

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, Н.С. Кравчук

МІКРОЕЛЕКТРОННІ СЕНСОРИ ТЕМПЕРАТУРИ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ

Монографія

УНІВЕРСУМ – Вінниця
2006

УДК 621.38
О72

Рецензенти:

доктор технічних наук, професор Кветний Р.Н.
доктор технічних наук, професор Лисогор В.М.
доктор технічних наук, професор Поджаренко В.О.

Рекомендовано до видання Ученою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № від 2006 р.)

В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, Н.С. Кравчук

О72 Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом.
Монографія. — Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. — 162 с.
Лл.:113. Бібліогр.: 138 назв.

ISBN

В монографії подано основи побудови мікроелектронних перетворювачів температури з частотним виходом на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором. Проведено аналіз і визначені фізичні явища, які відповідають за реактивні властивості біполярних та МДН-транзисторів. Розглянуті принципи побудови, електричні схеми і експериментальні дослідження основних параметрів перетворювачів температури.

Монографія розрахована на наукових та інженерно-технічних працівників, які займаються проектуванням і розробкою мікроелектронних перетворювачів температури, а також на аспірантів та студентів вищих технічних навчальних закладів.

УДК 621.38

ISBN

© В. Осадчук, О. Осадчук, Н. Кравчук, 2006

ЗМІСТ

Вступ	5
1. СУЧАСНИЙ СТАН МІКРОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕМПЕРАТУРИ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ.....	6
1.1. Переваги частотного принципу і мікроелектронної технології при побудові перетворювачів температури.....	6
1.2. Інтегральні перетворювачі температури.....	9
1.3. Оптичні температурні перетворювачі.....	17
1.4. П'єзокварцові перетворювачі температури.....	18
1.5. Електронні перетворювачі температури.....	21
1.6. Термосенсори для виміру температури з частотним виходом.....	23
1.7. Цифрові перетворювачі температури.....	26
2. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ТЕРМОЧУТЛИВИХ МДН-ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР.....	39
2.1. Закономірності, які отримані в результаті дослідження імпедансу структури метал-діелектрик-напівпровідник.....	39
2.2. Розробка математичних моделей фізичних процесів на поверхні МДН-структури.....	42
2.3. Розробка математичних моделей фізичних процесів у каналі з урахуванням напруги зміщення на затворі.....	48
2.4. МДН-структура як еквівалентне RC-коло.....	53
2.5. Моделювання імпедансу ділянки "Витік-Стік" двозатворного МДН-транзистора.....	55
2.6. Розробка еквівалентної схеми досліджуваної структури.....	64
2.7. Розрахунок імпедансу активної області двозатворного МДН-транзистора.....	67
2.8. Елементи теорії термореактивного ефекту у біполярних транзисторах.....	71
3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР.....	77
3.1. Огляд сучасних методів дослідження реактивних властивостей напівпровідникових приладів.....	77
3.2. Розробка методики вимірювання імпедансу досліджуваної структури.....	78
3.3. Обґрунтування вибору методики визначення параметрів поверхневих станів.....	85

4. ЧАСТОТНІ ПЕРВИННІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТЕМПЕРАТУРИ НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР	88
4.1. Резонансні первинні вимірювальні перетворювачі.....	88
4.2. Обґрунтування методики розрахунку автогенераторних вимірювальних перетворювачів на основі методу Ляпунова.....	91
4.3. Розрахунок перетворювачів температури з резонансним контуром на основі двозатворного МДН-транзистора.....	92
4.4. Перетворювачі температури на основі МДН-транзисторних структур.....	98
4.5. Напівпровідникові вимірювачі температури на основі двох МДН-транзисторів.....	105
4.6. Частотні перетворювачі температури на основі біполярних транзисторів.....	119
4.7. Частотний перетворювач температури на основі біполярних транзисторів з термоопором.....	128
4.8. Частотний перетворювач температури на основі біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом.....	133
5. РЕКОМЕНДАЦІЙ ПО ПРОЕКТУВАННЮ МІКРОЕЛЕКТРОННИХ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ.....	138
5.1. Вибір критеріїв оцінювання технічного рівня розроблених перетворювачів.....	138
5.2. Рекомендації по проектуванню автогенератора на основі транзисторних структур з від'ємним опором.....	141
5.3. Рекомендації по проектуванню частотних температурних перетворювачів.....	147
Література.....	153

ВСТУП

Використання досягнень сучасної мікроелектронної технології привело до значних успіхів у створенні різноманітних пристроїв контролю і управління. Проте часто отримання високих метрологічних характеристик апаратури досягається за рахунок підвищення її складності, габаритів, маси і вартості. Для подальшого суттєвого підвищення якості первинних перетворювачів необхідно використовувати нові фізичні явища і пошук нових принципів реалізації пристроїв, які відзначаються багатofункціональністю, малою споживаною потужністю, стабільністю характеристик, високою чутливістю, підвищенню швидкодією і надійністю. На сучасному рівні розвитку функціональної мікроелектроніки її досягнення можна використати для створення нового класу частотних перетворювачів температури, які відповідають цим вимогам.

Одним із таких наукових напрямків у розробці вимірювальних перетворювачів є використання залежності реактивних властивостей і від'ємного опору напівпровідникових пристроїв від впливу зовнішніх фізичних величин і створення на цій основі нового класу мікроелектронних перетворювачів температури з частотним виходом. У пристроях такого типу відбувається перетворення температури на частоту, що дозволяє виконувати перетворювачі за інтегральною технологією, і дає можливість підвищити швидкодію, точність і чутливість, розширити діапазон вимірюваних величин, поліпшити надійність, завадостійкість і довгочасову стабільність параметрів. Крім того, поєднання на одному кристалі первинного вимірювального перетворювача із схемами обробки інформації уможливорює створення "інтелектуальних" сенсорів. Використання в якості інформативного параметру частоти дозволяє уникнути застосування аналогоцифрових перетворювачів при обробці інформації, що знизить вартість систем контролю і управління.

Дослідження і розробка мікроелектронних перетворювачів температури з частотним виходом виконані на кафедрі електроніки Вінницького національного технічного університету і на кафедрі фізики Вінницького державного педагогічного університету ім. М.М. Коцюбинського.

Мета монографії полягає в тому, щоб надати допомогу в розробці аналітичних та експериментальних методів по реалізації мікроелектронних перетворювачів температури з частотним виходом.

Автори вдячні рецензентам доктору технічних наук, професору Кветному Р.Н., доктору технічних наук, професору Лисогору В.М. і доктору технічних наук, професору Поджаренку В.О., корисні зауваження яких сприяли поліпшенню змісту книги.

Відгуки про книгу, зауваження і побажання просимо надсилати за адресою видавництва: 21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, "УНІВЕРСУМ-Вінниця".

1. СУЧАСНИЙ СТАН МІКРОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕМПЕРАТУРИ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ

Використання досягнень сучасної мікроелектронної технології привело до значних успіхів у створенні різноманітних пристроїв контролю і управління. Проте часто отримання високих метрологічних характеристик апаратури досягається за рахунок підвищення її складності, габаритів, маси і вартості. Для подальшого суттєвого підвищення якості первинних перетворювачів необхідно використовувати нові фізичні явища і пошук нових принципів реалізації пристроїв, які відзначаються багатофункціональністю, малою споживаною потужністю, стабільністю характеристик, високою чутливістю, підвищенню швидкодією і надійністю. На сучасному рівні розвитку функціональної мікроелектроніки її досягнення можна використати для створення принципово нового класу частотних перетворювачів температури, які відповідають цим вимогам.

1.1. Переваги частотного принципу і мікроелектронної технології при побудові перетворювачів температури

Використання від'ємного опору мікроелектронних приладів створює умови для побудови генераторів, які є основним елементом перетворювачів з частотним вихідним сигналом. Такі перетворювачі суміщають простоту і універсальність, які мають аналогові пристрої, з точністю і завадостійкістю, що характеризують перетворювачі з кодовим виходом. Подальше перетворення частотно-модульованого сигналу зводиться в основному до рахунку періодів сигналу у продовж певного часу-операції, що по простоті і точності перевищує усі інші методи аналого-цифрового перетворення. Використання частотного принципу роботи дозволяє отримати такі переваги:

1. При використанні частотних перетворювачів відкривається принципова можливість досягнення значно більшої точності вимірювання у порівнянні з амплітудними перетворювачами з цифраторами. Це об'єктивна властивість високої завадостійкості, яку має частотна модуляція, є певне, головною передумовою перспективності частотних перетворювачів у порівнянні з амплітудними.
2. З енергетичної точки зору самою важливою ділянкою вимірювального каналу для проходження інформації є ділянка від виходу вхідного перетворювача до входу підсилювально-перетворюючої апаратури, де інформація передається самим малим потоком енергії. Втрати інформації на цій ділянці не можна компенсувати ніякими наступними операціями. У зв'язку з цим, помилки, які виникають, наприклад, при використанні резистивних, індуктивних, тензорезистивних і п'єзоелектричних амплітуд-

них перетворювачів дорівнює відповідно 0.02, 0.1, 1.0 і 10%, розташовані у такому ж порядку, як і потужності вихідних сигналів перетворювачів, які дорівнюють відповідно 10^{-2} , 10^{-3} , 10^{-5} і 10^{-7} Вт. Вихідні потужності частотних перетворювачів, як правило, бувають значно більшими. При цьому потужність, яка визначає стабільність частоти генерації, необхідно вважати коливальну (реактивну) потужність резонатора, яка тим більша, чим більша його добротність. Для порівняння покажемо, що у сенсорів з віброуючими пластинами або язичками вона складає (0.1 – 0.2) ВА, в сенсорах з LC – резонаторами – (0.01 – 0.1) ВА, в акустичних резонаторах або низькодобротних RC – генераторах – (10^{-4} – $3 \cdot 10^{-4}$) ВА.

3. Зразкові міри частоти, наприклад, у вигляді кварцового генератора, можливо виконати із значно більшою стабільністю, ніж зразкові міри електричної напруги у вигляді нормальних елементів або напівпровідникових стабілізаторів напруги. Це пояснюється об'єктивною різницею інформаційних властивостей амплітудно-модульованих і частотно-модульованих процесів.
4. У випадку застосування в інформаційних системах амплітудних сенсорів побудова комутаторів, які не вносять значних помилок у результати вимірювань, є найскладнішою проблемою. Паразитні Е.Р.С., перехідні опори і взаємний вплив каналів у таких комутаторах приводять до появи великих помилок, радикальної боротьби з якими не знайдено до теперішнього часу. При використанні сенсорів з частотно-модульованим вихідним сигналом, які практично не чутливі до вище перерахованих факторів, комутатори можна будувати по самим простим схемам, не вносячи при цьому ніяких помилок у результати вимірювань.
5. Точне інтегрування по часу вихідного сигналу частотних сенсорів виконується виключно просто. При цьому інтегруючий пристрій у вигляді сумуючого лічильника електричних імпульсів є ідеальним інтегратором з необмеженим часом інтегрування.

З другого боку, видатні досягнення мікроелектронної схемотехнології в основному були реалізовані у засобах обробки інформації та обчислювальної техніки, в яких значна номенклатура функціональних елементів вийшла на 7-8 рівень інтеграції із застосуванням базових технологічних процесів. Електронна система управління та контролю також потребує впровадження досягнень мікроелектронної схемотехнології, насамперед для первинних перетворювачів фізичних величин. Створення інтегральних первинних перетворювачів, які на одному кристалі об'єднують чутливий елемент і мікропроцесорну систему обробки вимірювальної інформації є одним із перспективних напрямків мікроелектронного приладобудування.

За останні десятиліття спостерігається інтенсивний розвиток сенсорів на основі мікроелектроніки, причинами якого є:

По – перше, безупинне удосконалювання технології і швидкі темпи розвитку науково – технічного прогресу, що вимагає відповідного розвит-

ку контрольно-вимірювальних систем, основою яких є сенсори. Крім того, протікання технологічних процесів і контроль їхніх параметрів здійснюється тільки за допомогою високоточних і надійних сенсорів.

По – друге, мікроелектроніка – могутній прискорювач індустрії сенсорів, вона є єдиною технологією, що на даному етапі розвитку науково – технічного прогресу може забезпечити необхідну масовість виробництва сенсорів.

По – третє, використання мікроелектроніки дозволяє отримати ряд переваг для сучасних сенсорів: довгострокову стабільність; високу надійність; великий термін служби; жорсткі умови експлуатації; високу точність; високу чутливість до вимірюваного параметра і нечутливість до інших факторів, що впливають; малі габаритні розміри, масу й енергоспоживання; інформаційну, конструктивну і технологічну сумісність з мікроелектронними засобами обробки інформації; низьку трудомісткість і вартість у мало- і багатосерійному виробництві.

Сьогодні на ринку в Західній Європі можна придбати 50 000 моделей сенсорів для виміру близько 100 параметрів, а структура вироблених мікроелектронних сенсорів містить у собі: тиск 49; температура 18; параметри руху 12; рівень рідини 10; витрат 10 %.

До існуючих мікроелектронних сенсорів відносяться: напівпровідникові, тонко- і товстоплівкові, п'єзоелектричні, оптоелектронні, волоконно-оптичні. У загальному обсязі виробництва мікроелектронних сенсорів домінують перші три типи сенсорів, а по даним західної статистики в якості мікроелектронних фігурують часто тільки напівпровідникові сенсори, тому що це обумовлено високою розвиненістю твердотільної технології і широким можливостям, що надає кремній для розробок і виробництва сенсорів найрізноманітніших величин. Зараз кремнієві сенсори випускаються для виміру тиску, температури і магнітного поля, а за даними фірми ERA Technology Ltd (Англія), щорічний ріст європейського ринку споживання кремнієвих сенсорів складе більш 19 % до 2005 р., а вимірюваними величинами будуть тиск, оптичні параметри систем штучного зору, переміщення, температура, вологість, прискорення, концентрація хімічних речовин та інші.

Крім того, розробка мікроелектронних сенсорів – наукомістка область, тому що створення їх можливе тільки на визначеному етапі розвитку науки і технології мікроелектроніки [1, 2].

Проведений аналіз дозволяє стверджувати, що подальший розвиток первинних перетворювачів і інтелектуальних сенсорів лежить на шляху об'єднання переваг мікроелектронної схемотехнології і частотного принципу їх роботи.

Таким чином, частотний принцип і мікроелектронну технологію можна використати для створення первинних перетворювачів лише на основі мікроелектронних приладів з від'ємним опором, реактивні властивості

яких залежать від впливу різноманітної фізичної інформації. Використання від'ємного опору дозволяє створювати мікроелектронні генератори, частота генерації яких залежить від зовнішніх впливів різноманітної інформації, а параметри коливального контуру можна значно покращити регулюванням величини від'ємного опору.

1.2. Інтегральні перетворювачі температури

Для виміру температури в даний час використовуються напівпровідникові або мікроелектронні сенсори, що виконані у вигляді мікросхем, інфрачервоні сенсори, термометри опору, термістори, термопари. На рис.1.1 в залежності від типу сенсора приведений діапазон виміру температури. Мікроелектронні сенсори призначені для виміру температури в діапазоні від -55 до 150°C . Вони знаходять широке застосування у вимірювальних приладах, промислових установках, системах керування, медичній апаратурі, комп'ютерах, засобах зв'язку, блоках живлення та інше [3].

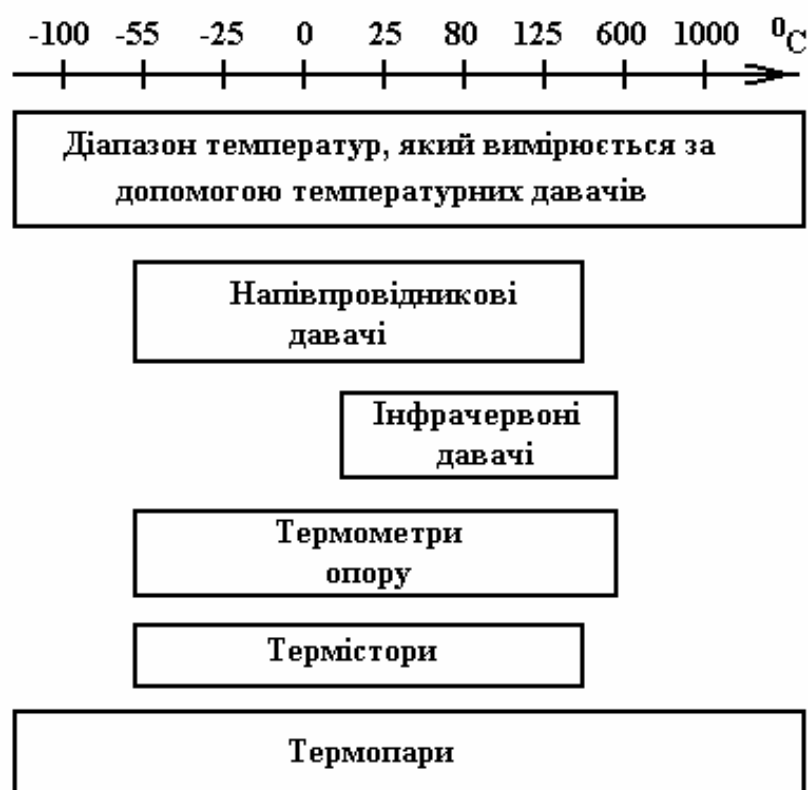


Рис.1.1. Залежність діапазону вимірюваної температури від типу сенсора

У табл.1.1 наведені прогнозовані обсяги виробництва сенсорів на найближчі шість років. У даний час випуск мікроелектронних сенсорів температури збільшується зі зростанням виробництва наведених вище приладів і як впливає з табл.1.1, обсяг виробництва цих сенсорів виросте за шість років на 60 %.

Таблиця 1.1.

Обсяг виробництва сенсорів температури (прогноз)

Рік	Типи сенсорів температури					Загальний обсяг продажу, \$ млрд.
	Напівпровідникові, %	Інфрачервоні, %	Термометри опору, %	Термістори, %	Термопари, %	
2000	12	16	19	37	16	2,02
2001	13	17	19	36	16	2,18
2002	14	17	19	35	15	2,34
2003	16	17	18	34	15	2,52
2004	17	17	18	33	14	2,71
2005	18	18	18	33	14	2,89
2006	19	18	18	32	13	3,09

До основних виробників напівпровідникових сенсорів температури відносять такі відомі фірми, як Analog Devices, National Semiconductor, Dallas Semiconductor та інші. Лідером серед них є Analog Devices, що зайнята розробкою і випуском температурних сенсорів з виходом по струму або напрузі, сенсори з перетворенням температури в часовий інтервал або цифровий код, сенсори з функціями контролера, вимірювальні вторинні перетворювачі для підключення термопар і термометрів опору [3].

У термосенсорах, що випускаються фірмою Analog Devices, які виконані за інтегральною технологією, як термочутливий сенсор використовується інтегральна мостова диференціальна схема. Кремнієві транзистори, що працюють у нижніх плечах моста, є термочутливими елементами (струм колекторного р-п переходу залежить від температури). Якщо зазначені транзистори працюють у режимі постійного відношення колекторних струмів r , то різниця напруг їхніх емітерно-базових переходів буде визначатися співвідношенням $(kT/q)/\ln r$, де k - постійна Больцмана, q - заряд електрона [4]. Крім того, величина r , обумовлена опором в ланцюгах емітерів термочутливих транзисторів, також постійна, а різниця напруг емітерно-базових переходів буде пропорційна температурі середовища T , у якій працюють транзистори. Зауважимо, що в інтегральній схемі, в якій містяться термочутливі транзистори, здійснюється перетворення різниці напруг емітер-база у вихідний струм, величина якого пропорційна температурі (через крутість перетворення або коефіцієнт чутливості). Шляхом лазерного припасування відповідних опорів у технологічному процесі виробництва інтегральної схеми, забезпечуються необхідна точність перетворення температури у вихідний сигнал і вихідні параметри термочутливої схеми.

Розглянемо інтегральні термосенсори фірми Analog Devices, що працюють за даним принципом. Сенсори “температура – струм” являють собою такі термочутливі інтегральні схеми. Схема цього термосенсора має два виводи і може бути зображена як термозалежний високоомний опір. На рис.1.2 представлені характеристики сенсора температура – струм, з якої випливає, що струм мікросхеми в діапазоні напруг $E = 4 \dots 30$ В не залежить від напруги і є лінійною функцією температури з крутістю перетворення $k = I_{\text{ВЫХ}} / T = 1 \text{ мкА}/^{\circ}\text{C}$.

Такими схемотехнічно ідентичними один одному є термосенсори AD590 і AD592, що розрізняються каліброваними характеристиками і діапазоном робочих температур. Термосенсори типу AD590 використовуються звичайно як первинні перетворювачі, а вторинними перетворювачами застосовуються різні операційні підсилювачі, вхідний сигнал для яких подається з послідовно включеного з термосенсором опору.

Сенсори “температура – напруга” являють собою інтегральну схему, що містить термочутливий сенсор (аналогічний термосенсору AD590) і операційний підсилювач. На рис.1.3 представлена структурна схема такого сенсора. Характеристики розглянутого термосенсора визначаються термочувливим елементом і коефіцієнтом підсилення операційного підсилювача.

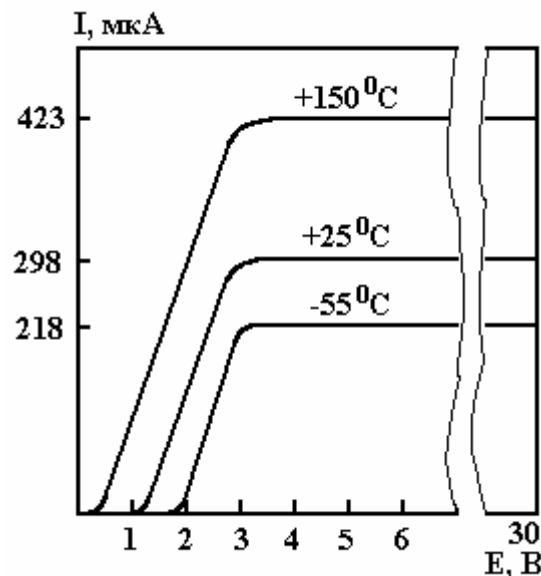


Рис.1.2. Характеристики термочутливої частини інтегральної схеми (термосенсора)

Сенсори “температура – тривалість імпульсу” – це інтегральна схема, що здійснює перетворення температура-напруга, і включає широтно-імпульсний модулятор. Структурна схема розглянутого термосенсора представлена на рис.1.4. Шляхом перерахування тривалості імпульсу і паузи в температуру, визначається температура контрольованого термосенсором середовища (температура термосенсора). Зовнішній генератор стабільної частоти і мікропроцесор здійснюють вимір тривалості. Окрім того,

мікропроцесор застосовується і для обчислення вимірюваної температури. Фірмою Analog Devices у даний час випускаються інтегральні сенсори “температура – тривалість імпульсу” типів TMP03, TMP04, що працюють за розглянутим принципом [4].

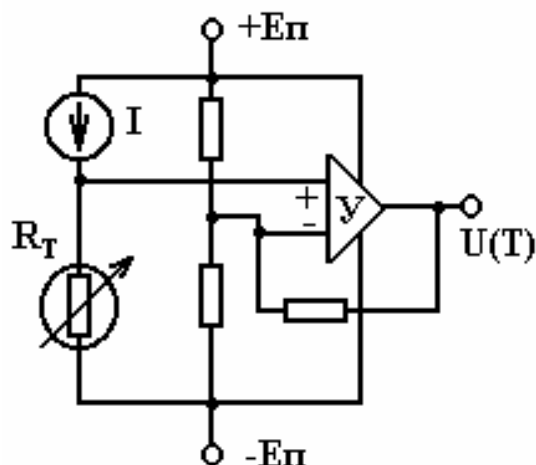


Рис.1.3. Структурна схема сенсора “температура – напруга”:
 1 – внутрішнє джерело живлення термосенсора;
 R_T - термосенсор; U - операційний підсилювач

До останніх розробок фірми Analog Devices відносяться цифрові температурні сенсори AD7814, AD7414 і AD7415, виконаних у корпусі SOT-23. До складу сенсорів входять АЦП порозрядного зрівноважування з потужністю споживання не більш 3 мкВт при частоті перетворення 1 Гц. Ці цифрові температурні сенсори мають малі розміри, низьку вартість, що дозволяє їх використовувати в пристроях із жорсткими обмеженнями габаритів і вартості [5, 6].

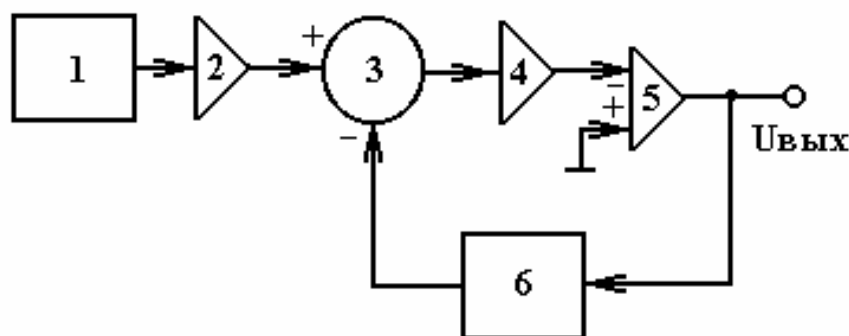


Рис.1.4. Структурна схема сенсора “температура – тривалість імпульсу”:
 1 – термосенсор; 2, 4 – операційні підсилювачі; 3 – суматор;
 5 – компаратор; 6 – однорозрядний перетворювач аналог – код

Фірма Dallas Semiconductor, у даний час випускає цифрові температурні сенсори DS1620/21/23/24/25 і DS1820/21, що призначені для виміру температури навколишнього середовища в діапазоні від -55°C до $+125^{\circ}\text{C}$.

Вони відрізняються високою точністю вимірів ($\pm 0,5$ °С в діапазоні температур від 0 до $+70$ °С і роздільною здатністю перетворення $0,5$ °С) [6].

Для вимірювання температури поверхні, швидкості потоку газів, рідин широко застосовуються терморезистори в якості термочутливих елементів, тому що вони мають малі габарити, високу чутливість і низьку вартість. Розглянемо терморезистори [7], що розроблені на основі тонких шарів напівпровідникових матеріалів зі змішаних окислів перехідних металів. Ці терморезистори виготовлені на ситалових підкладках магнетронним розпиленням в атмосфері ($\text{Ar} + \text{O}_2$) мішеней з напівпровідникових матеріалів, що використовуються в об'ємних терморезисторах і характеризуються величиною $(2 - 4) \cdot 10^6$ Ом/□. До необхідного значення, опір заготівок підганяється лазерною різкою частини напівпровідникового шару між електродами з урахуванням температури підкладки, що дає можливість зменшити розкид опору до 1 – 2 %. Зауважимо, що розглянуті зразки терморезисторів зручні для виміру температури поверхні, тому що їхні виводи розташовуються з однієї сторони підкладки і вони можуть кріпитися до поверхні контрольованого об'єкта методом приклеювання. Розроблені терморезистори мають високу експлуатаційну стабільність і за максимальною робочою температурою $+125$ °С фактична зміна опору не перевищувала ± 2 % за 8000 годин [7].

На основі базової мікроелектронної технології розроблені конструкції товстоплівкових терморезисторів з напівпровідникового матеріалу на основі оксидів марганцю, кобальту і нікелю, що формуються на підкладках з алюмооксидної кераміки, представником такої технології є терморезистор типу TP – 5, що має різнонаправлені виводи довжиною 10^2 мм і товщиною 0,1 мм із мідного дроту, гальванічно покритого сплавом олова з вісмутом. Він в основному призначений для використання в гібридних інтегральних мікросхемах і пристроях мікроелектроніки для виміру, контролю і регулювання температури, термостабілізації, термокомпенсації, а також ефективно застосовується як чутливий елемент контактних сенсорів температури поверхні твердих тіл.

Для використання в радіоелектронній апаратурі спеціального призначення, на основі базової технології виготовлення TP – 5, розробляється серія товстоплівкових терморезисторів, що призначені для використання при температурі від -60 до $+125$ °С. Ці терморезистори виконані у вигляді прямокутної пластини з однонаправленими дрововими виводами довжиною 10^2 мм і діаметром 0,1 мм [8].

Терморезистори на основі синтетичного напівпровідникового алмазу ефективно застосовуються завдяки їхньому широкому діапазону номінальних значень початкового опору (від сотень Ом до десятків кОм), а також робочих температур (від 200 до 800 К) і з високою розсіюваною потужністю (до 150 мВт), малих розмірів (діаметр 0,4 мм). Крім того встановлено, що застосування алмазних терморезисторів з різним характером залежнос-

ті постійної матеріалу $B(T)$ розширює функціональні можливості вимірних ланцюгів і пристроїв на їхній основі [9].

Для вимірювання температури в діапазоні $4,2 \div 300$ К розроблено сенсор температури, що являє собою резистор на основі плівки твердого розчину свинець – олово – телур, отриманої методом молекулярно – променевої епітаксії. У порівнянні з аналогічними сенсорами на основі германію і благородних металів, розроблений сенсор має високу чутливість поблизу кімнатної температури і меншу вартість [10].

В даний час для вимірювання температури широко застосовуються сенсори з лінійною вихідною характеристикою у вигляді монокристалічних напівпровідникових приладів з р–n переходами (діоди, транзистори, стабілітрони), робота яких основана на лінійній залежності напруги прямого зсуву (при постійній величині вимірюваного струму) від температури. Відомо, що температурний коефіцієнт напруги (ТКН) для діодів і транзисторів різних видів складає від 1 до 3,5 мВ/К і головним чином залежить від густини струму в р–n переході. З ростом струму і зі збільшенням температури в результаті впливу зворотного струму р–n переходу, величина ТКН зменшується, що й обмежує верхню границю робочого інтервалу температур 80°C для германієвих і 130°C для кремнієвих приладів. Збільшити ТКН можна послідовно з'єднуючи декілька р–n переходів, але при цьому значно зростають розміри сенсора і його інерційність, а схема сенсора в результаті введення великої кількості резисторів для компенсації нелінійності вольт-амперної характеристики й узгодження роботи окремих елементів, значно ускладнюється [11]. Тому, для збільшення ТКН можливо використання як чутливих елементів сенсорів, твердотільних напівпровідникових приладів з нелінійною вольт-амперною характеристикою – полікристалічних варисторів (ПКВ), що мають форму дисків діаметром 8 мм і товщиною 1 мм. Вони виготовляються з більшості відомих керамічних матеріалів, що слугують основою для одержання ПКВ. Окрім того, введення V_2O_5 в BaSnO_3 дозволяє одержати сенсори, що мають широкий температурний інтервал (від -30 до $+260^{\circ}\text{C}$), в якому спостерігається лінійна залежність спадання напруги на варисторі від температури. Оскільки ТКН залежить від величини струму, то це надає можливість плавно керувати чутливістю сенсорів у процесі експлуатації шляхом зміни величини вимірюваного струму, що дозволяє застосовувати сенсори в устаткуванні зі змінюваним режимом роботи [11].

Для виміру температури, поряд з напівпровідниковими сенсорами, що використовують температурні властивості р–n переходів, застосовують термістори, що виготовлені з окисних напівпровідників. Вони забезпечують вимір у широкому діапазоні температур від -80 до 300°C і мають високий від'ємний температурний коефіцієнт опору до $-5 \text{ }^{\circ}\text{C}$. BetaTHERM Corporation з центром у Shrewsbury (США, Massachusetts) і BetaTHERM Ireland Ltd у Galway (Ірландія) є відомою фірмою, що зарекомендувала се-

бе, як виробника термісторних сенсорів. Використаний фірмою технологічний процес виробництва термісторів починається з початкових матеріалів (окисних напівпровідників) високого ступеню очищення, з яких спікаються керамічні термісторні пластини, металізовані з двох сторін. Основою термісторів є чіпи, що виходять у результаті дроблення пластини (рис.1.5). Вихідною продукцією фірми є дискретні компоненти – чіпи (Chip Thermistors) і сенсори (Discrete Sensors), що призначені для виміру температури навколишнього середовища, і зонди (“пробники”, Custom Probe Assambles) різної конструкції, максимально пристосовані для “точкового” виміру температури [12].

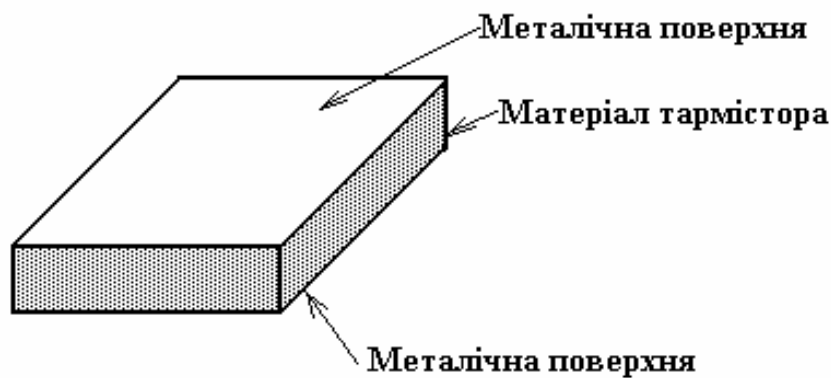


Рис.1.5. Чіп – термістор

На основі тривимірної мікрообробки кремнію і поліаміду, розроблена технологія, що дозволяє виготовляти тонкоплівкові елементи для мікросенсорів різного призначення. Отримані зразки сенсорів перетворювачів тиску, температури, витрати, механічних імпульсів, акустичних коливань та інші, які знайшли широке застосування в різних технологічних процесах, геології, медицині, охороні навколишнього середовища, транспорті, зв'язку, побутовій техніці. Наприклад, термометр цифровий ТЦ-001 призначений для контролю температури в різних середовищах, діапазон виміру температури якого складає від -60 до $\pm 200^{\circ}\text{C}$. Перетворювач температури рідини ПТЖ-01 призначений для контролю температури в агресивних рідких середовищах. Він застосовується в комплекті з цифровими приладами або в системах автоматичного керування, температурний діапазон вимірювань його складає від -60 до $+150^{\circ}\text{C}$ [13].

Для створення чутливих елементів (ЧЕ) термометрів на основі кремнію, використовувався монокристалічний кремній р- і n- типів провідності, що мають як негативний температурний коефіцієнт опору (ТКО), так і позитивний [14]. На основі даного ЧЕ розроблено ряд сенсорів температури, частина з яких випускається серійно, вони мініатюрні, мають гарну швидкодію й успішно експлуатуються в системах терморегулювання при стендових іспитах. Наприклад, розроблено ЧЕ з позитивним ТКО на основі кремнію n- типу провідності з питомим опором $4,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$, що застосовуються в області температур $223\dots 523 \text{ К}$. Вони мають планарну структуру,

виготовлені у вигляді прямокутної пластини, розміри якої можуть складати 1×2; 2×4; 3×4 мм в залежності від конкретного типу сенсора. На рис.1.6 представлена температурна залежність опору кремнієвого ЧЕ.

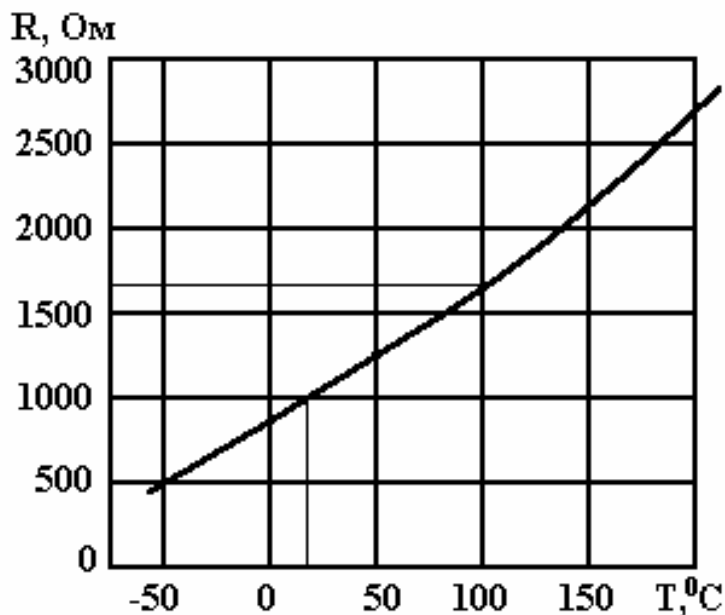


Рис.1.6. Температурна залежність опору кремнієвого ЧЕ

Також на основі кремнієвого ЧЕ розроблені сенсори (ТЭ 260, 258, 286, 287) для виміру температури поверхні, повітряного середовища і для застосування в медицині. На рис.1.7 показаний зовнішній вигляд термометра ТЭ 260 у розрізі і його габаритні розміри. В термометрі ТЭ 260 крім кремнієвого терморезистора є ще пасивний резистор, виготовлений з резистивного сплаву, це дозволяє використовувати термометр, як активний елемент схеми (так звана схема “напівмоста”) з “вольтовим” виходом.

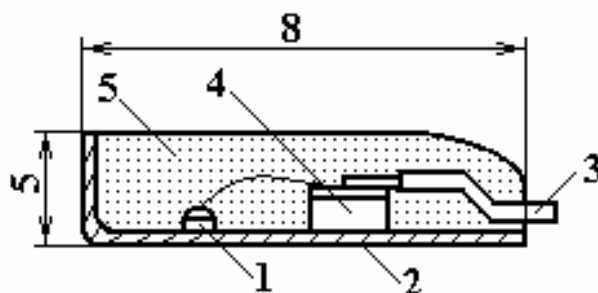


Рис.1.7. Зовнішній вигляд термометра ТЭ 260 у розрізі:

1- ЧЕ; 2 – корпус; 3 – провідники; 4 – плата; 5 – захисне покриття

Для роботи в діапазоні температур 73.....573 К розроблено ЧЕ на основі використання плівкових кремнієвих структур – гетероепітаксціальних плівок кремнію, вирощених на сапфіровій підкладці (КНС). Використання структур КНС має ряд переваг перед монокристалічним кремнієм: більш широкий діапазон вимірюваних температур, наявність електроізоляційного шару між плівкою кремнію і вимірюваною поверхнею, спрощена

конструкція термометра завдяки створенню гальванічних шарів під контактні області, що виключає перехідні плати від ЧЕ до вимірюваної схеми. Сенсори на основі КНС володіють високою тимчасовою стабільністю і стійкістю до механічних і радіаційних впливів [14].

Розроблено конструкцію сенсорів температури на перемикаючих елементах, виготовлених з аморфного плівкового халькогенідного напівпровідника (х.с.н.) [15], плівкова структура яких наноситься термоіонним напилюванням і модифікується в плазмі активного газу ($\text{Ar} + \text{H}_2$, $\text{Ar} + \text{H}_2 + \text{F}_2$) з високочастотним збудженням, що вигідно відрізняється від традиційного вакуумно-термічного, своєю гнучкістю і технологічністю. Робоча частина активного матеріалу розташована між двома електродами, при цьому міжелектродний зазор складає 20 мкм. Як активний матеріал використовували склад х.с.н. системи $\text{Ga} - \text{Si} - \text{Ge} - \text{As} - \text{Te}$, що має стійкий ефект перемикання. Ці сенсори працюють у температурному діапазоні від -40 до $+150^\circ\text{C}$ із відносною похибкою $\leq 2\%$ і можуть знайти застосування в ланцюгах автоматичного терморегулювання, у системах теплового захисту радіоелектронних і електричних пристроїв.

1.3. Оптичні температурні перетворювачі

Для низько-температурних вимірювань використовують сенсор температури, який містить чутливий елемент з ниткоподібного монокристалу GaAs з електричними виводами, кожен з яких виконаний з двох провідників різного поперечного перерізу. Корпус сенсора виготовлений з монокристалічного корунду у формі паралелепіпеда. Завдяки високій теплопровідності монокристалічного корунду при низьких температурах (коефіцієнт теплопровідності при $T=30 - 40 \text{ K}$ досягає 6000 Вт/мК , а при $77\text{K} - 1300 \text{ Вт/мК}$), а також використанню порошку Al_2O_3 , як теплообмінного середовища, покращуються теплові характеристики сенсора, тобто підвищується швидкодія. Зауважимо, що покриття теплоприймальної поверхні чутливого елемента графітом, а також висока оптична прозорість монокристалічного корунду дозволяють використовувати розроблений сенсор як мікроболометр для вимірювань променевих теплових потоків у смузі пропускання корунду ($0,145\text{-}6 \text{ мкм}$). З метою вимірювань температури сенсор попередньо градуують. Виміряна залежність $R(T)$ встановлюється на досліджуваній поверхні чи в об'ємі, а при здійсненні вимірювань теплових потоків, сенсор градуують як болометр в В/Вт . Крім того, випромінювання повинно падати перпендикулярно до зачорненої поверхні чутливого елемента, який покритий графітовим шаром [16].

Для теплового контролю об'єктів, що знаходяться під електричною напругою і працюють в електромагнітному полі, в умовах підвищеної пожежовибухонебезпечності, розроблено пристрій для виміру температури [17]. Термочутливий елемент пристрою виконаний у вигляді оптично не-

однорідної структури із суміші речовин, що прозорі для випромінювання джерела світла, з різними показниками заломлення, відмінними один від одного в межах робочого температурного діапазону для всього спектра випромінювання джерела світла. У розробленому пристрої виключається гальванічний зв'язок з контрольованим об'єктом, що забезпечує безпеку теплового контролю в умовах впливу високої електричної напруги й електромагнітного поля, у тому числі і НВЧ - діапазону.

Розроблено оптоволоконний сенсор температури, у якому термочутливий оптичний елемент на хвилеводі виконаний у вигляді дифракційної ґратки Бреґа. Термочутливий елемент на хвилеводі виготовляють за допомогою ультрафіолетового лазера з $\lambda = 249$ нм, який паралельним пучком освітлює ґратку, що впритул наближена до хвилеводу. Крім того, період ґратки повинен бути в два рази більший від періоду ґратки на хвилеводі, а не дифрагований пучок повинен бути по можливості мінімальним. Зауважимо, що за рахунок тривалої дії потужного ультрафіолетового опромінення в серцевині проходять хімічні процеси, що приводять у місцях освітлення хвилеводу до незворотної зміни показника заломлення, і в результаті на хвилеводі утворюється дифракційна ґратка Бреґа – термочутливий елемент. Принцип роботи термочутливого оптичного елемента базується на залежності коефіцієнта відбивання ґратки від температури при заданій довжині хвилі падаючого випромінювання, а період ґратки Бреґа Λ і коефіцієнт заломлення n_0 серцевини хвилеводу змінюється від температури [18].

1.4. П'єзокварцові перетворювачі температури

Перейдемо до розгляду п'єзокварцових перетворювачів температури. Розроблено п'єзокварцові перетворювачі температури з частотним виходом [19, 20], у яких використовується багатомодовий термочутливий гармоніковий кварцовий резонатор Y – зрізу чи LC – зрізу. Встановлено, що при виборі параметрів елементів реактивного ланцюга в п'єзокварцевому перетворювачі з частотним виходом збуджуються деякі частоти, що залежать від вимірюваної температури. Крім того, за рахунок нелінійності характеристики активного елемента – транзистора у вихідному сигналі перетворювача, крім основних частот є комбінаційні коливання, а як вихідне коливання перетворювача використовується друга гармоніка різницевої частоти, що залежить від температури. Для гармонікового чутливого кварцового резонатора на частоту 26,5 МГц по третій гармоніці температурний коефіцієнт чутливості $C_{T1} = 1000 \text{ Гц}/^\circ\text{C}$, а в перетворювачі температурний коефіцієнт чутливості складає $\approx 4440 \text{ Гц}/^\circ\text{C}$. З цього випливає, що підвищення крутості характеристики перетворення досягається завдяки використанню лише одного кварцового резонатора, зменшується дрейф нуля і по-

ліпшується довгострокова нестабільність частоти, що визначається в основному старінням кварцового резонатора.

На рис.1.8 представлена схема п'єзокварцевого перетворювача температури з частотним виходом на двох кварцових резонаторах LC – зрізу, що володіють лінійними температурно-частотними характеристиками, вони як і резонатори АТ – зрізу, є багатомодовими з інтенсивними ангармонічними модами. Крім того, резонатори цього типу, як і резонатори АТ – зрізу, Y – зрізу, належать до п'єзорезонаторів з локалізацією товщинно-зсувових коливань. Збільшення інформаційних відходів різницево-різницевої частоти f_{pp} і зменшення її відходів, викликаних дестабілізуючими факторами, приводять до збільшення чутливості перетворювача, причому реальний вииграш досягає (40 – 100) щодо перетворювачів з одним термочутливим резонатором. Підвищення точності перетворення відбувається як внаслідок збільшення чутливості перетворювача, так і внаслідок зменшення дрейфу нуля через старіння п'єзорезонаторів. Оскільки вихідним коливанням перетворювача є різницево-різницева частота $f_{pp} = (f_3 - f_2) - (f_2 - f_1)$, то відходи нуля взаємно компенсуються [20].

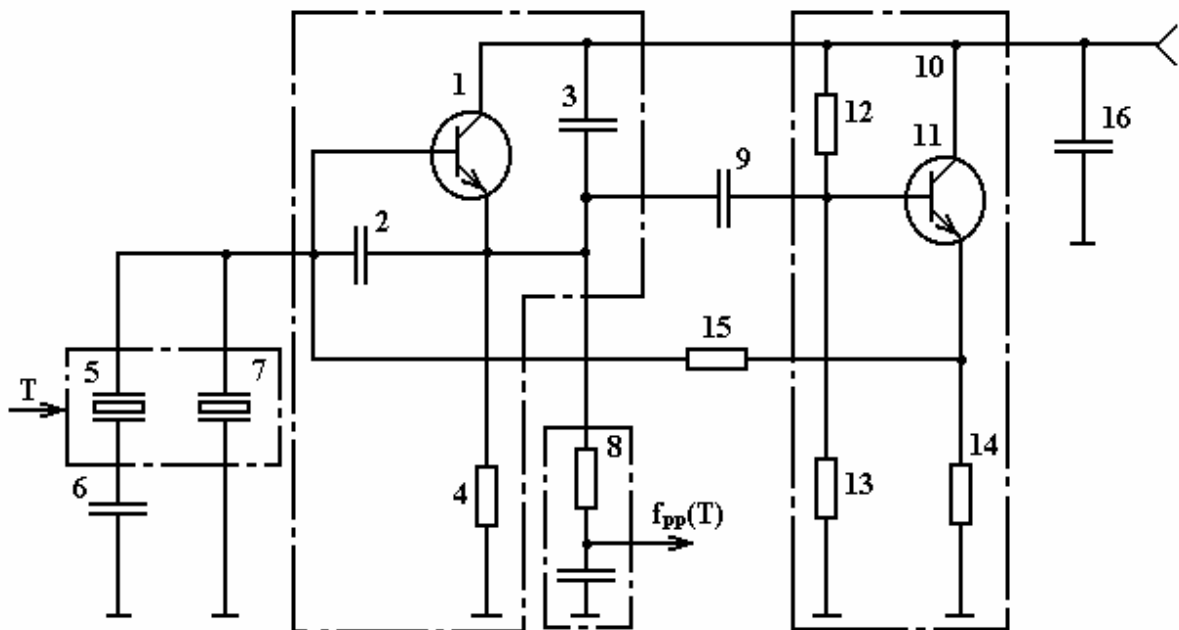


Рис.1.8. Схема п'єзокварцевого перетворювача температури з частотним виходом на двох кварцових резонаторах: 1, 11 – біполярні транзистори; 2, 3 – конденсатори зв'язку; 4, 14 – навантажувальні резистори; 5 – одночастотний термочутливий резонатор; 6 – перший конденсатор; 7 – двочастотний кварцовий термочутливий резонатор; 8 – вихідний RC-фільтр нижніх частот; 10 – емітерний повторювач; 12, 13, 15 – резистори; 16 – блокувальний конденсатор

Розглянемо пристрій для виміру температури, що містить термозалежний двочастотний генератор, у ланцюг якого, що частотно-задає, включений двучастотний термочутливий кварцовий резонатор з температур-

ними коефіцієнтами різних знаків [21]. На емітерному навантаженні кварцового генератора формуються коливання, що містять широкий спектр складових комбінаційних частот. За допомогою фільтра низької частоти виділяється сигнал з різницевою частотою, що надходить на рахунковий вхід лічильника, а на опорний вхід якого подається сигнал з виходу дільника. Результат виміру, утворений на виході лічильника, зв'язаний з вимірюваною температурою.

Для виміру температури агресивних середовищ, високошвидкісних і рідинних потоків, розроблений пристрій для виміру температури (рис.1.9). Пристрій містить термочутливий п'єзрезонатор, що розміщений у захисній капсулі, і включений у частотно-задаючий ланцюг вимірювального автогенератора. У пристрій введений електричний міст із двома плівковими терморезисторами, один із яких розміщений на поверхні термочутливого п'єзрезонатора поза зоною активних коливань, інший же – на зовнішній поверхні захисної капсули п'єзрезонатора через введenu термоізоляційну прокладку.

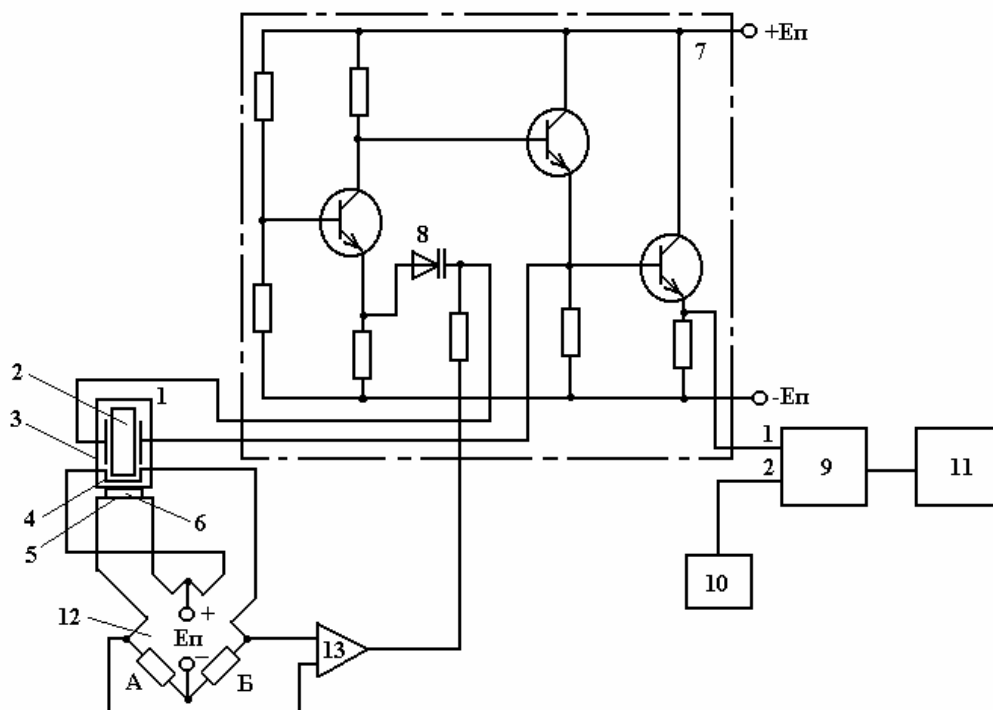


Рис.1.9. Схема пристрою для виміру температури: 1 – чуттєвий елемент; 2 – термочутливий п'єзрезонатор; 3 – капсула; 4, 5 – терморезистор; 6 – термоізоляційна прокладка; 7- вимірювальний автогенератор; 8 – варикап; 9 – блок формування різницевої частоти; 10 – опорний автогенератор; 11- реєстратор; 12 – електричний міст; 13 – диференціальний підсилювач

Крім того, плівкові терморезистори диференційно підключено в суміжні плечі електричного моста, вимірювальна діагональ якого підключена до входів диференціального підсилювача. Перепад температур терморезисторів і різниця їхніх опорів викликає розбаланс електричного моста, у ре-

зультаті чого на входах підсилювача з'являється перепад напруг, при якому на його виході формується напруга, пропорційна величині перепаду температур. Керуюча напруга впливає на варикап, змінює його ємність, у результаті чого змінюється частота вимірювального автогенератора і частота на виході пристрою формування різницевої частоти [19].

Для контролю, вимірювання і регулювання температури в технологічних циклах енергетичної промисловості для автономних і теплових електростанцій і в металургії можна реалізувати розроблений вимірювач температури [23], у якому нове виконання компенсаційного моста шляхом виконання резисторів усіх плечей моста у вигляді двошарової резистивної плівкової структури на діелектричній підкладці, розміщеної на першому й другому теплопровідних елементах і введення додаткового термозалежного резистора, що суттєво підвищило точність вимірювання температури. Принцип вимірювання полягає в тому, що в результаті розташування термопари в середовищі, у якому необхідно провести вимірювання, на виході термопари з'являється електрорушійна сила, яка залежить від різниці температури вимірювання і температури вільних кінців. Вихідна напруга термопари підсумовується з вихідною напругою компенсаційного моста. На вхід вимірювального приладу надходить напруга, пропорційна вимірюваній температурі, а при відповідному виборі коефіцієнта перетворення вимірювального приладу результат вимірювання дорівнює вимірюваній температурі.

1.5. Електронні перетворювачі температури

Для виміру температури будь – яких фізичних середовищ і поверхонь використовується пристрій для виміру температури [24], в якому чутливим елементом є термістор, а в якості вторинного перетворювача – резонансно-параметричний перетворювач. При підключенні пристрою до мережі через обмотку модуляції протікає струм, який викликає збудження параметричних коливань у контурі. Розмір цих коливань змінюється відповідно до зміни опору термістора, який водночас змінюється в залежності від температури. Зауважимо, що використання в якості чутливого елемента термістора, а в якості вторинного перетворювача – резонансно-параметричного перетворювача, дозволяє зберегти лінійність і значно підвищити чутливість вимірювального пристрою, збільшити потужність вихідного сигналу без додаткового підсилювача, обійтися без використання дорогіших металів і за рахунок цього знизити витрати на створення й обслуговування розробленого пристрою.

Розглянемо електронний термосенсор [25], що дозволяє з високою точністю вимірювати як абсолютне значення температури в точці, так і різницю температур у двох точках. Схема електронного термосенсора представлена на рис.1.10. Розроблений термосенсор складається з двох термо-

чутливих транзисторів однойменної структури 1 і 2, а також з двох навантажувальних резисторів 3 і 4, що включені в колекторні ланцюги транзисторів. Змінні резистори 5 і 6 призначені для калібрування температурних характеристик біполярних транзисторів.

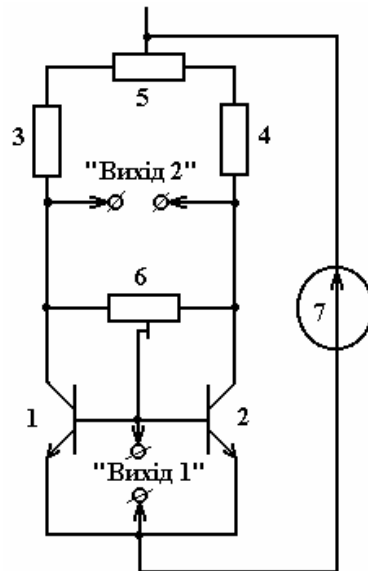


Рис.1.10. Електрична схема електронного термосенсора: 1, 2 – термочутливі біполярні транзистори; 3, 4 – навантажувальні постійні резистори; 5, 6 – регульовальні перемінні резистори; 7 – джерело живлення

Принцип роботи заснований на температурній залежності колекторного струму і напруги емітер - базового переходу транзисторів. Електронний термосенсор використовується в режимі виміру температури й у режимі виміру різниці температур.

При проведенні вимірів у першому режимі обоє термочутливих транзистора 1 і 2 розміщують у контрольованій точці. При цьому обоє термочутливих транзистори можуть бути виконані на одному кристалі напівпровідника. Значення вимірюваної температури визначають по величині напруги на ділянці емітер-база транзисторів, що змінюється пропорційно абсолютній температурі з чутливістю $\sim 2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ ("Вихід 1") чи по різниці колекторних напруг, що збільшується по експоненті з ростом температури ("Вихід 2").

При здійсненні вимірів різниці температур обоє термочутливих транзистора розміщують у контрольованих точках, а різницю температур визначають по різниці колекторних напруг транзисторів 1 і 2, що у цьому випадку також експоненційно залежить від різниці температур транзисторів. Вихідний сигнал термосенсора на другому виході, при малій різниці температур (близько 10°C), змінюється приблизно лінійно з досить високою чутливістю близько $200 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ і не залежить від температури в широкому діапазоні температур від -60 до $+60^\circ\text{C}$.

Для виміру абсолютної температури в одній точці можна використувати один термочутливий транзистор термосенсора, що встановлюється в контрольованій точці, а температуру іншого підтримують постійної на заданому рівні, наприклад, у термостаті. По температурі термостата й виміряній температурі транзисторів за показниками термосенсора, визначають значення температури в контрольованій точці [25].

1.6. Термосенсори для виміру температури з частотним виходом

Розглянемо перетворювачі, які працюють за принципом “температура-частота”. Пристрій для виміру температури містить термістор і перетворювач температури в частоту [26]. У перетворювач введена електроакустична лінія затримки, що містить герметичний трубчастий корпус, закритий з обох кінців п’єзокерамічними перетворювачами. При цьому корпус заповнений водно-гліцериновою сумішшю, швидкість звуку в якій у мінімальній степені змінюється від температурних коливань навколишнього середовища. Крім того, довжина акустичного елемента і характеристики термістора вибираються такими, щоб затримка в акустичному елементі перевищувала максимальну затримку в чекаючому мультівібраторі. Слід зазначити, що особливість імпульсно-циклічного вимірювача температури полягає в тому, що, завдяки багаторазовому проходженню імпульсів через чекаючий мультівібратор, відбувається статичне усереднення розкиду значень тривалості його затримки. І це дозволяє ще більше підвищити точність виконуваних вимірювань.

Розроблено диференціальний термосенсор для виміру температури з частотним виходом, що призначений для використання на об’єктах різного класу [27] і містить п’єзоелектричну підкладку, прикріплену неробочою поверхнею до основи теплопровідного корпусу. При проведенні виміру тепловий потік від поверхні кришки, що стикається із середовищем, нагріває до температури середовища послідовно кришку, плівкову структуру і приповерхній шар п’єзопідкладки. Крім того, розігрів структури відбувається рівномірно і швидко на всій поверхні приповерхнього шару п’єзопідкладки. Резонансна частота поверхневої акустичної хвилі міняється слідом за зміною рівня температури, але протягом деякого часу прогріву іншого об’єму підкладки, резонансна частота вже не міняється. Температуру по заданому виразу визначає мікропроцесор, що з’єднаний з виходом електронно-рахункового частотоміра.

У роботах [28, 29] розглядається спосіб перетворення температури в частоту, який можна використувати в різних цифрових вимірювачах температури, які перетворюють температуру в частоту. Сутність способів полягає в тому, що спочатку формується перша напруга, величина якої пропорційна опорі терморезистивного перетворювача. Далі, формують другу напругу, що змінюється за законом спадаючої експоненти. Відлік

тривалості інтервалу часу роблять від цього моменту, до моменту рівності другої напруги третій напрузі. Після цього формують імпульсну послідовність з періодом, рівним вимірюваному інтервалу часу, що пропорційний виміряній температурі. На рис.1.11 поданий пристрій за допомогою якого можна реалізувати дані способи.

