

Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет

**В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. Ю. Савицький**

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ВОЛОГОСТІ  
НА ОСНОВІ МДН-СТРУКТУР**

**Монографія**

Вінниця  
ВНТУ  
2016

УДК 628.38  
ББК 32.854.2  
О-45

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 13 від 25.06.2015 р.)

Рецензенти:

**В. М. Кичак**, доктор технічних наук, професор

**С. М. Злепко**, доктор технічних наук, професор

**В. Г. Дейбук**, доктор фізико-математичних наук, професор

**Осадчук, В. С.**

О-45 Радіовимірювальні перетворювачі вологості на основі МДН-структур : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. Ю. Савицький. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 152 с.

ISBN 978-966-641-649-3

В монографії проаналізовано сучасний стан розвитку напівпровідникових перетворювачів вологості газових середовищ, подано основи та конструктивні рішення побудови радіовимірювальних перетворювачів на основі генераторних вологочутливих МДН-структур. Розглянуто фізичні основи функціонування, електричні схеми та математичний апарат розрахунку параметрів цих схем.

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

УДК 628.38  
ББК 32.854.2

ISBN 978-966-641-649-3

© В. Осадчук, О. Осадчук, А. Савицький, 2016

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ .....	5
ВСТУП.....	6
<b>1 СУЧАСНИЙ СТАН РОЗВИТКУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ВОЛОГОСТІ ГАЗОПОДІБНИХ СЕРЕДОВИЩ.....</b>	<b>9</b>
1.1 Аналіз вологості повітря як об'єкта вимірювання.....	10
1.2 Сучасні перетворювачі вологості газоподібних речовин.....	14
1.2.1 Аналіз методів вимірювання відносної вологості газів.....	14
1.2.2 Температурні та спектроскопічні перетворювачі вологості газів.....	16
1.2.3 Кулонометричні перетворювачі вологості газів .....	19
1.2.4 Сорбційні перетворювачі вологості газів .....	21
1.3 Вимірювальні схеми вторинних перетворювачів вологості ....	26
<b>2 РОЗРОБКА ПЕРВИННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ВОЛОГОСТІ НА ОСНОВІ ВОЛОГОЧУТЛИВИХ МДН-СТРУКТУР .....</b>	<b>33</b>
2.1 Моделювання фізичної структури первинного перетворювача вологості газів.....	34
2.2 Обґрунтування використання вологочутливих МДН-структур з чутливим елементом на основі пористого SiO <sub>2</sub> для побудови первинного перетворювача.....	36
2.3 Розробка математичної моделі механізму вологочутливості двозатворної МДН-транзисторної структури на основі пористого окису кремнію.....	49
<b>3 РОЗРОБКА АВТОГЕНЕРАТОРНОГО ВТОРИННОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ВОЛОГОСТІ НА ОСНОВІ ДВОЗАТВОРНОГО ВОЛОГОЧУТЛИВОГО МДН-ТРАНЗИСТОРА .....</b>	<b>68</b>
3.1 Вибір оптимальної конструкції автогенераторних вторинних перетворювачів інформації .....	69

3.2 Розробка математичної моделі радіовимірювального перетворювача вологості на основі двозатворного вологочутливого МДН-транзистора.....	75
3.3 Розробка математичної моделі радіовимірювального перетворювача вологості на основі двох двозатворних вологочутливих МДН-транзисторів.....	93
<b>РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА РАДІОЧАСТОТНОГО ПРИЛАДУ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ВІДНОСНОЇ ВОЛОГОСТІ ПОВІТРЯ ЧИСТИХ ПРИМІЩЕНЬ ДЛЯ МІКРОЕЛЕКТРОННОЇ ПРОМИСЛОВОСТІ.....</b>	<b>105</b>
4.1 Вимоги до вимірювання відносної вологості повітря чистих кімнат.....	106
4.2 Обґрунтування використання бездротового каналу передавання інформації.....	110
4.3 Застосування мікроконтролерів для створення ПК-сумісних цифрових частотомірів.....	113
4.4 Розрахунок інструментальної похибки і завадостійкості приладу для вимірювання відносної вологості повітря ЧК.....	120
ЛІТЕРАТУРА.....	129
ДОДАТОК А.....	140
ДОДАТОК Б.....	145

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АСКВКМ – автоматизована система керування вентиляцією і кондиціонування мікроклімату

