить від частоти коливаний генератора та миттєвої фази Ψ . Це дозволяє розв'язувати перше диференціальне рівняння (3.17) незалежно від другого [17].

Для знаходження амплітуд $I_a(U)$ та $I_p(U)$ підставимо в (3.6) рівняння (3.12) і розвинемо в ряд Мак-Лорена, використавши співвідношення (3.18, 3.19) [98]

$$\text{th}x = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = x - \frac{1}{3}x^3 + \frac{2}{15}x^5 - \frac{17}{35}x^7 + \frac{62}{2835}x^9 - \dots \quad (3.18)$$

$$\frac{1}{1-x} = 1 + x + x^2 + x^3 + x^4 + x^5 + \dots \quad (3.19)$$

Метою математичних перетворень є розвинення складових струму i_T по гармоніках і виділення першої гармоніки. При гармонічній напрузі u вклад в першу гармоніку дають члени полінома непарного степеня. Тому обмежимося розвиненням в ряд Мак-Лорена третього

ступеня. В кінцевому результаті авторами у [93] отримано рівняння струму ТСВО [93]

$$i_T(u) = \left[\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{I_{C0}}{U_0} \frac{M}{thM} \left[\frac{1}{2} + \frac{U^2}{8U_0^2} \left(\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 - \frac{1}{3} M^2 \right) \right] \right] U \cos \tau + \dots \quad (3.20)$$

Використана апроксимація $i(u)$ не дає змоги врахувати неізохронні властивості ГЕК на основі транзисторного аналога лямбда-діода. Постійна поправка на частоту для ізохронного ГЕК визначається із фазового рівняння (3.17) і складає $\omega - \omega_0 = \frac{I_p}{(2UC_{екв})}$ [93].

Порівнюючи (3.20) з рівнянням (3.13), можна записати

$$I_a = \left[\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{I_{C0}}{U_0} \frac{M}{thM} \left[\frac{1}{2} + \frac{U^2}{8U_0^2} \left(\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 - \frac{1}{3} M^2 \right) \right] \right] U. \quad (3.21)$$

Підставивши співвідношення (3.21) в амплітудне рівняння (3.17), отримаємо диференціальне рівняння [93]

$$T \frac{dU}{dT} = \left(\frac{R_{екв}}{R_1 + R_2} + \frac{I_{C0} R_{екв}}{2U_0} \frac{M}{thM} - 1 \right) U + I_{C0} R_{екв} \frac{M}{thM} \frac{U^3}{8U_0^3} \left(\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 - \frac{1}{3} M^2 \right). \quad (3.22)$$

Умова самозбудження автогенератора впливає з рівняння (3.22) [93]

$$\frac{R_{екв}}{R_1 + R_2} + \frac{I_{C0} R_{екв}}{2U_0} \frac{M}{thM} > 1. \quad (3.23)$$

Ліва частина нерівності (3.23) називається запасом самозбудження ГЕК. При виконанні нерівності (3.23) як завгодно малі початкові коливання почнуть наростати та їх амплітуда буде наближатися до амплітуди стаціонарних коливань ГЕК [17]. Амплітуда стаціонарних коливань ГЕК U_{CT} визначається з умови $\frac{dU}{dt} = 0$, тобто зі співвідношення [93]

$$U_{CT} = 2U_0 \sqrt{1 - \frac{R_{екв}}{R_1 + R_2} - \frac{I_{C0} R_{екв}}{2U_0} \frac{M}{thM}} / \sqrt{\frac{I_{C0} R_{екв}}{2U_0} \frac{M}{thM} \left(\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 - \frac{1}{3} M^2 \right)}. \quad (3.24)$$

Безпосереднє рішення диференціального рівняння (3.22) дає залежність амплітуди генерованих коливань U від часу [93]

$$U(t) = U(0) e^{\gamma t} / \sqrt{1 + (U^2(0)/U_{CT}^2)(\exp 2\gamma t - 1)}, \quad (3.25)$$

де $U(0)$ – початкова амплітуда коливань генератора,

$$\gamma = \left(\frac{R_{екв}}{R_1 + R_2} + \frac{I_{C0} R_{екв}}{2U_0} \frac{M}{thM} - 1 \right) / T. \quad (3.26)$$

Аналізуючи рівняння (3.25) можна зробити висновок, що при $U(0) < U_{CT}$, амплітуда коливань U генератора монотонно збільшується, наближаючись до U_{CT} . При $U(0) > U_{CT}$ амплітуда коливань U генератора монотонно зменшується, наближаючись до U_{CT} . Рівняння (3.25) можна використати для аналізу перехідних процесів, а також для аналізу роботи генератора в імпульсному режимі [93].

3.3. Дослідження характеристик НВЧ ГЕК на основі НЕМТ-транзисторної структури

Недоліком двоелектродної НЕМТ-транзисторної структури є малий діапазон перебудови частоти генерації. Розширити діапазон перебудови частоти генерації і підвищити стабільність ГЕК на основі НЕМТ-транзисторної структури можна шляхом введення додаткового джерела постійної напруги керування [99].

На рис. 3.8 показана електрична схема НВЧ ГЕК на основі НЕМТ-транзисторної структури. НВЧ ГЕК на основі НЕМТ-транзисторної структури працює таким чином [99]. При підвищенні напруги джерел постійної напруги U_k і U_j до величини, коли на електродах стік-витік НЕМТ VT1 і VT2 виникає від'ємний опір, який компенсує втрати в коливальному контурі, що утворений паралельним включенням повного опору з ємнісним характером на електродах стік – витік НЕМТ

транзисторів VT1 і VT2 та пасивною індуктивністю L, що призводить до виникнення електричних коливань. Резистори R1, R2 і R3 здійснюють електричне живлення НЕМТ VT1 і VT2, а ємність С запобігає проходженню змінного струму через джерело постійної напруги $U_{ж}$. Джерело постійної напруги $U_{ж}$ регулює величину від'ємного опору, що визначає потужність вихідного сигналу. Перебудова частоти генерованих коливань здійснюється шляхом зміни напруги джерел $U_{к}$ і $U_{ж}$.

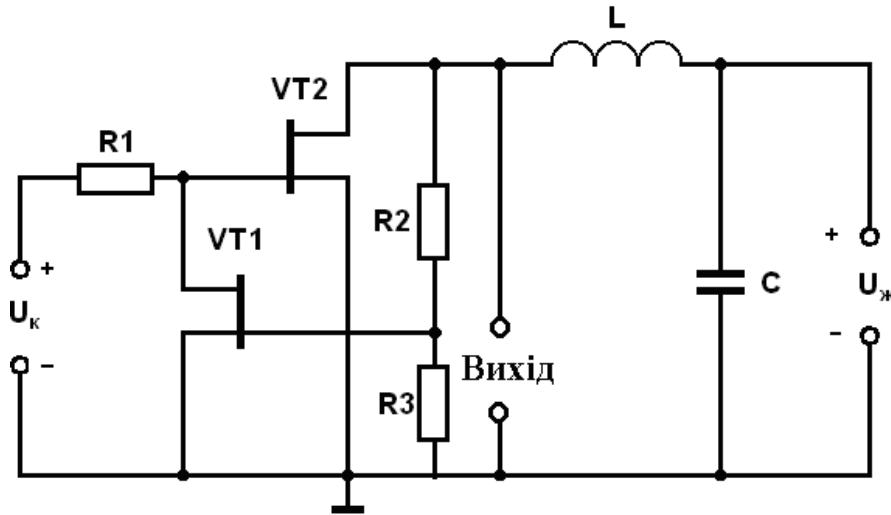


Рис. 3.8. Електрична схема НВЧ генератора на основі НЕМТ-транзисторної структури [99]

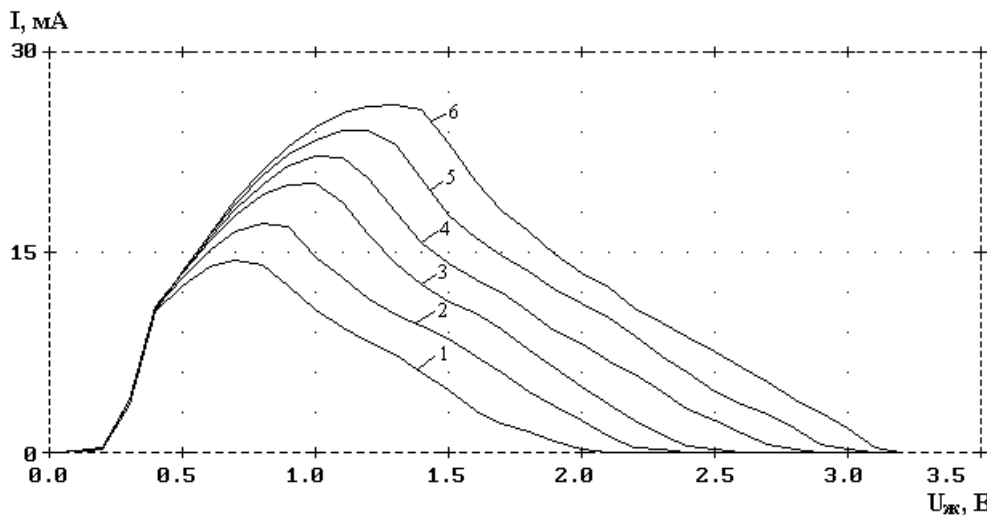


Рис. 3.9. Сімейство статичних ВАХ активного елемента НВЧ генератора при різних значеннях напруги керування: 1) $U_{к}=0,2$ В; 2) $U_{к}=0,25$ В; 3) $U_{к}=0,3$ В; 4) $U_{к}=0,35$ В; 5) $U_{к}=0,4$ В; 6) $U_{к}=0,45$ В

Для дослідження НВЧ ГЕК на основі НЕМТ-транзисторної структури був створений експериментальний макет. В якості НЕМТ транзисторів були використані арсенід галієві НЕМТ фірми Mitsubishi

Semiconductor типу MGF4714CP. Як пасивна індуктивність використовувалась плівкова індуктивність, отримана шляхом напилення на полікоровій підкладці. Величина еквівалентної індуктивності складає 10 нГн. На рис. 3.9 представлено експериментально отримані авторами у [47] сімейства статичних ВАХ НЕМТ-транзисторної структури.

Аналіз статичних ВАХ НЕМТ-транзисторної структури проведемо за допомогою рівняння (3.4). Поліноміальна апроксимація статичної прохідної ВАХ НЕМТ транзисторів [100]

$$I_C(U_{3B}) = a_0 + a_1 U_{3B} + a_2 U_{3B}^2, \quad (3.27)$$

де $a_0 = -SU_0$, $a_1 = S$, $a_2 = bS$, S – крутизна прохідної характеристики в режимі підсилення. Тому рівняння апроксимації прохідної статичної ВАХ НЕМТ-транзистора можна представити у більш зручному вигляді [100]

$$I_C(U_{3B}) = S(U_{3B} - U_0 - bU_{3B}^2), \quad (3.28)$$

де b – коефіцієнт апроксимації, який визначається з графіка статичної прохідної ВАХ транзистора. Для апроксимації прохідної характеристики потужних НЕМТ-транзисторів більш точним є рівняння, застосоване у роботі [91]

$$I_C = I_S \left[1 + th \left(S \frac{U_{3B} - U_S}{I_S} \right) \right], \quad (2.29)$$

де U_S, I_S – координати перегину прохідної ВАХ НЕМТ.

На основі рівнянь (3.4) і (3.27) в роботі [47] отримано рівняння (3.30), яке апроксимує сімейство статичних ВАХ транзисторної структури на рис. 3.9

$$I(U_{Ж}, U_{К}) = \frac{U_{Ж}}{R_2 + R_3} + I_{C0} (1 - P1(U_{Ж}, U_{К}))^2 \times (thM)^{-1} th \left[M \frac{U_{Ж}/U_0}{1 - P1(U_{Ж}, U_{К})} \right], \quad (3.30)$$

де

$$P1(U_{Ж}, U_{К}) = \frac{U_{К}}{U_0} - SR_1 \left[\frac{U_{Ж}}{U_0} \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{bU_{Ж}^2}{U_0} \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)^2 - 1 \right]. \quad (3.31)$$

Рівняння, що визначає залежність крутизни прохідної ВАХ від величини напруги керування $U_{К}$ впливає зі співвідношення (3.28)

$$S(U_{3B}) = \frac{dI_C}{dU_{3B}} = S - 2bU_{3B}, \quad (3.32)$$

де S – крутизна статичної прохідної ВАХ НЕМТ-транзистора в активному режимі роботи.

Функціональна залежність диференційної провідності НЕМТ-транзисторної структури від напруг $U_{К}$ і $U_{Ж}$ описується рівнянням, отриманим у роботі [47].

$$\begin{aligned} G_{\sim}^{(\cdot)}(U_{\mathcal{A}}, U_{\hat{E}}) &= \frac{\partial I}{\partial U_{\mathcal{A}}} = \frac{1}{R_2 + R_3} + \frac{I_{N0}}{U_0} (thM)^{-1} [1 - P1(U_{\mathcal{A}}, U_{\hat{E}})] \times \\ &\times \left\{ 2SR_1 \left[\frac{R_3}{R_2 + R_3} - 2bU_{\mathcal{A}} \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)^2 \right] \cdot th \left[M \frac{U_{\mathcal{A}} / U_0}{1 - P1(U_{\mathcal{A}}, U_{\hat{E}})} \right] + \right. \\ &\left. + \frac{M [1 - P1(U_{\mathcal{A}}, U_{\hat{E}})]}{ch^2 \left[M \frac{U_{\mathcal{A}} / U_0}{1 - P1(U_{\mathcal{A}}, U_{\hat{E}})} \right]} \cdot \frac{2[1 - P1(U_{\mathcal{A}}, U_{\hat{E}})] - SR_1 - 1}{[1 - P1(U_{\mathcal{A}}, U_{\hat{E}})]^2} \right\}. \quad (3.33) \end{aligned}$$

На рис. 3.10 і рис. 3.11 показані відповідно графіки сімейства статичних ВАХ НЕМТ-транзисторної структури і залежності диференційної провідності від напруг $U_{К}$ і $U_{Ж}$, які побудовані в пакеті програм MathCad 11.0.

Рівняння (3.4), (3.5), (3.30), (3.31), (3.32) з похибкою не більше 10% апроксимує сімейство статичних ВАХ НЕМТ-транзисторної структури НВЧ ГЕК на рис. 3.8. Порівнюючи запропонований спосіб апроксимації з відомими нелінійними моделями статичних характеристик НЕМТ транзисторів [95, 96] слід відзначити простоту і зручність його застосування для аналізу радіотехнічних пристроїв на основі НЕМТ транзисторів при порівняно незначній похибці.

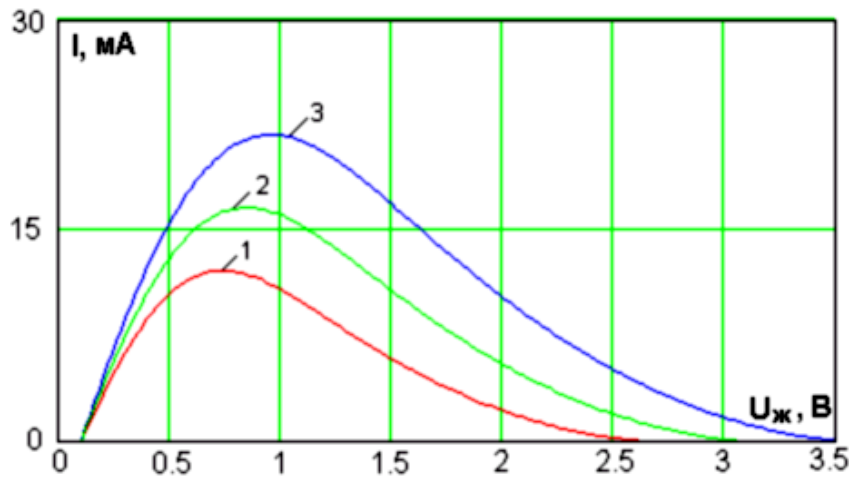


Рис. 3.10. Апроксимовані статичні ВАХ НЕМТ-транзисторної структури при 1) $U_K=0,2$ В; 2) $U_K=0,3$ В; $U_K=0,4$ В

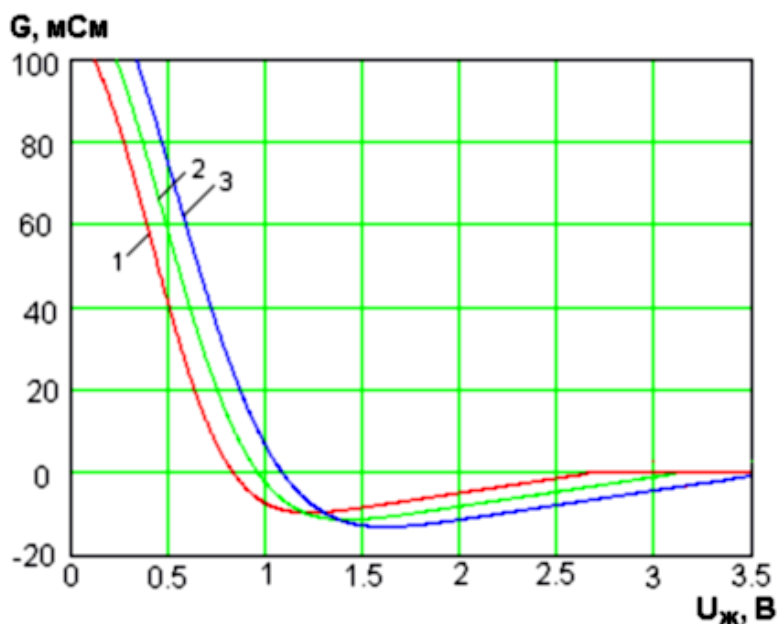


Рис. 3.11. Графіки залежності диференційної провідності НЕМТ-транзисторної структури від напруги живлення при 1) $U_K=0,2$ В; 2) $U_K=0,3$ В; 3) $U_K=0,4$ В

На основі отриманих рівнянь (3.4), (3.5), (3.30), (3.32) і (3.33), що описують статичні ВАХ НЕМТ-транзисторної структури на рис. 3.9, можна провести моделювання параметрів НВЧ генератора у відповідності із методикою п.п. 3.2 [47, 91]. При цьому слід врахувати, що розробку і дослідження пристроїв на основі НЕМТ транзисторів з використанням рівнянь (3.30), (3.31) і (3.33) можна виконувати на частотах до 5–10% від граничної частоти обраних транзисторів. На більш високих частотах необхідно враховувати частотні властивості НЕМТ транзисторів.

За аналогією з рівнянням (3.20) на основі апроксимації статичних ВАХ НЕМТ-транзисторної структури (3.30) і (3.31) в роботі [91] отримано

$$i_T(u) = \left[\frac{1}{R_2 + R_3} + \frac{I_{C0}}{U_0} \frac{M}{thM} \left(P_2 - \frac{U^2}{U_0^2} \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)^2 P_3 \right) \right] U \cos \tau + \dots \quad (3.34)$$

Активна складова струму першої гармоніки, що виділяється коливальним контуром генератора, описується співвідношенням

$$I_a = \left[\frac{1}{R_2 + R_3} + \frac{I_{C0}}{U_0} \frac{M}{thM} \left(P_2 - \frac{U^2}{U_0^2} \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)^2 P_3 \right) \right] U, \quad (3.35)$$

де U – амплітуда генерованого сигналу. Коефіцієнти P_2 і P_3 визначаються зі співвідношень [91]

$$P_2 = (1 + SR_1 + S^2 R_1^2)^2 - 3SR; \quad (3.36)$$

$$P_3 = (1 + SR_1 + S^2 R_1^2)(S^2 R_1^2 - 2bU_0(1 + SR_1)) + SR_1(bU_0 - 1). \quad (3.37)$$

Згідно з методикою [93] амплітудне диференціальне рівняння матиме вигляд [91]

$$T \frac{dU}{dt} = \left(\frac{R_{\hat{a}\hat{a}\hat{a}}}{R_2 + R_3} + \frac{I_{C0} R}{U_0} \frac{M}{thM} P_2 - 1 \right) U - I_{C0} R \frac{M}{thM} \frac{U^3}{U_0^3} P_3 \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)^2. \quad (3.38)$$

Умова самозбудження генератора (баланс амплітуд) визначається з диференціального рівняння (3.38)

$$\frac{R_{\hat{a}\hat{a}\hat{a}}}{R_2 + R_3} + \frac{I_{C0} R_{\hat{a}\hat{a}\hat{a}}}{U_0} \frac{M}{thM} P_2 > 1. \quad (3.39)$$

Ліва частина нерівності (3.39) визначає запас самозбудження НВЧ ГЕК на основі НЕМТ-транзисторної структури.

Амплітуда стаціонарних коливань генератора $U_{ст}$ визначається з умови $\frac{dU}{dt} = 0$ [93]. З диференціального амплітудного рівняння (3.38)

впливає співвідношення для визначення амплітуди стаціонарних коливань [91]

$$U_{CT} = U_0 \sqrt{\frac{R_{\dot{a}\dot{e}\dot{a}}}{R_2 + R_3} + \frac{I_{C0} R_{\dot{a}\dot{e}\dot{a}}}{U_0} \frac{M}{thM} P_2 - 1} / \sqrt{\frac{M}{thM} \frac{I_{C0} R_{\dot{a}\dot{e}\dot{a}}}{U_0} P_3 \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right)^2}. \quad (3.40)$$

Безпосереднє розв'язання диференціального рівняння (3.38) дає залежність амплітуди генерованих коливань U_{CT} від часу [91]

$$U(t) = U(0)(\exp \gamma t) / \sqrt{1 + (U_0^2 / U_{CT}^2)(\exp 2\gamma t - 1)}, \quad (3.41)$$

де $U(0)$ – початкова амплітуда коливань генератора; коефіцієнт γ визначається зі співвідношення [91]

$$\gamma = \left(\frac{R_{екв}}{R_1 + R_2} + \frac{I_{C0} R_{екв}}{U_0} \frac{M}{thM} P_2 - 1 \right) / T. \quad (3.42)$$

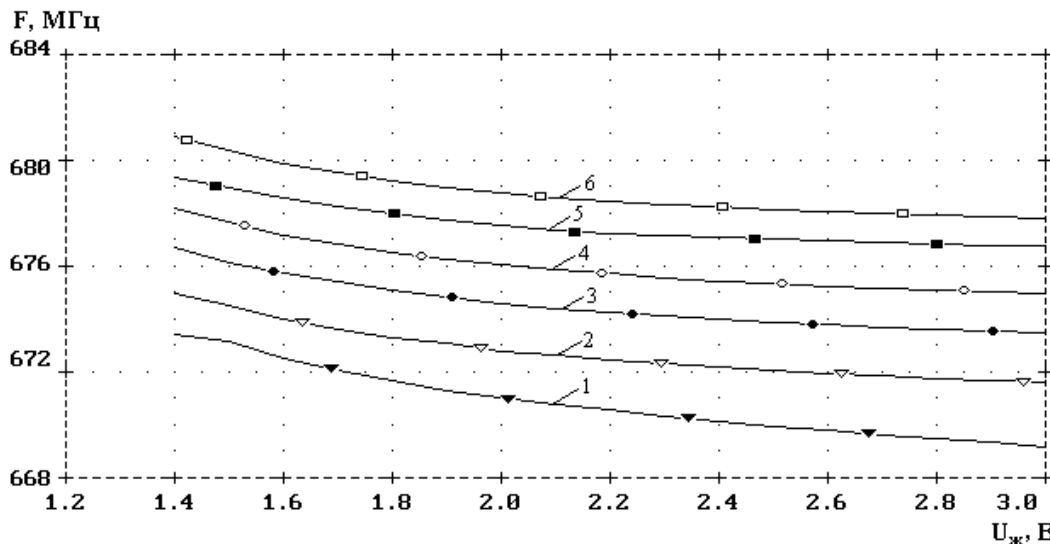


Рис. 3.12. Графіки залежності зміни частоти генерації від напруги живлення при різних значеннях напруги керування: 1) $U_k=0,2$ В; 2) $U_k=0,25$ В; 3) $U_k=0,3$ В; 4) $U_k=0,35$ В; 5) $U_k=0,4$ В; 6) $U_k=0,45$ В

На рис. 3.12 представлені експериментально отримані залежності зміни частоти генерації від напруг U_k і $U_ж$ [47]. Вихідний сигнал генератора – синусоїдальний. Під час перелаштування частоти генерації шляхом зміни напруг U_k і $U_ж$ джерел живлення коефіцієнт нелінійних спотворень вихідного сигналу генератора змінюється в межах 0,2...1%. З рис. 3.12 видно, що відносна нестабільність частоти гене-

рації по колах живлення більша для джерела напруги U_k , що необхідно врахувати при проектуванні ГЕК на основі НЕМТ-транзисторних структур.

Аналіз фізичних процесів в НЕМТ-транзисторних структурах виконують за допомогою еквівалентних схем НЕМТ-транзисторів в широкому діапазоні частот [101]. Еквівалентна схема генератора, що побудована на основі малосигнальної лінійної моделі НЕМТ [101], зображена на рис. 3.13 [47]. На рис. 3.13 прийняті такі позначення: R_g – опір затвора; R_{gs} – опір затвор-витік; R_d – опір стоку; R_s – опір витокку; G_{ds} – провідність каналу “стік-витік”; C_{gs} – ємність затвор-витік; C_{gd} – ємність затвор-стік; C_{ds} – ємність стік-витік; I_{gm} – джерело струму, керованого напругою затвор-витік. C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 – паразитні ємності корпусу, L_g, L_d і L_s – паразитні індуктивності виводів. Індекси V1 і V2 відповідно означають позначення транзистора на рис. 3.8.

Визначення параметрів елементів малосигнальної моделі НЕМТ транзисторів здійснюється на основі системи Y-параметрів шляхом перерахування елементів системи S-параметрів, які приведені в довідкових матеріалах [101].

$$C_{gd} = -\frac{1}{\omega} I_m(Y_{12}); \quad (3.43)$$

$$C_{ds} = \frac{1}{\omega} \{I_m(Y_{22}) + I_m(Y_{12})\}; \quad (3.44)$$

$$C_{gs} = \frac{1}{\omega} \{I_m(Y_{11}) + I_m(Y_{12})\}; \quad (3.45)$$

$$C_{ds} = \text{Re}(Y_{22}); \quad (3.46)$$

$$R_{gs} = \frac{1 - \sqrt{1 - 4\text{Re}(Y_{11}) / C_{gs}\omega}}{2\text{Re}(Y_{11})}; \quad (3.47)$$

$$g_v = \sqrt{g_{mr}^2 + g_{mi}^2}; \quad (3.48)$$

$$g_{mr} = \text{Re}(Y_{21}) - I_m(Y_{21})R_{gs}C_{gs}\omega - C_{gd}C_{gs}\omega^2R_{gs}; \quad (3.49)$$

$$g_{mi} = \text{Re}(Y_{21})R_{gs}C_{gs}\omega + I_m(Y_{21}) + C_{gd}\omega. \quad (3.50)$$

Запропоновану еквівалентну схему НВЧ генератора на основі НЕМТ транзисторів можна використовувати в широкому діапазоні частот від 1 до 40 ГГц [101]. Подальший аналіз роботи генератора на основі еквівалентної схеми на рис. 3.13 можна проводити одним з відомих методів розрахунку, зокрема методом контурних струмів [25, 27–31].

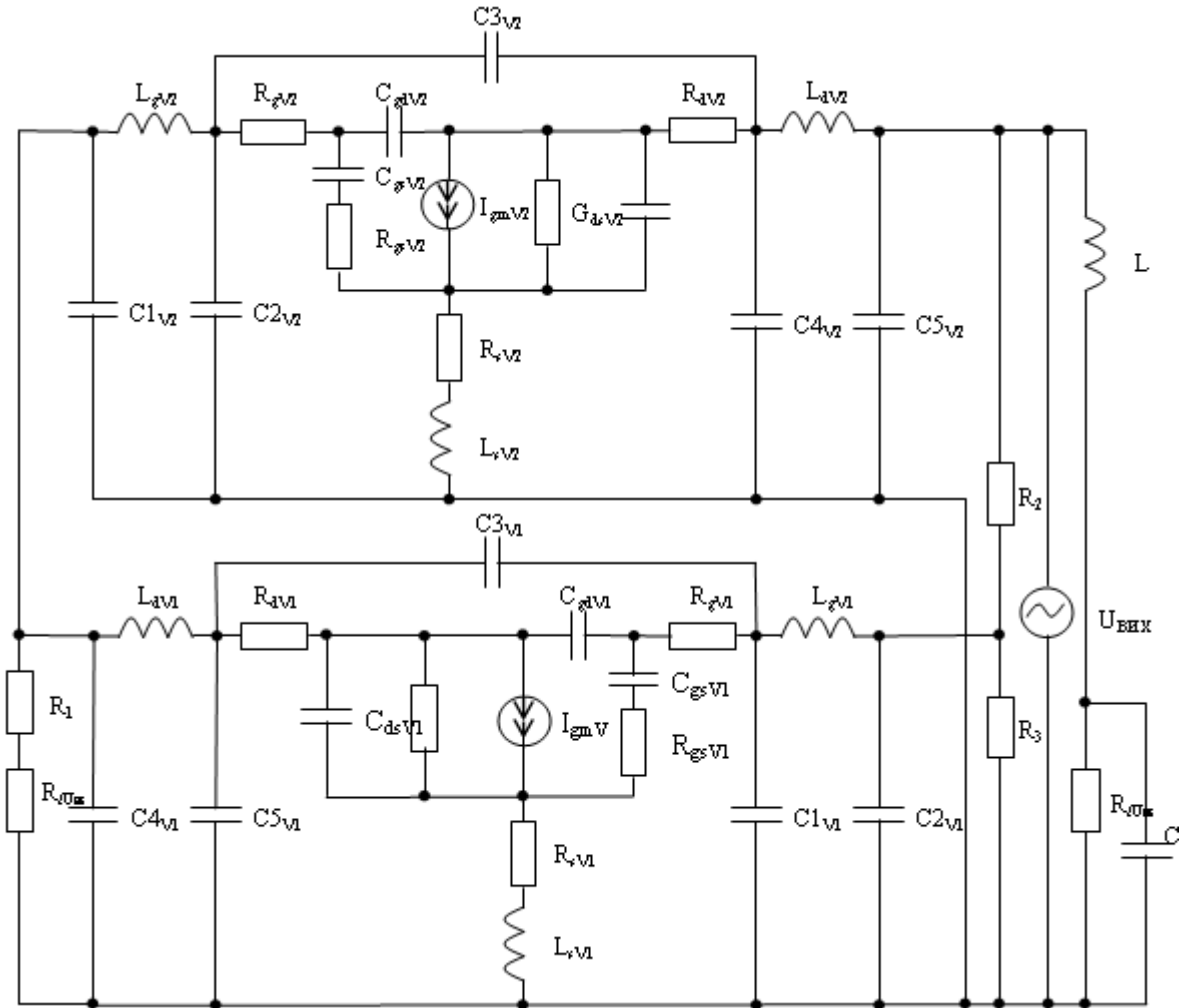


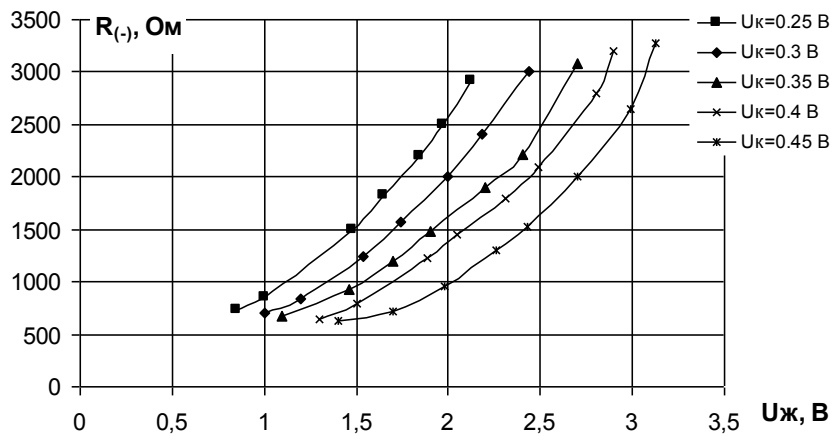
Рис. 3.13. Еквівалентна схема НВЧ генератора на основі НЕМТ-транзисторної структури

У роботі [102] показано, що коефіцієнт шуму F_0 НЕМТ-транзистора визначається співвідношенням

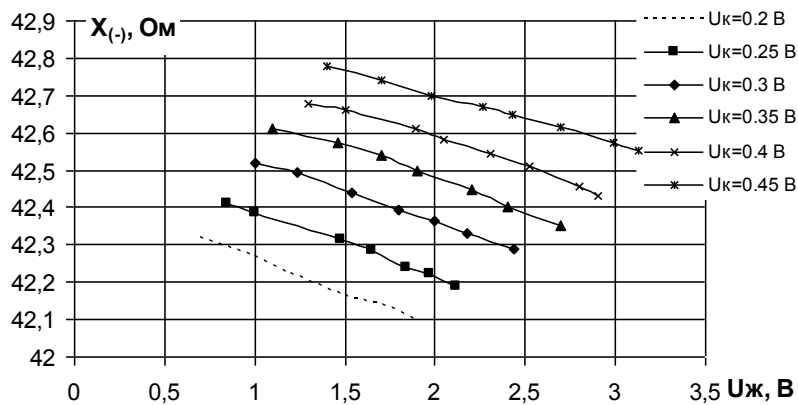
$$F_0 = 10 \lg 91 + 2\pi k f C_{gs} ((R_s + R_g)/G_m)^{1/2}, \quad (3.52)$$

де f – частота; C_{gs} – ємність затвор-витік; R_g – опір затвора; R_s – опір витоку; G_m – крутість; k – емпіричний коефіцієнт.

На рис. 3.14 наведено експериментально отримані графічні залежності активної (див. рис. 3.14а) і реактивної (див. рис. 3.14б) складових повного опору НЕМТ-транзисторної структури [47].



а)



б)

Рис. 3.14. Графіки залежностей активної (а) і реактивної (б) складових повного опору НЕМТ-транзисторної структури від напруг U_k і $U_{ж}$

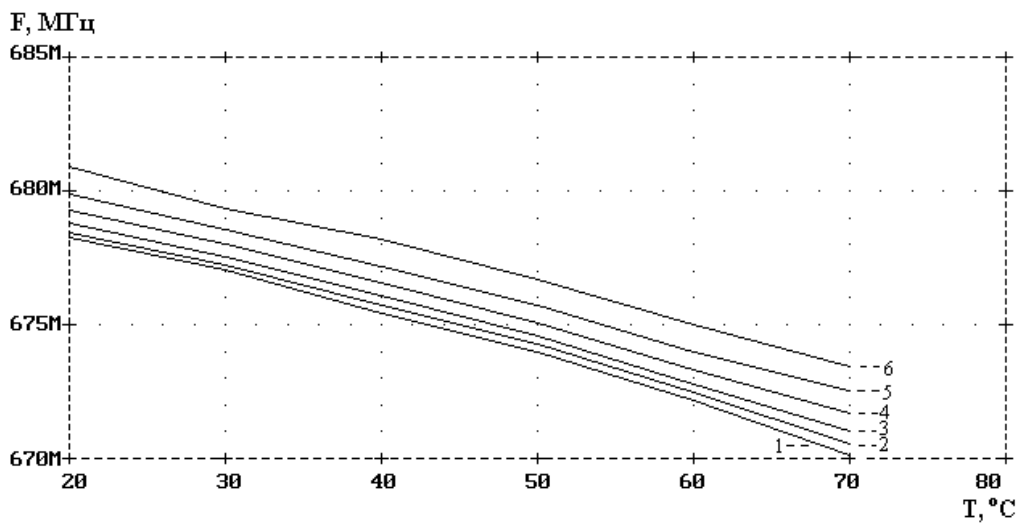


Рис. 3.15. Температурна залежність частоти генерації при різних значеннях напруги U_k : 1) $U_k=0,2$ В; 2) $U_k=0,25$ В; 3) $U_k=0,3$ В; 4) $U_k=0,35$ В; 5) $U_k=0,4$ В; 6) $U_k=0,45$ В

Основним недоліком роботи НВЧ генератора на основі транзисторної структури з від'ємним опором є залежність параметрів НЕМТ транзисторів від температури. На рис. 3.15 наведені графіки залежності частоти генерації від температури [47].

Експериментальні дослідження показали, що генератор на основі НЕМТ-транзисторної структури характеризується підвищеним ККД (46%), відносною короткостроковою нестабільністю частоти генерації $\delta f = 0,65 \cdot 10^{-4}$ і температурним коефіцієнтом частоти генератора $TKЧ = 2,1 \cdot 10^{-5}$ [МГц/°C].

3.4. Дослідження оптично керованого НВЧ ГЕК на основі НЕМТ-транзисторної структури

Схема оптично керованого НВЧ генератора на основі НЕМТ-транзисторної структури показана на рис. 3.16 [103]. Коливальний контур утворено ємнісною складовою повного опору на електродах стоку транзистора VT1 і витоку транзистора VT2 та пасивною індуктивністю L1. Коло R2C1 створює додатковий позитивний зворотний зв'язок, що збільшує динамічний від'ємний опір НЕМТ-транзисторної структури. Дія оптичного випромінювання на р-і-n фотодіод VD1 приводить до зміни ємнісної складової повного опору на електродах стік-виток відповідно транзисторів VT1 і VT2, що забезпечує перебування частоти генерації. Опори R1, R3 і R4 та джерело постійної напруги $U_{ж}$ забезпечують вибір робочої точки на спадній ділянці вольт-амперної характеристики пристрою [103].

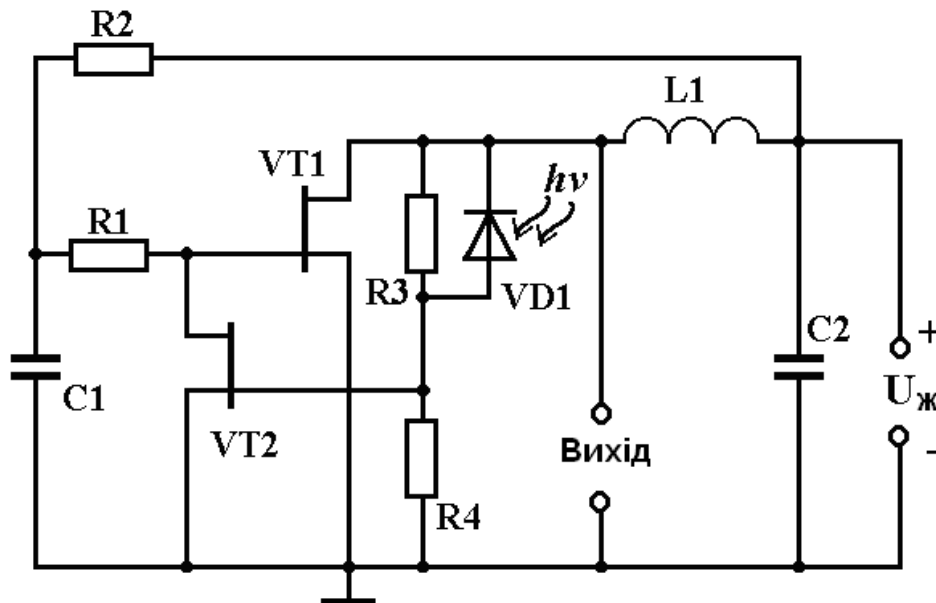


Рис. 3.16. Електрична схема оптично керованого НВЧ генератора на основі НЕМТ-транзисторної структури [103]

При роботі в НВЧ діапазоні струм стоку НЕМТ є сумою двох компонентів – 2D-електронного газу і електронів AlGaAs. Кожна з цих компонентів може бути описана формулою [104, 105]

$$I_{Ci} = qZn_{si}(U_{3B}, U_i(x))v_i(x), \quad i=1,2, \quad (3.53)$$

де Z – ширина затвора; q – модуль заряду електрона; v_i – дрейфова швидкість електронів; U_i – модельний параметр. Залежність дрейфової швидкості від напруженості поля, яка враховує ефект насиченості

$$v_i(x) = \begin{cases} \frac{\mu_i E(x)}{1 + E(x)/E_{Hi}}, & E(x) < E_{Hi}; \\ V_{Hi}, & E(x) \geq E_{Hi}; \end{cases} \quad (3.54)$$

де μ_i – рухомість у слабкому полі; E_{Hi} – критичне електричне поле, при якому настає насичення; V_{Hi} – швидкість електронів в насиченні при $E_i = E_{Hi}$.