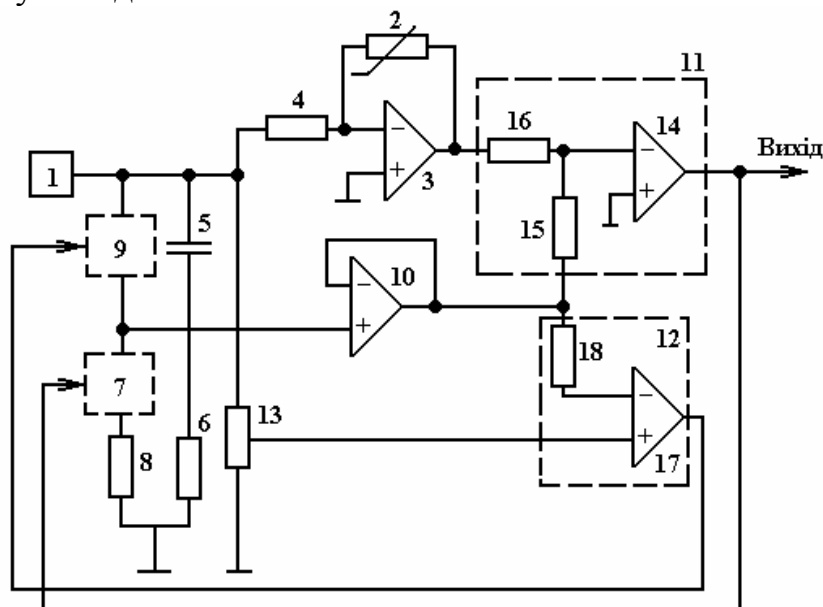


Рис.1.11.Схема пристрою перетворення температури в частоту:

1- джерело опорної напруги; 2 – термперетворювач; 3 – перший підсилювач; 4, 6, 8, 15, 16, 18 – резистори; 5 – конденсатор; 7 – перший ключ; 9 – другий ключ; 10 – повторювач напруги; 11 – перший компаратор; 12 – другий компаратор; 13 – потенціометр; 14 – другий підсилювач; 17 – третій підсилювач

Для виміру температури різних середовищ і тіл у складі багатоканальних інформаційно-вимірювальних систем і автоматичних установок використовується перетворювач температури в частоту розглянутий у роботі [30], електрична схема якого представлена на рис.1.12.

Розглянутий перетворювач містить терморезистор, джерело живлення, генератор імпульсів по аналогу керованого інжекційно-польового транзистора, що виконаний на польовому двозатворному транзисторі 2 і біполярному транзисторі 3 і дільник напруги. У результаті проходження струму через терморезистор 11 на ньому виникає падіння напруги, що залежить від струму і від вимірюваної температури. Величина струму регулюється джерелом 12 стабільного струму, саме цим досягається залежність падіння напруги на терморезисторі 11 від температури. На затвор транзистора 2 через дільник напруги 8 подається сигнал з терморезистора 11, що регулює частоту імпульсів генератора 1. З підвищенням температури терморезистора 11 падіння напруги на ньому зменшується, що у свою чергу приводить до збільшення частоти вихідних імпульсів генератора 1 [30].

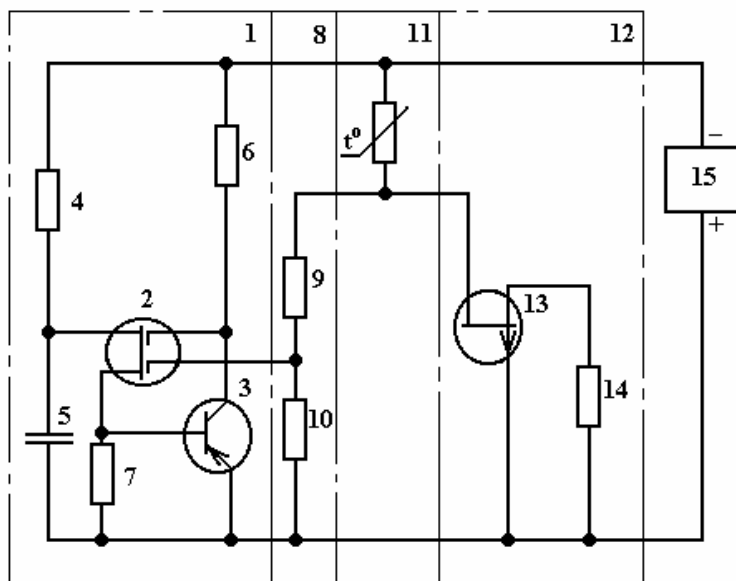


Рис.1.12. Електрична схема перетворювача температури в частоту:

1- генератор імпульсів; 2 – польовий двозатворний транзистор; 3 – біполярний транзистор; 4, 7 – резистор; 5 – конденсатор; 6 – резистор навантаження; 8 – дільник напруги, що складається з резисторів 9 і 10; 11 – терморезистор; 12 – джерело стабільного струму, виконаний на польовому транзисторі 13 і резисторі 14; 15 – джерело живлення

У роботі [31] розглянутий перетворювач температури в частоту, термочутливим елементом якого є терморезистор 4. На рис.1.13 представлена схема перетворювача температури.

Встановлено, що змінюючи величини опору резистора 6 і ємності конденсатора 7, можна в широких межах змінювати момент запирання тиристора, і при цьому змінювати частоту імпульсів, а також у широких межах змінювати й амплітуду імпульсів.

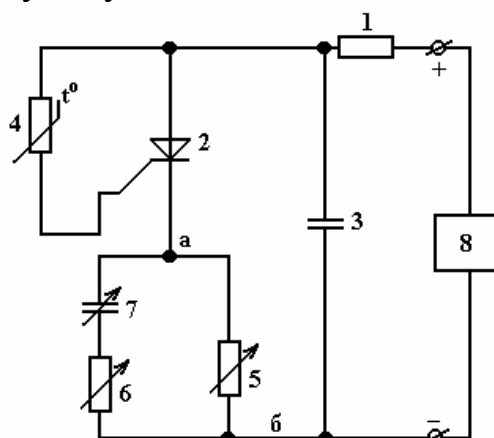


Рис.1.13. Схема перетворювача температури в частоту: 1- навантажувальний опір; 2 – тиристор; 3 – перший конденсатор; 4 – терморезистор; 5, 6 – перший і другий резистори; 7 – змінний конденсатор; 8 – джерело живлення

1.7. Цифрові перетворювачі температури

Перейдемо до розгляду цифрових перетворювачів температури. У роботі [32] розглядається пристрій для виміру температури (рис.1.14), що містить перетворювач температури у напругу, вимірювальний підсилювач, резистори, комутатор, n граничних блоків, n керованих джерел живлення, індикатор. З метою підвищення точності вимірювань з можливістю дистанційного контролю температури, в нього введені n підсилювачів потужності, n світловипромінюючих діодів і n інфрачервоних випромінюючих діодів. Крім того, у залежності від виду характеристики термоперетворювача і необхідної точності виміру діапазон вимірюваних температур розбивається на n ділянок. При цьому до комутатора підключають n каналів, кожний з яких містить граничний блок, підсилювач потужності, світлодіод, інфрачервоний діод, кероване джерело струму. Кожен граничний блок настраюється на спрацьовування при визначеному значенні напруги на виході вимірювального підсилювача - U_1, U_2, U_n . Вихідний сигнал підсилювача збільшується з ростом температури і при досягненні U_1 включається в дію перший канал. Додатковий струм від першого керованого джерела струму протікає через резистор зворотного зв'язку.

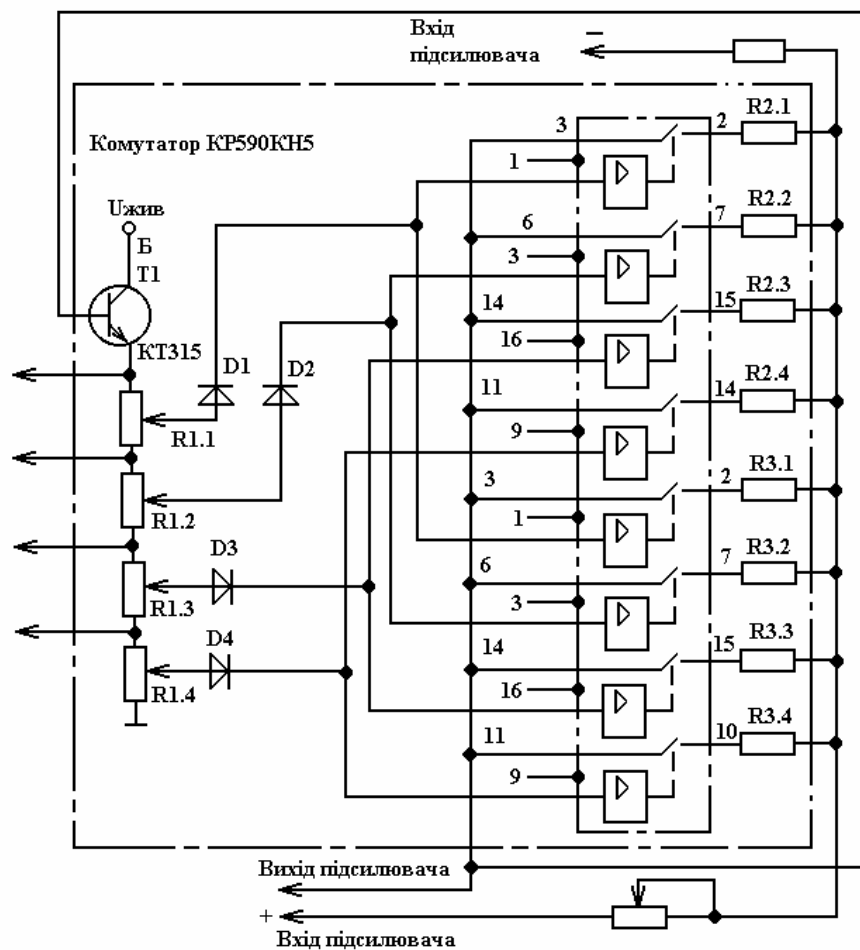


Рис.1.14. Функціональна схема пристрою для виміру температури

Величина його міняється в залежності від вихідного сигналу підсилювача за таким законом, щоб вихідний сигнал підсилювача лінійно залежав від температури. Це досягається підключенням регульованих резисторів зворотного зв'язку до виходу комутатора. Включення першого підсилювача потужності здійснюється сигналом з виходу першого граничного блоку, при цьому починають випромінювати перший світлодіод і інфрачервоний діод. З ростом температури вихідний сигнал досягає рівня U_2 , при цьому відбувається включення другого каналу. Здійснюється лінеаризація ділянки характеристики від U_1 до U_2 і подальше включення інших світлодіодів й інфрачервоних діодів і так далі до включення n – каналу. Світлодіоди розташовують поздовж лінійної шкали і їхнє загоряння подає інформацію про температуру. Завдяки універсальності, високої точності розглянутий пристрій можна широко використовувати як у виробничих умовах, так і у побуті.

У роботі [33] розглядається цифровий медичний термометр, структурна схема якого представлена на рис.1.15. Термометр містить перетворювач температури в напругу 1, аналоговий суматор 2, формувач напруг 3, компаратор 4, блок керування 5, аналого-цифровий перетворювач 6, блок пам'яті 7, реверсивний лічильник 8, блок індикації 9. Принцип роботи його полягає в тому, що при проведенні вимірювань термоперетворювач з початковою температурою T_0 поміщують у середовище з температурою T_n , у результаті цього температура термоперетворювача змінюється по експоненційному закону.

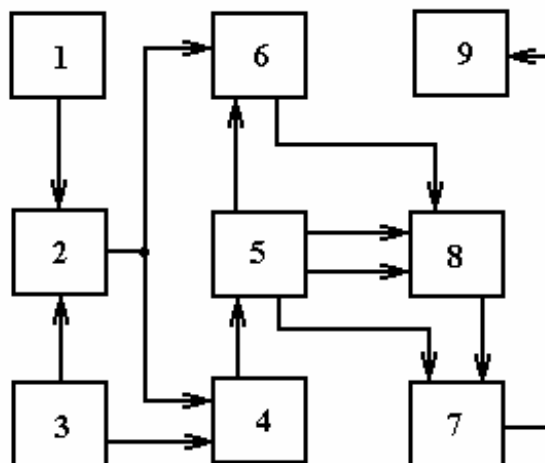


Рис.1.15. Структурна схема цифрового медичного термометра: 1 - перетворювач температури в напругу, 2 - аналоговий суматор, 3 - формувач напруг, 4 - компаратор, 5 - блок керування, 6 - аналого-цифровий перетворювач, 7 - блок пам'яті, 8 - реверсивний лічильник, 9 - блок індикації

Сигнал з виходу перетворювача 1 надходить на один із входів суматора 2, на другий його вхід надходить напруга з формувача 3, що у процесі експлуатації пропорційна зміні градуированої характеристики перетворювача 1. Коли сигнал на виході суматора 2 досягає значення пропорційного

фіксованій температурі T_B , на виході реверсивного лічильника 8 формується код, що пропорційний значенню похідної сигналу перетворювача 1 при температурі T_B . На блоці індикації фіксується результат вимірювання.

На мал.16 представлена блок-схема пристрою для виміру температури. Робота якого полягає в тому, що аналого-цифровий перетворювач (АЦП) 7 перетворює сигнал з термоперетворювача в цифровий код, по сигналу з мікропроцесорного модуля, що надходить на керуючий вхід АЦП 7 подвійного інтегрування через декодер 2 і першу логічну схему 3. Перетворений сигнал надходить на перший вхід суматора 9. Крім того, протягом другого такту роботи АЦП 7 по командах із МПМ 1 через логічну схему 5 на лічильник 8 надходить визначене число коригувальних імпульсів, які підсумовуються в суматорі 9 із сигналом АЦП 7 [34].

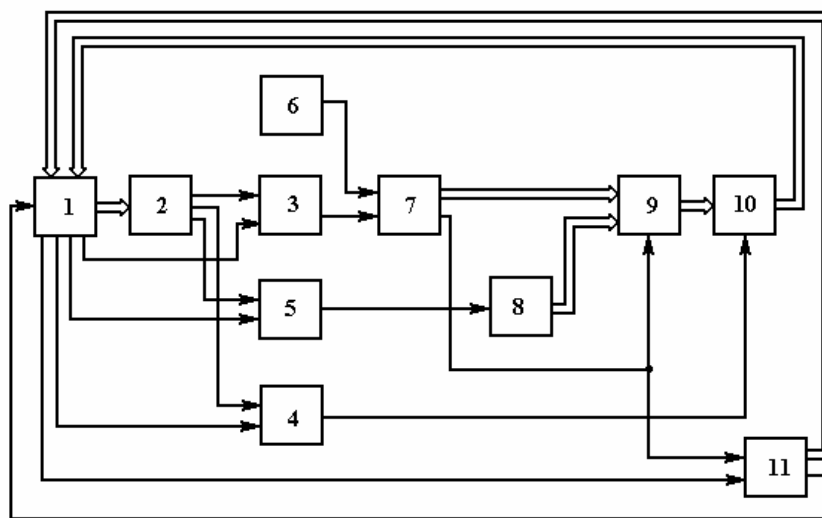


Рис.1.16. Блок-схема пристрою для виміру температури: 1 – МПМ; 2 – декодер; 3, 4, 5 – перша, друга, третя логічні схеми; 6 – термоперетворювач; 7 – АЦП; 8 – лічильник імпульсів; 9 – суматор; 10 – блок магістральних підсилювачів; 11 – блок переривання

Розглянемо сенсор температури, що реалізується по відомій напівпровідниковій інтегральній технології, електрична схема якого представлена на рис.1.17 [35]. Технологічний процес включає три дифузії або імплантації, що забезпечує одержання мініатюрного сенсора температури. Сенсор складається з біполярного транзистора 1, польового транзистора 2, терморезистора 3, і двох дифузійних резисторів 4 і 5. Польовий транзистор включений за схемою витікового повторювача. Робота полягає в тому, що подача напруги живлення приводить до відкриття обох транзисторів. Це обумовлює збільшення струму стоку польового транзистора і напруги на другому дифузійному резисторі 5 і переходу біполярного транзистора в насичений режим. Збільшення колекторного струму біполярного транзистора приводить до збільшення падіння напруги на терморезисторі і зменшенню струму стоку польового транзистора і падіння напруги на другому дифузійному резисторі 5, що приводить до закриття обох транзисторів.

Процес розсмоктування неосновних носіїв у базі біполярного транзистора протікає повільно, що приводить до затягування зрізу формованого імпульсу. Надійний перехід біполярного транзистора з відкритого стану в закритий і утворення петлеподібної вольт-амперної характеристики забезпечує третій дифузійний резистор. Після закінчення процесу розсмоктування неосновних носіїв у базі біполярного транзистора 1 струм стоку польового транзистора 2 знову збільшується, і процес включення обох транзисторів повторюється. Повторення цих процесів викликає формування коливань на виході генератора - сенсора. Крім того, період повторення імпульсів виходить досить великим і залежить від ступеня насичення біполярного транзистора. У результаті цього явища можлива зміна частоти генерованих імпульсів без зміни параметрів елементів схеми сенсора температури в межах одного порядку (80-100 кГц).

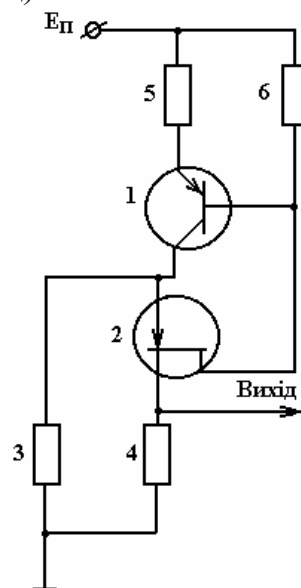


Рис.1.17. Електрична схема сенсора температури: 1 - біполярний транзистор; 2 – польовий транзистор; 3 – терморезистор; 4, 5, 6 – перший, другий, третій дифузійні резистори

Пристрій для виміру температури, розглянутий у роботі [36], містить термочутливий елемент – безкорпусний стабілітрон, що працює в режимі тунельного пробою. Мета винаходу – вимірювання температури в градусах Цельсія, підвищення точності вимірювання, ефективності за рахунок виключення градування. Стабілітрон виконаний з халькогеніду свинцю з концентрацією заряду в р- і n-областях $(7-8) \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, який розташовують в середовищі, температуру якого необхідно виміряти. У результаті зміни температури на 1°C напруга стабілізації змінюється на 10 мВ. Показання реєстратора, у вольтах, посилене в сто разів, відповідає вимірянній температурі в градусах Цельсія.

Для побудови дискретних інтегральних сенсорів температури із широкою областю застосування використовують напівпровідниковий сенсор температури розглянутий у роботі [37]. Сенсор містить чутливий елемент,

який виконаний на погодженій парі транзисторів, виготовлених на одному кристалі (рис.1.18). Робота пристрою полягає в тому, що при включенні живлення через перший транзистор 2 у діодному включенні протікає струм, у результаті якого транзистор 2 відкривається доти, поки не закриється транзистор 7, тому що потенціал колектора транзистора 2 знижується. Потенціал колектора транзистора 7 при його запиранні підвищується і це підвищення через емітерний повторювач передається на резистивний дільник. Вихідна напруга дільника передається на емітер транзистора 2 у результаті чого подальший його ріст зупиняється на визначеному рівні. Стійкий стан встановлюється в результаті дії цього негативного зворотного зв'язку. Зауважимо, що колекторні струми транзисторів 1 і 7 будуть рівні в тому випадку, якщо транзистори 1 і 7 виконані в одному кристалі і $U_{ЭБ1} \sim U_{ЭБ7}$. Вихідна напруга пристрою з урахуванням коефіцієнта резистивного дільника буде пропорційно абсолютній температурі.

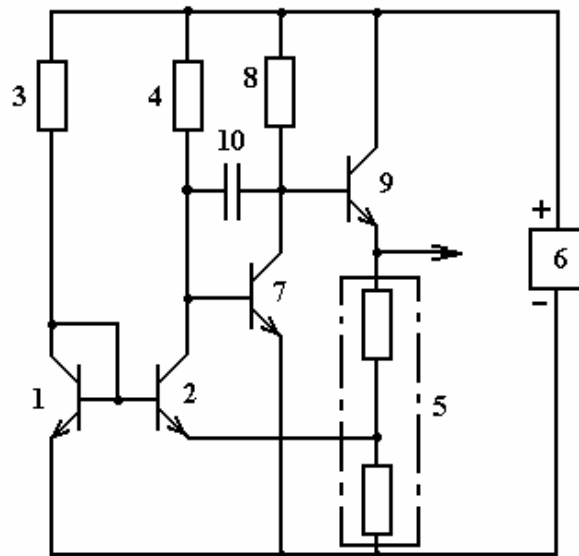


Рис.1.18. Схема напівпровідникового сенсора температури: 1, 2 – погоджена пара біполярних транзисторів; 3, 4, 8 – резистори; 5 – резистивний дільник; 6 – джерело живлення; 7 – підсилювач на біполярному транзисторі, включеному за схемою з ЗЕ, 9 – буферний каскад; 10 – конденсатор

У роботі [38] розглядається пристрій для перетворення температури в частоту електричного сигналу в тих випадках, коли необхідно контролювати температуру одночасно в багатьох точках (рис.1.19). Первинними сенсорами температури є одноперехідні транзистори. Генератор 2 виконаний на польових транзисторах 6 і 7, останній з яких двозатворний. За рахунок правильного вибору режиму роботи транзистора автогенератора і відповідним підбором номіналу резистора 9 досягається термостабільність схеми генератора. Рівнобіжне зрушення залежності напруги емітер-база 1 одноперехідного транзистора 1 від температури здійснюється резистором 3. Модулювання провідності приладу здійснюється зміною потенціалу на

базі 2 транзистора 1. Робота заснована на використанні позитивного і негативного зворотного зв'язку між елементами схеми. Підвищення точності виміру і збільшення швидкодії досягається введенням напівпровідникових діодів по кількості сенсорів температури.

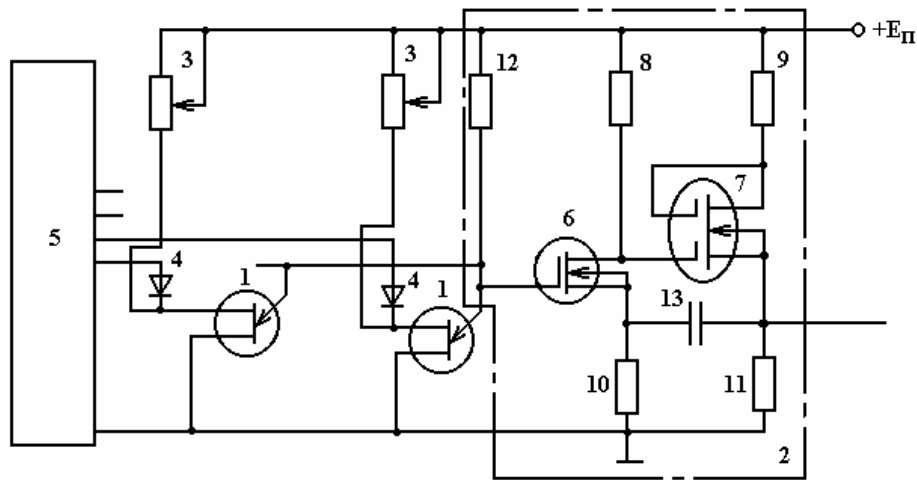


Рис.1.19. Схема пристрою для багатоточкового виміру температури:

1- одноперехідні транзистори; 2 – мультивібратор живлення; 3, 8, 9, 10, 11, 12 – резистори; 4 – діод; 5 – блок комутації; 6, 7 – польові транзистори, останній двозатворний; 13 - конденсатор

Розглянемо спосіб виміру температури, який полягає в тому, що напівпровідниковий діод розміщують у середовищі з контрольованою температурою. Далі на діод подають напругу живлення з полярністю, що відкриває р-п перехід діода. Виміряна постійна напруга пропорційна температурі контрольованого середовища. Посилення корисного сигналу, пропорційного температурі на одній фіксованій низькій частоті істотно підвищує завадозахищеність цього способу. Точність виміру температури підвищують за рахунок виключення нестабільних параметрів напівпровідникових приладів на результат виміру. Збільшення чутливості відбувається за рахунок автоматичної підтримки малих значень струму через відкриті переходи і завадозахищеність за рахунок посилення на змінній напрузі. На рис.1.20 представлена схема, яка реалізує даний спосіб [39].

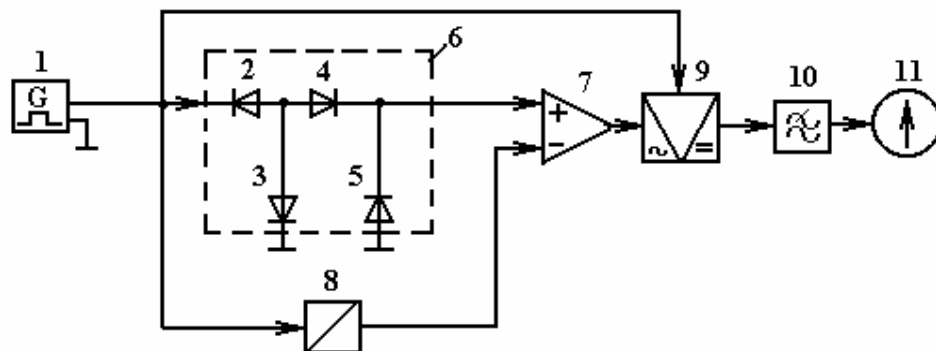


Рис.1.20. Схема пристрою для виміру температури за допомогою напівпровідникового сенсора з р-п переходом

Розглянемо цифрові перетворювачі температури. Пристрій для дистанційного виміру температури містить сенсор температури, що включений у ланцюг зворотного зв'язку перетворювача опору в напругу [40]. Перевага пристрою полягає в спрощенні вимірювань, у підвищенні точності, тому що у вторинному перетворювачі відбувається одночасне перетворення опору в напругу і виділення корисного сигналу з адитивної суміші сигналу і завади. Пристрій не накладає обмежень на стабільність (параметри) елементів, з яких він виготовляється і може працювати в умовах, коли співвідношення сигнал/шум менше одиниці.

При створенні нормуючих вимірювальних перетворювачів температури в уніфікований сигнал напруги постійного струму доцільно використовувати перетворювач температури в напругу, розглянутий в роботі [41]. Термочутливим елементом пристрою є термопара. При вимірюванні температури вихідний сигнал термопари підсилюється підсилювачем і одночасно надходить на вхід подільного пристрою і масштабного перетворювача. На другий вхід аналогового ділильного пристрою надходить сумарний сигнал масштабного перетворювача і джерела опорної напруги. Далі цей сигнал надходить на диференціальний підсилювач, на виході якого утвориться сигнал пропорційний вимірюваній температурі.

У роботі [42] розглянуто пристрій для виміру температури, що містить термоелектричний перетворювач. У пристрої реалізована можливість автоматичної корекції адитивної, мультиплікативної і нелінійної складових власної похибки термоелектричних перетворювачів (ТЕП). У результаті цього стає можливим вимірювання температури термоелектричним методом з високою точністю і заздалегідь заданою залишковою похибкою. Перевагою є можливість автоматичної корекції похибки нелінійності ТЕП, а також корекція систематичної складової власної похибки ТЕП.

Розглянемо цифровий термометр [43], термочутливим елементом якого є терморезистор. Інформацію про температуру, у даному пристрої, несе фаза сумарного сигналу, вимірюючи фази іншого сумарного сигналу, при цьому фазові зрушення, викликані нестабільністю джерел, взаємно компенсуються і не впливають на результат вимірювань, що значно підвищує точність вимірювання цифрового термометра.

У вимірнику температури [44] підвищення швидкодії досягається шляхом скорочення часу, витраченого на корекцію коду результату. Цей час визначається часом підсумовування чисел у блоці суматорів.

У пристрої для багатоточкового вимірювання температури опитування термочутливих вимірювальних вузлів і відповідних сенсорів температури здійснюється по черзі з блоку фіксованих частот [45]. Резистивні сенсори температури підключаються до двопровідної лінії зв'язку в результаті замикання реле. Фазове детектування змінної напруги в смузі пропускання резонансного контуру здійснюють два біполярних транзистори, що включені в суміжні плечі випрямного моста. Величина опору резис-

тивного сенсора і температура в точці його розміщення вимірюється на постійному струмі використовуючи вимірювальний міст постійного струму.

У пристрої для виміру температури як термочутливий елемент використовується вимірювальний транзистор 4. Однополярні імпульси напруги, що формуються генератором, перетворюються в струм операційним підсилювачем 2 і резистором 5, надходять у колекторний ланцюг вимірювального транзистора 4. Вихідний сигнал підсилюється, випрямляється, фільтрується. У наслідок чого на катоді діода 12 є присутнім сигнал постійної напруги позитивної полярності, пропорційний вимірюваній температурі [46]. На рис.1.21 представлена схема пристрою.

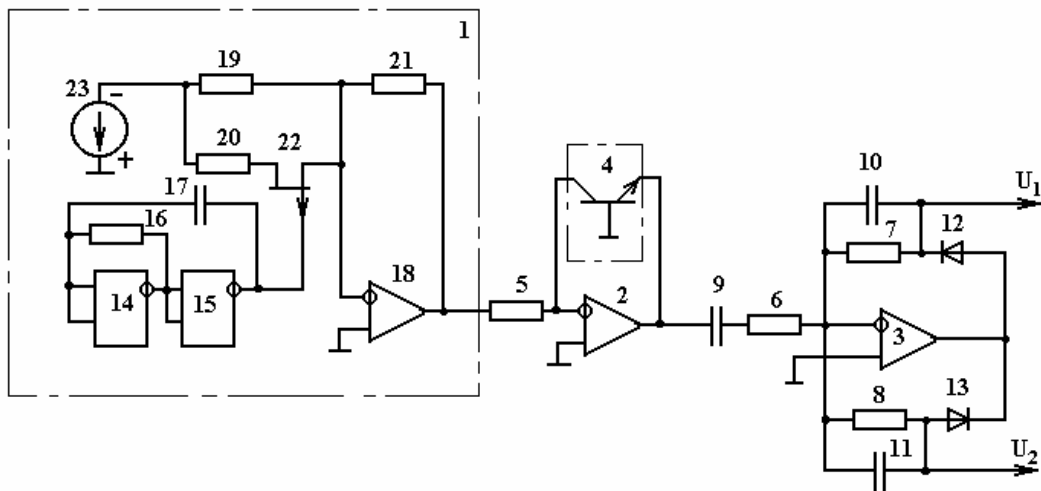


Рис.1.21. Схема пристрою для виміру температури: 1 – генератор; 2, 3 – операційні підсилювачі; 4 – вимірювальний транзистор; 5 – вхідний струмозадаючий резистор; 6 – 8 – масштабні резистори; 9 – розділовий конденсатор; 10, 11 – фільтруючі конденсатори; 12, 13 – випрямні діоди

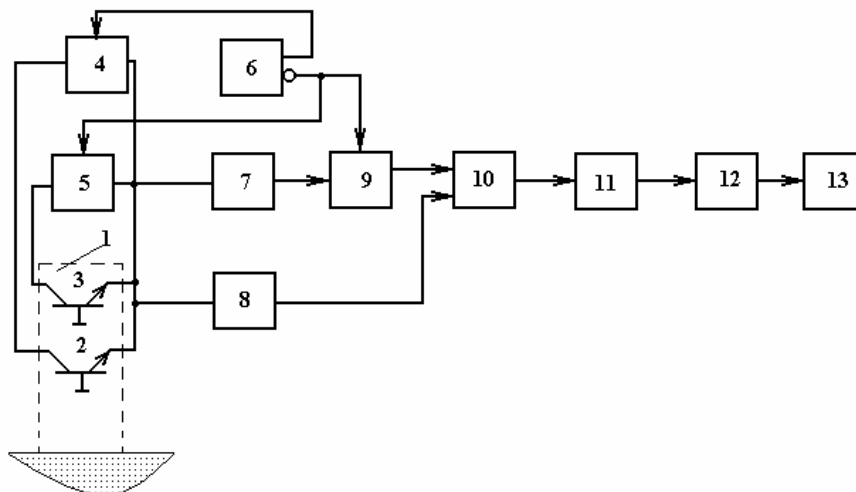


Рис.1.22. Структурна схема пристрою для виміру температури: 1-термоперетворювач; 2, 3 – біполярні транзистори; 4, 5 – керовані генератори струму; 6 – тактовий генератор; 7 – підсилювач змінної напруги; 8 – підсилювач постійного струму; 9 – синхронний детектор; 10 – суматор; 11 – фільтр; 12 – АЦП; 13 – цифровий індикатор

У роботі [47] розглядається пристрій для виміру температури, який можна використовувати в системах контролю і регулювання температури поверхні твердих тіл, а також пристінних шарів рідких і газоподібних середовищ, структурна схема якого представлена на рис.1.22. Термоперетворювач пристрою виконаний у вигляді теплосприймаючої пластини з чутливими елементами – транзисторами 2 і 3. Один із яких розташований на теплосприймаючій пластині термоперетворювача, а інший – над нею. Підвищення точності виміру і швидкодії досягається шляхом обліку тепловтрат від чутливого елемента в навколишнє середовище.

На рис.1.23 представлена схема пристрою для виміру температури, термочутливим елементом якого є МДН - транзистор. Робоча точка МДН - транзистора задається за допомогою регульованих джерел постійної напруги. Змінну складову струму стоку, амплітуда якої на порядок менша, ніж величина постійної складової струму стоку, задає генератор 3 синусоїдальні напруги. При цьому, амплітуда змінної складової лінійно залежить від температури, що підсилюється підсилювачем змінного струму і подається на перший вхід перемножувача 12, на другий вхід якого від генератора 3 подається опорний сигнал. З виходу перемножувача сигнал проходить фільтр нижніх частот і видається на вольтметрі 14 [48].

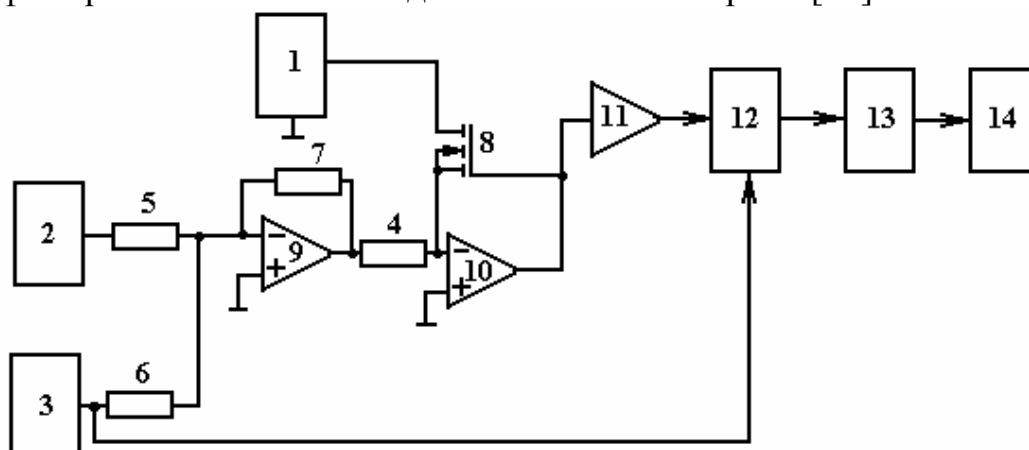


Рис.1.23. Структурна схема пристрою для виміру температури: 1, 2 – перше і друге джерела постійної напруги; 3 – генератор синусоїдальної напруги; 4 – 7 – резистори; 8 – термочутливий МДН – транзистор; 9, 10 – операційні підсилювачі; 11 – підсилювач перемінного струму; 12 – перемножувач; 13 – фільтр нижніх частот; 14 - вольтметр

Пристрій для виміру температури (рис.1.24) містить n вимірювальних каналів, кожний з яких містить у собі термоелектричний перетворювач [49]. Зміна температури впливає на термоелектричні перетворювачі, викликаючи при цьому зміну їх термо-ЕРС E_T . При цьому сигнал від кожного термоелектричного перетворювача 1 надходить через операційний підсилювач 8 і 6 на входи операційного підсилювача 7, на виході якого формується напруга не залежна від величини сигналу завади і величини паразитної напруги, спричиненої струмами витоку польових транзисторів 4, 5.

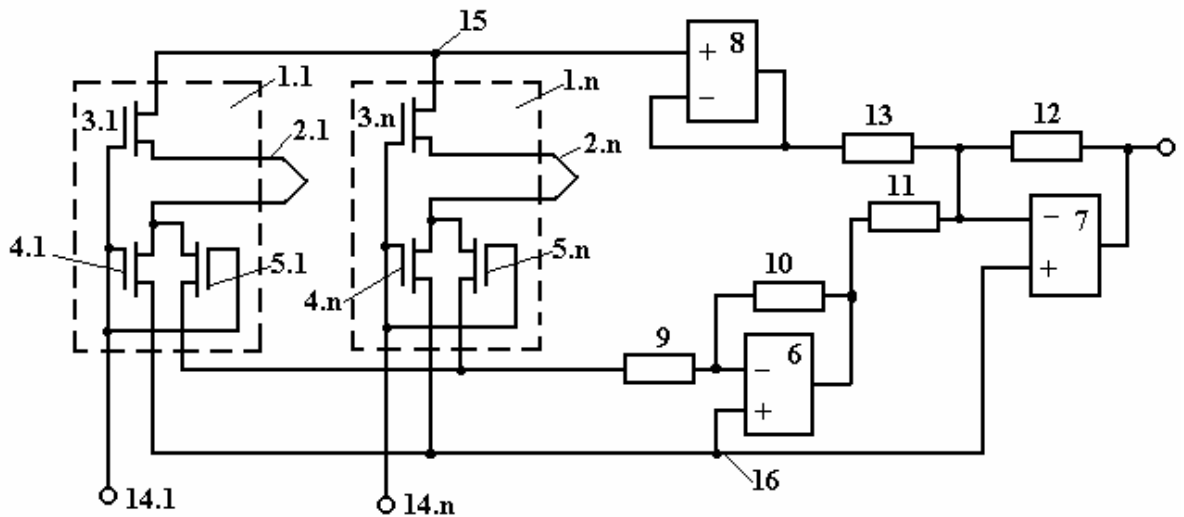


Рис.1.24. Схема пристрою для виміру температури: 1.1,...1.n – вимірювальні канали; 2.1,...2.n- термоелектричні перетворювачі; 3.1,...3.n – перший польовий транзистор з ізольованим затвором; 4.1,...4.n – другий польовий транзистор з ізольованим затвором; 5.1,...5.n – компенсуючий польовий транзистор з ізольованим затвором; 6 – 8 – операційні підсилювачі; 9 – 13 – резистори; 16 – загальна шина пристрою

Цифровий термометр (рис.1.25), розглянутий у роботі [50], можна використовувати при створенні дешевих термометрів, які працюють у комплекті з первинними перетворювачами температури, що мають нелінійну характеристику. Під час вимірювання температури, напруга, що залежить від температури термоперетворювача 1, з виходу узгоджуючого пристрою 2, надходить через підсилювач 3 на сигнальний вхід АЦП 4 і через блок 6 кусочно-лінійної апроксимації на його другий опорний вхід. При цьому на виході блоку кусочно-лінійної апроксимації формується залежна від температури напруга, закон зміни якої вибирається таким, щоб у процесі аналого-цифрового перетворення забезпечувалась компенсація нелінійності термоперетворювача.

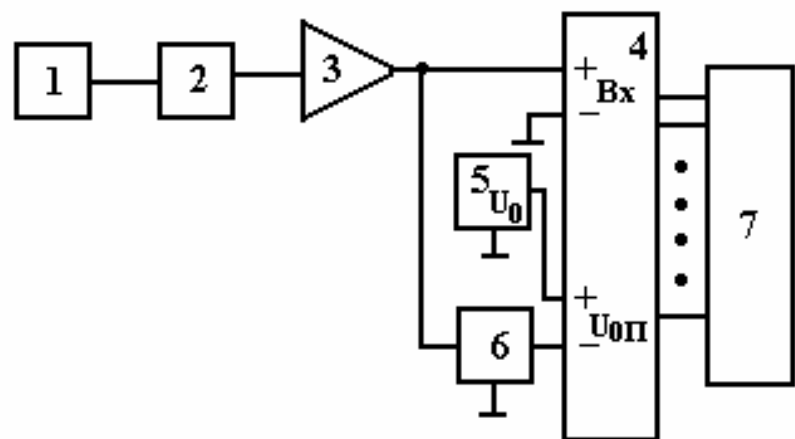


Рис.1.25.Блок – схема цифрового термометра: 1- термоперетворювач; 2 – узгоджуючий пристрій; 3 – підсилювач; 4 – АЦП; 5 – джерело зразкової напруги; 6 – блок кусково-лінійної апроксимації; 7 – цифровий індикатор

В роботі [51] розглядається пристрій для контролю температури. Даний винахід відноситься до термометрії, використання якого значно підвищує точність контролю. У пристрої для контролю температури (рис.1.26), зондувальні імпульси, сформовані генератором 8, заряджають конденсатори 3 напівпровідникових діодних сенсорів температури 1. По закінченні зондувального імпульсу конденсатор розряджається через діодний сенсор 1, величина зворотного опору якого залежить від температури. При цьому, зміна контрольованої температури приводить до зміни амплітуди імпульсу дозаряду, що і фіксується блоком контролю амплітуди [51].

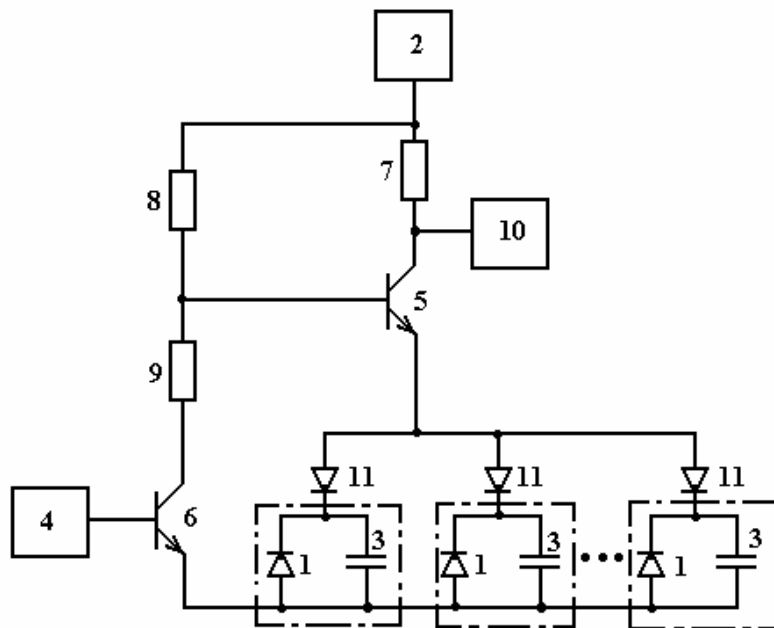


Рис.1. 26. Структурна схема пристрою для контролю температури:
 1 – напівпровідникові діодні сенсори; 2 – джерело живлення;
 3 – конденсатори; 4 – генератор; 5, 6 – перший і другий транзистори;
 7, 8, 9 – перші, другі, треті резистори; 10 – блок контролю амплітуди;
 11 – діоди, що розв'язують

У пристрої для виміру температури (рис.1.27), сенсор температури виконаний у вигляді напівпровідникового діода, включеного в прямому напрямку. З метою підвищення точності виміру в пристрій введені опорний резистор і два струмостабілізуючі ланцюжки, кожен з яких виконаний на польовому транзисторі з струмозадаючим резистором у ланцюзі джерела. Пристрій може використовуватись для вимірювання температури контактним способом.

Величина струму через сенсор 1 вибирається такою, щоб забезпечити роботу транзистора 8 поблизу термостабільної точки. При впливі прямого імпульсу струму через сенсор 1 польовий транзистор закритий напругою з генератора 2. Не маючи замикаючої напруги на затворі, транзистор 12 після припинення імпульсу, відкривається і шунтує діод 1 своїм малим опором. Напруга, що компенсує, на опорному резисторі 7 визначається величиною опору самого резистора і величиною стабілізованого струму тран-

зистора 9. Ця напруга надходить на один із входів підсилювача 3, а на інший вхід якого надходить напруга з сенсора 1. При цьому амплітуда напруги на виході підсилювача 3 пропорційна різниці амплітуд вхідних напруг. Після цього вихідна напруга підсилювача 3 надходить на один із входів фазового детектора 4, а його вихідна напруга, що пропорційна вимірюваній температурі, через фільтр низьких частот подається на реєстратор (цифровий вольтметр постійного струму) [52].

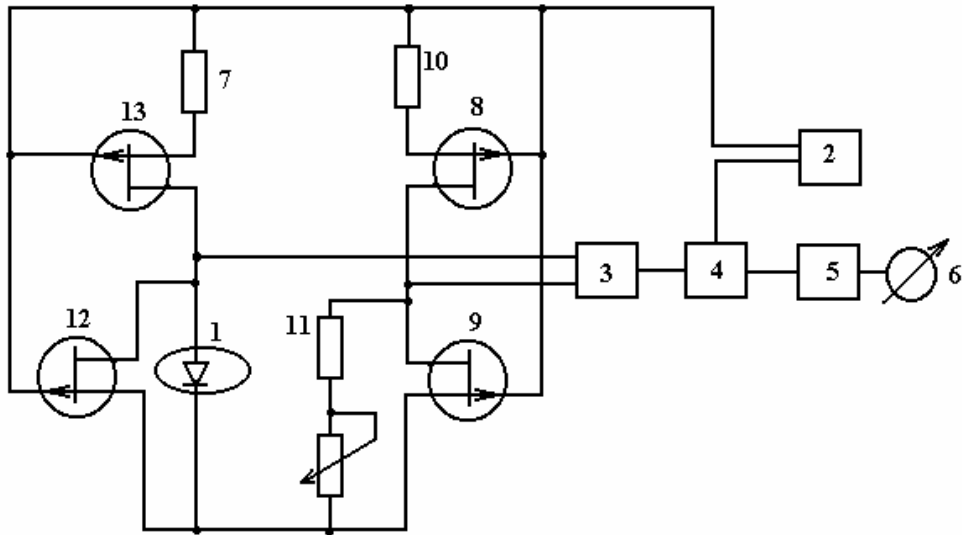


Рис.1.27. Схема пристрою для виміру температури: 1 – сенсор; 2- генератор; 3 – підсилювач; 4 – фазовий детектор; 5- фільтр низьких частот; 6 – реєстратор; 7 – опорний резистор; 8, 9, 12, 13 – польові транзистори; 10, 11 – струмозадаючий стабільний резистор

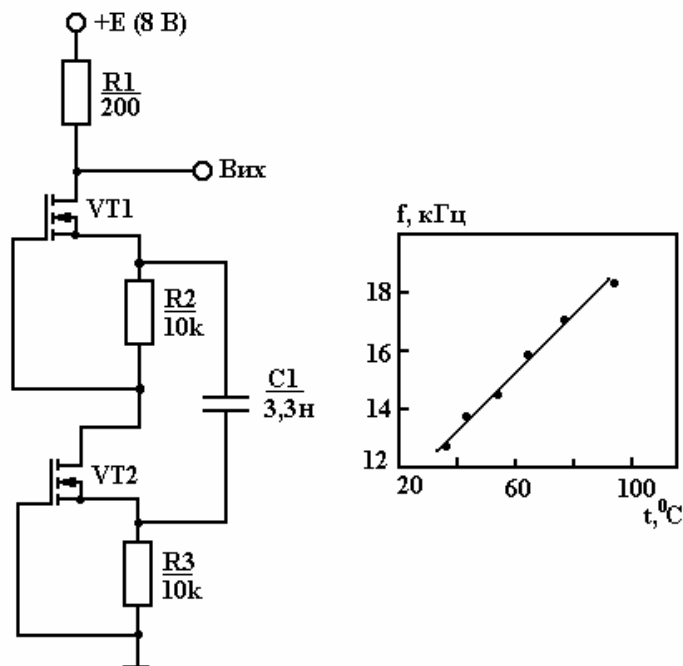


Рис.1.28. Схема сенсора температури на основі аналога негатрона

У роботі [53] описуються нові сенсори на основі негатронів. Відзначено, що автогенератори в мікроелектронному виконанні найбільше просто реалізуються на аналогах негатронів, тому що вони не вимагають застосування зовнішніх елементів у ланцюзі позитивного зворотного зв'язку, тому що ці зв'язки є внутрішніми. Частотою генератора керують частото- задаючі елементи, або в якості частотозадаючого елемента використовується конденсатор, при цьому частота генератора змінюється за рахунок зміни режимів живлення транзисторів аналога негатрона по постійному струмі. Змінювати режим транзистора можуть резистори, ланцюжки діодів, елементи Холла. На рис.1.28 представлена схема сенсора, у якому сенсо- рами температури служать транзистори самого аналога негатрона. Схема просто реалізується в інтегральному виконанні, володіє невисокою термо- чутливістю ($0,66 \text{ кГц}/^{\circ}\text{C}$) і лінійною залежністю частоти від температури.

2. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ТЕРМОЧУТЛИВИХ МДН-ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР

Аналіз літератури свідчить, що на сьогоднішній день фактично не розглянуто термоіндуковану зміну параметрів МДН-структур на малому змінному сигналі, недостатньо вивчені фізичні механізми впливу температури на "електронно-діркову плазму" в приповерхневому шарі просторового заряду, відсутній аналітичний опис залежності активної та реактивної компонент імпедансу каналу від температури навколишнього середовища.

Крім того, характеристики МДН-транзисторів та основні їх параметри не враховують вплив температури на високих частотах (поза граничними). В існуючих моделях не враховується вплив поверхневих станів (ПС) на реактивні властивості зазначених структур. З появою нового класу приладів (двозатворних МДН-структур) ці питання набули ще більшої актуальності, оскільки зазначені структури мають більш широкі функціональні можливості в порівнянні з однозатворними.

Таким чином, даний розділ присвячено аналізу фізичних процесів на поверхні та в об'ємі каналу двозатворного МДН-транзистора, створенню математичних моделей, що представляють собою функціональні залежності імпедансу реактивного МДН-транзистора від температури навколишнього середовища в широкій смузі частот для різних зміщень на затворах та порівнянню їх з експериментальними.

2.1. Закономірності, які отримані в результаті дослідження імпедансу структури метал-діелектрик-напівпровідник

Для проведення досліджень функціонального конвертора імпедансу [54] були взяті безкорпусні польові транзистори з двома ізольованими затворами, планарні, n-типу, КП327, які є типовими представниками малопотужних ($P < 0,3$ Вт) двозатворних МДН-структур (КП306, КП350). Враховуючи в розроблюваних математичних моделях фізико-топологічні параметри, результати моделювання представлених структур можна буде поширити і на інші структури названого типу. Досліджуваний транзистор виготовлено з кремнію р-типу марки КДБ-5, легованого бором ($N_a = 10^{17} \text{ см}^{-3}$) з питомим опором $\rho_{Si} = 5 \div 10$ Ом·см. Області n⁺ типу створено методом дифузії фосфору з концентрацією домішки $N_d = 10^{20} \text{ см}^{-3}$. Технологічна структура вказаного транзистора представлена на рис. 2.1.

Змінний сигнал подавався на витік-стік при постійних зміщеннях на затворах. Таким чином, на відміну від досліджень [55], в яких транзистор знаходився під високочастотним зміщенням, в даному випадку постійне зміщення створювало поле окремого джерела постійної напруги [56]. Вимірювання проводились в частотному діапазоні (1-1250) МГц при зміщенні на затворах (-4В ÷ +4В) в температурному інтервалі (173-373) К.

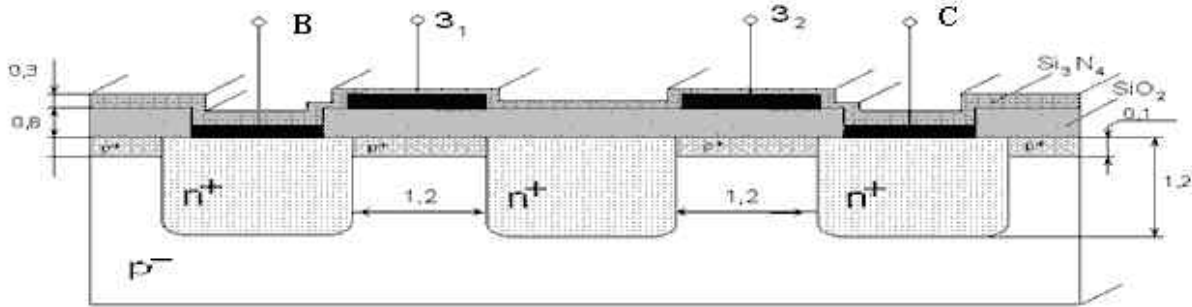


Рис.2.1. Технологічна структура двозатворного МДН-транзистора

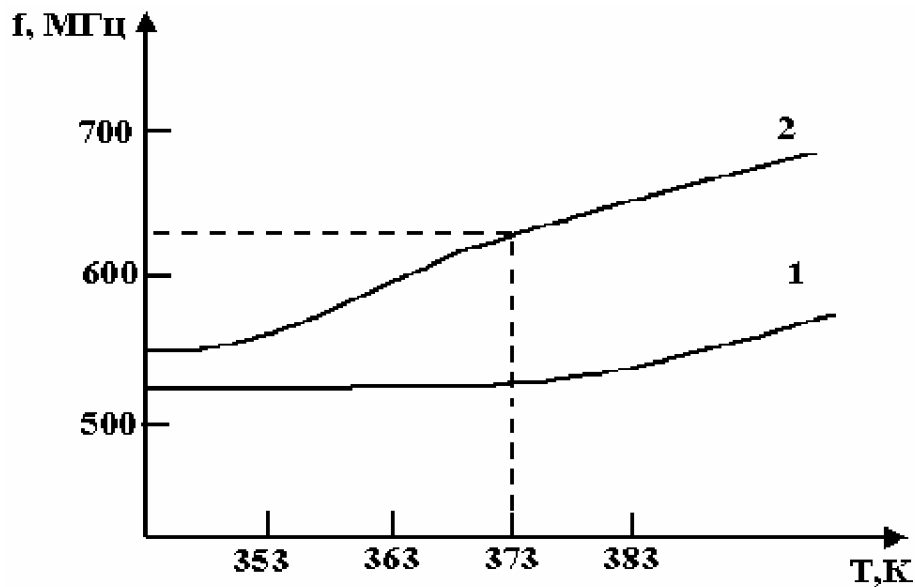


Рис.2.2. Залежність точки інверсії знаку реактивності від температури при різних зміщеннях на затворах : 1 – 1 В, 2 – 3 В

Загальні закономірності зміни імпедансу від частоти відповідають раніш отриманим [57, 58].

Практичний інтерес представляють, зокрема, температурна залежність точки інверсії знаку реактивності для різних зміщень на затворах [59, 60] (рис.2.2), частотна залежність активної провідності для різних значень температури (рис.2.3); залежність активної провідності від зміщення на затворах при різних температурах (рис.2.4), а також температурна залежність індуктивної складової реактансу (рис.2.5) та інші.

Отримані залежності, очевидно, можна пояснити, виходячи з інерційних властивостей "електронно-діркової плазми" [61] в каналі МДН-структури. До параметрів, що визначають ці властивості, можна віднести наступні: час перезарядки поверхневих станів τ , час життя носіїв в каналі τ_n , час прольоту носіїв через канал T_R , а також сталу еквівалентного RC-ланцюжка τ_{RC} , утвореного відповідними ємностями та опорами МДН-структури.

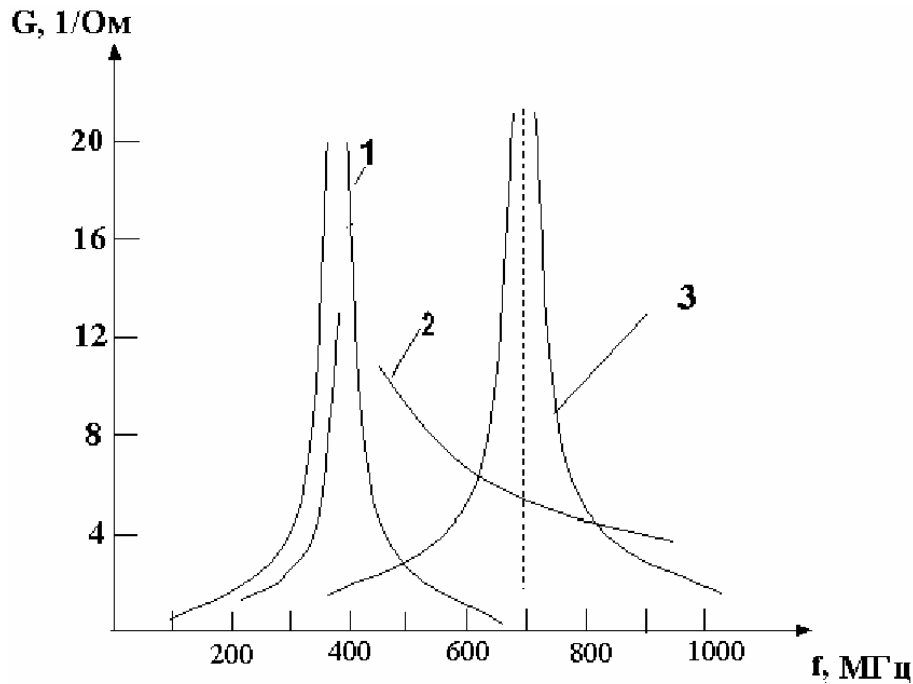


Рис.2.3. Залежність активної складової провідності від частоти для різних значень температури: 1 – 293К; 2 – 273К; 3 – 333К при $U=-3В$

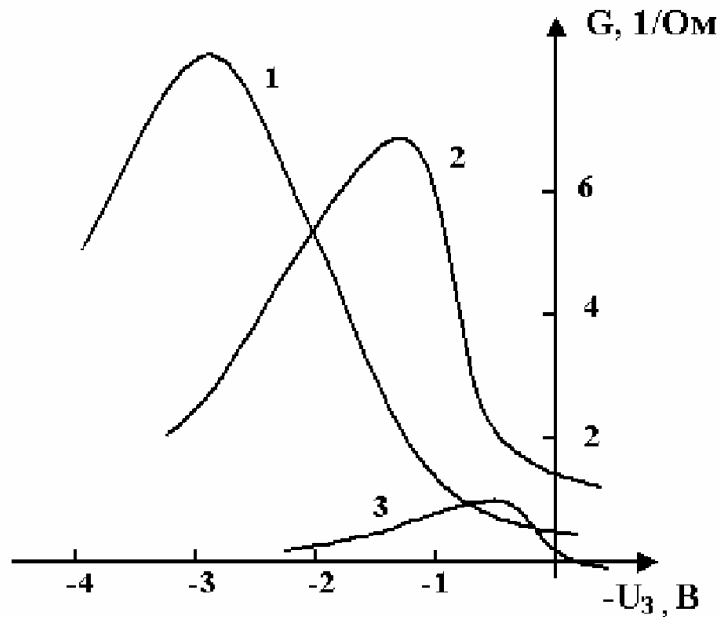


Рис.2.4. Залежність активної складової провідності від напруги зміщення на затворах при різних температурах: 1- 373К, 2- 333К, 3-293К

Виходячи з результатів експерименту та технологічної структури, розглянемо фізичні процеси, що відбуваються в приповерхневому шарі, а також в каналі напівпровідникової структури та оцінимо вищеперераховані параметри та вплив на них температури.

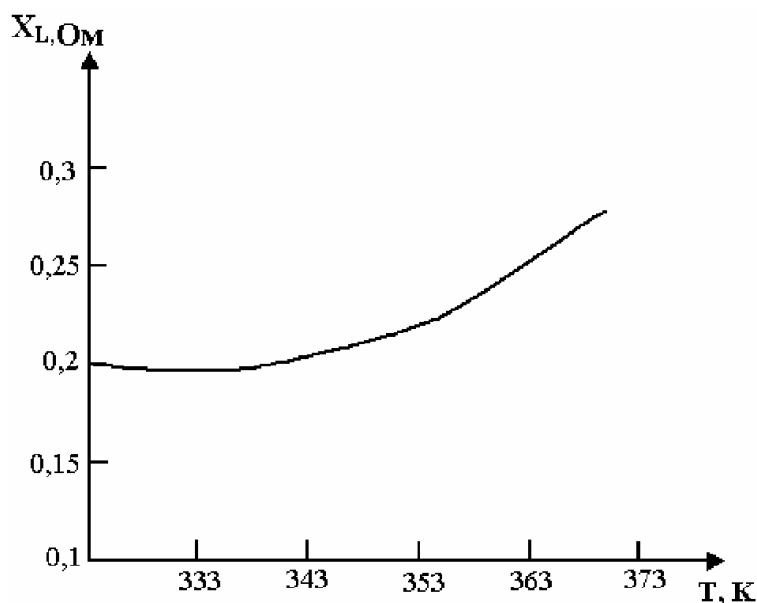


Рис.2.5. Залежність індуктивної складової імпедансу від температури для $U_3 = -3V$

2.2. Розробка математичних моделей фізичних процесів на поверхні МДН - структури

Добре відомо, що характеристики приладів зі структурою метал-діелектрик-напівпровідник контролюються поверхневими станами на межі розділу діелектрик-напівпровідник. Для моделювання термореактивних властивостей МДН-структур та розробки на їх основі первинних вимірювальних перетворювачів температури необхідно дослідити фізичну природу тих процесів, які зумовлюють вищеперераховані закономірності. Перш за все, необхідно оцінити фізичні параметри поверхневих станів та їх вклад в імпеданс МДН-транзисторів.