АСКМ – автоматизована система керування мікрокліматом

АЦП – аналого-цифровий перетворювач

БП – біполярний транзистор

ВАХ – вольт-амперна характеристика

ІМС – інтегральна мікросхема

МДН-транзистор – транзистор на основі структури метал-діелектрик-напівпровідник

МК – мікроконтролер

ПАР – поверхнево активна речовина

РПВ – радіовимірювальний перетворювач вологості

СЛАР – система лінійних алгебраїчних рівнянь

ТАН – транзисторний аналог негатрона

ЧК – чиста кімната

## ВСТУП

На сучасному етапі розвитку технологій і науково-технічного прогресу, основними напрямками розвитку електроніки і радіотехніки є удосконалення існуючих і створення нових методів і засобів збору, обробки, зберігання і передачі інформації з одного боку, а з іншого – створення високоточної і чутливої техніки систем автоматизації і контролю для промисловості, побутових цілей, транспорту, військової техніки тощо. Останній напрямок забезпечує розвиток і удосконалення технології виробництва, інтенсивне зростання продуктивності праці, забезпечення дотримання норм санітарно-гігієнічних умов праці персоналу та високої якості готової промислової продукції. Саме тому дослідження і розробки методик і вимірювальних засобів величин як електричної, так і неелектричної природи на сьогодні є актуальним науковим напрямком.

Вологість є важливим показником, що використовується в промисловості для визначення придатності та якості сировинних матеріалів, а також є невід’ємною складовою і контрольованим параметром повітряних середовищ виробничих, складських середовищ, мікроклімату технологічних середовищ. Тому розробка нових засобів й удосконалення існуючих систем вимірювання вологості речовин в усіх агрегатних станах займає одне з визначних місць в інформаційно-вимірювальній техніці.

Значний внесок у розвиток вітчизняної інформаційно-вимірювальної техніки зробили такі провідні вчені: З. Ю. Готра [8, 28, 31], В. В. Кухарчук [110], В. С. Осадчук [10–11, 13, 47, 103], О. В. Осадчук [12, 13, 47], М. А. Філінюк [49–51], а також закордонні вчені Г. Віглеб [9], О. Н. Негоденко [7], М. А. Берлінер [15], Е. А. Тутов [39–41] та ін.

На сьогоднішній день проблемами розробки і практичного застосування інформаційно-вимірювальної техніки займаються такі наукові заклади як Національний технічний університет «Львівська політехніка» (м. Львів), Національний технічний університет «КПІ» (м. Київ), Київський національний університет імені Тараса Шевченка (м. Київ), Харківський національний університет радіоелектроніки (м. Харків), Інститут фізики напівпровідників НАН України (м. Київ), Київський національний університет технологій та дизайну (м. Київ), Харківський національний

льний технічний університет (м. Харків), Вінницький національний технічний університет (м. Вінниця).

Наукові дослідження цього напрямку розвинуті в наукових школах Вінницького національного технічного університету, а саме: розвиток теорії від'ємного опору і оцінка її ефективності розглянуті в роботах проф. М. А. Філінюка [49–51], дослідження теоретичних основ реактивних властивостей напівпровідникових приладів у роботах проф. В. С. Осадчука [10–11, 13, 47, 103], розробка теорії мікроелектронних частотних перетворювачів на основі транзисторних структур з від'ємним опором і її практичного застосування подано в роботах проф. О. В. Осадчука [12, 13, 47].

Актуальність теми полягає у необхідності удосконалення промислового устаткування й організації процесу виробництва, що досягається використанням сучасних досліджень і розробок в галузях матеріалознавства та інформаційно-вимірювальних технологій від етапу розробки і виготовлення первинного перетворювача інформації до проектування складних систем перетворення і обробки інформації.

Ефективність функціонування таких систем значною мірою забезпечується створенням ефективних алгоритмів роботи та адекватних реальності математичних моделей фізичних процесів перетворення і обробки інформації у вимірювальному каналі приладів. Це дозволяє врахувати всі суттєві фактори, що впливають на виробничий процес та якість готової продукції, забезпечують безпечність технологічного обладнання.

Визначення рівня вологості як невід'ємної складової газового середовища чистих кімнат, технологічних установок та інших газових об'ємів із заданим складом пов'язана із значним впливом вологи на протікання технологічних операцій та якості готової продукції мікроелектронної, хімічної, фармацевтичної, харчової та інших галузей промисловості завдяки її значним розчинним і окислювальним властивостям, що є перспективним науковим напрямком.