Струми стоку НЕМТ транзистора в лінійному режимі і режимі насичення описуються відповідно співвідношеннями (3.55) і (3.56) [104, 105]

$$I_{\tilde{n}e} = \frac{A_i}{L + U_{\tilde{n}e} / \dot{A}i_3} \left[B_i U_{\tilde{n}e} - \ln \cosh \frac{U_{\dot{A}i_3} - U_{mi} - U_{\tilde{n}e}}{U_{li}} + \ln \cosh \frac{U_{\dot{A}i_3} - U_{mi}}{U_{li}} \right]; \quad (3.55)$$

$$I_{chi} = \frac{A_i}{L_{Hi} + U_{Hi} / E_{Hi}} \left[B_i U_{cl} - \ln \cosh \frac{U_{3B} - U_{mi} - U_{cl}}{U_{li}} + \ln \cosh \frac{U_{3B} - U_{mi}}{U_{li}} \right], \quad (3.56)$$

де

$$A_i = q\mu_i Z n_{0i} (1 - \alpha_i) U_{li} \quad (3.57)$$

та

$$B_i = \alpha_i / (1 - \alpha_i) U_{li}, \quad (3.58)$$

U_{Hi} – потенціал каналу в точці, де відбувається насичення, L_{Hi} – ефективна довжина каналу в насиченні, яка обчислюється за допомогою співвідношення

$$L_{Hi} = L - \frac{2dn_i}{\pi} \sinh^{-1} \frac{\pi(U_{CB} - U_{Hi})}{2dn_i E_{Hi}}. \quad (3.59)$$

Для дослідження фізичних процесів, які відбуваються у оптично керованому НВЧ генераторі електричних коливань на рис. 3.17 представлено нелінійну еквівалентну схему генератора в режимі малого сигналу, яка побудована на основі моделі Ангелова НЕМТ. Еквівалентну схему оптично керованого НВЧ генератора на основі НЕМТ-транзисторної структури можна використовувати для розрахунку параметрів і характеристик генератора в діапазоні частот до 6 ГГц [106].

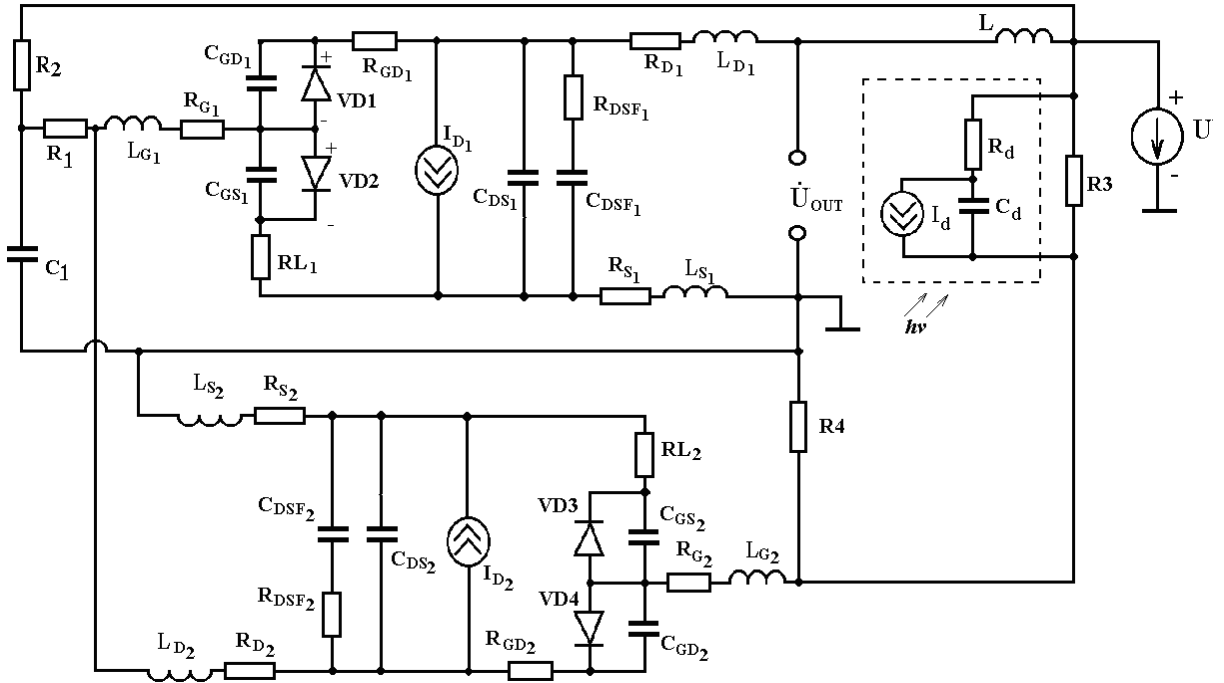


Рис. 3.17. Нелінійна еквівалентна схема оптично керованого НВЧ генератора на основі НЕМТ-транзисторної структури

$$\begin{cases}
 \dot{U}_{out} = (Z_3 + Z_4 + Z_{13})i_1 + Z_3 I_f - Z_4 i_8 - Z_{13} i_4; \\
 \dot{U}_{out} = (Z_{11} + Z_{12} + Z_{14})i_2 + Z_{11} i_3 - Z_{11} I_{D1} - Z_{12} i_4 - Z_{14} i_5; \\
 0 = (Z_7 + Z_8 + Z_9 + Z_{11} + Z_{10})i_3 + Z_7(I_1 - I_2 + I_{D1}) + Z_7 i_4 + Z_8(i_5 - I_2 + I_1 + I_{D1}) + \\
 + Z_9(i_5 + I_{D1}) + Z_{10}(i_4 + I_{D1}); \\
 0 = (Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_{10} + Z_{12} + Z_{13} + Z_2)i_4 - Z_5 i_6 - Z_6 i_5 + Z_7(i_3 + I_1 - I_2 + I_{D1}) + \\
 + Z_{10}(i_3 + I_{D1}) - Z_{12} i_{12} - Z_{13} i_2; \\
 0 = (Z_{17} + Z_{16} + Z_{15} + Z_{14} + Z_9 + Z_8 + Z_6)i_5 - Z_{17} i_6 + Z_{16}(-i_6 + i_7 - I_{D2}) + Z_{15}(-i_6 - i_8) - \\
 - Z_{14} i_2 + Z_9 i_3 + Z_8(i_3 - I_2 + I_1 + I_{D1}) - Z_6 i_4; \\
 0 = (Z_1 + Z_{15} + Z_{16} + Z_{17} + Z_5)i_6 - Z_{15} i_5 + Z_{15} i_8 + Z_{16}(-i_5 - i_7 + I_{D2}) - Z_{17} i_5 - Z_5 i_4, \\
 0 = (Z_{16} + Z_{18} + Z_{19} + Z_{20})i_7 + Z_{16}(i_5 - i_6 - I_{D2}) + Z_{18} i_8 + Z_{18} I_{D2} + Z_{19}(i_8 - I_3 + I_4 + I_{D2}) + \\
 + Z_{20}(I_4 - I_3 + I_{D2}); \\
 0 = (Z_{15} + Z_4 + Z_{19} + Z_{21} + Z_{18})i_8 + Z_{15}(-i_5 + i_6) - Z_4 i_1 + Z_{19}(i_7 - I_3 + I_4 + I_{D2}) + Z_{18} i_7 + Z_{18} I_{D2};
 \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
\text{де } Z_1 &= -j \frac{1}{\omega C_1}; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = \frac{R_{f3}}{1 + \omega^2 R_{f3}^2 C_f^2} - j \frac{\omega R_{f3}^2 C_f}{\omega^2 R_{f3}^2 C_f^2}; \quad R_{f3} = \frac{R_f R_3}{R_3 + R_f}; \\
Z_4 &= R_4; \quad Z_5 = R_1; \quad Z_6 = R_{G1} + j\omega L_{G1}; \quad Z_7 = -j \frac{1}{\omega C_{GD1}}; \quad Z_8 = -j \frac{1}{\omega C_{GS1}}; \\
Z_9 &= RL_1; \quad Z_{10} = R_{GD1}; \quad Z_{12} = R_D + j\omega L_D; \quad Z_{13} = j\omega L; \quad Z_{14} = R_{S1} + j\omega L_{S1}; \\
Z_{11} &= \frac{\left(R_{DSF1} - j \frac{1}{\omega C_{DSF1}} \right) \left(-j \frac{1}{\omega C_{DS1}} \right)}{R_{DSF1} - j \left(\frac{1}{\omega C_{DSF1}} + \frac{1}{\omega C_{DS1}} \right)}; \quad Z_{16} = \frac{\left(R_{DSF2} - j \frac{1}{\omega C_{DSF2}} \right) \left(-j \frac{1}{\omega C_{DS2}} \right)}{R_{DSF2} - j \left(\frac{1}{\omega C_{DSF2}} + \frac{1}{\omega C_{DS2}} \right)}; \\
Z_{17} &= R_{D2} + j\omega L_{D2}; \quad Z_{18} = RL_2; \quad Z_{19} = -j \frac{1}{\omega C_{GD2}}; \quad Z_{20} = -j \frac{1}{\omega C_{GS2}}; \\
Z_{21} &= R_{G2} + j\omega L_{G2}.
\end{aligned}$$

Відповідно з [25, 27] на основі еквівалентної схеми на рис. 3.17 отримано функцію перетворення густини потужності оптичного випромінювання у частоту генерованих коливань [106]

$$F_0 = 0,1125 \sqrt{\frac{B_1 + \sqrt{B_1^2 + 4L_1 C_{hv} R_d^2 (P_{hv}) \tilde{N}_d^2 (P_{hv})}}{L_1 C_{gs2} R_d^2 (P_{hv}) \tilde{N}_d^2 (P_{hv})}}, \quad (3.60)$$

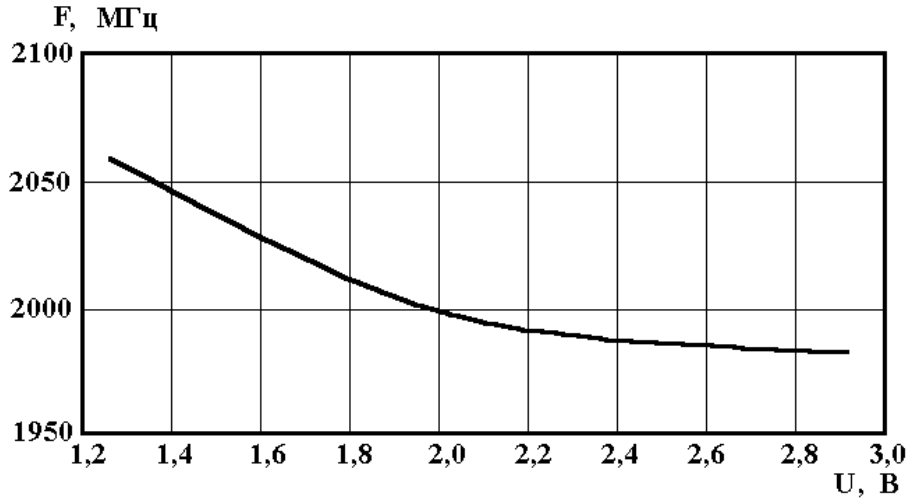
де

$$B_1 = R_d^2 (P_{hv}) C_d^2 (P_{hv}) + C_{gs2} R_d^2 (P_{hv}) C_d (P_{hv}) - L_1 C_{gs2}. \quad (3.61)$$

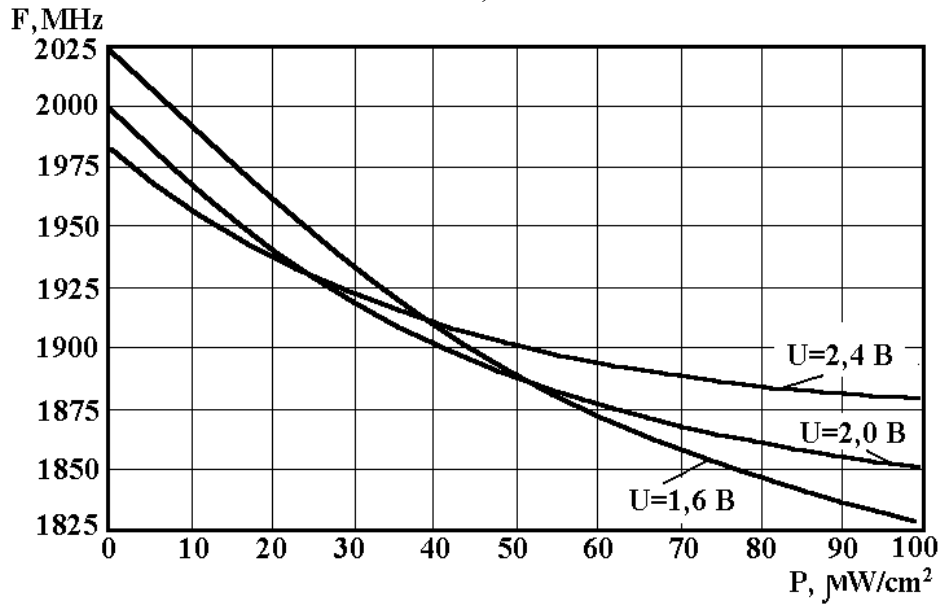
Для проведення експериментальних досліджень оптичного керованого НВЧ генератору на основі НЕМТ-транзисторної структури був створений експериментальний макет у вигляді гібридної мікросхеми. Як НЕМТ були використані серійні арсенід галієві транзистори фірми Hewlett Packard типу ATF35143. Як пасивна індуктивності використовувалась плівкова індуктивність, отримана шляхом напилення на полікоровій підкладці. Величина еквівалентної індуктивності в робочому діапазоні частот складає 55 нГн. Результати експериментальних досліджень оптично керованого НВЧ генератора на основі НЕМТ-транзисторної структури представлені на рис. 3.18 [106, 107].

Для розрахунку залежності частоти генерації від потужності оптичного випромінювання і величини напруги живлення необхідно визначити величину ємнісної складової повного опору на електродах стік-витік транзистора VT1 і затвор-витік транзистора VT2. У не врівноваженому стані НЕМТ загальна ємність затвора може бути визначена [104, 105]

$$C_G = \left. \frac{dQ_G}{dU_{GS}} \right|_{U_{DS}=const} = \sum_{i=1}^3 \frac{\partial}{\partial U_{GS}} \int_0^L qZn_{Si}(x) dx. \quad (3.62)$$



a)



б)

Рис. 3.18. Графіки зміни частоти генерації від напруги живлення (а) і густини потужності випромінювання (б)

Значення ємностей затвор-стік і затвор-витік обчислюються за допомогою співвідношень [104, 105]

$$C_{GD} = \left. \frac{dQ_G}{dU_{DS}} \right|_{U_{GS}=const} = \sum_{i=1}^3 \frac{\partial}{\partial U_{DS}} \int_0^L qZn_{Si}(x) dx, \quad (3.63)$$

$$C_{GS} = C_G - C_{GD}, \quad (3.64)$$

де L, Z – довжина і ширина затвору.

На рис. 3.19 і рис. 3.20 представлено залежності ємності затвор-витік і затвор-стік НЕМТ транзисторів типу ATF35143, які побудовані на основі співвідношень (3.62) – (3.64) [105]. Суцільні лінії залежностей на рис. 3.19 і рис. 3.20 побудовані з врахуванням коротко-канальних ефектів НЕМТ у НВЧ діапазоні, пунктирні – без врахування коротко-канальних ефектів.

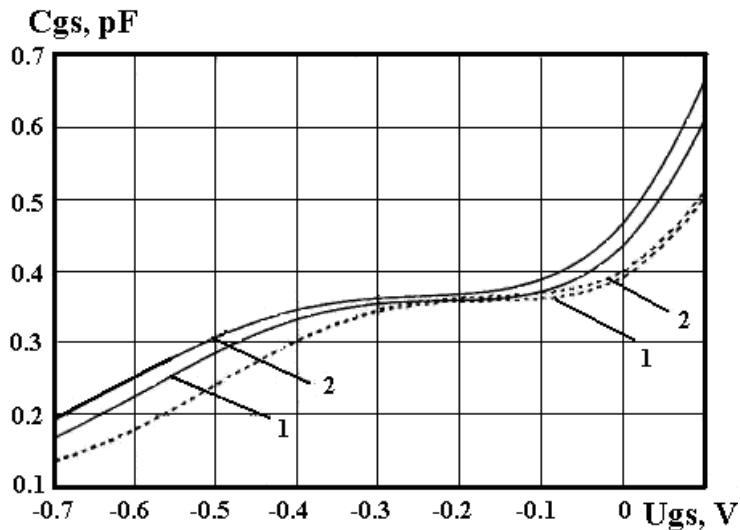


Рис. 3.19. Залежність ємності затвор-витік від напруги затвор-витік при різних значеннях напруги стік-витік: 1) $U_{CB}=2$ В; 2) $U_{CB}=3$ В

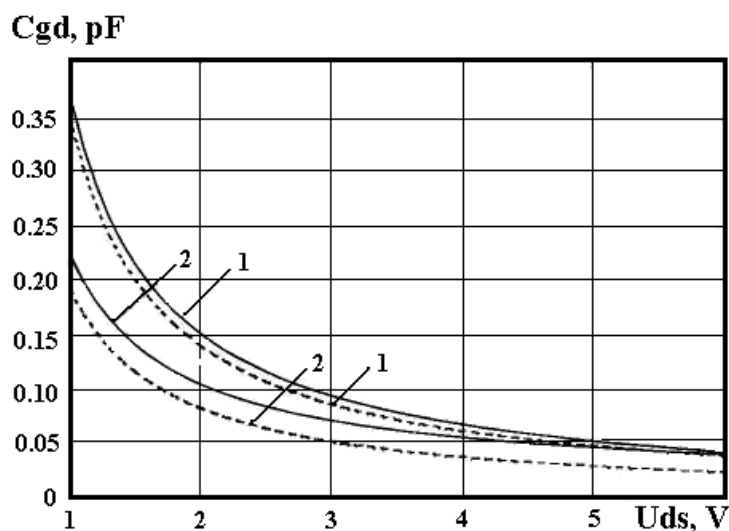


Рис. 3.20 Залежність ємності затвор-стік від напруги стік-витік при різних значеннях напруги затвор-витік: 1) $U_{CB}=-0,2$ В; 2) $U_{CB}=-0,4$ В

Рівняння чутливості оптично керованого НВЧ генератора на основі НЕМТ-транзисторної структури відповідно до методики [25, 27] має вигляд

$$\begin{aligned}
S_{P_{hv}}^{F_0} = & \frac{1}{8} \sqrt{2} \left(\left(2R_d(P_{hv})C_d^2(P_{hv}) \left(\frac{\partial R_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right) + 2R_d^2(P_{hv})C_d(P_{hv}) \left(\frac{\partial C_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right) + 2C_{gs2}R_d(P_{hv})C_d(P_{hv}) \left(\frac{\partial R_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right) + \right. \right. \\
& + C_{gs2}R_d^2(P_{hv}) \left(\frac{\partial C_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right) + \frac{1}{2} \left(2A_1 \left(2R_d(P_{hv})C_d^2(P_{hv}) \left(\frac{\partial R_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right) + 2R_d^2(P_{hv})C_d(P_{hv}) \left(\frac{\partial C_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right) + \right. \right. \\
& + 2C_{gs2}R_d(P_{hv})C_d(P_{hv}) \left(\frac{\partial R_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right) + C_{gs2}R_d^2(P_{hv}) \left(\frac{\partial C_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right) \left. \left. \right) + 8L_1C_{gs2}R_d(P_{hv})C_d^2(P_{hv}) \left(\frac{\partial R_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right) + \right. \\
& + 8L_1C_{gs2}R_d^2(P_{hv})C_d(P_{hv}) \left(\frac{\partial C_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right) \left. \left. \right) / \sqrt{A_2} \right) / (L_1C_{gs2}R_d^2(P_{hv})C_d^2(P_{hv})) - \frac{2A_3 \left(\frac{\partial R_d(P_{hv})}{\partial P} \right)}{L_1C_{gs2}R_d^3(P_{hv})C_d^2(P_{hv})} - \\
& \left. \frac{2A_3 \left(\frac{\partial C_d(P_{hv})}{\partial P_{hv}} \right)}{L_1C_{gs2}R_d^2(P_{hv})C_d^3(P_{hv})} \right) / \left(\pi \sqrt{\frac{A_3}{L_1C_{gs2}R_d^2(P_{hv})C_d^2(P_{hv})}} \right),
\end{aligned}$$

де $A_1 = R_d^2(P_{hv}) + C_d^2(P_{hv}) + C_{gs2}R_d^2(P_{hv}) + C_d(P_{hv}) - L_1C_{gs2}$;

$A_2 = A_1^2 + 4L_1C_{gs2}R_d^2(P_{hv})C_d^2(P_{hv})$;

$A_3 = R_d^2(P_{hv})C_d^2(P_{hv}) + C_{gs2}R_d^2(P_{hv})C_d(P_{hv}) - L_1C_{gs2} + \sqrt{A_2}$.

Експериментальні графіки чутливості частоти генерації від зміни потужності оптичного випромінювання показано на рис. 3.21 [107]. З рис. 3.18 і рис. 3.21 можна стверджувати, що відносна оптична перебудова частоти генерації складає 9,88%, а електрична – 3,7%.

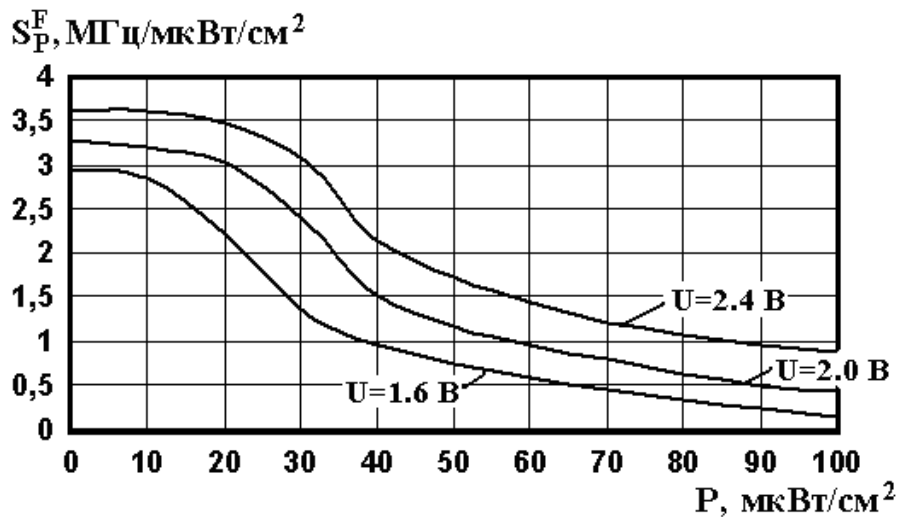


Рис. 3.21. Залежність чутливості оптично керованого НВЧ генератора на основі НЕМТ-транзисторної структури від густини потужності оптичного випромінювання при різних значеннях напруги живлення

4. ГЕК НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНИХ І УНІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ПАСИВНИМ І АКТИВНИМ ІНДУКТИВНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ

Використання активного індуктивного елемента коливального контуру ГЕК дозволяє суттєвим чином розширити діапазон перебудови частоти генерації [23, 26]. Однак, відомі транзисторні аналоги індуктивності ефективно працюють в області НЧ, оскільки на частотах більших 10..20 МГц значно зменшується еквівалентна добротність транзисторного аналога індуктивності, що призводить до погіршення вибіркових властивостей коливального контуру ГЕК [23, 26]. Одним із факторів, окрім електричного, який можна застосувати для подальшого розширення смуги перебудови, є оптичний вплив на фоточутливу структуру.

В цьому розділі для дослідження властивостей низькочастотних широкодіапазонних ГЕК з електричною і оптичною перебудовою частоти генерації розроблено математичні моделі, на базі яких отримано залежності рівняння ВАХ активних елементів генераторів, залежності активної і реактивної складових повного опору та ємності транзисторної структури, а також резонансної частоти від напруг живлення, при різних значеннях інтенсивності освітленості.

4.1. Розробка та дослідження широкодіапазонного ГЕК на основі МДН-транзисторної структури

На рис. 4.1 показано електричну схему широкодіапазонного ГЕК на основі МДН-транзисторної структури з активним індуктивним елементом, яка запропонована у [63]. Широкодіапазонний ГЕК працює таким чином. Підвищення напруги джерел постійної напруги U_k і U_j до величини, коли на електродах стік-стік польових транзисторів VT1 і VT2 виникає ВО, що призводить до виникнення коливальних у контурі, який утворений ємнісною складовою повного опору транзисторної структури і транзисторним аналогом індуктивності. Транзисторний аналог індуктивності побудований на основі МДН транзистора VT3 і фазозсувного кола R2C1. Частота генерованих коливальних залежить від величини ємнісної складової повного опору, а потужність – від величини від'ємного диференційного опору повного опору транзисторної структури. Наступна зміна напруги джерел U_k і U_j призводить до зміни частоти генератора [63].

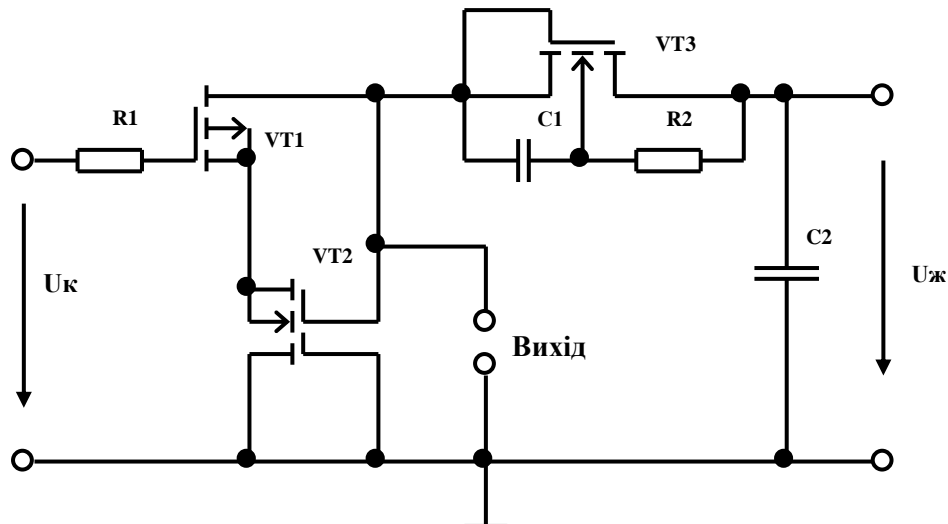


Рис. 4.1. Електрична схема широкодіапазонного ГЕК на основі МДН-транзисторної структури з активним індуктивним елементом [63]

Дослідження статичних характеристик активного елемента генератора виконано на основі математичної моделі МДН-транзисторів, що розроблена в [108].

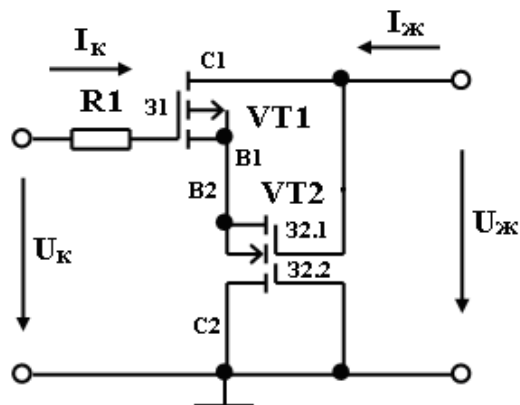


Рис. 4.2. Електрична схема активного елемента діапазонного ГЕК на основі МДН-транзисторної структури

Для прийнятих позначень на рис. 4.2, можна записати

$$I_{\text{ж}} = I_{C2} - I_{\text{к}}, \quad (4.1)$$

де $I_{\text{ж}}$, $I_{\text{к}}$ – відповідно струми джерел живлення і керування; I_{C2} – струм стоку МДН-тетроду. Відповідно, напруга керування

$$U_{\text{к}} = U_{31\text{B}1} - U_{C2\text{B}2}. \quad (4.2)$$

Величину струму керування можна визначити зі співвідношення

$$I_K = \frac{U_K}{R_1 + R_{31B1} + R_{C2B2}}. \quad (4.3)$$

Однак, струм керування також можна представити у вигляді

$$I_K = \frac{U_{31B1}}{R_{31B1}}. \quad (4.4)$$

На підставі рівнянь (4.3) і (4.4) можна записати

$$\frac{U_K}{R_1 + R_{31B1} + R_{C2B2}} = \frac{U_{31B1}}{R_{31B1}}, \quad (4.5)$$

звідки значення опору ділянки затвор-витік МДН транзистора VT1

$$R_{31B1} = \frac{U_{31B1}(R_{C2B2} + R_1)}{U_K - U_{31B1}}. \quad (4.6)$$

При підстановці (4.6) у (4.3), отримаємо

$$I_K = \frac{U_1 - U_{31B1}}{R_{C2B2} + R_1}. \quad (4.7)$$

Значення струму стоку МДН-тетроду з достатньо довгим каналом ($L > 10$ мкм) і великим питомим опором, у якого другий затвор відіграє екранувальну роль, для роботи в лінійній області, при виконанні умов

$$U_{32B2} > U_0 \text{ і } (U_{32B2} - U_0)(1 - a) > U_{C2B2},$$

визначається з рівняння [24]

$$I_{C2} = 2S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} \left[(U_{32B2} - U_0)U_{C2B2} - \frac{U_{C2B2}^2}{2} \right] + I_0, \quad (4.8)$$

де I_0 – постійний струм утікання, що залежить від величини площі р-п переходів МДН-транзисторів; U_0 – ефективна порогова напруга (напруга відсікання), при $U_B \neq 0$; S – крутизна прохідної характеристики

МДН-тетроду по першому каналу; коефіцієнт $a = g_0/2S$; $g_0 \approx \alpha S$ – приведена провідність каналу МДН тетрода; α – коефіцієнт пропорційності, який залежить від питомого опору підкладки, довжини каналу L і ефективної напруги $U_{C2B2} - (U_{32B2} - U_0)$.

На основі рівняння (4.1) з врахуванням (4.7) і (4.8) струм живлення визначається зі співвідношення

$$I_{\text{Ж}} = 2S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} \left[(U_{32B2} - U_0) U_{C2B2} - \frac{U_{C2B2}^2}{2} \right] + I_0 - \frac{U_{\text{К}} - U_{31B1}}{R_{C2B2} + R_1}. \quad (4.9)$$

Струмом затвора МДН транзистора VT1 можна знехтувати при розрахунку статичних ВАХ активного елемента генератора. Тому справедливими будуть рівності

$$U_{\tilde{N}2\hat{A}2} = U_{\text{Е}} - U_{\tilde{N}1\hat{A}1}; \quad (4.10)$$

$$U_{\hat{E}} = U_{\text{Е}} - U_{\text{С}1\hat{A}1}; \quad (4.11)$$

$$U_{\text{С}1B1} = U_{32B2}. \quad (4.12)$$

Підставляючи (4.10) – (4.12) у (4.9) отримано рівняння вольтамперної характеристики активного елемента генератора при лінійному режимі роботи МДН транзисторів відносно полюсів джерела живлення

$$I_{\text{Ж}} = 2S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} \left[(U_{\text{С}1B1} - U_0)(U_{\text{Ж}} - U_{\text{С}1B1}) - \frac{(U_{\text{Ж}} - U_{\text{С}1B1})^2}{2} \right] + \quad (4.13)$$

$$+ I_0 - \frac{(U_{\text{Ж}} - U_{\text{С}1B1})}{R_{C2B2} + R_1}.$$

Диференційну провідність активного елемента генератора для лінійного режиму МДН-транзисторів визначено з рівняння (4.13) □

$$G^{(-)} = \frac{dI_{\text{Ж}}}{dU_{\text{Ж}}} = 2S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} \left[(U_{\text{С}1B1} - U_0) - (U_{\text{Ж}} - U_{\text{С}1B1}) \right] - \frac{1}{R_{C2B2} + R_1}. \quad (4.14)$$

Аналіз рівняння (4.14) показує, що ділянка від'ємного опору буде існувати на вольтамперній характеристиці при виконанні умови [24]

$$\left| 2S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} (U_{ж} - U_{C1B1}) + (U_{ж} - U_{C1B1}) \right| > \left| 2S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} (U_{C1B1} - U_0) \right|. \quad (4.15)$$

При роботі МДН транзисторів в режимі насичення напруга насичення визначається з формули [108]

$$U_{C2B2HAC} = (U_{32B2HAC} - U_0)(1 - a). \quad (4.16)$$

Струм стоку насичення МДН тетрода [108]

$$I_{C.HAC} = S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} (U_{32B2HAC} - U_0)^2 (1 - a^2). \quad (4.17)$$

З врахуванням (4.17) рівняння (4.13) вольт-амперної характеристики перетвориться до виду

$$I_{ж} = S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} (U_{ж} - U_{C1B1HAC})^2 (1 - a^2) + I_0 - \frac{(U_{ж} - U_{C1B1HAC})}{R_{C2B2} + R_1}. \quad (4.18)$$

Рівняння від'ємної диференційної провідності активного елемента генератора в режимі насичення МДН-транзисторів

$$G^{(-)} = \frac{dI_{ж}}{dU_{ж}} = 2S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} (U_{ж} - U_{C1B1HAC}) (1 - a^2) - \frac{1}{R_{C2B2} + R_1}. \quad (4.19)$$

З рівняння (4.19) видно, що від'ємна диференційна провідність активного елемента генератора виникає при виконанні умови [24]

$$2S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} (1 - a^2) U_{C1B1HAC} + \frac{1}{R_{C2B2} + R_1} > 2S \sqrt{\frac{Z\mu C_0}{L}} (1 - a^2) U_{ж}. \quad (4.20)$$

Розрахунок температурних коефіцієнтів струму стоку і крутизни малопотужних МДН транзисторів здійснюється на основі співвідношень [109]

$$TK I_C = -\frac{n}{T} - \frac{2\gamma_T}{U_{3B} - U_0}, \quad (4.21)$$

$$TKS = -\frac{n}{T} - \frac{\gamma_T}{U_{3B} - U_0}, \quad (4.22)$$

де $\gamma_T = \frac{dU_0}{dt}$ – температурний коефіцієнт напруги відсікання (1..10мВ/1°С), додатній для р-канальних і від'ємний для n-канальних ПТ; n – коефіцієнт, який залежить від типу каналу і властивостей використаних матеріалів діелектрика і напівпровідника (n=1,5..2,3 для кремнієвих ПТ).

Для дослідження роботи генератора з електронною перебудовою частоти генерації на МДН-транзисторній структурі з від'ємним опором був створений експериментальний макет. При побудові експериментального макета використані дискретні МДН транзистори (VT1, VT3 – КП301В, VT2 – КП359АІ). Параметри пасивних елементів: R1=1 кОм, R2=25 кОм, C1=7 пФ [110].

На рис. 4.3 представлено експериментально виміряну динамічну ВАХ транзисторної структури широкодіапазонного ГЕК (залежність струму I_ж від напруги U_ж при різних значеннях напруги U_к) [110]. Аналіз сімейства динамічних ВАХ на рис. 4.3 показує, що транзисторна структура генератора має від'ємний диференційний опір в широких межах зміни напруги U_ж при різних значеннях напруги U_к. Спадаюча ділянка динамічної ВАХ має лінійний характер, що дає змогу побудувати діапазонний ГЕК з лінійним законом перебудови частоти генерації. З рис. 4.3 видно, що на спадній ділянці динамічної ВАХ є точки екстремумів. Це можна пояснити наявністю в схемі транзисторного аналога індуктивності [110].

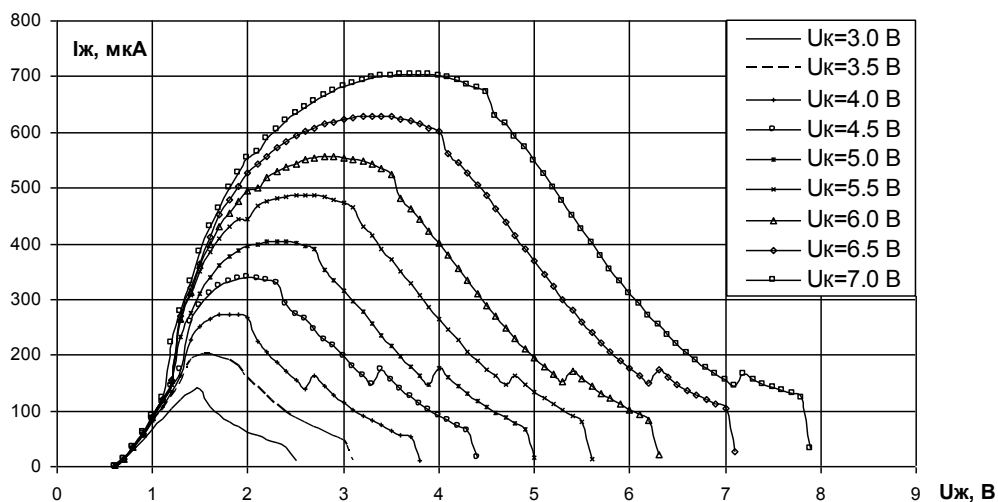


Рис. 4.3. Сімейство динамічних ВАХ широкодіапазонного ГЕК на основі МДН-транзисторної структури з активним індуктивним елементом

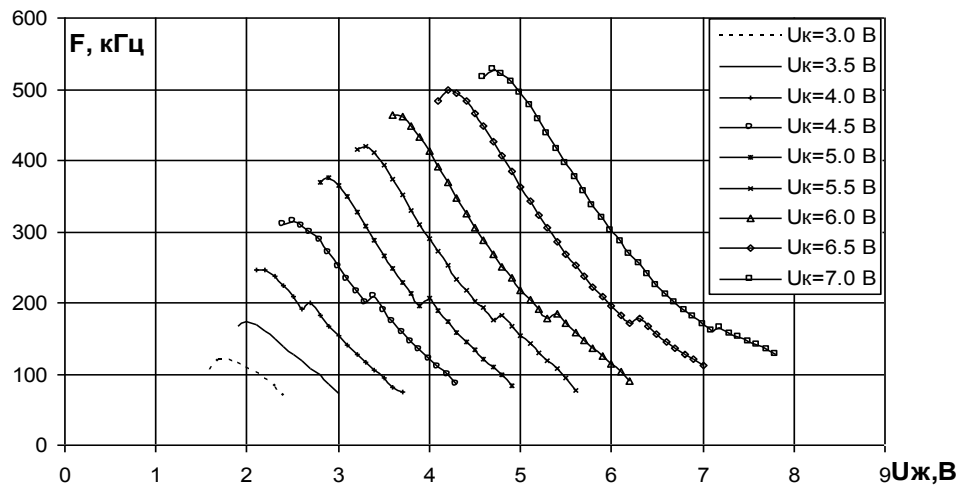


Рис. 4.4. Залежність частоти генерації широкодіапазонного ГЕК на основі МДН-транзисторної структури з активним індуктивним елементом

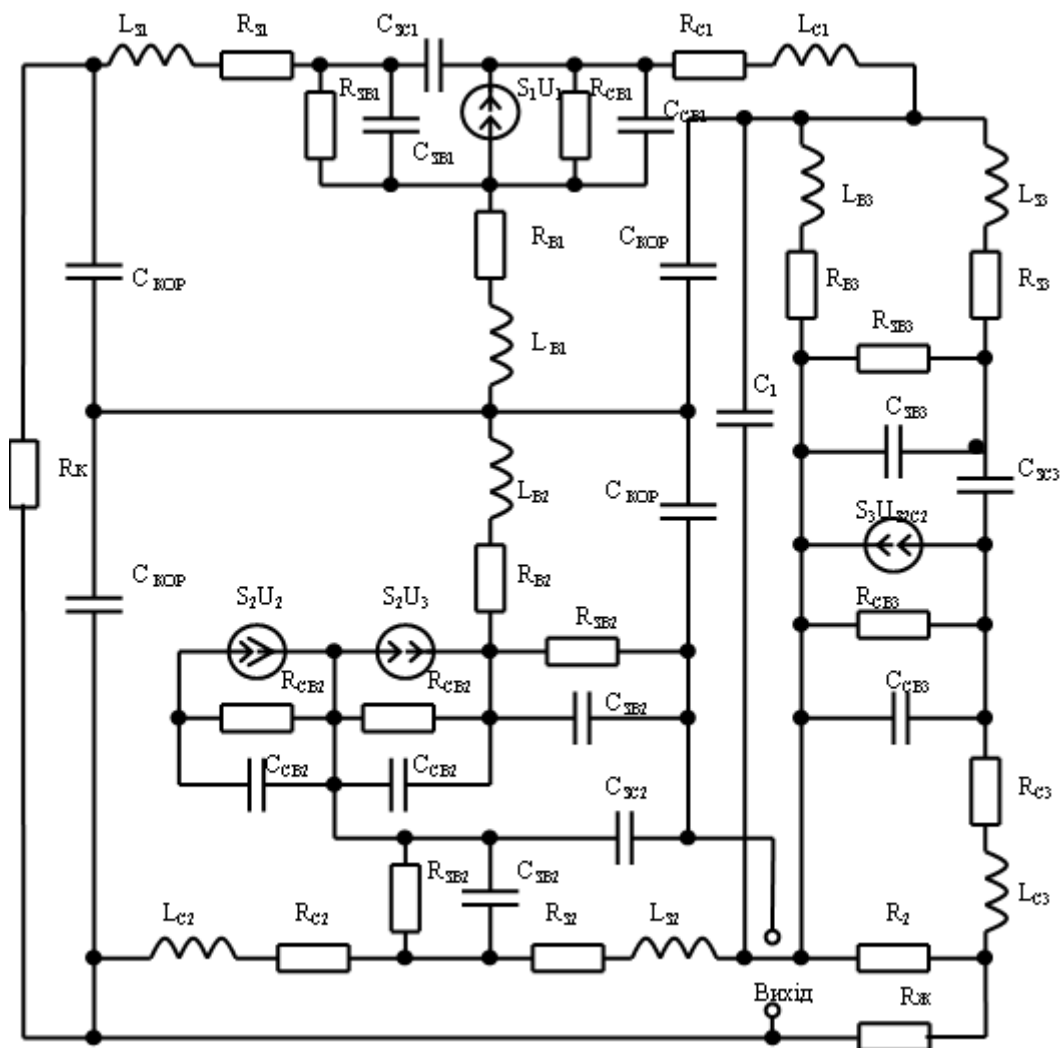


Рис. 4.5. Еквівалентна схема широкодіапазонного генератора на основі МДН-транзисторної структури з активним індуктивним елементом

На рис. 4.4 зображено експериментально отримані залежності частоти генерації від напруги $U_{ж}$ при різних значеннях напруги $U_{к}$ [110]. З рис. 4.4 видно, що зміна частоти генерації має лінійний характер при зміні напруги $U_{ж}$ в широких межах. Точки екстремуми графіка в нижній частині залежності пояснюються впливом транзисторного аналогу індуктивності (переважає індуктивна складова повного опору транзисторної структури) [110].