Оцінювання параметрів поверхневих станів методом вхідного адмітансу. Дослідженню поверхневих станів МДН-структур (лабораторних зразків, промислових структур, транзисторів типу МОН) в науковій літературі приділяється велика увага [62, 63, 64]

Як відомо [63], приведена провідність каналу G/ω має максимум (рис.2.6), що відповідає певному енергетичному рівню, який з ростом температури зсувається в область більш від'ємних зміщень на затворах, що можна пов'язати зі збудженням все більш глибоких енергетичних рівнів.

Зокрема, згідно моделі квазінеперервного розподілу поверхневих станів [63] за енергіями активна та реактивна компоненти адмітансу поверхневих станів пов'язані з їх енергетичною густиною D_i та перерізом захоплення σ_i такими співвідношеннями [65]:

$$C_i = qD_i S(\arctg \Omega) / \Omega, \quad (2.1)$$

$$\frac{G_t}{\omega} = qD_t \frac{\ln(1+\Omega^2)}{2\Omega}, \quad (2.2)$$

де $\Omega = \frac{\omega}{\sigma_t \mathcal{G} n_s}$ – безрозмірна частота; ω – циклічна частота змінного сигналу; \mathcal{G} – теплова швидкість носіїв; n_s – поверхнева концентрація електронів в напівпровіднику, яка визначається рівноважною концентрацією електронів в об'ємі напівпровідника n_0 та величиною поверхневого потенціалу Ψ_s :

$$n_s = n_0 \exp\left(\frac{q\Psi_s}{kT}\right). \quad (2.3)$$

Як видно з вище наведених формул, безрозмірна частота Ω залежить від Ψ_s , тобто від напруги U_s , прикладеної до затвору МДН-структури.

Провідність поверхневих станів, нормована на частоту (G_t / ω), проходить через максимум при деякій нарузі U , що відповідає умові $\Omega=1,98$, тобто при $\omega\tau=1$, де $\tau = 1,98 (\sigma_t \mathcal{G} n_s)^{-1}$ - час релаксації поверхневих станів.

В діапазоні температур (100-500) К концентрацію іонізованих акцепторів, поперечний переріз захоплення та густину поверхневих станів можна вважати незмінними [62], що дає підставу думати, що час релаксації є функцією поверхневої концентрації заряду n_s .

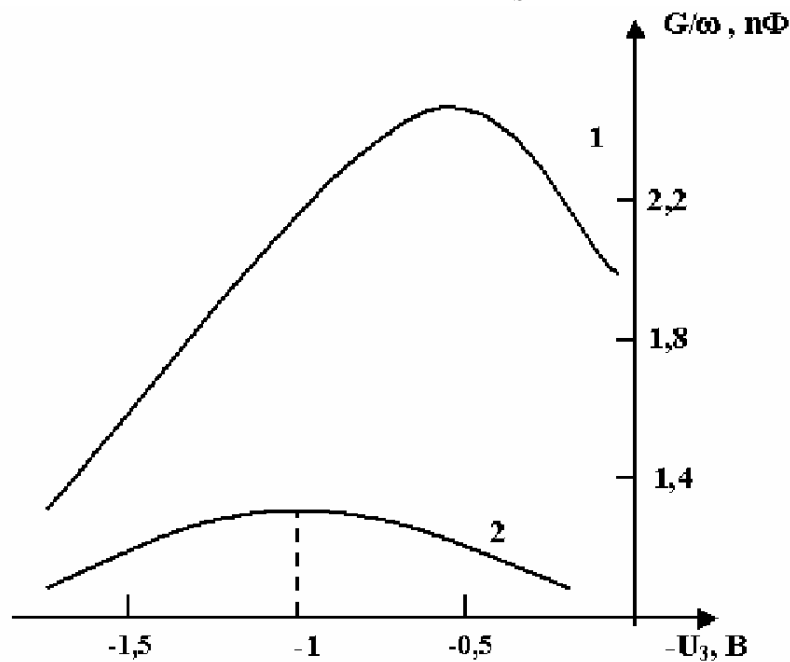


Рис.2.6. Залежність приведеної провідності від напруги зміщення на затворах для різних значень температури на частоті вхідного сигналу 200 МГц: 1 – 293 К, 2 – 373 К

Виходячи з цього, проведемо аналіз вхідного адмітансу в частотному діапазоні, що включає точку інверсії знаку реактивності. Для цього розрахуємо величину поверхневого потенціалу Ψ_s при різних температурах і частотах змінного сигналу при фіксованому зміщенні на затворах. Як відомо [64], при умові $q\Psi_s/kT \gg 1$, що справедливо для розглядуваного випадку, можна записати:

$$\Psi_s = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{\sigma}{\sigma_0} \sqrt{\ln \frac{\sigma}{\sigma_0}} \right), \quad (2.4)$$

де
$$\sigma_0 = \frac{\gamma \chi kT \mu_0}{4 \sqrt{2} \pi q L_D}; \quad \gamma = \frac{n_i^2}{N^2};$$

n_i – власна концентрація носіїв заряду в напівпровіднику; N – концентрація домішок; χ – діелектрична проникність напівпровідника; q – елементарний заряд; T – температура в К; μ_0 – мікроскопічна рухливість носіїв в каналі (При $T=300$ К $\mu_0 = 1250 \text{ см}^2(\text{В}\cdot\text{с})^{-1}$);

$$L_D = \sqrt{\frac{\chi kT}{4 \pi q^2 N}} \text{ – Дебаєвська довжина};$$

σ – електропровідність каналу (береться з експериментальної залежності $G(U_3)$, яка представлена на рис.2.4).

Отримані залежності $\Psi_s(\omega)$ при фіксованих температурах зображені на рис.2.7.

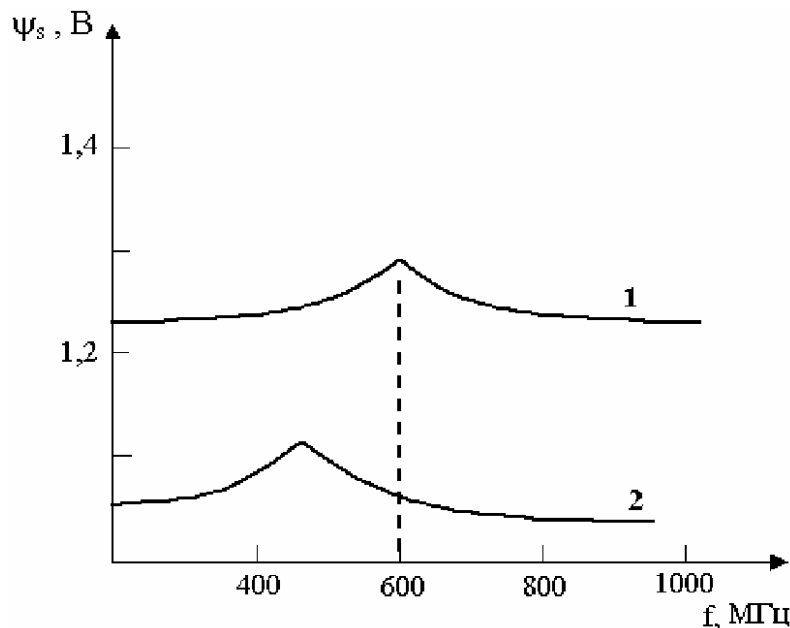


Рис.2.7. Залежність поверхневого потенціалу від частоти для різних значень температури: 1 – 373 К, 2 – 293 К при $U_3=-3$ В

Як видно з рис.2.7, поверхневий потенціал має чітко виражений максимум, який відповідає точці інверсії знаку реактивності (рис.2.2. та рис. 2.7). З ростом температури Ψ_s зростає, а максимум зсувається в область більш високих частот. Оскільки Ψ_s в даному температурному діапазоні можна вважати лише функцією концентрації поверхневих станів n_s , а згідно з (2.2) максимум G/ω відповідає певному енергетичному рівневі і з ростом температури зсувається в область все більш від'ємних зміщень на затворі (рис.2.6), що пов'язано зі збудженням все більш глибоких енергетичних рівнів, то процеси, які відповідають точці інверсії знаку реактивності, можна пояснити часом перезарядки поверхневих станів.

Дійсно, в точці інверсії знаку реактивності активна складова має чітко виражений максимум (рис.2.3), який задовольняє умові $\omega\tau = 1$, де τ – час перезарядки поверхневих станів.

Отже, можна вважати, що в точці інверсії знаку реактивності час перезарядки поверхневих станів визначається частотою змінного сигналу.

З ростом частоти змінного сигналу ємнісна складова переходить в індуктивну, період змінного сигналу стає меншим часу перезарядки поверхневих станів. Це призводить до зменшення ступеня заповнення поверхневих станів і до виникнення додатного зворотного зв'язку за струмом, що експериментально проявляється як індуктивність. При частоті змінного сигналу, коли його період більший часу перезарядки поверхневих станів, ступінь їх заповнення збільшується і реактивна компонента імпедансу носить ємнісний характер.

З підвищенням температури (рис.2.7) зростає поверхневий потенціал, що призводить до зменшення часу перезарядки поверхневих станів і зсуву точки інверсії знаку реактивності в область більш високих частот. При фіксованих значеннях частоти і зміщеннях на затворі з ростом температури збуджуються все більш глибокі енергетичні рівні, час перезарядки зростає, збільшується і значення індуктивної складової (рис.2.5).

Оцінювання параметрів поверхневих станів двотемпературним методом. Для оцінки стандартного відхилення поверхневого потенціалу від зміщення – σ , часу перезарядки поверхневих станів – τ , густини поверхневих станів- N_{ss} та поперечного перерізу захоплення – σ_p нами було використано дещо модифікований метод Ядави [62], так званий двотемпературний метод дослідження поверхневих станів. Вихідні дані при цьому були взяті із результатів вимірювання імпедансу каналу з використанням установки Р4-37 та фазометра ФК2-12 на частотах від 1 МГц до 1250 МГц в температурному інтервалі (173-373)К при від'ємних зміщеннях на затворах.

Виходячи з даних досліджень розраховували дві криві нормованої провідності $G_p / \omega(y_s)$ для двох різних значень температури T_1 і T_2 (y_s – поверхневий потенціал). Далі проводили перетворення аналогічні ме-

тоду Ядави, в результаті яких отримали вираз для розрахунку величини стандартного відхилення поверхневого потенціалу від зміщення:

$$\ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) = \frac{1}{S\sigma} \left[1 + \frac{0,7337(\sigma^2 + 1,6370)}{\sigma^2(\sigma^2 + 3)} \right] \Delta y \ln\left(\frac{T_2}{T_1}\right), \quad (2.5)$$

$$\text{де } R_1 = \frac{(G_p/\omega) \text{ при температурі } T_1}{(G_p/\omega) \text{ при температурі } T_2} \text{ для ПП } y_{S_1},$$

$$R_2 = \frac{(G_p/\omega) \text{ при } T_1}{(G_p/\omega) \text{ при } T_2}, \text{ для ПП } y_{S_2},$$

причому $\Delta y = y_{S_2} - y_{S_1}$ – достатньо мале, щоб можна було знехтувати зміною параметрів поверхневих станів в цьому інтервалі.

Підставляючи в рівняння (2.5) фіксовані значення T_1, T_2 із заданого температурного інтервалу, а також значення величин R_1, R_2 , розраховані за експериментальними залежностями приведеної провідності $G_p/\omega(U_3)$ для вибраних значень T_1, T_2 та напруг зміщення на затворі U_{31}, U_{32} , які однозначно задають значення y_{S_1}, y_{S_2} (для малої зміни напруги зміщення на затворі можна прийняти $\Delta y \approx \Delta U_3$ [9]), розв'язуємо (2.5) відносно σ (знаходимо стандартне відхилення поверхневого потенціалу в інтервалі від y_{S_1} до y_{S_2}). Для розв'язання вказаного рівняння застосовуємо метод Ньютонa.

Основні співвідношення для знаходження параметрів поверхневих станів можна отримати скориставшись відомою формулою [62], яку Ядава отримав шляхом спрощення відповідного виразу для нормованої провідності в флуктуаційній теорії Ніколіана-Гоетцбергера:

$$\frac{G_p}{\omega} = \frac{qN_{SS}}{2\sqrt{2\pi}\sigma} \frac{\pi}{(1-X)^{\sigma/2}} \frac{\exp(-aX^2 - b)}{\cos\left(\frac{\pi X}{2} \sqrt{\sigma/2}\right)}, \quad (2.6)$$

де $X = \frac{\ln(\omega\bar{\tau})}{2\sigma^2}$; $\bar{\tau} = (\sigma_p \bar{V} p_0)^{-1} \exp y_S$ – середнє значення сталої часу поверхневих станів, \bar{y}_S – середній по межі розподілу ПП;

$$a = \frac{\sigma}{2} \left(\sigma^2 + \frac{\pi^2}{4} - \frac{1}{\sigma^2 + 3} \right), \quad b = \frac{2}{\sigma^2 + 1,85}.$$

Таким чином, виходячи з (2.6), а також із пояснень до (2.5) можна отримати такий вираз:

$$R_1 = \frac{(1-x_{21})^{\sigma/2} \cos\left(\frac{\pi x_{21}}{2} \sqrt{\sigma/2}\right)}{(1-x_{11})^{\sigma/2} \cos\left(\frac{\pi x_{11}}{2} \sqrt{\sigma/2}\right)} \exp(-a(x_{11}^2 - x_{21}^2)), \quad (2.7)$$

де $x_{11} = \frac{\ln(\omega\tau_{11})}{2\sigma^2}$; $x_{21} = \frac{\ln(\omega\tau_{21})}{2\sigma^2} = x_{11} + \frac{\ln(\tau_{21}/\tau_{11})}{2\sigma^2} = x_{11} - \frac{\ln(T_2/T_1)}{4\sigma^2}$;

$$\tau_{11} = (\sigma_p \bar{V}(T_1) p_o)^{-1} \exp y_{s1}, \quad \tau_{21} = (\sigma_p \bar{V}(T_2) p_o)^{-1} \exp y_{s1},$$

$\bar{V}(T_1)$ і $\bar{V}(T_2)$ – середні теплові швидкості основних носіїв при температурах T_1 і T_2 відповідно; $\tau_{11} - \tau_{21}$ сталі часу поверхневих станів відповідно при температурах T_1 і T_2 ; p_o - концентрація іонізованих акцепторів, яка є однаковою для обох температур, які задаються в діапазоні виснаження домішки. Підставляючи в рівняння (2.7) відомі значення величин R_1 , T_1 , T_2 та розраховане вище значення σ , розв'язуємо (2.7) відносно X_{11} . Далі знаходимо сталу часу поверхневих станів при температурі T_1 та поверхнево-му потенціалі $y_{s1} - \tau_{11}$ з виразу:

$$\tau_{11} = \frac{\exp(2\sigma^2 x_{11})}{\omega}, \quad (2.8)$$

що, в свою чергу, дасть змогу знайти поперечний переріз захоплення дірок на поверхневих станах:

$$\sigma_p = (\tau_{11} \bar{V}(T_1) p_o)^{-1} \exp y_{s1}. \quad (2.9)$$

Густину N_{SS} поверхневих станів при поверхневому потенціалі y_{SI} можна визначити, скориставшись виразом [62]:

$$\left(\frac{G_P}{\omega}\right)_{T_1, y_{SI}} = \frac{qN_{SS}}{2\sqrt{2\pi}\sigma} \frac{\pi}{(1-X_{11})^{\sigma/2}} \frac{\exp(-aX_{11}^2 - b)}{\cos\left(\frac{\pi X_{11}}{2} \sqrt{\sigma/2}\right)}, \quad (2.10)$$

в якому всі величини відомі після знаходження σ та X_{11} за винятком N_{SS} .

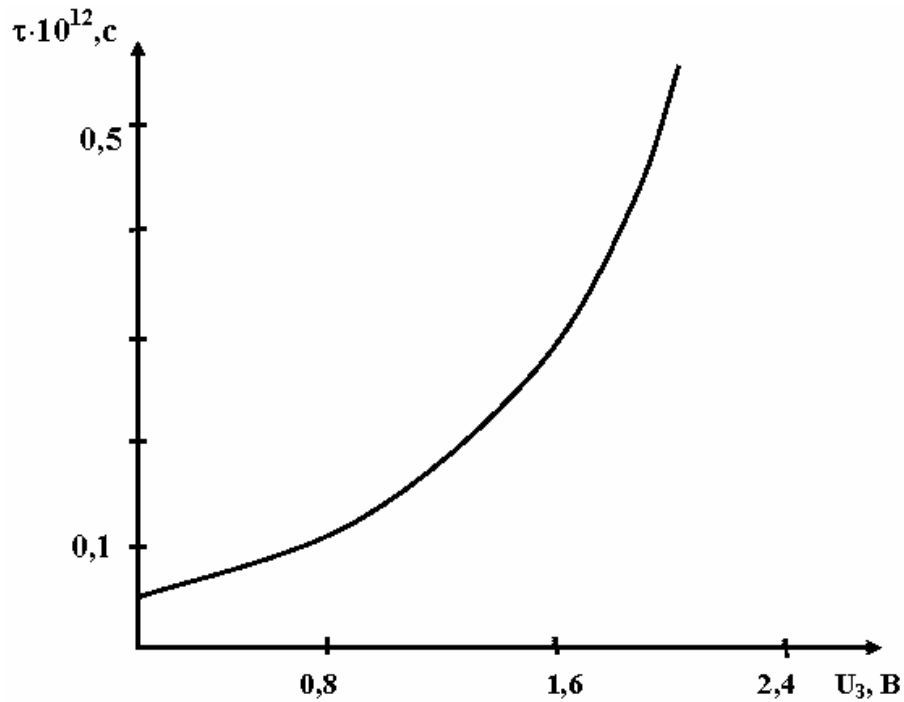


Рис.2.8. Залежність часу перезарядки поверхневих станів від напруги зміщення на затворі

Таким чином, розв'язуючи рівняння (2.5) – (2.10), знаходимо всі параметри поверхневих станів при ПП u_{SI} , що однозначно задається зміщенням на затворах. Аналогічно можна дослідити весь діапазон зміщень в області збіднення, де справедлива модель Ніколіана-Гоетцбергера та модель (2.6). Результати розрахунків ППС показують, що в заданому температурному інтервалі перераховані параметри від температури не залежать, що узгоджується з експериментальними дослідженнями [62]. Поряд із цим можна спостерігати, що час перезарядки поверхневих станів залежить від зміщення на затворах (рис.2.8). З ростом значення від'ємного зміщення час перезарядки поверхневих станів зростає.

2.3. Розробка математичних моделей фізичних процесів у каналі з урахуванням напруги зміщення на затворі

Аналіз фізичних процесів в ділянці каналу МДН-транзистора. На фізичні процеси, що відбуваються в каналі МДН-структури, як уже зазначалось вище, значною мірою впливають такі параметри, як час прольоту носіїв через канал T_R , час життя носіїв в каналі τ_n та стала еквівалентного RC-кола, утвореного відповідними ємностями та опорами досліджуваної структури τ_{RC} [56].

Виходячи з результатів експерименту, оцінимо вищеперераховані параметри та вплив на них температури. Схематично досліджуваний транзистор можна представити, як показано на рис.2.9.

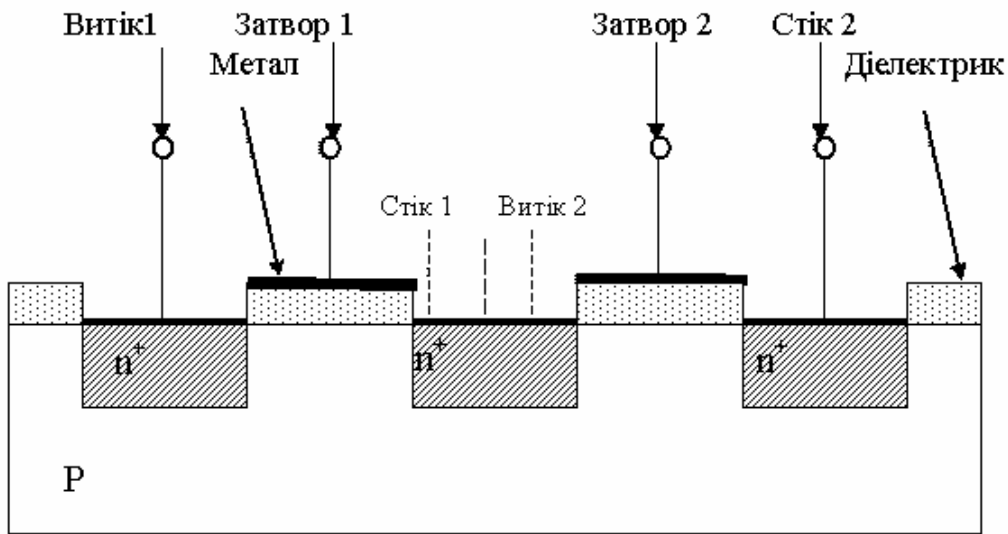


Рис.2.9. Схематичне зображення двозатворного МДН – транзистора

З рисунка видно, що такий транзистор можна розглядати як два ідентичних однозатворних транзистори (стік першого транзистора умовно з'єднано з витоком другого). Кожен із них представляє собою структуру, в якій металевий затвор ізолювано від напівпровідника тонким шаром діелектрика (рис.2.10).

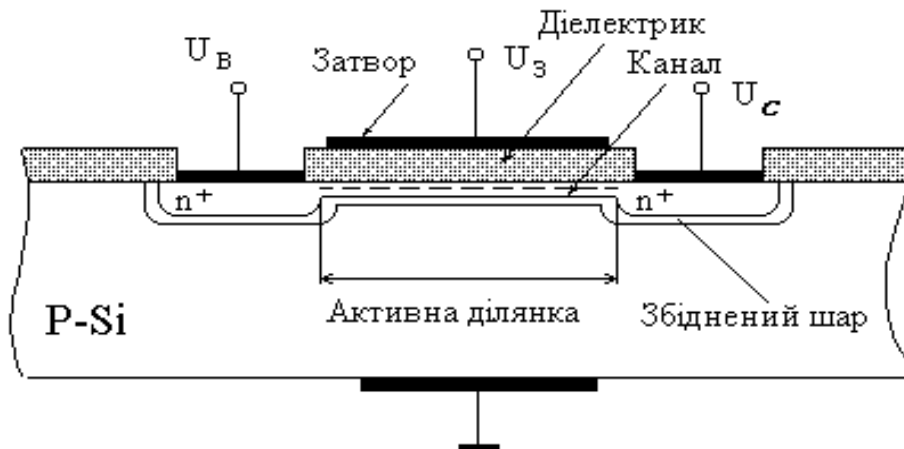


Рис.2.10. Структура n – каналного МДН – транзистора

Рухливі носії в таких транзисторах знаходяться в приповерхневій області напівпровідника, а їх концентрація залежить від електричного поля, створюваного затвором (напругою на затворі), що істотно відрізняє МДН-прилади від транзисторів з керованим р-n- переходом. Поблизу n⁺-областей, що відповідають витоку та стоку містяться області просторового заряду, що виникли за рахунок внутрішньої різниці потенціалів на n⁺-переходах. Оскільки в р-області електрони практично відсутні, опір ділянки "витік-стік" досить високий і відповідає опору двох зустрічно ввімкну-

тих діодів при нульовому зміщенні. Якщо ж до затвора прикладена додатна напруга, поблизу поверхні відбувається інверсія типу провідності, так що в цій області концентрація електронів стає достатньо високою і опір "витік-стік" різко зменшується. Електрони починають рухатись від витоку до стоку по інверсному шару.

Так, дійсно, при незмінній напрузі на затворі кожен із транзисторів представляє собою структуру $n^+ - p - n^+$ -типу. Тоді згідно [66] представлена структура опишеться рівнянням для малого сигналу змінного струму:

$$J_1 = \rho_1 \mathcal{G}_0 + \rho_0 \mathcal{G}_1 + j\omega \in E_1, \quad (2.11)$$

$$\in \frac{dE_1}{dx} = \rho_1, \quad (2.12)$$

де ρ_1 – об'ємна густина заряду при наявності змінного електричного поля, ρ_0 – об'ємна густина заряду при відсутності змінного сигналу; \mathcal{G}_1 – швидкість носіїв заряду при дії змінного електричного поля; \mathcal{G}_0 – аналогічно при його відсутності; $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon$, де ϵ_0 – діелектрична стала, ϵ – відносна діелектрична проникність напівпровідникового матеріалу.

У виразі (2.11) перша компонента - модуляція густини заряду. Цей механізм створює хвилі просторового заряду. Ці хвилі можуть розсіювати чи генерувати енергію залежно від того, знаходяться вони в фазі чи протифазі з локальним змінним електричним полем.

Друга компонента є відповідно модуляцією швидкості заряду і вона представляє струм, який завжди перебуває у фазі з локальним електричним полем, а, отже, призводить до розсіювання енергії.

Третя компонента відповідає струму зміщення, який не розсіює і не генерує енергію. Ясно, якщо генерована енергія перевищує розсіяну - структура являє собою високочастотний від'ємний опір. Зрозуміло, що малосигнальні характеристики такої структури можуть бути отримані шляхом інтегрування (2.11) та (2.12) за відповідних граничних умов. Ці умови можна задати, припускаючи, що n -область має нескінченну провідність (для інжекції, обмеженої емісією). Обидва випадки добре описані в літературі, але вони не досить точно відображають фізичні процеси в реальних $p - n - p$ - переходах, оскільки не враховується одночасна присутність як дифузійної так і дрейфової складових струму.

Розглянемо відгук потенціального бар'єру на малу зміну електричного поля ΔE . Швидкість носіїв заряду при цьому змінюється на $\Delta \mathcal{G} = \mu \cdot \Delta E$, де μ – рухливість носіїв. Через деякий час встановлюється відповідний розподіл просторового заряду в каналі ПТ, який буде існувати до відновлення електронейтральності в ньому. Цей процес, пов'язаний з дифузією відбувається повільно порівняно зі змінами ΔE . Отже, можна припустити, що

змінне поле малого сигналу модулює тільки швидкість носіїв заряду, а не їх густину.

Розглянемо дві з існуючих моделей фізичних процесів, які відбуваються на р-п переході: джерела, обмеженого просторовим зарядом та джерела, обмеженого бар'єром. Перша ґрунтується на концепції нескінченної провідності, для якої густина носіїв є нескінченно великою, електричне поле і швидкість носіїв заряду нескінченно малі, а змінний струм малого сигналу являє собою модуляцію не тільки густини, а й швидкості руху носіїв.

Друга характеризується скінченною густиною заряду і скінченною швидкістю їх руху, а змінну складову струму можна розглядати як модуляцію швидкості руху носіїв заряду.

На відміну від [66], де досліджувались діоди зі струмами, обмеженими просторовим зарядом, в нашому випадку є необхідність розгляду обох вищезгаданих моделей.

Модель джерела, обмеженого бар'єром. Так при напрузі на затворі U_3 , меншій за граничну напругу $U_{гран}$, каналу немає і тому досліджувана структура описується моделлю джерела, обмеженого бар'єром. У цьому випадку імпеданс каналу може бути представлений виразом [67]:

$$Z_B = \frac{\mu_n I_0}{j\omega \epsilon \sigma \omega_D} \left\{ \exp \theta_0 + \left(\frac{j\theta}{\theta_D - j\theta} \right) \left(\frac{\sigma - \omega_D + j\omega \epsilon}{\sigma + j\omega \epsilon} \right) - \left(\frac{\theta_D}{\theta_D - j\theta} \right) \left(\frac{\sigma}{\sigma + j\omega \epsilon} \right) \exp(\theta_D - j\theta) \right\}, \quad (2.13)$$

де $\theta = \omega T_R$; $\theta_D = \omega_D T_R$; $\omega_D = \frac{e\mu_n N_A}{\epsilon}$;

$J_0 = \rho_0 \mathcal{G}_0$ – густина струму при відсутності змінного сигналу; $\sigma = \mu_n J_0 / \mathcal{G}_{os}$, \mathcal{G}_{os} – середня швидкість носіїв заряду; T_R – час прольоту носіїв через канал; ω – циклічна частота вхідного сигналу; ω_D – частота діелектричної релаксації; θ , θ_D – відповідні кути прольоту (фазові кути); μ_n – рухливість електронів, $j = \sqrt{-1}$; N_A – концентрація акцепторів.

Як відомо з [68, 69], в точці інверсії знаку реактивності реактивна складова імпедансу рівна нулю. Таким чином, виділивши в (2.13) уявну складову і прирівнявши її до нуля, отримаємо вираз, з якого визначаємо частоту, що відповідає точці інверсії знаку реактивності:

$$\omega_{инв} = \sqrt{\frac{\sigma^2 - \omega_D^2 \epsilon^2 + \omega_D^2 \sigma^2 \frac{T_R^2}{2} + \omega_D \sigma \epsilon + T_R \omega_D \sigma^2 - \sigma \epsilon \omega_D^2 T_R}{\sigma \epsilon \omega_D^2 T_R^3 / 6 - \omega_D \sigma \epsilon T_R^3 / 6 - \omega_D \sigma \epsilon T_R^2 / 2 - \epsilon^2}}. \quad (2.14)$$

Як видно з (2.14) $\omega_{инв}$ є, зокрема, функцією часу прольоту T_R . В розглядуваному випадку (від'ємне зміщення на затворах - канал відсутній) час прольоту можна розрахувати, виходячи з наступних міркувань. Потужність на вході досліджуваного чотириполюсника постійна і дорівнює $P=10^{-6}$ Вт. Приймаючи до уваги [70], що $P = \frac{U^2}{4R_H}$, де R_H – активна складова повного опору чотириполюсника, можна визначити напругу на вході досліджуваного чотириполюсника $U = 2\sqrt{PR_H}$. Середня швидкість руху носіїв $v_{0C} = E\mu_n$, тоді час проходження носіїв через канал ПТ визначається як

$$t = \frac{2l}{E\mu_n} = \frac{l^2}{\mu_n \sqrt{PR_H}}, \quad (2.15)$$

де l – довжина ділянок каналу.

Модель джерела, обмеженого просторовим зарядом. При $U_3 > U_{гран}$ індукується канал, що відповідає моделі джерела, обмеженого просторовим зарядом. Згідно [67] імпеданс можна представити:

$$Z_{SCL} = \frac{l}{j\omega \epsilon} \left[1 - \left(\frac{\theta_D}{\theta_D - j\theta} \right)^2 \exp(-j\theta) \right]. \quad (2.16)$$

Аналогічно попередньому випадку, виходячи з (2.16) виділимо уявну складову імпедансу і прирівнявши її до нуля визначимо частоту, що відповідає точці інверсії знаку реактивності:

$$\omega_{инв} = \frac{1}{T_R} \left\{ \frac{\left[-\theta_D^2 + \theta_D^4 / 2 + 2\theta_D^3 + \theta_D^2 \left(\theta_D^4 / 4 - \frac{2}{3}\theta_D^3 - \theta_D^2 - 4\theta_D - 7 \right)^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{1}{4}}}{2 + \theta_D^2 + \frac{2}{3}\theta_D^3} \right\}^{\frac{1}{4}}. \quad (2.17)$$

Згідно [71] час прольоту для цього випадку можна представити як

$$T_R = \frac{l^2}{\mu_n U_{НАС}}, \quad U_{НАС} = U_3 - U_{ПОР},$$

де $U_{ПОР}$ – відповідає напрузі на затворі, при якій утворюється канал.

Дане рівняння дає дещо завищене значення часу прольоту, так як $U_{НАС}$ – це така напруга "затвор-витік", при якій струм в каналі досягає на-

сичення. Оскільки постійне зміщення в колі "затвор-витік" відсутнє, то час прольоту можна визначити за формулою (2.15).

Проведемо якісний аналіз результатів, отриманих згідно вищерозглянутих моделей і зіставлення їх з експериментальними результатами. Як видно з (2.14) та (2.17) частота, що відповідає точці інверсії знаку реактивності, є функцією часу прольоту T_R та частоти діелектричної релаксації ω_D . Оскільки час прольоту T_R та частота діелектричної релаксації ω_D є функціями рухливості μ_n (2.13 та 2.15), яка, в свою чергу, залежить від температури, то можна вважати, що частота інверсії також є функцією температури. Відомо [121], що рухливість носіїв μ_n в ділянці каналу з підвищенням температури падає в зв'язку з посиленням різних механізмів розсіювання. В інтервалі температур від -55°C до 125°C залежність рухливості від температури можна представити у вигляді $\mu \sim 1/T$ як для дірок так і для електронів. Аналіз співвідношень (2.14), (2.17) показує, що частота інверсії $\omega_{inv} \sim \mu_n$, тому, виходячи зі сказаного вище, впливає наступне: з підвищенням температури значення частоти, що відповідає точці інверсії знаку реактивності зсувається в область більш низьких частот, що узгоджується з експериментальними дослідженнями авторів [69, 72].

2.4. МДН-структура як еквівалентне RC-коло

При від'ємних зміщеннях на затворах МДН-транзистора канал відсутній, а тому досліджувана структура може бути представлена еквівалентним RC-колом (рис.2.11). Відсутність у приведеній еквівалентній схемі дифузійної ємності пов'язано з тим, що на високих частотах бар'єрна ємність шунтує дифузійну, оскільки $C_d \sim (\omega\tau_d)^{-1/2}$, тобто зі збільшенням частоти C_d зменшується [73].

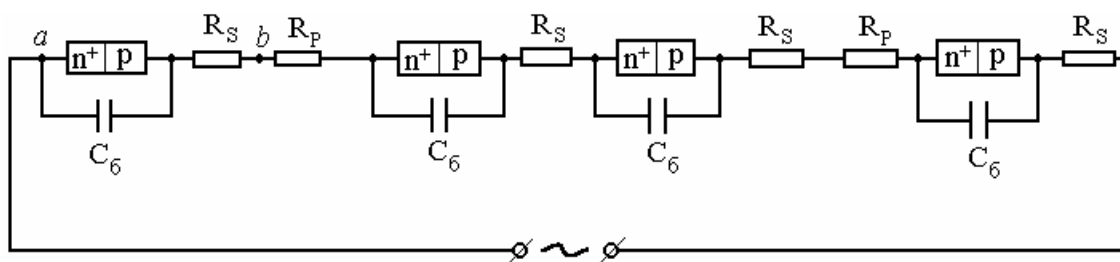


Рис.2.11. Представлення двозатворного МДН-транзистора еквівалентним RC-колом

Припустимо, що р-п переходи являються ідеальними вентилями, де R_s – опір втрат [73], R_p – опір р-ділянок. Тоді на частоті ω опір R_{np} між точ-

ками а і b рівний R_s , а $|R_{36}| = R_s \left[1 + \left(\frac{1}{\omega R_s C_6} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$, і тоді умова

$R_{зб}/R_{np} \gg 1 \sim \omega_c R_s C_{\sigma}$ матиме вигляд:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} < \frac{1}{2\pi R_s C_{\sigma}}. \quad (2.18)$$

Оцінювання сталої часу RC-кола. Виходячи з технологічних параметрів, розрахуємо сталу $\tau_{RC} = R_s C_{\sigma}$. При умові, що $R_s \ll R_p$, розрахунки ємності (n^+ -р) переходу та опору R_p проводимо згідно [74].

Ємність р-n переходу в загальному випадку визначається виразом для площинного конденсатора:

$$C = \frac{\varepsilon \cdot A}{W}, \quad (2.19)$$

де $\varepsilon = \varepsilon_n \varepsilon_0 = 11,8 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14} \text{ Ф/см} = 1,0443 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/см}$ – діелектрична проникність кремнію, A – площа р-n переходу, W – ширина ділянки об'ємного заряду.

Для випадку, коли розподіл концентрації домішок по обидві сторони від переходу є рівномірним, ширина збідненого шару визначається за формулою:

$$W = \left(\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot V_j}{q \cdot N} \right)^{1/2}, \quad (2.20)$$

де V_j – спад напруги на переході, для якого справедливо співвідношення $V_j = \varphi + U_R$, φ – контактний потенціал, рівний $\sim 0,8 \text{ В}$, U_R – напруга, прикладена до переходу;

$$N = \frac{N_A \cdot N_D}{N_A + N_D}. \quad (2.21)$$

Тоді

$$C_j = A \left(\frac{q \varepsilon N}{2V_j} \right)^{1/2}. \quad (2.22)$$

Для симетричного переходу будемо мати:

$$W = \left(\frac{2 \varepsilon V_j}{q N_A} \right)^{1/2}, \quad (2.23)$$

$$C_j = A \left(\frac{q \varepsilon N_A}{2V_j} \right)^{1/2} . \quad (2.24)$$

Враховуючи, що $\varphi \gg U_R$ (для випадку наших досліджень), отримаємо:

$$C_j = A \left(\frac{q \varepsilon N_A}{2\varphi} \right)^{1/2} . \quad (2.25)$$

Розрахуємо ємність р-п переходу на основі (2.25) за відомими значеннями:

$$\begin{aligned} A &= 1,2 \text{ мкм} \cdot 0,14 \text{ мкм} = 1,2 \cdot 10^{-4} \cdot 1,4 \cdot 10^{-5} \text{ (см}^2\text{)}; \\ N_A &= 10^{17} \text{ см}^{-3}; q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}; \varphi = 0,8 \text{ В}; \\ \varepsilon &= 1,0443 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/см}. \end{aligned}$$

Будемо мати: $C_j = 1,69 \cdot 10^{-16} \text{ Ф}$.

Розрахунок R_p проводимо, виходячи з геометричних розмірів р-області та питомого опору матеріалу ділянки згідно даних технологічної картки за загальновідомою формулою $R = \rho l / S$.

В результаті розрахунку отримаємо:

$$R_p = 4,8 \cdot 10^5 \text{ Ом}.$$

Таким чином, для однієї ланки (C_j , R_p) еквівалентного RC-кола досліджуваної МДН-структури стала часу матиме значення:

$$\tau_{RC} = RC_j = 4,8 \cdot 10^5 \cdot 1,68 \cdot 10^{-16} = 8,064 \cdot 10^{-11} \text{ с}.$$

Таке значення сталої відповідає частоті:

$$f = \frac{1}{2\pi\tau_{RC}} \cong 2000 \text{ МГц}.$$

2.5. Моделювання імпедансу ділянки "Витік-Стік" двозатворного МДН-транзистора

Моделювання імпедансу каналу при від'ємних напругах зміщення на затворі. Згідно представлення досліджуваної структури еквівалентним RC-колом (рис.2.11) імпеданс ділянки "Витік-Стік" можна записати у вигляді:

$$Z = \frac{4}{i\omega C_{\bar{o}}} + 2R_k, \quad (2.26)$$

де $C_{\bar{o}}$ – бар’єрна ємність р-п переходу; R_k – опір ділянки каналу.

В загальному випадку R_k можна представити таким чином:

$$R_k \overset{\leftarrow}{=} \overset{\rightarrow}{=} \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{ab}, \quad (2.27)$$

де l , a , b – довжина, глибина та ширина каналу відповідно; σ – питома електропровідність:

$$\sigma = q\mu_n n, \quad (2.28)$$

де n – концентрація електронів в каналі, яку для випадку від’ємного зміщення на затворі можна подати у вигляді:

$$n = n_{cm} - \Delta n, \quad (2.29)$$

де n_{cm} – стаціонарна концентрація електронів в ділянці каналу, тобто, коли зміщення на затворі відсутнє ($U_3 = 0$):

$$n_{cm} = n_o = \frac{\sigma_o}{q\mu_n} = \frac{1}{\rho_o q\mu_n}, \quad (2.30)$$

де Δn – зміна концентрації, зумовлена напругою, прикладеною до затвору. Цю зміну можна обчислити як відношення індукованого в каналі заряду Q до об’єму каналу та величини одиничного заряду [73]:

$$\Delta n = \frac{Q}{qabl}. \quad (2.31)$$

Величину індукованого заряду можна визначити як для будь-якого конденсатора: $Q = CU_3$, де C – ємність затвору.

Тоді (2.31) запишеться у вигляді:

$$\Delta n = \frac{CU_3}{qabl}. \quad (2.32)$$

Підставивши (2.32) і (2.30) в (2.29), а потім (2.29) у (2.28), отримаємо:

$$\sigma = \frac{1}{\rho_o} - \mu_n \frac{CU_3}{abl}. \quad (2.33)$$

Перепишемо (2.27), враховуючи (2.33) і здійснивши деякі перетворення:

$$R_k = \frac{l^2 \rho_o}{abl - \mu_n \rho_o CU_3}. \quad (2.34)$$

Отримане співвідношення дає змогу оцінити значення опору ділянки каналу від напруги зміщення на затворі, але не враховує його температурну та частотну залежності.

Здійснимо перетворення виразу (2.34), враховуючи співвідношення Ейнштейна [75] та "комплексність" коефіцієнту дифузії за змінним струмом [73] з урахуванням температурної залежності рухливості [76]:

$$\mu_n = qD_n(1+i\omega\tau_n)/kT. \quad (2.35)$$

В результаті отримаємо:

$$R_k = \frac{l^2 \rho_o kT}{abl kT - qD_n \rho_o CU_3 (1 + i\omega\tau_n)}. \quad (2.36)$$

Як бачимо, опір ділянки каналу на змінному струмі представляє комплексну величину. Здійснимо перетворення (2.36) з метою виділення дійсної та уявної складових цього опору. В результаті перетворень отримаємо:

$$R_k = \frac{\rho_o abl^3 k^2 T^2 - qD_n \rho_o^2 l^2 CU_3 kT + i\omega qD_n \rho_o^2 l^2 CU_3 kT \tau_n}{(abl kT)^2 - 2abl kT qD_n \rho_o CU_3 + (qD_n \rho_o CU_3)^2 (1 + \omega^2 \tau^2)}. \quad (2.37)$$

Аналіз (2.37) свідчить про те, що уявна складова R_k носить індуктивний характер. Вираз для еквівалентної індуктивності у розглядуваному випадку матиме вигляд:

$$L_{екв} = \frac{\rho_o^2 l^2 qD_n CU_3 kT \tau_n}{(abl kT)^2 - 2abl kT qD_n \rho_o CU_3 + (qD_n \rho_o CU_3)^2 (1 + \omega^2 \tau^2)}. \quad (2.38)$$

Дійсна складова опору ділянки каналу R_k представляє її активний опір R :

$$R = \frac{\rho_o abl^3 k^2 T^2 - qD_n \rho_o^2 l^2 CU_3 kT}{(abl kT)^2 - 2abl kT qD_n \rho_o CU_3 + (qD_n \rho_o CU_3)^2 (1 + \omega^2 \tau^2)} \cdot \quad (2.39)$$

Тоді узагальнений вираз для повного опору ділянки "Витік-Стік" з урахуванням (2.26), (2.37)-(2.39) матиме вигляд:

$$Z = 2R + i\omega L_{екв} + \frac{4}{i\omega C_6} \cdot \quad (2.40)$$

Згідно (2.40) еквівалентна схема, представлена на рис.2.11, може бути уточнена внесенням в ділянки каналу еквівалентної індуктивності (рис.2.12).

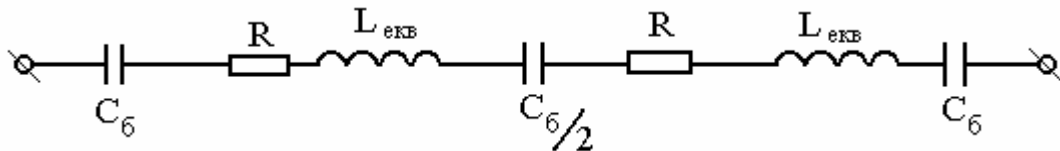


Рис.2.12. Уточнена еквівалентна схема каналу двозатворного МДН-транзистора

Формула (2.40) разом із (2.38) та (2.39) дає змогу проаналізувати температурну та частотну залежності дійсної та уявної складових імпедансу каналу при від'ємних зміщеннях на затворі.

Поряд із цим, аналіз частотної залежності свідчить про те, що існує така частота, при якій уявна складова імпедансу рівна нулю. Ця частота відповідає інверсії знаку реактивності каналу. Отже, підставивши у вираз (2.40) вирази (2.38) і (2.39) та виділивши у отриманому виразі уявну складову і прирівнявши її до нуля, знайдемо частоту ω , що відповідає точці інверсії:

$$\omega = \left\{ \frac{2 \left[(abl kT)^2 - 2abl kT qD_n \rho_o CU_3 + (qD_n \rho_o CU_3)^2 \right]}{\rho_o^2 l^2 qD_n CU_3 kT \tau_n C_6 - 2(qD_n \rho_o CU_3 \tau_n)^2} \right\}^{1/2} \cdot \quad (2.41)$$

Однією з ознак адекватності запропонованої моделі по відношенню до експерименту є наявність частоти, що відповідає точці інверсії знаку реактивності в каналі, а тому отриманий вираз є одним із підтверджень цієї адекватності. Результати розрахунків, проведених згідно (2.41) відповідають експериментальним дослідженням [54].

Результати розрахунків температурної та частотної залежностей імпедансу каналу для різних напруг від'ємного зміщення на затворах представлені на рис. 2.13, рис.2.14.

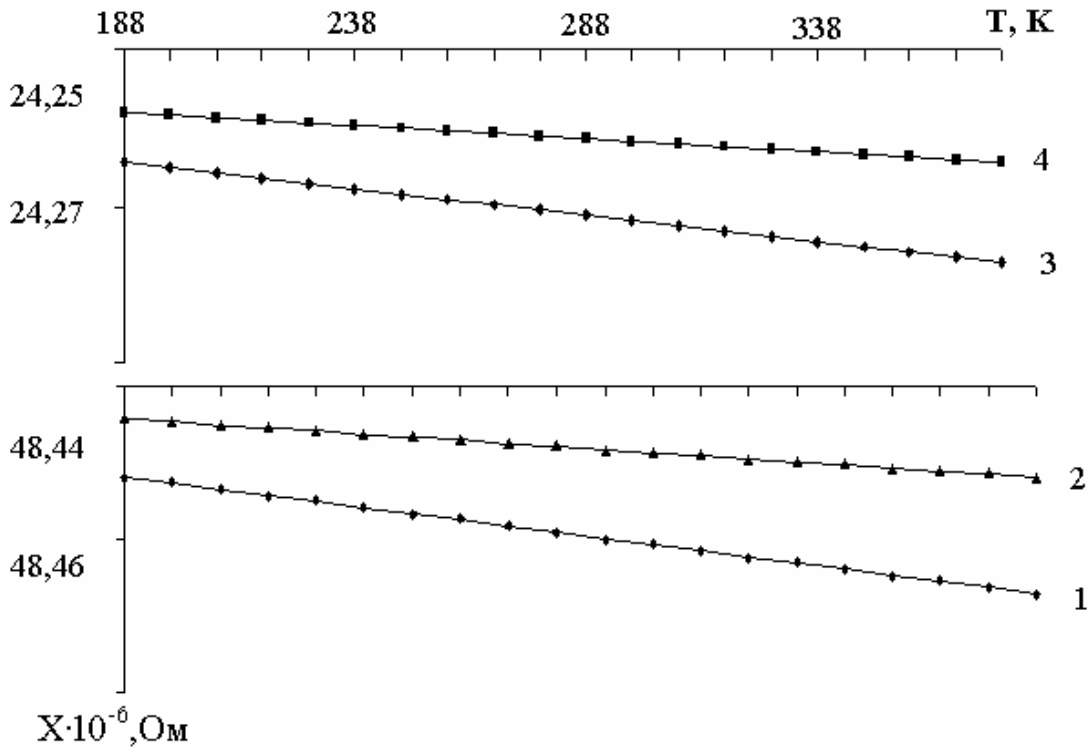


Рис.2.13 . Теоретичні залежності реактивної складової імпедансу каналу від температури при $U_3 = \text{const}, f = \text{const}$: 1– $U_3 = -2\text{В}, f = 500\text{МГц}$; 2– $U_3 = -4\text{В}, f = 500\text{МГц}$; 3– $U_3 = -3\text{В}, f = 1000\text{МГц}$; 4– $U_3 = -4\text{В}, f = 1000\text{МГц}$

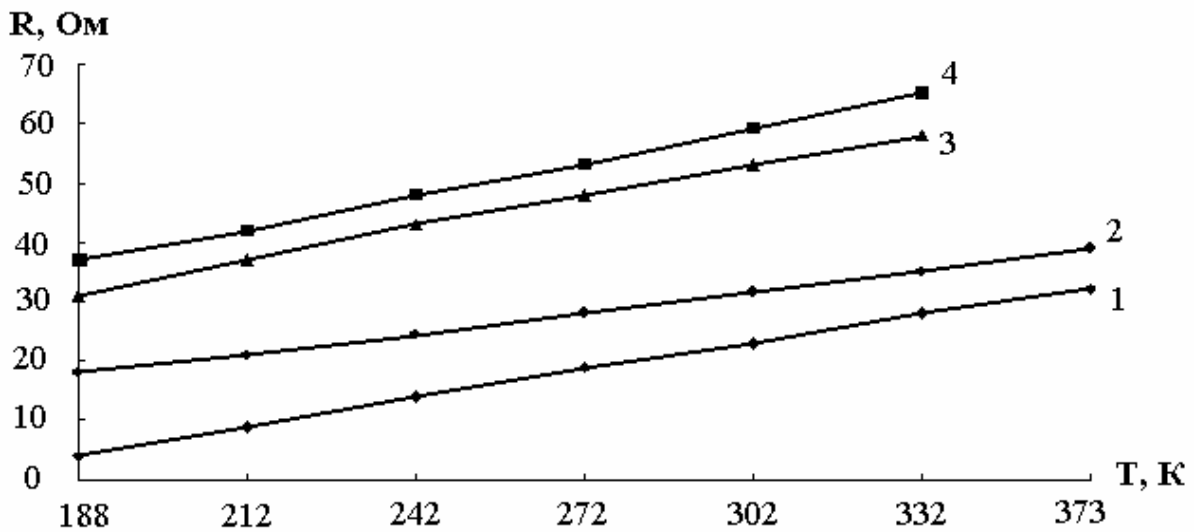


Рис.2.14. Теоретичні залежності активної складової імпедансу каналу від температури при $U_3 = \text{const}, f = \text{const}$: 1– $U_3 = -4\text{В}, f = 1000\text{МГц}$; 2 – $U_3 = -4\text{В}, f = 1\text{МГц}$; 3– $U_3 = -2\text{В}, f = 1000\text{МГц}$; 4– $U_3 = -2\text{В}, f = 1\text{МГц}$

Модельовання імпедансу каналу при додатних напругах зміщення на затворі. Як відомо з теоретичних та експериментальних досліджень повного опору МДН-транзистора [58, 77] такі структури при певних температурах і частотах ведуть себе як еквівалентна індуктивність.

Проведемо оцінювання еквівалентної індуктивності каналу для додатних зміщень на затворі. Для цього випадку розглянемо фізичну модель структури каналу з енергетичної точки зору. Незавжди помітити, що електрони, індуковані в каналі, з однієї сторони, можуть бути описані як система, що має певну швидкість руху та кінетичну енергію W_k , а з іншої – як електричний струм, що має енергію магнітного поля W_m з еквівалентною індуктивністю L_k . В першому наближенні значення W_k та W_m можуть бути представлені як

$$W_k = \frac{nm_e^* S 2l}{2} \left[\frac{2l}{T_R} \right]^2, \quad W_m = \frac{L_k (S j_n)^2}{2}.$$

Прирівнявши праві частини обох виразів і розв'язуючи відносно L_k , отримаємо:

$$L_k = \frac{8nm_e^* l^3}{j_n S T_R}, \quad (2.42)$$

де n – концентрація електронів, інжекттованих в ділянку каналу; m_e^* – ефективна маса електрона; $2l$ – еквівалентна довжина каналу; j_n – густина струму неосновних носіїв в каналі; S – поперечний переріз каналу; T_R – середній час прольоту електронів через канал [78]:

$$T_R = \frac{l^2}{\mu_n \sqrt{P R_k}}, \quad (2.43)$$

де μ_n – рухливість електронів; P – потужність малого сигналу; R_k – опір каналу, який визначається [73]:

$$R_k = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{ab}, \quad (2.44)$$

де σ – питома електропровідність; a, b – глибина і ширина каналу.

Згідно [73] питома електропровідність каналу: $\sigma = q \mu_n n$, де $n = n_{cm} + \Delta n$ (n_{cm} – стаціонарна концентрація електронів в каналі; Δn – її зміна). Оцінювання значень стаціонарної концентрації і її зміни показує, що n_{cm} можна знехтувати і прийняти [73]:

$$n \approx \Delta n = \frac{C U_3}{q a b l},$$

де C – ємність затвору; U_3 – напруга на затворі.

Отже, підставляючи вираз для σ в формулу (2.44) отримуємо:

$$R_k = \frac{l^2}{\mu n C U_3}. \quad (2.45)$$

Густину струму j_n неосновних носіїв в каналі можна представити як відношення сили струму стоку I_{cm} до площі поперечного перерізу каналу S . Згідно [71]:

$$J_n = \frac{I_{ct}}{S} = \frac{b C_{дiele} \mu_n}{l S} \left[(U_3 - U_{пор}) U_{ct} - \frac{1}{2} U_{ct}^2 \right],$$

де $C_{дiele}$ – питома ємність підзатворного діелектрика; яку можна визначити як

$$C_{дiele} = \frac{\epsilon_d \epsilon_0}{d}, \quad (2.46)$$

де ϵ_d – відносна проникність підзатворного діелектрика, ϵ_0 – діелектрична стала; $U_{пор}$ – мінімальна напруга на затворі, при якій утворюється інверсний шар, і канал починає проводити струм; U_{cm} – напруга стоку. Для МДН-приладів, в яких діелектриком є окисний шар, істотну роль відіграє позитивний заряд, присутній в окислі [79]. Дія цього заряду еквівалентна наявності позитивної напруги на затворі, так що у випадку напівпровідника р-типу інверсний шар вже існує при нульовій керуючій напрузі. Тобто $U_{пор} = 0$.

Що ж до напруги стоку U_{cm} , то згідно схеми ввімкнення досліджуваної структури: $U_{cm} = U_3$. Отже, вираз для j_n запишемо у вигляді:

$$J_n = \frac{b \epsilon_d \epsilon_0 \mu_n}{2 l d S} U_3^2. \quad (2.47)$$

Згідно (2.43), (2.45), (2.47) вираз (2.42) для еквівалентної індуктивності каналу набуде вигляду:

$$L_k = \frac{32 m^* P l^2 d^2}{\mu_n q b^2 (\epsilon_d \epsilon_0)^2 U_3^4}. \quad (2.48)$$

Опір каналу при додатних зміщеннях на затворі [73] :

$$R = \frac{l^2}{\mu_n C (U_3 - U_{3B})}, \quad (2.49)$$

де U_{3B} – напруга відсічки, тобто напруга, при якій провідність каналу дорівнює нулю. Вона визначається [73]:

$$U_{3B} = -\frac{qnabl}{C} = -\frac{abl}{C\rho\mu_n},$$

де ρ – питомий опір каналу.

Скориставшись співвідношенням Ейнштейна [75] і враховуючи, що коефіцієнт дифузії за змінним струмом можна представити у комплексному вигляді [73]: $D_n^* = D_n (1 + i\omega\tau_n)$, де τ_n – час життя основних носіїв заряду; ω – циклічна частота тестового сигналу, запишемо вираз для рухливості носіїв:

$$\mu_n = \frac{D_n q}{kT} (1 + i\omega\tau_n). \quad (2.50)$$

Якщо підставити значення μ_n у формули (2.48), (2.49), то вираз для імпедансу каналу запишеться у вигляді:

$$Z_k = R_k + i\omega L_k \quad \text{або}$$

$$Z_k = \frac{l^2 \rho}{abl + (U_3 C \rho D_n q / kT)(1 + i\omega\tau_n)} + \frac{32i\omega m_e^* P l^2 d^2 kT}{D_n (qb\epsilon_d \epsilon_0)^2 U_3^4 (1 + i\omega\tau_n)}. \quad (2.51)$$

Проаналізуємо частотну залежність імпедансу каналу. Як впливає з аналізу, існує така частота, при якій уявна складова імпедансу рівна нулю. Ця частота відповідає інверсії знаку реактивності каналу. Таким чином, виділивши у даному виразі уявну складову і прирівнявши її до нуля, знайдемо частоту ω , що відповідає точці інверсії:

$$\omega = \left[\frac{\rho^2 \tau_n U_3^5 C D_n^2 q^3 (b\epsilon_d \epsilon_0)^2 - 32m_e^* P d^2 (U_3 C \rho D_n q + kT abl)^2}{\tau_n^2 U_3^2 C (\rho D_n q)^2 (32m_e^* P d^2 C - \tau_n U_3^3 q b^2 (\epsilon_d \epsilon_0)^2)} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (2.52)$$

Отримана формула, як і у випадку ($U_3 < 0$) є підтвердженням адекватності запропонованої моделі. Розрахунки частоти, що відповідає інверсії

знаку реактивності в каналі, проведені згідно (2.52), узгоджуються з експериментальними дослідженнями [54].

Результати розрахунків температурної та частотної залежностей імпедансу каналу для різних напруг додатного зміщення на затворах представлені на рис.2.15, рис 2.16.