Удосконалення систем чистих кімнат, та й інших технологічних ліній і установок, може відбуватися на всіх рівнях перетворення інформації. На рівні первинного перетворювача, сучасні дослідження властивостей плівок аморфного пористого кремнію і його окису, дозволяють їх використання для створення чутливих шарів первинних перетворювачів вологості, як ємнісних чи резистивних, так і чутливих транзисторних МДН-структур.

Використання вологочутливих транзисторних структур в якості первинних перетворювачів відкриває перспективи проектування автогенераторних вторинних перетворювачів інформації, принцип дії яких засновано на перетворенні величини вимірюваного параметру у частотний інформативний сигнал. Дані вторинні перетворювачі характеризуються високою точністю і чутливістю вимірювання, завадостійкістю вихідного частотного сигналу, придатного для переведення у цифровий код для використання в сучасних комп'ютеризованих системах автоматизації виробництва, обробки за допомогою ЕОМ та інших мікропроцесорних систем збору і обробки інформації. При цьому, на відміну від параметричних перетворювачів інформації, усувається необхідність використання підсилювачів сигналу первинного перетворювача, які вносять власні шуми в інформативний сигнал.

Виходячи з наведених міркувань, використання принципу перетворення вимірюваної фізичної величини у частотний інформаційний сигнал за допомогою чутливих автогенераторних структур, дозволяє розробку й удосконалення радіотехнічних систем контролю параметрів систем технологічного обладнання та інших інформаційних систем, що є перспективним науковим напрямком.



## **1 СУЧАСНИЙ СТАН РОЗВИТКУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ВОЛОГОСТІ ГАЗОПОДІБНИХ СЕРЕДОВИЩ**

Волога (вода у всіх її агрегатних станах) входить до складу багатьох речовин і матеріалів, газових середовищ і навіть гідрофобних речовин (наприклад, нафта і нафтопродукти), впливаючи тим самим на їх фізико-хімічні властивості і перспективи застосування для задоволення потреб людини, тому контроль і вимірювання цього параметра для різних речовин є необхідною умовою їх раціонального використання.

Тому на сучасному етапі розвитку науки і виробництва гостро стоїть питання удосконалення різноманітних радіотехнічних засобів та систем контролю параметрів і якості промислової продукції, в тому числі, мікроелектронної промисловості [1–6], забезпечення оптимальних параметрів мікроклімату для тривалого зберігання готової продукції та напівфабрикатів різноманітних галузей промисловості, забезпечення сприятливих умов для працівників, комфортного мікроклімату місць масового скупчення людей та в побуті.

Тому актуальним на сьогодні напрямком наукової і технічної діяльності є розробка теоретичних основ функціонування і практичної реалізації високоточних і чутливих перетворювачів різних фізичних величин, в тому числі вологості, для удосконалення інформаційно-вимірювальних систем автоматизації виробництва [7, 8], а також забезпечення санітарно-гігієнічних умов праці.

За останні десятиріччя в процесі удосконалення існуючої номенклатури інформаційно-вимірювальної техніки спостерігається тенденція до уніфікації технологій виробництва перетворювачів різних фізичних величин у рамках твердотільної (напівпровідникової) технології [20], що пов'язано із значними досягненнями таких галузей знань, як фізика твердого тіла, теорія поля, фізична хімія та ін., що дозволяє всебічно розглянути властивості напівпровідникових матеріалів для розробки і створення первинних перетворювачів фізичних величин з високими метрологічними показниками, а також зменшити їх масо-габаритні розміри, підвищити технологічність виготовлення, а отже зменшити їх собівартість.

Одним з напрямків вирішення поставленої задачі є розробка первинних перетворювачів фізичних величин (в тому числі вологості газоподібних речовин) на основі генераторних транзисторних структур з від'ємним диференційним опором [10–13], робота яких ґрунтується на основі теоретичних досліджень залежності амплітуди і спектрального складу вихідного сигналу від величини вимірюваного параметра навколишнього середовища і як наслідок, параметри вихідного інформативно-

го сигналу (спектральний склад, початкова фаза, частота). Це дозволяє отримувати частотний інформативний сигнал без аналого-цифрового перетворення, яке вносить свої похибки вимірювання і значно підвищує вартість вимірювального обладнання і систем контролю в цілому.

Проблематика цього питання розглядається в даному розділі.

### 1.1 Аналіз вологості повітря як об'єкта вимірювання

На сучасному етапі розвитку науки і техніки досить гостро стоїть проблема підвищення якості, ефективності виробництва промислової, сільськогосподарської продукції, дотримання санітарно-гігієнічних норм охорони праці, а також заданих параметрів виробничого, складського і побутового мікроклімату, забезпечення чистоти матеріалів.