Аналіз фізичних процесів в транзисторній структурі активного елемента ГЕК виконують за допомогою еквівалентних схем. На рис. 4.5 зображено еквівалентну схему ГЕК, яка припустима для робочих частот до 100 МГц [110].

Для розрахунків складемо систему рівнянь рівноваги методом контурних струмів (4.23).

$$\left\{ \begin{aligned}
 0 &= \dot{I}_1(Z_7 + Z_9) - \dot{I}_9 Z_7 - \dot{I}_{10} Z_7 - \dot{I}_{11} Z_7; \\
 \dot{I}_3(Z_{18} + Z_{26}) &= \dot{I}_2(Z_{17} + Z_{18} + Z_{26} + R_2) - \dot{I}_5 Z_{18} - \dot{I}_8 R_2, \\
 \dot{I}_3 Z_{26} &= \dot{I}_4(Z_{13} + Z_{16} + Z_{26}) - \dot{I}_2 Z_{26} - \dot{I}_5 Z_{16}; \\
 \dot{I}_3 Z_{26} &= \dot{I}_5(Z_8 + Z_{10} + Z_{15} + Z_{16} + Z_{18} + Z_{19}) - \dot{I}_2 Z_{18} - \dot{I}_4 Z_{16} - \dot{I}_6 Z_{15} - \dot{I}_7 Z_8 - \dot{I}_{11} Z_8 - \\
 &\quad - \dot{I}_{12} Z_{10} - \dot{I}_{13} Z_{19}; \\
 0 &= \dot{I}_4(Z_{12} + Z_{14} + Z_{15}) - \dot{I}_5 Z_{15} - \dot{I}_7 Z_{12}; \\
 -\dot{I}_3(Z_6 + Z_{11}) &= \dot{I}_7(Z_5 + Z_6 + Z_8 + Z_{10} + Z_{11} + Z_{12}) - \dot{I}_5(Z_8 + Z_{10}) - \dot{I}_6 Z_{12} - \dot{I}_9 Z_6 - \\
 &\quad - \dot{I}_{10} Z_6 - \dot{I}_{11}(Z_8 + Z_5) - \dot{I}_{12}(Z_8 + Z_{10}); \\
 0 &= \dot{I}_8(R_2 + Z_{24} + Z_{25}) - \dot{I}_2 R_2 - \dot{I}_{12} R_2 - \dot{I}_{15} Z_{24}; \\
 \dot{I}_3 Z_6 &= \dot{I}_9(Z_1 + Z_2 + Z_6 + Z_7) - \dot{I}_1 Z_7 - \dot{I}_7 Z_6 + \dot{I}_{10}(Z_1 + Z_6 + Z_7) + \dot{I}_{11}(Z_1 + Z_7); \\
 \dot{I}_3 Z_6 &= \dot{I}_{10}(Z_1 + Z_3 + Z_4 + Z_6 + Z_7) - \dot{I}_1 Z_7 - \dot{I}_7 Z_6 + \dot{I}_9 Z_1 + \dot{I}_{11}(Z_1 + Z_3); \\
 -\dot{I}_3 Z_5 &= \dot{I}_{11}(Z_1 + Z_3 + Z_5 + Z_7 + Z_8) - \dot{I}_1 Z_7 - \dot{I}_5 Z_8 + \dot{I}_7(Z_5 + Z_8) + \dot{I}_9 Z_1 + \\
 &\quad + \dot{I}_{10}(Z_1 + Z_3) - \dot{I}_{12} Z_8; \\
 0 &= \dot{I}_{12}(R_2 + Z_8 + Z_{10} + Z_{20}) + \dot{I}_5(Z_8 + Z_{10}) - \dot{I}_7(Z_8 + Z_{10}) - \dot{I}_8 R_2 - \dot{I}_{11} Z_8 + \\
 &\quad + \dot{I}_{13} Z_{20} - \dot{I}_{14} Z_{20}; \\
 0 &= \dot{I}_{13}(Z_{19} + Z_{20}) - \dot{I}_5 Z_{19} - \dot{I}_{14} Z_{20}; \\
 -\dot{I}_3 Z_{21} &= \dot{I}_{14}(Z_{20} + Z_{21} + Z_{22}) - \dot{I}_{12} Z_{20} - \dot{I}_{13} Z_{20} + \dot{I}_{13} Z_{21}; \\
 0 &= \dot{I}_{15}(Z_{20} + Z_{21} + Z_{23} + Z_{24}) + \dot{I}_3(Z_{21} + Z_{23}) - \dot{I}_8 Z_{24} - \dot{I}_{12} Z_{20} - \dot{I}_{13} Z_{20} + \dot{I}_{14} Z_{21}; \\
 \dot{I}_3 &= S_1 \dot{U}_1 + S_2 \dot{U}_2 + S_2 \dot{U}_3 + S_{C1\bar{N}1} \dot{U}_{C2\bar{N}2},
 \end{aligned} \right. \tag{4.23}$$

де використані комплексні опори

$$Z_1 = R_{31} + j\omega L_{31}; Z_2 = \frac{R_{3B1}/j\omega C_{3B1}}{R_{3B1} + 1/j\omega C_{3B1}}; Z_3 = \frac{1}{j\omega C_{C31}};$$

$$Z_5 = \frac{R_{CB1}/j\omega C_{CB1}}{R_{CB1} + 1/j\omega C_{CB1}}; Z_6 = R_{B1} + j\omega L_{B1}; Z_7 = Z_8 = Z_9 = Z_{10} = \frac{1}{j\omega C_{KOP}};$$

$$Z_{11} = R_{B2} + j\omega L_{B2}; Z_{12} = \frac{R_{3B2}/j\omega C_{3B2}}{R_{3B2} + 1/j\omega C_{3B2}}; Z_{13} = Z_{14} = \frac{R_{3B1}/j\omega C_{3B1}}{R_{3B1} + 1/j\omega C_{3B1}};$$

$$Z_{15} = \frac{1}{j\omega C_{C32}}; Z_{16} = \frac{R_{3B2}/j\omega C_{3B2}}{R_{3B2} + 1/j\omega C_{3B2}}; Z_{17} = R_{C2} + j\omega L_{C2};$$

$$Z_{18} = R_{32} + j\omega L_{32}; Z_{19} = \frac{1}{j\omega C_1}; Z_{20} = R_{B3} + j\omega L_{B3}; Z_{21} = R_{33} + j\omega L_{33};$$

$$Z_{22} = \frac{R_{3B3}/j\omega C_{3B3}}{R_{3B3} + 1/j\omega C_{3B3}}; Z_{23} = \frac{1}{j\omega C_{C33}}; Z_{24} = \frac{R_{CB3}/j\omega C_{CB3}}{R_{CB3} + 1/j\omega C_{CB3}};$$

$$Z_{25} = R_{C3} + j\omega L_{C3}.$$

Розрахунок параметрів транзисторного аналога індуктивності можна виконати за допомогою методики, що наведена в роботі [26]. В схемі генератора, що досліджується, величина еквівалентної індуктивності для заданого діапазону регулювання знаходиться в межах від 120 до 240 мкГн. На рис. 4.6 наведено графіки зміни активної і на рис. 4.7 – реактивної складових повного опору транзисторної структури, що розраховані за [25, 26, 30]. З рис. 4.6 видно, що досліджувана МДН-транзисторна структура має значний за величиною диференціальний ВО, який забезпечує необхідну потужність генерованих коливань. Графік зміни реактивної складової повного опору розрахований для спадної ділянки динамічної ВАХ [110].

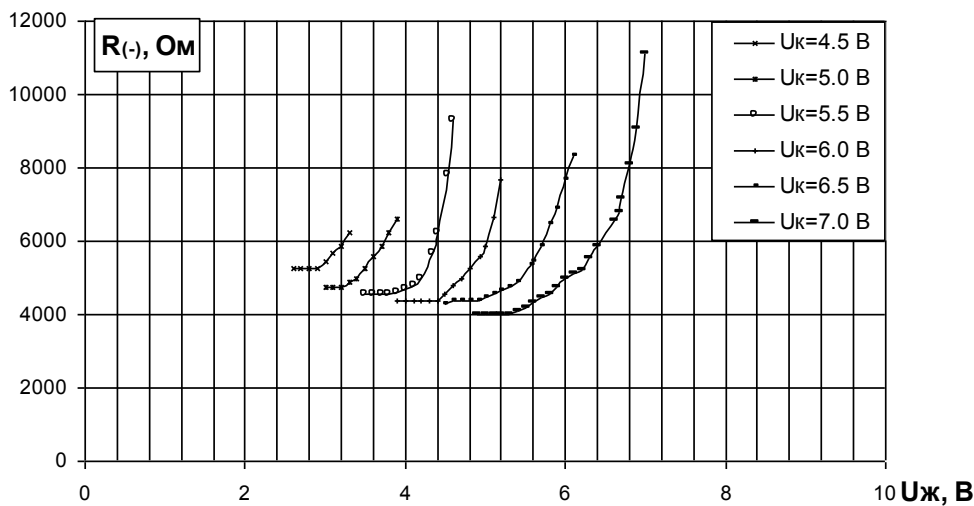


Рис. 4.6. Графіки зміни активного від'ємного диференційного опору транзисторної структури від напруг U_k і $U_{ж}$

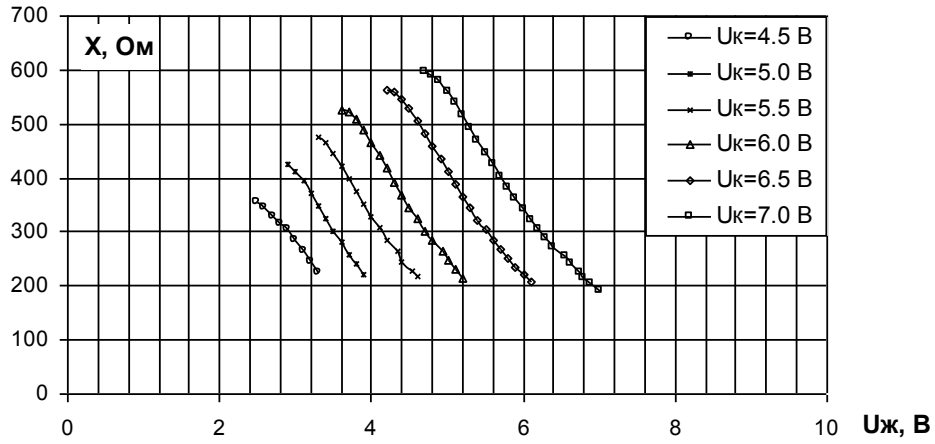
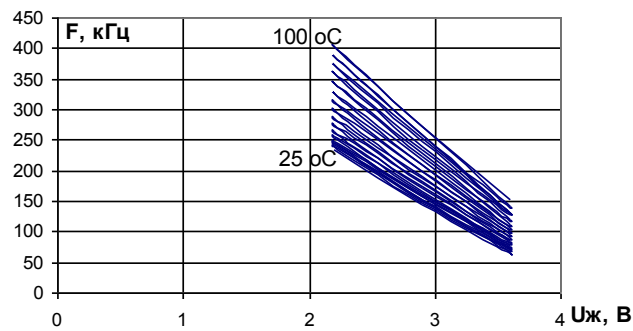
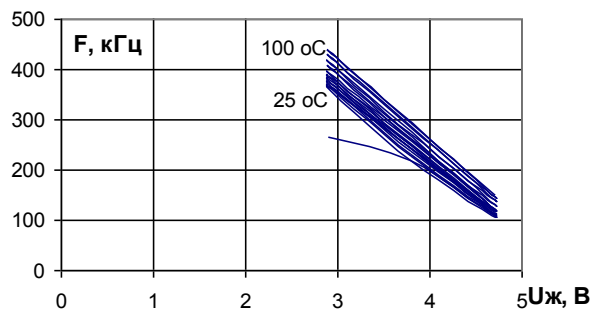


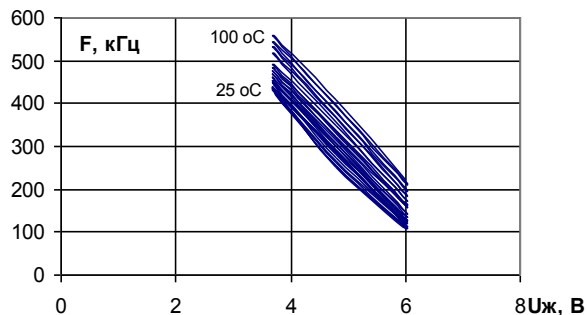
Рис. 4.7. Графіки зміни реактивної складової повного опору транзисторної структури від напруг U_k і $U_{ж}$



а)



б)



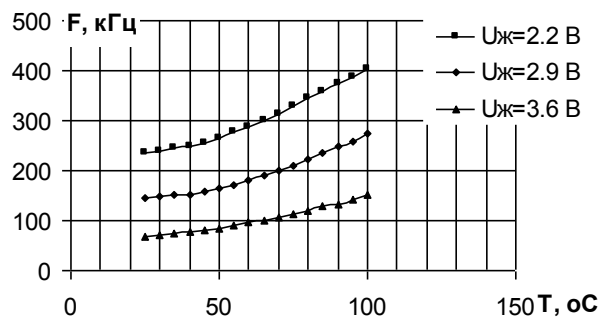
в)

Рис. 4.8. Графіки зміни частоти генерації при різних температурах навколишнього середовища при а) $U_k=4$ В; б) $U_k=5$ В; в) $U_k=6$ В

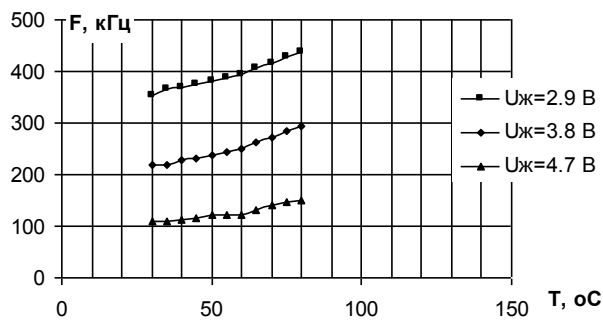
Основним недоліком роботи ГЕК на основі ТСВО є залежність параметрів МДН транзисторів від температури. Розрахунок температурних коефіцієнтів струму стоку і крутизни малопотужних МДН транзисторів здійснюється на основі співвідношень (4.21, 4.22).

На рис. 4.8 наведено графіки зміни частоти генерації від температури в залежності від U_k при різних значеннях $U_{ж}$. Температуру навколишнього середовища змінювали в межах від 25 до 100 °С з кроком 5°С. На рис. 4.9 представлені графіки залежності частоти генерації від температури навколишнього середовища при тих же температурних режимах [110].

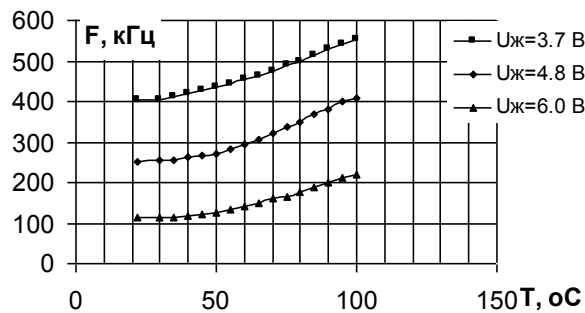
Як видно з графіків на рис. 4.8, 4.9 при зростанні температури навколишнього середовища частота генерації монотонно збільшується.



а)



б)



в)

Рис. 4.9. Графіки зміни частоти генерації від температури при
а) $U_k=4$ В; б) $U_k=5$ В; в) $U_k=6$ В

Для порівняння переваг побудови діапазонних ГЕК на основі МДН-транзисторної структури автором у роботі [52] було проведено дослідження діапазонного ГЕК на основі БТ. Схема діапазонного ГЕК на основі БТ з пасивною індуктивністю представлена на рис. 4.10а і з активною індуктивністю – на рис. 4.10б. Біполярні транзистори VT1 і VT2 є комплементарними. Підбираючи значення резисторів R1-R3 можна отримати ВАХ зі спадною ділянкою, як це показано на рис. 4.10в [52].

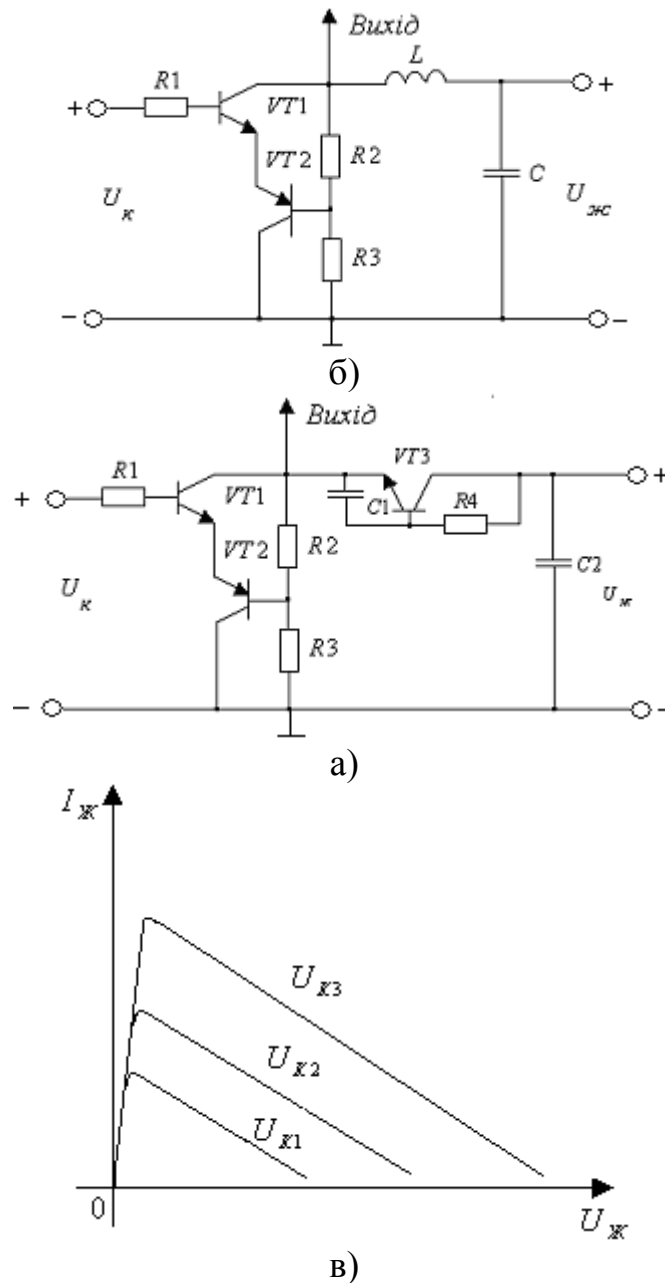


Рис. 4.10. Електрична схема ГЕК на основі біполярної транзисторної структури з пасивним (а) і активним (б) індуктивним елементом [61] і графік статичної ВАХ (в) ($U_{ж3} > U_{ж2} > U_{ж1}$)

В ГЕК на рис. 4.10,а перебудову частоти генерації можна робити як за напругою керування (U_K), так і за напругою живлення ($U_{Ж}$). Для аналізу залежності зміни частоти генерації від зміни напруги живлення, були проведені експериментальні дослідження. Генератор на рис. 4.10,а був виконаний у вигляді гібридної мікросхеми. Як транзистори VT1 і VT2 використовувалися низькочастотні біполярні комплементарні транзистори типу BC847 (n-p-n) і BC857 (p-n-p). Як котушка індуктивності L була використана плівкова індуктивність величиною 370 мкГн. Як ємності C1 і C2 були використані плівкові конденсатори відповідно з ємністю 330 і 470 пФ. Графік зміни частоти генерації від напруги живлення ($U_{Ж}$) при різних значеннях напруги керування (U_K) представлено на рис. 4.11 [52].

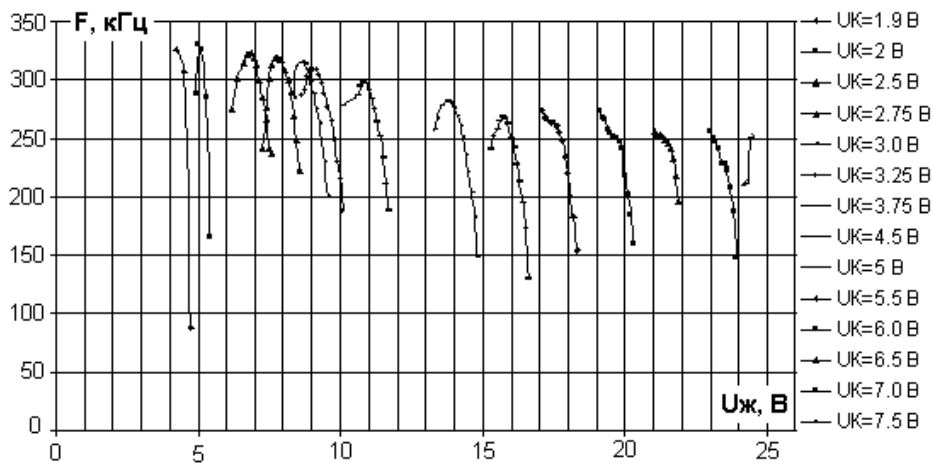


Рис. 4.11. Графіки зміни частоти генерації ГЕК на основі біполярної транзисторної структури з пасивним індуктивним елементом

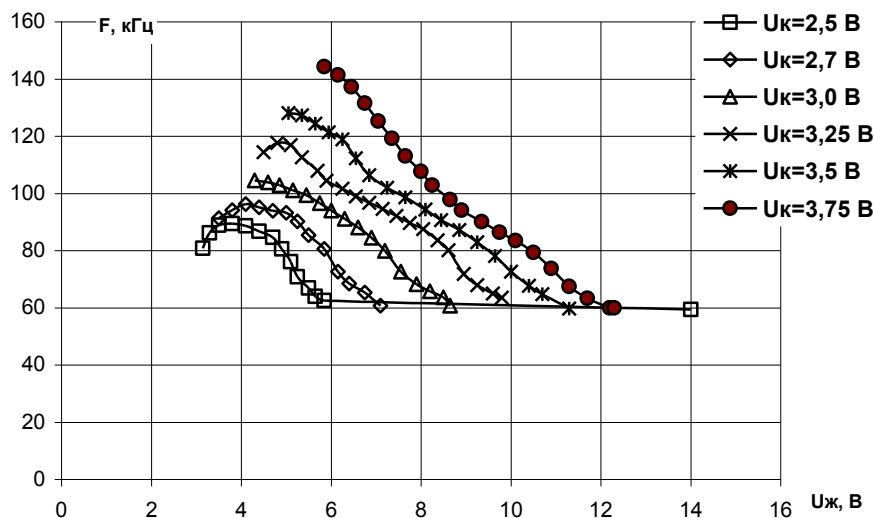


Рис. 4.12. Графіки зміни частоти генерації ГЕК на основі біполярної транзисторної структури з активним індуктивним елементом

Для збільшення діапазону перебудови частоти генерації використано активний індуктивний елемент, утворений транзистором VT3 і послідовним включенням резистора R4 і конденсатора C1 (рис. 4.10б). Величина еквівалентної індуктивності змінюється в широких межах (120..450 мкГн) в залежності від зміни струму живлення [52]. Графік залежності частоти генерації від напруги живлення генератора з активним індуктивним елементом зображений на рис. 4.12 [52].

4.2. Дослідження оптично керованого ГЕК на основі БСІТ і двозатворного МДН транзистора

Перспективним напрямком побудови потужних діапазонних ГЕК на основі уніполярних транзисторних структур є використання транзисторів зі статичною індукцією.

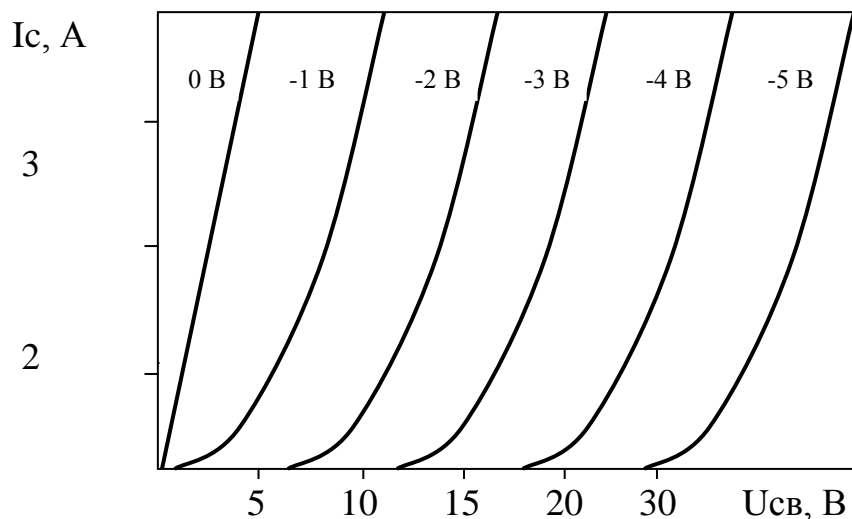


Рис. 4.13. Вихідні ВАХ СІТ [130]

Статично індукційний транзистор (СІТ) являє собою польовий багатоканальний транзистор з вертикальними каналами і затворами у вигляді збідненого р-п-переходу. Такий транзистор працює в двох режимах роботи, в яких статична ВАХ має тріодний або пентодний характер [111]. Шляхом підбору відповідної концентрації домішок в каналі і поєднання густо розміщених елементів структури затвора можна досягнути відсікання каналу за рахунок поєднання збіднених областей без подачі напруги зміщення на затворі. Щоб відкрити транзистор, необхідно інжектувати через затвор неосновні носії, при цьо-

му вихідна статична ВАХ має схожість з вхідними характеристиками БТ (рис. 4.13), а тому такий прилад отримав назву біполярного статично-індукційного транзистора [111].

Вихідні ВАХ СІТ не мають області насичення струму стоку, тобто вихідний опір СІТ достатньо малий, що значно підвищує енергетичні показники лінійних підсилювачів потужності на основі СІТ. Вихідні ВАХ СІТ зображено на рис. 4.13 [111].

Структура біполярного статично індукційного транзистора (БСІТ) характеризується дуже коротким каналом і малою відстанню від витоків до затвора (біля 10 мкм); підвищення потужності БСІТ забезпечується багатоканальною будовою структури, малими розмірами області затвора, близького по формі до циліндра (діаметр біля 25 мкм) [111, 112].

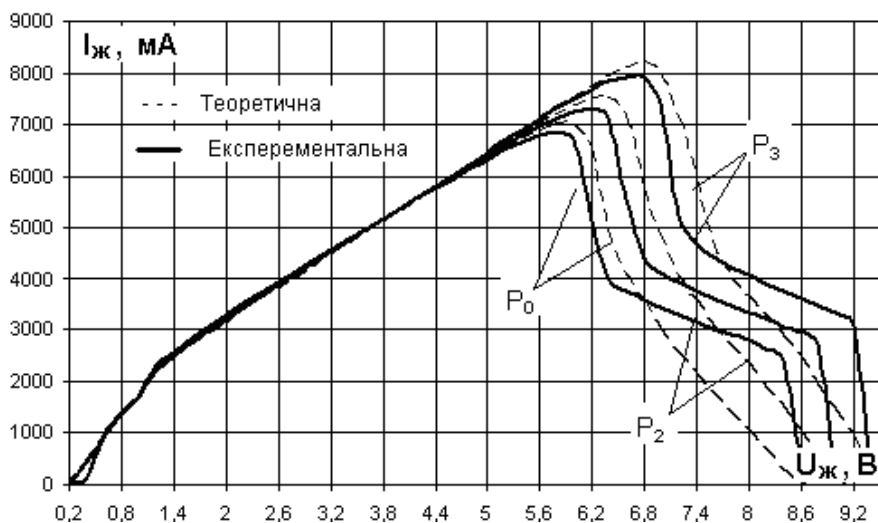
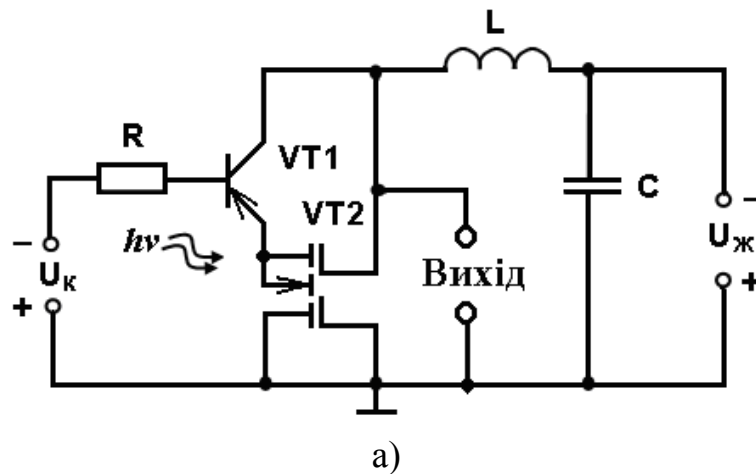


Рис. 4.14. Електрична схема (а) і статична ВАХ транзисторної структури (б) оптично керованого ГЕК на основі БСІТ і двозатворного МДН транзистора

На рис. 4.14а представлено електричну схему оптично керованого ГЕК на основі БСІТ VT1 і двозатворного МДН транзистора VT2 [112]. Транзисторна структура має сімейство статичних ВАХ, які мають спадні ділянки однозначні за напругою (рис. 4.14б) [112]. Від’ємний диференційний опір компенсує втрати енергії в контурі генератора, що складається з котушки індуктивності та реактивної складової повного опору транзисторної структури ємнісного характеру на електродах колектор VT1 – стік VT2. Оптичне випромінювання потрапляє на емітер БСІТ VT1 та витік двозатворного МДН транзистора. В залежності від величини густини потужності оптичного опромінення здійснюється ефективна перебудова частоти генерації в широких межах [112].

Для аналізу роботи генератора необхідно провести апроксимацію статичних ВАХ транзисторної структури. Струм стоку (колектора) БСІТ описується рівнянням [24]

$$I_{C1} = S_1(U_{BE} - U_{ПОР} + U_{KE}), \quad (4.24)$$

де S_1 – крутизна прохідної ВАХ; коефіцієнт апроксимації $b=a(S_1)$; $a<0$.

Подальше дослідження статичних характеристик транзисторної структури проведемо представивши двозатворний МДН транзистор у вигляді каскодного з’єднання двох однозатворних МДН транзисторів. Для лінійного режиму роботи струм стоку двозатворний МДН транзистора можна описати рівнянням [24]

$$I_C = \frac{Z\mu_0 C_0}{L} \left[(U_{3B} - U_{ПОР}) U_{CB} - \frac{1}{2} U_{CB}^2 \right]. \quad (4.25)$$

де Z – ширина каналу; μ_0 – рухомість електронів; L – довжина каналу; C_0 – ємність.

Виходячи зі схеми, зростаюча ділянка статичної ВАХ на рис. 4.16 описується рівнянням [24]

$$I_{Ж} = \frac{Z\mu_0 C_0}{L} \left[(U_{3B} - U_{ПОР2}) \cdot (U_{Ж} - U_{CB}) - \frac{1}{2} (U_{Ж} - U_{CB})^2 \right] - \frac{(U_{Ж} - U_{БК})}{R + R_{BE} + R_{CB}}. \quad (4.26)$$

Величина диференційної провідності транзисторної структури на зростаючій ділянці ВАХ [24]

$$G^{(-)} = \frac{dI}{dU_{\text{ж}}} = \frac{Z\mu_0 C_0}{L} [(U_{3B} - U_{\text{ПОР2}}) - (U_{\text{ж}} - U_{CB})] - \frac{1}{R + R_{BE} + R_{CB}}. \quad (4.27)$$

При роботі двозатворного МДН транзистора в режимі насичення величина струму стоку визначається рівнянням [24]

$$I_{C2} = \frac{Z\mu_0 C_0}{2L} U_{CB(\text{НАС})}^2 = \frac{Z\mu_0 C_0}{2L} (U_{\text{ж}} - U_{CB})^2. \quad (4.28)$$

З врахуванням рівняння(4.28), що описує спадну ділянку статичної ВАХ транзисторної структури має вигляд [24]

$$I_{\text{ж}} = \frac{Z\mu_0 C_0}{2L} (U_{\text{ж}} - U_{CB})^2 - \frac{(U_{\text{ж}} - U_{BK})}{R + R_{BE} + R_{CB}}. \quad (4.29)$$

Величина від'ємної диференційної провідності транзисторної структури становить [24]

$$G^{(-)} = \frac{dI_{\text{ж}}}{dU_{\text{ж}}} = \frac{Z\mu_0 C_0}{L} (U_{\text{ж}} - U_{CB}) - \frac{1}{R + R_{BE} + R_{CB}}. \quad (4.30)$$

З рівняння (4.30) випливає умова виникнення від'ємної диференційної провідності транзисторної структури активного елемента оптичного керованого генератора [24]

$$|R + R_{BE} + R_{CB}|^{-1} > \left| \frac{Z\mu_0 C_0}{L} (U_{\text{ж}} - U_{CB}) \right|. \quad (4.31)$$

Вплив густини оптичного випромінювання на частоту генерованих коливань можна врахувати, використавши рівняння залежності опору та ємності області витоку МДН транзистора, що поглинає світло [27]

$$R_{CB} = \frac{a}{\beta I_{\phi}^{(C)} (a^2 + b^2)}, \quad (4.32)$$

$$C_B = S_B \sqrt{\frac{q\epsilon_s \epsilon_0 N_a}{2(\phi_K - \epsilon_B)}} + \frac{\beta I_{\phi}^B (a^2 + b^2)}{\omega b}, \quad (4.33)$$

де

$$a = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2} + 1 \right)^{1/2}, \quad (4.34)$$

$$b = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\sqrt{1 + \omega^2 \tau_D^2} - 1 \right)^{1/2}; \quad (4.35)$$

S_B - площа р-п переходу області витоку; ϕ_K - контактна різниця потенціалів; N_a - концентрація акцепторної домішки.