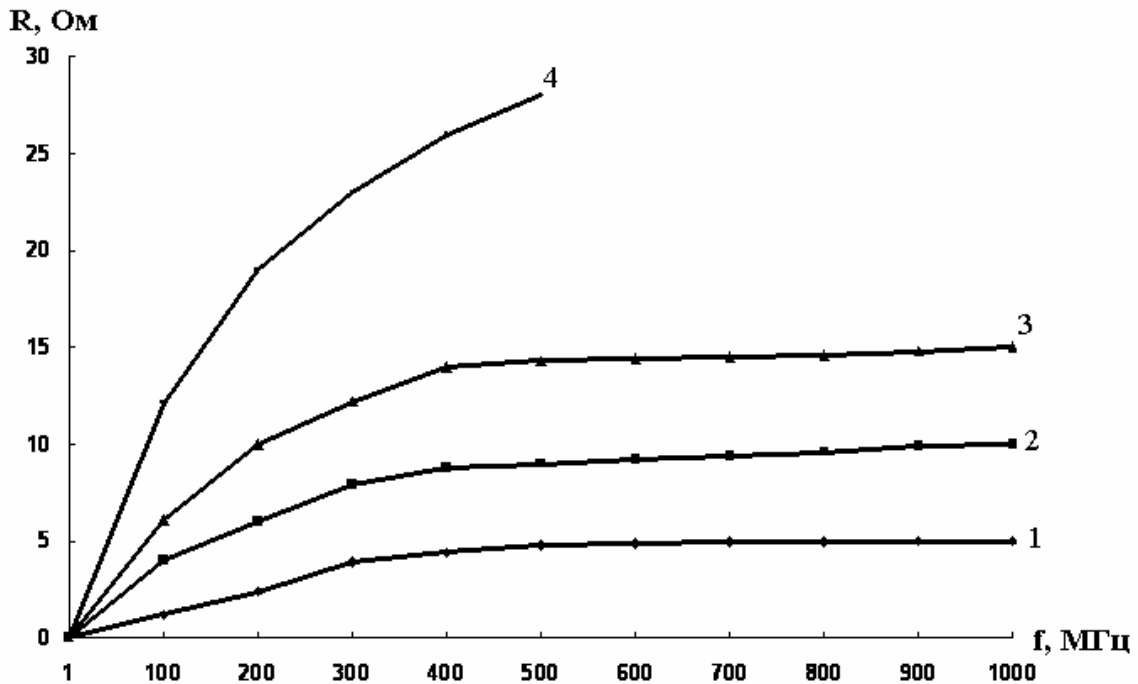


Рис.2.15. Теоретичні залежності активної складової імпедансу каналу від частоти при $T=\text{const}$, $U_3=\text{const}$: 1– $T=188\text{ K}$, $U_3=4\text{ В}$; 2– $T=373\text{ К}$, $U_3=4\text{ В}$; 3– $T=188\text{ К}$, $U_3=3\text{ В}$; 4– $T=373\text{ К}$, $U_3=3\text{ В}$

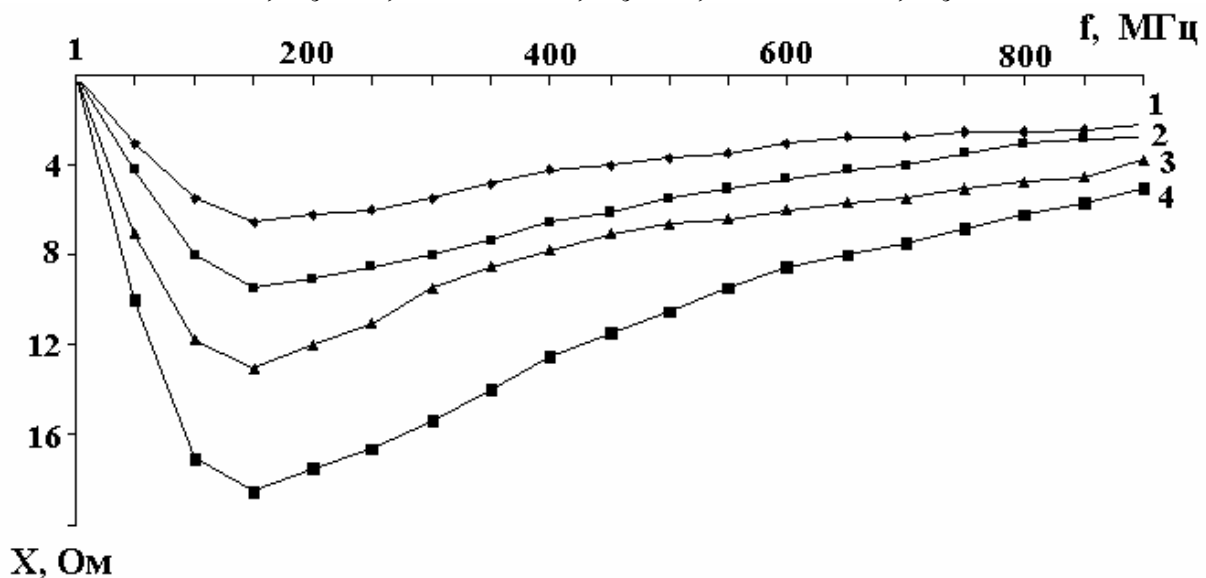


Рис.2.16. Теоретичні залежності реактивної складової імпедансу каналу від частоти при $T=\text{const}$, $U_3=\text{const}$: 1– $T=188\text{ К}$, $U_3=3\text{ В}$; 2– $T=188\text{ К}$, $U_3=2\text{ В}$; 3– $T=373\text{ К}$, $U_3=3\text{ В}$; 4– $T=373\text{ К}$, $U_3=2\text{ В}$

2.6. Розробка еквівалентної схеми досліджуваної структури

Малосигнальні високочастотні еквівалентні схеми можна отримати з допомогою малосигнального аналізу рівняння неперервності для питомого заряду каналу [80]. Такий аналіз був проведений у роботі [81] для випадку, коли впливом заряду збідненого шару і залежністю рухливості від температури можна знехтувати, для цього випадку еквівалентна схема має вигляд (рис.2.17). Параметри еквівалентної схеми наведено в таблиці 2.1.

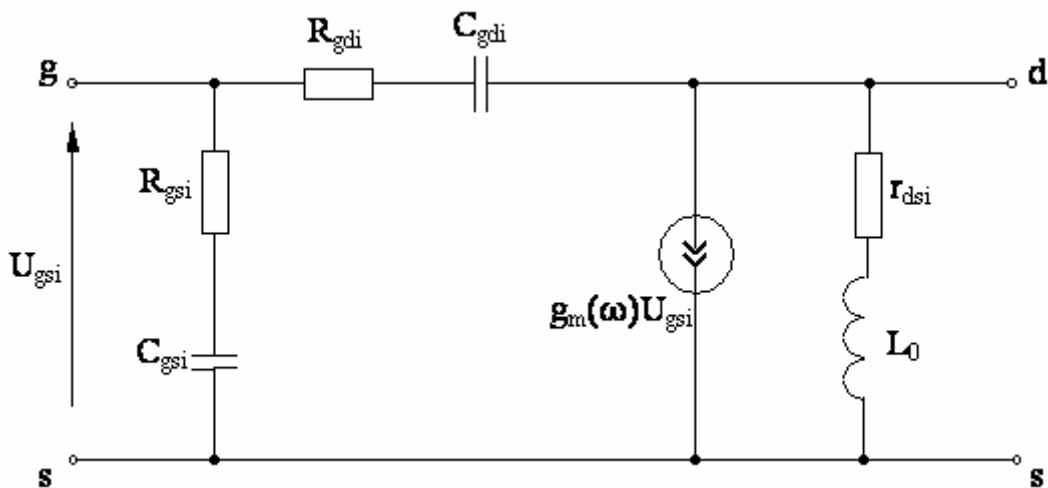


Рис.2.17. Високочастотна малосигнальна еквівалентна схема активної області МДН- транзистора (g, s, d -електроди затвору, витоку та стоку)

Величина ξ , яка характеризує режим роботи приладу, рівна нулю в режимі відсічки та рівна одиниці в пологій області [79].

Ввівши наступні параметри:

$$Z_1 = R_{gsi} - i \frac{1}{\omega C_{gsi}}; \quad Z_2 = R_{gdi} - i \frac{1}{\omega C_{gdi}}; \quad (2.53)$$

$$Z_3 = r_{dsi} - i\omega L_0; \quad Z_m = \frac{1}{g_m},$$

де Z_1 – повний опір між затвором і витоком, Z_2 – повний опір між затвором і стоком, Z_3 – повний опір між витоком і стоком, Z_m – імпеданс генератора струму,

Отримаємо спрощену еквівалентну схему однозатворного МДН-транзистора (рис. 2. 18.).

Таблиця 2.1.

Параметри високочастотної малосигнальної
еквівалентної схеми МДН-транзистора

Елемент	Ненасичений режим	Режим насичення	Позначення
$R_{gsi} = 1/G_{gsi}$	$-b_1/b_2 g_0 (1 - \xi^2)$	$\frac{2}{5} \frac{L}{C_0 \mu Z (U_{GS} - U_T)}$	$\xi = 1 - \frac{U_{DS}}{U_{GS} - U_T}$
$R_{gdi} = 1/G_{gdi}$	$B_1/b_3 g_0 (1 - \xi^2)$	∞	$g_0 = \frac{\mu Z C_0}{L} (U_{GS} - U_T)$
C_{gsi}	$b_2 g_0 / \omega_0$	$\frac{2}{3} C_0 Z L$	$\omega_0 = (1 - \xi^2)^2 \mu \frac{U_{GS} - U_T}{L^2}$
C_{gdi}	$-b_3 g_0 / \omega_0$	0	
$R_{dsi} = 1/g_{dsi}$	$1/\xi g_0$	∞	$b_1 = \frac{4}{3} (\xi^2 - \xi^3 + \frac{\xi^5 - 1}{5})$
L_0	$-b_1/\xi g_0 \omega_0 (1 - \xi^2)$	∞	
$G_m(\omega)$	$G_0(1 - \xi)(1 + j\omega\tau_0)$	$\frac{\mu Z C_0 (U_{GS} - U_T)}{L(1 + j\omega\tau_0)}$	$b_2 = \frac{2}{3} (1 + 2\xi^3 - 3\xi^2)$
τ_0	$R_{gsi} C_{gsi} = R_{gdi} C_{gdi}$	$\frac{4L^2}{15\mu} / (U_{GD} - U_T)$	
I_D / I_{D1}	$1 - \xi^2$	1	$b_3 = \frac{2}{3} (-2\xi + 2\xi^2 - 3\xi^4)$
	$0 < \xi \leq 1$	0	

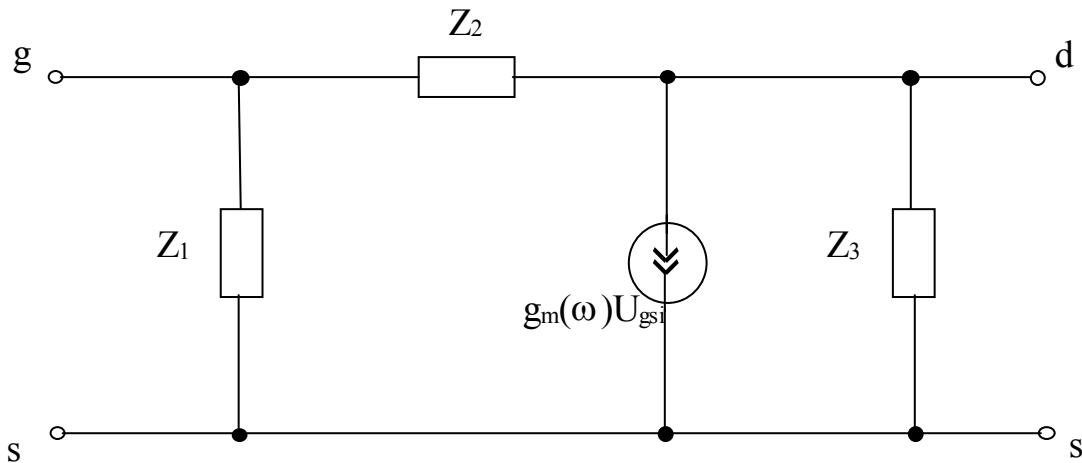


Рис.2.18. Спрощена еквівалентна схема однозатворного МДН-транзистора

Результати, які представлені на рис.2.13, можуть бути застосовані тоді, коли тестовий сигнал подається на затвор, а між витоком та стоком прикладена напруга постійного зміщення. В досліджуваній нами структурі модуляція провідності каналу здійснювалась постійною напругою зміщення на затворах, а тестовий сигнал прикладався між витоком та стоком. Крім того, диференціальний опір r_{dsi} та індуктивність L_o не враховують температурного і частотного впливу. Тому Z_3 (зокрема, для $U_3 > 0$) можна представити таким чином:

$$Z_3 = R_k + i\omega L_k, \quad (2.54)$$

де $R_k = \frac{l^2}{\mu_n C (U_3 - U_{30})}$ – опір каналу при додатних зміщеннях на затворі;

$L_k = \frac{8nm_e l^3}{j_n^2 S T_R^2}$ – еквівалентна індуктивність;

$l = 1.2 \cdot 10^{-6}$ м – довжина каналу;

$\mu_n = D_n q (1 + i\omega\tau_n) / kT$ – рухливість електронів;

$D_n = 0.32 \cdot 10^{-2}$ м²/с – коефіцієнт дифузії;

$q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд електрона;

$k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – стала Больцмана;

$T = 188 \div 373$ К – температура;

i – уявна одиниця;

$\omega = 2\pi \cdot (10^6 \div 10^9)$ Гц – циклічна частота тестового сигналу;

$\tau_n = 10^{-9}$ с – час життя основних носіїв заряду;

$C = 0.188 \cdot 10^{-15}$ Ф – ємність затвору;

$U_3 = 0 \div 4$ В – напруга на затворі;

U_{3e} – напруга відсічки, тобто напруга, при якій провідність каналу дорівнює нулю;

$n = CU_3 / qabl$ – концентрація електронів, інжекттованих в ділянку каналу;

$a = l = 1.2 \cdot 10^{-6}$ м – глибина каналу;

$b = 0.14 \cdot 10^{-6}$ м – ширина каналу;

$m_e = 9.8 \cdot 10^{-31}$ кг – ефективна маса електрона;

$j_n = \frac{bC_d\mu_n}{lS} \left[(U_3 - U_{nop})U_{sum} - \frac{U_{sum}^2}{2} \right]$ – густина струму неосновних носіїв в каналі;

S – поперечний переріз каналу;

$T_R = \frac{l^2}{\mu_n \sqrt{PR_k}}$ – середній час прольоту електронів через канал;

$P = 10^{-6}$ Вт – потужність малого сигналу;

$C_d = 11.21 \cdot 10^{-4}$ Ф/м² – питома ємність підзатворного діелектрика;

$U_{nop} = 0$ В – мінімальна напруга на затворі, при якій утворюється інверсний шар, і канал починає проводити струм;

$U_{cm} = 0 \div 4$ В – напруга $U_{3e} = -abl / C_d \mu_n$;

$\rho = 0.05 \div 0.1$ Ом · м – питомий опір каналу.

У випадку від’ємних зміщень на затворах ($U_3 < 0$) ділянку між витокком та стоком, представлену повним опором Z_3 , можна зобразити у вигляді еквівалентного кола (рис.2.12), яке описується виразом (2.40).

2.7. Розрахунок імпедансу активної області двозатворного МДН-транзистора

Виходячи з еквівалентної схеми однозатворного МДН-транзистора, представленої на рис.2.17, для схеми включення зі спільним витокком (s), та структурної схеми двозатворного (рис.2.9), еквівалентну схему двозатворного транзистора можна представити у вигляді (рис. 2.19).

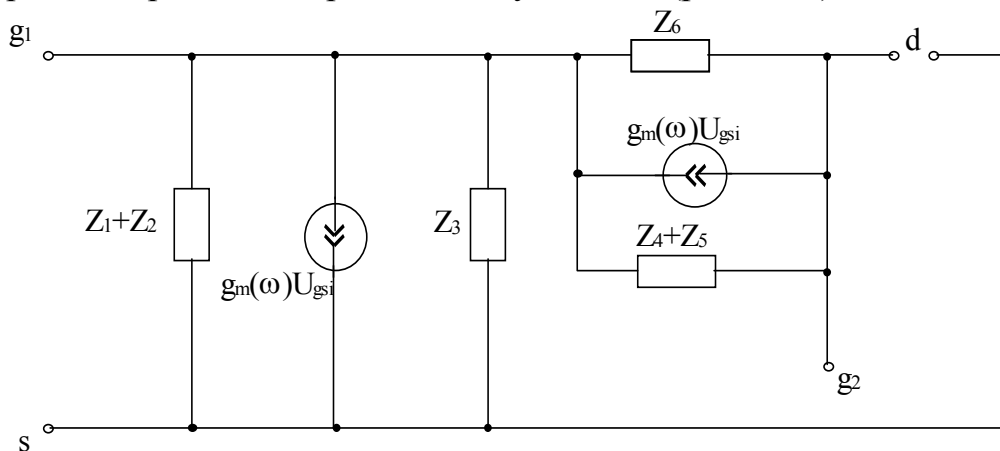


Рис. 2.19. Еквівалентна схема двозатворного МДН-транзистора:

$$Z_4 = Z_1; \quad Z_5 = Z_2; \quad Z_6 = Z_3$$

Для розрахунку вхідного імпедансу методом контурних струмів еквівалентну схему двозатворного МДН-транзистора представимо в більш спрощеному вигляді (рис.2.20).

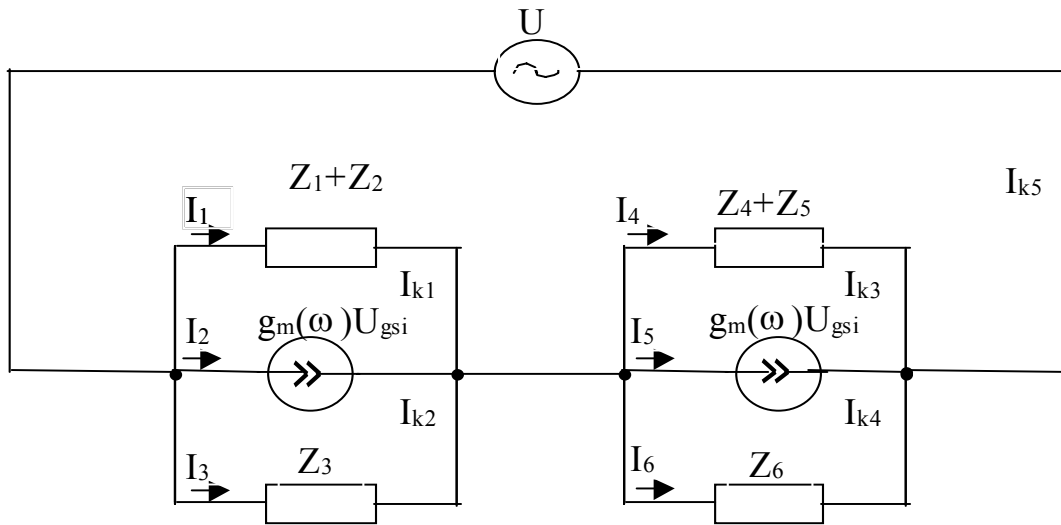


Рис.2.20. Спрощена еквівалентна схема двозатворного МДН-транзистора

При розрахунку методом контурних струмів вважають, що в кожному незалежному контурі схеми тече свій контурний струм [82, 83]. Рівняння складають відносно контурних струмів, після чого визначають струми віток через контурні струми.

Метод контурних струмів є методом розрахунку, в якому за шукані величини приймають контурні струми. Число невідомих в цьому методі рівне кількості незалежних контурів в даній схемі.

Виведення основних розрахункових рівнянь проведемо відносно еквівалентної схеми МДН-транзистора (рис.2.20), в якій виділимо п'ять незалежних контурів:

$$\begin{aligned}
 I &- Z_1+Z_2, Z_m; \\
 II &- Z_m, Z_3; \\
 III &- Z_4+Z_5, Z_m; \\
 IV &- Z_m, Z_6; \\
 V &- Z_1+Z_2, Z_4+Z_5, U.
 \end{aligned}$$

За додатний напрям контурних струмів і за напрям обходу контурів прийемо напрям за годинниковою стрілкою.

Представимо ділянкові струми через контурні:

$$\begin{cases} I_1 = I_{k1} - I_{k5}; \\ I_2 = I_{k2} - I_{k1}; \\ I_3 = -I_{k2}; \\ I_4 = I_{k3}; \\ I_5 = -(I_{k5} + I_{k3}); \\ I_6 = -I_{k4}. \end{cases} \quad (2.55)$$

Для кожного із контурів складемо рівняння за другим законом Кірхгофа:

$$\begin{cases} (Z_1 + Z_2) \cdot I_1 - Z_m \cdot I_2 = 0; \\ Z_m \cdot I_2 - Z_3 \cdot I_3 = 0; \\ (Z_4 + Z_5) \cdot I_4 - Z_m \cdot I_5 = 0; \\ Z_m \cdot I_5 - Z_6 \cdot I_6 = 0; \\ -Z_m \cdot I_5 - (Z_1 + Z_2) \cdot I_1 = U. \end{cases} \quad (2.56)$$

Запишемо систему рівнянь (2.56) через контурні струми:

$$\begin{cases} (Z_1 + Z_2 + Z_m) \cdot I_{k1} - Z_m \cdot I_{k2} - (Z_1 + Z_2) \cdot I_{k5} = 0; \\ -Z_m \cdot I_{k1} + (Z_m + Z_3) \cdot I_{k2} = 0; \\ (Z_4 + Z_5 + Z_m) \cdot I_{k3} + Z_m \cdot I_{k5} = 0; \\ -Z_m \cdot I_{k3} + Z_6 \cdot I_{k4} - Z_m \cdot I_{k5} = 0; \\ -(Z_1 + Z_2) \cdot I_{k1} + Z_m \cdot I_{k3} + (Z_1 + Z_2 + Z_m) \cdot I_{k5} = U. \end{cases} \quad (2.57)$$

На основі системи рівнянь (2.57) запишемо визначник системи:

$$\Delta = \begin{vmatrix} Z_1 + Z_2 + Z_m & -Z_m & 0 & 0 & -(Z_1 + Z_2) \\ -Z_m & Z_m + Z_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_4 + Z_5 + Z_m & 0 & Z_m \\ 0 & 0 & -Z_m & Z_6 & -Z_m \\ -(Z_1 + Z_2) & 0 & Z_m & 0 & Z_1 + Z_2 + Z_m \end{vmatrix} \quad (2.58)$$

Вхідний імпеданс розрахуємо за формулою:

$$Z = \frac{U}{I_{k5}}, \quad (2.59)$$

I_{k5} визначається як:

$$I_{k5} = \Delta_5 / \Delta, \quad (2.60)$$

де Δ_5 – алгебраїчне доповнення:

$$\Delta_5 = \begin{vmatrix} Z_1 + Z_2 + Z_m & -Z_m & 0 & 0 & 0 \\ -Z_m & Z_m + Z_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_4 + Z_5 + Z_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Z_m & Z_6 & 0 \\ -(Z_1 + Z_2) & 0 & Z_m & 0 & U \end{vmatrix} \quad (2.61)$$

Таким чином, рівняння (2.58)–(2.61) дозволяють отримати функціональну залежність імпедансу активної області двозатворного МДН-транзистора від температури та частоти для різних напруг зміщення на затворі з урахуванням моделей (2.40), (2.51).

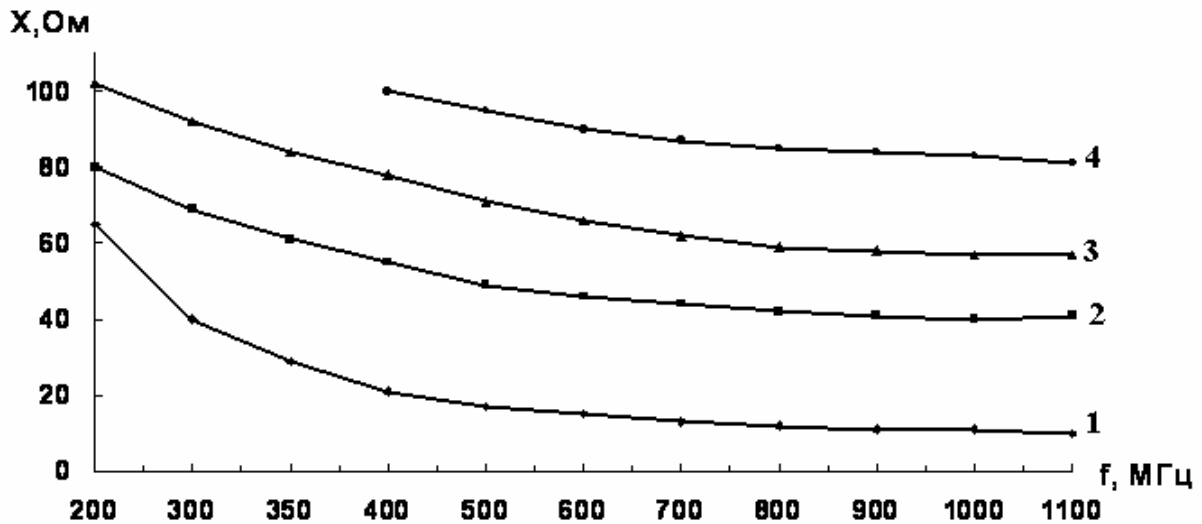


Рис.2.21. Теоретичні залежності реактивної складової імпедансу активної області транзистора від частоти, при $T=\text{const}$, $U_3=\text{const}$:
1– $U_3=1\text{В}$; 2– $U_3=2\text{В}$; 3– $U_3=3\text{В}$; 4– $U_3=4\text{В}$

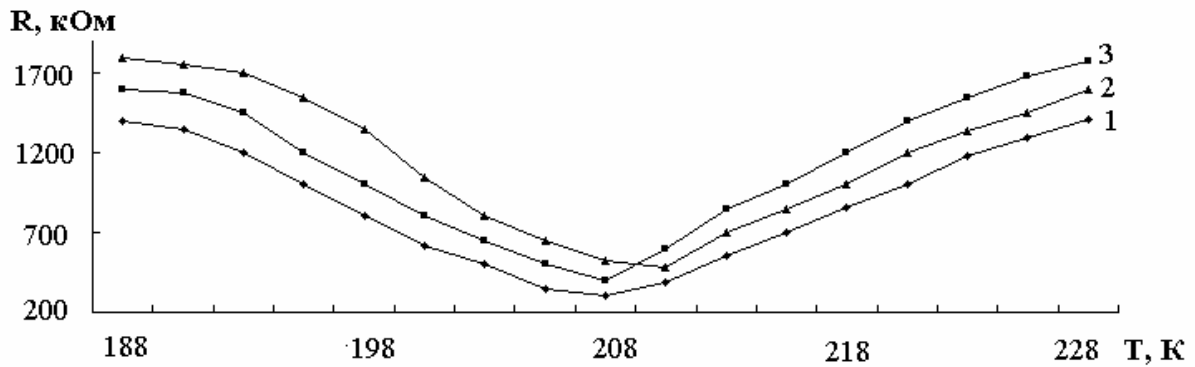


Рис.2.22. Теоретичні залежності активної складової імпедансу транзистора від температури при $U_3=\text{const}$, $f=100\text{МГц}$:
 1– $U_3=2\text{В}$; 2– $U_3=1\text{В}$; 3– $U_3=4\text{В}$

2.8. Елементи теорії термореактивного ефекту у біполярних транзисторах

Під термореактивним ефектом розуміють залежність активної і реактивної складових повного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора від температури, оскільки він виступає в якості термочутливого елемента [86, 87, 88]. Для визначення в аналітичному вигляді цієї залежності необхідно вирішити рівняння перенесення

$$\frac{d^2 N}{dx^2} + A_N \frac{dN}{dx} + B_N N + F_N = 0, \quad (2.62)$$

A_N, B_N, F_N – коефіцієнти рівняння; N – нерівноважні концентрації електронів або дірок для змінних струмів у транзисторі р-п-р типу при таких умовах:

1. Транзистор працює при низьких рівнях інжекції, що відповідає відсутності електричного поля в базовій області.
2. Електричний струм через транзистор переноситься дифузійним шляхом, тобто дрейфова складова струму дорівнює нулю.
3. Роль основних носіїв в областях емітера, бази і колектора складається в забезпеченні квазінейтральності, тобто в підтриманні стаціонарного розподілу об'ємного заряду в цих областях.
4. Струм, що тече через перехід, залежить тільки від потоку неосновних носіїв в областях, що утворюють даний перехід.
5. Концентрація домішки в колекторній області вважається постійною, отже напруженість електричного поля в даній області дорівнює нулю.
6. Розглядається одномірний потік носіїв заряду.

Ці спрощення полегшують аналіз процесів в даному приладі і дозволяють обминути серйозні математичні труднощі. Похибки, пов'язані з цими

спрощеннями у дійсності набагато менші, ніж це може здатись з першого погляду [89]. При роботі транзистора на змінному струмі рівняння (2.62) приймає вигляд:

$$\frac{d^2 p_1}{dx^2} - \frac{p_1(1 + j\omega\tau_p)}{L_p^2} = 0, \quad (2.63)$$

де p_1 – концентрація інжектованих носіїв заряду за рахунок дії змінної напруги на емітерному і колекторному переходах. Можна вважати, що концентрація дірок складається із складової постійного струму p_0 (функція x) і складової змінного струму $p_1 e^{j\omega t}$ (функція x і t). Якщо сигнали змінного струму $U_{E1}(t)$ і $U_{K1}(t)$ накладені на напруги зміщення U_{E0} і U_{K0} відповідно, то концентрація дірок на емітерному і колекторному переходах описується формулами:

$$p_{E0} + p_{E1}(t) = p_n \exp\left[\frac{q}{kT}(U_{E0} + U_{E1}(t))\right], \quad (2.64)$$

$$p_{K0} + p_{K1}(t) = p_n \exp\left[\frac{q}{kT}(U_{K0} + U_{K1}(t))\right], \quad (2.65)$$

де $p_{E1}(t)$ і $p_{K1}(t)$ концентрації дірок змінного струму, які накладені на середні концентрації дірок, які викликані постійним струмом. Для випадку малого сигналу, коли $\frac{qU_{E1}(t)}{kT} \ll 1$ і $\frac{qU_{K1}(t)}{kT} \ll 1$, вирази (2.64) і (2.65) можна значно спростити при розкладі у ряд експоненційних функцій $\exp\left(\frac{q}{kT}U_{E1}(t)\right)$ і $\exp\left(\frac{q}{kT}U_{K1}(t)\right)$ при збереженні перших складових розкладу. Отже, можна записати:

$$p_{E0} + p_{E1}(t) = p_n e^{\frac{q}{kT}U_{E0}} \left[1 + \frac{qU_{E1}(t)}{kT}\right], \quad (2.66)$$

$$p_{K0} + p_{K1}(t) = p_n e^{\frac{q}{kT}U_{K0}} \left[1 + \frac{qU_{K1}(t)}{kT}\right]. \quad (2.67)$$

На основі (2.66) і (2.67) визначимо граничні умови, які необхідно використати при розв'язку рівняння (2.63). Отже, для емітерного переходу

$$p'_1(0,t) = p_n e^{\frac{q}{kT} U_{E0}} + p_n e^{\frac{q}{kT} U_{E0}} \frac{q}{kT} U_{E1}, \quad (2.68)$$

і для колекторного переходу

$$p'_1(W,t) = p_n e^{\frac{q}{kT} U_{K0}} + p_n e^{\frac{q}{kT} U_{K0}} \frac{q}{kT} U_{K1}. \quad (2.69)$$

У виразах (2.68) і (2.69) перші складові визначають концентрацію дірок, яка зв'язана з постійним струмом, а другі складові визначають концентрацію, яка зв'язана із змінним струмом.

Розв'язок рівняння (2.63) має вигляд:

$$p_1(x,t) = \left[\frac{p'_1(W,t) - p'_1(0,t) e^{-\frac{WC_{\sigma}^*}{L_p}}}{2sh\left(\frac{WC_{\sigma}^*}{L_p}\right)} \right] e^{\frac{x C_{\sigma}^*}{L_p}} - \left[\frac{p'_1(W,t) - p'_1(0,t) e^{-\frac{WC_{\sigma}^*}{L_p}}}{2sh\left(\frac{WC_{\sigma}^*}{L_p}\right)} \right] e^{-\frac{x C_{\sigma}^*}{L_p}}, \quad (2.70)$$

де $C_{\sigma}^* = \sqrt{1 + j\omega\tau_p}$, τ_p – час життя дірок у базі, ω – кругова частота, W – товщина бази, L_p – дифузійна довжина дірок.

Величина змінних струмів емітера і колектора визначається згідно виразів:

$$I_{E1} = -S_E q D_p \left. \frac{dp_1}{dx} \right|_{x=0}, \quad (2.71)$$

$$I_{K1} = -S_K q D_p \left. \frac{dp_1}{dx} \right|_{x=W}, \quad (2.72)$$

де S_E, S_K – площа емітерного і колекторного переходів, D_p – коефіцієнт дифузії дірок у базовій області.

На основі (2.71) і (2.72) з використанням граничних умов (2.68) і (2.69) можна записати:

$$I_{E1} = \frac{S_E C_{\sigma}^* q D_p}{L_p} \left[p_n e^{\frac{q}{kT} U_{E0}} \frac{q}{kT} U_{E1} \operatorname{cth}\left(\frac{C_{\sigma}^* W}{L_p}\right) - p_n e^{\frac{q}{kT} U_{K0}} \frac{q}{kT} U_{K1} \operatorname{csch}\left(\frac{C_{\sigma}^* W}{L_p}\right) \right], \quad (2.73)$$

$$I_{K1} = \frac{S_K C_{\sigma}^* q D_p}{L_p} \left[p_n e^{\frac{q}{kT} U_{E0}} \frac{q}{kT} U_{E1} \operatorname{csch}\left(\frac{C_{\sigma}^* W}{L_p}\right) - p_n e^{\frac{q}{kT} U_{K0}} \frac{q}{kT} U_{K1} \operatorname{cth}\left(\frac{C_{\sigma}^* W}{L_p}\right) \right]. \quad (2.74)$$

Величина повного опору бази, який залежить від режиму живлення по змінному струму і дії температури визначається рівняннями (2.73) і (2.74) і записується у вигляді:

$$Z_B = \frac{U_{\delta 1}^* L_p}{C_{\delta}^* q D_p} \left\{ S_E \left[p_n e^{\frac{q}{kT} U_{E0}} \frac{q}{kT} U_{E1} \operatorname{cth} \left(\frac{C_{\delta}^* W}{L_p} \right) - p_n e^{\frac{q}{kT} U_{K0}} \frac{q}{kT} U_{K1} \operatorname{csch} \left(\frac{C_{\delta}^* W}{L_p} \right) \right] - S_K \left[p_n e^{\frac{q}{kT} U_{E0}} \frac{q}{kT} U_{E1} \operatorname{csch} \left(\frac{C_{\delta}^* W}{L_p} \right) - p_n e^{\frac{q}{kT} U_{K0}} \frac{q}{kT} U_{K1} \operatorname{cth} \left(\frac{C_{\delta}^* W}{L_p} \right) \right] \right\}^{-1} \quad (2.75)$$

Вираз (2.75) описує залежність активної і реактивної складових повного опору бази від параметрів напівпровідникового матеріалу бази (D_p, L_p), режимів живлення по постійному (U_{E0}, U_{K0}) і змінному (U_{E1}, U_{K1}) струмах, частоти (C_{δ}^*) і температури (T), геометрії транзистора (S_E, S_K, W).

Це рівняння є головним у визначенні залежності параметрів біполярного транзистора від температури, проте в реальних структурах необхідно ще враховувати вплив температури на ті елементи, які не входять до активної зони базової області (рис.2.23).

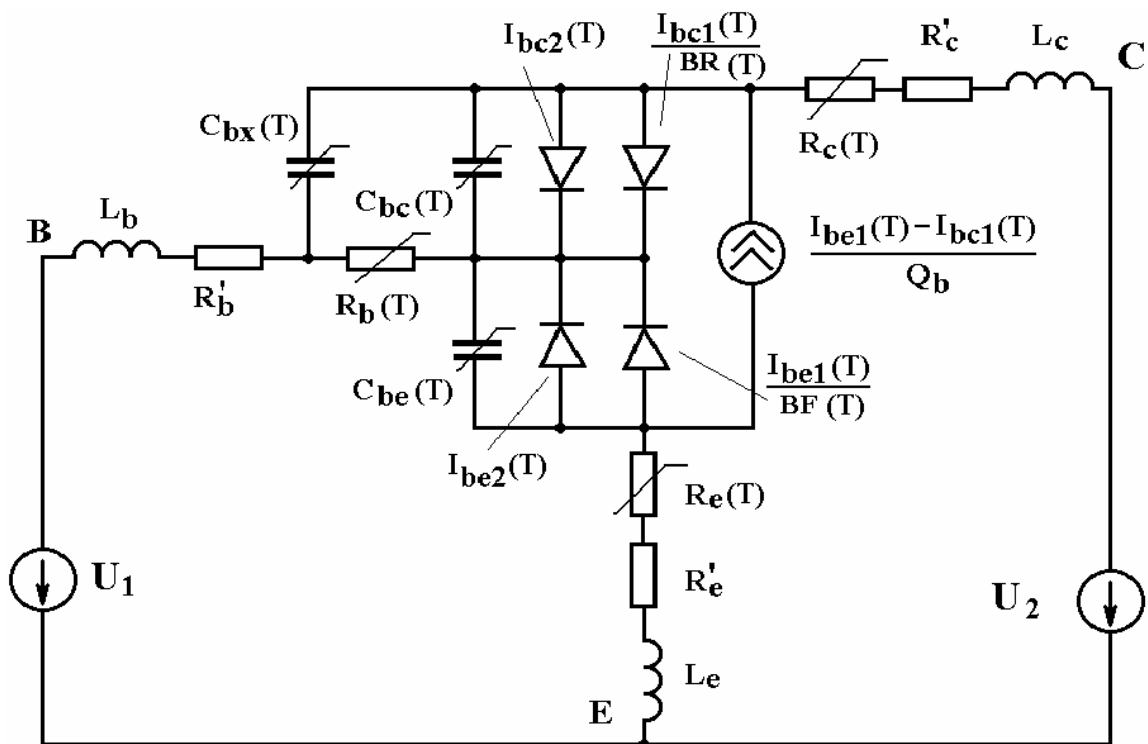


Рис.2.23. Нелінійна еквівалентна схема термочутливого біполярного транзистора

Залежність активної і реактивної складових повного опору чутливого елемента на основі біполярного транзистора від дії температури описується виразом :

$$\begin{aligned}
Z_{KB} = & \left[U_2 \left(A_1 A_2 \left(A_4 - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} \right) + \frac{A_1}{\omega^2 C_{bc}^2(T)} - A_3^2 \left(A_4 - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. + j \frac{2A_3 R_b(T)}{\omega C_{bc}(T)} - A_2 R_b^2(T) \right) \right] / \left[A_1 (U_2 - I_{p1} A_5) \left(A_4 - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} \right) + \right. \\
& \left. + j \frac{A_1 \left(j \frac{I_{p1}}{\omega C_{bc}(T)} - A_4 I_{p2} \right)}{\omega C_{bc}(T)} + j \frac{R_b(T) \left(U_1 - I_{p1} \left(\frac{1}{j\omega C_{be}(T)} + R_b(T) \right) \right)}{\omega C_{bc}(T)} - \right. \quad (2.76) \\
& \left. - A_3 R_b(T) \left(j \frac{I_{p1}}{\omega C_{bc}(T)} - A_4 I_{p2} \right) - R_b^2(T) (U_2 - I_{p1} A_5) - \left(A_4 - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} \right) \times \right. \\
& \left. \times A_3 \left(U_1 - I_{p1} \left(R_b(T) - j \frac{1}{\omega C_{be}(T)} \right) \right) \right] ,
\end{aligned}$$

де

$$A_1 = Z_{R1} + R'_b + j\omega L_b + R_b(T) - j \frac{1}{\omega C_{be}(T)} + R_e(T) + R'_e + j\omega L_e ,$$

$$A_2 = R_c(T) + R'_c + j\omega L_c - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} - j \frac{1}{\omega C_{be}(T)} + R_e(T) + R'_e + j\omega L_e ,$$

$$A_3 = R_e(T) + R'_e + j\omega L_e - j \frac{1}{\omega C_{be}(T)} , \quad A_4 = R_b(T) - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} ,$$

$$A_5 = -j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} - j \frac{1}{\omega C_{be}(T)} ,$$

$$I_{p1} = I_{be2}(T) + I_{be1}(T) / \beta_F(T) + (I_{be1}(T) - I_{bc1}(T)) / Q_b - I_{bc2}(T) - I_{bc1}(T) / \beta_R(T) ,$$

$$I_{p2} = I_{bc2}(T) + I_{bc1}(T) / \beta_R(T) - (I_{be1}(T) - I_{bc1}(T)) / Q_b - I_{be1}(T) / \beta_F(T) - I_{be2}(T) .$$

З урахуванням цього зауваження і при використанні (2.75) і (2.76) на рис.2.24. подані теоретичні і експериментальні залежності активної і реактивної складових повного опору на електродах емітер-колектор від температури. Як видно з графіка, зміна реактивної складової від температури складає 0,7 Ом/°С, що дозволяє здійснити практичну розробку мікроелектронних радіовимірювальних перетворювачів температури [72].

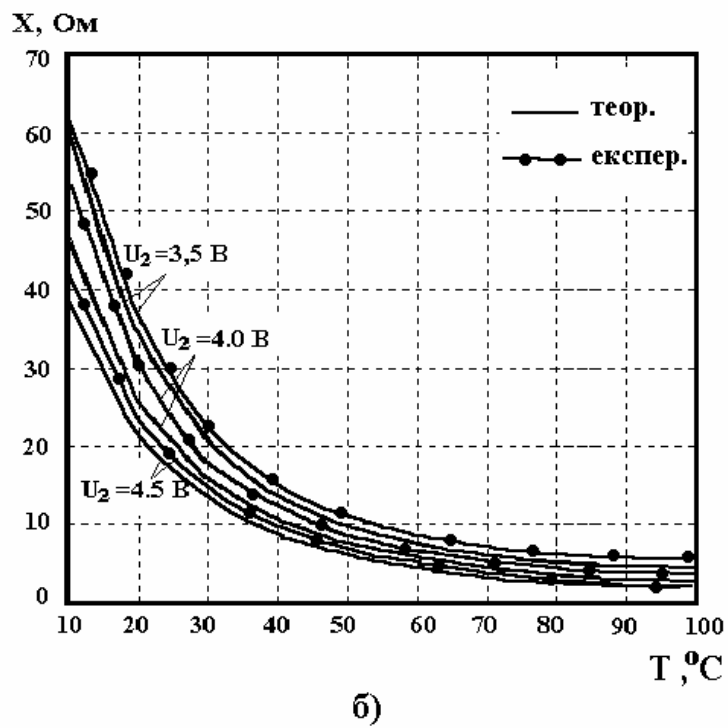
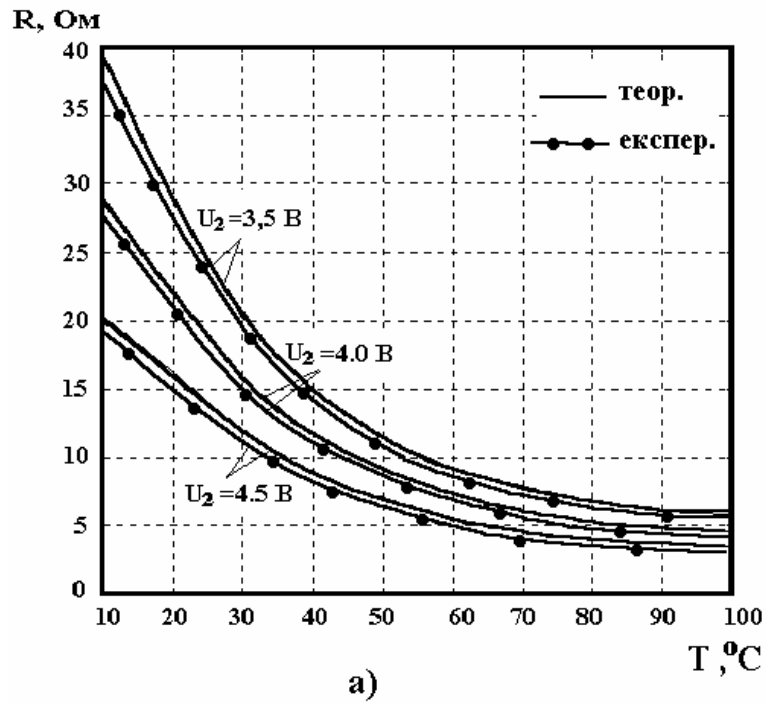


Рис.2.24. Залежність активної складової (а) і реактивної складової (б) повного опору термочутливого елемента від температури

3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР

3.1. Огляд сучасних методів дослідження реактивних властивостей напівпровідникових приладів

Дослідження реактивних властивостей напівпровідникових структур та розробка на їх основі елементів та пристроїв вимірювальної техніки та радіоелектроніки зумовили, в свою чергу, розвиток різноманітних методів дослідження цих властивостей та створення відповідних радіовимірювальних пристроїв.

Одним із відомих методів вимірювання параметрів напівпровідникових приладів є метод заміщення. Метод ґрунтується на припущенні про те, що можна підібрати елемент напівпровідникового приладу, котрий має відоме значення вимірюваного параметра [57]. Так, наприклад, при вимірюванні вхідного опору транзистора використовують RC-коло з відомим значенням ємності та опору.

Еквівалент являє собою міру, з якою порівнюють параметр досліджуваного напівпровідникового приладу, іноді це вторинна або робоча міра.

Даний метод вимірювання є достатньо простим та зручним, проте він передбачає знання характеру вимірюваного повного опору заздалегідь до проведення досліду, що не завжди можливо. Якщо характер досліджуваного опору змінюється протягом досліду, то вимірювання взагалі важко виконати. Точність вимірювання за цим методом невелика [90, 91].

На практиці широко застосовуються місткові методи вимірювання електричних параметрів напівпровідникових структур [90]. Ці методи принципово відрізняються від методу заміщення тим, що в них використовуються одночасно порівняння вимірюваної величини з мірою або з допоміжною величиною, яка відіграє роль проміжної міри. Як правило, використовують місткові схеми з повним зрівноваженням [90, 91].

Основна перевага місткових методів полягає в високій точності вимірювання, вимірювальний підсилювач виконує в цих схемах лише функцію індикаторного балансу. Тому на результаті вимірювання не відображаються похибки градування вихідного приладу, нелінійність детектора, нелінійність амплітудної характеристики підсилювача та зміна коефіцієнта підсилення.

Поряд із перевагами місткові методи вимірювання мають істотні недоліки. Їх чутливість низька, тому доводиться виконувати спеціальні каскади підсилення високої частоти, а далі каскади узгодження підсилювачів з містком.

Крім того, високочастотні містки потребують спеціальних мір для компенсації паразитних індуктивностей та ємностей, що значно ускладнює вимірювальну установку [90].

Методом, що враховує недоліки вищерозглянутих, є фазометричний метод, який широко застосовується для вимірювання повних опорів напівпровідникових приладів. До того ж, порівняно з іншими відомими методами, він має найбільшу чутливість, оскільки дія його ґрунтується на визначенні зсуву фаз [91- 93].

3.2. Розробка методики вимірювання імпедансу досліджуваної структури

Експериментальні дослідження на основі фазометричного методу (ФК2-12). Наші дослідження ґрунтуються на використанні двох методів. Перший із них – фазометричний із застосуванням комбінованого вимірювача різниці фаз ФК2-12. Другий метод передбачав використання вимірювача комплексних коефіцієнтів передачі (Р4-37, Р4-37/1).

Фазометричний метод, як було зазначено вище, з усіх радіотехнічних методів - найбільш чутливий, крім того, дозволяє працювати на частотах до 10^9 Гц при малих змінних сигналах і низькій добротності досліджуваних приладів. Зміна їх характеристик не впливає на точність вимірювання [94].

Фазові вимірювання, що застосовуються в різноманітних приладах, детально розглянуті в [93, 95]. Наші вимірювання проводились з допомогою вимірювача різниці фаз комбінованого ФК2-12. Блок - схема вимірювальної установки представлена на рис. 3.1.

Для дослідження температурної залежності імпедансу МДН-структури була використана піч, виготовлена із спеціальної кераміки, між зовнішніми та внутрішніми стінками якої вмонтована спіраль.

Внутрішній діаметр печі мав розміри одного порядку з досліджуваним транзистором, що зумовлено необхідністю локалізації температурного поля [94] в об'ємі досліджуваного приладу та відсутністю його впливу на коаксіальну лінію та пробники фазометра. Контроль температури вівся візуально за ртутним термометром з ціною поділки $0,02$ °С та мідноконстантановою термопарою з використанням вольтметра В7-21. Регулювання меж вимірювання температури та її стабілізація здійснювались з допомогою електронного потенціометра КСП-4 з можливістю самозапису. Джерелом гармонічної напруги служив генератор типу Г4-116.

Дослідження реактивних властивостей МДН-структури при низьких температурах проводились з використанням рідкого азоту, що знаходився в посудині Дьюара типу БД-16, в якому передбачено підігрів азоту електричним струмом. Це давало можливість шляхом випаровування азоту змі-

нювати температуру досліджуваного зразка, який вмикали в коаксіальну лінію і занурювали в азот.

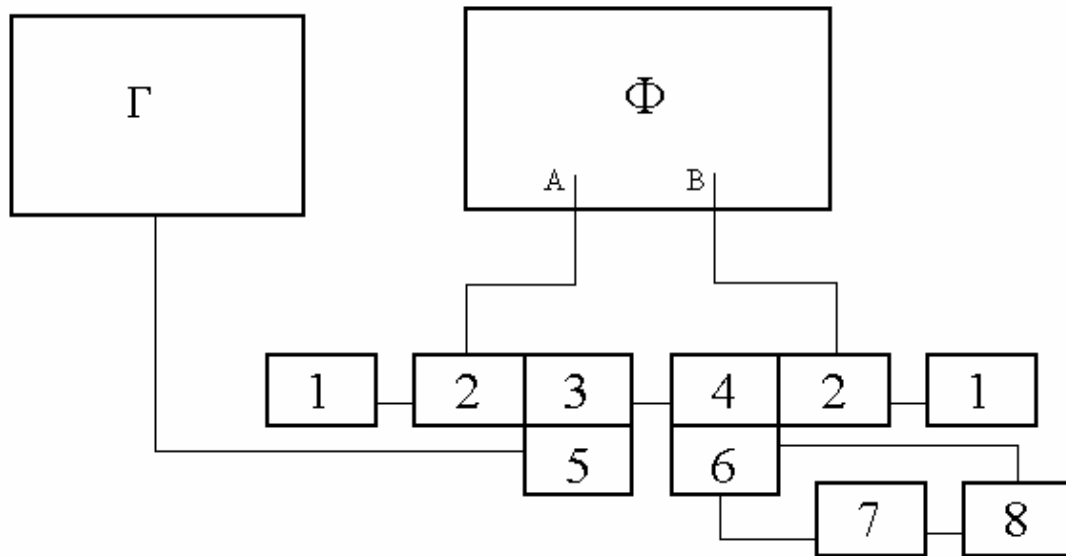


Рис.3.1. Структурна схема експериментальної установки на базі фазометра ФК2-12 (Ф – вимірювач різниці фаз ФК2-12; Г– генератор; 1– коаксіальне навантаження; 2 – трійник ТП-1; 3 – трійник ТН, 4 – досліджуваний чотириполюсник; 5 – трійник ТС; 6 – піч; 7 – стабілізоване джерело живлення, Б5-50; 8 – термостабілізуючий пристрій)

Вимірювання всіх досліджуваних параметрів проводились в діапазоні частот від 1 до 1250 МГц. Для дослідження використовувались кремнієві МДН-транзистори з двома затворами.

Вимірюванню підлягали: напруга на виході генератора – U , напруга на виході чотириполюсника – U_z та фазовий кут - φ , що служили вихідними параметрами для розрахунку досліджуваного чотириполюсника.

Розрахунки активної та реактивної складових повного опору проводились за формулами [57]:

$$R = \frac{R_0 \left(\frac{U}{U_z} \cos \varphi - 1 \right)}{\left(\frac{U}{U_z} \cos \varphi - 1 \right)^2 + \left(\frac{U}{U_z} \right)^2 \sin^2 \varphi}, \quad (3.1)$$

$$X = \frac{R_0 \frac{U}{U_z} \sin \varphi}{\left(\frac{U}{U_z} \cos \varphi - 1 \right)^2 + \left(\frac{U}{U_z} \right)^2 \sin^2 \varphi}, \quad (3.2)$$

де R_0 – зовнішній опір, ввімкнутий послідовно з повним вхідним опором.

Вище наведені формули справедливі для випадку, коли вхідний опір має індуктивний характер і його можна представити у вигляді послідовно з'єднаних активного опору та індуктивності.

У випадку, якщо повний опір складається з паралельно з'єднаних активного опору та ємності, формули (3.1), (3.2) мають вигляд [57]:

$$R = \frac{R_0}{\frac{U}{U_z} \cos \varphi - 1}; \quad X = \frac{R_0}{\frac{U}{U_z} \sin \varphi} . \quad (3.3)$$

При дослідженні залежності $X(U)$ та $R(U)$ джерело стабілізованої постійної напруги під'єднувалось до досліджуваного чотириполюсника через індуктивність. При попередній установці індикатора зсуву фаз, досліджуваний чотириполюсник виключався зі структурної схеми. Таким чином, вимірювались прирости ΔL та ΔC . З врахуванням же початкових параметрів чотириполюсника установка нульового фазового зсуву здійснювалась на еталонному опорі, що вмикався замість чотириполюсника.

Методики обробки результатів при фазових вимірюваннях. Вимірювання X та R проводились завдяки визначенню різниці фаз ФК2-12, згідно схеми вмикання (рис.3.2, а). Напруга в каналах А і В вимірювалась одним і тим же вольтметром, основна похибка якого в вимірювальному діапазоні не перевищувала 10% від усієї шкали. Похибка вимірювання різниці фаз не перевищувала $\pm(1-3)\%$, R_0 вимірювалось з похибкою, що не перевищувала 10%.

Послідовність статистичної обробки результатів вимірювань здійснювалась згідно методики [96].

1. В результаті вимірювання окремих аргументів отримували групи результатів спостережень для кожного аргументу, тобто при фіксованій напрузі зміщення проводились вимірювання U , φ . Величини U_a та R_0 в ході експериментів залишались незмінними.

2. Далі перевіряли відповідність розподілу кожної групи спостережень нормальному закону розподілу за двома критеріями.

Критерій перший: за даними вимірювань X_1, X_2, \dots, X_n у нашому випадку $U_{B1}, U_{B2}, \dots, U_{B30}$; $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{30}$, визначали:

$$d = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})}{n \cdot S^*} = 6,51 \cdot 10^{-1}; \quad (3.4)$$

$$S^* = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n}} = 6,58 \cdot 10^{-3}, \quad (3.5)$$

де S^* - вибіркове середньоквадратичне відхилення та перевіряли співвідношення $d_{1-q/2} \leq d < d_{q/2}$, де $d_{1-q/2}$ та $d_{q/2}$ – процентні точки розподілу, котрі знаходяться з таблиці - додатку [96], $2,471 \cdot 10^{-1} \leq 6,51 \cdot 10^{-1} \leq 0,857$.

Критерій другий: приймаємо, що гіпотеза про нормальність узгоджується з даними вимірювань, якщо не більше m різниць $|x_i - \bar{x}|$ переважає значення

$$S = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum (x_i - \bar{x})^2}, \quad (3.6)$$

де S – оцінка середнього квадратичного відхилення групи спостережень (вимірювань); $Z_{\alpha/2}$ – верхня $100_{\alpha/2}$ – процентні точки нормованої функції Лапласа, визначені в додатку [96], котрі визначаються за n та за рівнем значущості q та приймаються за корені рівняння:

$$1 - \sum_{k=0}^m G_j^n (1-\alpha)^k \cdot \alpha^{n-k} = q, \quad (3.7)$$

де α – довірча ймовірність.

У нашому випадку $S \cdot Z_{\alpha/2}$ дорівнює 1,388, звідки випливає, що випадкова похибка відповідає нормальному закону розподілу.

Обчислюємо оцінки вимірних аргументів, та параметрів їх точності [97, 98]. Розрахунки проводились на персональному комп'ютері типу "Pentium IV" за стандартною програмою.

1. Для кожної серії вимірювань (m_1, m_2, m_3) знаходимо \bar{x}_n ; σ_k , $\sigma_{\bar{x}}$, за відповідними формулами:

$$\bar{x}_n = \frac{\sum_1^{m_k} x_k}{m_k}; \quad \sigma_k = \sqrt{\frac{\sum_1^{m_k} (x_i - \bar{x}_k)^2}{m_k - 1}}; \quad \sigma_x = \frac{\sigma_k}{\sqrt{m_k}},$$

де σ_k – емпіричний стандарт або найбільш ймовірне значення середньої квадратичної похибки одного вимірювання в серії m .

2. Визначення статистичних ваг p_1, \dots, p_k .

В нашому випадку можна прийняти для кожної серії m_k :

$$p_1 = \frac{m_1}{\sum_i m_i}; \quad p_2 = \frac{m_2}{\sum_i m_i}; \dots; \quad p_k = \frac{m_k}{\sum_i m_i}. \quad (3.8)$$

В цьому випадку $\sum p_i = 1$.

3. Найбільш ймовірне значення \bar{x}_p та середньоквадратичної похибки σ :

$$\bar{x}_p = \frac{\sum_i^k p_i \bar{x}_i}{\sum_i p_i}, \quad (3.9)$$

де \bar{x}_p – середні вагові або найбільш ймовірні значення нерівноточних вимірювань для к-серії:

$$p = \sum_i p_i = 1, \quad \sigma_{\bar{x}} = \sqrt{\frac{\sum_i^k p_i (\bar{x}_i - \bar{x}_p)^2}{p(n-1)}}, \quad (3.10)$$

де $\sigma_{\bar{x}}$ – середньоквадратична похибка на одиницю ваги.

4. Довірча оцінка інтервалу для X_p , ймовірність P (надійність оцінки) довірчого інтервалу, α – істинна величина:

$$\Delta X = (\bar{x}_p - a) = t(P, k-1) \cdot \bar{\sigma}_x, \quad (3.11)$$

де $t(P, k-1)$ – коефіцієнт Ст'юдента.

Для обробки результатів вимірювань можна використати метод приведення, що потребує здійснення експерименту таким чином, щоб отримати узгоджені результати спостережень. Це означає або одночасне їх здійснення або те, що вони виконані над одним і тим же об'єктом. Для кожного значення аргументу знаходиться значення функції і далі значення обробляються згідно методики спостережень та їх обробки при прямих вимірюваннях:

$$\sigma_k = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{m_k} (y_i - \bar{y})^2}{m_k - 1}}, \quad (3.12)$$

де y_i – окремі значення функції; \bar{y} – середнє арифметичне ряду вимірювань функції; m_k – число вимірів.

Згідно ДЕСТу, варіації показів приладу не повинні перевищувати їх класу точності, отже, випадкова похибка буде дорівнювати похибці вимірювання U та φ і буде лежати в межах $E(U, \varphi) = 10\%$.

Експериментальні дослідження з використанням вимірювача Р4-37. Використання вимірювача комплексних коефіцієнтів передачі (Р4-37, Р4-37/1) дозволяє проводити вимірювання активної та реактивної складових повного опору досліджуваних чотириполіусників ($Z=R+iX$) в діапазоні частот від 1 до 1250 МГц з можливістю цифрового відліку вимірюваних величин і відтворенням їх частотних залежностей на екрані ЕПТ (електронно-променевої трубки) в декартовій та полярній системі координат.

Вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі забезпечує такі метрологічні можливості [58]:

- 1) одночасний цифровий відлік смуги частот, частоти вимірювання та вимірюваної величини на цій же частоті;
- 2) запам'ятовування досліджуваної характеристики і проведення вимірювань відносно неї.

Досліджуваний транзистор вмикався у вимірну лінію і по його кристалу проводилось градуювання. Схема вмикання представлена на рис.3.2, а). Блок-схема вимірювальної установки представлена на рис.3.2б).

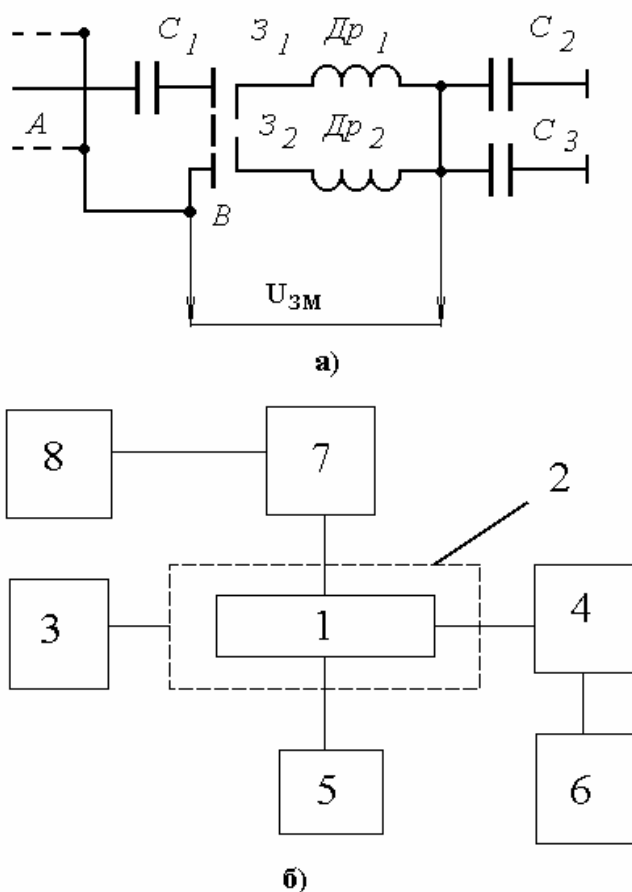


Рис.3.2. а) схема вмикання досліджуваного транзистора у вимірну лінію (А – вимірна лінія, C_1 , C_2 , C_3 , $Др_1$, $Др_2$ – розв'язуючі елементи за високою частотою та постійною напругою); б) блок-схема вимірювальної установки (1 – досліджуваний чотириполіусник; 2 – піч; 3 – джерело; 4 – коло узгодження; 5 – узгоджене навантаження; 6 – джерело; 7 – рефлектометр; 8 – вимірювач Р4-37)

Оцінювання похибок вимірювань імпедансу з використанням приладу Р4-37. Похибку досліджень повного опору приладом Р4-37/1 можна оцінити за формулою [99]:

$$\delta_z = \frac{(0,04 + 0,2 / \Gamma^2)}{(1 - |\Gamma|^2 e^{j2\varphi}) e^{-j\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}}, \quad (3.13)$$

де $|\Gamma|$ - модуль коефіцієнту відбивання; φ - фаза коефіцієнту відбивання.