Вологе незабруднене повітря можна розглядати як суміш повітря і пари, якій характерні широкі інтервали зміни вмісту вологи від  $2 \times 10^{-6}$  до  $4 \div 5 \%$  об'єму [14]. При звичайних температурах і тисках вологі газу можуть описуватися рівняннями ідеального газу із точністю, достатньою для вирішення практичних задач.

По-перше, такі газу описуються законом Дальтона, що виражається:

$$p = p_c + p_w, \quad (1.1)$$

де  $p_c$ ,  $p_w$  – відповідно парціальні тиски сухого повітря і водяної пари.

Для кількісної оцінки вмісту вологи використовують низку показників, які можна розділити на такі групи [15]:

1) величини, які характеризують концентрацію водяної пари, серед яких:

- абсолютна вологість  $a$ , тобто маса водяної пари, яка міститься в одиничному об'ємі газу, вимірюється в  $g / cm^3$ ;

- пружність, або парціальний тиск водяної пари  $p_w$ , виражається в  $Pa$ , або мм. рт. ст.

2) характеристики вологісних співвідношень:

- вологовміст – відношення маси водяної пари до маси сухого повітря. Цю величину можна також розглядати як співвідношення густини водяної пари до густини сухого повітря;

- об'ємний вологовміст  $\chi$  – відношення об'єму пари до об'єму сухого повітря;

- молярна частка водяної пари  $s$  – відношення кількості молей водяної пари до загальної кількості молей вологого повітря;

3) температура точки роси  $\tau_g$  – температура, яку отримає газ в результаті ізобаричного охолодження до повного насичення по відношенню до плоскої поверхні води (криги).

4) відносна вологість  $\varphi$  – відношення дійсної вологості газу до її максимумально можливої, яка відповідає насиченню при даній температурі. Величина  $\varphi$  показує ступінь насичення водяною парою, використовується, для характеристики вологості повітряних середовищ, виражається у відсотках.

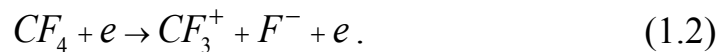
Такий показник, як відносна вологість (надалі просто вологість повітря) повітря є одним з найголовніших параметрів для визначенні кількісного складу водяної пари в повітрі, адже вона показує ту ступінь конденсації вологи, що може виникнути, наприклад, на поверхні продуктів харчування при їх збереженні, або на поверхні напівпровідникових пластин під час технологічних операцій.

Якщо розглядати мікроелектронну промисловість, то одним з пріоритетних напрямків її розвитку в наш час є підвищення якості та виходу придатних готових виробів. Така мета досягається розробкою нових і удосконаленням існуючих технологічних процесів і обладнання, що враховують всі фізико-хімічні процеси, які протікають в процесі виготовлення радіоелементів й інтегральних схем [16]. Іншим шляхом підвищення якості продукції і зниження відсотка браку є жорсткий контроль всіх параметрів технологічного процесу, забезпечення прийнятних характеристик використовуваних матеріалів, чистоти навколишнього газового середовища та інші умови, які впливають на якісні характеристики готової продукції [3].

Рівень вологості повітря, як одного з найголовніших факторів впливу на протікання технологічних операцій, нормується для різних операцій мікроелектронної технології: автоепітаксія кремнію, де при умові присутності в технологічній парогазовій суміші навіть мікрокількості вологи (біля 1 ppm) та інших кисневмісних домішок викликає ріст дефектного полікристалічного шару кремнію [5]. До неповторюваності результатів приводить наявність парів води в процесах вакуумно-плазмового травлення. Вміст вологи всередині корпусів інтегральних схем не повинен перевищувати 500 ppm, а в операціях збирання мікросхем – 50 ppm [5]. Такі жорсткі вимоги до вмісту вологи висуваються й іншими галузями промисловості. Так, в нафтохімічній і хімічній промисловості часто виникає необхідність визначити вологість в ароматичних вуглеводнях – її рівень не повинен перевищувати  $10^{-4} - 10^{-5}$  % загальної маси.