На рис. 4.15 представлено еквівалентну схему ГЕК на основі БСІТ і двохзатворного МДН-транзистора [113]. Спрощену еквівалентну схему для побудови математичної моделі ГЕК представлено на рис. 4.16. У відповідності з вибраними напрямками контурних струмів система рівнянь рівноваги, яка описує поведінку структури і дозволяє визначити повний опір, буде мати вигляд (4.36).

$$\left\{ \begin{array}{l} U_2 = I_1(Z_{12} + Z_{13} + Z_{19} + Z_{15} + Z_{11} + Z_8 + Z_7 + Z_6 + Z_{3\Gamma} + Z_2 + Z_1) - I_7 Z_{12} + \\ + I_5 Z_{13} + I_6 Z_{19} - S U_3 Z_{15} - I_{\Phi 2} Z_{11} + I_3 Z_8 + I_3 Z_7 + I_{\Phi 1} Z_6 - I_2 Z_{3\Gamma} + I_3 Z_6; \\ 0 = I_2(Z_{3\Gamma} + Z_9 + Z_5) - I_1 Z_{3\Gamma} + I_3 Z_9 + S U_3 Z_9; \\ 0 = I_3(Z_7 + Z_6 + Z_9 + Z_{10} + Z_{17} + Z_{14} + Z_{11} + Z_8) + I_1(Z_{11} + Z_8 + Z_7 + Z_6) + \\ + I_2 Z_9 + I_4 Z_{14} - I_6 Z_{17} - I_{\Phi 2} Z_{11} + I_{\Phi 1} Z_6 + S U_3 Z_9; \\ 0 = I_4(Z_{14} + Z_{15} + Z_{18}) + I_3 Z_{14} - I_1 Z_{15} + I_6 Z_{18} + S U_3 Z_{15}; \quad (4.36) \\ 0 = I_5(Z_{13} + Z_{20} + Z_{16}) + I_1 Z_{13} + I_7 Z_{16} - I_6 Z_{20} + S U_3 Z_{20}; \\ U_1 = I_6(Z_{23} + Z_{22} + Z_{20} + Z_{19} + Z_{18} + Z_{17} + Z_{21}) + I_7(Z_{23} + Z_{22}) - I_5 Z_{20} + \\ + I_1 Z_{19} + I_4 Z_{18} - I_3 Z_{17} + I_{\Phi 3} Z_{22} - S U_3 Z_{20}; \\ 0 = I_7(Z_{23} + Z_{22} + Z_{16} + Z_{12}) + I_6(Z_{23} + Z_{22}) + I_5 Z_{16} - I_1 Z_{12} + I_{\Phi 3} Z_{22}. \end{array} \right.$$

В системі рівнянь (4.36) використані такі спрощення:

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_{КЕР}; \quad Z_2 = R_3 - j\omega L_3; \quad Z_3 = -j \frac{1}{\omega * C_{\Pi}}; \quad Z_4 = R_{3B} - j \frac{1}{\omega * C_{3B}}; \\ Z_5 &= R_{3C} - j \frac{1}{\omega * C_{3C}}; \quad Z_6 = \frac{R_B / (j\omega C_B)}{R_B + 1 / (j\omega C_B)}; \quad Z_7 = R_B + j\omega L_4; \quad Z_8 = R_B + j\omega L_4; \\ Z_9 &= R_B; \quad Z_{10} = R_C + j\omega L_C; \quad Z_{11} = \frac{R_B / (j\omega C_B)}{R_B + 1 / (j\omega C_B)}; \quad Z_{12} = R_3 + j\omega L_3; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_{13} &= \frac{R_{3B}}{1 + \omega^2 R_{3B}^2 C_{3B}^2} - j \frac{R_{3B}^2 \omega C_{3B}}{1 + \omega^2 R_{3B}^2 C_{3B}^2}; \\ Z_{14} &= \frac{R_{3B}}{1 + \omega^2 R_{3B}^2 C_{3B}^2} - j \frac{R_{3B}^2 \omega C_{3B}}{1 + \omega^2 R_{3B}^2 C_{3B}^2}; \end{aligned}$$

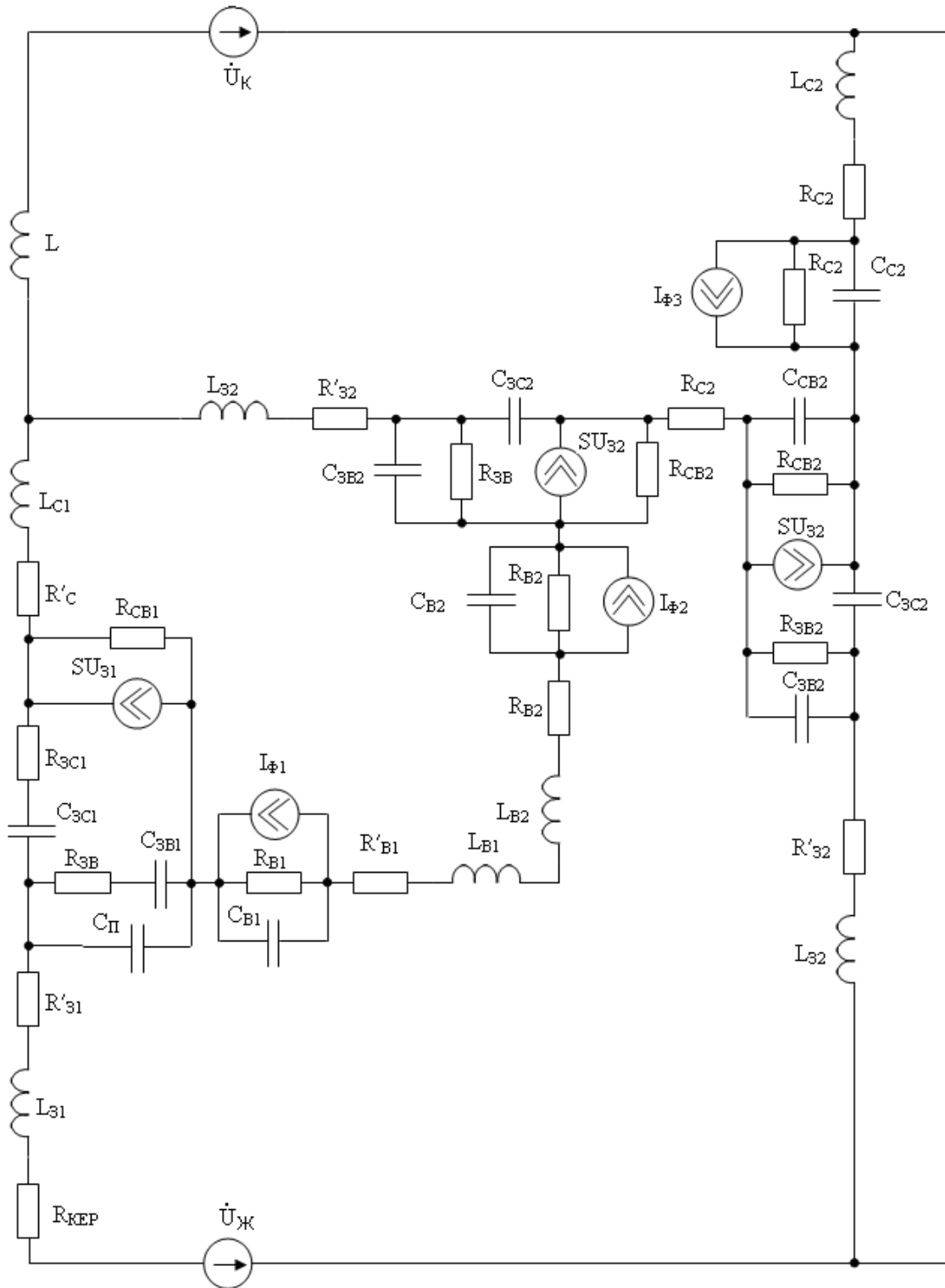


Рис. 4.15. Еквівалентна схема оптично керованого ГЕК на основі БСІТ і двозатворного МДН транзистора

$$Z_{15} = R_{CB}; \quad Z_{16} = -j \frac{1}{\omega * C_{3B}}; \quad Z_{17} = R_3 + j\omega L_3; \quad Z_{18} = -j \frac{1}{\omega * C_{3C}};$$

$$Z_{19} = R_C; Z_{20} = \frac{R_{CB}}{1 + \omega^2 R_{CB}^2 C_{CB}^2} - j \frac{R_{CB}^2 \omega C_{CB}}{1 + \omega^2 R_{CB}^2 C_{CB}^2}; \quad Z_{21} = j\omega L;$$

$$Z_{22} = \frac{R_C}{1 + \omega^2 R_C^2 C_C^2} - j \frac{R_C^2 \omega C_C}{1 + \omega^2 R_C^2 C_C^2}; Z_{23} = R_C + j\omega L_C; Z_{3\Delta\Gamma} = \frac{Z_3 Z_4}{Z_3 + Z_4},$$

де L_3, L_B – індуктивності електродів затвора і виток; R_{3B}, R_{CB} – опори між електродами відповідно затвору і виток, стоку і виток; C_{3B}, C_{3C}, C_{CB} – ємності відповідно затвор-витік, затвор-стік, стік-витік; R_3 – омичний опір електрода затвора; R_C, R_B – відповідно опори р-п переходів стоку і виток; C_C, C_B – відповідно ємності р-п переходів стоку і виток.

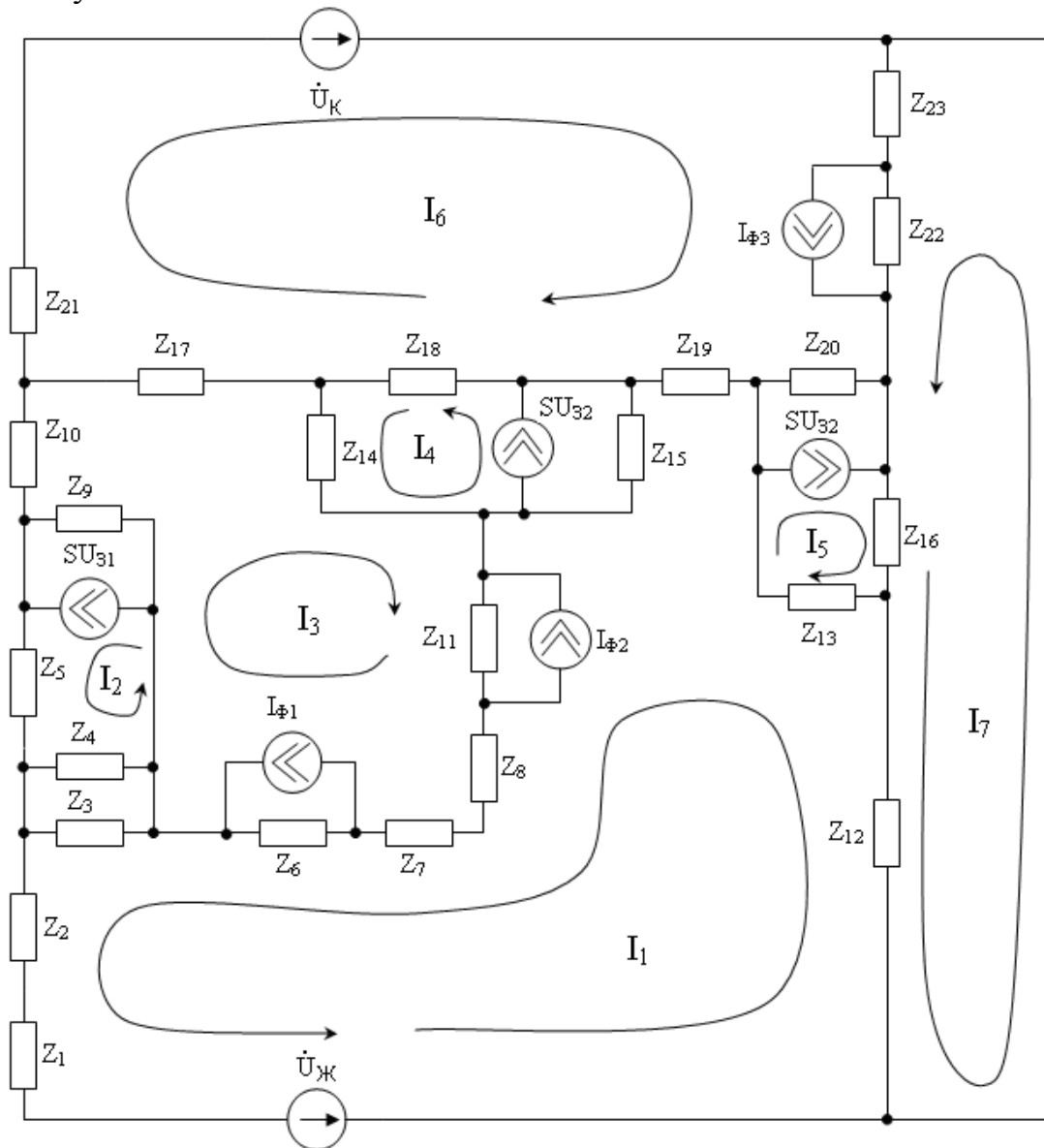
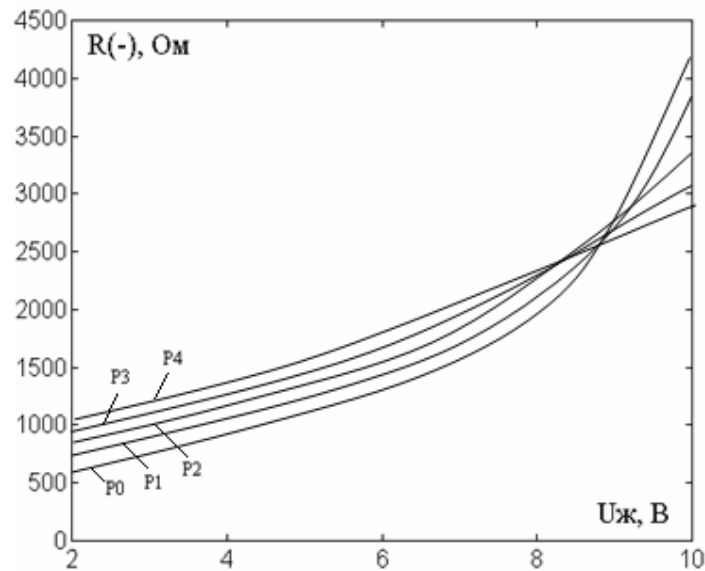


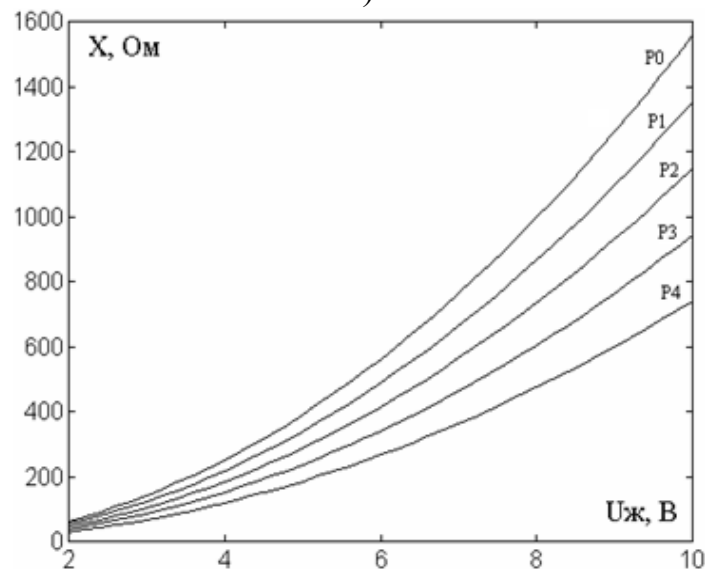
Рис.4.16. Перетворена еквівалентна схема оптично керованого ГЕК на основі БСІТ і двозатворного МДН транзистора

Розв'язок системи рівнянь (4.36) проведено методом Гауса на персональному комп'ютері IBM PC ATX в середовищі Matlab [112]. Це дало можливість визначити повний опір структури. Теоретичні і експериментальні дослідження показали, що при значеннях напруги $|U_{\text{ж}}| > |U_{\text{к}}|$ активна складова приймає від'ємний опір, а реактивна з індуктивного характеру переходить в ємнісний.

Для перевірки отриманих теоретичних співвідношень був створений експериментальний макет на основі транзисторів УКТ3107 та КП359. На рис. 4.14б представлено графіки ВАХ, отримані в роботі [113] експериментально та з допомогою аналітичних співвідношень.



а)



б)

Рис. 4.17. Графіки зміни активної (а) і реактивної (б) складових повного опору ТСВО при різній густині потужності оптичного випромінювання: $P_0=0$ мкВт/см²; $P_1=20$ мкВт/см²; $P_2=40$ мкВт/см²; $P_3=60$ мкВт/см²; $P_4=80$ мкВт/см²

На рис. 4.17а представлено теоретичні залежності ВО активної складової та на рис. 4.17б представлено залежність реактивної складової від напруги живлення при різних значеннях потужності освітлення. На рис. 4.18а і на рис. 4.18б представлено теоретичні залежності частоти генерації та еквівалентної ємності структури від напруги живлення при різних значеннях потужності освітлення [113].

З рис. 4.17,а видно, що активна складова повного опору при значеннях напруги (8,5...9)В мало залежить від потужності випромінювання. При збільшенні напруги живлення активна складова зростає і більше починає залежати від потужності випромінювання [113].

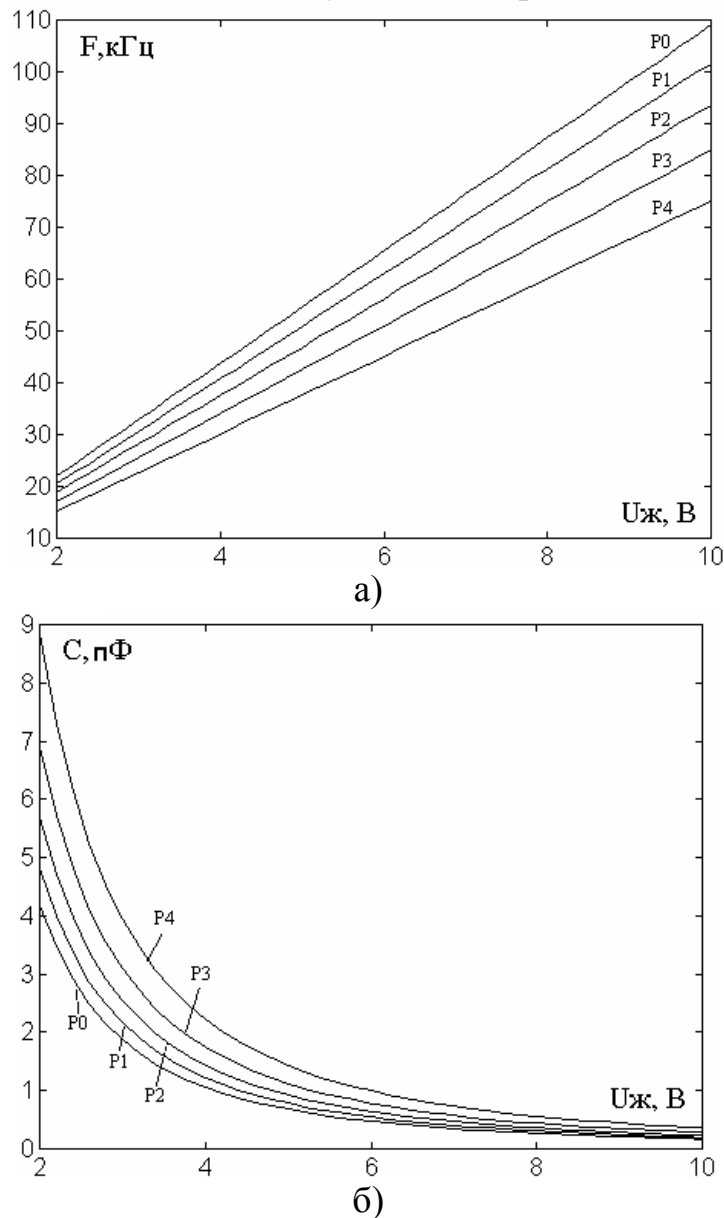


Рис. 4.18. Графіки зміни частоти генерації (а) і еквівалентної ємності (б) від напруги живлення при різній густині потужності оптичного випромінювання: $P_0=0$ мкВт/см²; $P_1=20$ мкВт/см²; $P_2=40$ мкВт/см²; $P_3=60$ мкВт/см²; $P_4=80$ мкВт/см²

На рис. 4.18а показано графіки зміни частоти генерації від потужності оптичного випромінювання і на рис. 4.18б – графік зміни крутизни закону перебудови частоти генерації від потужності оптичного випромінювання. Експериментальні дослідження у [113] показали, що короткострокова відносна нестабільність частоти генерації складає $5,32 \cdot 10^{-5}$ без додаткових схмотехнічних рішень, а відхилення від лінійного закону перебудови частоти генерації складає не більше 3%.

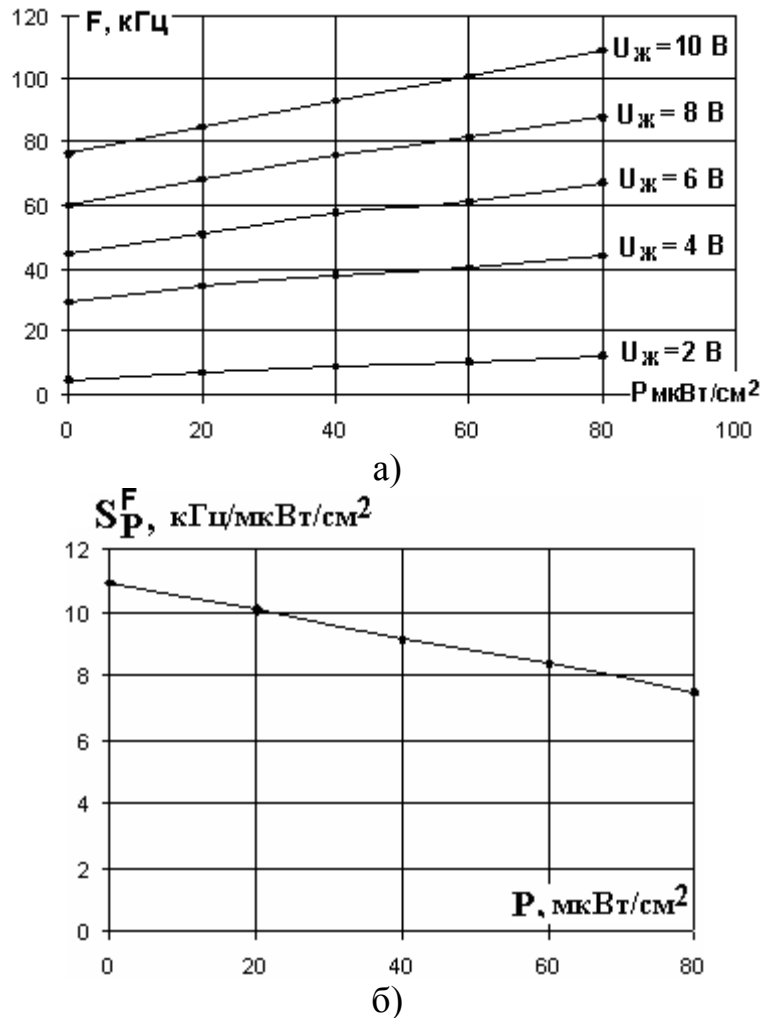


Рис. 4.19. Графіки зміни частоти генерації (а) і крутизни закону перебудови частоти генератора (б) від густини потужності оптичного випромінювання

4.3. Дослідження оптично керованого ГЕК на основі аналога інжекційно-польового транзистора

В роботі [114] проведено дослідження оптично керованого ГЕК на основі одноперехідного транзистора (прилад S-типу). Такий генератор

може працювати виключно в релаксаційному режимі, причому період генерованих імпульсів визначається переважно часом заряду зовнішнього конденсатора (час розряду конденсатора порівняно малий). Частота генерованих електричних коливань в залежності від інтенсивності освітлення змінюється в межах 0,5...3,0 кГц. Середня чутливість перетворення складає 0,3 кГц/відн.од.осв. та коефіцієнт fotocутливості при оптимальному режимі живлення дорівнює $2 \cdot 10^2$ кГц/лм [114].

В роботі [115] проведено дослідження схем оптично-керованих ГЕК на основі лавинних транзисторів (прилади N-типу), в яких як фотоприймачі використано фотокерований лавинний транзистор, фоторезистор і фотодіод. Експериментальні дослідження показали, що при використанні германієвих лавинних приладів у оптично керованих ГЕК першого виду при зміні освітленості в межах 0...750 лк частота імпульсів змінюється в два рази, для схеми другого виду при зміні освітленості в межах 0...50 лк частота імпульсів змінюється приблизно в чотири рази, для схеми третього виду при зміні освітленості в межах 0...1500 лк частота генерації змінюється приблизно в п'ять разів. При цьому усі види ГЕК працюють виключно в релаксаційному режимі [115].

Схема найпростішого генератора імпульсів на ІПТ показана на рис. 4.20а [5]. Генератор імпульсів працює таким чином. Після підключення напруги джерела живлення конденсатор С1 заряджається до напруги U_{max} , після чого відбувається лавиноподібне включення ІПТ. По завершенні цього процесу конденсатор С1 розряджається через відкритий транзистор до напруги U_{min} , що приводить до закриття лавинного транзистора. В подальшому цикл зарядки і розрядки конденсатора повторюється, що призводить до виникнення послідовності генерованих імпульсів. Період імпульсів для зазначених номіналів елементів схеми на рис. 4.20а регулюється в межах від 2 до 100 мс (частота повторення імпульсів 10...500 Гц) при зміні опору R1 від 1,7 до 100 МОм [5].

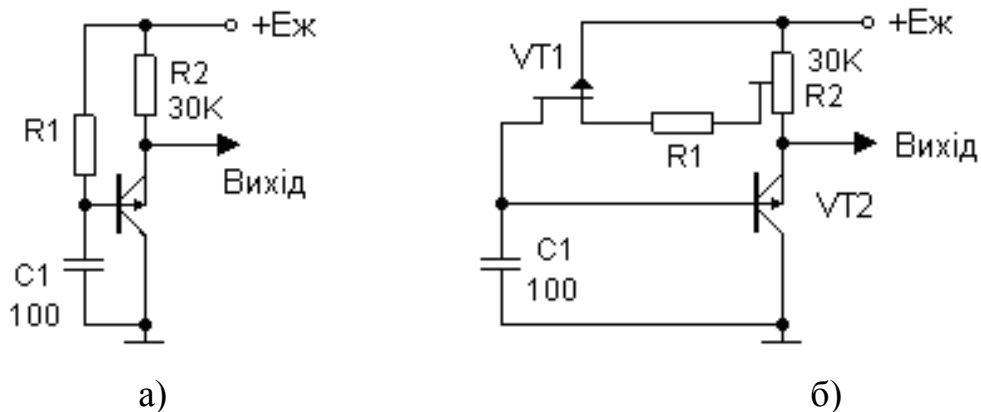


Рис.4.20. Електричні схеми генераторів імпульсів на основі ІПТ [5]

Використання ПТ як електрично керованого опору в схемах генератора дозволяє виконувати електричну перебудову частоти генерації шляхом зміни напруги живлення [109]. На рис. 4.20б наведено електричну схему вдосконаленого генератора імпульсів на основі ПТ з механічною і електричною перебудовою частоти генерації, коефіцієнт перебудови якого більший на порядок ($T=0,4...240$ мс при зміні $R1$ в межах $0,03...34$ МОм – частота слідування імпульсів змінюється в межах $4,5...2500$ Гц) [5].

На рис.4.21 подано електричну схему оптично керованого індуктивного релаксатора на основі ПТ, що запропонована роботі [116].

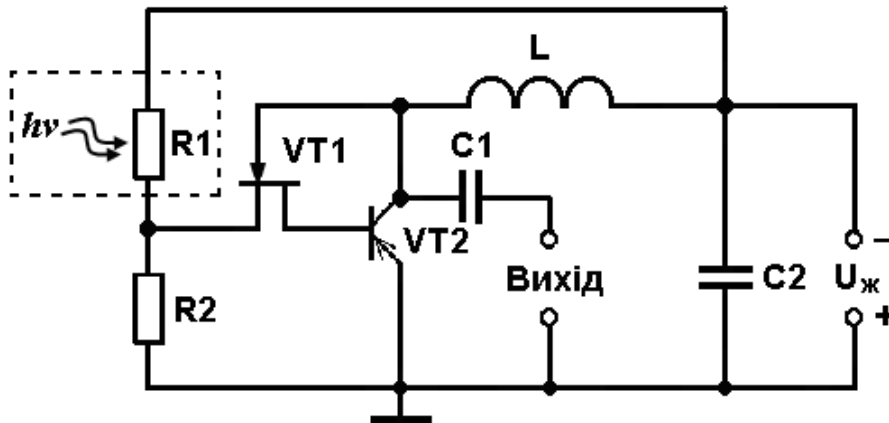


Рис. 4.21. Електрична схема оптично-керованого індуктивного релаксатора на основі ПТ

Оптично-керований індуктивний релаксатор на основі ПТ працює таким чином [116]. В момент включення вся напруга джерела живлення спадає на індуктивності і вхідний струм дорівнює нулю. З часом струм крізь котушку індуктивності та напруга на електродах затвор ПТ – емітер БТ починають повільно зростати. Це супроводжується повільним зростанням напруги на витоківому електроді ПТ. При цьому робоча точка порівняно повільно переміщується вздовж зростаючої ділянки ВАХ ПТ до максимального значення. Швидкість руху робочої точки вздовж зростаючої ділянки статичної ВАХ ПТ стрімко зростає і в точці максимуму прямує до нескінченності. Після цього робоча точка рухається вздовж дотичної до максимальної точки ВАХ до перетину з віссю абсцис. Під час цього генератор працює на спадній ділянці ВАХ ПТ, що приводить до зменшення струму крізь котушку індуктивності. Відповідно відбувається зменшення напруги на котушці індуктивності. Це викликає зменшення струму джерела живлення і робоча точка переходить на початок зростаючої ділянки ВАХ. Виникає лавиноподібний процес під час якого напруга на індуктивності змінює знак.

Величина еквівалентної ємності коливального контуру генератора визначається режимом роботи аналога ПТ. При постійній напрузі джерела живлення, змінюючи величину освітленості оптично керованого опору R1, відбувається зміна коефіцієнта передачі подільника напруги і, відповідно, змінюється величина еквівалентної ємності на електродах витік ПТ – емітер БТ. Це призводить до зміни періоду генерованих імпульсів [116].

Аналітично статичну ВАХ аналогу ПТ відносно полюсів джерела напруги живлення можна описати рівняннями [21]

$$I(U_{\mathcal{E}}) = g_0 U_{\mathcal{E}} - I_{30} \left(\frac{U_{AA} - U_{\mathcal{E}}}{\dot{a}^{m\varphi_0}} - 1 \right) + I_0; \quad (4.37)$$

$$I(U_{\mathcal{Ж}}) = h_{21E} \cdot I_{CH} \left(1 - \frac{U_{\mathcal{Ж}} - U_{BE}}{U_0} \right), \quad (4.38)$$

де g_0 – провідність каналу ПТ; I_{30} ; тепловий струм р-п переходу затвору ПТ; m – коефіцієнт, який враховує ефект модуляції р-п переходу затвору ПТ; φ_T – температурний потенціал; U_0 – напруга відсікання ПТ; I_{CH} – струм стоку насичення ПТ; U_{BE} – напруга на електродах витік ПТ – емітер БТ; I_0 – тепловий струм колектор – база БТ.

Рівняння (4.37) і (4.38) описують відповідно зростаючу і спадаючу ділянки статичної ВАХ ПТ. Прирівнявши рівняння (4.37) і (4.38) можна знайти координати (U_1, I_1) точки максимуму статичної ВАХ ПТ. При цьому необхідно врахувати, що для реальних транзисторів максимум статичної ВАХ ПТ має пологую ділянку. Це пояснюється тим, що поблизу точки максимуму ВАХ біполярний транзистор переходить в активну область, а у польового транзистора тільки починає перекриватися канал.

Амплітуда генерованих імпульсів визначається величинами еквівалентних ємності та індуктивності і повинна бути менша максимально допустимої напруги колектор-емітер БТ. Тому для нормальної роботи індуктивного релаксатора на основі аналога ПТ повинна виконуватись умова [21]

$$U_{K \max} \geq U_m \approx I_1 \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{екв}}}{C_{\text{екв}}}} + U_{\mathcal{Ж}}, \quad (4.39)$$

де $L_{\text{екв}}$, $C_{\text{екв}}$ – еквівалентні індуктивність і ємність коливального контуру ГЕК.

Період генерованих коливань складається з тривалості імпульсу та інтервалу між імпульсами (тривалість стадії відновлення). Тривалості імпульсів у стадії відновлення визначаються рівняннями [21]

$$t_i = \pi \sqrt{L_{\text{аеа}} C_{\text{аеа}}}; \quad (4.40)$$

$$t_B = L_{\text{екв}} g_0 \ln \left(\frac{E + U_1}{E - U_1} \right). \quad (4.41)$$

Тривалості фронту і зрізу імпульсів визначаються з рівнянь [21]

$$t_{\delta} = \frac{LU_2}{2_1 \rho^2} \ln \left(\frac{1}{\mu} \right) = \frac{LU_2}{2_1 \rho^2} \ln \left(\frac{1}{\left(\frac{U_1}{I_1} \right)^2 \frac{1}{\rho^2}} \right); \quad (4.42)$$

$$t_3 = \frac{LU_1}{I_1 \rho^2} \ln \left(\frac{1}{\left(\frac{U_1}{I_1} \right)^2 \frac{1}{\rho^2}} \right), \quad (4.43)$$

де $\rho = \sqrt{\frac{L_{\text{екв}}}{C_{\text{екв}}}}$ – характеристичний опір контуру; U_2 – напруга відсічки аналогу ШТ.

Для перевірки теоретичних співвідношень був виготовлений експериментальний макет [116]. Як транзистори VT1 і VT2 використані відповідно серійні транзистори КП303Ж і КТ361В. Як індуктивний елемент використано котушку з феритовим осердям і номінальною індуктивністю 0,185 мГн. Як оптично керований опір використано серійний фоторезистор СФ3-4Б. Величина опору резистора R2 становить 100 Ом. Вимірювання струму, напруги і опору проводились цифровим вольтметром, величина освітленості вимірювалась люксометром Ю16. Частота слідування імпульсів і часові інтервали вимірювались частотоміром ЧЗ-34. Візуально форма електричних коливань генератора спостерігалась за допомогою осцилографа С1-83. Як джерело світла використано лампу розжарення з імпульсним регулятором освітлення. На рис. 4.22 представлено графік експериментально отриманої статичної ВАХ аналогу ШТ. На рис. 4.23а і рис.4.24б представлено

відповідно залежності опору фоторезистора і частоти слідування імпульсів від величини освітлення.

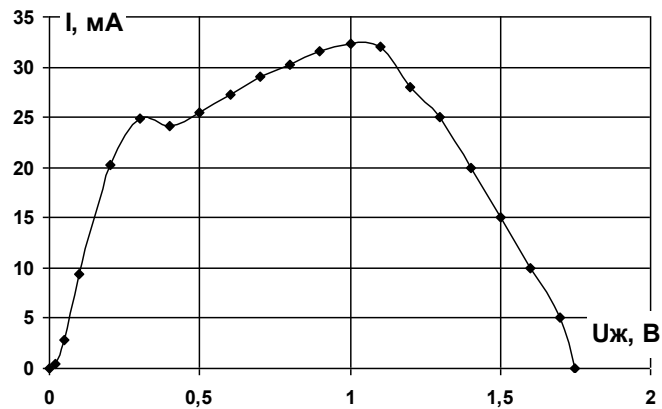
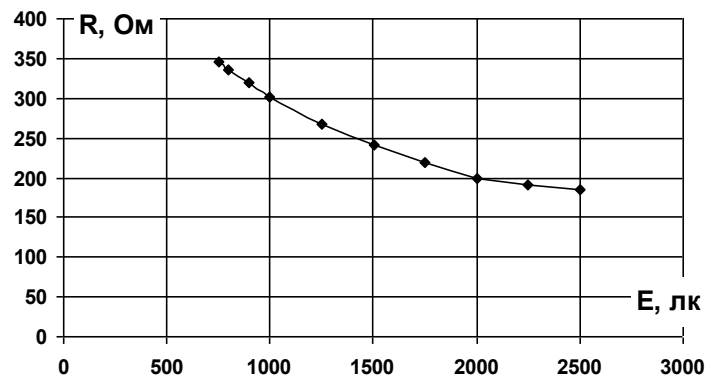
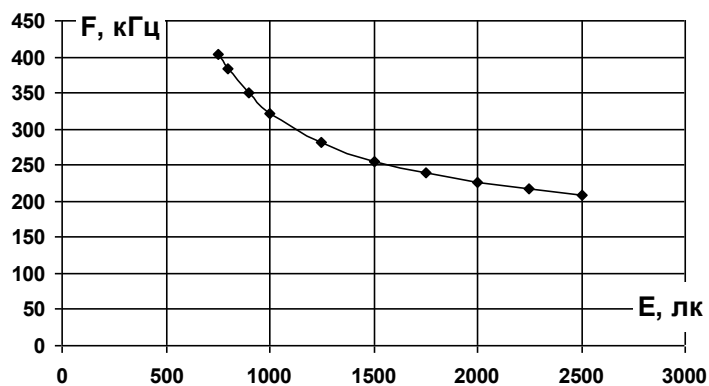


Рис. 4.22. Графік експериментально отриманої статичної ВАХ аналога ПТТ



а)



б)

Рис. 4.23. Експериментально отримані залежності величини опору фоторезистора (а) і частоти слідування імпульсів (б) від величини освітлення

Для роботи ГЕК в осциляторному режимі необхідно забезпечити фіксацію положення робочої точки на спадній ділянці статичної ВАХ аналога ПТ. Використання замість ПТ двозаторного МДН-транзистора, другий затвор якого відіграє екранувальну функцію, призводить до зменшення паразитної модуляції та перехресних спотворень генерованих коливань. На рис. 4.24 показано електричну схему генератора гармонічних коливань, в якій використані два джерела постійної напруги для підвищення стабільності частоти генерованих коливань [117]. Для дослідження характеристик генератора був створений експериментальний макет на основі транзисторів КП327АІ (VT1) і КТ363БМ (VT2). На рис. 4.25 показано графіки статичної ВАХ активного елемента генератора. Експериментально отримані графіки залежності частоти генерованих коливань від напруги живлення $U_{\text{ж}}$ при різних значеннях напруги керування $U_{\text{к}}$ показані на рис. 4.26 [116].

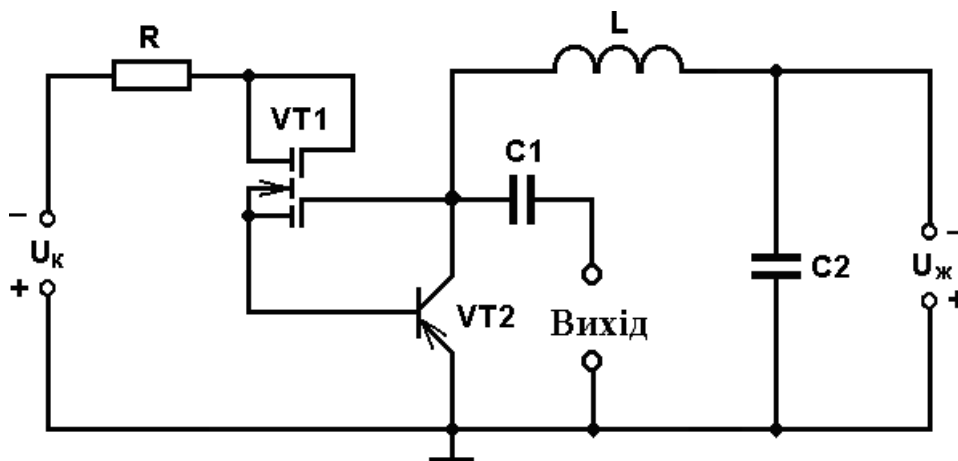


Рис. 4.24. Схема електрично керованого генератора на основі ПТ [117]

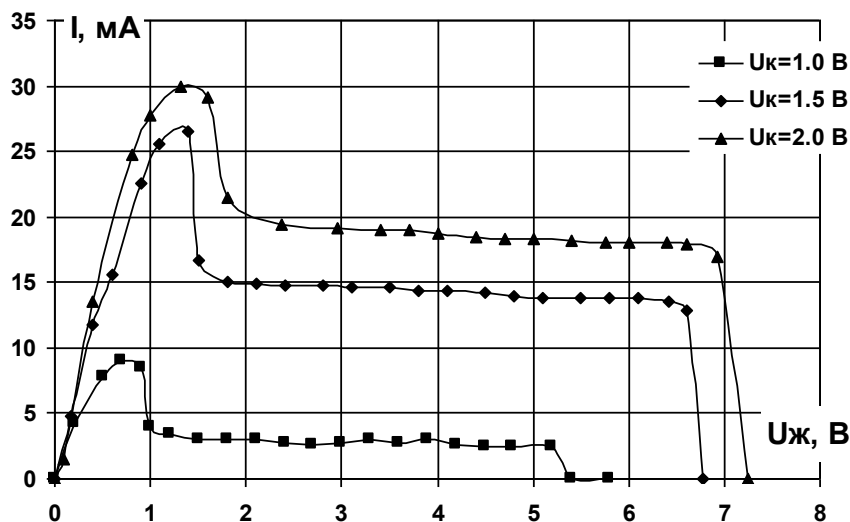


Рис. 4.25. Експериментально отримані графіки залежності статичної

ВАХ при різних значеннях напруги керування

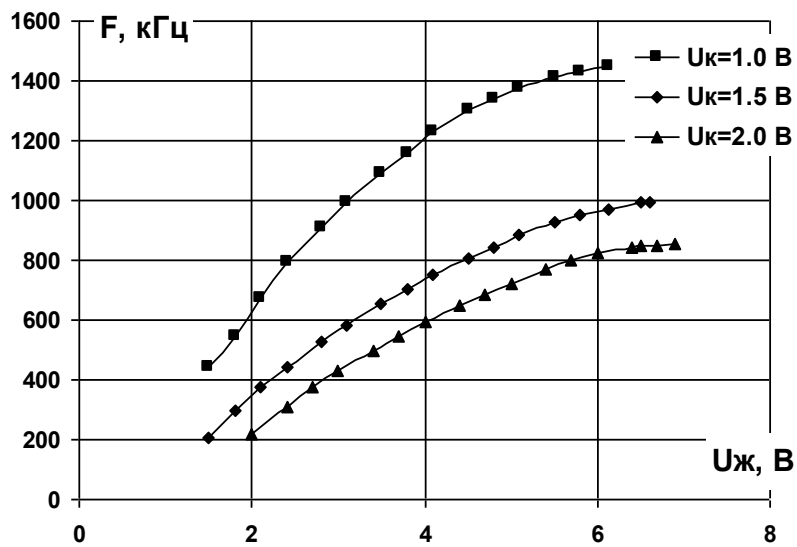


Рис. 4.26. Експериментально отримані графіки залежності частоти генерації від напруги живлення при різних значеннях напруги керування

На основі базової схеми (див. рис. 4.24) на рис. 4.27 показано електричну схему оптично керованого генератора гармонічних коливань в якому як фотоприймач використано фотодіод VD1 [118]. Як індуктивний елемент контуру генератора використаний транзисторний аналог індуктивності на основі БТ VT3 і фазозсувне коло R3C2. На рис. 4.27 показано графік зміни частоти генерації від величини освітлення при різних значеннях напруги живлення. Форма генерованих коливань в робочій смузі частот близька до гармонічних [119].