Тоді абсолютні похибки вимірювань активного та реактивного опорів будуть відповідно рівні:

$$\delta R = \pm \operatorname{Re}(\delta Z), \quad (3.14)$$

$$\delta X = \pm \operatorname{Im}(\delta Z). \quad (3.15)$$

Виділяючи дійсну та уявну частини виразу (3.13) з допомогою формули Ейлера $\exp(j2\varphi) = \cos 2\varphi + j \sin 2\varphi$, отримаємо наступні співвідношення:

$$\delta R = \pm \frac{e(0,04 + 0,2 |\Gamma|^2)(1 - |\Gamma|^2 \cos 2\varphi)}{\left[e(1 - |\Gamma|^2 \cos 2\varphi) \right]^2 + \left(e |\Gamma|^2 \sin 2\varphi + \varphi + \frac{\pi}{4} \right)^2}, \quad (3.16)$$

$$\delta X = \pm \frac{(0,04 + 0,2 |\Gamma|^2)(e |\Gamma|^2 \sin 2\varphi + \varphi + \frac{\pi}{4})}{\left[e(1 - |\Gamma|^2 \cos 2\varphi) \right]^2 + \left(e |\Gamma|^2 \sin 2\varphi + \varphi + \frac{\pi}{4} \right)^2}, \quad (3.17)$$

де $|\Gamma|$ і φ - значення модуля та фази коефіцієнта відбиття в точці вимірювання Z , які визначаються натисненням відповідних кнопок на панелі керування.

Розрахунки за формулами (3.16) та (3.17) показали, що значення відносної похибки вимірювань лежать у межах $\pm 5\%$ у смузі частот від 1 до 1250 МГц. Фазометричний метод визначення R та X , як було зазначено вище, забезпечує загальну похибку порядку $\pm 10\%$, котра поступається аналогічному показнику вимірювача Р4-37.

Отже, використання обох цих методів було зумовлено необхідністю усунення неоднозначностей вимірювання, які мали б місце в разі застосування лише одного з них.

Дійсно, фазометричний метод дає змогу компенсувати паразитні реактивності і дозволяє вимірювати лише їх прирости, але не забезпечує метрологічних можливостей вимірювальної установки Р4-37.

Таким чином, використання обох зазначених методів дозволяє усунути фізичну неоднозначність трактування результатів при дослідженні реактивних властивостей напівпровідникових структур.

3.3. Обґрунтування вибору методики визначення параметрів поверхневих станів

В зв'язку зі зменшенням розмірів конструктивних елементів та збільшенням в інтегральних схемах кількості границь розділу між цими елементами стає очевидним, що значущість поверхневих та граничних явищ в роботі напівпровідникових приладів та пристроїв незмінно зростає і подальший прогрес сучасної мікроелектроніки безпосередньо пов'язаний з вивченням специфіки явищ, що протікають на поверхні напівпровідник – діелектрик, напівпровідник – метал, метал-діелектрик.

Процеси на границях розділу та поблизу поверхні відіграють головну роль в роботі приладів зі структурою МДН. Вони зумовлюють основні характеристики та параметри цих приладів, схем та пристроїв на їх основі. Іншими словами, характеристики таких приладів контролюються поверхневими станами (ПС) на границі розділу діелектрик-напівпровідник.

Вперше поняття “поверхневі стани” було введено та теоретично обґрунтовано академіком І.Є.Таммом 1932р. в роботі “О возможных связанных состояниях электронов на поверхности кристалла”, написаної на зорі розвитку квантової теорії твердого тіла.

Зіставлення експериментальних і теоретичних результатів в області фізики поверхні до 70-х років носили лише якісний характер. Теорія могла передбачити лише сам факт можливості появи ПС, питання ж про її концентрацію, властивості та енергетичне положення в забороненій зоні на поверхні напівпровідника залишались відкритими. Це було, зокрема, зумовлено тим, що теоретичні моделі поверхні вибирались без врахування реального стану поверхні кристалу.

Електричні властивості багат шарових систем напівпровідник-діелектрик, значною мірою, визначаються структурними особливостями границі розділу та діелектричного шару. Існує декілька підходів до інтерпретації результатів, що стосуються структури та електричних властивостей таких складних систем.

Найбільш загальним із них [100] є підхід, що розглядає границю напівпровідник – діелектрик як складну систему, що складається з кількох різних за властивостями шарів : монокристалічна область напівпровідника – власне межа розділу (тонкий шар) – погранична область діелектричного шару – аморфна діелектрична плівка.

Загальні електрофізичні властивості реальних поверхонь, виявлені в дослідях, детально описані в [100].

Як уже зазначалось вище, характеристики приладів зі структурою МДН контролюються поверхневими станами на границі розділу діелектрик-напівпровідник. В дослідженнях електронних станів на поверхні розділу Si-SiO₂ широке розповсюдження отримали методи, основані на аналізі вхідної комплексної провідності (вхідного адмітансу) [101]. Зокрема, в методі Термана аналізується залежність вхідної ємності, що вимірюється на фіксованій високій частоті, від поверхневого потенціалу. Проте даний метод дає змогу визначити тільки розподіл густини ПС за енергіями в забороненій зоні напівпровідника.

В методі ж Ніколіана та Гоетцбергера досліджується та аналізується залежність активної складової вхідного адмітансу від частоти, що вимірюється при фіксованій величині поверхневого потенціалу. У цьому випадку стає можливим визначення як енергетичного розподілу густини ПС, так і перерізу захоплення на них основних носіїв.

Обидва ці методи можна застосувати при умові квазірівноважного заповнення поверхневих пасток по відношенню до повільних змін поверхневого потенціалу. Крім того, вказані вище методи дослідження можуть бути застосовані лише при кімнатній температурі, оскільки час перезарядки ПС на межі Si-SiO₂ не перевищує при кімнатній температурі кількох одиниць секунд.

Для вимірювання при підвищених температурах для широкозонних напівпровідників ці методи дещо модифіковані. Наприклад, метод Іванова [101], в основу якого покладено аналіз характеристик МДН-структури типу ємність-напруга ($C-V$) та провідність-напруга ($G-V$), виміряних на фіксованій частоті (1кГц) в температурному інтервалі 296-580К.

Разом з цим метод Ніколіана-Гоетцбергера характеризується високою чутливістю і дає можливість визначати густини ПС близько $10^8 \text{ см}^{-2} \text{ eV}^{-1}$. Проте, цей метод потребує аналізу провідності в широкому частотному діапазоні, що пов'язано з великими затратами часу та унікального дорогого обладнання. З метою спрощення розрахунків Саймон Брюс та Норас запропонували графічні методи, що ґрунтуються на певним чином розрахованих універсальних кривих. Водночас для підвищення продуктивності вищезгаданих графічних методів Ніколіан, Гоетцбергер та Лопес запропонували визначати енергетичний спектр ПС з допомогою кривих нормованої провідності $G_p/w(\nu_s)$, які отримували для двох значень частоти f_1 та f_2 . Але і цей метод потребує складних розрахунків і не враховує спектральну залежність флуктуацій поверхневого потенціалу. Ядава, удосконаливши ці методи, отримав простий аналітичний вираз для нормованої провідності і на його основі спростив розрахунок параметрів ПС, а також уперше отримав залежність стандартного відхилення σ поверхневого потенціалу від зміщення.

Добре відома методика спектроскопії поверхні напівпровідник-діелектрик промислових зразків МДН-транзисторів з коротким каналом,

котра ґрунтується на комбінації методів ефекту поля та “розщеплених” вольт-фарадних характеристик (ВФХ) [64]. По залежності електропровідності каналу від потенціалу на затворі визначаються низькочастотна вольт-фарадна характеристика транзистора, потенціал границі розділу і функція густини по граничних (поверхневих) станів в інтервалі енергій, що примикають до краю зони неосновних носіїв заряду. Додаткові вимірювання вольт-фарадних характеристик містковим методом дають змогу оцінювати паразитні ємності між затвором і областями витоку та стоку, а також встановлювати факт зміни довжини каналу від напруги на затворі.

В методі Ядави будуються дві криві нормованої провідності $G_p/w(y_s)$ для двох різних значень частоти f_1 та f_2 . Перевагами методу Ядави є простота числових розрахунків і можливість врахування залежності σ від поверхневого потенціалу. Проте, для отримання експериментальних даних виникає потреба у вимірюванні імпедансу з двома фіксованими частотами.

Відомий також метод Діоса, що являється температурною модифікацією вищезгаданого методу Ніколіана-Гоетцбергера, так званий метод термостимульованої провідності. Цей метод передбачає вимірювання провідності МДН-структури залежно від температури на фіксованій частоті, на відміну від методу Ядави, що дає змогу спростити апаратну реалізацію, але, як і метод Ніколіана-Гоетцбергера, має недоліки, що пов’язані зі складністю комп’ютерних розрахунків.

Тому безперечний інтерес представляє дещо модифікований метод Ядави [62], так званий двотемпературний метод дослідження ПС, що поєднує в собі переваги методу Ядави (простота комп’ютерних розрахунків) і методу термостимульованої провідності (використання однієї фіксованої частоти при вимірюваннях). У цьому методі запропоновано вимірювати дві залежності еквівалентної паралельної провідності МДН-структури від напруги зміщення на затворі при двох різних температурах T_1 і T_2 , що належать діапазону (150-500) К. На основі експерименту будуються дві криві нормованої провідності $G_p/w(y_s)$ при температурах T_1 і T_2 . Проводячи перетворення, аналогічні методу Ядави, отримують розрахункові формули для визначення стандартного відхилення поверхневого потенціалу σ , поперечного перерізу захоплення σ_p та густини поверхневих станів N_{ss} .

Отже, з усіх вищезгаданих методів дослідження параметрів ПС найбільш прийнятним для умов нашого експерименту можна вважати двотемпературний метод.

Таким чином, для визначення параметрів ПС і дослідження впливу на них температури та зміщення нами було обрано модифікований метод Ядави. Це дало змогу, з однієї сторони, застосувати стандартне обладнання (ФК2-12; Р4-37) для вимірювання активної та реактивної складових імпедансу, а з іншої сторони, скористатися нескладною математичною моделлю (п.2.2.2) для визначення параметрів ПС, виходячи з результатів експерименту [102].

4. ЧАСТОТНІ ПЕРВИННІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТЕМПЕРАТУРИ НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР

Розглянута вище функціональна залежність імпедансу двозатворного МДН-транзистора від температури може слугувати, певною мірою, інформативним параметром цілого ряду первинних вимірювальних перетворювачів (ПВП) частотно-часової групи. При цьому досягається їх повна сумісність з мікроелектронною груповою технологією та цифровими системами обробки вимірювальної інформації, що є необхідною та достатньою умовою їх використання у складі "інтелектуальних" вимірювальних перетворювачів фізичних величин, зокрема температури.

Проведені теоретичні та експериментальні дослідження дозволяють здійснити практичну реалізацію економічних ПВП температури з частотним виходом, яким властиві високі метрологічні характеристики.

Даний розділ присвячено розгляду основних принципів побудови резонансних систем з можливістю перестроювання частоти під впливом температури, тобто таких, які виконують функціональне перетворення "температура-частота", а також дослідженню функцій перетворення та метрологічному аналізу розроблених пристроїв.

4.1. Резонансні первинні вимірювальні перетворювачі

Резонансні ПВП як основний елемент використовують коливну систему, власна частота якої може змінюватись під дією вимірювальної величини. Ця ж частота і служить вихідним параметром перетворювача [103, 104, 105].

Схемотехнічне вирішення питання побудови ПВП з частотним виходом знайшло своє відображення в роботах Ацюковського В.А., Гольдмана В.І., Сахарова Ю.І., Арша Е.І., Новіцького П.В. та інших.

Автогенераторні методи вимірювань порівняно з іншими резонансними методами дають змогу спростити структуру та підвищити захищеність від завад вимірювального перетворювача та підсилювача потужності.

В загальному випадку функціональна схема вимірювального автогенератора [104] містить: вимірювальний перетворювач I, що входить або до коливної системи, або до кола зворотного зв'язку; коливну систему II; нелінійні кола III, IV; коло додатного зворотного зв'язку V (рис.4.1).

Передатну функцію коливного контуру можна записати в загальному вигляді таким чином [104]:

$$W_k(p) = \frac{k_k T p}{T_o T p^2 + T p + 1}, \quad (4.1)$$

де для послідовного контуру:

$$k_k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad T_o = \frac{L_k}{R_1 + R_2}; \quad T = (R_1 + R_2)C_k;$$

для паралельного контуру:

$$k_k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad T_o = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_k; \quad T = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2} L_k,$$

де p – оператор Лапласа; R_1 – сумарний опір втрат; R_2 – опір навантаження; C_k і L_k – еквівалентні ємність та індуктивність.

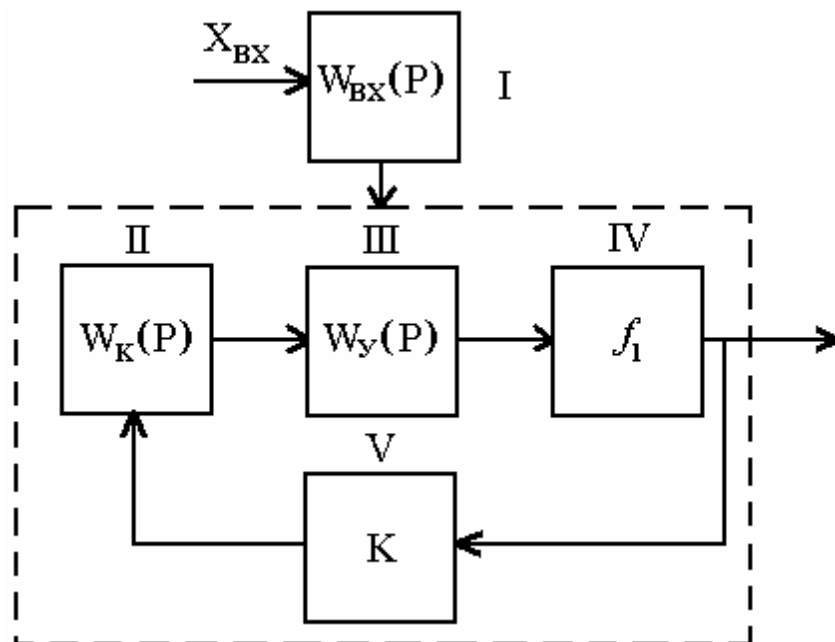


Рис.4.1. Функціональна схема вимірювального автогенератора

У спрощеному вигляді функція перетворення резонансного ПВП описується рівнянням для власної частоти коливного контуру [104]:

$$y_{вих} \cong f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{T_o T}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}. \quad (4.2)$$

Добротність коливного контуру можна оцінити виразом [104]:

$$Q = \sqrt{T_o / T} = f_k T_o. \quad (4.3)$$

Еквівалентну схему коливної системи вимірювальних автогенераторів можна представити у вигляді (рис.4.2, а), а еквівалентна схема високочастотного генератора має вигляд, представлений на рис.4.2, б.

Теоретичний аналіз кіл автогенератора дозволяє отримати основні співвідношення для вимірювальних автогенераторів [104]:

$$\delta_c = - \frac{k^* R_o D \left[p^2 (1 + k^*)^2 + M \right]^{-1}}{2QR}, \quad (4.4)$$

$$p^2 = \frac{k^* R_o}{(1 + k^*)^2} \cdot \frac{\alpha_D}{A - 2Q\delta_c B}, \quad (4.5)$$

де параметри D, M, A, B, α можуть бути представлені через параметри схеми [104].

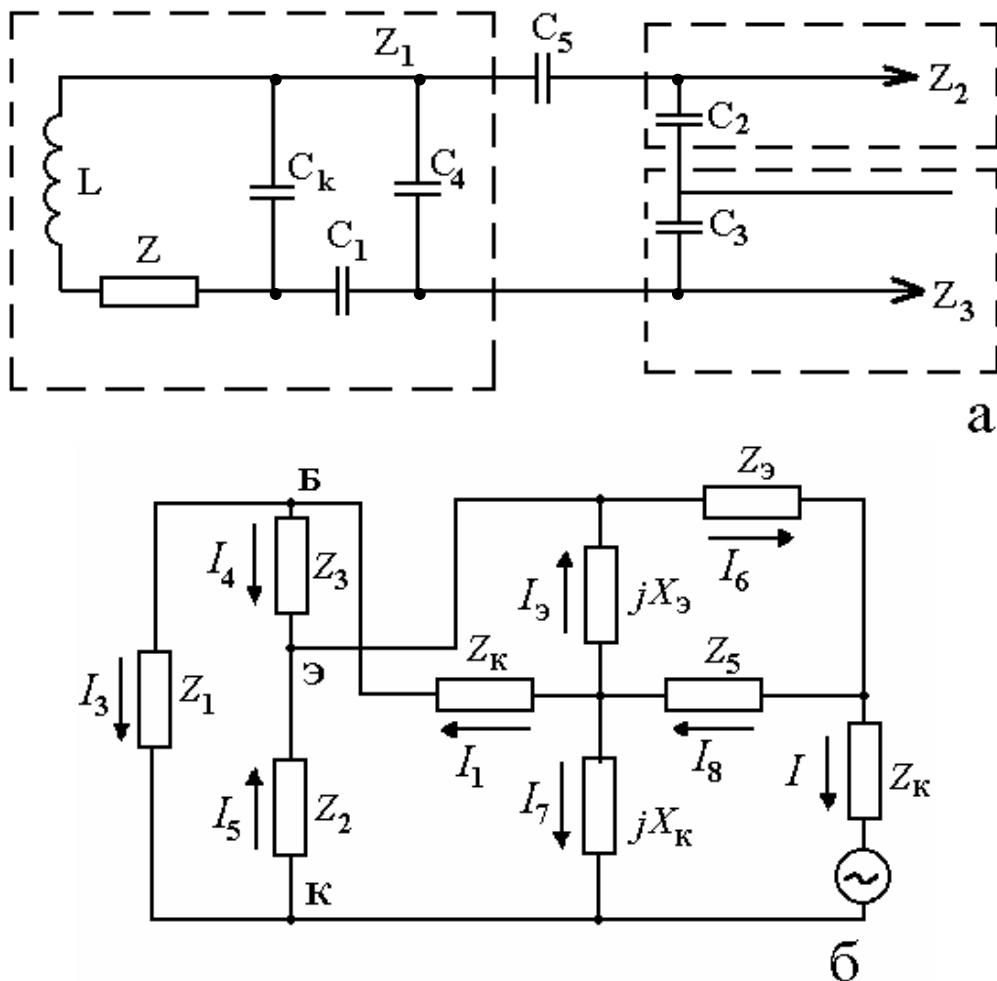


Рис.4.2. Еквівалентна схема коливної системи (а);
еквівалентна схема автогенератора (б)

У більшості практичних випадків при побудові первинних вимірювальних перетворювачів з частотним виходом знаходять застосування генератори гармонічних коливань з паралельними LC-контурами, яким властиві відносно висока стабільність частоти та конструктивна простота. Для реалізації напівпровідникових резонансних перетворювачів температури можна скористатися традиційними одноконтурними схемами (Колпітца, Хартлі, Клаппа тощо [103]), вмикаючи досліджувані реактивні елементи кола, проте більш істотного позитивного ефекту можна досягти, розробляючи спеціалізовані пристрої [72, 77, 99, 94, 107].

4.2. Обґрунтування методики розрахунку автогенераторних вимірювальних перетворювачів на основі методу Ляпунова

Як уже було зазначено вище, відмінності в принципових схемах автогенераторів пов'язані зі способом увімкнення вимірювальних перетворювачів та видом коливної системи. Як реактивні елементи системи можуть бути застосовані різноманітні напівпровідникові елементи та пристрої, активна і реактивна складові імпедансу яких змінюються в широких межах в результаті впливу на них параметрів довкілля.

Отже, автогенераторні вимірювальні перетворювачі (АВП) на реактивних напівпровідникових елементах дещо відрізняються від класичних. По - перше, коливні контури в останніх - це не що інше як напівпровідникові прилади, які працюють без постійних зміщень. По-друге, основні характеристики таких контурів визначаються їх реактивними властивостями, тобто залежністю імпедансу цих приладів від параметрів навколишнього середовища. Крім того, необхідно враховувати внутрішні зв'язки в таких структурах. Виходячи з вищесказаного, на нашу думку, до подібних систем більш зручно застосовувати метод Ляпунова. Справа в тому, що поняття стійкості, введене Ляпуновим, є досить плідним, так як воно дозволяє порівняно швидко визначити умову рівноваги широкого класу нелінійних систем. Більше того, поняття стійкості по Ляпунову можна застосувати до автоколивальних систем. Умова збудження такого автогенераторного вимірювального перетворювача відповідно до першого методу знаходиться за лінійною еквівалентною схемою. Кількісно коло зворотного зв'язку оцінюється комплексними функціями – зворотною різницею \underline{F} і зворотним відношенням \underline{T} , які зв'язані між собою [82]:

$$\underline{T} = 1 - \underline{F} , \quad (4.6)$$

де
$$\underline{F} = \underline{\Delta} / \underline{\Delta}^0 , \quad (4.7)$$

$\underline{\Delta}$ – визначається за рівняннями контурних струмів, отриманими за еквівалентною схемою автогенераторного вимірювального перетворювача, $\underline{\Delta}^0$ – визначається за рівняннями контурних струмів за еквівалентною схемою

автогенераторного вимірювального перетворювача при розірваному колі зворотного зв'язку.

Слід підкреслити такі особливості кола зворотного зв'язку:

1. Зворотні функції \underline{T} і \underline{F} не залежать від місця розриву кола зворотного зв'язку.
2. Зворотні функції \underline{T} і \underline{F} , визначені за струмом і за напругою – однакові.
3. Якщо фази сигналів, які входять в петлю і які виходять, співпадають: $\varphi_T = 0, 2\pi \dots$, то коло зворотного зв'язку (ЗЗ) вважається додатним і тоді $\underline{T} = T$, $\underline{F} = 1 - T$; для від'ємного ЗЗ: $\underline{T} = -T$, $\underline{F} = 1 + T$.

В деяких випадках “зворотну різницю” більш зручно визначати, використовуючи метод вузлових потенціалів. В цьому випадку $\underline{\Delta}$ – визначник системи для вузлових потенціалів, $\underline{\Delta}^0$ – той же визначник при рівній нулю провідності прямої передачі. В тому випадку, коли коло зворотного зв'язку явно не виявлене, складається еквівалентна схема автогенераторного вимірювального перетворювача і розрахунок зворотних функцій доцільно проводити одним з методів, які використовуються для лінійних кіл. Отож використаємо метод Ляпунова для розрахунку передатних функцій автогенераторного вимірювального перетворювача, коливальні контури яких представлено реактивними двозатворними структурами.

4.3. Розрахунок перетворювачів температури з резонансним контуром на основі двозатворного МДН-транзистора

Принцип дії автогенераторного перетворювача температури на основі відомої схеми високостабільного двоточкового генератора гармонійних коливань з паралельним LC-контуром (рис.4.3,а), який може бути використаний як чутливий елемент вимірювального приладу, ґрунтується на індуктивному ефекті. У схемі такого генератора реактивні компоненти коливального контуру реалізовані з використанням двозатворного МДН-транзистора (рис.4.3б).

Реактивний двозатворний МДН-транзистор має індуктивний характер повного опору в представленій схемі ввімкнення і разом з еквівалентною ємністю утворює вимірювальний коливний контур, тобто індуктивність контуру – еквівалентна індуктивність ділянки "Витік-Стік", а ємність, відповідно, – це міжелектродна ємність "Затвор1-Затвор2".

Зміна власної частоти LC-контуру функціонально пов'язана зі зміною температури в контрольованому середовищі. Чутливим до температури елементом вимірювального контуру служить еквівалентна індуктивність. З підвищенням температури індуктивність "С-В" МДН-транзистора зростає, що призводить до зменшення резонансної частоти на виході автогенераторного вимірювального перетворювача. Отже, математична модель такого перетворювача може бути представлена:

$$T \rightarrow L_{екв} \rightarrow f .$$

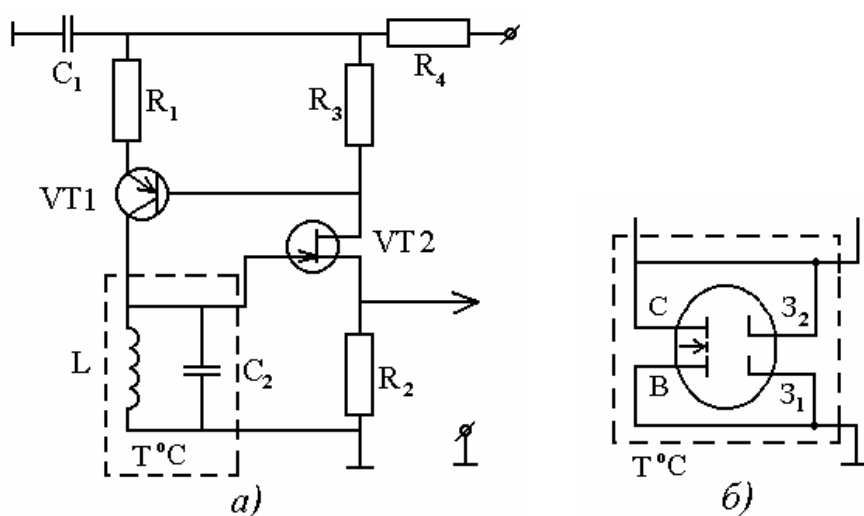


Рис.4.3. Перетворювач температури з паралельним LC-контуром:
а) – електрична принципова схема; б) – еквівалентний коливний контур

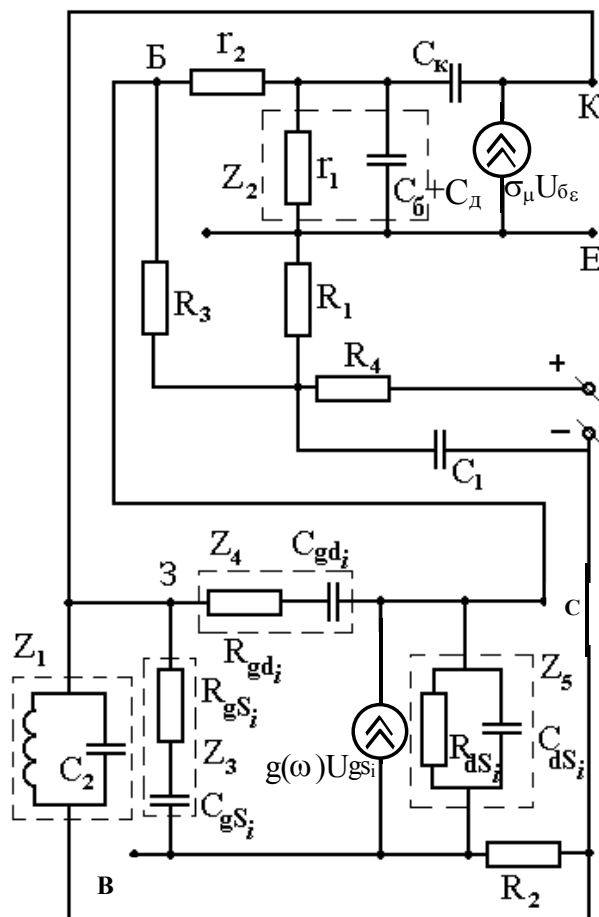


Рис.4.4. Еквівалентна схема перетворювача температури

Для визначення комплексних функцій \underline{F} (4.7) та \underline{T} (4.6) спростимо отриману схему до вигляду (рис.4.5), зручного для проведення розрахунків за методом контурних струмів.

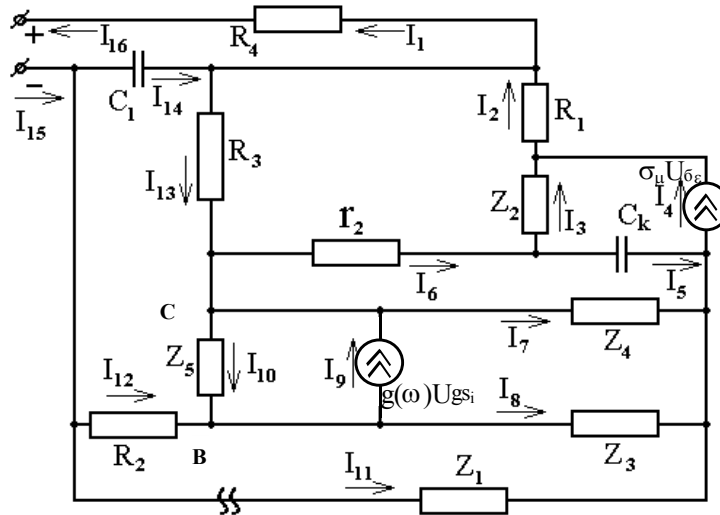


Рис.4.5.Спрощена еквівалентна схема перетворювача температури

Запишемо систему лінійних рівнянь, що відповідають цій схемі через ділянкові струми. Вона матиме вигляд:

$$\begin{cases} R_4 I_1 + X_1 I_{14} = U; \\ r I_4 + X_k I_5 - Z_2 I_3 = 0; \\ Z_2 I_3 + R_1 I_2 + r_2 I_6 - R_3 I_{13} = 0; \\ Z_1 I_{14} + R_3 I_{13} + Z_5 I_{10} - R_2 I_{12} = 0; \\ Z_4 I_7 - X_k I_5 - r_2 I_6 = 0; \\ Z_5 I_{10} + r I_9 = 0; \\ Z_3 I_8 - Z_4 I_7 - r I_9 = 0; \\ Z_1 I_{11} - Z_3 I_8 - R_2 I_{12} = 0, \end{cases} \quad (4.8)$$

де $X_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$; $X_k = \frac{1}{j\omega C_k}$; $r_\mu = \frac{1}{\delta_\mu}$; $r_\omega = \frac{1}{g(\omega)}$.

Виразимо ділянкові струми через контурні і перетворивши систему рівнянь (4.8), отримаємо таку систему:

$$\begin{cases} (R_4 + X_1) I_{k1} + X_1 I_{k4} = U; \\ (r + X_k + Z_2) I_{k2} - Z_2 I_{k3} - X_k I_{k5} = 0; \\ - Z_2 I_{k2} + (Z_2 + R_1 + r_2 - R_3) I_{k3} - R_3 I_{k4} - r_2 I_{k5} = 0; \\ X_1 I_{k1} + R_3 I_{k3} + (X_1 + R_3 + Z_5 + R_2) I_{k4} + Z_5 I_{k6} + R_3 I_{k8} = 0; \\ - X_k I_{k2} - r_2 I_{k3} + (Z_4 + X_k + r_2) I_{k5} - Z_4 I_{k7} = 0; \\ Z_5 I_{k4} + (Z_5 + r) I_{k6} - r I_{k7} = 0; \\ - Z_4 I_{k5} - r I_{k6} + (Z_3 + Z_4 + r) I_{k7} - Z_3 I_{k8} = 0; \\ R_2 I_{k4} - Z_3 I_{k7} + (Z_1 + R_2 + Z_3) I_{k8} = 0. \end{cases} \quad (4.9)$$

Отриманій системі рівнянь може бути поставлена у відповідність матриця A , головний визначник якої Δ_a матиме вигляд:

$$\Delta_a = \begin{vmatrix} a_{11} & 0 & 0 & a_{14} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & a_{23} & 0 & a_{25} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & 0 & 0 & 0 \\ a_{41} & 0 & a_{43} & a_{44} & 0 & a_{46} & 0 & a_{47} \\ 0 & a_{52} & a_{53} & 0 & a_{55} & 0 & a_{57} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{64} & 0 & a_{66} & a_{67} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{75} & a_{76} & a_{77} & a_{78} \\ 0 & 0 & 0 & a_{84} & 0 & 0 & a_{87} & a_{88} \end{vmatrix} = a_{11} \cdot a_{22} \cdot a_{33} \cdot a_{44} \cdot a_{55} \cdot a_{66} \cdot a_{77} \cdot a_{88}, \quad (4.10)$$

де a_{ij} – не рівні нулю елементи зазначеної матриці.

Якщо для схеми перетворювача (рис.4.5), розірвати коло зворотного зв'язку у зазначеному місці, то отримаємо систему рівнянь, якій відповідатиме матриця B , головний визначник якої Δ_b запишеться у вигляді:

$$\Delta_b = \begin{vmatrix} b_{11} & 0 & 0 & b_{14} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{22} & b_{23} & 0 & b_{25} & 0 & 0 \\ 0 & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} & 0 & 0 \\ b_{41} & 0 & b_{42} & b_{44} & 0 & b_{46} & 0 \\ 0 & b_{52} & b_{53} & 0 & b_{55} & 0 & b_{57} \\ 0 & 0 & 0 & b_{64} & 0 & b_{66} & b_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{75} & b_{76} & b_{77} \end{vmatrix} = b_{11} \cdot b_{22} \cdot b_{33} \cdot b_{44} \cdot b_{55} \cdot b_{66} \cdot b_{77}, \quad (4.11)$$

де b_{mn} – не рівні нулю елементи зазначеної матриці.

Неважко переконатись, що $a_{11} = b_{11}$, $a_{22} = b_{22}$, $a_{33} = b_{33}$, $a_{44} = b_{44}$, $a_{55} = b_{55}$, $a_{66} = b_{66}$, $a_{77} = b_{77}$.

Таким чином зворотна різниця згідно (4.7) з урахуванням (4.9), (4.10), (4.11) може бути представлена:

$$\underline{F} = \frac{\Delta}{\Delta^o} = \frac{\Delta_a}{\Delta_b} = a_{88} = Z_1 + R_2 + Z_3. \quad (4.12)$$

Зворотне відношення відповідно до (4.6) з урахуванням (4.12) матиме вигляд:

$$\underline{T} = 1 - \underline{F} = 1 - Z_1 - R_2 - Z_3. \quad (4.13)$$

Представимо Z_1 , Z_3 згідно еквівалентної схеми (рис.4.4):

$$Z_1 = \frac{j\omega L_x}{1 - \omega^2 C_2 L_x},$$

$$Z_3 = R_{gd_i} + \frac{1}{j\omega C_{gs_i}}. \quad (4.14)$$

Прийнявши до уваги (4.14), перепишемо (4.13):

$$\underline{T} = 1 - \frac{j\omega L_x}{1 - \omega^2 C_2 L_x} - R_2 - R_{gd_i} - \frac{1}{j\omega C_{gs_i}}. \quad (4.15)$$

Як уже було зазначено вище, умова балансу фаз автогенератора буде виконуватись на частоті, на якій уявна складова функції T рівна нулю. Виділивши у (4.15) уявну складову та прирівнявши її до нуля, визначимо значення частоти коливань досліджуваного автогенераторного вимірювального перетворювача:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_x (C_{gs_i} + C_2)}}, \quad (4.16)$$

де C_{gs_i} – ємність між затвором та витоком польового транзистора ($2 \cdot 10^{-12}$ Ф); C_2 – міжзатворна ємність двозатворного транзистора КП327А еквівалентного коливного контуру ($2,4 \cdot 10^{-12}$ Ф); L_x – еквівалентна індуктивність коливного контуру. Враховуючи особливості ввімкнення двозатворного транзистора у приведеній схемі АВП, скористаємося моделлю індуктивності для випадку $U_3 < 0$ (2.38). В результаті отримаємо:

$$\omega = \left[\frac{(ablkT)^2 - 2ablkTqD_n\rho_oCU_3 + (qD_n\rho_oCU_3)^2}{\rho_o l^2 qD_nCU_3kT\tau_n(C_{gs_i} + C_2) - (q\rho_oD_nCU_3\tau_n)^2} \right]^{1/2}$$

або

$$f = \frac{\alpha^2 T^2 - 2\alpha\beta T + \beta^2}{2\pi(\beta\gamma T - (\beta\tau_n)^2)}, \quad (4.17)$$

де $\alpha = ablk = 0,28 \cdot 10^{-41} \text{ м}^5 \cdot \text{кг}/(\text{К} \cdot \text{с}^2)$; $\beta = qD_n\rho_oCU_3 = 9,63 \cdot 10^{-39} \text{ А} \cdot \text{м}^3 \cdot \text{с}$ (при $U_3 = 1\text{В}$); $\gamma = \rho_o l^2 \tau_n (C_{gs_i} + C_2) k = 8,74 \cdot 10^{-57} \text{ м}^5 \cdot \text{кг}/\text{К}$.

Порівняння результатів розрахунку з експериментом виявило збіг у межах $\pm 5\%$ (рис.4.6):

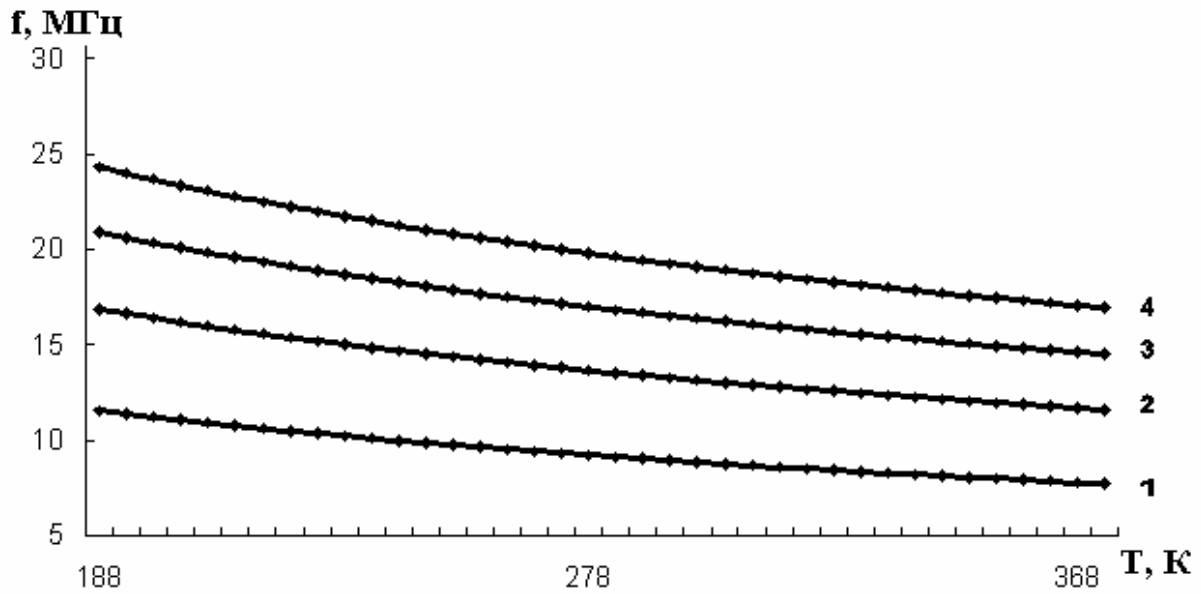


Рис.4.6. Залежності вихідної частоти автогенераторного вимірювального перетворювача для різних значень напруг зміщення на затворі: 1– $U_3=1\text{В}$; 2– $U_3=2\text{В}$; 3– $U_3=3\text{В}$; 4– $U_3=4\text{В}$

Як видно з графіків, існує певне значення напруги зміщення на затворі ($U_3=1\text{В}$), при якій відповідна залежність носить лінійний характер. При цій напрузі температурна залежність чутливості $\frac{\partial f}{\partial T}$ перетворювача матиме вигляд (рис.4.7.)

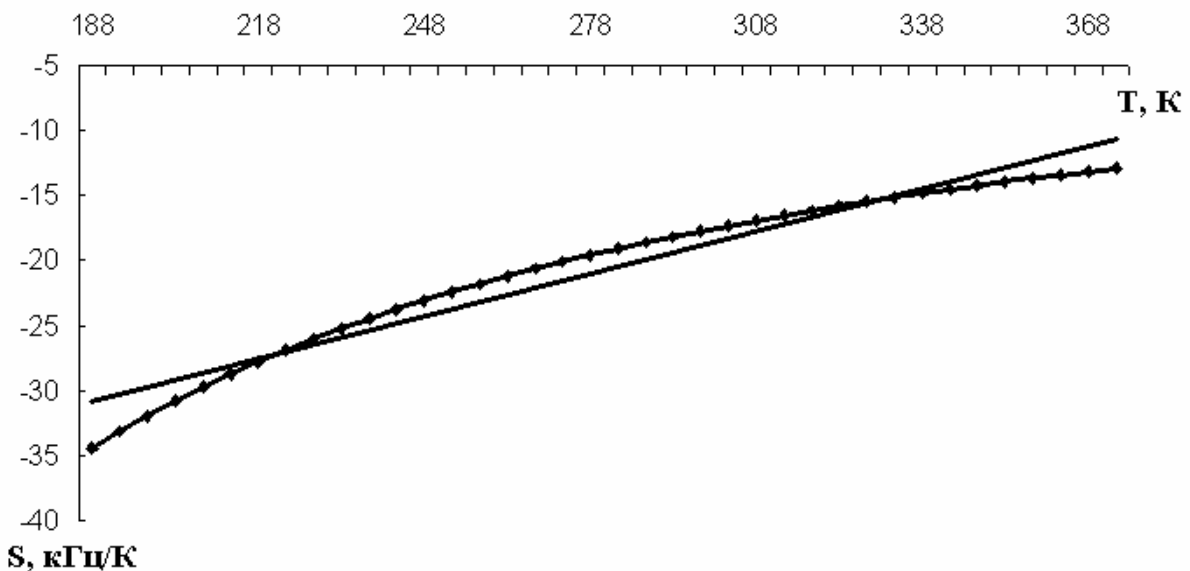


Рис.4.7 Теоретична (----) та експериментальна (--••••) температурна залежності чутливості автогенераторного вимірювального перетворювача

Експериментальні дослідження функції перетворення вищенаведеного автогенераторного вимірювального перетворювача температури проводились згідно блок-схеми установки, зображеної на рис.4.8.

Функціональні залежності вихідної частоти перетворювача від температури, отримані в результаті експерименту, представлені графічно на рис.4.6.

Розбіжність експериментальних даних із розрахунковими не перевищують 5%.

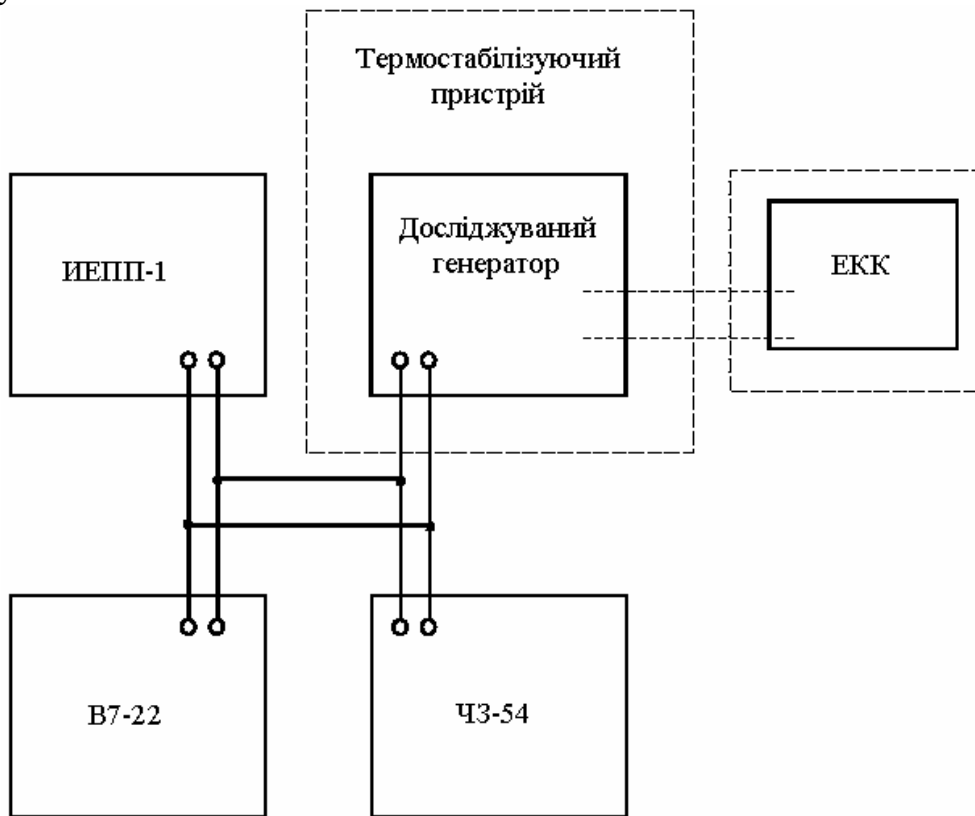


Рис. 4.8. Блок-схема досліджуваної установки:

ИЕПП – джерело живлення;

В7-22 – вольтметр;

ЧЗ-54 – частотомір;

ЕКК – еквівалент коливального контуру (рис.4.3б)

4.4. Перетворювачі температури на основі МДН-транзисторних структур

Принцип дії перетворювача температури, який може бути використаний як чутливий елемент вимірювального приладу, ґрунтується на реактивних властивостях МДН-транзисторів.

На рис.4.9, а представлена електрична принципова схема перетворювача температури на основі двозатворних МДН-транзисторів типу КП327А. На одному із транзисторів спільно із резисторами R_1 , R_2 та колом

C_3R_3 зібрано підсилювач за схемою ввімкнення зі спільним витокком. В коло зворотного зв'язку R_4C_1 ввімкнено еквівалентний коливальний контур, зібраний на такому ж транзисторі (рис.4.9, б), зміна власної частоти якого функціонально пов'язана зі зміною температури. В представленій схемі еквівалентною індуктивністю слугує індуктивність каналу (Вітик – Стік), а еквівалентною ємністю – міжзатворна ємність (Z_1-Z_2).

Зміна (підвищення) температури викликає зміну (зростання) еквівалентної індуктивності ділянки "Вітик – Стік" реактивного МДН-транзистора 2, що приводить, в результаті, до зміни (зменшення) частоти гармонійних коливань на виході пристрою. Чутливість перетворювача складає 350 кГц/К.

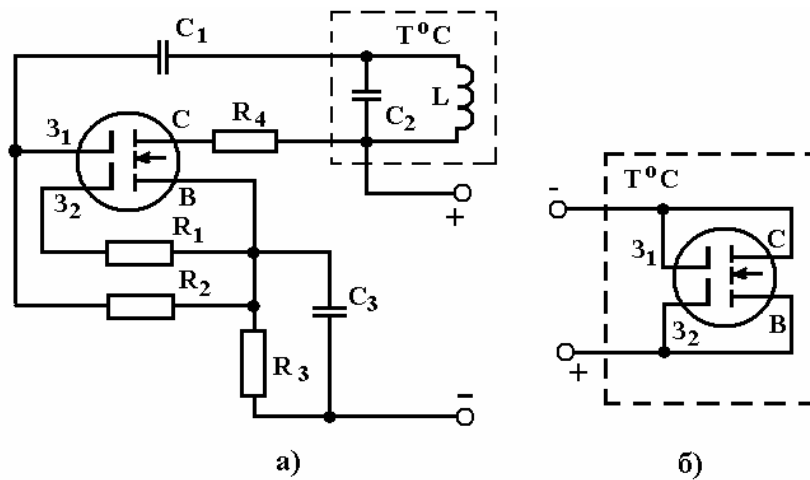


Рис.4.9. Перетворювач температури на основі двозатворних МДН-транзисторних структур: а) електрична принципова схема; б) еквівалентний коливний контур

Передатну функцію перетворювача можна отримати скориставшись методом Ляпунова. З цією метою перетворимо електричну принципову схему перетворювача на відповідну їй еквівалентну, виходячи з еквівалентної схеми двозатворного МДН-транзистора, отриманої в п.2.6, та відповідного ввімкнення. Отримана схема має вигляд (рис.4.10). Спростивши її, отримаємо схему, представлену на рис.4.11.

Для приведеної схеми комплексні опори Z_1-Z_8 можуть бути записані у вигляді:

$$Z_1 = R_{gs_i} + \frac{1}{j\omega C_{gs_i}}; \quad Z_2 = R_{gd_i} + \frac{1}{j\omega C_{gd_i}}; \quad Z_3 = r_{ds_i} + j\omega L_o; \quad Z_4=Z_3;$$

$$Z_5=Z_2; \quad Z_6=Z_1; \quad Z_7 = \frac{1 - \omega L_1(C_1 - C_2)}{j\omega C_1(1 - \omega^2 L_4 C_2)}; \quad Z_8 = \frac{R_8}{j\omega C_3 R + 1}.$$

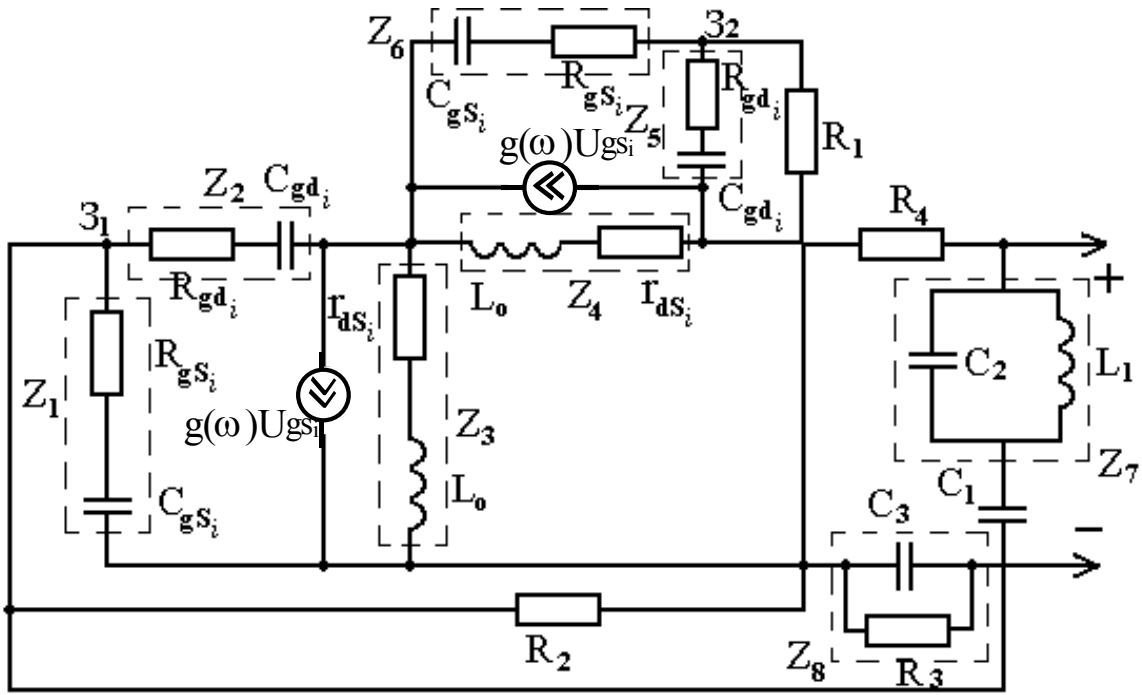


Рис.4.10. Еквівалентна схема перетворювача температури

Проведемо розрахунок представленої схеми згідно методу контурних струмів. Для цього запишемо систему рівнянь для вибраних контурів:

$$\begin{cases}
 Z_7 I_1 + R_4 I_{14} + Z_4 I_2 - Z_2 I_3 = 0; \\
 Z_5 I_7 + Z_6 I_8 - \frac{1}{g(\omega)} I_6 = 0; \\
 \frac{1}{g(\omega)} I_6 - Z_4 I_2 = 0; \\
 R_1 I_9 - Z_3 I_5 - Z_6 I_8 = 0; \\
 Z_8 I_{12} - R_1 I_9 - Z_5 I_7 - R_4 I_{14} = U; \\
 Z_3 I_5 - \frac{1}{g(\omega)} I_4 = 0; \\
 Z_2 I_3 + \frac{1}{g(\omega)} I_4 - Z_1 I_{10} = 0; \\
 R_2 I_{13} + Z_1 I_{10} = 0.
 \end{cases} \quad (4.18)$$

Виразивши ділянкові струми через контурні і здійснивши деякі перетворення, систему переписемо у вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} (Z_7 + R_4 + Z_4 + Z_2)I_{K1} - Z_4I_{K3} - R_4I_{K5} - Z_2I_{K7} = 0; \\ (Z_5 + Z_6 + Z_g)I_{K2} - Z_gI_{K3} - Z_6I_{K4} - Z_5I_{K5} = 0; \\ -Z_4I_{K1} - Z_gI_{K2} + (Z_4 + Z_g)I_{K3} = 0; \\ -Z_6I_{K2} + (R_1 + Z_3 + Z_6)I_{K4} - R_1I_{K5} - Z_3I_{K7} = 0; \\ -R_4I_{K1} - Z_5I_{K2} - R_1I_{K4} + (R_1 + Z_8 + R_4 + Z_5)I_{K5} = U; \\ -Z_3I_{K4} + (Z_3 + Z_g)I_{K6} - Z_gI_{K7} = 0; \\ -Z_2I_{K1} - Z_gI_{K6} + (Z_2 + Z_g + Z_1)I_{K7} - Z_1I_{K8} = 0; \\ -Z_1I_{K7} + (R_2 + Z_1)I_{K8} = 0, \end{array} \right. \quad (4.19)$$

де $Z_g = \frac{1}{g(\omega)}$.

Представимо визначник $\underline{\Delta}$ з системи рівнянь (4.19), отриманої при наявності кола зворотного зв'язку:

$$\underline{\Delta} = \Delta_a = \begin{vmatrix} a_{11} & 0 & a_{13} & 0 & a_{15} & 0 & a_{17} & 0 \\ 0 & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} & 0 & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{42} & 0 & a_{44} & a_{45} & a_{46} & 0 & 0 \\ a_{51} & a_{52} & 0 & a_{54} & a_{55} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{64} & 0 & a_{66} & a_{67} & 0 \\ a_{71} & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{76} & a_{77} & a_{78} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{87} & a_{88} \end{vmatrix} = a_{11} \cdot a_{22} \cdot a_{33} \cdot a_{44} \cdot a_{55} \cdot a_{66} \cdot a_{77} \cdot a_{88}, \quad (4.20)$$

де a_{ij} – не рівні нулю елементи матриці, що відповідає системі рівнянь (4.19).

Зокрема,

$$a_{11} = Z_2 + Z_4 + Z_7 + R_4;$$

$$a_{22} = Z_5 + Z_g + Z_6;$$

$$a_{33} = Z_4 + Z_g;$$

$$a_{44} = Z_3 + Z_6 + R_1;$$

$$a_{55} = Z_5 + Z_8 + R_1 + R_4;$$

$$a_{66} = Z_3 + Z_g;$$

$$a_{77} = Z_2 + Z_g + Z_1;$$

$$a_{88} = R_2 + Z_1.$$

Визначник $\underline{\Delta}^o$ може бути знайдений із системи рівнянь для перетворювача при розірваному колі зворотного зв'язку. Здійснимо такий розрив у контурі 1.

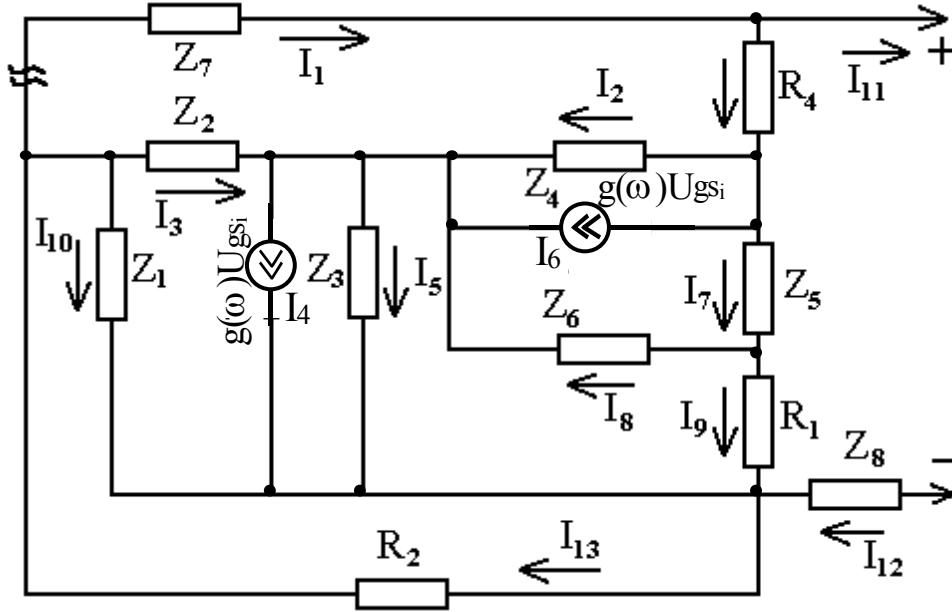


Рис.4.11.Спрощена еквівалентна схема перетворювача

Система рівнянь матиме вигляд:

$$\begin{cases}
 (Z_5 + Z_6 + Z_g)I_{K2} - Z_g I_{K3} - Z_6 I_{K4} - Z_5 I_{K5} = 0; \\
 -Z_g I_{K2} + (Z_4 + Z_g)I_{K3} = 0; \\
 -Z_6 I_{K2} + (R_1 + Z_3 + Z_6)I_{K4} - R_1 I_{K5} - Z_3 I_{K7} = 0; \\
 -Z_5 I_{K2} - R_1 I_{K4} + (R_1 + Z_8 + R_4 + Z_5)I_{K5} = U; \\
 -Z_3 I_{K4} + (Z_3 + Z_g)I_{K6} - Z_g I_{K7} = 0; \\
 -Z_g I_{K6} + (Z_2 + Z_g + Z_1)I_{K7} - Z_1 I_{K8} = 0; \\
 -Z_1 I_{K7} + (R_2 + Z_1)I_{K8} = 0.
 \end{cases} \quad (4.21)$$

Системі рівнянь (4.21), отриманій для схеми (рис.4.11), яка має розрив у колі зворотного зв'язку буде відповідати визначник:

$$\underline{\Delta} = \Delta_b = \begin{vmatrix}
 b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & 0 & 0 & 0 \\
 b_{21} & b_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 b_{31} & 0 & b_{33} & b_{34} & b_{35} & 0 & 0 \\
 b_{41} & 0 & b_{43} & b_{44} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & b_{53} & 0 & b_{55} & b_{56} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & b_{65} & b_{66} & b_{67} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{76} & b_{77}
 \end{vmatrix} = b_{11} \cdot b_{22} \cdot b_{33} \cdot b_{44} \cdot b_{55} \cdot b_{66} \cdot b_{77}, \quad (4.22)$$

де b_{mn} – не рівні нулю елементи матриці, що відповідає системі рівнянь (4.21).

Зокрема, $b_{11} = Z_5 + Z_g + Z_6$; $b_{22} = Z_4 + Z_g$; $b_{33} = Z_3 + Z_6 + R_1$; $b_{44} = Z_5 + Z_8 + R_1 + R_4$; $b_{55} = Z_3 + Z_g$; $b_{66} = Z_2 + Z_g + Z_1$; $b_{77} = R_2 + Z_1$.

Є очевидним, що $b_{11} = a_{22}$; $b_{22} = a_{33}$; $b_{33} = a_{44}$; $b_{44} = a_{55}$; $b_{66} = a_{77}$; $b_{77} = a_{88}$.

Маючи значення $\underline{\Delta}$ та $\underline{\Delta}^o$ можемо знайти зворотну різницю:

$$\underline{F} = \frac{\underline{\Delta}}{\underline{\Delta}^o} = \frac{\Delta_a}{\Delta_b} = a_{11} = Z_2 + Z_4 + Z_7 + R_4. \quad (4.23)$$

Тоді зворотне відношення матиме вигляд:

$$\underline{T} = 1 - \underline{F} = 1 - Z_2 - Z_4 - Z_7 - R_4. \quad (4.24)$$

Перепишемо вираз (4.24) для зворотного відношення, розкриваючи значення Z_2, Z_4, Z_7 :

$$\underline{T} = 1 - R_{gd_i} - \frac{1}{j\omega C_{gd_i}} - j\omega L_o - r_{ds_i} - \frac{1}{j\omega C} - \frac{j\omega L_x}{1 - \omega^2 L_x C_2} - R_4. \quad (4.25)$$

Умова балансу фаз буде виконана на частоті, на якій уявна складова функцій \underline{T} рівна нулю.