Розглянемо детальніше вплив вологості на протікання процесу плазмохімічної обробки кремнієвих пластин. Атмосферна волога, що потрапляє до вакуумної технологічної системи, стає додатковим реагентом, який бере участь у взаємодії частинок плазми з поверхнею оброблюваного матеріалу. Хімічні процеси, що протікають в плазмі, різноманітні і включають в себе велику кількість різновидів елементар-

них реакцій взаємодії, протікання яких залежить від параметрів технологічного процесу (тиск і склад робочого газу, температура газу і матеріалу, типу використовуваного розряду та інші). Про домінуючий тип хімічної реакції, що відбувається в цьому технологічному процесі, можна говорити лише з точки зору ймовірності його протікання в даних технологічних умовах [17]. В нерівноважній плазмі ВЧ-розряду, яка найчастіше використовується в процесах сухої обробки напівпровідникових пластин, найбільша ймовірність протікання дисоціативного прилипання [19]:



Процес вакуумно-плазмового травлення відбувається в нерівноважній низькотемпературній плазмі пониженого тиску. Середня енергія електронів в такій плазмі складає  $1..10$  еВ ( $1,6 \times 10^{-19}..1,6 \times 10^{-18}$  Дж), густина електронів  $10^9..10^{12}$ , тоді як енергія молекул газу складає  $0,05..0,1$  еВ, а їх густина в діапазоні тиску  $0,1..500$  Па складають  $10^{13}..10^{17} \text{ м}^{-3}$  [18].

Розглянемо можливі фізико-хімічні процеси, які відбуваються за участю вологи в процесі плазмохімічної обробки напівпровідникових матеріалів. Під дією електронного удару, молекула води розпадається на кисень і водень:

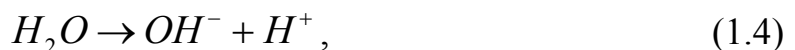


де  $\Delta H = 241,83$  кДж – енергія, потрібна для того, щоб ця реакція пройшла в 1 моль пари.

Оскільки 1 моль речовини містить  $N_A = 6,02 \times 10^{23}$  атомів, то енергія, що припадає на один атом:

$$\frac{\Delta N}{N_A} = \frac{241,83 \times 10^3}{6,02 \times 10^{23}} = 40,17 \times 10^{-20} = 2,5 \text{ eV}.$$

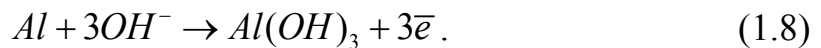
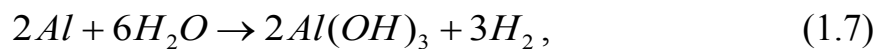
Як бачимо, більшість електронів мають таку енергію і тому існує висока ймовірність протікання реакції (4.1) при зіткненні електрона з молекулою води. Наведена реакція проходить через такі стадії:



Утворені іони, в свою чергу, можуть реагувати з оброблюваними пластинами, при цьому на поверхні останньої з'являються плівки з оксидів і гідрооксидів. Найбільше схильні до такої взаємодії плівки металізації.

Описаний процес дисоціації молекули води може відбуватись не лише всередині технологічних установок, але й у повітряній масі під дією різноманітних впливів навколишнього середовища: теплових, оптичних, радіаційних випромінювань тощо. Утворені іони мають досить високу хімічну активність і можуть взаємодіяти з поверхнями різноманітних матеріалів [19].

Наприклад, алюміній, один з найважливіших металів, що використовується для формування контактів і виводів ІМС, легко вступає в реакцію з даними іонами, а також і з самою молекулою води (1.6)–(1.8):



Фізичні характеристики електронів: енергія електронів, переріз дисоціації води при зіткненні з електроном, визначаються із закону розподілу за енергіями. Згідно з [14], швидкість таких реакцій визначається:

$$G = n_e n \left( \frac{2}{m_e} \right) \int_{E_{ne}}^{\infty} \sigma(E_e) f(E_e) E_e^{1/2} dE_e, \quad (1.9)$$

де  $n_e$  і  $n$  – відповідно концентрації електронів і молекул газу, продуктом яких є високоенергетичні і хімічно активні частинки;  $m_e$  – маса електрона;  $E_e$  – енергія електронів;  $\sigma(E_e)$  – переріз взаємодії електронів і молекул;  $\Delta H$  – порогова енергія процесу виникнення високоенергетичних і хімічно активних частинок внаслідок зіткнення з електронами.

Рівняння (1.9)–(1.11) будуть справедливими і для взаємодії молекул води з іншими лужними і рідкоземельними металами (мідь, сплави) під час зберігання, чи обробки.