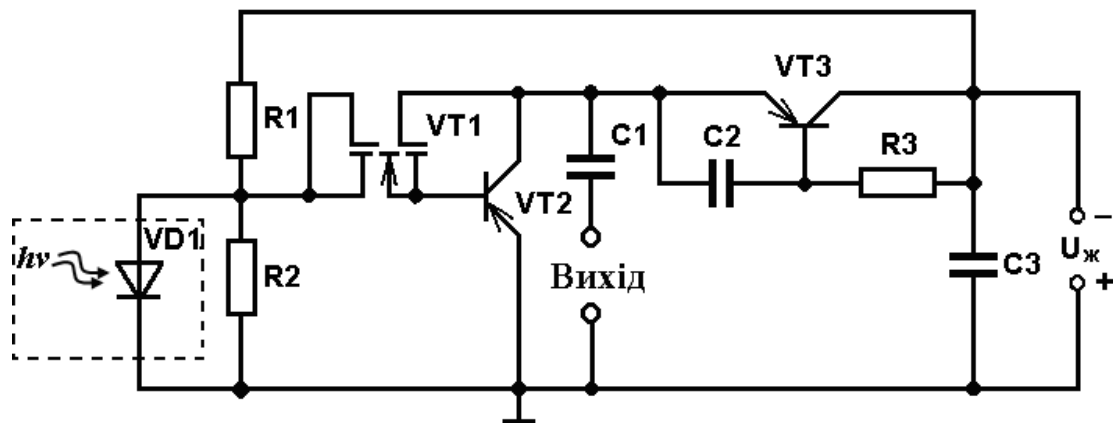


Рис. 4.27. Електрична схема оптично керованого генератора гармонічних коливань на основі аналога ІПТ [118]

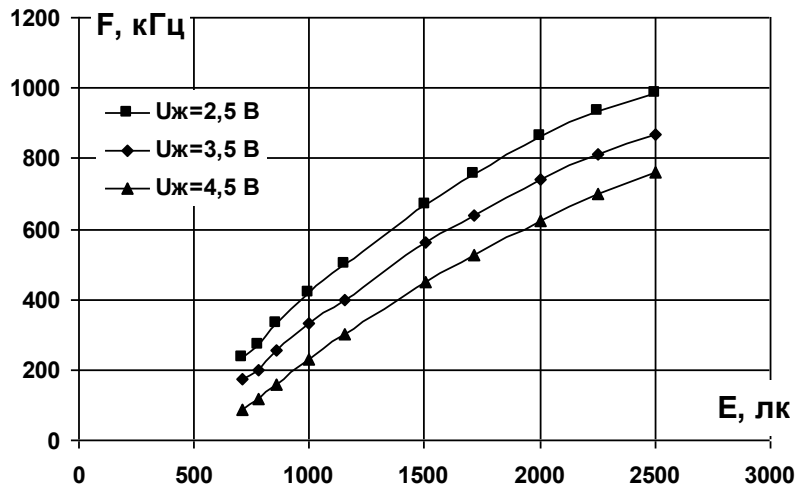


Рис. 4.28. Графіки залежності частоти генерації від величини освітлення при різних значеннях напруги живлення

На підставі проведених теоретичних і експериментальних досліджень в роботах [120–127] авторами розроблено схемотехнічні рішення широкопугових ГЕК з високим ККД і підвищеною стабільністю частоти генерованих коливань на основі ТСВО, дослідження характеристик яких проведено у роботах [126–132].

5. НВЧ ГЕК НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ БІПОЛЯРНИХ І УНІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР

Актуальною науковою задачею є розробка та дослідження генераторів високо стабільних гармонічних коливань НВЧ діапазону з електронною перебудовою частоти генерації. В цьому розділі досліджено схемотехнічні рішення електрично і оптично керованих НВЧ ГЕК в яких підвищення ККД і розширення діапазону частот забезпечується шляхом виконання ємнісного елемента коливального контуру у вигляді реактивної складової повного опору транзисторної структури.

5.1. Розробка та дослідження НВЧ ГЕК на основі БТ і двозатворного МДН транзистора

В роботах [48, 130] проведено дослідження НВЧ ГЕК з електричною перебудовою частоти генерації на основі БТ і двозатворного МДН транзистора. Коливальний контур НВЧ ГЕК (рис. 5.1) утворений зовнішньою індуктивністю та реактивною складовою повного опору транзисторної структури ємнісного характеру на електродах колектор БТ та стік двозатворного МДН транзистора. Крізь опір R протікає базовий струм БТ. Залежно від величини цього опору можна змінювати місце знаходження робочої точки на статичній ВАХ транзисторної структури активного елемента генератора. Наявність фазозсувного кола RC_1 приводить до виникнення реактивної складової індуктивного характеру на електродах емітер-колектор біполярного транзистора та відбувається збільшення величини диференційного від'ємного опору транзисторної структури. Ємність C_2 призначена для запобігання проходженню генерованого сигналу крізь джерело живлення постійної напруги $U_{ж}$. Другий затвор двозатворного МДН транзистора з'єднаний зі спільним проводом і виконує екранувальну функцію, що приводить до зменшення паразитної модуляції та перехресних спотворень [133].

Використання замість БТ VT1 транзисторної структури на рис. 5.1 відповідного за частотними властивостями МДН транзистора приводить до суттєвого зменшення максимально можливої частоти генерації [125]. Тому транзисторна структура на рис. 5.1 повністю задовольняє поставлені вимоги.

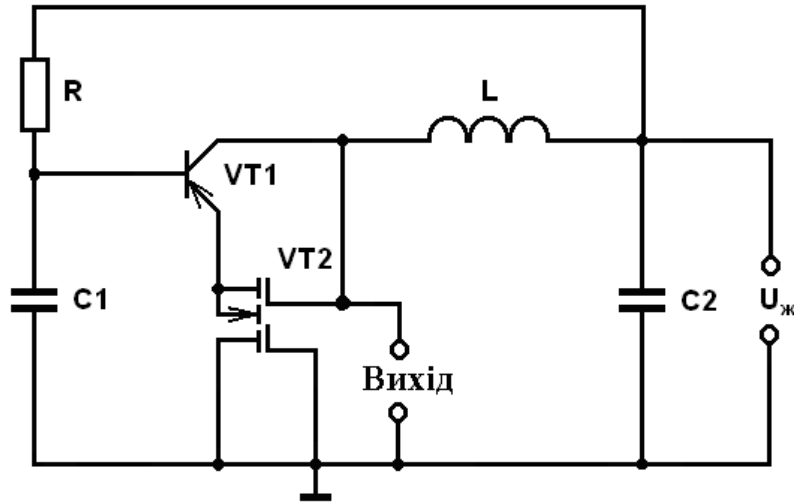


Рис. 5.1. Електрична схема НВЧ генератора гармонічних коливань [65]

На рис. 5.2а показано електричну схему активного елемента НВЧ ГЕК на основі БТ і двозатворного МДН транзистора. Графік статичної ВАХ активного елемента генератора зображений на рис. 5.2б [48].

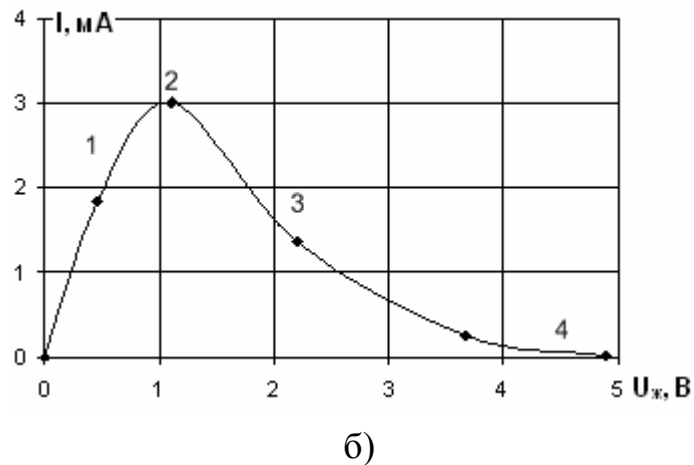
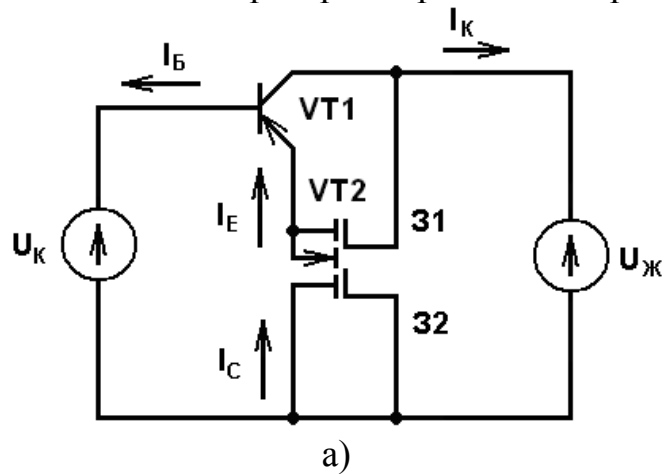


Рис. 5.2. Електрична схема (а) і статична ВАХ (б) активного елемента НВЧ ГЕК на основі БТ і двозатворного МДН транзистора

Експериментальні дослідження показали, що статична ВАХ активного елемента НВЧ ГЕК складається з 4-х ділянок (рис. 5.2б): 1 – крута, що відповідає активному опору на електродах стік – колектор транзисторної структури; 2 – полого ділянка, що відповідає насиченню МДН транзистора; 3 – спадна ділянка, на якій існує від’ємний диференційний опір; 4 – ділянка, що відповідає закритому стану транзисторної структури, в якій протікає зворотний тепловий струм колекторного переходу БТ [48].

Для ділянки 1 виконується умова $U_{ке} \leq U_{ке\text{ нас}}$. Тобто, початково при прикладанні необхідної величини напруги U_k і поступовому збільшенні напруги $U_{ж}$ БТ знаходиться в стані насичення, а МДН транзистор поступово відкривається. У відповідності з моделлю Еберса–Мола біполярного транзистора [134]

$$I_E = I_{E0} \left(e^{\frac{U_{EE}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \alpha_I I_{K0} \left(e^{\frac{U_{KE}}{\Phi_T}} - 1 \right), \quad (5.1)$$

$$I_K = \alpha_N I_{E0} \left(e^{\frac{U_{EE}}{\Phi_T}} - 1 \right) - I_{K0} \left(e^{\frac{U_{KE}}{\Phi_T}} - 1 \right), \quad (5.2)$$

де I_E , I_K – зовнішні струми електродів емітера і колектора БТ; I_{E0} , I_{K0} – теплові струми відповідно емітерного і колекторного переходів БТ; α_N – коефіцієнт передачі емітерного струму БТ; α_I – коефіцієнт передачі колекторного струму (інверсного включення); $U_{ЕБ}$, $U_{КБ}$ – напруги, які прикладені відповідно до переходів емітер–база і колектор–база.

При подальшому зростанні напруги $U_{ж}$ БТ переходить в активний режим роботи, а МДН транзистор переходить в режим насичення. При цьому струм колектора для схеми зі спільним емітером [134]

$$I_K = I_{K.\text{нас}} + \alpha_N I_{K.\text{нас}} / (1 - \alpha_N), \quad (5.3)$$

де $I_{K.\text{нас}} = I_0 (1 - \alpha_I \alpha_N)$ – зворотній струм насичення колекторного переходу при відкритому переході емітер–база.

На ділянці 3 статичної ВАХ БТ починає закриватися (переходить в режим відсічки), а МДН транзистор залишається в режимі насичення. Струм насичення МДН транзистора із врахуванням $U_{32}=0$ В можна визначити за допомогою рівняння [134]

$$I_{C.\text{нас}} = \frac{b}{1 + \eta} (U_3 - U_0)^2, \quad (5.4)$$

де $\eta = \frac{a}{3C_0\sqrt{\varphi_{s0}}}$ – коефіцієнт другого наближення апроксимації стру-

му стоку, $b = \frac{\varepsilon_0\varepsilon_d\mu Z}{Ld}$ – питома крутизна вихідних характеристик МДН

транзистора по першому затвору; ε_0 – абсолютна діелектрична стала; ε_d – відносна діелектрична проникність підзатворного шару діелектрика товщиною d .

При подальшому зростанні напруги $U_{ж}$ БТ переходить у режим відсічки, а МДН транзистор працює в ненасиченому режимі, що відповідає ділянці 4 статичної ВАХ. При цьому вихідний струм транзисторної структури обумовлений тепловими струмами БТ і МДН транзистора.

Рівняння (5.1) – (5.4) утворюють систему нелінійних рівнянь, що кусково апроксимують статичну ВАХ транзисторної структури на рис. 5.2б [48]. Для зручності застосування аналітичних методів дослідження і з метою застосування чисельних методів обчислення за допомогою відомих математичних пакетів програм необхідно звести рівняння (5.1) – (5.4) до одного. Це можна зробити, застосувавши рівняння, яке описує вихідні характеристики двозатворного МДН транзистора в насиченій та ненасиченій областях [134]

$$I_C = b(U_{зв} - U_0)^2 \frac{th(U_{CB}/U_{C.нас})[1 - 0.5th(U_{CB}/U_{C.нас})]}{1 - \frac{2}{\pi L} \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_H}{qN_D}} \sqrt{U_C} \arctg(U_{CB}/U_{C.нас})}, \quad (5.5)$$

де U_0 – напруга відсічки; ε_H – відносна діелектрична проникність матеріалу напівпровідника; N_D – концентрація донорів.

З врахуванням основних співвідношень між струмами БТ [134] і рівняння (5.5) в роботі [48] отримано рівняння, що описує статичну ВАХ ТСВО

$$I_K = \frac{1}{\alpha_I} \left[b(U_{ж} - U_{CB} - U_0)^2 \frac{th(U_{CB}/U_{C.нас})[1 - 0.5th(U_{CB}/U_{C.нас})]}{1 - \frac{2}{\pi L} \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_H}{qN_D}} \sqrt{U_C} \arctg(U_{CB}/U_{C.нас})} - \right. \\ \left. - I_{K.нас} \left(e^{\frac{U_K - U_{CB}}{\varphi_T}} - 1 \right) \right]. \quad (5.6)$$

В рівнянні (5.6) напруга U_{CB} приймає значення в межах $0 \dots U_{K.нас}$ на різних ділянках статичної ВАХ транзисторної структури у відповідності із раніше зазначеними міркуваннями. За допомогою рівнянь (5.1) – (5.6) можна апроксимувати статичну ВАХ з відхиленням від експериментальної не більших 10%.

Для перевірки отриманих основних аналітичних співвідношень був створений експериментальний макет НВЧ ГЕК, електрична схема якого показана на рис. 5.1. На рис. 5.3 і рис. 5.4 показано графіки залежності активної і реактивної складової повного опору ТСВО від напруги живлення. На рис. 5.5 зображений графік залежності частоти генерації від напруги живлення [48]. З графіка на рис. 5.5 можна зробити висновок, що живлення генератора необхідно здійснювати від високостабільного джерела напруги [48].

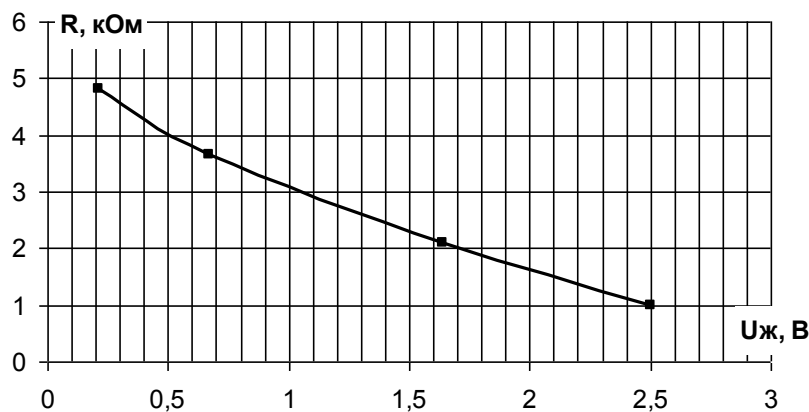


Рис. 5.3. Графік залежності зміни активної складової повного опору ТСВО від напруги живлення

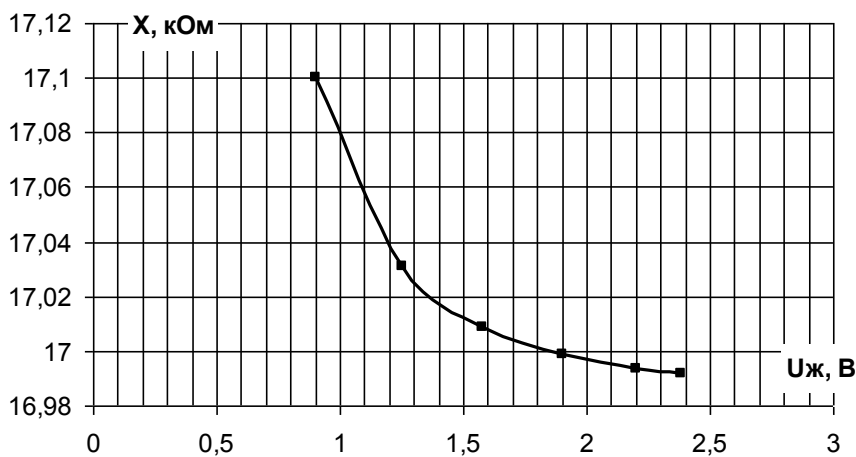


Рис. 5.4. Графік залежності зміни реактивної складової повного опору ТСВО від напруги живлення

З рис. 5.2а видно, що виконувати електронну перебудову частоти генерації можна також шляхом зміни напруги U_K . Це дозволяє на основі генератору на рис. 5.1 створити генератор частотно модульованих коливань. Низькочастотний модулюючий сигнал необхідно подати на базу біполярного транзистора. На рис. 5.6 показано експериментально виміряні графіки залежності зміни частоти генерації від напруги модуляції при різних значеннях напруги живлення [48]. З отриманих експериментальних результатів видно, що опорний генератор гармонічних коливань НВЧ-діапазону на рис. 5.1 без додаткових схемотехнічних рішень можна перетворити на генератор частотно модульованих коливань з високим індексом модуляції.

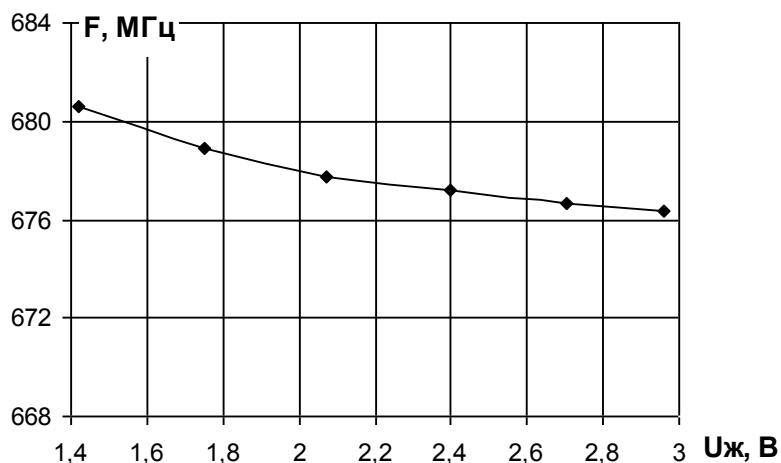


Рис. 5.5. Графік залежності зміни частоти генерації від напруги живлення

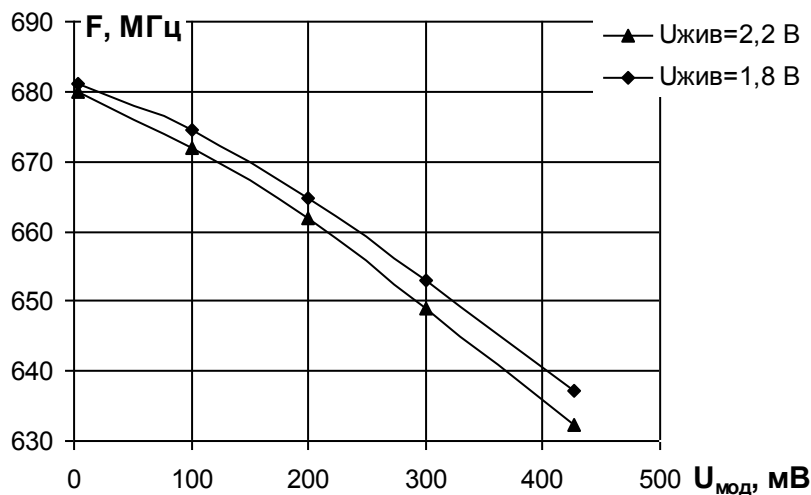


Рис. 5.6. Графік залежності зміни частоти генерації від напруги модуляції

На рис. 5.7 представлені графіки залежності зміни частоти генера-

ції від температури при різних значеннях напруги живлення [48]. Аналізуючи температурні режими роботи досліджуваного генератора, можна зробити висновок, що він достатньо стабільно працює без додаткової температурної стабілізації. Короткострокова нестабільність частоти генерації з використанням стабільного джерела напруги складає не більше $2 \cdot 10^{-5}$.

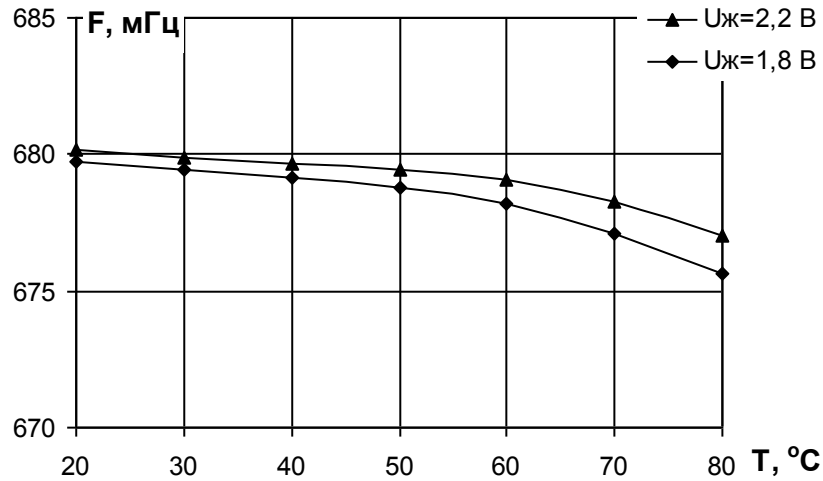


Рис. 5.7. Графіки залежності зміни частоти генерації від температури при різних значеннях напруги живлення

5.2. Розробка і дослідження оптичного керованого НВЧ ГЕК на основі БТ і ПТШ

Схема мікроелектронного оптично керованого НВЧ ГЕК показана на рис. 5.8 [135]. Конструктивно оптично керований НВЧ ГЕК виконаний у вигляді інтегральної гібридної схеми, яка складається із арсенід-галієвого ПТ з бар'єром Шоткі (ПТШ) типу ЗП602 і дискретного БТ типу ВFT92. Як фоточутливий елемент використовується включений в коло зворотного зв'язку фоторезистор R_2 , на який діє оптичне випромінювання.

В роботі [135] теоретично і експериментально показано, що на електродах колектор-затвор запропонованої структури існує від'ємний опір, що відповідає спадній ділянці на вольт-амперній характеристиці. Фоточутливий перетворювач живиться від джерела постійної напруги $U_{ж}$. Коло R_2C_1 створює додатковий зворотний позитивний зв'язок виходу з входом, а також через опір R_2 , який є фоточутливим елементом, здійснюється керування еквівалентною ємністю напівпровідникової структури. Ємність C_2 здійснює блокувальну роль, тобто захищає джерело постійного струму U_1 від струмів надзвичайно високих

частот. Коливальний контур утворений пасивною індуктивністю L_1 і ємністю, яка існує на електродах колектора біполярного і стоку польового транзисторів.

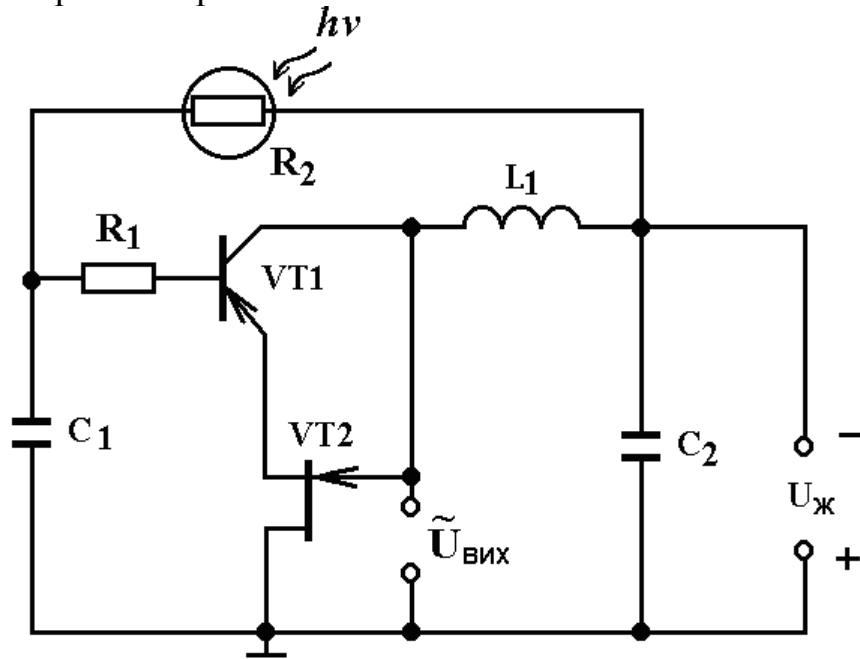


Рис. 5.8. Електрична схема мікроелектронного оптично керованого НВЧ ГЕК

Для дослідження фізичних процесів у мікроелектронному оптично керованому НВЧ ГЕК в динамічному режимі необхідно отримати залежність активної і реактивної складових повного опору на електродах колектор–стік транзисторної структури, функції перетворення і чутливості від дії оптичного випромінювання. В роботі [135] проведено аналіз роботи ГЕК на основі еквівалентної схеми БТ і ПТШ, які складають оптично керований НВЧ ГЕК (рис. 5.9). Для зручності розрахунків еквівалентну схему подано у вигляді схеми на рис. 5.10 [135].

На рис. 5.10 прийняті такі позначення

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= R_1; & Z_2 &= R'_B + j\omega L_B; & Z_3 &= R_B; & Z_4 &= -j/(\omega C_{BE}); & Z_5 &= -j/ \omega C_{bx}; \\
 Z_6 &= -j/(\omega C_{BC}); & Z_{17} &= -j/(\omega C_1); & Z_8 &= j\omega L_1; & Z_{11} &= -j/(\omega C_{DS}); \\
 Z_{12} &= -j/(\omega C_{GS}); & Z_{13} &= -j/(\omega C_{GD}); & Z_{16} &= -j/(\omega C_2); & Z_7 &= R_C + R'_C + j\omega L_C; \\
 Z_9 &= R_E + R'_E + j\omega L_E; & Z_{10} &= R_S + R'_S + j\omega L_S; & Z_{14} &= R_G + R'_G + j\omega L_G; \\
 Z_{15} &= R_D + R'_D + j\omega L_D; & Z_{16} &= \frac{R_f(P)}{1 + (\omega R_f(P) C_f)^2} - j \frac{\omega R_f^2(P) C_f}{1 + (\omega R_f(P) C_f)^2}.
 \end{aligned}$$

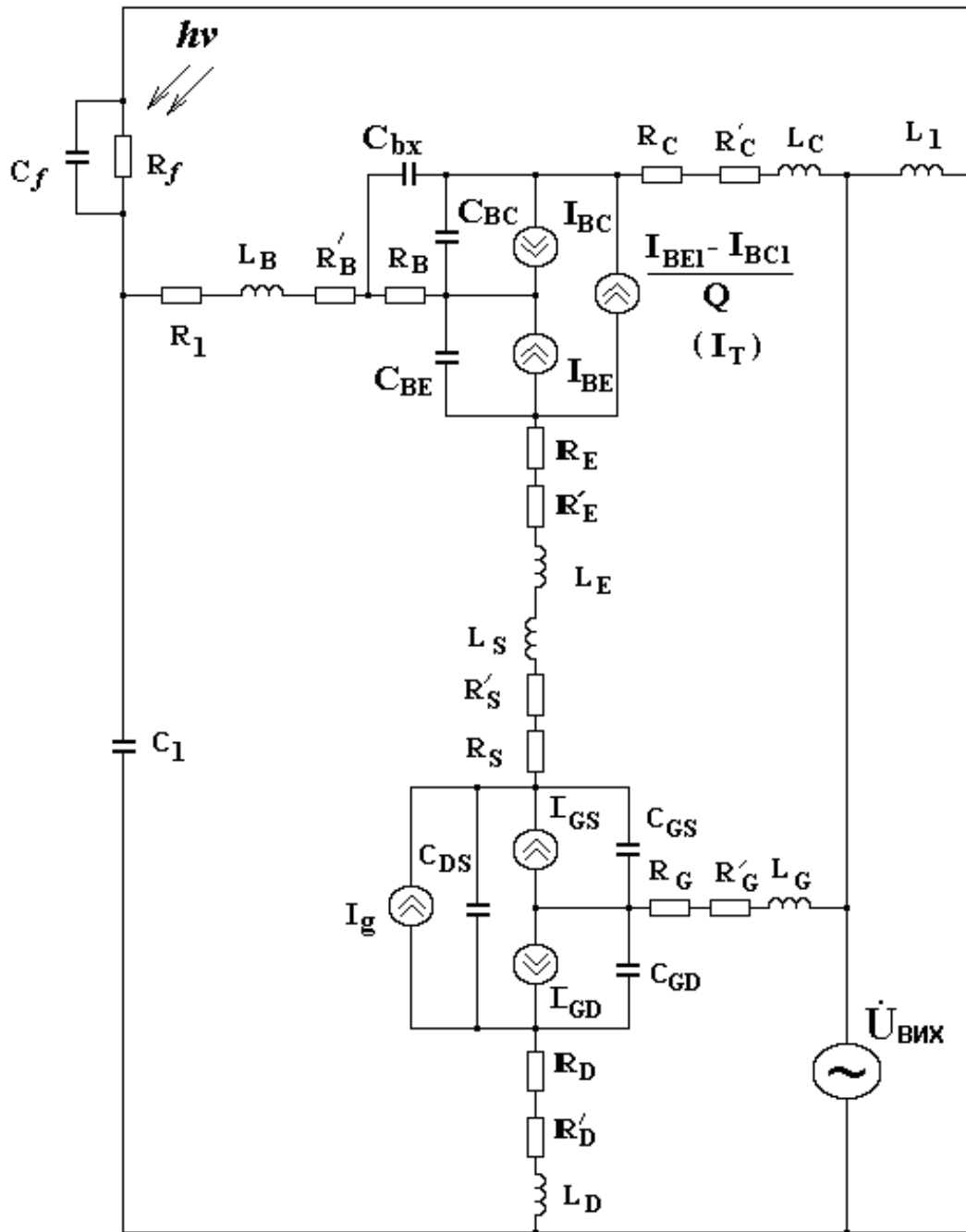


Рис. 5.9. Еквівалентна схема мікроелектронного оптично керованого НВЧ ГЕК

Струми база-емітер I_{be} і база-колектор I_{bc} описуються виразами [136]

$$I_{be} = I_s \exp\left(\frac{U_{be}}{NE \cdot V_t} - 1\right); \quad I_{bc} = I_s \exp\left(\frac{U_{bc}}{NC \cdot V_t} - 1\right); \quad (5.7)$$

де $I_s = I_{ss} \exp\left(\frac{U_{js}}{NS \cdot V_t} - 1\right)$; $V_T = kT/q$; I_{ss} – зворотний струм р-п переходу підкладки; U_{be} , U_{bc} – відповідно напруги база-емітер і база-колектор; U_{js} – контактна різниця потенціалів переходу колектор-підкладка; NE – коефіцієнт неідеальності емітерного переходу; NC – коефіцієнт неідеальності колекторного переходу; NS – коефіцієнт неідеальності переходу підкладки.

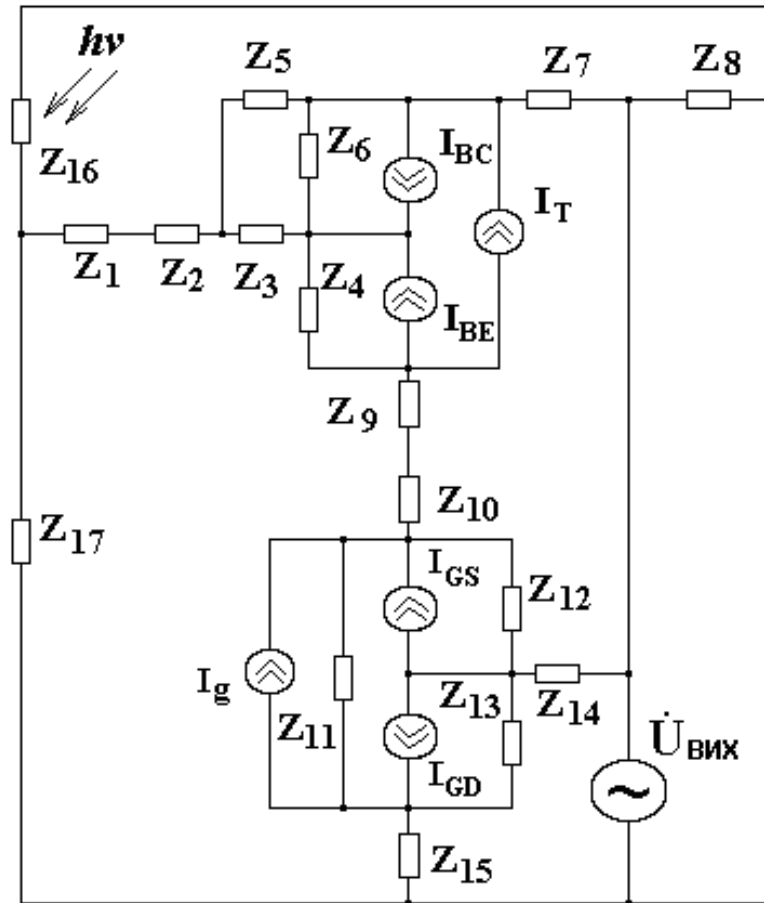


Рис. 5.10. Перетворена еквівалентна схема мікроелектронного оптично керованого НВЧ ГЕК

Заряд у базі описується виразом [137]

$$Q_b = Q_1(1 + (1 + 4Q_2)^{NK})/2, \quad (5.8)$$

де

$$Q_1 = 1/(1 - U_{bc}/U_{AF} - U_{be}/U_{AR}), \quad Q_2 = I_{be}/I_{KF} + I_{bc}/I_{KR}, \quad (5.9)$$

U_{AF} – напруга Ерлі в нормальному режимі; U_{AR} – напруга Ерлі в інверсному режимі; I_{KF} – точка початку спаду залежності коефіцієнта підсилення струму в схемі з загальним емітером (β_F) від струму колектора в нормальному режимі; I_{KR} – точка початку спаду залежності коефіцієнта підсилення струму в схемі з загальним емітером (β_R) від струму емітера в інверсному режимі; NK – коефіцієнт, що обумовлює множник Q_b , і рівний 0,5.

Об’ємний опір бази описується виразом [138]

$$R_b = \begin{cases} R_{bm} + (R_{bx} - R_{bm})/Q_b & I_{Rb} = \infty, \\ R_{bm} + 3(R_{bx} - R_{bm}) \frac{\operatorname{tg} x - x}{x \cdot \operatorname{tg}^2 x} & I_{Rb} > 0, \end{cases} \quad (5.10)$$

де

$$x = \frac{\sqrt{1 + 14,59025 I_b / I_{Rb}} - 1}{2,4317 \sqrt{I_b / I_{Rb}}}, \quad (5.11)$$

R_{bx} – максимальний об’ємний опір бази при нульовому зміщенні; R_{bm} – максимальний опір бази при великих струмах; I_{Rb} – струм бази, з яким опір бази зменшується на 50%.

Струми I_{gd} і I_{gs} визначаються згідно з законами р-п переходу [136]

$$I_{gd} = I_S (\exp(V_{gd}/V_T) - 1), \quad I_{gs} = I_S (\exp(V_{gs}/V_T) - 1). \quad (5.12)$$

Значення струму стік–витік ПТ з бар’єром Шоттки описується формулою [139]

$$I_D = \begin{cases} 0 & (V_{gs} - V_{T0}) < 0, \\ \frac{\beta(1 + \lambda V_{ds}) \cdot (V_{gs} - V_{T0})^2 K_t}{1 + B(V_{gs} - V_{T0})} & (V_{gs} - V_{T0}) \geq 0, \end{cases} \quad (5.13)$$

де

$$K_t = \begin{cases} 1 - \left(1 - \frac{V_{ds} \cdot \alpha}{3}\right)^3 & 0 < V_{ds} < 3/\alpha, \\ 1 & V_{ds} \geq 3/\alpha, \end{cases} \quad (5.14)$$

β – коефіцієнт пропорційності; λ – коефіцієнт модуляції довжини каналу; α – константа, яка визначає струм I_D ; V_{T0} – порогова напруга.

Проведені в роботі [135] теоретичні і експериментальні дослідження показали, що активна складова приймає від’ємне значення, а реактивна – ємнісний характер. Підключення зовнішньої індуктивності до клем колектор–затвор структури при від’ємних значеннях активної складової, коли компенсуються втрати енергії у коливальному контурі, дозволяє створити мікроелектронний НВЧ ГЕК. Під час дії світла на фоторезистор R_2 здійснюється зміна активної та реактивної складової повного опору, а це в свою чергу, змінює частоту генерації.

На рис. 5.11,а подано теоретичну і експериментальну залежності активної складової від потужності оптичного випромінювання при різних значеннях напруги живлення структури [135]. Як показує аналіз наведених графіків, існує збільшення ВО зі зростанням потужності оптичного випромінювання, причому напруга живлення визначає початкове значення ВО. Як видно з графіка, при 3,5 В напруги живлення при зміні потужності оптичного випромінювання від 0 мкВт/см² до 80 мкВт/см² активна складова повного опору змінюється на 12 Ом, а при 4,5 В – змінюється на 25 Ом [135].

На рис. 5.11б подано експериментальну і теоретично розраховану залежності реактивної складової повного опору транзисторної структури від потужності оптичного випромінювання. З графіка видно, що реактивна складова має ємнісний характер і її значення за модулем зменшується зі зростанням потужності випромінювання [135].

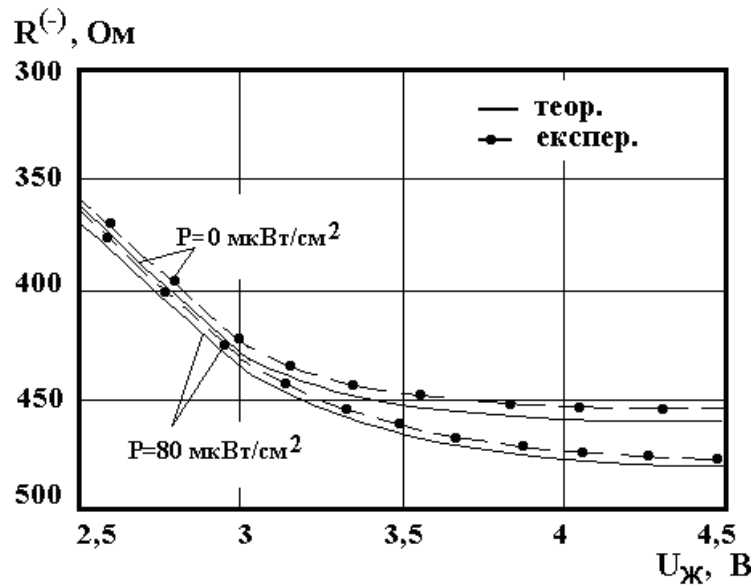
Дослідження НВЧ параметрів активного елемента генератора можна проводити одним із відомих методів, зокрема, наведеному у [140].

Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від потужності падаючого випромінювання. Це можливо зробити на основі еквівалентної схеми (див. рис. 5.10) у відповідності з методом рівноваги Ляпунова [141]. Авторами отримано у [135] аналітичний вираз функції перетворення

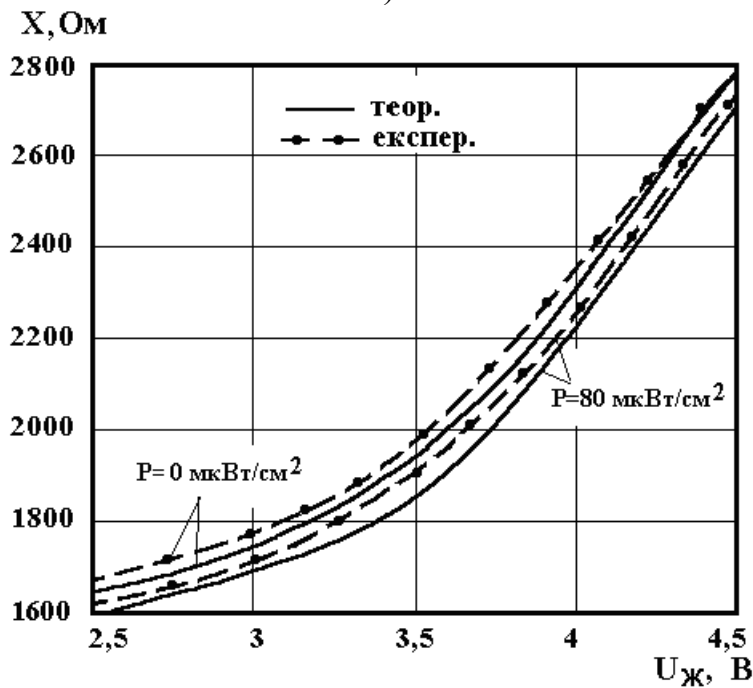
$$F_0 = \frac{\sqrt{2} \sqrt{\frac{R_f^2(P)C_f^2 + C_{GD}R_f^2(P)C_f - LC_{GD} - D}{LC_{GD}R_f^2(P)C_f^2}}}{4\pi}, \quad (5.15)$$

де

$$D = \sqrt{(R_f^2(P)C_f^2 + C_{GD}R_f^2(P)C_f - LC_{GD})^2 + 4LC_{GD}R_f^2(P)C_f^2}. \quad (5.16)$$



а)



б)

Рис. 5.11. Теоретична і експериментальна залежності активної (а) і реактивної (б) складових повного опору від потужності оптичного випромінювання

На рис. 5.12 подано теоретичні і експериментальні залежності функції перетворення транзисторної структури на основі БТ і ПТШ, фоточутливим елементом якої є фоторезистор. Як видно з графіка, розбіжність між теоретичними і експериментальними кривими є задовільною, що дає змогу вважати правильними теоретичні розрахунки. Адекватність розробленої математичної моделі визначено у вигляді відносної похибки, яка складає не більше $\pm 5\%$ [135].

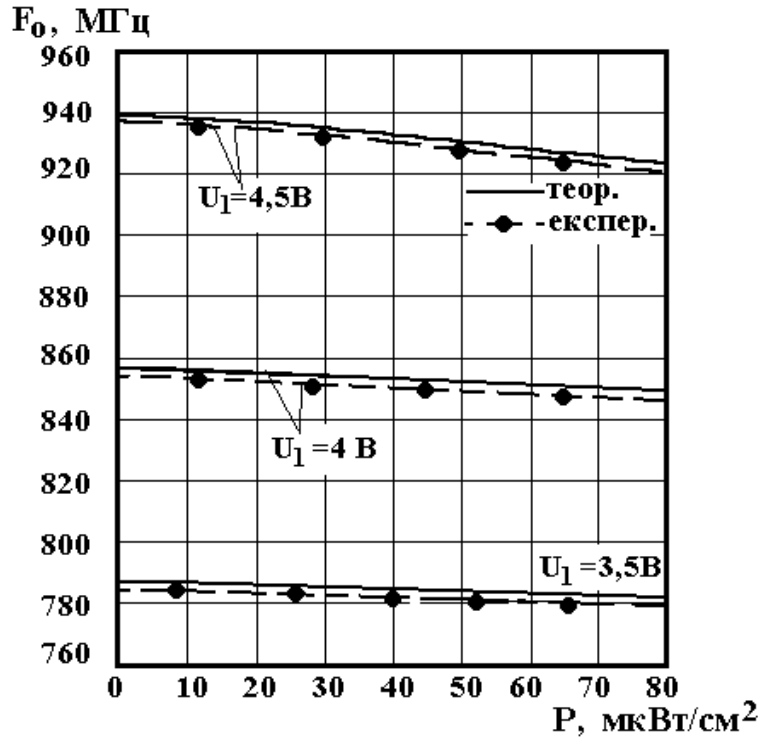


Рис. 5.12. Теоретична і експериментальна залежності частоти генерації від потужності оптичного випромінювання

Рівняння чутливості визначається на основі виразу (5.15)

$$\begin{aligned}
 S_p = & -0.7957 \left(\left(2R_f(P)C_f^2 \left(\frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) + 2C_f R_f(P)C_{GD} \left(\frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) \right) - \right. \\
 & - \frac{1}{2} \left(2A_1 \left(2R_f(P)C_f^2 \left(\frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) + 2C_f R_f(P)C_{GD} \left(\frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) \right) \right) + \\
 & + 8LC_{GD}R_f(P)C_f^2 \left(\frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) \Big/ \sqrt{D} \Big/ (LC_{GD}R_f^2(P)C_f^2) - \\
 & - 2 \left(R_f^2(P)C_f^2 + C_{GD}R_f^2(P)C_f - LC_{GD}\sqrt{D} \right) \cdot \\
 & \cdot \left(\frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) \Big/ (LC_{GD}R_f^3(P)C_f^2) \Big/ \sqrt{\frac{A_1 - \sqrt{D}}{LC_{GD}R_f^2(P)C_f^2}},
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

де

$$A_1 = R_f^2(P)C_f^2 + R_f^2(P)C_{GD}C_f - LC_{GD}; \tag{5.18}$$

R_f – опір фоторезистора; C_f – ємність фоторезистора; C_{GD} – ємність затвор–стік транзистора VT2.

Експериментально встановлено, що зі зростанням потужності світлового випромінювання від 0 мкВт/см² до 80 мкВт/см² частота генерації зменшується від 940,1 МГц до 921,7 МГц. Дослідження показали, що вибором режиму живлення по постійній напрузі, можна отримати лінійну залежність частоти генерації від потужності падаючого світла [135]. Розроблений оптично керований НВЧ генератор можна використовувати у складі вимірювального обладнання для вимірювання фізичних величин, як це зроблено в роботах [142, 143].

Зміна чутливості мікроелектронного оптично керованого НВЧ ГЕК здійснюється в межах (209..228) кГц/мкВт/см² (див. рис. 5.13) [46].

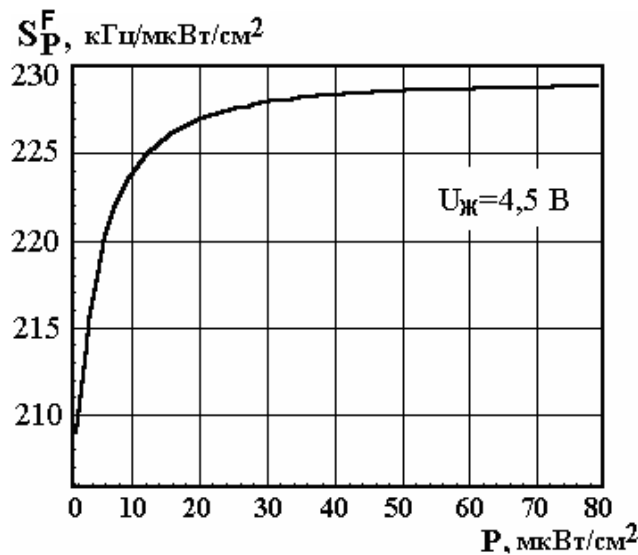


Рис. 5.13. Залежність чутливості мікроелектронного НВЧ генераторного перетворювача від потужності оптичного випромінювання

5.3. Розробка та дослідження потужного НВЧ ГЕК на основі СІТ-транзисторної структури

Транзистори зі статичною індукцією широко використовуються в мікроелектроніці завдяки своїм перевагам: мають хороші електричні характеристики, підвищену надійність [102]. Розроблено багато моделей, які з достатньою точністю описують статичні характеристики цих приладів. Однак недостатньо вивчені фізичні механізми, що протікають в транзисторній структурі з ВО на основі СІТ, відсутній аналітичний опис залежності активної та реактивної складової повного опору

транзисторної структури від режимів роботи та впливу зовнішніх факторів. Ці питання є актуальними для розробки потужних напівпровідникових НВЧ ГЕК на СІТ-транзисторних структурах.

В основі роботи пристрою лежить механізм автогенерації електричних коливань на ТСВО [144]. Така структура складається з двох транзисторів зі статичною індукцією, електрична схема якої зображена на рис. 5.14. Причому стік (колектор) першого транзистора з'єднаний з затвором другого транзистора, і витоки обох транзисторів (емітер VT1 та виток VT2) з'єднані між собою. В роботі [144] проведено теоретичні та експериментальні дослідження потужного НВЧ ГЕК на основі СІТ і БСІТ. Сімейство статичних ВАХ транзисторної структури НВЧ ГЕК має спадні ділянки, на яких активний елемент генератора має від'ємний диференційний опір, який компенсує втрати енергії в коливальній контурі генератора, що утворений зовнішньою індуктивністю та реактивною складовою повного опору транзисторної структури емнісного характеру [144].

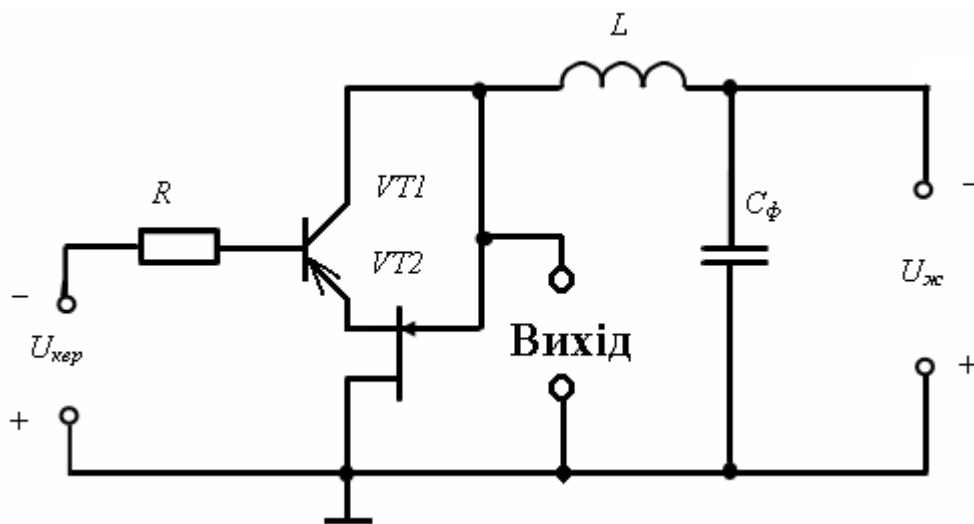


Рис. 5.14. Електрична схема потужного НВЧ ГЕК на основі СІТ-транзисторної структури

Математичне моделювання статичних характеристик активного елемента НВЧ генератора доцільно провести на основі нелінійних рівнянь, що описують фізичні процеси в СІТ-транзисторній структурі [144]. Для визначення аналітичної залежності статичних характеристик $I_{жс} = f(U_{жс})$ СІТ-транзисторної структури використовуємо співвідношення, яке описує струм стоку транзистора зі статичною індукцією [111]

$$I_{C1} = S_1 \cdot (U_{31B1} - U_{ПОР} + b \cdot U_{C1B1}), \quad (5.19)$$

де S_1 – крутизна прохідної характеристики; U_{31B1} – напруга затвор-
витік (база-емітер) БСІТ; $U_{ПОР}$ – порогова напруга (напруга відсічки)
СІТ, коефіцієнт $b=a(S)_1$, $a<0$.

З рівняння (5.19) визначаємо

$$U_{31B1} = \frac{I_{C1}}{S_1} + U_{ПОР} - b \cdot U_{C1B1}. \quad (5.20)$$

Величина струму $I_{КЕР}$ на основі співвідношення (5.20) визначається

$$I_{КЕР} = \frac{I_{C1}}{S_1 \cdot R_{31B1}} + \frac{U_{ПОР}}{R_{31B1}} - \frac{b \cdot U_{C1B1}}{R_{31B1}}. \quad (5.21)$$

З іншого боку, значення струму

$$I_{КЕР} = \frac{U_1}{R_{31B1} + R_{C2B2}}. \quad (5.22)$$

Виходячи з рівнянь (5.21) і (5.22), знайдемо значення I_{C1} , як функ-
цію напруги $U_{КЕР}$

$$I_{C1} = \frac{U_1 \cdot S_1 \cdot R_{31B1}}{R_{31B1} + R_{C2B2}} - U_{ПОР} \cdot S_1 + b \cdot S_1 \cdot U_{C1B1}. \quad (5.23)$$

Згідно з першим законом Кірхгофа для електричної схеми на рис.
5.16 виконується рівність

$$I_{КЕР} + I_{Ж} = I_{C2}. \quad (5.24)$$

Значення струму стоку СІТ I_{C2} при малих струмах стоку описується
рівнянням (5.19) [111]

$$I_{C2} = I_0 \exp \left[-\frac{e\eta}{kT} \cdot \left(U_{3B2} - \frac{U_{CB2}}{\mu^*} \right) \right], \quad (5.25)$$

де I_0 – початковий струм стоку (колектора), величина якого залежить
від геометричних розмірів приладу і концентрації домішок; T – темпе-
ратура оточуючого середовища; k – стала Больцмана; e – величина
заряду електрона; η – коефіцієнт, який залежить від особливостей при-
ладу і який збільшується при зменшенні ширини каналу і зниженні в

ньому концентрації носіїв; $\mu^* = \left. \frac{\partial U_{CB}}{\partial U_{3B}} \right|_{I_C=const}$ – внутрішній коефіцієнт

підсилення транзистора.

Значення струму живлення з рівняння (5.24)

$$I_{\mathcal{E}} = I_{\tilde{N}2} - I_{\hat{\mathcal{E}}\hat{\mathcal{A}}\hat{\mathcal{D}}}. \quad (5.26)$$

При підстановці в (5.26) співвідношень (5.21) і (5.25) отримаємо

$$I_{\mathcal{K}} = I_0 \exp \left[-\frac{e\eta}{kT} \cdot \left(U_{3B2} - \frac{U_{CB2}}{\mu^*} \right) \right] - \frac{U_1 S_1 R_{31B1}}{R_{31B1} + R_{C2B2}} - U_{\text{ПОП}1} S_1 + b S_1 U_{C1B1}. \quad (5.27)$$

Рівняння (5.27) при підстановці (5.23) матиме вигляд

$$I_{\mathcal{K}} = I_0 \exp \left[-\frac{e\eta}{kT} \cdot \left(U_{3B2} - \frac{U_{CB2}}{\mu^*} \right) \right] - \frac{U_{\mathcal{K}}}{R_{31B1} + R_{C2B2}}. \quad (5.28)$$

На основі прийнятих позначень (рис. 5.16) можна записати

$$U_{\hat{\mathcal{E}}\hat{\mathcal{A}}\hat{\mathcal{D}}} = U_{\mathcal{C}\hat{\mathcal{A}}1} + U_{\tilde{N}2\hat{\mathcal{A}}2}; \quad (5.29)$$

$$U_{\mathcal{K}} = U_{\text{КЕР}} + U_{31\mathcal{C}1}. \quad (5.30)$$

Виходячи із (5.29) та (5.30), знаходимо

$$U_{\tilde{N}2\hat{\mathcal{A}}2} = U_2 - U_{\tilde{N}1\hat{\mathcal{A}}1}; \quad (5.31)$$

$$U_{\text{КЕР}} = U_{\mathcal{K}} - U_{31\mathcal{C}1}. \quad (5.32)$$

Перетворимо (5.28) із врахуванням (5.31) і (5.32), тоді

$$I_{\mathcal{K}} = I_0 \exp \left[-\frac{e\eta}{kT} \cdot \left(U_{\mathcal{K}} - \frac{U_{CB2} \cdot (\mu^* + 1)}{\mu^*} \right) \right] - \frac{(U_{\mathcal{K}} - U_{31\mathcal{C}1})}{R_{31B1} + R_{C2B2}}. \quad (5.33)$$

Рівняння (5.33) дозволяє визначити величину від'ємної диференційної провідності при малих струмах стоку транзистора зі статичною індукцією

$$G^{(-)} = \frac{d^2_{\mathcal{E}}}{dU_{\mathcal{E}}} = -I_0 \cdot \frac{e\eta}{kT} \cdot \left(1 - \frac{(\mu^* + 1)}{\mu^*}\right) \times \exp\left[-\frac{e\eta}{kT} \cdot \left(U_{\mathcal{E}} - \frac{U_{\tilde{N}\tilde{A}2} \cdot (\mu^* + 1)}{\mu^*}\right)\right] - \frac{1}{R_{\mathcal{C}1\tilde{A}1} + R_{\tilde{N}2\tilde{A}2}}, \quad (5.34)$$

з врахуванням, що $U_{CB2} = U_{\mathcal{J}} - U_{CB1}$.

Аналіз (5.33) показує, що від'ємний диференціальний опір реалізується в досліджуваній структурі за умови $\frac{(\mu^* + 1)}{\mu} < 1$.

При великих струмах стоку потенціальний бар'єр знижується і вихідні ВАХ СІТ наближаються до лінійної залежності внаслідок впливу від'ємного зворотного зв'язку через опір витoku r_B

$$I_{C2} = \frac{1}{r_{B2}} \cdot \left(U_{3B2} - \frac{U_{CB2}}{\mu^*}\right) = \frac{1}{r_B} \cdot \left(U_{\mathcal{J}} - \frac{U_{CB2} \cdot (\mu^* + 1)}{\mu^*}\right). \quad (5.35)$$

Враховуючи (5.35), рівняння (5.33) матиме вигляд

$$I_{\mathcal{J}} = \frac{1}{r_{B2}} \cdot \left(U_{\mathcal{J}} - \frac{U_{CB2} \cdot (\mu^* + 1)}{\mu^*}\right) - \frac{(U_{\mathcal{J}} - U_{31C1})}{R_{31B1} + R_{C2B2}}. \quad (5.36)$$

Від'ємну диференційну провідність транзисторної структури в режимі великих струмів стоку визначимо з рівняння (5.36)

$$G^{(-)} = \frac{dI_{\mathcal{J}}}{dU_{\mathcal{J}}} = \left\{ \frac{1}{r_{B2}} \cdot \left(1 - \frac{(\mu^* + 1)}{\mu^*}\right) - \frac{1}{R_{31B1} + R_{C2B2}} \right\}^{-1}. \quad (5.37)$$

Зі співвідношення (5.37) видно, що від'ємна диференційна провідність транзисторної структури буде реалізована за умови

$$\left| (R_{31B1} + R_{C2B2}) \right|^{-1} > \left| \frac{1}{r_B} \left(1 - \frac{(\mu^* + 1)}{\mu^*}\right) \right|. \quad (5.38)$$

На рис. 5.15 показано графіки теоретичних і експериментальних ВАХ активного елемента генератора на основі двох транзисторів зі статичною індукцією. Після проходження максимуму струму на спадній ділянці ВАХ відбувається генерація гармонічних коливань. Ре-

зультати порівнянь теоретичної і експериментальної ВАХ показують, що дана ця забезпечує похибку не більшу 5%.

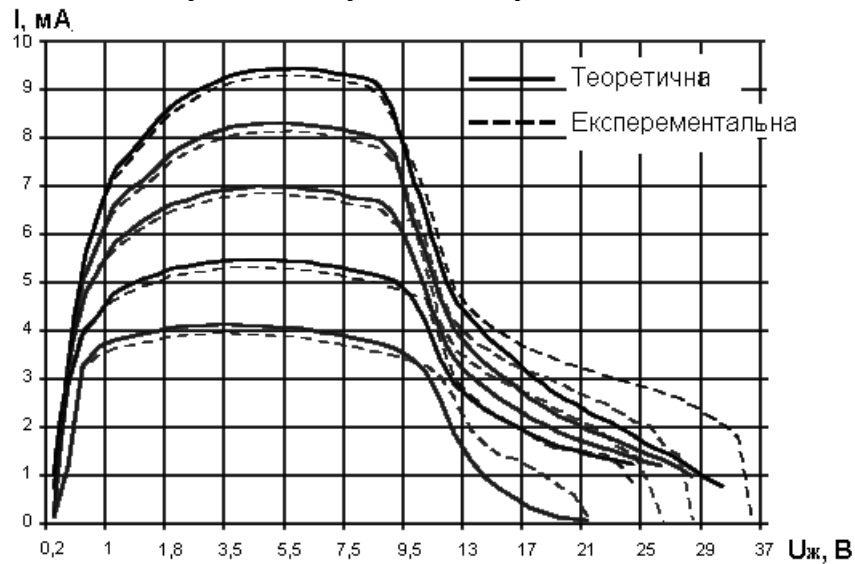


Рис. 5.15. Експериментально отримані і теоретично розраховані сімейства статичних ВАХ активного елемента потужного НВЧ ГЕК на основі БСІТ і СІТ

При певних величинах параметрів схеми в області напруг живлення, що відповідають ділянці з від'ємним опором, можуть існувати м'який та жорсткий режими збудження коливань. В жорсткому режимі збудження може спостерігатись зрив генерації під впливом великих флуктуацій або завад, тому робота автогенератора в такому режимі небажана [20, 76].

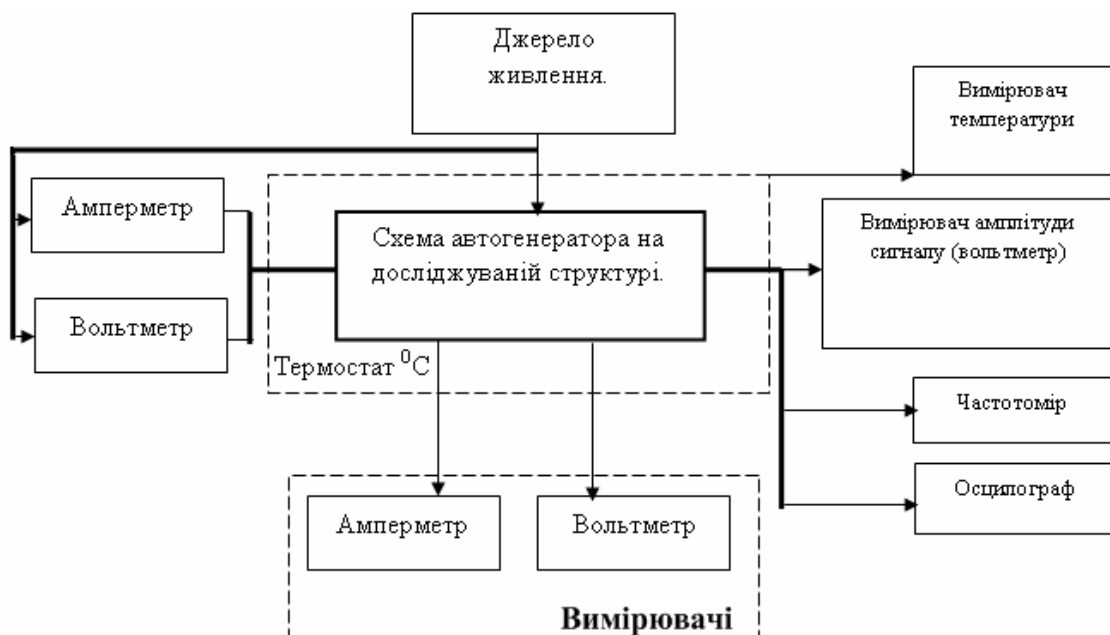


Рис. 5.16. Структурна схема вимірювального обладнання дослідження потужного НВЧ ГЕК на основі СІТ-транзисторної структури

Для проведення експериментальних досліджень був створений експериментальний макет потужного НВЧ ГЕК на основі СІТ-транзисторної структури у вигляді гібридної ІМС. Структурна схема вимірювального обладнання показана на рис. 5.16. Обробка результатів вимірювання проводилася відповідно з [145], що призвело до зменшення систематичних та випадкових похибок.

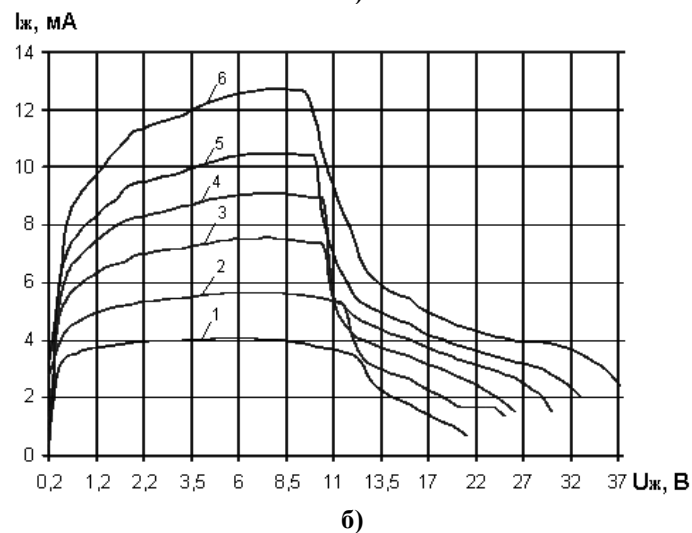
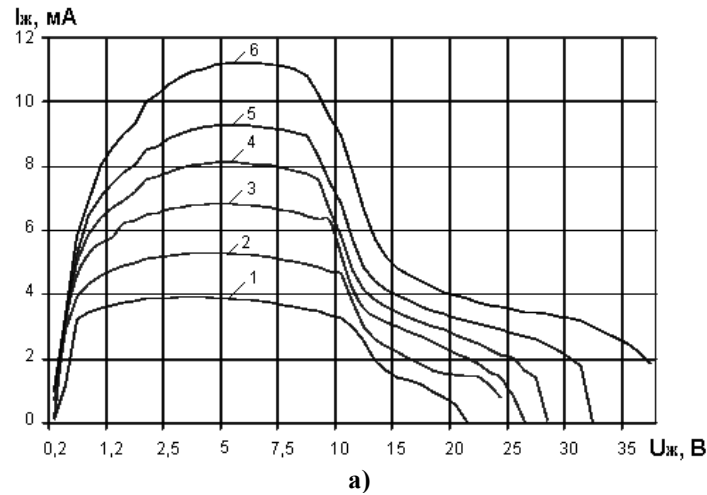
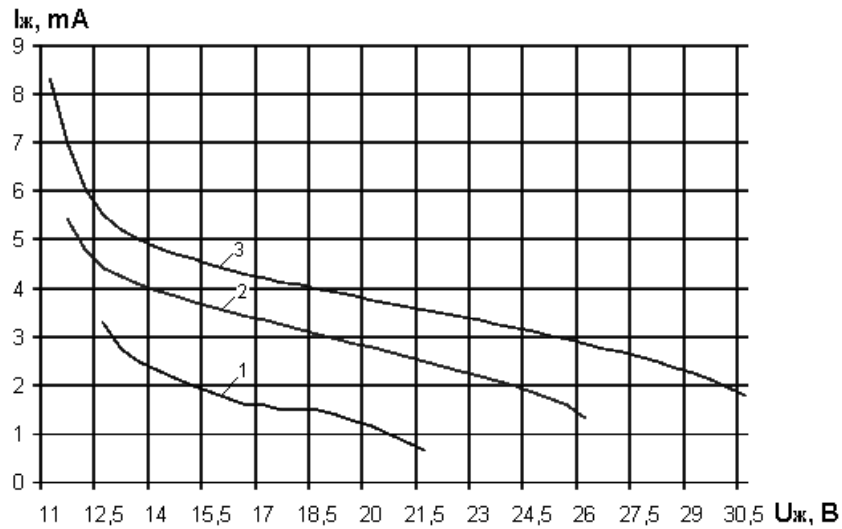


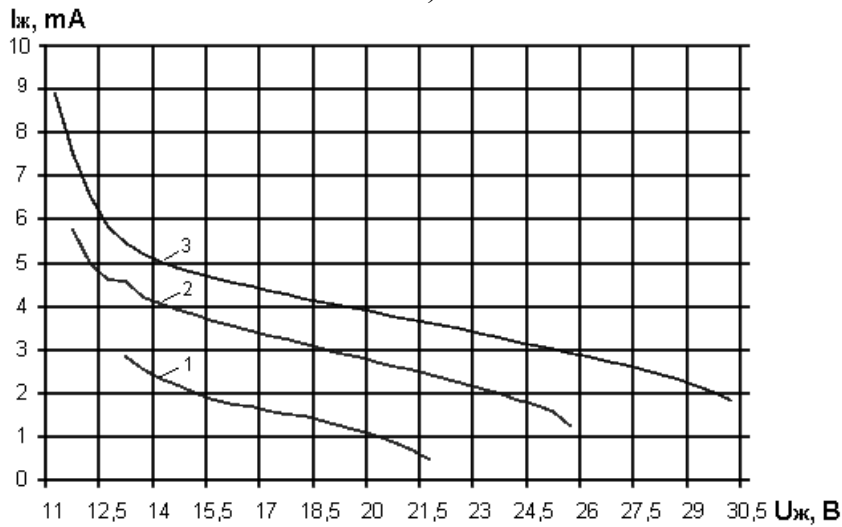
Рис. 5.17. Сімейство статичних ВАХ транзисторної структури потужного НВЧ ГЕК на BCIT і СІТ*1 (а) і BCIT і СІТ*2 (б) при $T=20^{\circ}\text{C}$ та при 1) $U_k=2\text{В}$; 2) $U_k=3\text{В}$; 3) $U_k=4\text{В}$; 4) $U_k=5\text{В}$; 5) $U_k=6\text{В}$; 6) $U_k=8\text{В}$

Як СІТ використані серійні транзистори BCIT – УКТ 3101А, а також транзистори СІТ*1,2, які були розроблені Бондарчуком Л.М. у НДІ “Гелій” (м. Вінниця). Гранична частота цих транзисторів 1,5...1,8 ГГц. На рис. 5.18 представлено структурну схему вимірювального обладнання. На рис. 5.19, 5.20 наведені графіки сімейства ВАХ СІТ-транзисторних структур при $T=20^{\circ}\text{C}$ для двох випадків 1) VT1 –

БСІТ УКТ 3101А і VT2 – СІТ*1, 2) VT1 – БСІТ УКТ 3101А і VT2 – СІТ*2.



а)



б)

Рис. 5.18. Графіки спадної ділянки статичних ВАХ транзисторної структури потужного НВЧ ГЕК на основі БСІТ і СІТ*2: 1) $U_k=2\text{В}$; 2) $U_k=4\text{В}$; 3) $U_k=6\text{В}$ та при $T=40^\circ\text{C}$ (а) і $T=60^\circ\text{C}$ (б)

З рис. 5.17а і рис. 5.17б можна зробити висновок, що генератор на основі VT1 – БСІТ УКТ 3101А і VT2 – СІТ*2 буде мати покращені технічні характеристики. Також були проведені дослідження температурних режимів роботи генератора НВЧ електричних коливань, результати яких наведені у вигляді графічних залежностей на рис. 5.18–рис. 5.24.

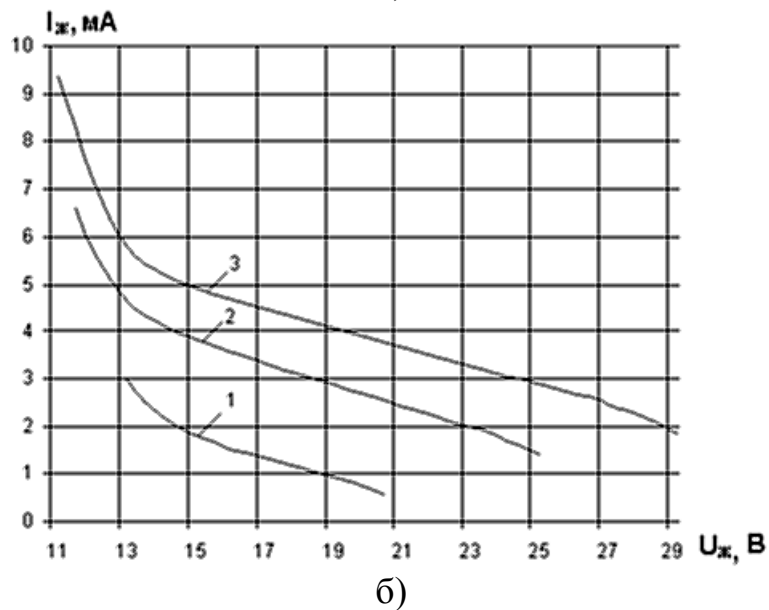
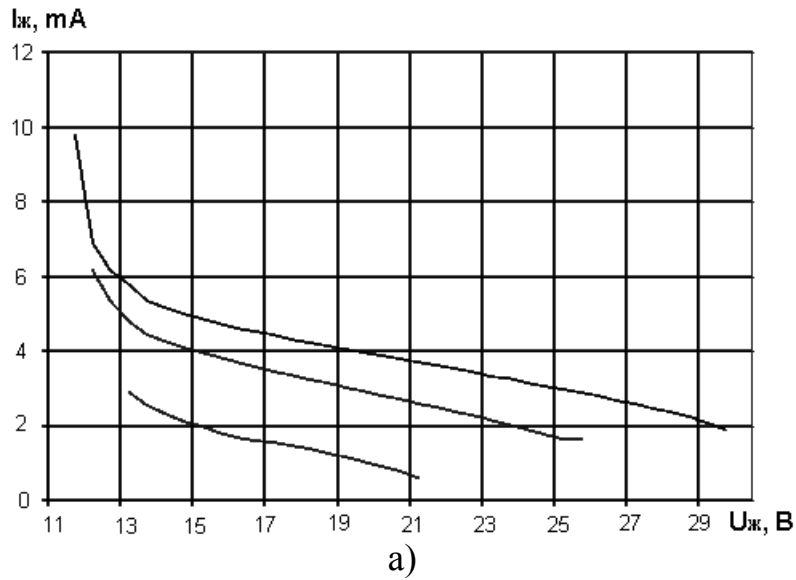


Рис. 5.19. Графіки спадних ділянок статичних ВАХ транзисторної структури потужного НВЧ ГЕК на основі БСІТ і СІТ*2: 1) $U_k=2\text{В}$; 2) $U_k=4\text{В}$; 3) $U_k=6\text{В}$ та при $T=80^\circ\text{C}$ (а) і $T=100^\circ\text{C}$ (б)

На рис. 5.19–5.23 представлено графічні залежності спадних ділянок ВАХ при різних температурах навколишнього середовища. На рис. 5.24 наведено графічні залежності частоти генерації від температури навколишнього середовища. На рис. 5.25 показано залежності зміни еквівалентної ємності СІТ-транзисторної структури від напруг живлення, аналітичні співвідношення для розрахунку енергетичних характеристик останньої запропоновані в роботі [146].