Виділивши у виразі (4.25) уявну складову і прирівнявши її до нуля, отримаємо вираз для представлення функції перетворення автогенераторного вимірювального перетворювача:

$$\omega = \left(\frac{L_o + L_x (1 + C_o C_2) \pm [L_x (1 + C_o C_2) + L_o]^{1/2} - 4L_o L_x C_o C_2}{2L_o L_x C_2} \right)^{1/2}, \quad (4.26)$$

де $C_o = \frac{C_{gd_i} + C_1}{C_{gd_i} C_1}$, C_{gd_i} – ємність між затвором та стоком ($2 \cdot 10^{-12}$ Ф); C_1 – єм-

ність у КЗЗ ($1,2 \cdot 10^{-12}$ Ф); C_2 – міжзатворна ємність еквівалентного коливного контуру ($2,4 \cdot 10^{-12}$ Ф); L_o – індуктивність каналу, що визначається фізико-топологічними параметрами МДН-транзистора ($2,4 \cdot 10^{-7}$ Гн); L_x – еквівалентна індуктивність ділянки "Витік – Стік" для випадку $U_3 > 0$, яка може бути знайдена за формулою (2.51). Представимо її у вигляді:

$$L_X = \frac{\alpha}{U_3^4} T, \quad (4.27)$$

де $\alpha = \frac{32me^*Pl^2d^2k}{D_n(qbe\varepsilon_d\varepsilon_o)^2} - const$; U_3 – напруга зміщення на затворі.

Прийнявши до уваги C_o , α та підставивши отримані значення і відомі значення C_2 та L_o у вираз (4.26), отримаємо функціональну залежність частоти від температури для певного значення напруги зміщення на затворі.

Таким чином, (4.26) матиме вигляд:

$$f = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{(1 + C_o C_2) \frac{\alpha}{U_3^4} T + L_o \pm \left[\left([1 + C_o C_2] \frac{\alpha}{U_3^4} T + L_o \right)^2 - 4C_o C_2 L_o \frac{\alpha}{U_3^4} T \right]^{1/2}}{2L_o C_2 \frac{\alpha}{U_3^4} T} \right)^{1/2}. \quad (4.28)$$

Порівняння результатів розрахунку (4.28) з експериментом виявило розбіжність у межах $\pm 5\%$ (рис. 4.12.)

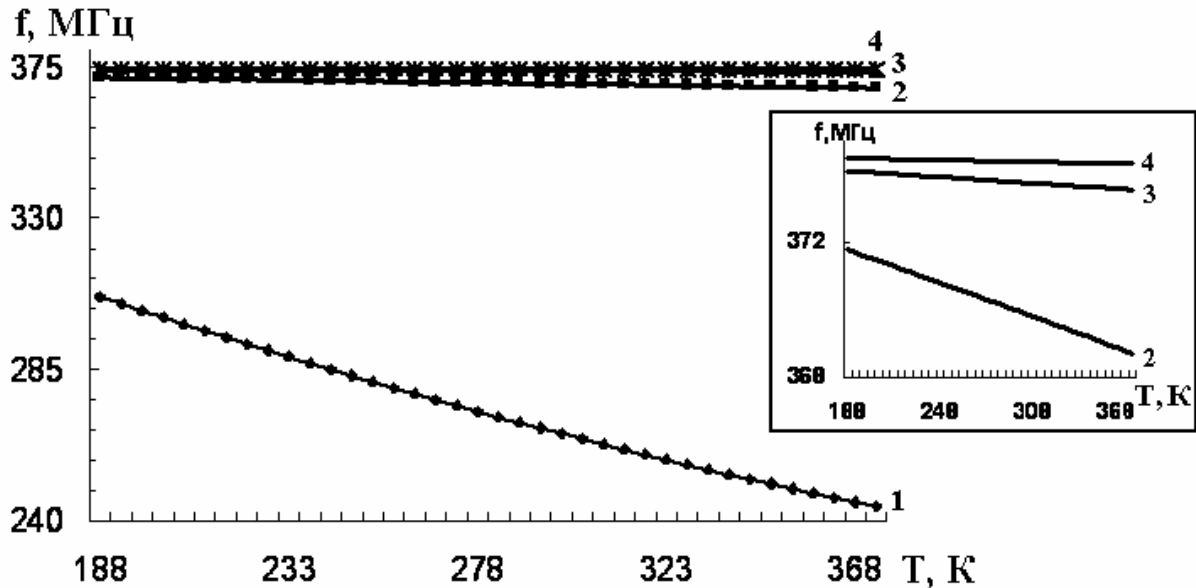


Рис.4.12. Залежності вихідної частоти автогенераторного вимірювального перетворювача від температури при різних напругах зміщення на затворі: 1 – $U_3 = 1V$; 2 – $U_3 = 2V$; 3 – $U_3 = 3V$; 4 – $U_3 = 4V$

Як видно з графіків, існує певне значення напруги зміщення на затворі, якій відповідає таке ж значення керуючої напруги, при якій залежність частоти автогенератора найбільш близька до лінійної (носить лінійний ха-

рактар). При цій напрузі температурна залежність чутливості $\frac{\partial f}{\partial T}$ перетворювача матиме вигляд (рис.4.13.)

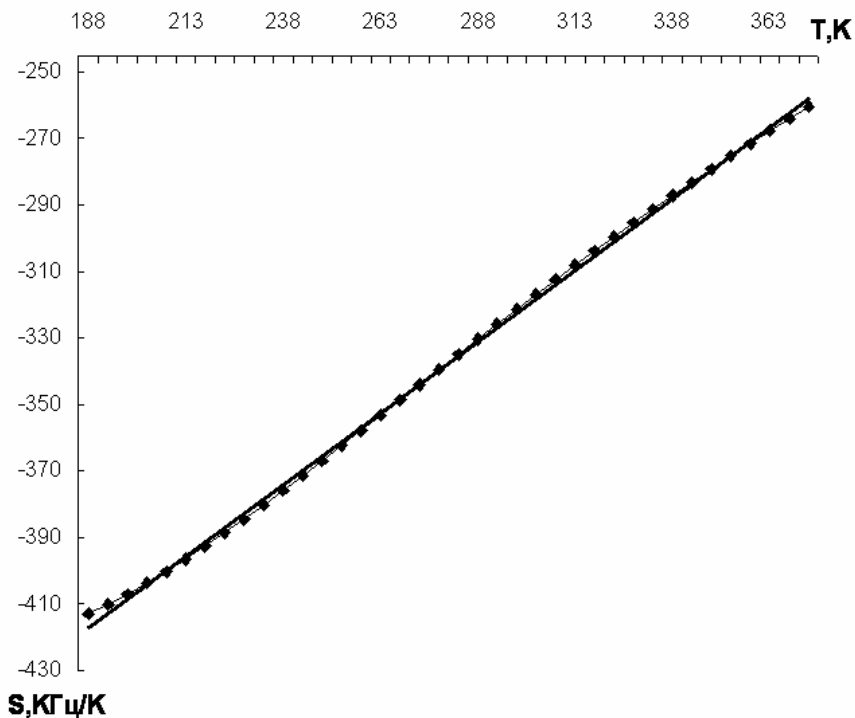


Рис.4.13. Теоретична (----) та експериментальна (---•---•---) температурні залежності чутливості перетворювача

4.5. Напівпровідникові вимірювачі температури на основі двох МДН-транзисторів

Реактивний ефект в напівпровідникових резонансних системах було використано при розробці ряду оригінальних рішень [108-113]. Зокрема, пристрій для вимірювання температури [114] було покладено в основу однойменного пристрою [110], а також – в основу напівпровідникового вимірювача температури [109], зображеного на рис.4.14.

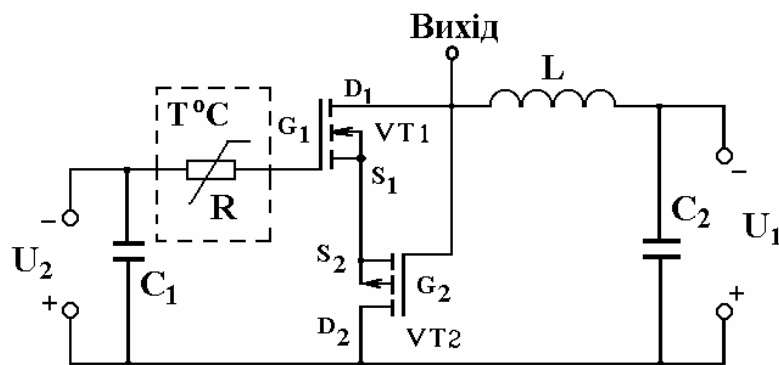


Рис.4.14. Напівпровідниковий вимірювач температури

Використання запропонованого пристрою для вимірювання температури суттєво підвищує точність вимірювання інформативного параметру за рахунок виконання ємнісного елемента коливального контуру у вигляді польових транзисторів, в якому зміна опору під дією температури перетворюється в ефективну зміну резонансної частоти, а також за рахунок можливості лінеаризації функції перетворення шляхом вибору напруги джерел живлення.

Розглянемо ще один напівпровідниковий вимірювач температури на основі двох МДН-транзисторів (див. рис.4.15). Наведена транзисторна структура має вольт-амперну характеристику лямбда-типу. Між стоками транзисторів в результаті додатного зворотного зв'язку виникає повний опір, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна складова - ємнісний характер.

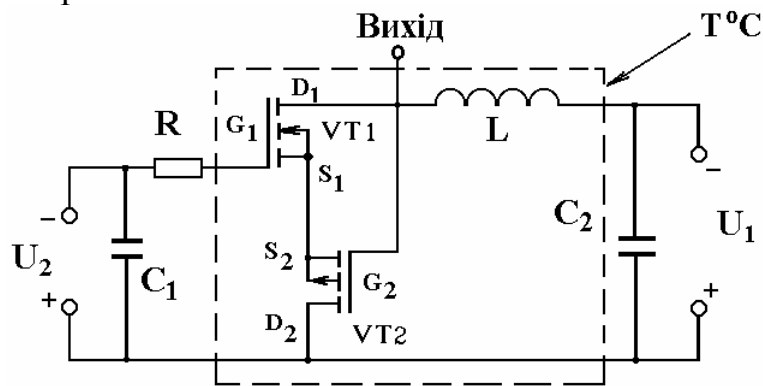


Рис.4.15. Електрична схема МДН-транзисторної структури з від'ємним опором

Зміна температури оточуючого середовища впливає на різні параметри і характеристики МДН-транзисторів, а саме на рухливість носіїв, порогову напругу, зворотні струми переходів стоку і витоку та інші параметри [115 – 117], що відбивається на зміні елементів еквівалентної схеми від температури, яка приведена на рис.4.16.

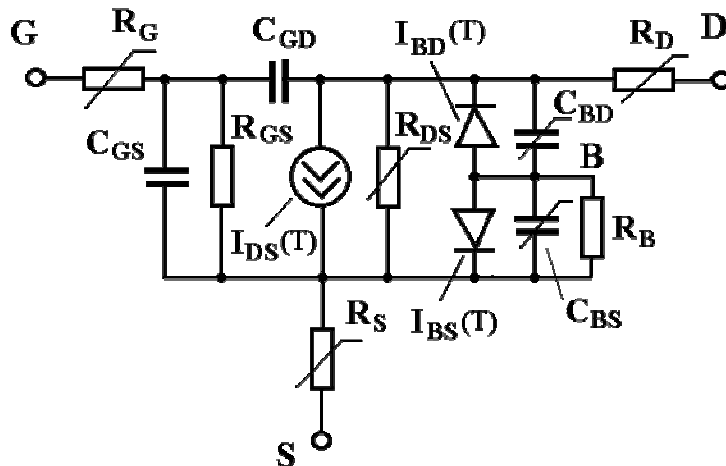


Рис.4.16. Еквівалентна схема МДН-транзистора з врахуванням температурних залежностей параметрів

В еквівалентній схемі використані такі позначення: R_G, R_D, R_S – об’ємний опір затвору, стоку і витоку відповідно; C_{GD} – ємність затвор-стік; C_{GS} – ємність затвор-витік; C_{BD} , – ємність переходу підкладка-стік при нульовому зміщенні; C_{BS} – ємність переходу підкладка-витік при нульовому зміщенні R_B – об’ємний опір підкладки; R_{GS} – опір затвор-витік; R_{DS} – опір каналу транзистора.

Розглянемо температурні залежності елементів еквівалентної схеми польового транзистора, які необхідні для побудови математичної моделі температурного перетворювача.

Струм насичення р-n переходу підкладки залежить від температури [115]:

$$I_S(T) = I_S \exp\left(\frac{E_g(T)}{V_t(T)}\right),$$

де $V_t = kT/q$ – температурний потенціал; T – температура; q – заряд електрону; k – стала Больцмана; E_g – ширина забороненої зони.

Залежність ширини забороненої зони для кремнію від температури оточуючого середовища описується виразом [115]:

$$E_g(T) = 1,16 - 0,00072T^2 / (T + 1108),$$

Щільність струму насичення

$$J_S(T) = J_S \exp\left(\frac{E_g(T)}{V_t(T)}\right),$$

а питома щільність струму насичення має вигляд [115]:

$$J_{SW}(T) = J_{SW} \exp\left(\frac{E_g T}{T_0} - \frac{E_g(T)}{V_t}\right),$$

Напруга інверсії бокової поверхні р-n переходу [102]:

$$V_{BSW}(T) = \frac{V_{BSW} T}{T_0} - 3V_t(T) \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) - \frac{E_g T}{T_0} + E_g(T),$$

Контактна різниця потенціалів переходу діелектрик-напівпровідник [118]:

$$\varphi_{SiO_2}(T) = \frac{\varphi_{SiO_2} T}{T_0} - 3V_t(T) \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) - \frac{E_g T}{T_0} + E_g(T), \quad (3.35)$$

Ємність переходу підкладка-стік при нульовому зміщенні описується виразом:

$$C_{BD}(T) = C_{BD}(1 + M_J(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)),$$

де M_J – коефіцієнт який враховує плавність переходу підкладка-стік (0,5); V_B – напруга інверсії приповерхневого шару підкладки (0,8 В).

Ємність переходу підкладка-витік при нульовому зміщенні знаходимо з формули:

$$C_{BS}(T) = C_{BS}(1 + M_J(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)).$$

Залежність питомої ємності p-n переходу при нульовому зміщенні (на площу переходу) від температури має вигляд:

$$C_J(T) = C_J(1 + M_J(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)).$$

Питома ємність бокової поверхні переходу при нульовому зміщенні описується виразом:

$$C_{JSW}(T) = C_{JSW}(1 + M_{JSW}(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)),$$

де M_{JSW} – коефіцієнт нахилу бокової поверхні переходу підкладка-стік.

При напругах на затворі, що забезпечують сильну інверсію поверхневої провідності, рухливість носіїв при $T > 300$ К зменшується з ростом температури по закону [117]:

$$\mu(T) = \mu(T_0)(T/T_0)^{-3/2},$$

де T_0 – нормальна температура 300 К; $\mu(T_0)$ – рухливість при $T = 300$ К.

Коефіцієнт пропорційності

$$K_P(T) = K_P(T_0)(T/T_0)^{-3/2},$$

де $K_P = 2 \cdot 10^{-5}$ А/В².

Струм переходу підкладка-витік I_{BS} і струм переходу підкладка-стік I_{BD} описуються відповідно виразами [118]:

$$I_{BS}(T) = I_{SS}(T) \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{BS}}{N \cdot kT/q}\right) - 1 \right),$$

$$I_{BD}(T) = I_{SD}(T) \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{BD}}{N \cdot kT/q}\right) - 1 \right),$$

де $I_{SS}(T) = I_{SD}(T) = I_S(T)$; N – коефіцієнт неідеальності переходу підкладка-стік (витік) дорівнює 1,1 – 1,3.

Вираз для порогової напруги МДН транзистора для аналітичних моделей має вигляд [117]:

$$U_T = \varphi_{SiO_2} + 2\varphi_B - \frac{Q_S}{C_O} + \frac{1}{C_O} \sqrt{4\varepsilon_S \cdot q \cdot N_{A(D)} \cdot \varphi_B}, \quad (4.29)$$

де Q_S – питомий поверхневий заряд, Φ/m^2 ; ε_S – відносна електрична проникність напівпровідника; $N_{A(D)}$ – концентрація домішок; C_O – питома ємність оксиду.

Потенціал Фермі, що входить у вираз (3.35) також залежить від температури [117]:

$$\varphi_B = \pm kT/q \cdot \ln(N_{A(D)}/n_i(T)), \quad (4.30)$$

$$n_i(T) = 3,9 \cdot 10^{16} \cdot T^{3/2} \exp(-E_g(T)/V_t). \quad (4.31)$$

Температурна залежність порогової напруги, враховуючи (4.30), (4.31) описується виразом:

$$U_T(T) = \left(\frac{\varphi_{SiO_2} T}{T_0} - 3V_t(T) \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) - \frac{E_g T}{T_0} + E_g(T) \right) +$$

$$+ 2kT/q \cdot \ln\left(N_A / (3,9 \cdot 10^{16} \cdot T^{3/2} \exp(-E_g(T)/V_t))\right) \cdot$$

$$- \frac{Q_S}{C_O} + \frac{1}{C_O} \sqrt{\frac{4\varepsilon_S \cdot N_A \cdot kT}{\ln(N_A / (3,9 \cdot 10^{16} \cdot T^{3/2} \exp(-E_g(T)/V_t))}}.$$

Статична вихідна характеристика МДН транзистора в лінійному режимі із врахуванням температурних залежностей за виконання умови $U_{DS} < (U_{GS} - U_T)$ описується виразом [117]:

$$I_{DS}(T) = \frac{\mu(T) \cdot C_o \cdot W}{L} \left((U_{GS} - U_T(T)) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right),$$

де W – ширина каналу, L – довжина каналу,

Струм стоку в режимі насичення при $U_{DS} \geq (U_{GS} - U_T(T))$ може бути описаний формулою:

$$I_{DSsat}(T) = \frac{\mu(T) \cdot C_o \cdot W}{6L} \left((U_{DSsat} + 2\varphi_B)^2 + U_{GS}(U_{DSsat} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B(U_{GS} - \varphi_B - \frac{4}{3}K\varphi_B^{1/2}) \right),$$

де
$$U_{DSsat} = U_{GS} - 2\varphi_B + K^2 \left(1 - (1 + 2U_{GS}/K^2)^{1/2} \right),$$

$$K = (\varepsilon_s q N_{A(D)} / C_o)^{1/2}.$$

Опір стік-витік R_{DS} в лінійній області визначається виразом [117]:

$$R_{DS}(T) = \frac{L}{W\mu(T)C_o} (U_{GS} - U_T(T)),$$

а в області насичення

$$R_{DS}(T) = \frac{12 \left[L(U_D - U_{DSsat})^{1/2} - 2(\varepsilon_s / qN_{A(D)})^{1/2} (U_D - U_{DSsat}) \right]}{W\mu(T)C_o \left(2\varepsilon_s / qN_{A(D)} \right)^{1/2}} \times \frac{1}{\left(U_{DSsat} + 2\varphi_B \right)^2 + U_{GS}(U_{DSsat} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B(U_{GS} - \varphi_B - 4/3K\varphi_B^{1/2})}$$

Об'ємні опори стоку, витоку, затвору і підкладки визначаються виразами [119]:

$$R_D = 4kT \cdot S_{RD}, \quad R_S = 4kT \cdot S_{RS}, \quad R_G = 4kT \cdot S_{RG}, \quad R_B = 4kT \cdot S_{RB},$$

де $S_{RD}, S_{RS}, S_{RG}, S_{RB}$ – спектральна густина теплового шуму, створюваного об'ємними опорами стоку, витоку, затвору і підкладки відповідно.

Вважається, що такі елементи еквівалентної схеми, як C_{GD}, C_{GS}, R_{GS} не залежать від температури в робочому діапазоні частотного перетворювача [119].

Таким чином отримані всі температурозалежні елементи еквівалентної схеми, які необхідні для побудови математичної моделі частотного температурного перетворювача, який складається з автогенератора електричних коливань, в якому роль ємності виконує еквівалентна ємність транзисторної структури з від'ємним активним опором, а індуктивним опором слугує зовнішня індуктивність, яка підключена до стоку польового транзистора VT1 і затвору VT2 (рис.4.15).

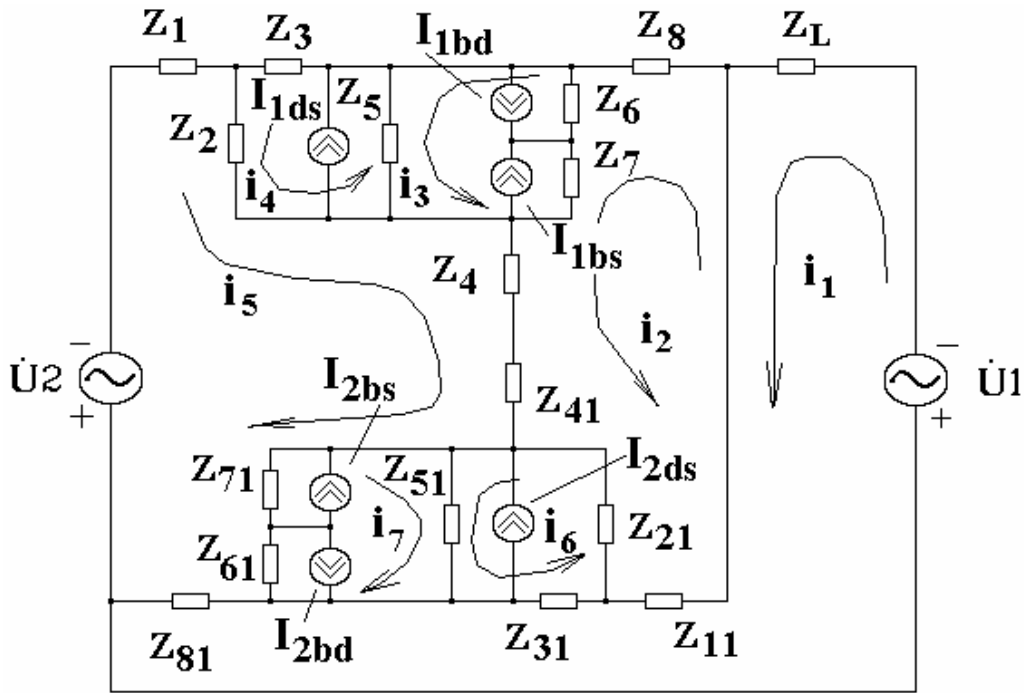


Рис.4.17. Еквівалентна схема температурного перетворювача

де $Z_1 = R_{G1}$; $Z_4 = R_{S1}$; $Z_8 = R_{D1}(T)$; $Z_5 = R_{DS1}(T)$;

$Z_{11} = R_{G2}$; $Z_{41} = R_{S2}$; $Z_{81} = R_{D2}(T)$; $Z_{51} = R_{DS2}(T)$;

$Z_2 = \frac{R_{GS1}(T)}{1 + \omega^2 R_{GS1}^2(T) C_{GS1}^2(T)} - \frac{j R_{GS1}^2(T) \omega C_{GS1}(T)}{1 + \omega^2 R_{GS1}^2(T) C_{GS1}^2(T)}$; $Z_3 = -j / (\omega C_{GD1}(T))$;

$Z_{21} = \frac{R_{GS2}(T)}{1 + \omega^2 R_{GS2}^2(T) C_{GS2}^2(T)} - \frac{j R_{GS2}^2(T) \omega C_{GS2}(T)}{1 + \omega^2 R_{GS2}^2(T) C_{GS2}^2(T)}$; $Z_{31} = -j / (\omega C_{GD2}(T))$;

$Z_7 = \frac{R_{B1}(T)}{1 + \omega^2 R_{B1}^2(T) C_{BS1}^2(T)} - \frac{j R_{B1}^2(T) \omega C_{BS1}(T)}{1 + \omega^2 R_{B1}^2(T) C_{BS1}^2(T)}$; $Z_6 = -j / (\omega C_{BD1}(T))$;

$Z_{71} = \frac{R_{B2}(T)}{1 + \omega^2 R_{B2}^2(T) C_{BS2}^2(T)} - \frac{j R_{B2}^2(T) \omega C_{BS2}(T)}{1 + \omega^2 R_{B2}^2(T) C_{BS2}^2(T)}$; $Z_{61} = -j / (\omega C_{BD2}(T))$;

$Z_L = j \omega L_1$.

Для аналізу поведінки функціонального перетворювача від змін частоти, режимів живлення, температури оточуючого середовища, необхідно отримати аналітичні залежності величини активної та реактивної складової повного опору даної структури від вказаних вище параметрів, що складає математичну модель перетворювача. Для цих цілей запропонована еквівалентна схема частотного перетворювача (рис.4.17). Розрахунок проведений за допомогою системи рівнянь Кірхгофа на основі метода контурних струмів. Значення параметрів елементів еквівалентної схеми (рис.4.17) для теоретичних розрахунків отримані з робіт [119 – 121].

Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна мікросхема транзисторної структури з від'ємним опором. В гібридній інтегральній схемі були застосовані кристали польових транзисторів BSS284 та

BF998. Дослідження температурних характеристик проводились в термокамері, що підтримує температуру з точністю $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$.

На основі системи рівнянь Кірхгофа, можна визначити функцію перетворення

$$F_0 = \frac{\sqrt{2} \sqrt{\frac{A_1 - \sqrt{A_1^2 + 4L_1 C_{GD}(T) R_{DS}^2(T) C_{GS}^2(T)}}{L_1 C_{GD}(T) R_{DS}^2(T) C_{GS}^2(T)}}}{4\pi}, \quad (4.32)$$

де $A_1 = R_{DS}^2(T) C_{GD}(T) C_{GS}(T) + R_{DS}^2(T) C_{GS}^2(T) - L_1 C_{GD}(T)$,

і чутливість перетворювача

$$\begin{aligned} S_B = & -\frac{1}{8} \sqrt{2} \left(R_{DS}^5(T) C_{GS}^5(T) \left(\frac{\partial C_{GD}(T)}{\partial T} \right) + R_{DS}^3(T) C_{GD}^2(T) C_{GS}(T) \left(\frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) \right) \sqrt{A_2} + \\ & + C_{GD}^3(T) R_{DS}^5(T) C_{GS}^2(T) \left(\frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) + C_{GD}^2(T) R_{DS}^5(T) C_{GS}^3(T) \left(\frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) + C_{GD}(T) * \\ & * R_{DS}^5(T) C_{GS}^4(T) \left(\frac{\partial C_{GD}(T)}{\partial T} \right) + C_{GD}(T) R_{DS}^3(T) C_{GS}^3(T) L_1 \left(\frac{\partial C_{GD}(T)}{\partial T} \right) - 2C_{GD}^3(T) R_{DS}^2(T) * \\ & * C_{GS}^2(T) L_1 \left(\frac{\partial R_{DS}(T)}{\partial T} \right) - 3C_{GD}^3(T) R_{DS}^2(T) C_{GS}(T) L_1 \left(\frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) + 2C_{GD}^2(T) R_{DS}^2(T) C_{GS}^3(T) * \\ & * L_1 \left(\frac{\partial R_{DS}(T)}{\partial T} \right) + 2C_{GD}^2(T) R_{DS}^3(T) C_{GS}^2(T) L_1 \left(\frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) + R_{DS}^3(T) C_{GS}^3(T) \sqrt{A_2} \left(\frac{\partial C_{GD}(T)}{\partial T} \right) - \\ & - 2 \left(\frac{\partial R_{DS}(T)}{\partial T} \right) \sqrt{A_2} C_{GD}^2(T) C_{GS}(T) L_1 - 2 \left(\frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) R_{DS}(T) C_{GD}^2(T) \sqrt{A_2} + 2 \left(\frac{\partial R_{DS}(T)}{\partial T} \right) * \\ & * \sqrt{A_2} C_{GD}^3(T) C_{GS}(T) L_1^2 + 2 \left(\frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) C_{GD}^3(T) C_{DS}(T) L_1^2 \Bigg/ \left(-\pi \sqrt{A_2} L_1 C_{GD}^2(T) R_{DS}^3(T) * \right. \\ & \left. * C_{GS}^3(T) \sqrt{-\frac{-R_{DS}^2(T) C_{GS}(T) C_{GD}(T) - R_{DS}^2(T) C_{GS}^2(T) + L_1 C_{GD}(T) - \sqrt{A_2}}{L_1 C_{GD}(T) R_{DS}^2(T) C_{GS}^2(T)}}} \right) \end{aligned} \quad (4.33)$$

де $A_2 = R_{DS}^4(B) C_{GS}^2(B) C_{GD}^2(B) + 2R_{DS}^4(B) C_{GS}^3(B) C_{GD}(B) - 2R_{DS}^2(B) C_{GS}(B) \times$
 $\times C_{GD}^2(B) L_1 + R_{DS}^4(B) C_{GS}^4(B) + 2L_1 R_{DS}^2(B) C_{GS}^2(B) + L_1^2 C_{GD}^2(B)$.

Залежність частоти генерації від температури зображена на рис.4.18. Із графіка видно, що підвищення температури в діапазоні від 0°C до 90°C приводить до лінійного зниження частоти генерації на 18 кГц, але в діапазоні $90^{\circ} - 100^{\circ}\text{C}$ спостерігається різкий нелінійний спад частоти. Цей спад викликаний термогенерацією носіїв заряду, яка збільшує еквівалентну ємність транзисторної структури при незмінних напругах живлення та керування.

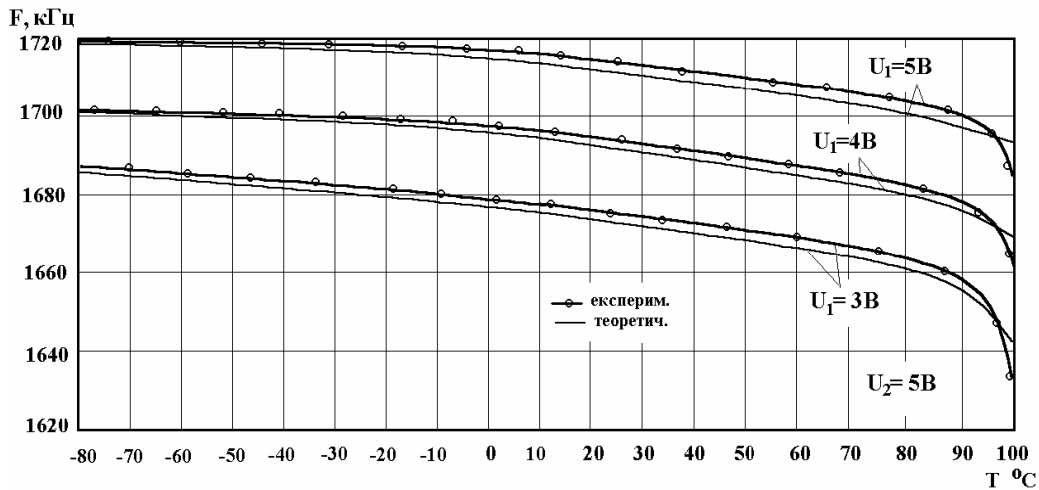


Рис.4.18. Теоретична та експериментальна залежність частоти генерації від температури

Отже, теоретичні та експериментальні дослідження свідчать про можливість створення температурного перетворювача на основі двох МДН-транзисторів в температурному діапазоні від -100°C до 90°C .

Деяк інший принцип дії покладено в основу пристрою (рис.4.19), схема якого ґрунтується на схемі вищеприведеного. У цьому разі пропонується польові транзистори 3 і 4 замінити одним двозатворним МДН-транзистором 3. Полярність вмикання джерел 1 і 6 задається такою, щоб одна частина двозатворного транзистора, наприклад, та, що відповідає транзистору 3, носила індуктивний характер реактансу, а інша – відповідна транзистору 4 – ємнісний характер. Тобто затвор 3_1 сполучено з плюсовою клемою джерела 1, а затвор 3_2 – з мінусовою клемою джерела 6.

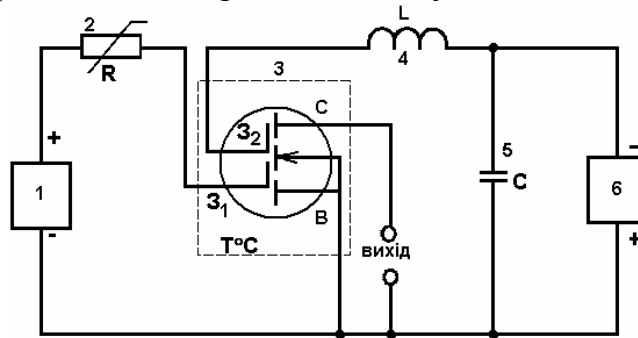


Рис.4.19. Вимірювач температури на двозатворному МДН-транзисторі

Таке вмикання забезпечує реалізацію LC-контур, який знаходиться у контрольованому об'ємі, на одному двозатворному транзисторі. Елементом, чутливим до температури, у цьому випадку служить еквівалентна індуктивність ділянки "Витік 1 – Стік 1", величина якої змінюється зі зміною температури, що приводить до зміни резонансної частоти, а врешті і до зміни частоти на виході автогенераторного вимірювального перетворювача.

Проведемо розрахунок такого автогенераторного вимірювального перетворювача згідно методу Ляпунова. З цією метою електричну схему, зображену на рис.4.19, представимо відповідною їй еквівалентною (рис.4.20, а), а останню, в свою чергу, спростимо до вигляду, зручного для визначення комплексних функцій F і T (рис.4.20, б).

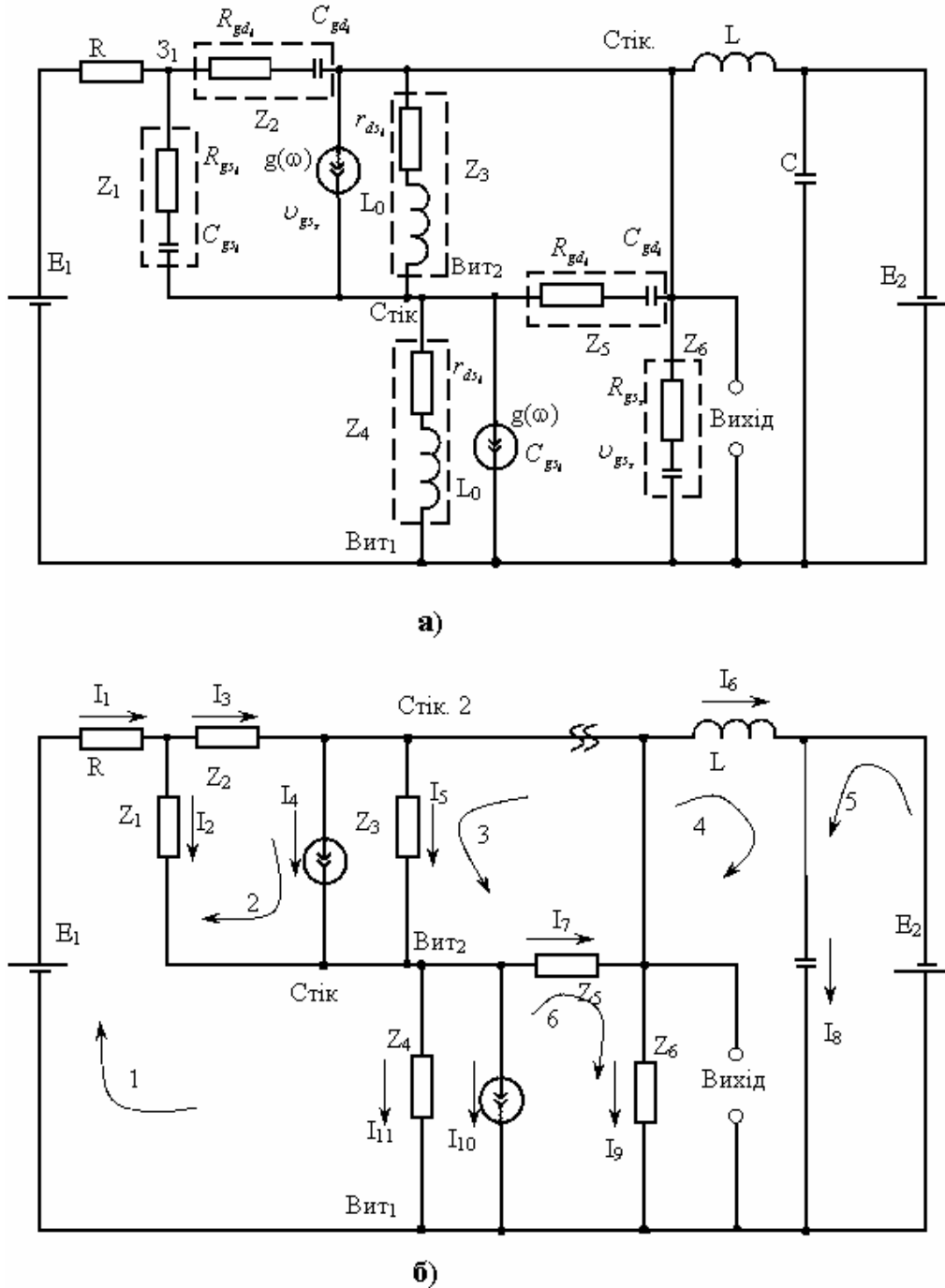


Рис.4.20. Перетворювач температури: а) еквівалентна схема; б) спрощена еквівалентна схема

Запишемо відповідну цій схемі систему лінійних рівнянь:

$$\begin{cases} R_1 I_1 + Z_1 I_2 + Z_4 I_{11} = E_1; \\ Z_2 I_3 + \frac{1}{g(\omega)} I_4 - Z_1 I_2 = 0; \\ Z_3 I_5 + Z_5 I_7 = 0; \\ j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C} I_8 - Z_6 I_9 = 0; \\ \frac{1}{j\omega C} I_8 = -E_2; \\ Z_5 I_7 + Z_6 I_9 - \frac{1}{g(\omega)} I_{10} = 0. \end{cases} \quad (4.34)$$

Систему рівнянь (4.34) запишемо через контурні струми. В результаті отримаємо:

$$\begin{cases} (R + Z_1 + Z_4)I_{k1} - Z_1 I_{k2} = E_1; \\ -Z_1 I_{k1} + (Z_1 + Z_2 + Z_\omega)I_{k2} = 0; \\ (Z_3 + Z_5)I_{k3} + Z_5 I_{k6} = 0; \\ (Z_L + Z_C + Z_6)I_{k4} + Z_C I_{k5} - Z_6 I_{k6} = 0; \\ Z_C I_{k4} + Z_C I_{k5} = E_2; \\ Z_5 I_{k3} - Z_6 I_{k4} + (Z_5 + Z_6 + Z_\omega)I_{k6} = 0, \end{cases} \quad (4.35)$$

де $Z_\omega = 1/(g(\omega))$; $Z_L = j\omega L$; $Z_C = 1/j\omega C$.

Отриманій системі рівнянь може бути поставлена у відповідність матриця A , головний визначник Δ_a якої матиме вигляд:

$$\Delta_a = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & 0 & 0 & a_{36} \\ 0 & 0 & 0 & a_{44} & a_{45} & a_{46} \\ 0 & 0 & 0 & a_{54} & a_{55} & 0 \\ 0 & 0 & a_{63} & a_{64} & 0 & a_{66} \end{vmatrix} = a_{11} \cdot a_{22} \cdot a_{33} \cdot a_{44} \cdot a_{55} \cdot a_{66}, \quad (4.36)$$

де a_{ij} не рівні нулю елементи зазначеної матриці.

Якщо для схеми автогенераторного вимірювального перетворювача (рис.4.20, б) розірвати коло зворотного зв'язку у зазначеному місці, то отримаємо систему рівнянь, якій відповідає матриця B з головним визначником Δ_b :

$$\Delta_b = \begin{vmatrix} b_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{33} & b_{34} & b_{35} \\ 0 & 0 & b_{43} & b_{44} & 0 \\ 0 & 0 & b_{53} & 0 & b_{55} \end{vmatrix} = b_{11} \cdot b_{22} \cdot b_{33} \cdot b_{44} \cdot b_{55}, \quad (4.37)$$

де b_{mn} - не рівні нулю елементи представленої матриці. Незважно перекона-
тися, що $a_{11}=b_{11}$; $a_{22}=b_{22}$; $a_{33}=b_{33}$; $a_{44}=b_{44}$; $a_{55}=b_{55}$.

Таким чином, зворотна різниця згідно (4.7) з урахуванням (4.35),
(4.36), (4.37) запишеться у вигляді:

$$F = \frac{\Delta}{\Delta^0} = \frac{\Delta_a}{\Delta_b} = a_{33} = Z_3 + Z_5. \quad (4.38)$$

Зворотне відношення відповідно до (4.6) з урахуванням (4.38) мати-
ме вигляд:

$$T = 1 - F = 1 - Z_3 - Z_5. \quad (4.39)$$

Представимо Z_3, Z_5 згідно еквівалентної схеми (рис. 4.20 а):

$$Z_3 = r_{ds_i} + j\omega L_0 = Z_k, \quad (4.40)$$

$$Z_5 = R_{gd_i} + \frac{1}{j\omega C_{gd_i}},$$

де Z_k - повний опір каналу при додатній напрузі зміщення на затворі.

З урахуванням (2.51), (4.40) перепишемо (4.39), в результаті отрима-
ємо

$$T = 1 - R_{gd_i} \frac{1}{j\omega C_{gd_i}} \frac{l^2 \rho}{abl + \left(\frac{U_3 C_{\rho D_n q}}{kT} \right) (1 + j\omega \tau_n)} - \frac{32 j\omega m_e^* P l^2 kT}{D_n (qb \varepsilon_d \varepsilon_0)^2 U_3^4 (1 + j\omega \tau_n)}. \quad (4.41)$$

Виділивши у виразі уявну складову та прирівнявши її до нуля, знай-
демо значення частоти автогенераторного вимірювального перетворювача,
на якій виконуватиметься умова балансу фаз:

$$f = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{\beta}{2\alpha} \pm \left(\frac{\beta^2}{4\alpha^2} + \frac{\gamma}{\alpha} \right)^{1/2} \right]^{1/2}, \quad (4.42)$$

$$\begin{aligned} \text{де } \alpha &= [(1,05U_3^2 - 696U_3^5)T - 1690U_3^6] \cdot 10^{-30} \text{ м}^{16} \cdot \text{кг}^4 \cdot \text{А}^2/\text{с}^3; \\ \beta &= [(8,68 + 6,01 \cdot 10^4 U_3 - 1,41 \cdot 10^4 U_3^4)T^2 + (1,05 \cdot 10^8 U_3^2 - 7,06 \cdot 10^{10} U_3^5)T - \\ &- 3,38 \cdot 10^{11} U_3^6] \cdot 10^{-20} \text{ м}^{16} \cdot \text{кг}^4 \cdot \text{А}^2/\text{с}^5; \\ \gamma &= (1,41T^2U_3^4 + 9,75 \cdot 10^4 TU_3^5 + 1,69 \cdot 10^7 U_3^6) \cdot 10^2 \text{ м}^{16} \cdot \text{кг}^4 \cdot \text{А}^2/\text{с}^7 \end{aligned}$$

Графіки залежностей частоти на виході такого автогенераторного вимірювального перетворювача від температури при фіксованих зміщеннях на затворі Z_1 представлені на рис.4.21.

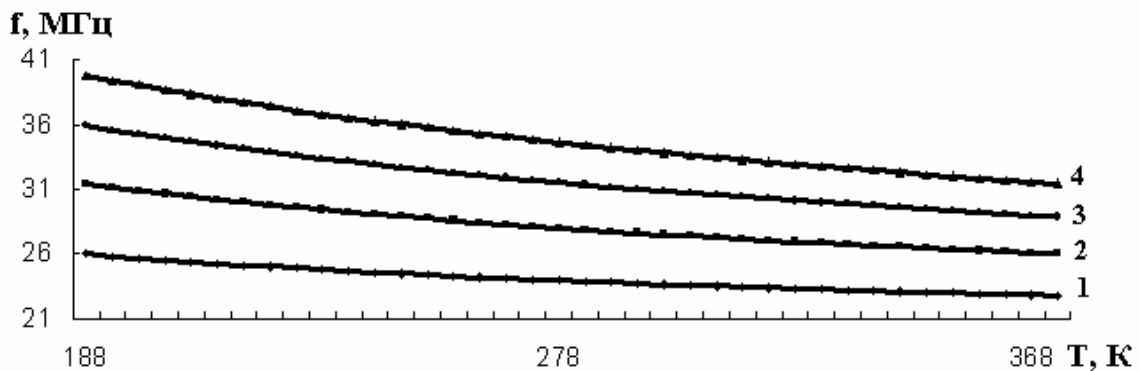


Рис.4.21. Залежності вихідної частоти перетворювача від температури для різних напруг зміщення на затворі: 1 – $U_3=1\text{В}$; 2 – $U_3=2\text{В}$; 3 – $U_3=3\text{В}$; 4 – $U_3=4\text{В}$

Як видно з графіків, існує певне значення напруги зміщення на затворі ($U_3=1\text{В}$), при якій відповідна залежність носить лінійний характер. При цій нарузі температурна залежність чутливості $\frac{\partial f}{\partial T}$ перетворювача матиме вигляд (рис.4.22.).

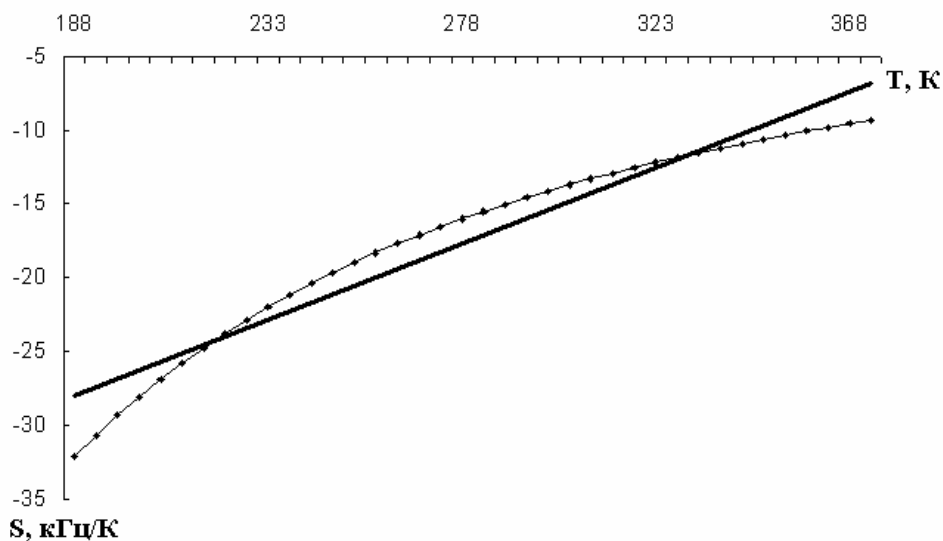


Рис.4.22. Теоретична (-----) та експериментальна (---•---•---) залежності чутливості перетворювача від температури

Температурна залежність вихідної частоти такого перетворювача може бути реалізована засобом прямого, як у вищерозглянутому випадку, так і непрямого впливу на величину еквівалентної індуктивності коливного контуру.

Як видно з (4.42) частота на виході такого автогенераторного вимірювального перетворювача є функцією не тільки температури, але й напруги зміщення на затворі 1, яка може бути задана від джерела 1 через подільник напруги (рис.4.23).

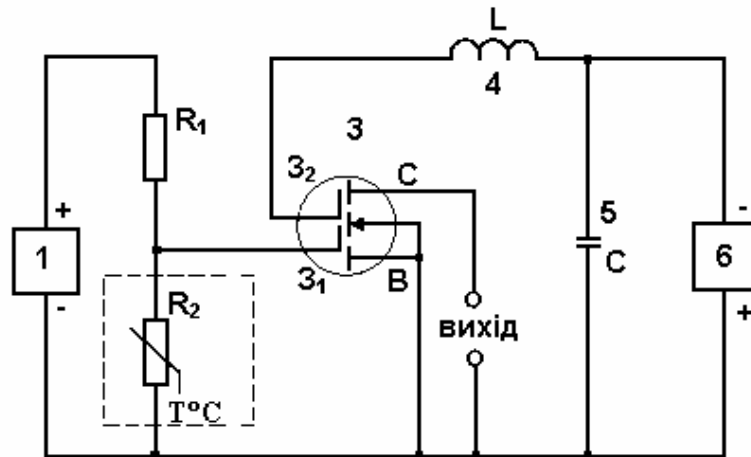


Рис.4.23. Перетворювач температури з термочутливим опором у вхідному колі

В одне плече подільника ввімкнено термочутливий вимірювальний резистор R_2 (Ni-100), який знаходиться в контрольованому об'ємі; резистор R_1 введено з метою лінеаризації передатної функції. Для цього випадку напруга зміщення на затворі:

$$U_3 = \frac{ER_2}{R_1 + R_2 + r}, \quad (4.43)$$

де R_1 – незалежний від температури опір (110,78 Ом); r – внутрішній опір джерела 1 (~ 1 Ом); R_2 – термочутливий опір, залежність якого від температури може бути представлена у вигляді [122]:

$$R_2 = R_0 [1 + \alpha(T_1 - T_0)], \quad (4.44)$$

де R_0 – опір при 0°C (тобто при 273 К), R_2 – опір при температурі T_1 , α – температурний коефіцієнт, рівний для нікелю $5,39 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$. Для більшості випадків при 0°C опір задається рівним 100 Ом.

Неважко переконатися, що для перетворювача температури, наведеного на рис.4.23, функція перетворення також відповідатиме виразу (4.42)

з урахуванням (4.43), (4.44) і поправкою на незмінність температури в коливному контурі, оскільки у розглядуваному випадку термочутливим елементом є резистор R_2 .

Графіки залежностей частоти на виході такого перетворювача від температури (при фіксованих зміщеннях на затворі) для різних значень напруги джерела 1 представлені на рис.4.24.

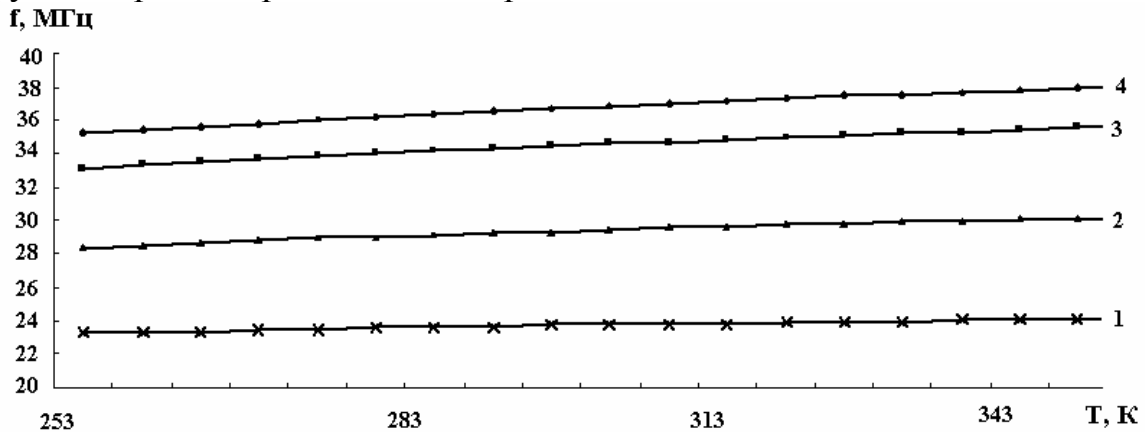


Рис.4.24. Залежності вихідної частоти перетворювача з термочутливим опором у входному колі від температури для різних напруг живлення джерела 1: 1– $U=2\text{В}$; 2– $U=5\text{В}$; 3– $U=8\text{В}$; 4– $U=10\text{В}$

Задаючи напругу на виході джерела 1 можна керувати величиною чутливості такого перетворювача. Вона прийматиме значення від 16 кГц/К (при $U=2\text{В}$) до 42 кГц/К (при $U=10\text{В}$).

4.6. Частотні перетворювачі температури на основі біполярних транзисторів

Схема термочутливого перетворювача складається з двох біполярних транзисторів, живлення яких здійснюють джерела постійної напруги U_1 і U_2 (рис.4.25). У даній транзисторній структурі, на електродах колектор-колектор транзисторів VT_1 і VT_2 існує від'ємний опір.

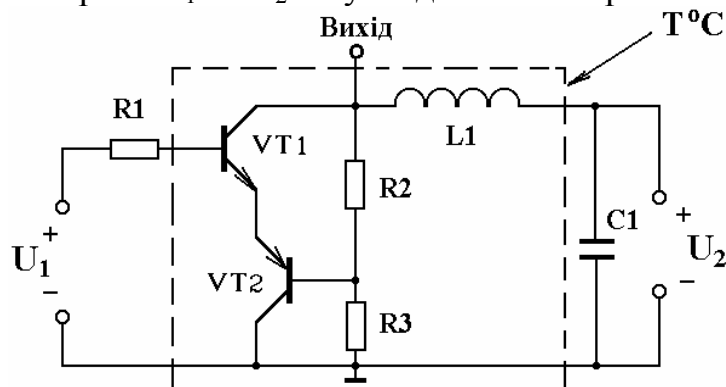


Рис.4.25. Електрична схема частотного перетворювача температури на основі біполярних транзисторів

Підключення зовнішньої індуктивності до електродів колектора дозволяє створити генератор електричних коливань, частота генерації якого однозначно залежить від температури.

Зміна температури оточуючого середовища впливає на різні параметри і характеристики термочутливого біполярних транзисторів, а саме на коефіцієнт підсилення струму, зворотні струми переходів емітера і колектора, об'ємний опір бази, емітера і колектора та інші параметри [117, 123], що відбивається на зміні елементів еквівалентної схеми від температури, яка приведена на рис.2.23.

В еквівалентній схемі використані такі позначення: R'_b, R'_c, R'_e – опір виводів бази, колектора і емітера відповідно; $R_{bb}(T)$ – об'ємний опір бази; $R_c(T)$ – об'ємний опір колектора; $R_e(T)$ – об'ємний опір емітера; $C_{jbc}(T)$ – ємність переходу база-колектор; $C_{jbe}(T)$ – бар'єрна ємність; $C_{bx}(T)$ – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора; L_b, L_c, L_e – індуктивність виводів бази, колектора і емітера відповідно.

Розглянемо температурні залежності елементів еквівалентної схеми біполярного транзистора, які необхідні для побудови математичної моделі температурного перетворювача.

Залежність струму насичення від температури (I_s при 20°C) [117]:

$$I_s(T) = I_s \exp\left(\frac{E_G(T)}{V_t(T)}(T/T_0 - 1)\right) \cdot (T/T_0)^{XTI},$$

де $V_t = kT/q$ – температурний потенціал переходу (0,026В при 20°C), T – температура, q – заряд електрона, k – стала Больцмана, XTI – температурний коефіцієнт струму насичення, який при $T_0 = 20^{\circ}\text{C}$ дорівнює 4.

Залежність ширини забороненої зони напівпровідника від температури оточуючого середовища описується виразом [115]:

$$E_G(T) = E_{G0} - aT^2/(T + b),$$

для кремнію $a = 0,000702$, $b = 1108$, $E_{G0} = 1,16\text{eV}$.

Зворотний струм емітерного переходу визначається [115]:

$$I_{SE}(T) = \frac{I_{SE}}{\beta_F} \exp\left(\frac{E_G(T)}{NE \cdot V_t(T)}(T/T_0 - 1)\right) \cdot (T/T_0)^{XTI/NE},$$

де NE – коефіцієнт неідеальності емітерного переходу який дорівнює 2,5; $\beta_F = (T/T_0)^{XTB}$; XTB – температурний коефіцієнт BF і BR .

Зворотний струм колекторного переходу залежить від температури таким чином [118]:

$$I_{SC}(T) = \frac{I_{SC}}{\beta_F} \exp\left(\frac{E_G(T)}{NC \cdot V_t(T)}(T/T_0 - 1)\right) \cdot (T/T_0)^{XTI/NC},$$

де NC – коефіцієнт неідеальності колекторного переходу і дорівнює 2.

Залежність зворотного струму р-п переходу підкладки від температури оточуючого середовища знаходиться з виразу [118]:

$$I_{SS}(T) = \frac{I_{SS}}{\beta_F} \exp\left(\frac{E_G(T)}{NS \cdot V_t(T)}(T/T_0 - 1)\right) \cdot (T/T_0)^{XTI/NS},$$

де NS – коефіцієнт неідеальності переходу підкладки, який дорівнює 1,5.

Максимальний коефіцієнт підсилення струму в нормальному режимі в схемі з загальним емітером описується формулою [76]:

$$BF(T) = BF \cdot \beta_F.$$

Максимальний коефіцієнт підсилення струму в інверсному режимі в схемі з загальним емітером описується виразом [76]:

$$BR(T) = BR \cdot \beta_R.$$

Струм бази в залежності від температури описується виразом [76]:

$$I_b(T) = I_{be1}(T)/BF(T) + I_{be2}(T) + I_{bc1}(T)/BR(T) + I_{bc2}(T),$$

де $I_{be1}(T) = I_S(T) \exp\left(\frac{U_{be}}{NE \cdot V_t(T)} - 1\right)$, $I_{be2}(T) = I_{SE}(T) \exp\left(\frac{U_{be}}{NE \cdot V_t(T)} - 1\right)$,

$$I_{bc1}(T) = I_S(T) \exp\left(\frac{U_{bc}}{NR \cdot V_t(T)} - 1\right), \quad I_{bc2}(T) = I_{SC}(T) \exp\left(\frac{U_{bc}}{NC \cdot V_t(T)} - 1\right),$$

U_{be} – напруга база-емітер, U_{bc} – напруга база-колектор.

Заряд в базі описується виразом [76]:

$$Q_b = Q_1(1 + (1 + 4Q_2)^{NK})/2,$$

де $Q_1 = 1/(1 - U_{bc}/U_{AF} - U_{be}/U_{AR})$, $Q_2 = I_{be1}(T)/I_{KF} + I_{bc1}(T)/I_{KR}$,

U_{AF} – напруга Ерлі в нормальному режимі, U_{AR} – напруга Ерлі в інверсному режимі, I_{KF} – точка початку спаду залежності β_F від струму колектора

в нормальному режимі, I_{KR} – точка початку спаду залежності β_R від струму емітера в інверсному режимі, NK – коефіцієнт, що обумовлює множник Q_b , який дорівнює 0,5.

Об’ємний опір емітера матиме вигляд [119]:

$$R_e(T) = R_e(1 + T_{Re1}(T - T_0) + T_{Re2}(T - T_0)^2),$$

де T_{Re1} – лінійний температурний коефіцієнт R_e , T_{Re2} – квадратичний температурний коефіцієнт R_e .

Об’ємний опір колектора описується виразом [119]:

$$R_c(T) = R_c(1 + T_{Rc1}(T - T_0) + T_{Rc2}(T - T_0)^2), \quad (4.45)$$

де T_{Rc1} – лінійний температурний коефіцієнт R_c , T_{Rc2} – квадратичний температурний коефіцієнт R_c .

Об’ємний опір бази $R_{bb}(T)$ характеризується двома складовими. Перша складова $R_b(T)$ – об’ємний опір бази з нульовим зміщенням, який не залежить від струму бази і зумовлює опір виводу бази та опір зовнішньої області бази. Друга складова $R_{bm}(T)$ – мінімальний опір бази при великих струмах, який характеризує опір активної області бази, яка знаходиться під емітером, цей опір залежить від струму бази. Об’ємний опір бази в залежності від температури описується наступним виразом [119]:

$$R_{bb}(T) = \begin{cases} R_{bm}(T) + (R_b(T) - R_{bm}(T))/Q_b & \text{при } I_{Rb} = \infty, \\ R_{bm}(T) + 3(R_b(T) - R_{bm}(T)) \frac{tgx - x}{x \cdot tg^2 x} & \text{при } I_{Rb} > 0, \end{cases}$$

де
$$x = \frac{\sqrt{1 + 14,59025 I_b / I_{Rb}} - 1}{2,4317 \sqrt{I_b / I_{Rb}}},$$

$$R_b(T) = R_b(1 + T_{Rb1}(T - T_0) + T_{Rb2}(T - T_0)^2),$$

$$R_{bm}(T) = R_{bm}(1 + T_{M1}(T - T_0) + T_{M2}(T - T_0)^2),$$

T_{Rb1} – лінійний температурний коефіцієнт R_b , T_{Rb2} – квадратичний температурний коефіцієнт R_b , T_{M1} – лінійний температурний коефіцієнт R_{bm} , T_{M2} – квадратичний температурний коефіцієнт R_{bm} .