З наведеного вище видно, що наявна в повітрі волога може значно впливати на проходження промислових процесів. Тому одним з напрямків удосконалення технологічного обладнання і систем автоматизації є підвищення метрологічних характеристик перетворювачів вологості на основі сучасних досліджень в галузі фізики, матеріалознавства й інформаційних технологій.

## 1.2 Сучасні перетворювачі вологості газоподібних речовин

### 1.2.1 Аналіз методів вимірювання відносної вологості газів

Оптимальний метод вимірювання вологості газів обирається з врахуванням конкретних вимог, що ставляться до вимірювання, серед яких можна виділити точність, чутливість, час спрацювання, швидкодія, масогабаритні параметри [52, 104] інші вимоги, що ставляться до технологічних інформаційно-вимірювальних систем, які пов'язані з особливостями вимірювального середовища. Перший основний поділ методів вимірювання вологості газів є поділ на прямі і опосередковані [15].

В основі прямих методів лежить розділення досліджуваної речовини чи матеріалу на вологий і сухий залишки. При опосередкованому методі вимірювання вологість матеріалу визначається за фізичними властивостями матеріалів чи іншими величинами, функціонально пов'язаними з вологістю.

Більш детально методи вимірювання вологості можна розділити на такі групи [31]:

1. Вилучення водяної пари з газової суміші, що базується на кількісних вимірюваннях її складу. Серед конкретних методів виділяються: термографітичний, електролітичний, газової хроматографії, титрування Карла-Фішера. Складність видалення пари з газових сумішей робить цю групу методів малоперспективними для практичного використання.

2. Методи, що ґрунтуються на використанні фізико-хімічних властивостей води, серед яких: використання властивості поглинання електромагнітних випромінювань у діапазонах НВЧ, ІЧ та УФ, нейтронного розсіювання, зміна діелектричної сталої та електропровідності. Ці методи можна використовувати для створення мікроелектронних перетворювачів вологості у випадках вимірювання великих об'ємів досліджуваної речовини.

3. Методи, що ґрунтуються на зміні фізико-хімічних властивостей і характеристик вимірювальних матеріалів під дією молекул води. Випаровування, адсорбція і дифузія молекул води, а також їх хімічна взаємодія з чутливим матеріалом, призводить до зміни температури, електропровідності, діелектричної сталої, механічних характеристик, а також теплопровідності останнього.

Функціональний зв'язок цих властивостей з вмістом вологи у досліджуваному середовищі є основою побудови різних типів перетворювачів вологості, що працюють за принципом опосередкованого визначення вологості речовин і матеріалів.

Оскільки в цій роботі розглядається проблема удосконалення приладів підтримки заданих параметрів газових середовищ, серед яких є і вологість повітря, то розглянемо основні механізми фіксації вологості і принципи перетворення величини вологості газового середовища в ін-

формативний електричний сигнал, а також первинних перетворювачів вологості газових середовищ атмосферного і підвищеного тиску, які можуть бути застосовані в промисловості.

На рис. 1.1 продемонстровано систематизацію первинних перетворювачів вологості газових середовищ за принципом перетворення вологості в електричний сигнал [8, 31].