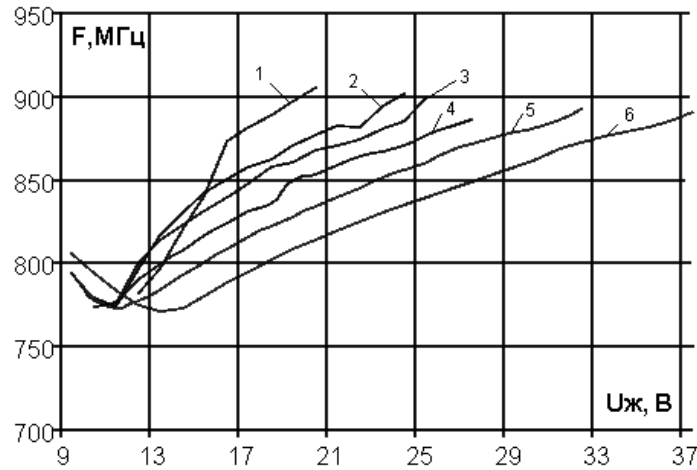
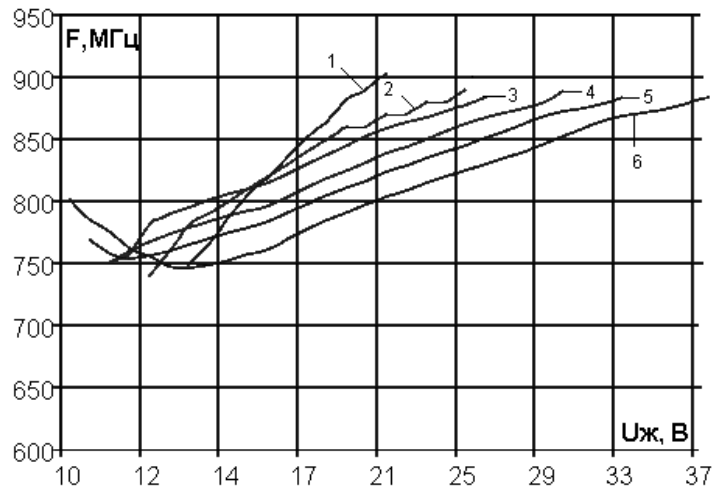
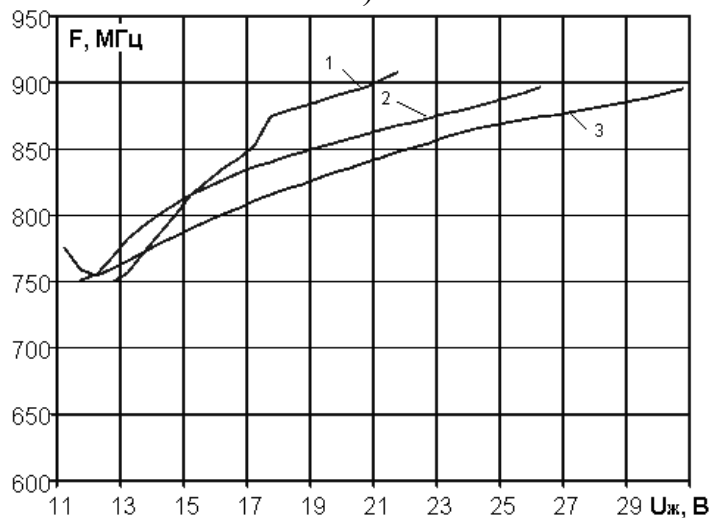


Рис. 5.20. Залежність частоти генерації від напруги живлення при $T=20^{\circ}\text{C}$ ГЕК на UKT3101A і CIT*1 та UKT3101A при: 1) $U_k=2\text{В}$; 2) $U_k=3\text{В}$; 3) $U_k=4\text{В}$; 4) $U_k=5\text{В}$; 5) $U_k=6\text{В}$; 6) $U_k=8\text{В}$

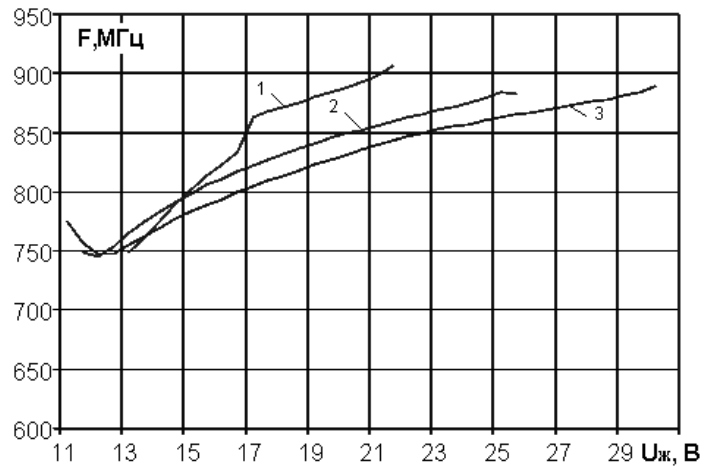


а)

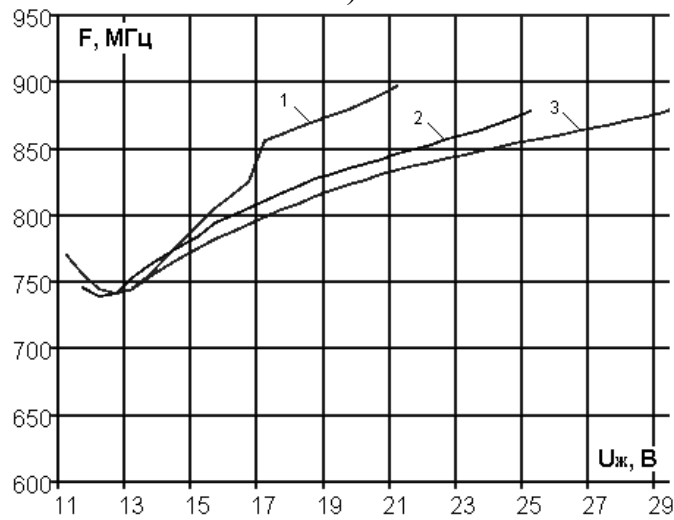


б)

Рис. 5.21. Залежність частоти генерації від напруги живлення ГЕК на UKT3101A і CIT*2 (б) при: 1) $U_k=2\text{В}$; 2) $U_k=3\text{В}$; 3) $U_k=4\text{В}$; 4) $U_k=5\text{В}$; 5) $U_k=6\text{В}$; 6) $U_k=8\text{В}$ при $T=20^{\circ}\text{C}$ (а) і $T=40^{\circ}\text{C}$ (б)



а)



б)

Рис.5.22. Залежність частоти генерації від напруги живлення ГЕК на УКТ3101А і СІТ*2 від $U_{ж}$ при 1) $U_{к}=2В$, 2) $U_{к}=4В$, 3) $U_{к}=6В$ при $T=60^{\circ}C$ (а) і $T=80^{\circ}C$ (а)

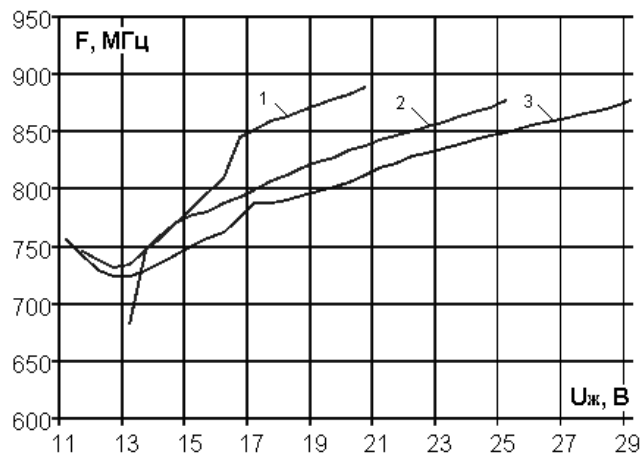


Рис. 5.23. Залежність частоти генерації від напруги живлення ГЕК на УКТ3101А і СІТ*2 від $U_{ж}$ при: 1) $U_{к}=2В$; 2) $U_{к}=4В$; 3) $U_{к}=6В$ при $T=100^{\circ}C$

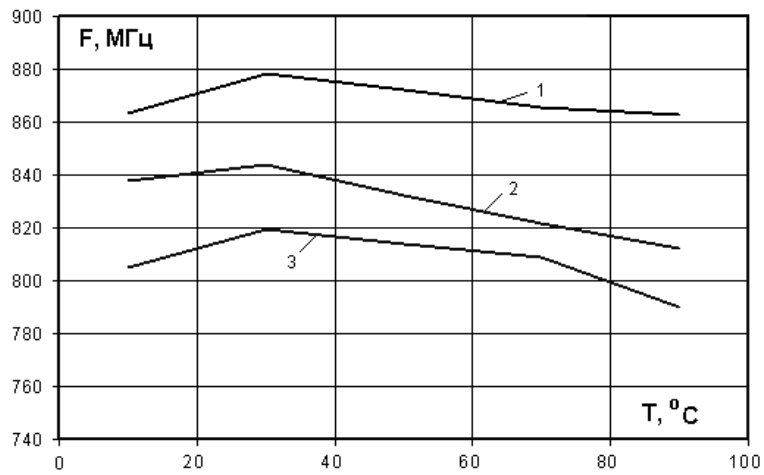
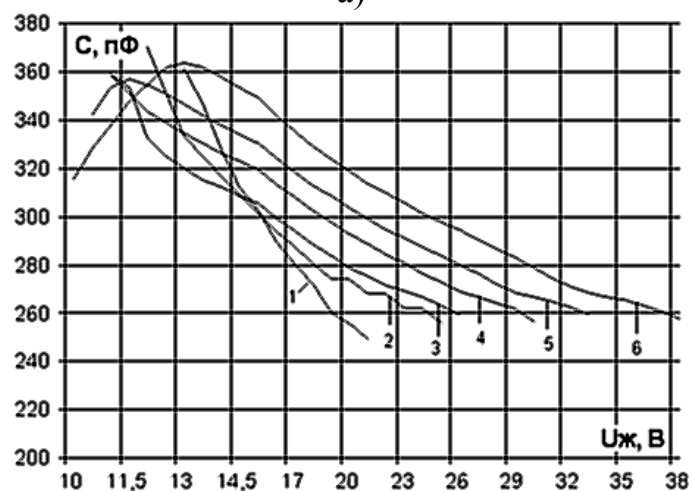


Рис. 5.24. Графік залежності частоти генерації від температури навколишнього середовища при 1) $U_k=2V$; 2) $U_k=4V$; 3) $U_k=6V$



а)



б)

Рис. 5.25. Графіки залежності еквівалентної ємності СІТ-транзисторної структури на основі UKT3101A і СІТ*1 (а) і UKT3101A і СІТ*2 (б) від напруги живлення при: 1) $U_k=2V$; 2) $U_k=3V$; 3) $U_k=4V$; 4) $U_k=5V$; 5) $U_k=6V$; 6) $U_k=8V$

6. РЕКОМЕНДАЦІЇ З ПРОЕКТУВАННЯ ГЕК НА ОСНОВІ ТСВО З ЕЛЕКТРИЧНОЮ І ОПТИЧНОЮ ПЕРЕБУДОВОЮ ЧАСТОТИ ГЕНЕРАЦІЇ

Під час проектування нових генераторних приладів висуваються все більш зростаючі вимоги до їх діапазону, точності, чутливості, швидкодії, споживання, надійності тощо. Тому для дотримання цих вимог розробнику пристроїв генерації необхідно оцінити їх досконалість і ефективність узагальненими показниками, порівняти їх з подібними показниками раніш розроблених приладів, дати рекомендації з їх проектування. В цьому розділі розглядаються розроблені рекомендації з проектування діапазонних ГЕК з електричною і оптичною перебудовою частоти генерації на основі аналізу функцій перетворення і рівняння чутливості, що визначають основні параметри генераторів, з оцінки технічного рівня розроблених пристроїв.

6.1. Вибір критеріїв оцінювання технічного рівня розроблених генераторів електричних коливань

Для оцінювання якості і порівняння різноманітних генераторів електричних коливань необхідно скористатись поняттям ефективності, під яким розуміють пристосованість пристрою до виконання поставленої задачі. При проведенні такого аналізу необхідно мати критерій за яким визначається ефективність і якість.

Окремі критерії ефективності і якості характеризують окремі сторони функціонування широкодіапазонних ГЕК на основі ТСВО. Пристрій оптимальний за одним із окремих критеріїв може бути не оптимальним за іншим. Тому при проектуванні і оптимізації широкодіапазонних ГЕК на основі ТСВО і вимірювальних перетворювачів на їх основі прагнуть не до екстремуму будь-якої окремої характеристики, а до загальної оптимальності пристрою, мірилами якої є узагальнені критерії ефективності. Основою для формування узагальнених критеріїв є окремі критерії. Їх можна підрозділити на три групи: метрологічні, інформаційні і економічні.

Окремі метрологічні критерії збігаються з основними нормованими метрологічними характеристиками засобів вимірювання, які визначаються державними стандартами, і дозволяють оцінити окремі властивості засобів вимірювання, які впливають на результати і похибки вимірювань [147]:

1. Номінальна статична характеристика перетворення вимірювального перетворювача, яка визначає його чутливість.

2. Систематична складова похибки вимірювання, яка нормується комплексом характеристик:

- а) межею допустимої систематичної складової похибки засобів вимірювання цього типу;
- б) математичним очікуванням систематичної складової похибки засобів вимірювання цього типу;
- в) середнім квадратичним відхиленням систематичної складової похибки засобів вимірювання цього типу.

3. Випадкова складова похибки вимірювання, яка нормується комплексом своїх характеристик:

- а) межею допустимого середнього квадратичного відхилення випадкової складової похибки засобів вимірювання цього типу;
- б) автокореляційною функцією або спектральною густиною потужності випадкової складової похибки;
- в) похибка засобів вимірювання, яка нормується межею допустимого значення засобів вимірювання цього типу.

4. Варіація вихідного сигналу вимірювального генератору електричних коливань, яка нормується найбільшим допустимим його значенням для даного типу засобів вимірювання.

5. Вхідний і вихідний опір засобів вимірювання.

6. Динамічні характеристики засобів вимірювання:

- а) функція динамічного перетворення, яка встановлює зв'язок між вхідним і вихідним сигналами (передатна характеристика, імпульсна перехідна функція, перехідна характеристика тощо), яка нормується видом функціональної залежності, номінальними значеннями і найбільш допустимими відхиленнями коефіцієнтів цієї залежності;
- б) номінальні амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики, які нормуються функціями і найбільш допустимими відхиленнями від номінальної характеристики;
- в) час установлення показників, який визначає швидкодію засобів вимірювання.

7. Функції впливу, які нормуються окремо для кожної впливової величини номінальною функцією і межею допустимих відхилень від неї;

8. Найбільш допустимі зміни метрологічних характеристик засобів вимірювання, які встановлюються окремо для кожної впливової величини та неінформативного параметра вихідного сигналу.

Окрім характеристик згідно з стандартами, важливими з теоретичної точки зору є такі показники:

- поріг чутливості, який характеризує мінімальний рівень сигнала

- роздільна здатність, яка визначає допустимі для вимірювання мінімальні зміни контрольованих параметрів.

Окрему групу метрологічних критеріїв складають енергетичні характеристики, наприклад, енергія, яка споживається від об'єкта вимірювання. Енергетична ефективність (потужність короткого замикання для вимірювальних пристроїв з генераторними первинними перетворювачами) [147].

Поділ на метрологічні та інформаційні критерії має умовний характер. Так, деякі метрологічні критерії (наприклад, характеристика систематичної та випадкової складових похибки) визначаються з урахуванням їх імовірного характеру, що є основою для визначення інформаційних характеристик. Якщо розглянути процес вимірювання як інформаційний, а кількість інформації, яку отримують під час вимірювання, як міру зменшення невизначеності знань про об'єкт вимірювання, то приходимо до ряду важливих інформаційних характеристик засобів вимірювання, які можуть бути використані в якості окремих інформаційних критеріїв ефективності і якості [147–149].

Під час оцінювання засобів вимірювання потрібно також розглядати питання економічної ефективності. Економічна ефективність визначає ступінь сукупності: ефектом від функціонування засобів вимірювання за певний час, витратами на її розробку, виготовлення і експлуатацію [147–149]. При визначенні економічної ефективності засобів вимірювання як основні критерії використовуються наведені витрати і строки окупності капітальних витрат. Наведені витрати визначаються, як сума собівартості і нормативного прибутку [147–149]

$$Z = Z_C + E_H Z_K,$$

де Z – зведені витрати на одиницю продукції об'єкта, у якому використовуються засоби вимірювання; Z_C – собівартість одиниці продукції, Z_K – питомі капітальні вкладення у виробничі фонди; E_H – нормативний коефіцієнт капітальних вкладень, який є однаковим для всіх галузей виробництва.

Синтез первинних частотних перетворювачів необхідно починати з вибору критерію оцінки ефективності. При цьому необхідно вибрати такий критерій, який би дозволив синтезувати оптимальні пристрої з врахуванням найбільш важливих показників ефективності [147, 148]. До цих показників в першу чергу слід віднести:

- показники технічних характеристик;
- показники надійності та довговічності;

- показники конструктивної досконалості;
- показники складності пристрою;
- показники технологічності.

Окрім цих вимог, критерій повинен мати певну конструктивність, яка дозволяє визначити його числові значення, що допомагає оцінити ефективність не тільки процесу або приладу самого по собі з точки зору наближення його до потенціальної досконалості, але і порівняти за сукупністю однотипні прилади або процеси [148, 149]. Для отримання кількісних оцінок технічного рівня розроблених пристроїв скористаємося критеріями, які запропоновані в роботах [148, 149]. Розрахунки комплексного показника технічного рівня виконуються за допомогою безрозмірних відносних показників. Нормування показників P_{ij} , тобто розрахунки їх відносних значень q_{ij} , виконуються за допомогою показників базового виробу P_{i0} . В якості базового використовують “ідеальний” виріб, який містить сукупність найвищих досягнень за всіма без винятку аналізованими показниками для досліджуваної групи виробів. Розрахунки нормованих показників виконуються за формулами

$$q_i = \frac{P_i}{P_{i0}}, \quad q_i = \frac{P_{i0}}{P_i}. \quad (6.1)$$

Для однорідних виробів комплексний показник розраховується згідно зі співвідношенням

$$N_j = \sum_{i=1}^n \lg(q_{ij}), \quad (6.2)$$

де n – кількість показників.

Для неоднорідних виробів комплексний показник визначається

$$N_j = \sqrt{\sum_{i=1}^n (1 - q_{ij})^2}. \quad (6.3)$$

Розрахунки нормованих показників виконуються за тією формулою, за якою зростання q_{ij} відповідає зростанню якості виробу. Чим менша абсолютна величина комплексного показника N_j , тим вищий рівень j -го виробу.

6.2. Рекомендації з проектування електрично керованих ГЕК на основі ТСВО

В електрично керованих діапазонних ГЕК на основі ТСВО частотозалежне коло безпосередньо входить в генератор і джерелом вихідного сигналу є сам генератор. До генератора при конструюванні висовуються такі вимоги:

1. Генератор повинен стійко працювати в усьому діапазоні перебудови частотозалежної системи.

2. При постійному значенні вхідної величини вихідна частота повинна бути стабільною, при цьому не відбувається ні повільний дрейф (довгочасова стабільність), ні швидкі флуктуації частоти (короткочасова стабільність).

3. Вплив зовнішніх факторів – температури, напруг живлення тощо – повинен бути мінімальним.

4. Амплітуда і форма вихідної напруги генератора повинні відповідати вимогам наступних вузлів пристроїв в усьому діапазоні перебудов і робочих умов.

5. Схема генератора повинна бути простою і надійною, не критичною до зміни параметрів її елементів.

В електрично керованих діапазонних ГЕК на основі ТСВО в першу чергу повинні бути задоволені вимоги стабільності. Цю вимогу можна задовольнити найкращим шляхом при побудові генератора у вигляді двополюсника, в якому існує від'ємний опір, тому що такі схеми є простими і мають добру стабільність [99, 117, 118, 120–125].

Під час проектування генератора електричних коливань необхідно вибирати напівпровідникові структури з від'ємним опором, що легко реалізуються на основі двох транзисторів з протилежним типом провідності базової області для біполярних транзисторів і каналу для польових.

Ця умова підтверджується ще і тим, що як біполярні, так і польові транзистори виступають при цьому ще і в якості чутливих елементів до дії зовнішніх факторів таких як температура, оптичне випромінювання, тиск і магнітне поле. З другого боку, робоча частота транзисторів визначає робочу частоту генераторів електричних коливань, а як відомо, діапазон робочих частот транзисторів є дуже широким ($10^2 \dots 10^{10}$ Гц), тому це дає можливість широкого вибору і регулювання частотного діапазону роботи перетворювачів.

Враховуючи, що інформація по колу перетворювачів передається потоком енергії, першим і найбільш загальним принципом конструювання вимірювальних перетворювачів є принцип забезпечення найбільш ефективної передачі енергії цими перетворювачами. Цей прин-

цип впливає з теорії електричних кіл і є принципом узгодження вхідних і вихідних опорів перетворювачів. Згідно з теорією енергетичної ефективності генераторних вимірювальних перетворювачів Е. П. Осачого для визначення співвідношень, які характеризують передачу енергії по колу перетворювачів, достатньо проаналізувати таку передачу між двома будь-якими перетворювачами, які ідуть один за одним. Якщо попередній перетворювач (або об'єкт вимірювання) характеризується вихідним внутрішнім опором R_i , на якому в режимі холостого ходу виникає ЕРС E , а наступний за ним перетворювач є навантаженням для попереднього і має вихідний опір R_H , то потужність сигналу, яка виділяється у R_H , має вигляд

$$P_H = I^2 R_H = \frac{E^2}{(R_i + R_H)^2} \cdot R_H = \frac{E^2}{R_i} \cdot \frac{R_i R_H}{(R_i + R_H)^2}. \quad (6.4)$$

У випадку генераторного перетворювача його внутрішній опір R_i не несе інформації і може вважатися сталою величиною. Носієм інформації є $E = f(x)$, де x – вимірювана величина.

Для аналізу енергетичної ефективності генераторів електричних коливальних і генераторних перетворювачів на їх основі основним співвідношенням є вираз (6.4), в якому перший множник E^2 / R_i характеризує параметри самого перетворювача, а другий

$$\chi = \frac{R_i R_H}{(R_i + R_H)^2} \quad (6.5)$$

залежить від узгодження опору навантаження R_H і внутрішнього опору R_i перетворювача. При введенні поняття ступеня узгодження $b = R_H / R_i$ видно, що b не залежить від абсолютних значень R_H і R_i , а є функцією тільки їх відношення. Вираз (8.5) можна представити у вигляді

$$\chi = \frac{R_i R_H}{(R_i + R_H)^2} = \frac{R_H / R_i}{1 + (2R_H / R_i) + (R_H / R_i)^2} = \frac{b}{(1 + b)^2}.$$

Максимум потужності, яка виділяється на опорі навантаження генераторного перетворювача, досягається при $b = 1$, тобто, коли $R_H = R_i$, і складає $P_{H \max} = 0,25E^2 / R_i$.

Таким чином, показником енергетичної ефективності генераторних

перетворювачів є величина E^2 / R_i , яку можна розуміти як максимальну потужність, що може розвинути генераторний перетворювач на власному внутрішньому опорі R_i при короткому замиканні його виходу. Корисна потужність сигналу пристрою на зовнішньому опорі навантаження R_H завжди складає деяку частину від E^2 / R_i , проте не може бути більшою ніж $0,25E^2 / R_i$. Електрична енергія вихідного сигналу генераторного перетворювача отримується тільки шляхом перетворення енергії, яка надходить від об'єкта вимірювання. Після припинення надходження енергії від об'єкта зникає і вихідний сигнал. Тому ефективність роботи генераторних перетворювачів можна характеризувати значенням їх коефіцієнта корисної дії як відношення потужності вихідного сигналу до потужності потоку енергії, яка надходить від об'єкта вимірювання.

Оцінювання частотної чутливості до зміни опору втрат R_{BTP} зробимо на основі виразу [150]

$$S_{R_{BTP}}^{\omega_0} = \frac{1}{4Q_0^2} \left(1 - \frac{R_{BTP}}{R_g^{(-)}} \right), \quad (6.6)$$

де Q_0 – добротність коливального контуру генератора; R_{BTP} – опір втрат контуру; $R_g^{(-)}$ – від'ємний опір.

Внаслідок того, що $R_{BTP} > R_g^{(-)}$ частотна чутливість завжди відрізняється від нуля. Аналіз виразу (6.6) показує, що $S_{R_{BTP}}^{\omega_0}$ буде мати тим менше значення, чим менше відрізняються значення опорів R_{BTP} і $R_g^{(-)}$. Тому від'ємний опір, який є стійким до режиму короткого замикання для паралельного контуру, повинен мати значення не набагато менше опору втрат R_{BTP} . З другого боку величина від'ємного опору повинна вибиратись такою, щоб забезпечувався режим самозбудження, тобто вимоги малої чутливості задовольняє такий генератор, який працює поблизу границі стійкості.

Велике значення має добротність коливального контуру, тому що частотна чутливість зменшується пропорційно квадрату добротності Q_0 .

Перейдемо до оцінювання температурної нестабільності автогенератора. Додаткова температурна похибка, яка виникає при відхиленні температури перетворювача від тієї, при якій виконувалось його градування, у більшості перетворювачів суттєво перевищує всі останні похибки. Тому заходи зі зменшення температурної похибки склада-

ють основну задачу при розробці перетворювачів, а правильне відображення ступеня зменшення температурної похибки складає основну задачу при розробці частотних перетворювачів у загальному виразі об'єму можливостей приладу і має першочергове значення [151].

Діапазон зміни температури генераторного перетворювача в робочих умовах від мінімальної T_{\min} до T_{\max} лежить звичайно як нижче, так і вище температури градування. При цьому температурна похибка перетворювача при T_{\min} і T_{\max} має, як правило, протилежні знаки, проте нормується однією величиною $\pm\gamma_0$. Тому середнє значення температурного коефіцієнта перетворювача можна записати як $\beta_0 = 2\gamma_0 / \Delta T$, де $\Delta T = T_{\max} - T_{\min}$. Розробник перетворювача всіма можливими методами (підбором матеріалів з відповідними температурними коефіцієнтами, введенням кіл температурної корекції тощо) намагається зменшити температурний коефіцієнт β_0 перетворювача. Проте досягнення малих значень β_0 суттєво залежить від протяжності діапазону ΔT . При малій протяжності діапазону ΔT досягнення малих значень β_0 є суттєво більш легким, ніж при більш широких діапазонах.

Проте, якщо вважати, що ефективність конструкції перетворювача визначається відношенням $\Delta T / \beta_0$, то при підстановці виразу для β_0 отримаємо [151]

$$\frac{\Delta T}{\beta_0} = \frac{\Delta T}{2\gamma_0 / \Delta T} = \frac{(\Delta T)^2}{2\gamma_0} . \quad (6.7)$$

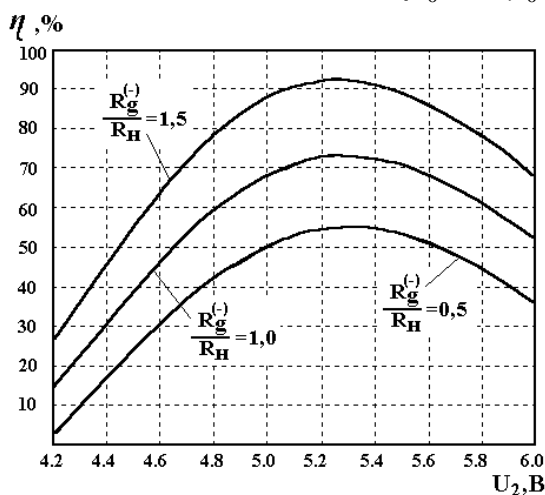


Рис. 6.1. Залежність коефіцієнта корисної дії генератора від напруги живлення при різних відношеннях опору до опору навантаження

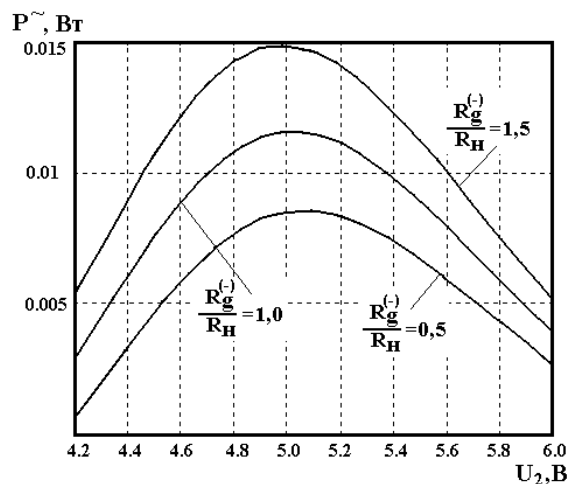


Рис. 6.2. Залежність вихідної потужності генератора від напруги живлення при різних відношеннях опору до опору навантаження

Аналіз (6.7) показує, що температурна похибка γ_0 зростає при збільшенні діапазону ΔT робочих температур пропорційно квадрату ΔT .

Таким чином, проведено аналіз і визначено аналітичні вирази для енергетичних і метрологічних критеріїв ефективності автогенератора, який є основним елементом частотних перетворювачів. На рис. 6.1–6.10 показані графіки цих залежностей, що дозволяють вибрати найкращі режими роботи автогенератора і згідно з цими режимами спроектувати автогенератор з оптимальними властивостями для частотних перетворювачів.

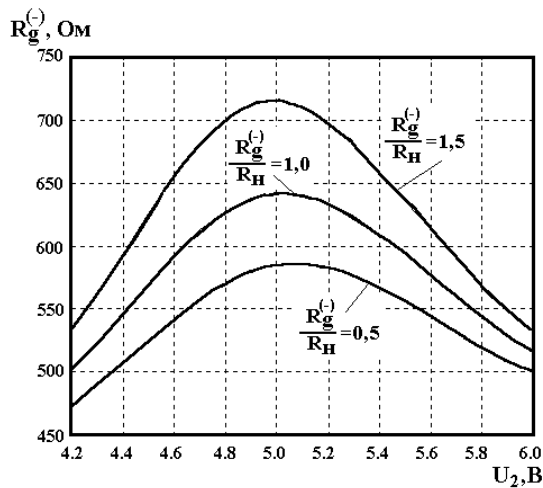


Рис. 6.3. Залежність від'ємного опору від напруги живлення при різних відношеннях опору до опору навантаження

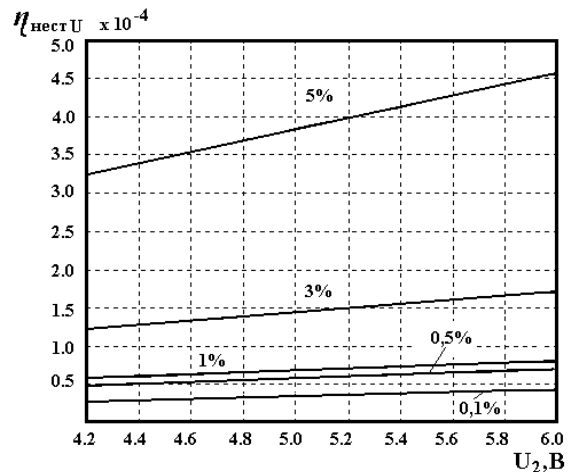


Рис. 6.4. Залежність коефіцієнта нестабільності за частотою від напруги живлення при різних змінах керуючої напруги

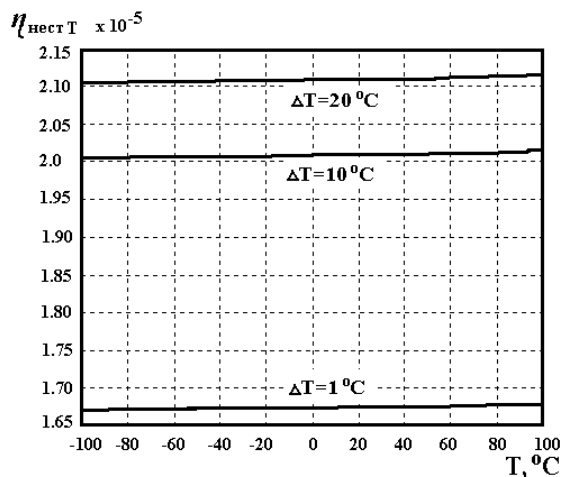


Рис. 6.5. Залежність коефіцієнта нестабільності за частотою від температури при різних відхиленнях температури

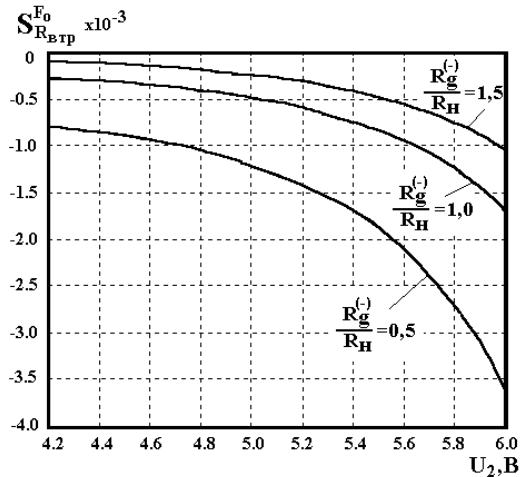


Рис. 6.6. Залежність чутливості за частотою від напруги живлення при різних відношеннях від'ємного опору і опору навантаження

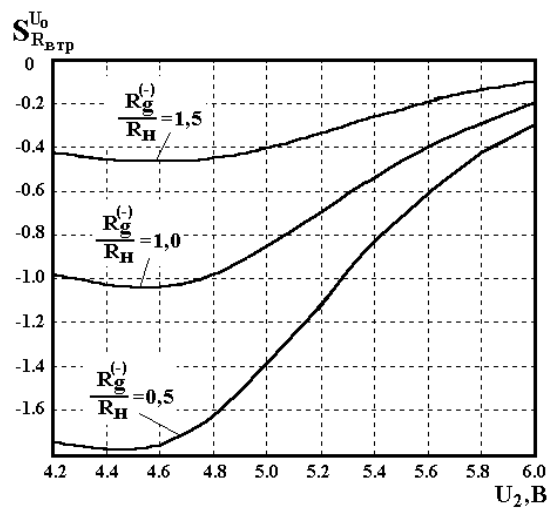


Рис. 6.7. Залежність чутливості за амплітудою від напруги живлення при різних відношеннях від'ємного опору до опору втрат

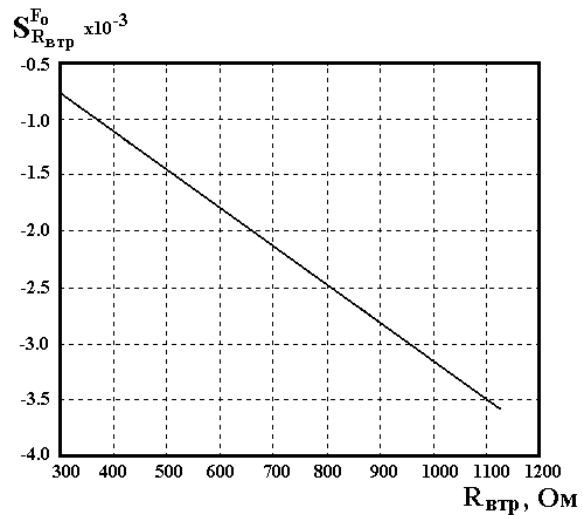


Рис. 6.8. Залежність чутливості за частотою від опору втрат

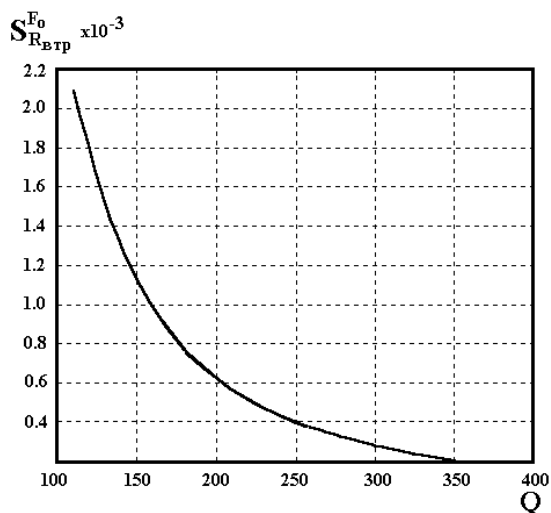


Рис. 6.9. Залежність чутливості за частотою від добротності коливальної системи

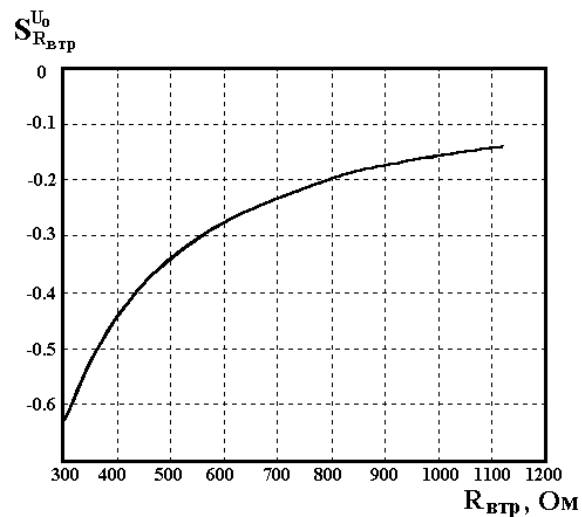


Рис. 6.10. Залежність чутливості за амплітудою від опору втрат

6.3. Рекомендації з проектування оптично керованих ГЕК на основі ТСВО

Фоточутливими елементами оптично керованих ГЕК на основі ТСВО виступають фоторезистори, фотодіоди і фототранзистори, тому з точки зору критеріїв енергетичної ефективності розглянемо їх конструкції і розробимо рекомендації з оптимального проектування радіовимірювальних оптичних перетворювачів.

Більшість фоторезисторів виготовляється на базі класичних фоточутливих матеріалів CdS і CdSe. В якості центрів чутливості в цих напівпровідниках використовується атоми міді, при цьому різко зростає час життя електронів у зоні провідності. Атоми міді створюють в CdS і CdSe акцепторні рівні, які компенсують донорні рівні, що приводить до різкого зростання темнового опору. Спектральні характеристики CdS і CdSe розташовані на краях видимої області оптичного діапазону, тому використання композицій цих напівпровідників дозволяє перекрити усю видиму область і початок інфрачервоного діапазону.

В таблиці 6.1 подані параметри напівпровідникових матеріалів, які використовуються для створення фоточутливих елементів на основі фоторезисторів [152].

Таблиця 6.1

Параметри напівпровідникових матеріалів для створення фоторезисторів

Фоторезистор	λ_{cp} , мкм	λ_{max} , мкм	R_T , 10^2 Ом	$I_{кз}$, А	Швидкодія, с	Робоча напруга, В		Фоточутливість, мкА/лм·В
						min	max	
CdS	0,7	0,57	1	$1,2 \cdot 10^{-7}$	10^0-10^{-2}	3–5	150–300	$2,5 \cdot 10^3$
CdSe	0,8	0,67	1,2	$3 \cdot 10^{-7}$	10^0-10^{-2}	3–5	150–300	$3,0 \cdot 10^3$
PbS	2,7	2,5	5	-	10^0-10^{-4}	3–5	15–20	$5 \cdot 10^2$
GaAs	0,85	0,8	5	10^{-9}	10^{-4}	1–5	10–50	$5 \cdot 10^3$
Si	1,1	0,9	2	10^{-10}	10^{-4}	1–5	10–50	$2,5 \cdot 10^3$
Ge	1,2	0,7	3	10^{-10}	10^{-4}	1–5	10–20	$5 \cdot 10^2$

Таким чином, аналіз характеристик існуючих фоторезисторів, які рекомендуються в якості фоточутливих елементів, показує, що найбільшу фоточутливість і найкращі енергетичні характеристики має CdSe.

Перейдемо до розгляду діодних фоточутливих структур, які використовуються в якості фоточутливих елементів у радіовимірювальних оптичних перетворювачах. Фотодіоди мають найкраще поєднання фотоелектричних параметрів, які необхідні для фоточутливих елементів: високі значення чутливості і швидкодії, а також лінійність характеристик у широкому діапазоні зміни потужності опромінювання, малі значення паразитних параметрів (струми витоку), високі зворотні напруги. У співставленні з другими, більш складними фотоструктурами фотодіоди мають найбільшу температурну стабільність характеристик і кращі експлуатаційні властивості. Розглянемо їх ефективність з точки зору енергетичних критеріїв, головним з яких є коефіцієнт ко-

рисної дії. Його вираз для ідеального фоточутливого діода, який працює у зворотному режимі, має вигляд [153]

$$\eta_{on} = \frac{P_m}{P_n} = \frac{I'_\phi (AkT/q)(1-\beta^2)}{\beta P_n}, \quad (6.9)$$

де P_m – максимальна питома потужність фотодіода; P_n – повна питома потужність, оптичного випромінювання, яка надходить на елемент; $I_\phi = j_\phi S_A$; $I_0 = j_0 S_D$; $\beta = [qU_m / (AkT) + 1]^{-1}$; S_A – активна площа, яка поглинає оптичне випромінювання; S_D – загальна площа діода.

Згідно (6.9) були розраховані теоретичні значення коефіцієнта корисної дії від ширини забороненої зони для фоточутливих діодів при різних температурах, які показано на рис. 6.11 [153].

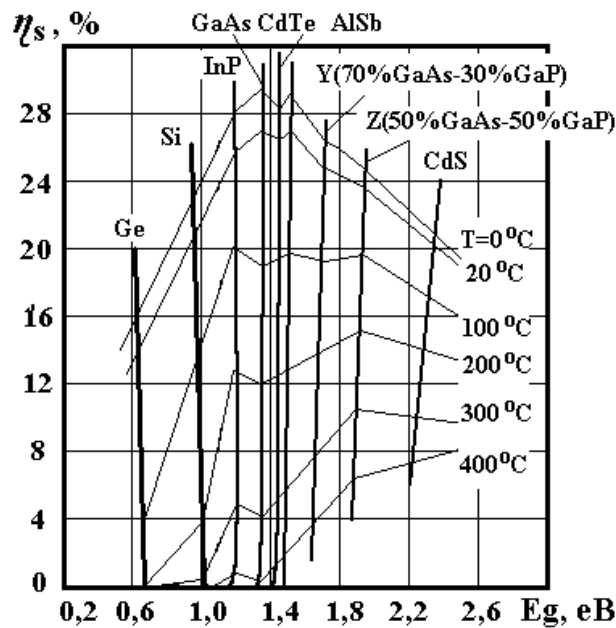


Рис. 6.11. Значення коефіцієнта корисної дії від ширини забороненої зони для фоточутливих діодів при різних температурах

Як видно з графіка, найбільше значення коефіцієнта корисної дії (~29%) мають фоточутливі діоди, ширина забороненої зони напівпровідникових матеріалів яких дорівнює 1,1–1,4 eV, що відповідає Si, InP, GaAs, CdTe, AlSb. Ці матеріали необхідно вибирати при конструюванні діодних фоточутливих елементів радіовимірювальних оптичних перетворювачів.

Порівняльні характеристики фоточутливих елементів оптичних перетворювачів подано у таблиці 6.2 [152–153].

Таблиця 6.2

Порівняльні характеристики фоточутливих елементів

Вид приладу	Внутрішнє підсилення, G	Швидкодія, $t_{вкл}, t_{викл}$ с	Робоча напруга, В		Використана частка падаючого випромінювання	Стабільність параметрів	
			min	max		температурна	часова
р-і-п фотодіод	1	$10^{-8}-10^{-10}$	0	300-500	Дуже висока	Висока	Висока
Фотодіод Шоткі	1	$10^{-9}-10^{-11}$	0	50-100	Невисока	Висока	Висока
Гетерофотодіод	1	$10^{-8}-10^{-10}$	0	50-100	Висока	Висока	Висока
р-п фотодіод	1	$10^{-6}-10^{-9}$	3-5	50-100	Невисока	Висока	Висока
Лавинний фотодіод	$10-10^4$	$10^{-8}-10^{-9}$	30	100	Невисока	Низька	-
Фототранзистор	10^2	$10^{-5}-10^{-6}$	1	30-50	Низька	Невисока	Висока
Складений фототранзистор	10^3-10^4	$10^{-6}-10^{-8}$	1	30-50	Низька	Невисока	Висока

Аналіз таблиці 6.4 показує, що фоточутливим елементом оптично керованих ГЕК на основі ТСВО можна вибрати фототранзистор з базовим напівпровідниковим матеріалом з шириною забороненої зони 1,1–1,4 еВ, при цьому фоточутливі характеристики залишаються такими як у фотодіодів, окрім підсилення фотоструму у фототранзисторах.

Енергетична ефективність мікроелектронних радіовимірювальних оптичних перетворювачів, згідно з етапами перетворення енергії, описується рівнянням

$$\eta_{оп} = \frac{U_{\sim}^2}{8\pi f_0^2 L_{екв} P_{оп}}, \quad (6.10)$$

де f_0 – частота генерації; U_{\sim} – вихідна змінна напруга; $L_{екв}$ – еквівалентна індуктивність коливального контуру перетворювача; $P_{оп}$ – потужність оптичного випромінювання.