Контактна різниця потенціалів емітерного переходу визначається [118]:

$$U_{je}(T) = U_{je}T/T_0 - 3V_t(T)\ln(T/T_0) - E_G T/T_0 + E_G(T).$$

Контактна різниця потенціалів колекторного переходу

$$U_{jc}(T) = U_{jc}T/T_0 - 3V_t(T)\ln(T/T_0) - E_G T/T_0 + E_G(T).$$

Залежність ємності колекторного переходу при нульовому зміщенні від температури оточуючого середовища описується виразом [118]:

$$C_{jc}(T) = C_{jc}(1 + M_{jc}(0,0004(T - T_0) + 1 - U_{jc}(T)/U_{jc})) ,$$

де M_{jc} – коефіцієнт, який враховує плавність колекторного переходу.

Залежність ємності емітерного переходу при нульовому зміщенні від температури має вигляд [118]:

$$C_{je}(T) = C_{je}(1 + M_{je}(0,0004(T - T_0) + 1 - U_{je}(T)/U_{je})) ,$$

де M_{je} – коефіцієнт, який враховує плавність емітерного переходу.

Бар'єрна ємність описується виразом [118]:

$$C_{jbe}(T) = \begin{cases} C_{je}(T)(1 - U_{be}/U_{je}(T))^{-M_{je}} & U_{be} \leq F_c U_{je}(T) , \\ C_{je}(T)(1 - F_c)^{-(1+M_{je})} (1 - F_c(1 + M_{je}) + M_{je}U_{be}/U_{je}(T)) & U_{be} > F_c U_{je}(T) , \end{cases}$$

де F_c – коефіцієнт нелінійності бар'єрних ємностей прямозміщених переходів.

Ємність переходу база-колектор в залежності від температури має вигляд [118]:

$$C_{jbc}(T) = \begin{cases} C_{jc}(T)(1 - U_{bc}/U_{jc}(T))^{-M_{jc}} & \text{при } U_{bc} \leq F_c U_{jc}(T) , \\ C_{jc}(T)(1 - F_c)^{-(1+M_{jc})} (1 - F_c(1 + M_{jc}) + M_{jc}U_{bc}/U_{jc}(T)) & \text{при } U_{bc} > F_c U_{jc}(T) . \end{cases}$$

Ємність між зовнішнім виводом бази і колектором [118]:

$$C_{bx}(T) = \begin{cases} (1 - X_{cjc})C_{jc}(T)(1 - U_{bx}/U_{jc}(T))^{-M_{jc}} & \text{при } U_{bx} \leq F_c U_{jc}(T) , \\ (1 - X_{cjc})C_{jc}(T)(1 - F_c)^{-(1+M_{jc})} (1 - F_c(1 + M_{jc}) + M_{jc}U_{bx}/U_{jc}(T)) , & \\ \text{при } U_{bx} > F_c U_{jc}(T) , & \end{cases}$$

де X_{cjc} – коефіцієнт розщеплення ємності база-колектор.

Вважається, що такі елементи еквівалентної схеми, як L_b, L_c, L_e та R'_b, R'_c, R'_e суттєво не залежать від температури в робочому діапазоні радіовимірювального перетворювача [117, 123].

Таким чином, отримані всі залежні від температури елементів еквівалентної схеми, які необхідні для побудови математичної моделі радіовимірювального температурного перетворювача, який складається з автогенератора електричних коливань, в якому роль ємності виконує еквівалентна ємність транзисторної структури з від'ємним активним опором, а індуктивним опором слугує зовнішня індуктивність, яка підключена до колектора транзистора VT1 і бази VT2 через резистор R2 (рис.4.25).

Аналіз поведінки функціонального перетворювача від зміни частоти, режимів живлення, температури оточуючого середовища потребує отримання аналітичних залежностей величини активної та реактивної складової повного опору даної структури від вказаних вище параметрів, що складає математичну модель перетворювача, яка описує поведінку еквівалентної схеми частотного перетворювача температури (рис.4.26). Розрахунок проведений за допомогою системи рівнянь Кірхгофа на основі методу контурних струмів.

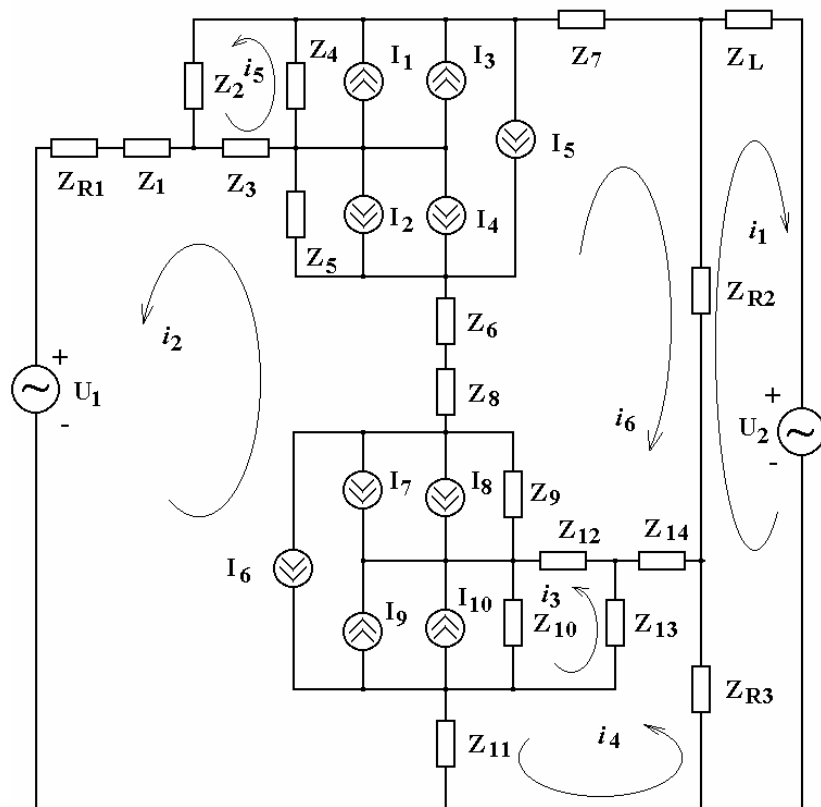


Рис.4.26. Еквівалентна схема частотного перетворювача температури

де

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_{bc2}(T); & I_2 &= I_{be2}(T); & I_3 &= I_{bc1}(T) / \beta_R(T); \\
 I_4 &= I_{be1}(T) / \beta_F(T); & I_5 &= I_{be1}(T) - I_{bc1}(T) / Q; & I_6 &= I_{10};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_2 = I_8; & & I_3 = I_9; & & I_4 = I_7; & & I_5 = I_6; \\
Z_L = j\omega L; & & Z_{R1} = R_1; & & Z_{R2} = R_2; & & Z_{R3} = R_3; \\
Z_1 = R'_b + j\omega L_b; & & Z_2 = -j/\omega C_{bx}(T); & & Z_3 = R_{bb}(T); & & \\
Z_4 = -j/\omega C_{jbc}(T); & & Z_5 = -j/\omega C_{jbe}(T); & & Z_6 = R'_e + R_e(T) + j\omega L_e; & & \\
Z_7 = R'_c + R_c(T) + j\omega L_c; & & Z_1 = Z_{14}; & & Z_2 = Z_{13}; & & Z_3 = Z_{12}; & & Z_4 = Z_{10}; \\
Z_5 = Z_9; & & Z_6 = Z_8; & & Z_7 = Z_{11} . & & & &
\end{aligned}$$

Значення параметрів елементів еквівалентної схеми (рис.4.5) для теоретичних розрахунків отримані з робіт [118-123]. Розв'язок системи рівнянь дає змогу отримати теоретичну залежність вольт-амперної характеристики, активної і реактивної складової повного опору, частоти генерації від температури оточуючого середовища частотного перетворювача температури.

Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна мікросхема транзисторної структури з від'ємним опором. В гібридній інтегральній схемі були застосовані кристали біполярних транзисторів КТ368БМ та КТ363БМ. Дослідження температурних характеристик проводились в термокамері КТХ 05, що підтримує температуру з похибкою $\pm 0,5^\circ \text{C}$.

На рис.4.27 показана залежність активної складової повного опору від температури. Із графіка видно, що при напругах живлення від 1 до 5 В активна складова повного опору в малому ступені залежить від температури, але при збільшенні напруги ця залежність стає суттєвою. Залежність реактивної складової від температури подано на рис.4.28. Аналіз показує, що зменшення величини реактивної складової пов'язано із збільшенням термогенерації носіїв заряду.

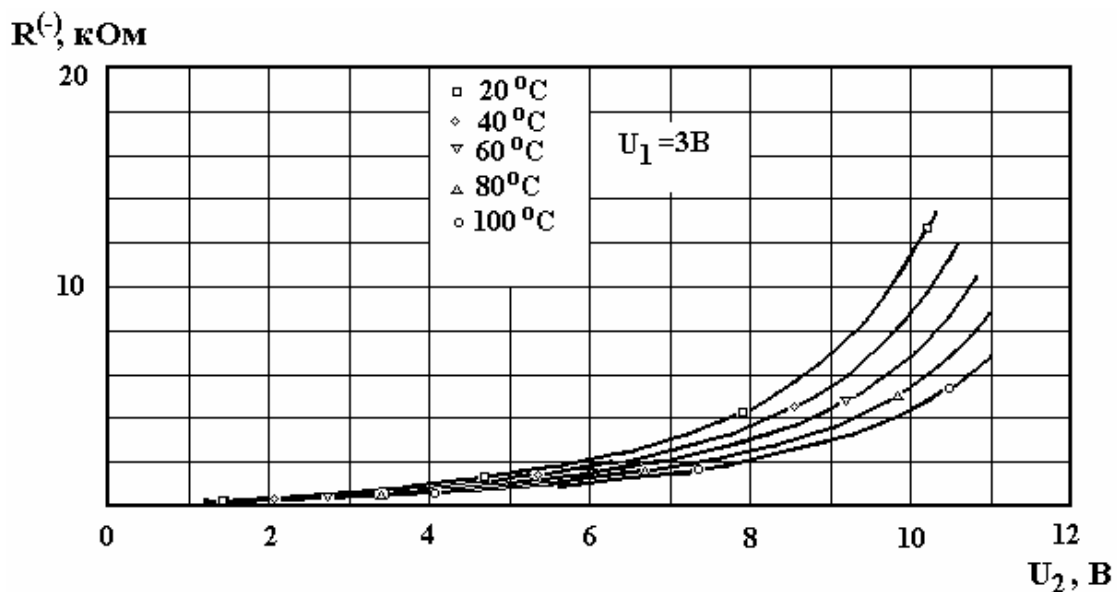


Рис.4.27. Залежність активної складової повного опору від температури

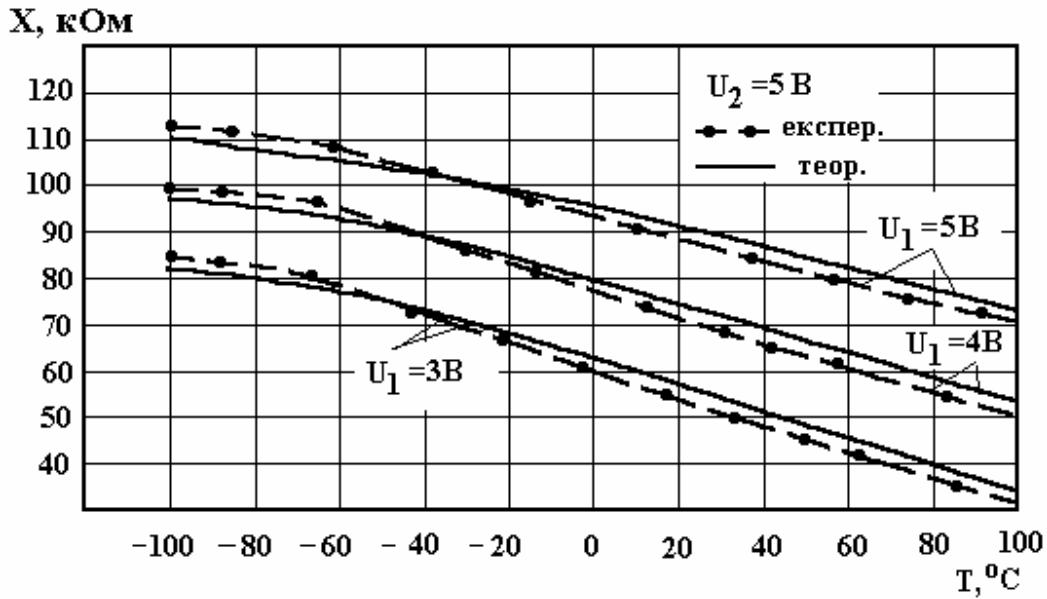


Рис.4.28. Теоретична і експериментальна залежність реактивної складової повного опору від температури

Функція перетворення описується рівнянням (4.46), яке отримане методом Ляпунова [82] на основі системи рівнянь Кірхгофа:

$$F_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2(C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T))}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L}} \cdot \pi \quad (4.46)$$

Чутливість перетворювача визначається з рівняння (4.46):

$$S_T = \frac{\sqrt{2} \left[\frac{\frac{\partial C_{jbe}(T)}{\partial T} + \frac{\partial C_{jbc}(T)}{\partial T}}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L} - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{jbe}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)^2 C_{jbc}(T)L} - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{jbc}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)^2 L} \right]}{4\pi \sqrt{\frac{2(C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T))}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L}}}} \quad (4.47)$$

де $A_1 = C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T)$.

Залежність частоти генерації від температури зображена на рис.4.29. Із графіка видно, що підвищення температури в діапазоні від 20⁰С до 100⁰С приводить до лінійного зниження частоти генерації на 196 кГц. Цей спад частоти генерації викликаний термогенерацією носіїв заряду, яка збільшує еквівалентну ємність біполярної транзисторної структури за не-

змінними напругами живлення та керування. На рис.4.30. наведена залежність чутливості радіовимірювального перетворювача температури від зміни температури. Із графіка видно, що з підвищенням температури чутливість перетворювача зростає, так при 20°C чутливість складає $3 \text{ кГц}/^{\circ}\text{C}$. На рис.4.31 подані теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від напруги живлення.

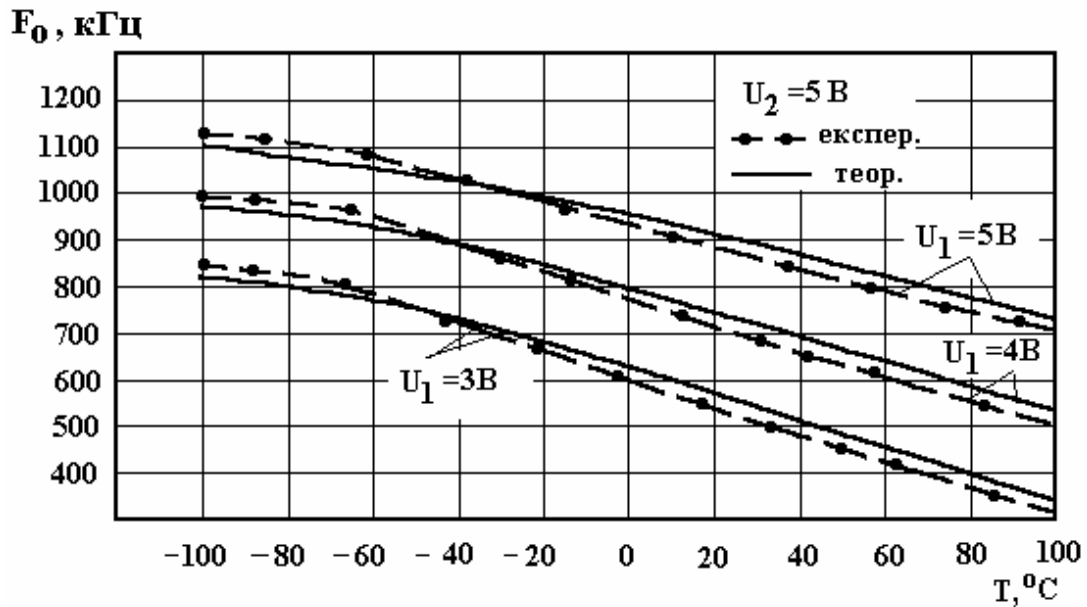


Рис.4.29. Теоретична та експериментальна залежність частоти генерації від температури

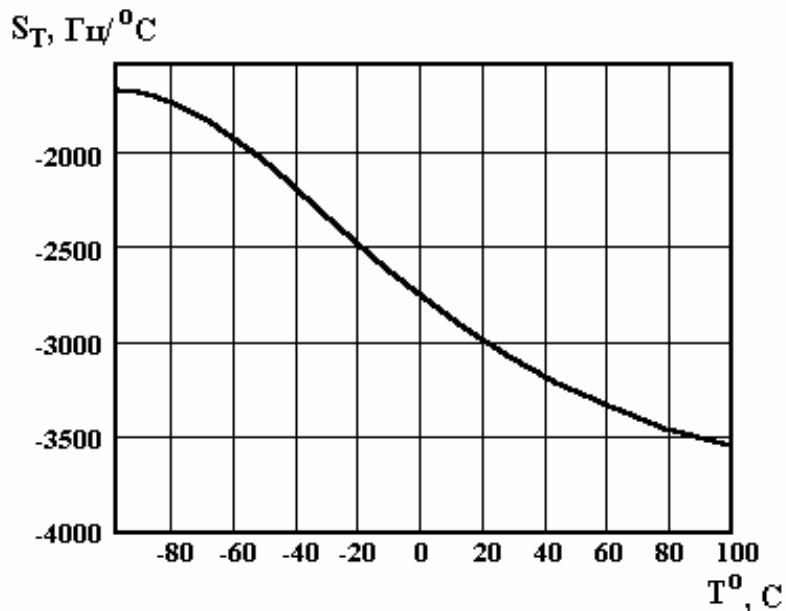


Рис.4.30. Залежність чутливості від температури

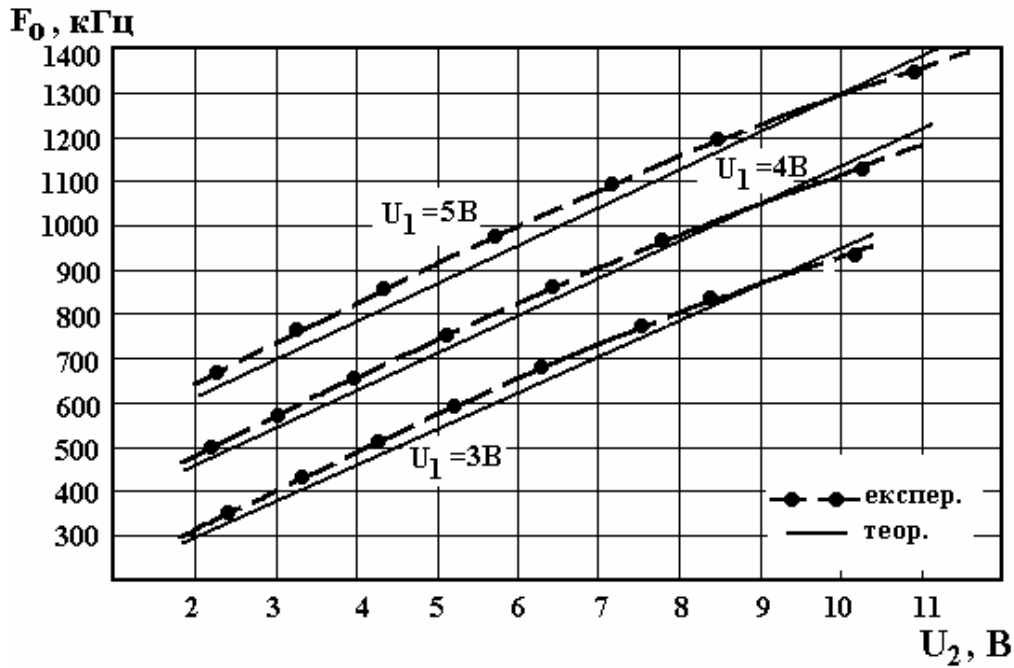


Рис.4.31. Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від напруги живлення

Отже, теоретичні та експериментальні дослідження свідчать про можливість створення високоточного радіовимірювального температурного перетворювача на транзисторній структурі з від'ємним опором в температурному діапазоні від -100°C до $+100^{\circ}\text{C}$. Розбіжність теоретичних і експериментальних досліджень складає $\pm 5\%$.

4.7. Частотний перетворювач температури на основі біполярних транзисторів з термоопором

Для розширення діапазону вимірюваних температур як в сторону зростання ($+800^{\circ}\text{C}$), так і в сторону зменшення (-180°C) в структуру біполярних транзисторів, а саме в коло позитивного зворотного зв'язку включався термоопір. Електрична схема перетворювача подана на рис.4.32.

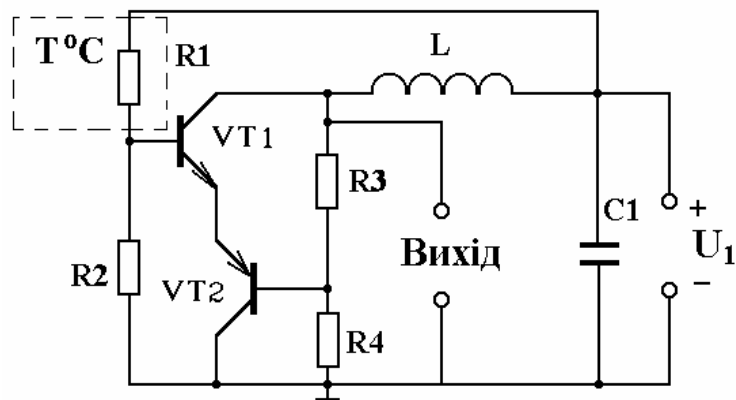


Рис.4.32. Електрична схема перетворювача з термоопором

Вона складається з двох біполярних транзисторів, живлення яких здійснюється одним джерелом постійної напруги U_1 . Опір R_1 є термочутливим елементом на основі платини. Розв'язок системи рівнянь Кірхгофа дав змогу отримати теоретичні залежності активної і реактивної складових повного опору, частоти генерації від температури навколишнього середовища, а також функцію чутливості.

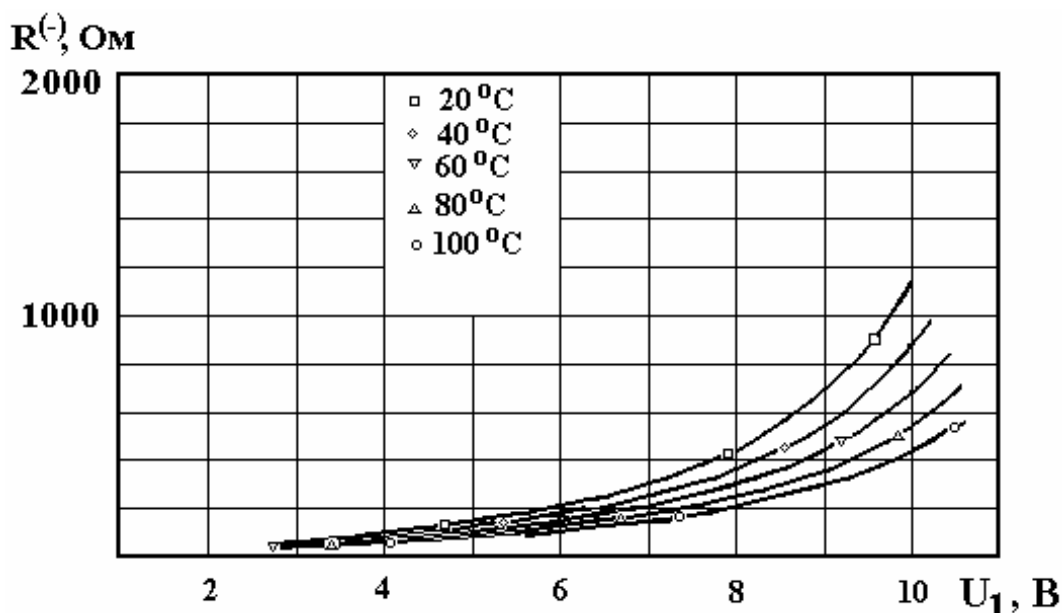


Рис.4.33. Залежність активної складової від напруги живлення при різних значеннях температури

Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна інтегральна мікросхема температурного перетворювача. В цій схемі були застосовані кристали біполярних транзисторів КТ368БМ і КТ363БМ. Дослідження температурних характеристик проводилось в термокамері, що підтримує температуру з похибкою $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$. На рис.4.33 подана залежність активної складової повного опору від напруги живлення при різних температурах. Із графіка видно, що при напругах живлення від 2,8 до 4 В активна складова в незначній мірі залежить від температури, але при збільшенні напруги ця залежність стає суттєвою. Залежність реактивної складової від температури для структури з напівпровідниковим термоопором ММТ-1 подано на рис.4.34. Аналіз показує, що зменшення величини реактивної складової зв'язано із збільшенням термогенерації носіїв заряду. На рис.4.35. представлена залежність реактивної складової повного опору структури на основі двох біполярних транзисторів з металічним термоопором.

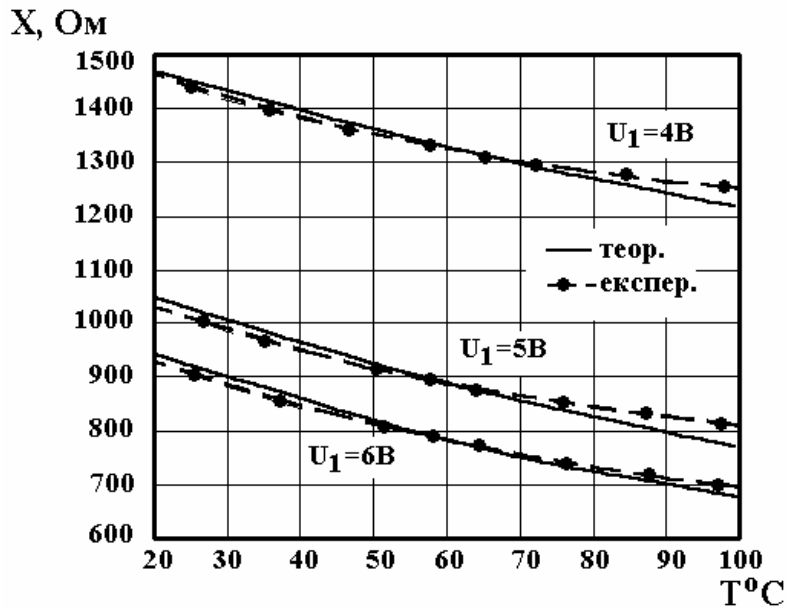


Рис.4.34. Теоретична та експериментальна залежність реактивної складової від температури для перетворювача з напівпровідниковим термоопором ММТ-1

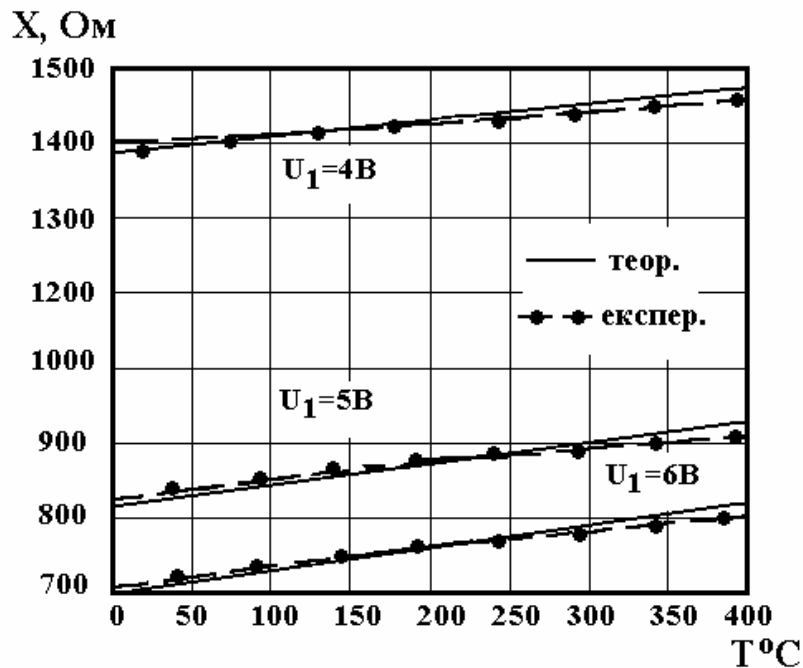


Рис.4.35. Теоретична та експериментальна залежність реактивної складової від температури для структури з металічним термоопором

Функція перетворення, тобто залежність частоти генерації від температури, визначається із системи рівнянь Кірхгофа. Спочатку визначається реактивна складова повного опору на електродах колектор-колектор транзисторної структури, а потім з реактивної складової визначається еквівалентна ємність, яка залежить від температури. Зміна еквівалентної ємності визначає залежність частоти генерації від температури. Аналітичний вираз функції перетворення має вигляд:

$$F_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(R_t(T)^2 C_t^2 - C_{vx} L) + \sqrt{(R_t(T)^2 C_t^2 - C_{vx} L)^2 + 0.4 C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}}{C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}} \cdot \pi \quad (4.48)$$

Числові розрахунки на персональному комп'ютері типу PENTIUM дозволяють отримати функцію перетворення у вигляді графіка (рис.4.36, рис.4.37). Функція чутливості описується рівнянням:

$$S_T = \frac{1}{4} \left[\frac{2R_t(T)C_t^2 \frac{\partial R_t(T)}{\partial T} + \frac{1}{2} \frac{4A_1 R_t(T) C_t^2 \frac{\partial R_t(T)}{\partial T} + 0.8 C_{vx} L R_t(T) C_t^2 \frac{\partial R_t(T)}{\partial T}}{\sqrt{A_1^2 + 0.4 C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}} - \frac{2 \left(R_t(T)^2 C_t^2 - C_{vx} L + \sqrt{A_1^2 + 0.4 C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2} \right) \frac{\partial R_t(T)}{\partial T}}{C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2} \right] \bigg/ \pi \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 0.4 C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}}{C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}}, \quad (4.49)$$

де $A_1 = R_t(T)^2 C_t^2 - C_{vx} L$.

Аналіз графіка (рис.4.36) показує, що підвищення температури в діапазоні від 20⁰С до 100⁰С приводить до лінійного зниження частоти генерації на 136 кГц, якщо напруга живлення 4 В, а якщо напруга живлення 6 В – на 148 кГц. Цей спад частоти генерації викликаний зменшенням опору термочутливого елемента, який включено в коло зворотного позитивного зв'язку.

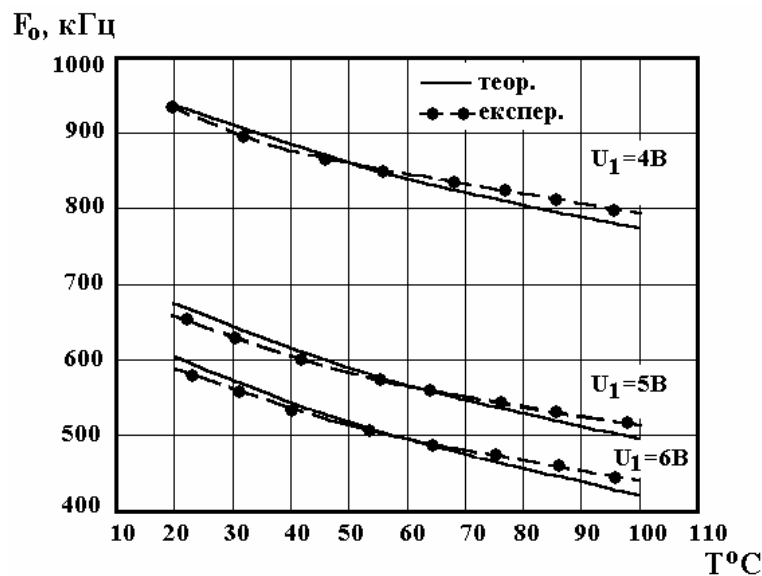


Рис.4.36. Теоретична та експериментальна залежність частоти генерації від температури для перетворювача з термоопором ММТ-1

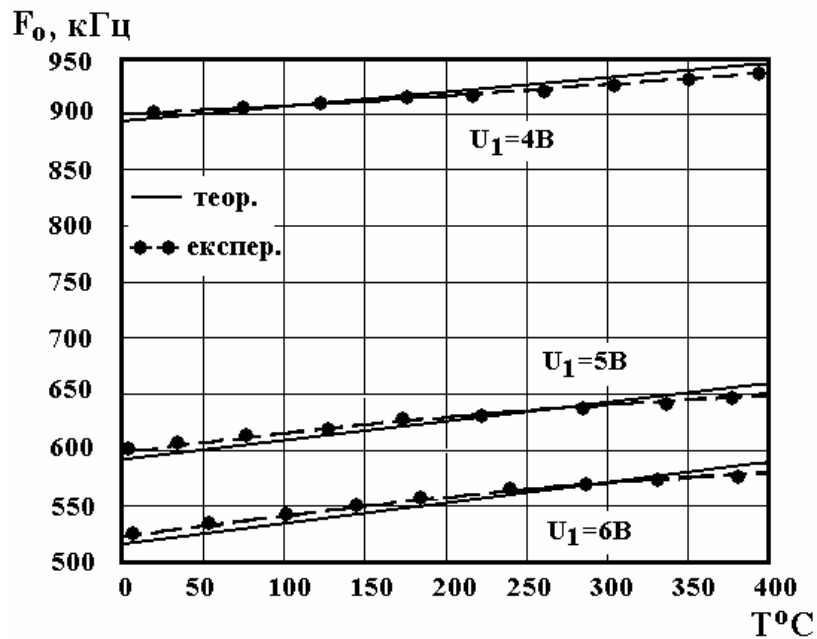


Рис.4.37. Теоретична та експериментальна залежність частоти генерації від температури для перетворювача з металічним термоопором

Аналіз графіка (рис.4.37) показує, що підвищення температури в діапазоні від 0°C до 400°C приводить до лінійного збільшення частоти генерації на $36,6$ кГц при напрузі живлення 4 В, а якщо напруга живлення 6 В – $60,2$ кГц. Це зростання частоти генерації викликано збільшенням опору металічного термочутливого елемента, який включено в коло зворотного позитивного зв'язку. Чутливість радіовимірjuвальних термочутливих перетворювачів з напівпровідниковим термоопором ММТ-1 та металічним термоопором наведено на рис.4.38 і рис.4.39.

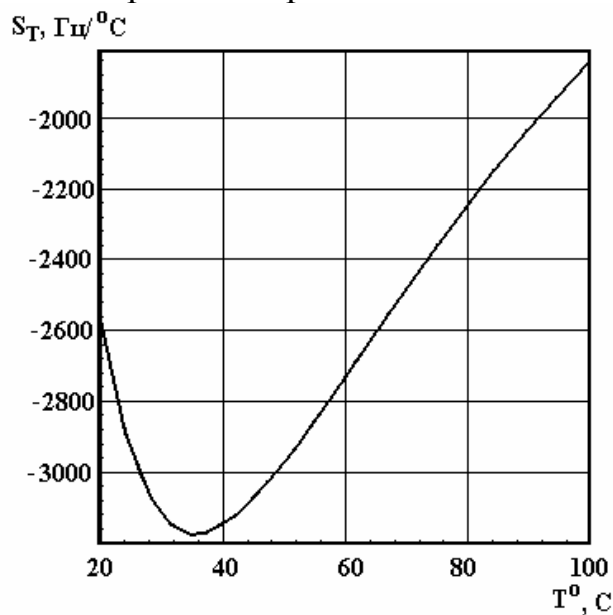


Рис.4.38.Чутливість частотного термочутливого перетворювача з термоопором ММТ-1

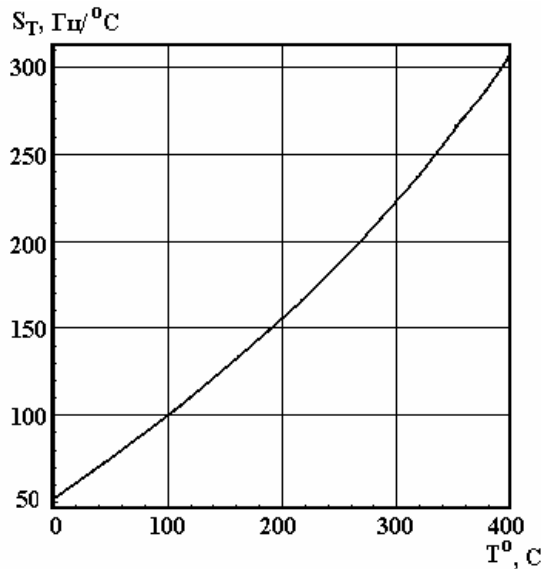


Рис.4.39.Чутливість частотного термочутливого перетворювача з металічним термоопором

4.8. Частотний перетворювач температури на основі біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

Виконання температурного радіовимірювального перетворювача у вигляді інтегральної схеми потребує застосування плівкової технології для виготовлення пасивного індуктивного елемента у вигляді спіралі, проте її добротність має невелике значення [124, 125] і по-друге, її розміри на частотах до 10^6 Гц несумісні з розмірами інтегральної схеми перетворювача. Тому для вирішення цієї проблеми запропоновано використати індуктивний характер повного опору біполярного транзистора з RC-колом, яке легко виконується у вигляді інтегральної схеми [58]. Отже, схема радіовимірювального перетворювача температури з активним індуктивним елементом подана на рис.4.40 [59].

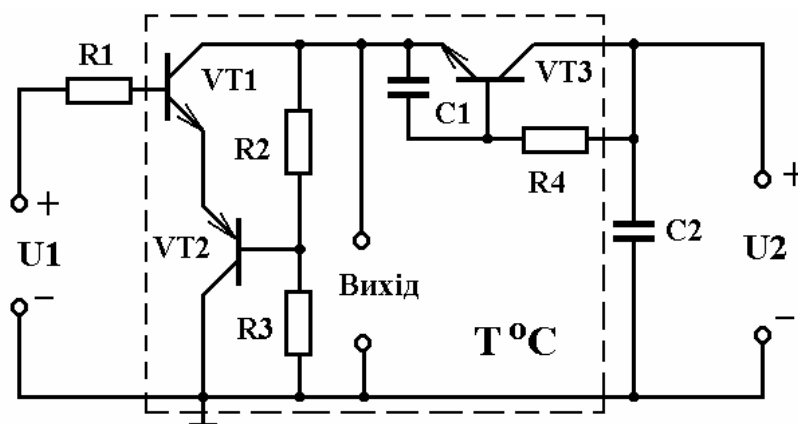


Рис.4.40.Схема частотного перетворювача температури на основі біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

Термочутливі біполярні транзистори VT1, VT2 і VT3 реалізують генератор електричних коливань, в якому коливальний контур утворений ємнісною складовою повного опору на електродах колектор-колектор термочутливих біполярних транзисторів VT1 і VT2 та індуктивною складовою повного опору на електродах емітер-колектор термочутливого біполярного транзистора VT4. Таким чином, при дії температури на термочутливі транзистори VT1, VT2 і VT3 змінюється як ємність, так і індуктивність коливального контуру генератора, що значно підвищує чутливість і точність виміру температури, при цьому така схема перетворювача повністю реалізується у вигляді інтегральної схеми.

Залежність параметрів еквівалентної схеми біполярних транзисторів VT1 і VT2, які утворюють ємність та індуктивність коливального контуру залежних від дії температури, розглянуто у роботах [85, 86, 87, 88].

Еквівалентна схема перетворювача, яка містить елементи, що залежать від дії температури подана на рис.4.41. Для зручності розрахунків перетворимо її у більш компактну (рис.4.42).

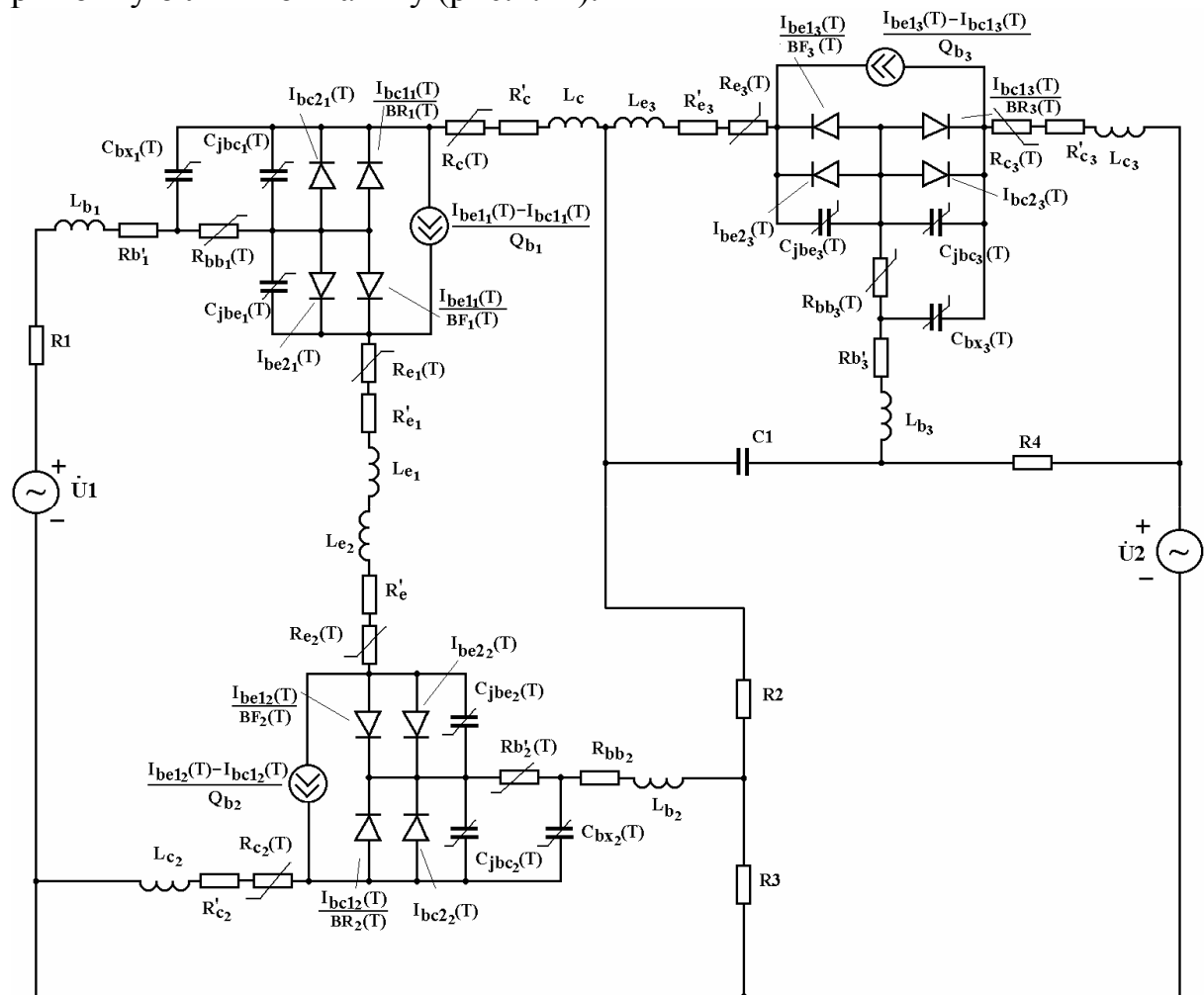


Рис.4.41. Еквівалентна схема частотного перетворювача температури на основі біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

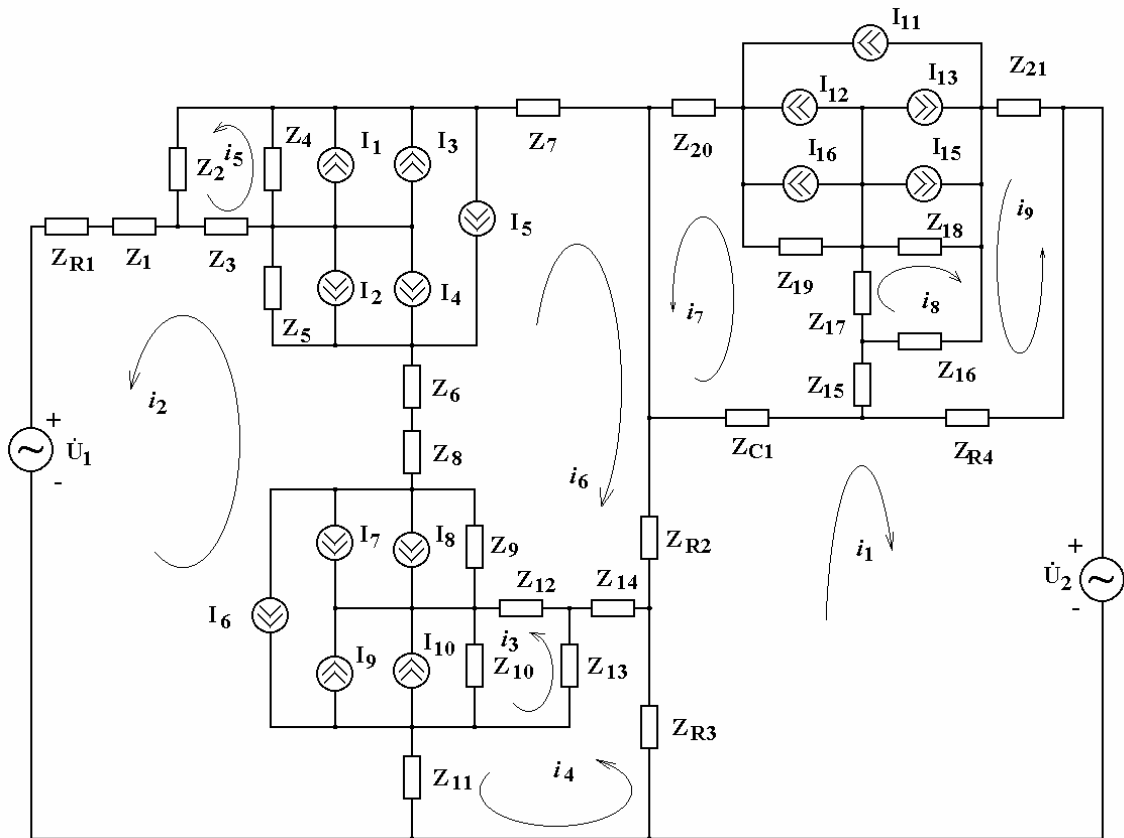


Рис.4.42. Перетворена еквівалентна схема

Система рівнянь Кірхгофа, згідно рис.4.42, має вигляд:

$$\begin{aligned}
 U_2 &= (Z_{R3} + Z_{R2} + Z_{C1} + Z_{R4})i_1 + Z_{R3}i_4 - Z_{R2}i_6 + Z_{C1}i_7 + Z_{R4}i_9, \\
 U_1 &= (Z_{R1} + Z_1 + Z_3 + Z_5 + Z_6 + Z_8 + Z_9 + Z_{10} + Z_{11})i_2 - Z_3i_5 - Z_3I_1 - Z_3I_3 + Z_3I_5 + Z_5I_2 + Z_5I_4 + \\
 &+ Z_5I_5 + Z_5i_6 + Z_6i_6 + Z_8i_6 + Z_9i_6 + Z_9I_8 + Z_9I_7 + Z_9I_6 - Z_{10}i_3 - Z_{10}I_{10} - Z_{10}I_9 + Z_{10}I_6 - Z_{11}i_4, \\
 0 &= (Z_{10} + Z_{13} + Z_{12})i_3 - Z_{10}i_2 + Z_{10}I_{10} + Z_{10}I_9 - Z_{10}I_6 - Z_{13}i_4 - Z_{13}I_{10} - Z_{13}I_9 + Z_{13}I_6 + \\
 &+ Z_{12}i_6 - Z_{12}I_{10} - Z_{12}I_9 + Z_{12}I_6, \\
 0 &= (Z_{R3} + Z_{14} + Z_{13} + Z_{11})i_4 + Z_{R3}i_1 + Z_{14}i_6 - Z_{13}i_3 + Z_{13}I_9 + Z_{13}I_{10} - Z_{13}I_6 - Z_{11}i_2, \\
 0 &= (Z_3 + Z_4 + Z_2)i_5 - Z_3i_2 + Z_3I_1 + Z_3I_3 - Z_3I_5 + Z_4i_6 - Z_4I_1 - Z_4I_3 + Z_4I_5 + Z_2I_1 + Z_2I_3 - Z_2I_5, \\
 0 &= (Z_{R2} + Z_{14} + Z_{12} + Z_9 + Z_8 + Z_6 + Z_5 + Z_4 + Z_7)i_6 - Z_{R2}i_1 + Z_{14}i_4 + Z_{12}i_3 - Z_{12}I_9 - Z_{12}I_{10} + Z_{12}I_6 + \\
 &+ Z_9i_2 + Z_9I_8 + Z_9I_7 + Z_9I_6 + Z_8i_2 + Z_6i_2 + Z_5i_2 + Z_5I_4 + Z_5I_2 + Z_5I_5 + Z_4i_5 - Z_4I_1 - Z_4I_3 + Z_4I_5, \\
 0 &= (Z_{C1} + Z_{15} + Z_{17} + Z_{19} + Z_{20})i_7 + Z_{C1}i_1 - Z_{15}i_9 + Z_{17}i_8 - Z_{17}I_{11} + Z_7I_{13} + Z_{17}I_{15} - \\
 &- Z_{19}I_{14} - Z_9I_{12} - Z_{19}I_{11}, \\
 0 &= (Z_{18} + Z_{17} + Z_{16})i_8 - Z_{18}I_{13} - Z_{18}I_{15} + Z_{18}I_{11} + Z_{17}i_7 + Z_{17}I_{15} + Z_{17}I_{13} - Z_{17}I_{11} + \\
 &+ Z_{16}i_9 + Z_{16}I_{15} + Z_{16}I_{13} - Z_{16}I_{11}, \\
 0 &= (Z_{21} + Z_{16} + Z_{15} + Z_{R4})i_9 + Z_{16}i_8 + Z_{16}I_{15} + Z_{16}I_{13} - Z_{16}I_{11} - Z_{15}i_7 + Z_{R4}i_1,
 \end{aligned}
 \tag{4.50}$$

де

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_{bc2}(T); & I_2 &= I_{be2}(T); & I_3 &= I_{bc1}(T) / \beta_R(T); \\
 I_4 &= I_{be1}(T) / \beta_F(T); & I_5 &= (I_{be1}(T) - I_{bc1}(T)) / Q; & I_1 &= I_{10} = I_{15};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_2 = I_8 = I_{14}; & & I_3 = I_9 = I_{13}; & & I_4 = I_7 = I_{12}; \\
I_5 = I_6 = I_{11}; & & Z_{R1} = R_1; & & Z_{R2} = R_2; & & Z_{R3} = R_3; \\
Z_1 = R'_b + j\omega L_b; & & Z_2 = -j/\omega C_{bx}(T); & & Z_3 = R_{bb}(T); \\
Z_4 = -j/\omega C_{jbc}(T); & & Z_5 = -j/\omega C_{jbe}(T); & & Z_6 = R'_e + R_e(T) + j\omega L_e; \\
Z_7 = R'_c + R_c(T) + j\omega L_c; & & Z_1 = Z_{14} = Z_{15}; & & Z_2 = Z_{13} = Z_{16}; \\
Z_3 = Z_{12} = Z_{17}; & & Z_4 = Z_{10} = Z_{18}; & & Z_5 = Z_9 = Z_{19}; & & Z_6 = Z_8 = Z_{20}; \\
Z_7 = Z_{11} = Z_{21}. & & & & & &
\end{aligned}$$

Значення параметрів елементів еквівалентної схеми (рис.4.42) для теоретичних розрахунків отримано з робіт [95, 120, 125]. Розв'язок системи рівнянь (4.50) проведено чисельним методом на персональному комп'ютері типу "Pentium". Вплив температури на еквівалентні ємність та індуктивність коливального контуру передається через зміну параметрів елементів еквівалентної схеми, тому функція перетворення описується рівнянням:

$$F_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2(C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T))}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L_{екв}(T)}}}{\pi}. \quad (4.51)$$

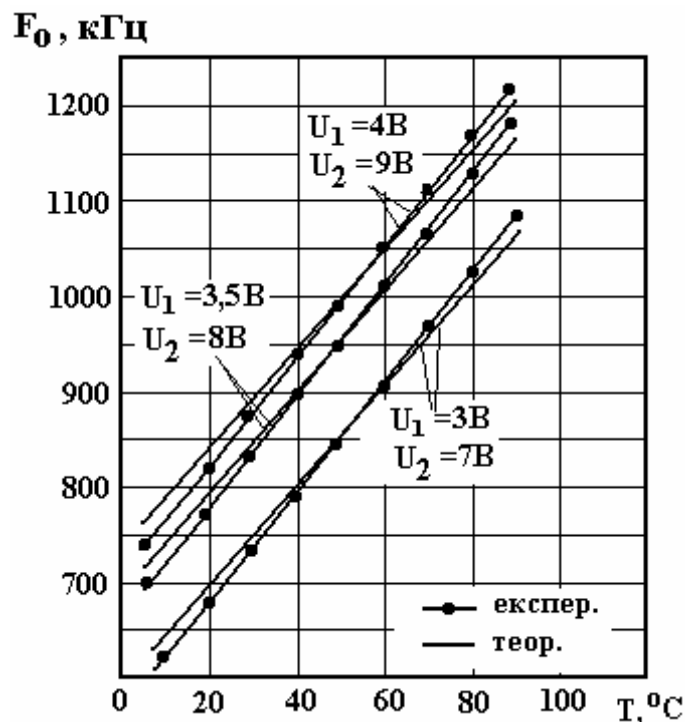


Рис.4.43. Теоретичні і експериментальні залежності частоти генерації від температури

Чутливість радіовимірального перетворювача температури з активним індуктивним елементом визначається на основі (4.51):

$$S_T = \frac{\sqrt{2}}{4} \left(\frac{\frac{\partial C_{jbe}(T)}{\partial T} + \frac{\partial C_{jbc}(T)}{\partial T}}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L_{екв}(T)} - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{jbe}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)^2 C_{jbc}(T)L_{екв}(T)} - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{jbc}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)^2 L_{екв}(T)} - \frac{A_1 \left(\frac{\partial L_{екв}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)^2 L_{екв}(T)} \right) / \pi \sqrt{\frac{2(C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T))}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L_{екв}(T)}}, \quad (4.52)$$

де $A_1 = C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T)$.

Теоретична і експериментальна залежності частоти генерації від температури подані на рис.4.43. Чутливість частотного перетворювача температури складає 4,5 кГц/°С (рис.4.44) [126]. Експериментальні дослідження проводились за стандартною методикою [127, 128].

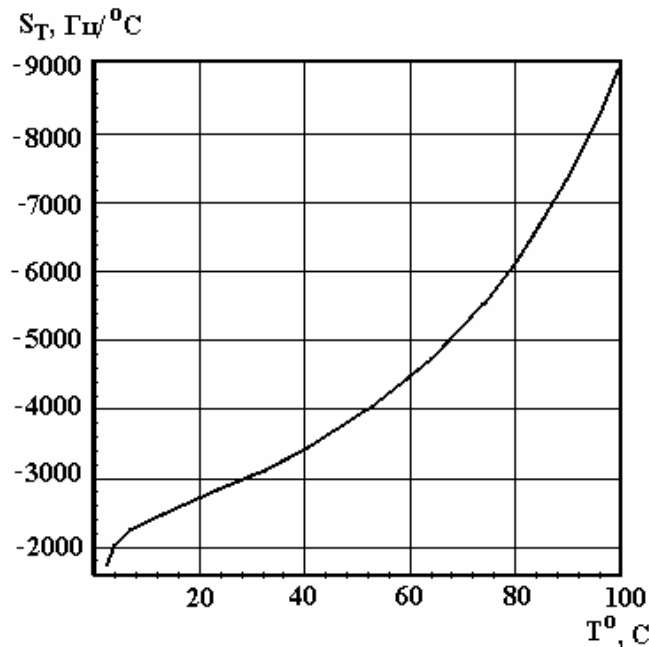


Рис.4.44. Залежність чутливості перетворювача з активною індуктивністю від температури

5. РЕКОМЕНДАЦІЙ ПО ПРОЕКТУВАННЮ МІКРОЕЛЕКТРОННИХ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Під час проектування нових вимірювальних приладів висуваються все більш зростаючі вимоги у відношенні їх діапазону, точності, чутливості, швидкодії, споживання, надійності тощо. Тому для дотримання цих вимог розробнику вимірювальних пристроїв необхідно оцінити їх досконалість і ефективність узагальненими показниками, порівняти їх з подібними показниками раніш розроблених приладів, дати рекомендації по їх проектуванню. Даний розділ присвячений розробці рекомендацій з проектування мікроелектронних частотних перетворювачів температури на основі аналізу функцій перетворення і рівняння чутливості, що визначають основні параметри перетворювачів. Зробити оцінку технічного рівня розроблених пристроїв.

5.1. Вибір критеріїв оцінювання технічного рівня розроблених перетворювачів

Для оцінювання якості і порівняння різноманітних частотних перетворювачів необхідно скористатись поняттям ефективності, під яким розуміють пристосованість пристрою до виконання поставленої задачі. При проведенні такого аналізу необхідно мати міру, яка придатна для цієї цілі, тобто критерій ефективності і якості.

Окремі критерії ефективності і якості характеризують окремі сторони функціонування перетворювачів. Пристрій оптимальний по одному із окремих критеріїв може бути не оптимальним по другим. Тому при проектуванні і оптимізації вимірювальних перетворювачів прагнуть не до екстремуму будь-якої окремої характеристики, а до загальної оптимальності пристрою, мірами 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 [129]:

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 даного типу;
 - б) математичним очікуванням систематичної складової похибки засобів вимірювання даного типу;

в) середнім квадратичним відхиленням систематичної складової похибки засобів вимірювання даного типу.

3. Випадкова складова похибки вимірювання, яка нормується комплексом своїх характеристик:

а) межею допустимого середнього квадратичного відхилення випадкової складової похибки засобів вимірювання даного типу;

б) автокореляційною функцією або спектральною густиною потужності випадкової складової похибки;

в) похибка засобів вимірювання, яка нормується межею допустимого значення засобів вимірювання даного типу.

4. Варіація вихідного сигналу вимірювального перетворювача, 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- і фазо- частотні 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 параметру вихідного сигналу.

Окрім характеристик згідно стандартів, важливими з теоретичної точки зору є такі показники:

- поріг чутливості, який характеризує мінімальний рівень сигналів, які можуть бути сприйняті первинними перетворювачами;
- 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) [129].

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 [129-131].

Під час оцінювання засобів вимірювання потрібно також розглядати питання економічної ефективності. Економічна ефективність визначає ступень сукупності ефектом від функціонування засобів вимірювання за певний час, витратами на її розробку, виготовлення і експлуатацію [129-131]. При визначенні економічної ефективності засобів вимірювання як основні критерії використовуються наведені витрати і строки сукупності капітальних витрат. Приведені витрати визначаються, як сума собівартості і нормативного прибутку [129-131]

$$Z = Z_C + E_H Z_K,$$

де Z – приведені 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 [129, 130]. 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 по сукупності однотипні прилади або процеси [130, 131]. Для отримання кількісних оцінок технічного рівня розроблених пристроїв скористаємося критеріями, які запропоновані в роботах [130, 131]. 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 $P_{i\bar{0}}$. В якості базового використовують “ідеальний” виріб, який містить сукупність найвищих досягнень по всім без виключення аналізуємим показникам для досліджуваної групи виробів. Розрахунки нормованих показників виконуються за формулами

$$q_i = \frac{P_i}{P_{i\bar{0}}}, \quad q_i = \frac{P_{i\bar{0}}}{P_i}. \quad (5.1)$$

Для однорідних виробів комплексний показник розраховується згідно

$$N_j = \sum_{i=1}^n \lg(q_{ij}), \quad (5.2)$$

де n - число показників.