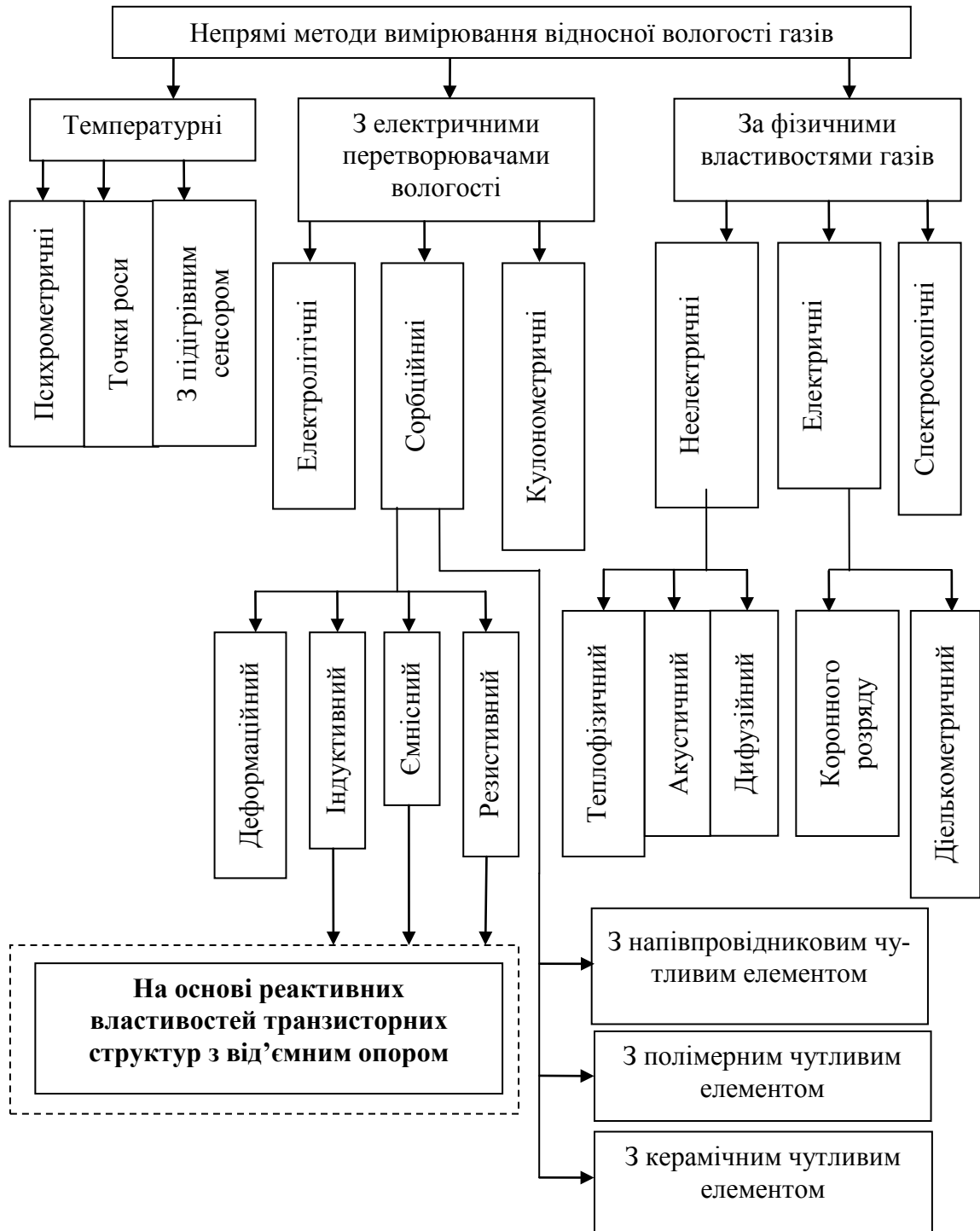


Рисунок 1.1 – Систематизація непрямих методів вимірювання вологості повітря

В подальшому в роботі розглянемо типи і конструкції тих перетворювачів вологості, метрологічні і конструктивні параметри яких дозволяють їх використовувати для вимірювання вологості повітря в промислових умовах.

### 1.2.2 Температурні та спектроскопічні перетворювачі вологості газів

Ці методи ґрунтуються на використанні ефекту розсіювання чи поглинання вологою оптичного випромінювання певного діапазону довжини хвилі. При цьому волога може бути конденсованою на поверхні спеціального охолодженого дзеркала.

Розглянемо принцип функціонування гігрометра точки роси, що реалізує цей принцип. Всередині вимірювальної камери газ, що аналізується, охолоджується до температури насичення водяної пари, тобто точки роси. Цю температуру визначають в момент конденсації пари на плоскій полірованій поверхні дзеркала. Для охолодження газу використовують дроселюючі, термоелектричні, термомагнітні пристрої. Момент випадання роси фіксується фотоелектричним і кондуктометричним способом. В останньому випадку вимірюють поверхневий опір дзеркала, на якому знаходиться конденсат. Знаючи точку роси і температуру газу, можна обчислити вологість за формулою [20]

$$\varphi = \frac{p_1}{p_2}, \quad (1.10)$$

де  $p_1$  і  $p_2$  – відповідно тиск насиченої пари при точці роси і температурі газу.

Перевагою таких перетворювачів є низький поріг визначення вологості (в точці роси  $-100^{\circ}\text{C}$  відповідає концентрація вологи  $10^{-6}\%$ ), похибка найкращих зразків від  $0,3$  до  $0,5^{\circ}\text{C}$ , але не перевищує одного градуса Цельсія. Недолік таких пристроїв: неможливість визначення вологості газів, температура конденсації яких вища вимірюваної точки роси.