Для підвищення енергетичної ефективності оптичних перетворювачів необхідно обирати мінімальні потужності оптичного випромінювання, яке поглинає фоточутливий елемент, і невеликі значення еквівалентної індуктивності.

На рис. 6.12 показана залежність коефіцієнта корисної дії від напруги живлення для чотирьох різних конструкцій оптично керованих ГЕК на основі ТСВО. Оптимальним режимом живлення, якому відповідає максимальне значення ККД, є діапазон від 2 до 3,5 В для всіх конструкцій. Найбільше значення ККД має конструкція на основі

біполярного і польового транзисторів. Найменше значення коефіцієнта корисної дії має конструкція оптичного перетворювача з активним індуктивним елементом, хоча ця різниця складає 5%.

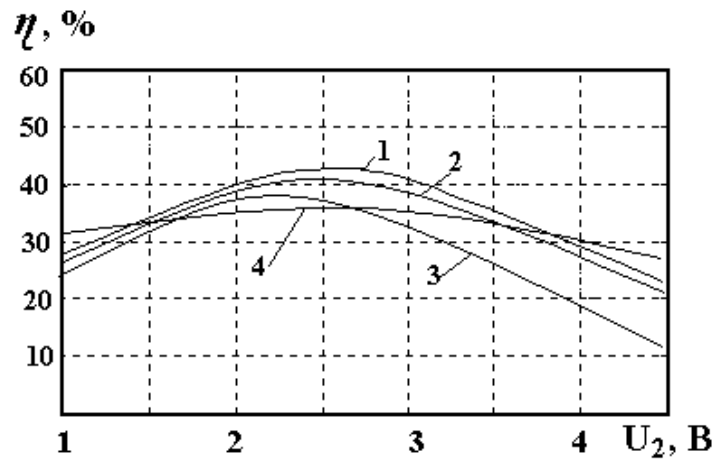


Рис. 6.12. Залежність коефіцієнта корисної дії від напруги живлення для різних конструкцій оптично керованих ГЕК на основі ТСВО: 1 – перетворювач на основі біполярного і польового транзисторів; 2 – перетворювач з фотодіодом; 3 – перетворювач з фототранзистором; 4 – перетворювач з активним індуктивним елементом

На рис. 6.13 наведені залежності функцій перетворення і чутливості від потужності оптичного випромінювання для різних конструкцій перетворювачів. Аналіз кривих показує, що найкращі параметри має оптичний перетворювач з активним індуктивним елементом.

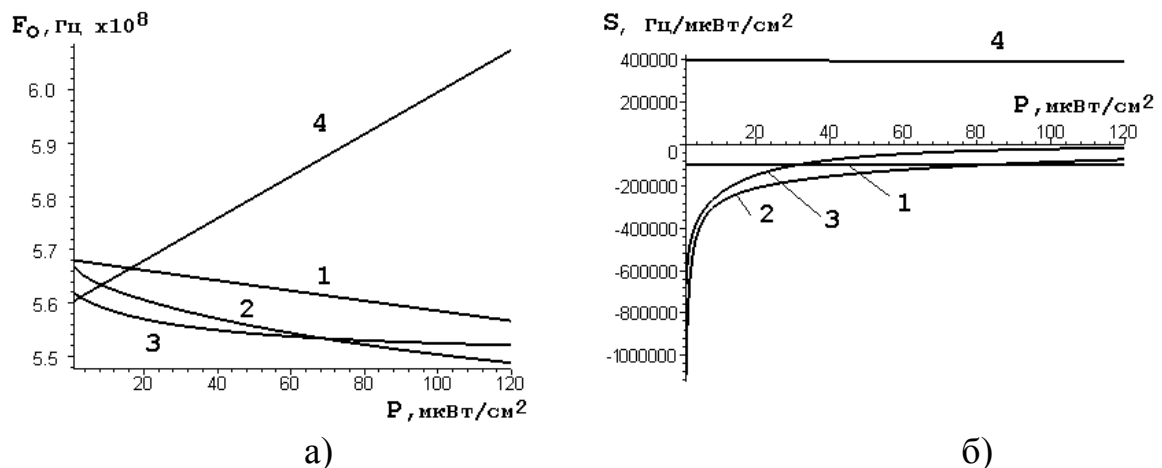


Рис. 6.13. Залежність функції перетворення (а) і чутливості (б) від потужності оптичного випромінювання для різних конструкцій оптично керованих ГЕК: 1 – ГЕК на основі біполярного і польового транзисторів; 2 – ГЕК з фотодіодом; 3 – ГЕК з фототранзистором; 4 – ГЕК з активним індуктивним елементом

Залежності мультиплікативної і адитивної похибок від потужності оптичного випромінювання подані на рис. 6.14. Аналіз графіків показує, що найменшу мультиплікативну похибку має конструкція оптичного генераторного перетворювача на основі біполярного і польового транзисторів, а найменшу адитивну похибку має конструкція приладу з фоторезистором у якості фоточутливого елемента.

Аналіз кривих на рис. 6.12–6.14 показує, що оптимальною конструкцією є оптично керовані генератори на основі ТСВО з активним індуктивним елементом.

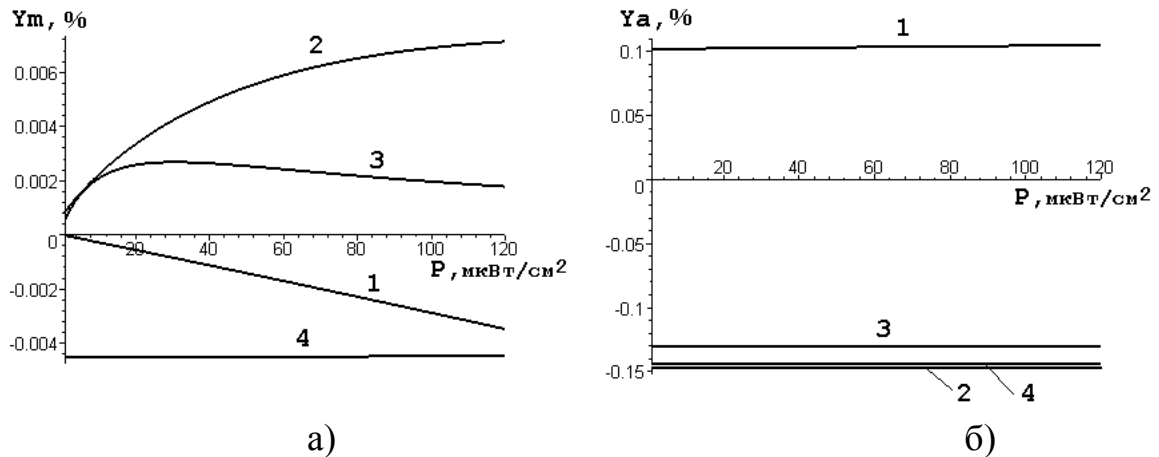


Рис. 6.14. Залежність мультиплікативної (а) і адитивної (б) похибок для різних конструкцій оптично керованих ГЕК на основі ТСВО: 1 – ГЕК на основі біполярного і польового транзисторів; 2 – ГЕК з фотодіодом; 3 – ГЕК з фототранзистором; 4 – ГЕК з активним індуктивним елементом

Порівняння параметрів існуючих і розроблених оптично керованих генераторів на основі ТСВО подано у таблиці 6.3. Розрахунки узагальненого показника технічної ефективності розроблених оптично керованих ГЕК у порівнянні з існуючими показує, що його значення у 1,15 рази краще для розроблених пристроїв.

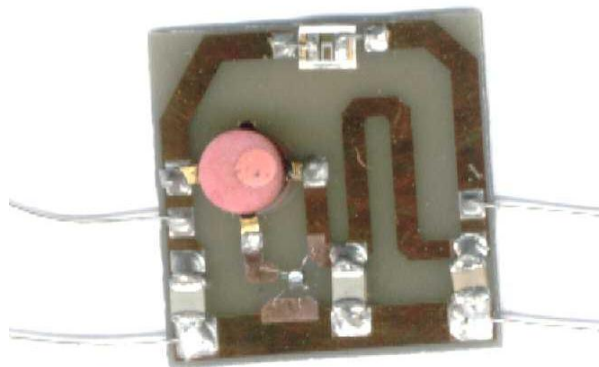


Рис. 6.20. Гібридна мікросхема оптично керованого ГЕК на основі біполярного і польового транзисторів

Таблиця 6.3

Оптичні генераторні перетворювачі

Показники оптичних перетворювачів	Фоторезистивні генераторні перетворювачі	Фотодіодні генераторні перетворювачі	Біполярні фототранзисторні генераторні перетворювачі	Польові фототранзисторні генераторні перетворювачі	Одноперехідні фототранзисторні генераторні перетворювачі	Фоточутливі перетворювачі на основі реактивних властивостей	Ідеальний фоточутливий генераторний перетворювач
	M ₁	M ₂	M ₃	M ₄	M ₅	M ₆	
Чутливість, А/Лм	2,8	0,02	0,2-0,5	10	1,5-2,0	20	20
Коеф. виявлення опромінювання Гц ^{1/2} /Вт	10 ¹³ -10 ¹⁴	10 ¹³ -10 ¹⁴	10 ¹³ -10 ¹⁴	10 ¹³ -10 ¹⁴	10 ¹³ -10 ¹⁴	10 ¹³ -10 ¹⁴	10 ¹³ -10 ¹⁴
Температурний коеф. чутливості, %/°С	0,2	0,5	0,5	0,3	0,8	0,2	0,2
Споживана потужність, мВт	50	1,2	1,0	0,9	5	1,5	0,9
Темновий струм, мкА	15	3	100	20	100	20	3
Рівень вихідного сигналу, В	10	1,5	5	5	5	5	10
Нелінійність	0	0	1	0	0	0	1
Температурний діапазон, °С	-40 +60	-60 +60	-60 +100	-60 +100	-40 +100	-100 +100	-100 +100
Робоча довжина хвилі, мкм	5-30	0,8-0,9	0,8-0,9	0,8-0,9	0,8-0,9	0,3-0,9	5-30
Технологічність	0	1	1	1	1	1	1
Комплексні показники	M ₁ =2,04	M ₂ =2,02	M ₃ =1,86	M ₄ =1,80	M ₅ =2,27	M ₆ =1,75	

Таблиця 6.4

Комплексні показники технічного рівня оптично керованих ГЕК

Пристрій	Абсолютне значення комплексного показника	Місце пристрою в ряду
M ₁	2,04	5
M ₂	2,02	4
M ₃	1,86	3
M ₄	1,80	2
M ₅	2,27	6
M ₆	1,75	1

Рекомендації з проектування радіовимірвальних генераторних перетворювачів на основі транзисторних структур з від'ємним опором розроблено в роботах [154–158].

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 негатронах / 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. Дьяконов В. П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах / В. П. Дьяконов. – М.: Сов. радио, 1973. – 208 с.
6. Дьяконов В. П. Лавинные полупроводниковые негатроны и их применение (обзор) / В. П. Дьяконов // Приборы и техника эксперимента. – 1973. – №3. – С.7–20.
7. Справочник по импульсной технике/ [Яковлев В. Н., Воскресенский В. В., Генис А. А. и др.]; под ред. В. Н. Яковлева. – К.: Техніка, 1973. – 712 с.
8. Яковлев В. Н. Микроэлектронные генераторы импульсов. – К.: Техніка, 1982. – 206 с.
9. 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.
10. Арефьев А. А. Эквиваленты приборов с отрицательным дифференциальным сопротивлением / А. А. Арефьев, А. Н. Серьезнов, Л. Н. Степанова. – М.: Знание, 1987. – 64 с.
11. Серьезнов А. Н. Полупроводниковые аналоги реактивностей / А. Н. Серьезнов, Л. Н. Степанова, О. Н. Негоденко, В. П. Путилин. – М.: Знание, 1990. – 64 с.
12. Негоденко О. Н. Генераторы с электромеханическими преобразователями на транзисторных аналогах негатронов / О. Н. Негоденко, В. А. Воронин, Д. В. Заруба // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. – №2. – С.5–8.
13. Негоденко О. Н. 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.

14. Арш Э.И. Автогенераторные методы и средства измерений / Э. И. Арш. – М.: Машиностроение, 1979. – 256 с.
15. Ауэн А. Ф. Полупроводниковые системы с лямбда-характеристикой / А. Ф. Ауэн, А. В. Тараха. – М.: Знание, 1979. – 64 с.
16. Ауэн Л.Ф. Проектирование дискретных устройств автоматики / Л. Ф. Ауэн. – Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1980. – 88 с.
17. Дворников В. А. Автогенераторы в радиотехнике / В. А. Дворников, Г. М. Уткин. – М.: Радио и связь, 1991. – 224 с.
18. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ: Учеб. пособие для вузов / [Г. М. Уткин, М. В. Благовещенский, В. П. Жуховицкая и др.]; Под ред. Г. М. Уткина. – М.: Сов. радио, 1979. – 320 с.
19. Генераторы гармонических колебаний на туннельных диодах. Под общ. ред. В.С. Андреева. – М.: Энергия, 1972. – 213 с.
20. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей: Учебное пособие для вузов / В. С. Андреев. – М.: Радио и связь, 1982. – 280 с.
21. Молотков В. И. Релаксационный автогенератор на аналоге инжекционно-полевого транзистора / В. И. Молотков, М. Д. Садовский // Полупроводниковые автоколебательные системы и усилительные устройства: Межвузовский сборник. – Л.: Изд-во ЛПИ. – 1981. – С.15-21.
22. 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.
23. Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниках / В. С. Осадчук. – К.: Вища школа, 1987. – 155 с.
24. Осадчук А. В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением / А. В. Осадчук. – Винница: Континент, 1998. – 130 с.
25. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Монографія / О. В. Осадчук. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2000. – 303 с.
26. Осадчук В. С. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. Монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 1999. – 275 с.
27. 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.

28. Осадчук В. С. Сенсори вологості. Монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2003. – 208 с.
29. Осадчук В. С. Сенсори тиску і магнітного поля. Монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005. – 207 с.
30. Осадчук В. С. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором. Навчальний посібник / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця: ВНТУ, 2006. – 162 с.
31. 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.
32. Филинюк Н. А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах / Н. А. Филинюк. – М.: радио и связь, 1987. – 112 с.
33. Серьезнов А. Н. Негатроника / А. Н. Серьезнов, Л. Н. Степанова, Н. А. Филинюк и др. – Новосибирск: Наука. Сибирская издательская фирма РАН, 1995. – 315 с.
34. Філінюк М. А. Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно-нестійких узагальнених перетворювачів імітансу / М. А. Філінюк. – Вінниця: ВДТУ, 1998. – 238 с.
35. Касимов Ф. Д. Физико-технические особенности проектирования кремниевых микроэлектронных преобразователей на основе негатронов / Ф. Д. Касимов, Ф. Г. Агаев, Н. А. Филинюк; под ред. Ф. Д. Касимова. – Баку, 1999. – 234 с.
36. Філінюк М. А. Метрологічні основи негатроніки. Монографія / М. А. Філінюк, Д. В. Гаврилов. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2006. – 188 с.
37. Молчанов П. А. Основи нелінійної теорії транзисторних негатронів / П. А. Молчанов. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 1998. – 208 с.
38. Кичак В. М. Радіоімпульсні логічні НВЧ елементи / В. М. Кичак. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 1999. – 240 с.
39. Кичак В.М. Синтез частотно-імпульсних елементів цифрової техніки. Монографія / В. М. Кичак В.М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005. – 266с.
40. Генераторы высоких и сверхвысоких частот: Учеб. пособие./ О. В. Алексеев, А. А. Головков, А. В. Митрофанов и др. – М.: Высш. шк., 2003. – 326 с.
41. Хотунцев Ю. Л. Синхронизированные генераторы и автодины на полупроводниковых приборах / Ю. Л. Хотунцев, Д. Я. Тамарчак. – М.: Радио и связь, 1982. – 240 с.

42. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники: Учеб. Пособие для вузов / Е. И. Манаев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1985. – 488 с.
43. Філінюк М. А. Теоретичні основи негatronіки. Навчальний посібник / М. А. Філінюк. – Вінниця: ВДТУ, 2002. – 105 с.
44. Бенинг Ф. Отрицательное сопротивление в электронных схемах / Ф. Бенинг. – М.: Сов. радио, 1975. – 286 с.
45. 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. – №2, Т.1 (79). – С.147–151.
46. Основы теории колебаний / В. В. Мигулин, В. И. Медведев, Е. Р. Мустель, В. Н. Парыгин; под ред. В. Н. Парыгина. – М.: Наука, 1978. – 392 с.
47. Осадчук О. В. Дослідження НВЧ генератора електричних коливань на основі транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2005. – №5(62). – С.149–154.
48. 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.
49. Горшков Б. И. Элементы радиоэлектронных устройств: Справочник / Б. И. Горшков. – М.: Радио и связь, 1988. – 176 с.
50. Малышев В. А. Диаграмма оптимизации нагрузки негatronных автогенераторов сверхвысоких и оптических частот / В. А. Малышев // Радиотехника. – 1984. – №11. – С.86–88.
51. Андреев В. С. Влияние нелинейных свойств прибора с отрицательным сопротивлением на мощность генерируемых колебаний / В. С. Андреев // Радиотехника, 1982. – Т.37. – № 8. – С.43–44.
52. Осадчук О. В. Генератор з електронною перебудовою частоти генерації на основі транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов // Матеріали 3-ї МНПК “Динаміка наукових досліджень ‘2004’”. – Том 63. Технічні науки. – Дніпропетровськ: Наука і освіта. – 2004. – С.31–33.
53. Семенов А. О. Електричні параметри широкодіапазонних генераторів НВЧ на основі транзисторних структур з від'ємним опором / А. О. Семенов // Матеріали міжнародної науково-практичної конференції “Дні науки ‘2005’”. – Том 36. Техніка. – Дніпропетровськ: Наука і освіта. – 2005. – С.56–57.
54. Давыдова Н. С. Диодные генераторы и усилители СВЧ / Н. С. Давыдова, Ю. З. Данюшевский. – М.: Радио и связь, 1986. – 183 с.

55. Колосов М. В. СВЧ генераторы и усилители на полупроводниковых приборах / М. В. Колосов, С. А. Перегонов. – М.: Сов. радио, 1974. – 80 с.
56. Петин Г. П. Транзисторные усилители, генераторы и стабилизаторы / Г. П. Петин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергия, 1978. – 48 с.
57. Негоденко О. Н. Каскодные аналоги негатронов / О. Н. Негоденко, С. И. Липко, С. П. Мирошниченко // Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь. – 1986. – Вып.26. – С.29–33.
58. А. с. 290392 СССР, МКИ Н 03 В 7/12. Автогенератор на двух транзисторах / Д. К. Симо (СССР). – №1358738/26–9; Заявлено 01.09.69; Оpubл. 04.03.71, Бюл.№2. – 2с.
59. Стрижаков П. И. Мощный фотоуправляемый аналог негатрона / П. И. Стрижаков // Труды IV международной научно-практической конференции “Современные информационные и электронные технологии”. – Одесса, Украина. – С. 328.
60. Стрижаков П.И. Моделирование вольтамперных характеристик мощных каскодных аналогов негатронов с использованием модуля PSPICE САПР ORCAD 9.1 / П. И. Стрижаков // Перспективные информационные технологии и интеллектуальные системы. – 2003. – №.15. – С. 56–66.
61. Патент 40298 Україна, МКИ Н 03 В 7/00. Генератор електричних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук (Україна). – №2000116705; Заявлено 27.11.00; Оpubл. 16.07.01, Бюл. №6. – 3 с.
62. Патент 34249 Україна, МКИ Н 03 В 7/00. Напівпровідниковий генератор електричних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ковальчук, М. М. Семеренко (Україна). – №99063411; Заявлено 18.06.99; Оpubл. 15.02.01, Бюл. №1. – 2 с.
63. 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; Оpubл. 17.09.01, Бюл. №8. – 2 с.
64. Патент 24375 Україна, МКИ Н 03 В 7/00. Електрично керований генератор гармонійних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. В. Осадчук (Україна). – №97041546; Заявлено 02.04.97; Оpubл. 17.07.98, Бюл. №5. – 3 с.
65. Патент 24474 Україна, МКИ Н 03 С 3/36. Оптично керований генератор гармонійних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. В. Осадчук (Україна). – №97041545; Заявлено 02.04.97; Оpubл. 21.07.98, Бюл. №5. – 3 с.

66. Зеленский А. А. Многочастотные кварцевые генераторы / А. А. Зеленский, В. Ф. Солодовник, В. А. Шевелев. – Учеб. пособие по курсовому и дипломному проектированию. – Харьков: Гос. аэрокосмический университет “Харьк. авиац. ин-т”, 1999. – 138 с.
67. Альтшуллер Г. Б. Кварцевая стабилизация частоты / Г. Б. Альтшуллер. – М.: Связь, 1974. – 203 с.
68. Альтшуллер Г. Б. Управление частотой кварцевых генераторов / Г. Б. Альтшуллер. – М.: Связь, 1975. – 304 с.
69. Патент 20219 Україна, МКИ Н 03 В 5/36. Кварцовий генератор / А. с. Василенко, С. А. Василенко, Ю. С. Шмалій, В. Є Пустоваров (Україна). – №97020468; Заявлено 04.02.97; Опубл. 27.02.98, Бюл. №1. – 5 с.
70. А. с. 1706002 СССР, МКИ Н 03 В 5/36. Кварцевый генератор / В. Г. Прокопенко (СССР). – Заявлено 07.07.89. Опубл. 15.01.92 г. – Бюл. №2. – 2 с.
71. Гавриков В. Д. Амплитудно-стабильный генератор / В. Д. Гавриков, П. Ф. Прахин // Техника средств связи. Серия Техника радиосвязи. – 1983. – Вып.1. – С. 25–26.
72. А. с. 1695486 СССР, МКИ Н 03 В 7/02. Генератор синусоидальных колебаний / О. П. Ильин (СССР). – №330585/25; Заявлено 23.01.89; Опубл. 30.11.91, Бюл. №44. – 2 с.
73. Філінюк М. А. Фізичні основи негatronіки. Навчальний посібник / М. А. Філінюк. – Вінниця: ВДГУ, 2003. – 79 с.
74. Конторович М. И. Нелинейные колебания в радиотехнике (автоколебательные системы) / М. И. Конторович. – М.: Сов. радио, 1973. – 320 с.
75. Самойло К. А. Метод анализа колебательных систем второго порядка / К. А. Самойло. – М.: Сов. радио, 1976. – 208 с.
76. Мартынов Б. А. Теория колебаний. Математические модели динамических систем: Учеб. пособие / Б. А. Мартынов. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2002. – 56 с.
77. Пикшрис Р. А. Схемы преобразования LC-автогенератора в генератор шума / Р. А. Пикшрис, К. А. Пирагас, А. В. Тамашявичюс // Радиотехника. – 1986. – №9. – С. 43–45.
78. Короновский А. А. Модель генератора с туннельным диодом. Учебно-методическое пособие / А. А. Короновский, В. И. Пономаренко. – Саратов: Изд-во ГосУНЦ “Колледж”, 1998. – 16 с.
79. Алексеев О. В. Спектральные методы анализа нелинейных радиоустройств с помощью ЭВМ / О. В. Алексеев, П. Л. Асович, А. А. Соловьев. – М.: Радио и связь, 1985. – 152 с.

80. Карпов Е. А. Синтез нелинейных преобразователей / Е. А. Карпов, Л. В. Марунчак, А. С. Радинских. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 136 с.
81. Andrey Grebennikov. Transistor LC oscillators for wireless application: Theory and design aspects, Part II / Andrey Grebennikov // Microwave journal. – November 2005. – P. 60–82.
82. Семенов А. О. Узагальнене диференційне рівняння ГЕК на основі ТСВО / А. О. Семенов // Матеріали другої Міжнародної науково-технічної конференції “Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування” (СПРТП-2007). – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця. – 2007. – С. 77–78.
83. Ланда П. С. Автоколебания в системах с конечным числом степеней свободы / П. С. Ланда. – М.: Наука, 1988. – 192 с.
84. Ланда П. С. Нелинейные колебания и волны / П. С. Ланда. – М.: Наука, 1997. – 416 с.
85. Бабаков И. М. Теория колебаний. Изд. второе: перераб. / И. М. Бабаков. – М.: Наука, 1965. – 560 с.
86. Нечаев И. В. Лямбда-диод и его возможности / И. В. Нечаев. – М.: Радио, 1984. – Вып.2. – 156 с.
87. Г. Кано. Лямбда-диод как многофункциональный прибор с отрицательным сопротивлением / Г. Кано, Х. Ивада, Х. Токоли, И. Терамото // Электроника. – 1975. – №13. – С. 48–53.
88. Стриха В. И. Контактные явления в полупроводниках / В. И. Стриха. – К.: Выща школа. Головное изд-во, 1982. – 224 с.
89. Angelov I. An empirical table-based FET model / I. Angelov, N. Rorsman, J. Stenarson et al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique. – 1999. – Vol.47, №12. – P. 2350–2356.
90. <http://www.moffice.com>. Офіційний сайт компанії-розробника пакету програм Microwave Office.
91. Семенов А. О. Нелінійна апроксимація характеристик НЕМТ-транзисторної структури і дослідження НВЧ генератора електричних коливань на її основі / А. О. Семенов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2006. – №2, Т.1(79). Технічні науки. – С. 143–147.
92. Leon O. Chua. Bipolar – JFET – MOSFET Negative Resistance Devices / Leon O. Chua, Juebang Yu, Youying Yu. // IEEE. – January 1985. – Vol.Cas-32. №1 – P. 46–61.
93. 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.

94. 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.
95. Super Low Noise InGaAs HEMT MGF431×G. Technical description/ Mitsubishi Semiconductor. – as of Apr.' 98. – P. 1238–1239.
96. Low Noise Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package / Aqilent Technologies. Innovating the HP Way. – 2001. – P. 145–147.
97. Семенов А. О. Апроксимація сімейства статичних ВАХ лямбда-транзистора / А. О. Семенов, О. В. Осадчук // Матеріали VIII МНПК "Наука і освіта '2005". – Том 62. – Дніпропетровськ: Наука і освіта. – 2005. – С. 39–42.
98. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы. Пер. с англ. / Г. Корн, Т. Корн. – М.: Наука, 1968. – 720 с.
99. Патент №76241 Україна, МКИ Н 03 В 3/00. Генератор електричних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – №20040604307; Заявлено 03.06.2004; Опубл. 17.07.2006, Бюл.№7. – 2 с.
100. Дьяконов В. П. Нелинейная аппроксимация передаточных и выходных характеристик мощных МДП транзисторов / В. П. Дьяконов, В. Ю. Смердов, О. А. Фролков // Сб. статей: Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И.Ф. Николаевско-го. Вып. 25, 1985. – С. 163–167.
101. Емцев П. А. Моделирование транзисторов с высокой подвижностью электронов / П. А. Емцев // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2003. – №6. – С. 20–26.
102. Осадчук В. С. Транзистори. Навчальний посібник / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця: ВНТУ, 2003. – 207 с.
103. Патент 32336 на корисну модель України, МПК G 01 N 21/00. Оптичний вимірювач концентрації газу / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, А. П. Гурський, К. О. Коваль. – №u200800391; Заявл. 11.01.2008; Опубл. 12.05.2008, Бюл.9. – 4 с.
104. Бобрешов А. М. Моделирование малошумящего усилителя на НЕМТ-транзисторе / А. М. Бобрешов, Л. И. Аверина, А. И. Лопатин // Вестник Воронежского государственного университета. Серия физика, математика. – 2001. – №1. – С. 13–25.
105. Бобрешов А. М. Расчет параметров малосигнальной модели и шумовых источников тока короткоканальных НЕМТ транзисторов в СВЧ диапазоне / А. М. Бобрешов, И. В. Хребтов. // Вестник Воронежского государственного университета. Серия физика, математика. – 2005. – №1. – С. 26–36.

106. Осадчук В. С. Оптически управляемый автогенератор сверхвысоких частот / В. С. Осадчук, А. В. Осадчук // Материалы 14-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМикро-2004). – Севастополь: Вебер, 2005. – Т.2. – С. 110–111. ISBN 966-7968-79-0.
107. Осадчук В. С. Оптично керований НВЧ генератор на основі НЕМТ-транзисторної структури / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, К. О. Коваль // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2007. – №2 (14). – С. 215–221.
108. Проектирование многофункциональных интегральных схем / А. А. Молчанов, В. П. Волкогон, Ю. Х. Лоза, Г. И. Яловега. – К.: Техника, 1984. – 143 с.
109. Игнатов А. Н. Полевые транзисторы и их применение. – 2-е изд., перераб. и доп / А. Н. Игнатов. – М.: Радио и связь, 1984. – 216 с.
110. Осадчук О. В. Дослідження мікроелектронного широкодіапазонного генератора на транзисторній структурі з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – №4, Ч.1, Т.1. – С. 154–160.
111. Квасков В. Б. Полупроводниковые приборы с биполярной проводимостью / В. Б. Квасков. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 128 с.
112. Ковтонюк Н. Ф. Фоточувствительные МДП-приборы для преобразования изображения / Н. Ф. Ковтонюк, Е. Н. Сальников. – М.: Радио и связь, 1990. – 160 с.
113. Осадчук О. В. Дослідження оптично керованого генератора на основі транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов, Р. В. Андрусь, А. П. Гурський // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – Спецвипуск. – 2006. – С. 213–215.
114. Викулин И. М. Фотоприёмник на однопереходном транзисторе / И. М. Викулин // Приборы и техника эксперимента. – 1974. – №1. – С. 187–189.
115. Дьяконов В. П. Лавинные полупроводниковые негатроны и их применение (обзор) / В. П. Дьяконов // Приборы и техника эксперимента. – 1973. – №3. – С.7–20.
116. 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.
117. Патент на корисну модель 9209 Україна, МКИ Н 03 В 7/00. Генератор електричних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов (Україна). – №200501599; Заявлено 21.02.2005; Опубл. 15.09.2005, Бюл. №9. – 2 с.

118. Патент на корисну модель 10400 Україна, МКИ Н 03 С 3/36. Оптично керований генератор електричних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов (Україна). – №200503819; Заявлено 22.04.2005; Опубл. 15.11.2005, Бюл. №11. – 3 с.
119. Osadchuk A. V. The oscillator with an optical control / A. V. Osadchuk, A. A. Semenov, R. V. Andrus // Збірник тез доповідей 3-ї МНТК “Оптоелектронні інформаційні технології “Фотоніка ОДС-2005”. – Вінниця: “УНІВЕРСУМ–Вінниця”. – 2005. – С. 219.
120. Патент на корисну модель 9202 Україна, МКИ Н 03 В 7/00. Мікроелектронний генератор електричних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов (Україна). – №200501559; Заявлено 21.02.2005; Опубл. 15.09.2005, Бюл. №9. – 3 с.
121. Патент на корисну модель 16587 Україна, МКИ Н 03 В 7/00. Електрично керований генератор / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов, М. В. Кушнір (Україна). – №u200601788; Заявлено 20.02.2006; Опубл. 15.08.2006, Бюл. 8. – 3 с.
122. Патент на корисну модель 14410 Україна, МКИ Н 03 В 7/00. Різницевий генератор гармонічних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов (Україна). – №200510894. Заявлено 17.11.2005; Опубл. 15.05.2006, Бюл. №5. – 3 с.
123. Патент на корисну модель 16590 Україна, МКИ Н 03 В 7/00. Стабільний діапазонний генератор гармонічних коливань/ Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О. (Україна). - №u200601795. Заявлено 20.02.2006; Опубл. 15.08.2006, Бюл. №8. – 3 с.
124. Патент на корисну модель 7411 Україна, МКИ Н 03 В 7/00. Генератор з електричним регулюванням частоти генерації / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов (Україна). – №20041210199; Заявлено 13.12.2004; Опубл. 15.06.2005, Бюл. №6. – 2 с.
125. Патент на корисну модель 7911 Україна, МКИ Н 03 В 7/00. Генератор електричних коливань / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов (Україна). – №20041210233; Заявлено 13.12.2004; Опубл. 15.07.2005, Бюл. №7. – 2 с.
126. Осадчук О. В. Автогенератор на основі транзисторної структури з від’ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов, Р. А. Андрусь // Матеріали першої МНТК “Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування” (СПТТП–2005). – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця. – 2005. – С. 169–170.
127. Осадчук О. В. Дослідження генератора лінійно змінної напруги на основі транзисторної структури з від’ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов // Матеріали другої МНТК “Сучасні проблеми мікроелектроніки, радіоелектроніки, телекомунікацій та

- приладобудування” (СПМРТП–2006). – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця. – 2006. – С. 126.
128. Семенов А. О. Автогенератор електричних коливань на основі аналогу лямбда діода / А. О. Семенов // Матеріали першої МНТК “Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування” (СПТТП–2005). – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця. – 2005. – С. 168.
129. Семёнов А. А. Автогенератор с электронной перестройкой частоты генерации на основе транзисторной структуры с отрицательным сопротивлением / А. А. Семёнов // Материалы МНТК студентов, аспирантов и молодых учёных “Молодёжь и современные проблемы радиотехники” (РТ–2005). – Севастополь: Изд-во СевНТУ. – 2005. – С. 96.
130. Семенов А. О. Генератор гармонічних коливань НВЧ діапазону на основі транзисторної структури з від’ємним опором / А. О. Семенов // Тези доповідей восьмої МНТК “Контроль і управління в складних системах” (КУСС–2005). – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця. – 2005. – С. 119.
131. Семёнов А. А. Автогенератор на основе транзисторной структуры с отрицательным сопротивлением / А. А. Семёнов // Материалы междунар. науч.–техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных “Молодёжь и современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ–2006). – Севастополь: Изд-во СевНТУ. – 2006. – С. 217.
132. Семенов А. О. Дослідження стійкості НВЧ діапазонного генератора на основі транзисторної структури з від’ємним опором / А. О. Семенов // Тези доповідей XIII-ої МНТК з автоматичного управління “Автоматика–2006”. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця. – 2006. – С. 201.
133. Курков С. О. Аналіз нелінійних властивостей польових транзисторів, що працюють в пологій області вихідних характеристик / С. О. Курков, О. В. Парфенюк, В. В. Подгаєвський // Вісник ВПІ. – 1998. – №4. – С. 76–82.
134. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Изд. 3-е, перераб. и доп. / И. П. Степаненко. – М.: Энергия, 1973. – 608 с.
135. Осадчук В. С. Мікроелектронний частотний сенсор оптичного опромінення / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов // Оптоелектронні інформаційно–енергетичні технології. – 2005. – №1(9). – С. 208–214.
136. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Кн.1. / С. Зи. – М.: Мир, 1984. – 456 с.

137. Киреев П. С. Физика полупроводников / П. С. Киреев. – М.: Высшая школа, 1975. – 583 с.
138. Разевиг В. Д. Система проектирования OrCad 9.2 / В. Д. Разевиг. – М.: Солон-Р, 2001. – 528 с.
139. Семенов А. О. Аналіз методів вимірювання S і T параметрів НВЧ чотириполюсників / А. О. Семенов, О. В. Стальченко, К. О. Коваль // Матеріали І МНПК “Науковий потенціал світу ’2004”. – Том 61. Технічні науки. – Дніпропетровськ: Наука і освіта. – 2004. – С. 41–43.
140. Викулин И. М. Физика полупроводниковых приборов / И. М. Викулин, В. И. Стафеев. – М.: Радио и связь, 1990. – 264 с.
141. Каяцкас А. А. Основы радиоэлектроники / А. А. Каяцкас. – М.: Высшая школа, 1988. – 464 с.
142. Семенов А. О. Вимірювальний пристрій з відкритим каналом для визначення концентрації метану на основі оптичного перетворювача з частотним виходом / А. О. Семенов, А. П. Гурський, С. В. Трофіменков // Матеріали другої МНТК “Сучасні проблеми мікроелектроніки, радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування” (СПМРТП-2006). – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця. – 2006. – С. 99–100.
143. Осадчук О. В. Вимірювальний пристрій з відкритим каналом для визначення концентрації метану на основі оптичного генераторного перетворювача / О. В. Осадчук, А. П. Гурський, А. О. Семенов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2007. – №2, Т.1 (90). – С. 221–225.
144. Осадчук О. В. Дослідження потужного генератора НВЧ електричних коливань на основі СІТ-транзисторної структури / О. В. Осадчук, А. О. Семенов, В. Л. Кофанов, Р. В. Андрусь // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – №2(26). – 2005. – С. 48–53.
145. Семенов А. О. До визначення точності результатів вимірювань // Матеріали VIII МНПК “Наука і освіта ’2005” / А. В. Рудик, О. О. Дрючин, А. О. Семенов. – Том 62. Техніка. – Дніпропетровськ: Наука і освіта. – 2005. – С. 35–37.
146. Семенов А. О. Дослідження енергетичних властивостей від’ємної ємності / О. М. Возняк, Р. А. Анфілов, А. О. Семенов // Матеріали 7-ї МНПК “Наука і освіта ’2004”. – Том 63. Технічні науки. – Дніпропетровськ: Наука і освіта. – 2004. – С. 40–41.
147. Анализ измерительных информационных систем / В. Т. Маликов, В. М. Дубовой, Р. Н. Кветный, П. Р. Исмагуллаев. – Ташкент: Фан, 1984. – 176 с.

148. Кузьмин И. В. Оценка эффективности и оптимизации АКСУ / И. В. Кузьмин. – М.: Советское радио, 1971. – 294 с.
149. Байковский В. М. Некоторые аспекты информационного обеспечения управления новой техникой / В. М. Байковский, Т. В. Кошуба // Сб. «Методические материалы по подготовке докладов о важнейших достижениях приборостроения». – М.: Из-во ЦНИИТЭИ приборостроения, 1977. – С. 1–38.
150. Валитов Р. А. Радиотехнические измерения / Р. А. Валитов, В. Н. Сретинский. – М.: Советское радио, 1970. – 711 с.
151. Новицкий П. В. Цифровые приборы с частотными датчиками / П. В. Новицкий, В. Г. Кноринг, В. С. Гутников. – Л.: Энергия, 1970. – 424 с.
152. Носов Ю. Р. Оптоэлектроника / Ю. Р. Носов. – М.: Советское радио, 1977. – 230с.
153. Фаренбрух А. Солнечные элементы: Теория и эксперимент / А. Фаренбрух, Р. Бьюб; Пер. с англ. под ред. М. М. Колтуна. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 280 с.
154. Осадчук В. С. Методы построения микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей с частотным принципом работы / В. С. Осадчук, А. В. Осадчук // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2004. – №3. – С. 26–33.
155. Осадчук В. С. Рекомендації по проектуванню радіовимірювальних перетворювачів температури / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук // Контроль і управління в складних системах (КУСС–2005): Тези доповідей восьмої МНТК. м. Вінниця, 24–27 2005 року. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005. – С. 67.
156. Осадчук В. С. Рекомендації по проектуванню радіовимірювальних температурних перетворювачів / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук // Оптико–електронні інформаційно–енергетичні технології. – 2006. – №1(11). – С. 193–196.
157. Осадчук В. С. Рекомендації по проектуванню радіовимірювальних перетворювачів магнітного поля / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2005. – №5. – С. 137–142.
158. Осадчук В. С. Рекомендації по проектуванню радіовимірювальних магніточутливих перетворювачів / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПТТП–2005): Матеріали першої МНТК м. Вінниці, 2–5 червня 2005 року. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005. – С. 83.

Наукове видання

**Осадчук Володимир Степанович,
Осадчук Олександр Володимирович,
Семенов Андрій Олександрович**

**ГЕНЕРАТОРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛИВАНЬ
НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР
З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ**

Монографія

Редактор С. Малішевська

Оригінал-макет підготовлено А. Семеновим

Видавництво ВНТУ «УНІВЕРСУМ-Вінниця»

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.

21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95

ВНТУ, ГНК, к. 114

Тел. (0432) 59-85-32

Підписано до друку

Формат 29,7×42¼ Папір офсетний

Гарнітура Times New Roman

Друк різнографічний Ум. др. арк.

Наклад 100 прим. Зам №

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі

Вінницького національного технічного університету

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.

21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95

ВНТУ, ГНК, к. 114

Тел. (0432) 59-81-59