Для неоднорідних виробів комплексний показник відзначається

$$N_j = \sqrt{\sum_{i=1}^n (1 - q_{ij})^2}. \quad (5.3)$$

Розрахунки нормованих показників виконуються по тій формулі, за якою зростання q_{ij} відповідає зростанню якості виробу. Чим менша абсолютна величина комплексного показника N_j , тим вищий рівень j -го виробу.

5.2. Рекомендації по проектуванню автогенератора на основі транзисторних структур з від’ємним опором

В автоколивальних вимірювальних перетворювачах частотнозалежне коло безпосередньо входить в генератор і джерелом вихідного сигналу є сам генератор. До генератора при конструюванні вимірювачів висовуються такі вимоги:

1. Генератор повинен стійко працювати в усьому діапазоні перебудови частотнозалежної системи.
2. При постійному значенні вхідної величини вихідна частота повинна бути стабільною, при цьому не відбувається повільний дрейф (довгочасова стабільність), ні швидких флуктуацій 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, некритичною до зміни параметрів її елементів.

В автоколивальних перетворювачах в першу чергу повинні бути задоволені вимоги стабільності. Цю вимогу можна задовольнити найкращим шляхом при побудові генератора у вигляді двохполюсника, в якому існує від'ємний опір, тому що такі схеми є простими і мають добру стабільність [112, 113, 133].

Під час проектування автогенераторного перетворювача 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 автогенераторних перетворювачів, а як відомо діапазон робочих частот транзисторів є дуже широким ($10^2 - 10^{10}$ 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 ефектвної передачі енергії цими перетворювачами. Цей принцип витікає з теорії електричних кіл і є принцип узгодження вхідних і вихідних опорів перетворювачів. Згідно теорії енергетичної ефективності генераторних вимірювальних перетворювачів Е.П.Осадчого 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

$$P_H = I^2 R_H = \frac{E^2}{(R_i + R_H)^2} \cdot R_H = \frac{E^2}{R_i} \cdot \frac{R_i R_H}{(R_i + R_H)^2} \quad (5.4)$$

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 генераторних перетворювачів основним співвідношенням є вираз (5.4), в якому перший множник E^2 / R_i характеризує параметри самого перетворювача, а другий

$$\chi = \frac{R_i R_H}{(R_i + R_H)^2} \quad (5.5)$$

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'єкту 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 [134]

$$S_{R_{BTP}}^{\omega_0} = \frac{1}{4Q_0^2} \left(1 - \frac{R_{BTP}}{R_g^{(-)}} \right), \quad (5.6)$$

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 (5.6) показує, що $S_{R_{BTP}}^{\omega_0}$ буде мати тим менше значення, чим менше відрізняється 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 вимогам 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 тої, при якій виконувалось його градування, у більшості перетворювачів суттєво перевищує всі останні похибки. Тому міри по зменшенню температурної похибки складають 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 [103].

Діапазон зміни температури 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 як $\pm\gamma_0$. Тому середнє значення температурного коефіцієнту перетворювача можна виразити 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 [103]

$$\frac{\Delta T}{\beta_0} = \frac{\Delta T}{2\gamma_0 / \Delta T} = \frac{(\Delta T)^2}{2\gamma_0} \quad (5.7)$$

Аналіз (5.7) показує, що температурна похибка γ_0 зростає при збільшенні діапазону ΔT робочих температур пропорційно квадрату ΔT .

Таким чином, проведено аналіз і визначені аналітичні вирази для енергетичних і метрологічних критеріїв ефективності автогенератора, який є основним елементом частотних перетворювачів. На рис.5.1 – 5.11 подані графіки цих залежностей, що дозволяють вибрати найкращі режими роботи автогенератора і згідно цих режимів спроектувати автогенератор з оптимальними властивостями для частотних перетворювачів.

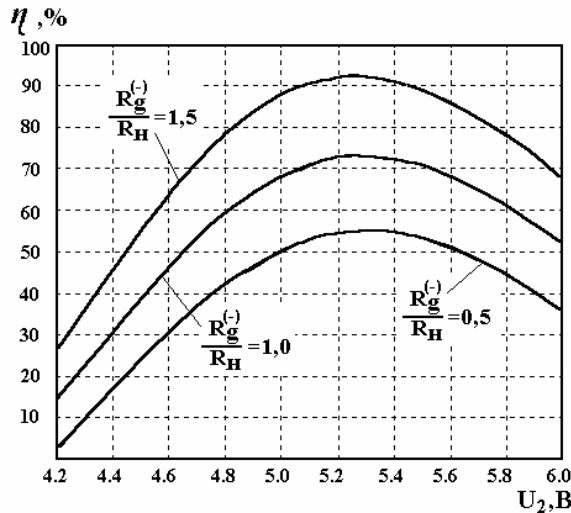


Рис.5.1. Залежність коефіцієнта корисної дії генератора від напруги живлення при різних відношеннях опору до опору навантаження

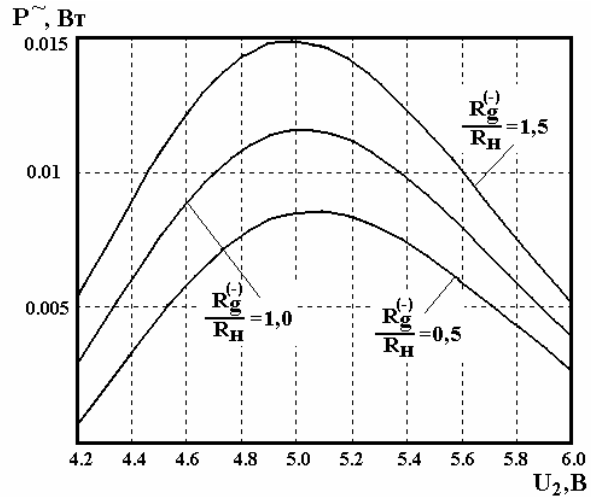


Рис.5.2. Залежність вихідної потужності генератора від напруги живлення при різних відношеннях опору до опору навантаження

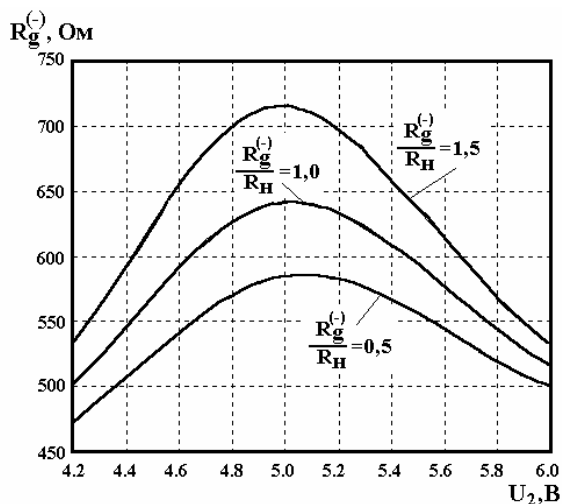


Рис.5.3. Залежність від'ємного опору від напруги живлення при різних відношеннях опору до опору навантаження

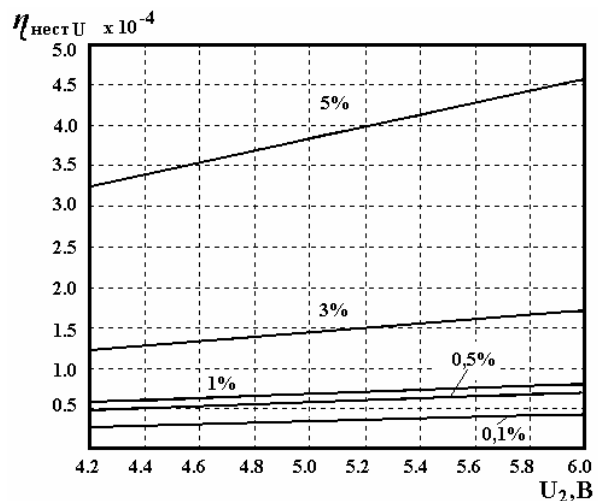


Рис.5.4. Залежність коефіцієнта нестабільності за частотою від напруги живлення при різних змінах управляючої напруги

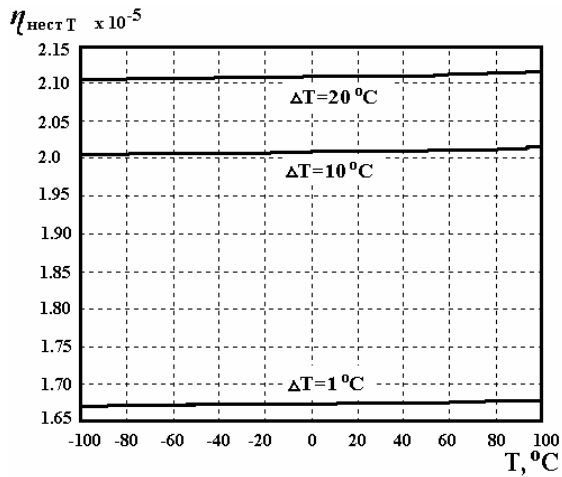


Рис.5.5. Залежність коефіцієнта нестабільності за частотою від температури при різних відхиленнях температури

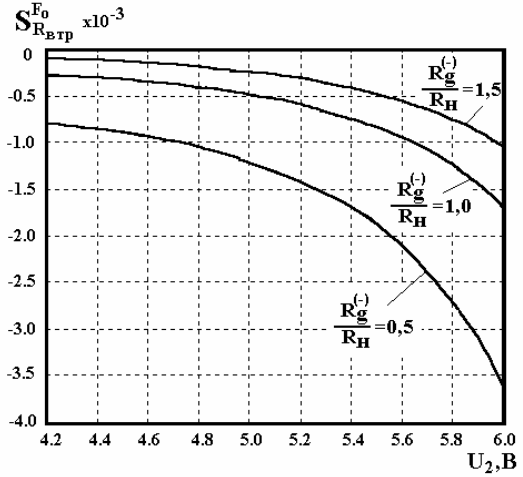


Рис.5.6. Залежність чутливості за частотою від напруги живлення при різних відношеннях від'ємного опору і опору навантаження

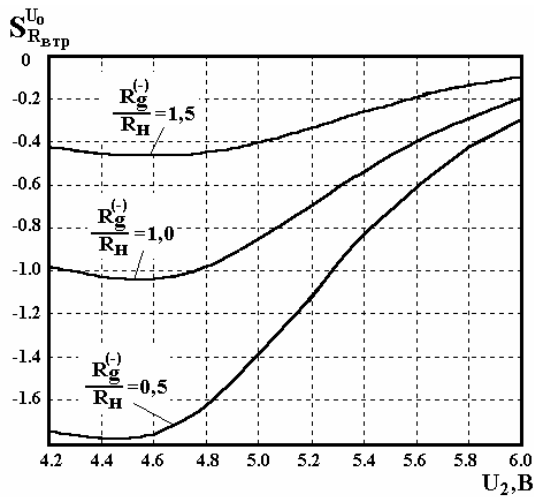


Рис.8.8. Залежність чутливості за амплітудою від напруги живлення при різних відношеннях від'ємного опору до опору втрат

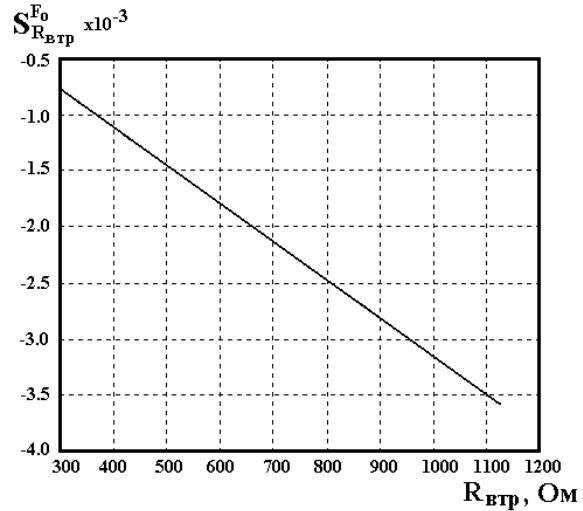


Рис.8.9. Залежність чутливості за частотою від опору втрат

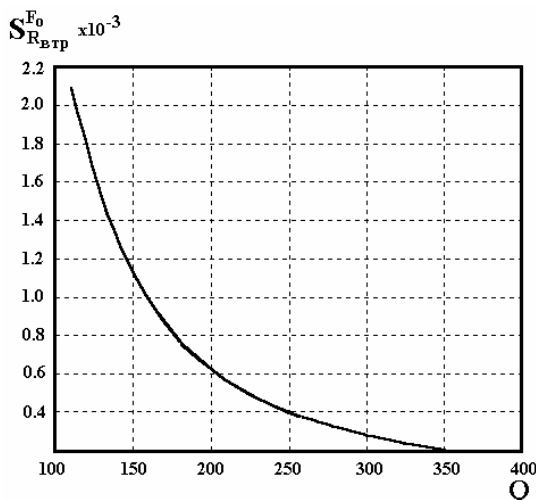


Рис.5.10. Залежність чутливості за частотою від добротності коливальної системи

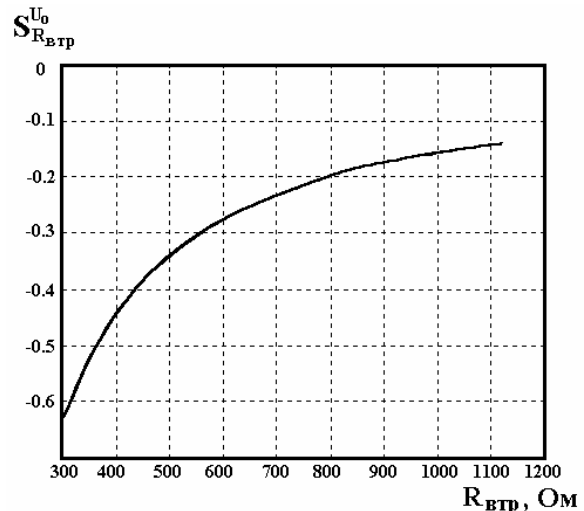


Рис.5.11. Залежність чутливості за амплітудою від опору втрат

5.3. Рекомендації по проектуванню частотних температурних перетворювачів

Термочутливими елементами в частотних температурних перетворювачах є металічні опори, напівпровідникові опори та біполярні транзистори. З точки зору технології виготовлення схем перетворювачів найкращими температурними елементами є біполярні транзистори, проте вони не дозволяють вимірювати температури вище 120 °С, тому для виміру більш високих температур необхідно використовувати металічні опори. Для точного виміру температури в діапазоні від -200 до 850 °С застосовуються термочутливі елементи з нікелю і платини.

Найбільш дешеві вимірювальні опори Pt-100 виготовляються у тонкоплівковому вигляді. Вони складаються з тонкої (0,6 мм) керамічної підкладки, на яку методом катодного розпилення напилюється шар платини товщиною 2 мкм. В напиленому шарі лазером випалюють орнамент у формі меандру і проводять тонку доводку. Після цього методом термокомпресійної зварки виготовляють контактні виводи і потім активний платиновий шар покривають керамічним ізолюючим шаром товщиною 10 мкм.

Для підвищення чутливості вимірювальних опорів в діапазоні температур від -80 °С до +240 °С використовуються терморезистори з від'ємним температурним коефіцієнтом. Це клас напівпровідникових резисторів, опір яких зменшується при підвищенні температури. Температурний коефіцієнт складає 3-6 %/К, що у 10 разів більше, ніж у платинових або нікелевих резисторів. Терморезистори складаються з полікристалічної суміші різних спечених оксидів, наприклад Fe₂O₃ (шпінель), Zn₂TiO₄, MgCz₂O₄, TiO₂ або NiO і CoO з Li₂O. Процес спікання здійснюється при 1000-1400 °С. Далі виготовляють контакти шляхом вжигання срібляної пасти. Для забезпечення високої стабільності опору терморезистори після спікання піддають штучному старінню. За допомогою спеціальних режимів обробки досягається висока стабільність опору.

Температурна характеристика терморезистора описується рівнянням [7, 8]

$$R_T = R_N \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N} \right) \right],$$

де R_T , R_N - відповідно опір при температурах T і T_N (у градусах Кельвіна), B - коефіцієнт, який характеризує матеріал терморезистора, що має розмірність К, при цьому температурний коефіцієнт дорівнює $(-B/T^2)$.

Температурна характеристика терморезисторів при різних значеннях B подана на рис.5.12. Як видно з графіка, найбільшу температурну чутливість мають терморезистори з найбільшим значенням B , проте їх температурний діапазон роботи значно скорочується (від -40 °С до +120 °С) [10].

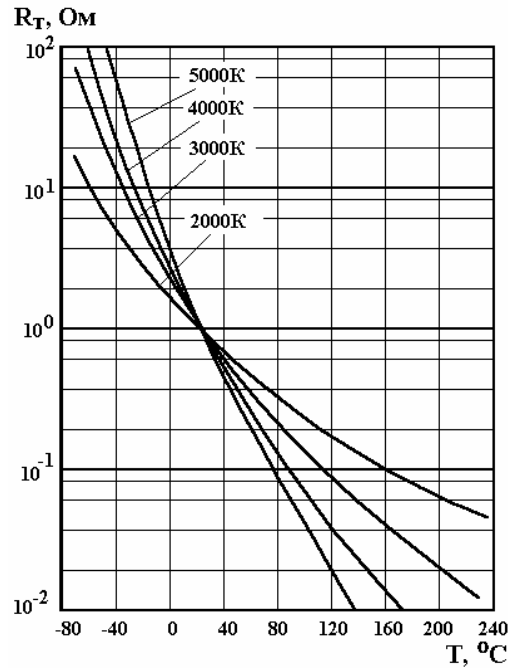


Рис.5.11. Робочі характеристики терморезисторів з від'ємним ТКС, які відрізняються значенням B

Перейдемо до розгляду біполярних транзисторів в якості термочутливих елементів частотних температурних перетворювачів, тому що біполярні транзистори мають кращу залежність параметрів від температури ніж польові [11, 14, 15]. З біполярних транзисторів необхідно вибрати кремнієві транзистори, тому що коефіцієнт теплопровідності кремнію складає $1,5 \text{ Вт/см}^2$, а германію – $0,6 \text{ Вт/см}^2$, окрім цього кремнієві біполярні транзистори працюють до $+120 \text{ }^\circ\text{C}$, а германієві до $+80 \text{ }^\circ\text{C}$. Одночасно біполярні транзистори виступають як активні елементи автогенератора, утворюючи ємнісну та індуктивну компоненти коливального контуру автогенератора. З другого боку транзистори визначають робочу частоту температурного перетворювача, тому при їх проектуванні необхідно, щоб гранична частота біполярних транзисторів завжди була більшою ніж робоча частота перетворювачів. Як показали теоретичні та експериментальні дослідження, робоча частота перетворювачів повинна складати $(0,1-0,3)$ від значень граничної частоти [58, 69].

Енергетична ефективність мікроелектронних частотних перетворювачів температури має вигляд

$$\eta_T = \frac{U_{\sim}^2}{8\pi f_0^2 L_{\text{екв}} E_K (T_1 - T_2)}, \quad (5.8)$$

де f_0 – частота генерації, U_{\sim} – вихідна змінна напруга, $L_{\text{екв}}$ – еквівалентна індуктивність коливального контуру перетворювача, E_K – коефіцієнт нагріву ($\text{мВт/}^\circ\text{C}$), T_1, T_2 – значення температур при існуванні вихідної напруги і при її відсутності.

Аналіз (5.8) показує, що з підвищенням частоти і еквівалентної індуктивності енергетична ефективність зменшується. Проте в цьому висновку існує протиріччя, тому що із зменшенням величини індуктивності збільшується робоча частота. Таким чином, вибір оптимальної частоти визначається максимальним коефіцієнтом корисної дії генератора, яка у свою чергу, визначає оптимальне значення величини індуктивності.

Одним із основних показників якості термочутливих елементів є коефіцієнт корисної дії, який характеризується відношенням вихідної потужності до потужності теплового випромінювання, яке поглинає термочутливий елемент.

Розрахунки коефіцієнта корисної дії і чутливості показують, що найбільшу чутливість мають терморезистори ($3,4\%/^{\circ}\text{C}$) при значенні ККД $\sim 50\%$, біполярні транзистори мають ККД $7,4\%$ при чутливості $2,2\%/^{\circ}\text{C}$. Коефіцієнт корисної дії металічних термоопорів складає 8% , а чутливість $0,3\%/^{\circ}\text{C}$ (зміна опору у відсотках на 1°C). Таким чином, напівпровідникові термічні опори і біполярні транзистори є оптимальними термочутливими елементами частотних перетворювачів.

Перейдемо до аналізу температурних перетворювачів з точки зору їх оптимального конструювання. На рис.5.12 подано залежність коефіцієнта корисної дії перетворювачів від напруги живлення для різних конструкцій. Як видно з графіка, найбільшу величину ККД (92%) має пристрій у якому в якості термочутливого елемента використовується терморезистор. Оптимальним діапазоном живлення перетворювача є діапазон від $7,2$ до $7,7$ В.

На рис.5.13 а, б наведені залежності функції перетворення і чутливості. Аналіз показує, що температурний перетворювач з активним індуктивним елементом має найкращу чутливість, причому в інтервалі температур від 20°C до 80°C величина чутливості майже не змінюється.

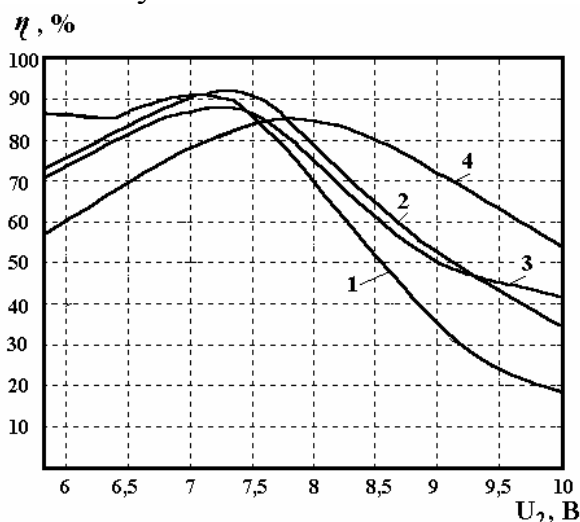


Рис.5.12. Залежність коефіцієнту корисної дії термочутливих перетворювачів від напруги живлення для різних конструкцій: 1 – два біполярні транзистори; 2 – напівпровідниковий опір; 3 – металічний опір; 4 – перетворювач з активною індуктивністю

На рис.5.14 а, б подані залежності мультиплікативної та адитивної похибок для різних конструкцій перетворювачів від температури. Як видно з графіка, найменшу адитивну похибку має конструкція з металічним термочутливим елементом, а найменшу мультиплікативну – конструкція з активним індуктивним елементом. Таким чином, при вимірюванні температур в діапазоні від -100°C до 100°C оптимальною з точки зору чутливості і похибок вимірювання є конструкція на основі двох біполярних транзисторів з пасивним індуктивним елементом.

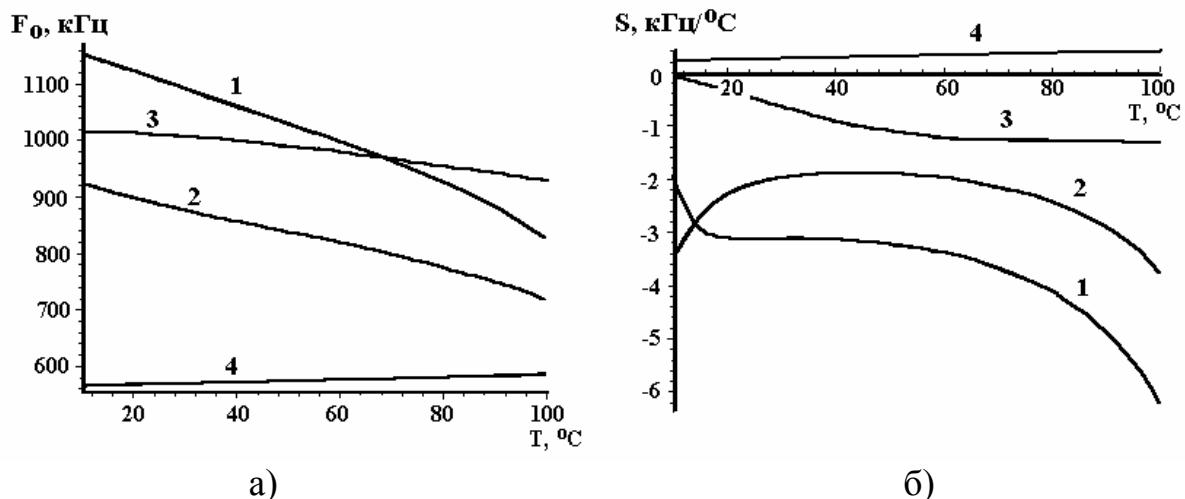


Рис.5.13. Залежності функції перетворення (а) і чутливості (б) для різних конструкцій термочутливих перетворювачів: 1 – два біполярні транзистори; 2 – напівпровідниковий опір; 3 – металічний опір; 4 – перетворювач з активною індуктивністю

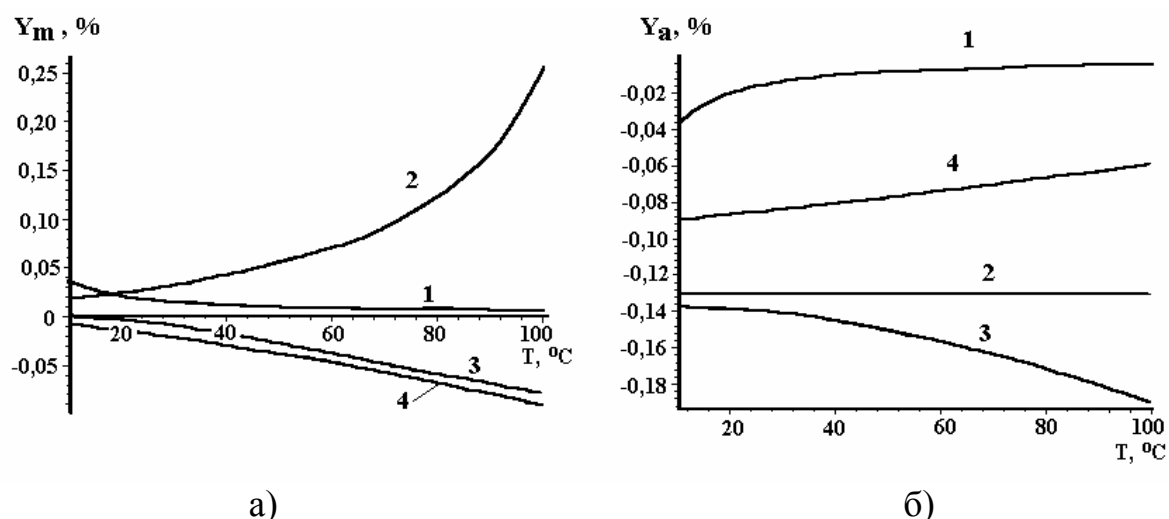


Рис.5.14.Залежності мультиплікативної (а) і адитивної (б) похибок для різних конструкцій від температури: 1 – два біполярні транзистори; 2 – напівпровідниковий опір; 3 – металічний опір; 4 – перетворювач з активною індуктивністю

Конструкція у вигляді фотографій гібридних схем перетворювачів температури на основі реактивних властивостей транзисторних структур подана на рис.5.15.

В таблиці 5.1 подані параметри існуючих і розроблених пристроїв вимірювання температури. Розрахунки узагальнених показників технічної ефективності розроблених частотних перетворювачів температури показують, що запропоновані пристрої мають узагальнений показник у 1,35 кращий в порівнянні з існуючими.

Таблиця 5.1.

Температурні перетворювачі

№	Показники температурних перетворювачів	Металічні перетворювачі (Pt, Ni)	Термопарні перетворювачі	Терморезистивні перетворювачі	Інтегральні температурні перетворювачі	Частотно температурні перетворювачі	Частотні на основі реактивних властивостей	Ідеальний температурний перетворювач
		M ₁	M ₂	M ₃	M ₄	M ₅	M ₆	
1	Чутливість, мВ/°С	5	0,05	4	10	3,75 кГц/°С	5кГц/°С	50
2	Точність, °С	0,1	1	1	1	1	0,7	0,1
3	Нелінійність	1	1	0	1	0	0	1
4	Повторюваність результатів	1	1	1	1	1	1	1
5	Рівень вихідного сигналу, В	0,005	0,0005	50·10 ⁻³	3	3	5	5
6	Температурний коеф.чутливості, мВ/°С	5	0,05	4	10	10	10	0,05
7	Споживана потужність, мВт	0,015	0,0015	3	0,6	15	10	0,0015
8	Робочій діапазон частот, Гц	0	0	0	0	16·10 ³	10 ⁵ -10 ⁹	10 ⁹
9	Надійність	1	1	1	1	1	1	1
10	Технологічність	0	0	1	1	1	1	1
11	Температурний діапазон, °С	-100 +850	-270 +2400	-40 +100	-40 +125	-40 +100	-100 +400	-100 +850
		M ₁ =2,67	M ₂ =2,39	M ₃ =2,57	M ₄ =2,14	M ₅ =2,38	M ₆ =1,93	

Таблиця 5.2.

Комплексні показники технічного рівня температурних перетворювачів

№	Пристрій	Абсолютне значення комплексного показника	Місце пристрою в ряду
1	M ₁	2,67	6
2	M ₂	2,39	4
3	M ₃	2,57	5
4	M ₄	2,14	2
5	M ₅	2,38	3
6	M ₆	1,93	1

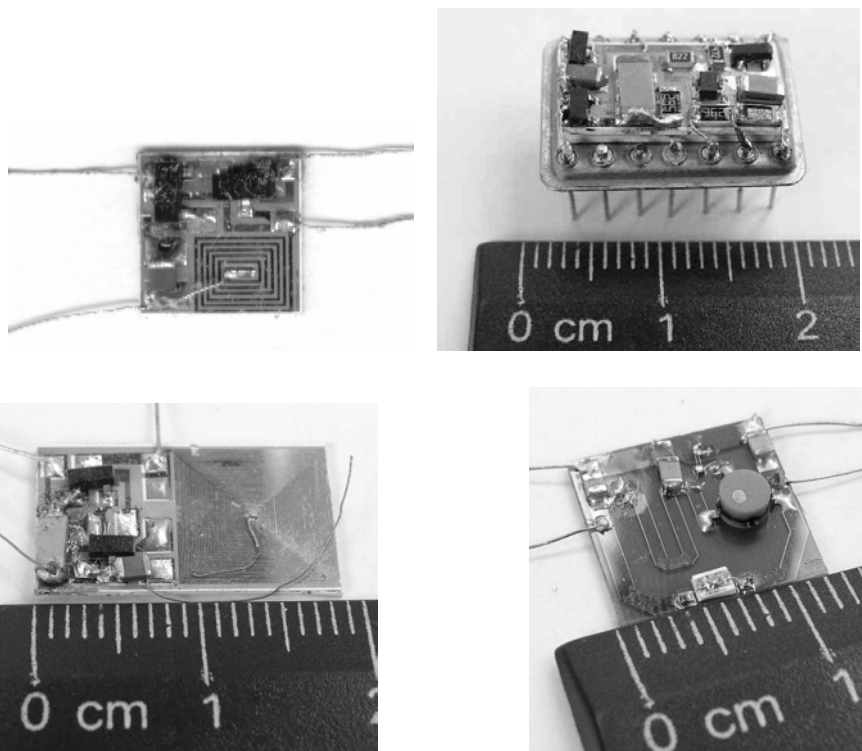


Рис.5.15. Гібридні мікросхеми частотних перетворювачів температури на основі реактивних властивостей транзисторних структур

ЛІТЕРАТУРА

1. Стучебников В.М. Микроэлектронные датчики за рубежом // Приборы и системы управления. – 1993. – № 1. – С.18 – 20.
2. Стучебников В.М. Маркетинг микроэлектронных датчиков // Зарубежная радиоэлектроника. – 1991. – № 8. – С.3 – 6.
3. Романов В. Перспективы развития полупроводниковых датчиков и измерителей температуры // Электронные компоненты и системы. – 2001. – № 4. – С.7–8.
4. Вершин В.Е. Интегральные термодатчики и термоконтроллеры. – 1998. – № 4. – С.41 – 45.
5. Температурные датчики, интерфейсы, супервизоры // Электронные компоненты и системы. – 2000. – № 10 (38). – С. 21 – 27.
6. Голуб В. Датчики // Электронные компоненты и системы. – 1998. – № 8. – С.5–10.
7. Новиков В.Н., Пронкина А.Е. Тонкопленочные терморезисторы повышенной точности с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления // Приборы и системы управления. – 1991. – № 5. – С. 29 – 30.
8. Захаров В.И., Гусев Ю.А., Олекс А.О. Оксидно – полупроводниковые толстопленочные терморезисторы // Приборы и системы управления. – 1991. – № 5. – С.33 – 35.
9. Устюжанинов В.Н., Фролова Т.Н., Крячков В.А. Метрологические характеристики терморезисторов на основе синтетического полупроводникового алмаза // Изв. вузов. Приборостроение. – 1999. – Т. 42. – № 9. – С.46 – 49.
10. Васин О.И., Климов А.Э., Кривошпалов Д.В., Неизвестный И.Г., Петиков Н.И., Шумский В.Н. Датчик температуры на диапазон 4,2÷300 К // Приборы и техника эксперимента. – 1992. – № 4. – С.243.
11. Раевский И.П., Медведев Ф.К., Малицкая М.А., Тесленко С.П., Полтавцев В.Г., Трусова С.А. Использование варисторов в качестве чувствительных элементов датчиков температуры с линейной характеристикой // Приборы и системы управления. – 1991. – № 6. – С.23 - 24.
12. Голуб В. Термисторы // Электронные компоненты и системы. – 1999. – № 8 (24). – С. 6 – 10.
13. Датчики и преобразователи на основе мембранной технологии // Электронная промышленность. – 1992. – № 6. – С.42 – 43.
14. Соколова А.А., Смыслов В.И., Суханова Н.Н. Микроэлектронные датчики температуры на основе полупроводниковых материалов // Приборы и системы управления. – 1993. – № 8. – С. 6 – 7.
15. Хан В.П., Вахрамеев В.В., Махонин Е.А. Датчик температуры на переключающих элементах из халькогенидных полупроводников // Приборы и техника эксперимента. – 1992. – № 3. – С.216 – 218.

16. Пат. 9808 УКРАЇНА, МКІ G 01 К 7/22. Давач температури / С.С. Варшава, Л.М. Пелех, А.М. Чекаєв, К.С. Щербай (УКРАЇНА). - № 4913128/SU; Заявлено 20.02.91; Опубл. 30.09.96, Бюл. № 3.
17. Пат. 18704 УКРАЇНА, МКІ G 01 К 11/12. Пристрій для вимірювання температури / М.М. Чернякова, Ю.Ю. Войцехов, Ю.Р. Войцехов (УКРАЇНА). - № 4786525/SU; Заявлено 26.01.90; Опубл. 25.12.97, Бюл. № 6.
18. Пат. 25555 УКРАЇНА, МКІ G 01 К 7/00. Оптиковолоконний давач температури / Я.В. Бобицький, В.М. Фітьо, С.Ю. Лебідь (УКРАЇНА). - № 97084136; Заявлено 06.08.97; Опубл. 25.12.98, Бюл. № 6.
19. А.с. 1747947 СССР, МКИ G01K 7/32. Пьезокварцевий преобразователь температуры / В.А.Шевелев, В.Ф.Солодовников, М.И.Чебан, А.А.Леонов, В.С. Москалев (СССР). -№4700220/10; Заявлено 05.06.89; Опубл.15.07.92, Бюл.№26.
20. А.с. 1580183 СССР, МКИ G 01 К 7/32. Пьезокварцевый преобразователь температуры в частоту / В.Я. Баржин, В.Ф. Солодовников, В.А. Шевелев, Ю.С. Шмалый (СССР). - № 3804289/24 – 10; Заявлено 23.10.84; Опубл. 23.07.90, Бюл. № 27.
21. А.с. 1654680 СССР, МКИ G 01 К 7/32. Устройство для измерения температуры / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, В.В. Малов, В.Ф. Солодовников, В.А. Шевелев (СССР). - № 3815770/10; Заявлено 27.11.84; Опубл. 07.06.91, Бюл. № 21.
22. А.с. 1610310 СССР, МКИ G 01 К 7/32. Устройство для измерения температуры / В.С. Москалев, А.А. Леонов (СССР). - № 4674596/24 – 10; Заявлено 06.04.89; Опубл.30.11.90, Бюл. № 44.
23. Пат. 34184 УКРАЇНА, МКІ G 01 К 7/22. Вимірювач температури / О.В. Бойко, О.З. Готра, З.Ю. Готра, І.Є. Лопатинський (УКРАЇНА). - № 99063236; Заявлено 11.06.99; Опубл. 15.02. 2001, Бюл. № 1.
24. Пат. 39534 УКРАЇНА, МКІ G 01 К 7/16. Пристрій для виміру температури / В.І. Локареєв, Я.Б. Волянська (УКРАЇНА). - № 2000105619; Заявлено 03.10.2000; Опубл. 15.06.2001, Бюл. № 5.
25. А.с. 1597596 СССР, МКИ G 01 К 7/00. Электронный термодатчик / А.А. Соломашкин, П.М. Черейский (СССР). - № 4365715/24 – 10; Заявлено 21.01.88; Опубл. 07.10.90, Бюл. № 37.
26. А.с. 1737280 СССР, МКИ G 01 К 7/00. Устройство для измерения температуры / Е.Д. Попов (СССР). - № 4844963/10; Заявлено 06.04.90; Опубл. 30.05.92, Бюл. № 20.
27. А.с. 1636700 СССР, МКИ G 01 К 11/22. Дифференциальный термодатчик / Я.Е. Мельцер, В.А. Елагин, Г.М. Габрелян, Л.Т. Рассошенко (СССР). - № 4602633/10; Заявлено 02.08.88; Опубл. 23.03.91, Бюл. № 11.

28. А.с. 1668874 СССР, МКИ G 01 K 7/22. Способ преобразования температуры в частоту / Л.А. Демидов (СССР). - № 4633538/10; Заявлено 12.01.89; Опубл. 07.08.91, Бюл. № 29.
29. А.с. 1566229 СССР, МКИ G 01 K 7/22. Способ преобразования температуры в частоту / Л.А. Демидов (СССР). - № 4296700/24 – 10; Заявлено 18.08.87; Опубл. 23.05.90, Бюл. № 19.
30. А.с. 1352245 СССР, МКИ G 01 K 7/14. Преобразователь температуры в частоту / Х.Х. Девликамов, А.Н. Комов, О.К. Переверзеева, В.И. Чепурнов (СССР). - № 3990556/24 – 10; Заявлено 17.12.85; Опубл. 15.11.87, Бюл. № 42.
31. А.с. 1538061 СССР, МКИ G 01 K 7/14. Преобразователь температуры в частоту / В.В. Попивненко (СССР). - № 4274884/24 – 10; Заявлено 01.07.87; Опубл. 23.01.90, Бюл. № 3.
32. А.с. 1712796 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Устройство для измерения температуры / Ю.Г. Камчатный, А.Ф. Лебеда, М.И. Еремеева, Н.С. Остроухова (СССР). - № 4800158/10; Заявлено 22.01.90; Опубл. 15.02.92, Бюл. № 6.
33. А.с. 1714388 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Цифровой медицинский термометр / С.С. Манучарян, Ф.Г. Гарунц, В.М. Арутюнян, Р.П. Каспаров (СССР). - № 4721640/31 – 10; Заявлено 31.05.89; Опубл. 23.02.92, Бюл. № 7.
34. А.с. 1589078 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Устройство для измерения температуры / Б.В. Дунец, Е.С. Полищук, Р.Ю. Гарнавская, Л.М. Тищенко (СССР). - № 4489422/24 – 10; Заявлено 03.10.89; Опубл. 30.08.90, Бюл. № 32.
35. А.с. 1714390 СССР, МКИ G 01 K 7/14. Датчик температуры / А.С. Щеголевых (СССР). – № 4780643/10; Заявлено 10.01.90; Опубл. 23. 02. 92, Бюл. № 7.
36. А.с. 1760376 СССР, МКИ G 01 K 7/00, 7/22. Термочувствительный элемент / В.И. Гречан, В.Ф. Мусарова (СССР). - № 4886730/10; Заявлено 23.10.90; Опубл. 07.09.92, Бюл. № 33.
37. А.с. 1740996 СССР, МКИ G 01 K 7/02. Полупроводниковый датчик температуры / А.В. Чурбаков (СССР). - № 4070710/63; Заявлено 04.04.86; Опубл. 15.06.92, Бюл. № 22.
38. А.с. 1534334 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Устройство для многоточечного измерения температуры / А.С. Щеголевых, А.М. Бритиков (СССР). - № 4327373/24 – 10; Заявлено 17.11.87; Опубл. 07.01.90, Бюл. № 1.
39. Пат. 10540 УКРАЇНА, МКИ G 01 K 7/22. Спосіб вимірювання температури та пристрій для його здійснення / Ю.О. Скрипник, О.В. Іванченко, А.М. Стретович, М.П. Наконечний (УКРАЇНА). - № 93005065; Заявлено 21.10.93; Опубл. 25.12.96, Бюл. № 4.

40. Пат. 6812 УКРАЇНА, МКИ G 01 K 7/00, 7/16. Пристрій для дистанційного вимірювання температури / В.І. Аніскін (RU), В.В. Сидоренко, В.М. Поліщук, І.В. Чечулін, І.Я. Дедішин, Є.А. Півнев (УКРАЇНА). - № 4945542/10; Заявлено 17.06.91, SU; Опубл. 29.12.94, Бюл. № 8 – 1.
41. А.с. 1597598 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Преобразователь температуры в напряжение / Н.И. Грибок, В.И. Зорий, В.М. Макух, С.Г. Романюк, С.А. Савенко, Ю.В. Сасин (СССР). - № 4450965/24 – 10; Заявлено 04.07.88; Опубл. 07.10.90, Бюл. № 37.
42. А.с. 1677535 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Устройство для измерения температуры / Ю.В. Поздняков, А.Л. Хлюнев, А.М. Золотарев (СССР). - № 4691419/10; Заявлено 11.05.89; Опубл. 15.09.91, Бюл. № 34.
43. А.с. 1682825 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Цифровой термометр / Г.Ф. Байдиков, В.Н. Курдюков (СССР). - № 4645877/10; Заявлено 03.02.89; Опубл. 07.10.91, Бюл. № 37.
44. А.с. 1471085 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Измеритель температуры / Т.А. Мустафин (СССР). - № 4181170/24–10; Заявлено 14.01.87; Опубл. 07.04.89, Бюл. № 13.
45. А.с. 1597595 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Устройство для многоточечного измерения температуры / В.Ю. Воробкевич, В.Т. Якимец (СССР). - № 4360217/24 - 10; Заявлено 11.01.88; Опубл. 07.10.90, Бюл. № 37.
46. А.с. 1599674 СССР, МКИ G 01 K 7/00, 7/22. Устройство для измерения температуры / А.Л. Белоусов (СССР). - № 4621723/24 – 10; Заявлено 19.12.88; Опубл. 15.10.90, Бюл. № 38.
47. А.с. 1268968 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Устройство для измерения температуры / С.К. Никифоров, В.Т. Стадник, Е.И. Фандеев, В.М. Горбачев, В.П. Данилов, В.П. Малов (СССР). - № 3778123/24 – 10; Заявлено 03.08.84; Опубл. 07.11.86, Бюл. № 41.
48. А.с. 1700391 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Устройство для измерения температуры / Р.А. Азаров, Б.И. Подлепецкий, С.В. Фоменко (СССР). - № 4749623/10; Заявлено 16.10.89; Опубл. 23.12.91, Бюл. № 47.
49. А.с. 1543251 СССР, МКИ G 01 K 7/02. Устройство для измерения температуры / В.С. Дворников, А.С. Дворников, Н.Д. Пискунов, А.И. Чепуров (СССР). - № 4316827/24 – 10; Заявлено 31.08.87; Опубл. 15.02.90, Бюл. № 6.
50. А.с. 1679220 СССР, МКИ G 01 K 7/00. Цифровой термометр / В.И. Гошовский, Я.В. Борис, Ю.Н. Гордийчук (СССР). - № 4721594/10; Заявлено 15.06.89; Опубл. 23.09.91, Бюл. № 35.
51. А.с. 1642267 СССР, МКИ G 01 K 7/00, 7/16. Устройство для контроля температуры / С.Л. Панасюк (СССР). - № 4440763/10; Заявлено 15.06.88; Опубл. 15.04.91, Бюл. № 14.
52. А.с. 1557458 СССР, МКИ G 01 K 7/00, 7/24. Устройство для измерения температуры / Р.Г. Симонян, Э.Г. Везирян (СССР). - № 3511324/24 – 10; Заявлено 24.11.82; Опубл. 15.04.90, Бюл. № 14.

53. Негоденко О.Н., Мардамшин Ю.П. Микроэлектронные датчики с частотным выходом на основе аналогов негатронов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2000. - № 5 – 6. – С. 19 – 22.
54. Осадчук В.С., Яремчук В.Ф., Кравчук Н.С., Носолюк В.М. Дослідження температурної залежності імпедансу польових транзисторів // Вісник ВПІ. - 1996. – №4. – С. 65-68.
55. Осадчук В.С., Одобецкий С.И., Яремчук В.Ф. Исследование температурной зависимости импеданса МДН-транзистора // Материалы 2 Всесоюз. конф. “Оптоэлектронные методы и средства обработки изображений”(Винница-Тбилиси). - 1987. – С. 427- 430.
56. Осадчук В.С., Яремчук В.Ф., Кравчук Н.С. Дослідження впливу температури на інерційні властивості “електронно-діркової плазми” в каналі МДН-структури // Вісник ВПІ. - 1998. - №4. - С. 82-85.
57. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. – 155с.
58. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 1999. – 275с.
59. Осадчук В.С., Осадчук А.В. Исследование термореактивного эффекта биполярных структур и его использование для создания микроэлектронных частотных преобразователей температуры // Elektronika ir Elektrotechnika. – Kaunas. –2002. –№2(37). –Р.35-39.
60. Осадчук В.С., Яремчук В.Ф., Кравчук Н.С., Носолюк В.М. Контрольно-вимірні перетворювачі на основі двозатворного МДН-транзистора // Матеріали 3-ї науково-технічної конференції. - Хмельницький, 1995. - С. 53.
61. Адирович А.И., Карагеоргий- Алкалаев П.М., Лейдерман А.Ю. Токи двойной инъекции в полупроводниках / Под ред. Е.И. Гальперина. - М.: Сов радио, 1978. - 320 с.
62. Бормонтов Е.Н., Котов С.В., Лукин С.В., Головин С.В. Исследование поверхностных состояний в МДП-структурах методом двухтемпературной полной проводимости // ФТП. - 1995. - Т. 29, Вып. 4. - С. 644-653.
63. Иванов П.А., Пантелеев В.Н., Самсонова Т.Г., Челноков В.Е. Исследование поверхностных состояний на границе раздела Si-SiO путём анализа входной комплексной проводимости МОП-структуры в широком температурном интервале // ФТП. - 1995. - Т. 29, Вып. 2. - С. 271-277.
64. Веденеев А.С., Гайворонский А.Г., Ждан А.Г. Определение электронных характеристик границ раздела полупроводник-диэлектрик по полевым зависимостям электропроводимости и ёмкости инверсных каналов. // ФТП. - 1992. - Т. 26, Вып. 12. - С. 2017- 2023.
65. Овсяк В.Н. Электронные процессы в полупроводниках с областями пространственного заряда. - Новосибирск: Наука, 1984. - 154 с.

66. Jager D., Heidemann R., Kassing R. Influence of Carrier Transit Time on Small-Signal Admittance of SCLC Diodes // *Physica Status Solidi*. - 1977. - Vol. 42. - P. 657- 665.
67. G.T.Wright. Small-Signal characteristics // *Solid State Electroniks*. - 1973. - Vol. 16, №8. - P. 903- 912.
68. Одобецкий С.И., Осадчук В.С. Современное состояние и перспективы развития полупроводниковых частотных датчиков неэлектрических величин. Часть 1. Теоретические предпосылки использования реактивных свойств полупроводниковых структур в контрольно-измерительной технике // *Винницкий политехн. ин-т*. - Винница, 1988. - 20 с. – Рус. - Деп. в УкрНИИТИ 05. 01. 88, № 70 - Ук 88.
69. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2000. – 303 с.
70. Справочник по радиоизмерительным приборам. Под ред. В.С. Насонова. - Т. 2. - М.: Сов. Радио, 1977. - 272 с.
71. Ржевкин К.С. Физические принципы действия полупроводниковых приборов. - Изд- во Мос. Ун- та, 1986. - 257 с.
72. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Вербицкий В.Г. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2001. – 195 с.
73. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Радио и связь, 1990. –264 с.
74. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы. - М.: Мир, 1988. - 583 с.
75. Кремневые планарные транзисторы / Колесников В.Г., Никишин В.И., Сыноров В.Ф., Петров Б.К., Сонов Г.В., Горохов В.С. / Под ред. Я.А. Федотова. - М.: Сов. радио. - 1973. - 336 с.
76. Киреев П.С. Физика полупроводников. –М.: Высшая школа, 1975. – 583 с.
77. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. –Вінниця: Континент, 1998. – 130с.
78. Осадчук В.С., Яремчук В.Ф., Кравчук Н.С., Шит В.М. Дослідження реактивних властивостей польового транзистора // *Вісник ВПІ*. - 1999. - №5. - С. 108-112.
79. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов. - Энергия. - Ленинградское отделение. - 1975. - 304 с.
80. Носов Ю.Р. и др. Математические модели элементов интегральной электроники. - М.: Сов. Радио. - 1976. - 305 с.
81. Чахмасзян Е.А. и др. Машинный анализ интегральных схем. - М.: Сов. Радио. - 1974. - 187 с.
82. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники. - М.: Высшая школа. – 1988. – 464 с.

83. Перхач В.С. Теоретична електротехніка. –К.:Вища школа, 1992. –439с.
84. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Яровенко А.Г. Дослідження теплових режимів мікроелектронного частотного перетворювача магнітного поля // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, 2000. №3. – С.47-51.
85. Осадчук О.В. Математична модель теплових режимів мікроелектронних частотних перетворювачів / Вісник Вінницького політехнічного інституту. –2001. –№4. – С.90-94.
86. Осадчук О.В. Математична модель частотного перетворювача температури на основі біполярної транзисторної структури з від’ємним опором // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, 1999. №4. – С.49-53.
87. Осадчук О.В. Математична модель температурного перетворювача на основі транзисторної структури з від’ємним опором // Вісник Вінницького політехнічного інституту, 1999. №3. – С.81-86.
88. Осадчук В.С., Осадчук А.В. Математическая модель частотного преобразователя температуры // Elektronika ir Elektrotechnika, 2000. №3(26). –Р.33-38.
89. Буджак Я.С. До питання про новий метод в теорії кінетичних властивостей кристалів // Вісник національного університету “Львівська політехніка”. Елементи теорії та прилади твердотілої електроніки. –2001. –№427. – С.10-13.
90. Аронов В.Л., Федотов Я.А. Испытание и исследование полупроводниковых приборов. - М.: Высш. школа, 1975. - 325 с.
91. Валитов Р.А., Сретенский В.Н. Радиотехнические измерения. - М.: Сов. Радио, 1970. - 712 с.
92. Адирович Э.И. Измерение малых времён жизни по фазовой характеристике коэффициента передачи напряжения в цепи с р-п переходом // Физика твёрдого тела. - 1962. - Т. 4, Вып. 7. - С. 1853- 1862.
93. Измерения разности фаз в радиотехнике / Бова П.Т., Гойжевский В.А., Маевский С.М., Молебный В.В. - К.: Вища школа, 1972. - 231 с.
94. Яремчук В.Ф. Измерительные преобразователи светового потока и температуры на основе фотоиндуктивного эффекта в полупроводниковых приборах: Дис... канд. техн. наук: 05.11.13. - Винница, 1990. - 186 с.
95. Трутко А.Ф. Методы расчёта транзисторов. - М.: Энергия, 1971. – 272с.
96. Кудряшова Ж.Ф., Рабинович С.Г. Методы обработки, наблюдения при косвенных измерениях // Труды метрологических институтов СССР. - Вып. 75. - 1975. - С. 172- 232.
97. Потемкин В.Г. Система инженерных и научных расчетов Matlab 5.x. В двух томах. Том 1. –М.: Диалог-МИФИ, 1999. – 366 с.

98. Кудряшова Ж.Ф., Рабинович С.Г., Резник К.А. Рекомендации по методам обработки наблюдений при прямых измерениях // Труды метрологических институтов СССР. - 1972. - 134/194. - С. 1-116.
99. Одобецкий С.И. Измерительные преобразователи оптического излучения и температуры на основе реактивных свойств полупроводниковых структур: Дис... канд. техн. наук: 05.11.13. - Винница, 1989. -190 с.
100. Сынов В.Ф., Чистов Ю.С. Физика МДП-структур. - Воронеж: Изд-во Воронежского ун-та, 1989. - 230 с.
101. Иванов П.А., Пантелеев В.Н., Самсонова Т.Г., Челноков В.Е. Исследование поверхностных состояний на границе раздела Si-SiO путём анализа входной комплексной проводимости МОП-структуры в широком температурном интервале // ФТП. - 1995. - Т. 29, Вып. 2. - С. 271-277.
102. Осадчук В.С., Яремчук В.Ф., Кравчук Н.С. Дослідження поверхневих станів на межі SiO₂-Si, легованого бором // Матеріали міжнародного симпозиуму "Наука і підприємництво". - Вінниця-Львів. - 1997. - С.98.
103. Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. - Л.: Энергия, 1970. - 424 с.
104. Арш Э.И. Автогенераторные методы и средства измерений. - М.: Машиностроение, 1979. - 56 с.
105. Williamson T. Resonanz-Mebwert-Umsetzer vereinfachen analogmessungen // Elektronik. - 1987. - Vol. 36, №1. - P. 65- 71.
106. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Крилик Л.В. Сенсори вологості. -Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2003. -208 с.
107. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Сенсори тиску і магнітного поля. -Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. -207 с.
108. Пат. №40236 А України, МКИ G01K 7/01. Мікроелектронний вимірювач температури / Осадчук В.С., Осадчук О.В. - №2000106038; Заявл. 26.10.2000; Опубл. 16.07.2001. Бюл. №6. - 2 с.
109. Пат. №33405 А України, МКИ G01K 7/00. Напівпровідниковий вимірювач температури / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Кравчук Н.С. - №99020936; Заявл. 18.02.1999; Опубл. 15.02.2001. Бюл. №1. - 2 с.
110. Пат. №33404 А України, МКИ G01K 7/00. Пристрій для вимірювання температури / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Кравчук Н.С. - №99020935; Заявл. 18.02.1999; Опубл. 15.02.2001. Бюл. №1. - 2 с.
111. Пат. №40299 А України, МКИ G01K 7/00. Мікроелектронний пристрій виміру температури / Осадчук В.С., Осадчук О.В. - №2000116706; Заявл. 27.11.2000; Опубл. 16.07.2001. Бюл. №6. - 3 с.
112. Пат. №40298 А України, МКИ H03B 7/00. Генератор електричних коливань / Осадчук В.С., Осадчук О.В. - №2000116705; Заявлено 27.11.2000; Опубл. 16.07.2001. Бюл. №6. - 3 с.
113. Пат. №41665 А України, МКИ H03C 7/00. Мікроелектронний генератор електричних коливань / Осадчук В.С., Осадчук О.В. - №2001010067; Заявлено 03.01.2001; Опубл. 17.09.2001. Бюл. №8. - 2 с.

114. Осадчук В.С., Осадчук А.В. Методы построения микросхем радиоизмерительных преобразователей с частотным принципом работы // Технология и конструирование в электронной аппаратуре, 2004, №3. – С.26– 33.
115. Antognetti P., Massobrio G. Semiconductor devices modeling with SPICE. McGraw-Hill, Inc. –New York, 1988. –391 p.
116. Чураков А.Я., Овсянников В.В. Датчики температуры с аналогом лямбда-диода // Электроника, 1989. №7. – С.23 - 25.
117. Ферри Д., Эйкерс Л., Гринич Э. Электроника ультрабольших интегральных схем: Пер. с англ. – М.: Мир, 1991. –327 с.
118. PSPICE User's guide. MicroSim Corporation. La Cadena Drive, Laguna Hills, 1989. –450 p.
119. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 2. Модели компонент аналоговых устройств. –М.: Радио и связь, 1992. –72 с.
120. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 3. Моделирование аналоговых устройств. –М.: Радио и связь, 1992. –120 с.
121. Готра З.Ю. Технология микросхемных устройств. Справочник. – М.: Радио и связь, 1991. –528 с.
122. Виглеб Г. Датчики: Пер. с нем. - М.: Мир, 1989. - 196 с.
123. Маллер Р., Кейминс Т. Элементы интегральных схем. –М.: Мир, 1989. –630с.
124. Черняев В.Н. Технология производства интегральных микросхем и микропроцессоров. –М.: Радио и связь, 1987. – 464 с.
125. Березин А.С., Мочалкина О.Р. Технология и конструирование интегральных микросхем. – М.: Радио и связь, 1992. –320 с.
126. Осадчук О.В. Интегральный частотный перетворювач температури з активним індуктивним елементом // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. –2001. –№1. – С.75-78.
127. Электрические измерения. Под редакцией Е.Г. Шрамкова. –М.: Высшая школа, 1972. –518 с.
128. Мирский Г.Я. Электронные измерения. –М.: Радио и связь, 1986. – 439 с.
129. Анализ измерительных информационных систем / Маликов В.Т., Дубовой В.М., Кветный Р.Н., Исмагуллаев П.Р. –Ташкент: Фан, 1984. – 176 с.
130. Кузьмин И.В. Оценка эффективности и оптимизации АКСУ. –М.: Советское радио, 1971. – 294 с.
131. Байковский В.М., Кошуба Т.В. Некоторые аспекты информационного обеспечения управления новой техникой // Сб. «Методические материалы по подготовке докладов о важнейших достижениях приборостроения». Из-во ЦНИИТЭИ приборостроения. –1977. – С.1-38.

132. Мальков В.М., Лукьянова М.Н. Микроэлектронные датчики и проблемы их стандартизации // Микроэлектронная промышленность. Микроэлектроника и полупроводниковые приборы. –1994. –№2. – С.42-49.
133. Пат. №2122713 Российской Федерации, МКИ G01K 7/01. Полупроводниковый датчик температуры / Осадчук В.С., Осадчук Е.В., Осадчук А.В. - №95114270/28; Заявлено 08.08.95; Опубл. 27.11.98. Бюл. №33. - 3 с.
134. Валитов Р.А., Сретинский В.Н. Радиотехнические измерения. –М.: Советское радио, 1970. –711 с.
135. Стилбаньс Л.С. Физика полупроводников. –М.: Советское радио, 1967. – 451с.
136. Способ теплового контроля качества объёмных интегральных схем: А.С. СССР №1675908. Кл. G 06 F 15/46. / Осадчук В.С., Паламарчук Е.А., Стронский В.В., Яровенко А.Г., 1991. Бюл. №33.
137. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. –М.: Наука, 1981. –718 с.
138. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Рекомендації по проектуванню радіовимірювальних перетворювачів температури // Матеріали VIII МНТК “Контроль і управління в складних системах” (КУСС-2005), Вінниця, 2005. –С.67.

Наукове видання

**Осадчук Володимир Степанович
Осадчук Олександр Володимирович
Наталя Сергіївна Кравчук**

**МІКРОЕЛЕКТРОННІ СЕНСОРИ ТЕМПЕРАТУРИ
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

Монографія

Редактор Т.А. Ягельська

Оригінал-макет підготовлено Осадчуком О.В.

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 30.12.2004.
Формат 29,7×42 ¼ Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. друк. арк.14,9
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