Прикладом первинного перетворювача вологості такого типу, є пристрій, принцип роботи якого заснований на використанні багаторазового повного внутрішнього відбиття, розробленого для контролю вмісту емульсійної води в інших зріджених газах [21]. Світловий потік від випромінювача за допомогою модулятора, що несе інтерференційні фільтри з різними спектрами пропускання, спрямовується на пластину, змочену з обох боків аналізованою емульсією. Після багаторазового відбиття від границі пластина-зразок випромінювання спрямовується на фоторезистор [21]. Електричний сигнал останнього підсилюється і реєструється



Іншим прикладом структури гігрометрів такого типу є двохелектродний напівпровідниковий перетворювач точки роси поданий на рис. 1.2 [7, 31, 34]:

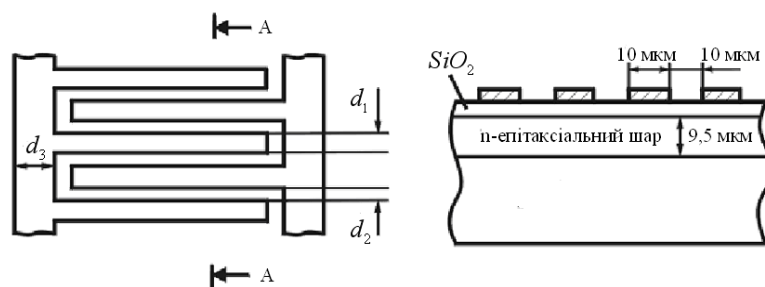


Рисунок 1.2 – Структура гігрометра точки роси на основі пористого кремнію

Поверхнева провідність структури при наближенні до точки роси збільшується згідно з законом, близьким до експоненційного. Утворення на поверхні твердої фази призводить до різкого зменшення електропровідності конденсату. В даному перетворювачі вологості саме шар пористого окису кремнію є вологочутливим елементом, що демонструє можливість застосування шару пористого кремнію та його окису для створення вологочутливого шару, на основі якого можливо створювати перетворювачі вологості резистивного, ємнісного типу, а також створювати плівки вологочутливого матеріалу в МДН-структурах.

На даний час найширше представленим класом спектроскопічних перетворювачів вологості газів є оптичні, в основі функціонування яких лежить властивість води поглинати інфрачервоне випромінювання певної довжини хвилі. Така її властивість дозволяє створювати перетворювачі, які б вимірювали вологість різних матеріалів: твердих, рідких та газоподібних [14, 22].

Здатність молекул води поглинати оптичне випромінювання засновано на тому, що атомна поляризація атомів кисню, які входять до складу молекули води, мають складний вид руху, який обумовлений синтезом трьох стандартних коливань: абсолютно симетричних кутових, абсолютно симетричних пружних, асиметрично пружних. Спектри поглинання цих коливань мають максимум на довжинах хвиль відповідно 2,74, 6,27, і 2,66 мкм [14]. Показники поглинання на цих довжинах хвиль досить великі, однак через відсутність високостабільних малогабаритних джерел і приймачів випромінювання ці довжини хвиль при розробці промислових приладів не використовуються. Найбільший інтерес представляє ближній ІЧ-діапазон, де молекула води має спектр поглинання на частоті 1,94 мкм. Тому, якщо контрольований об'єкт опромінювати ІЧ-випромінюванням з такою довжиною хвилі і вимірювати потужність

пройденого чи відбитого потоку випромінювання, то вона буде змінюватися в залежності від рівня відносної вологості [14, 22].

Огляд літературних джерел [9, 14, 20, 23–26] показав, що при вимірюванні вологості газових середовищ використовують два основні методи побудови оптичного тракту. Перший – джерело і приймач оптичного випромінювання розміщуються на протилежних внутрішніх поверхнях вимірювальної камери і перешкодою проходження випромінювання є власне поглинання молекулами води. Іншим шляхом побудови оптичного шляху випромінювання є включення до складу вимірювальної камери охолоджуваного дзеркала (рис. 1.3) [24–26]. На поверхні останнього випадає конденсат і оптичне випромінювання при попаданні на нього, поглинається і розсіюється, причому інтенсивність описаних процесів залежить від товщини плівки конденсату на поверхні, а отже від величини вологості досліджуваного газового середовища. Перевагами такого типу конструкцій перетворювачів вологості є значно менші геометричні розміри, менша чутливість до забруднення досліджуваного газового середовища і спектрального складу випромінювання. Прикладом реалізації описаного методу вимірювання вологості є конструкція оптичного перетворювача вологості газів, що показана на рис. 1.3 [26].

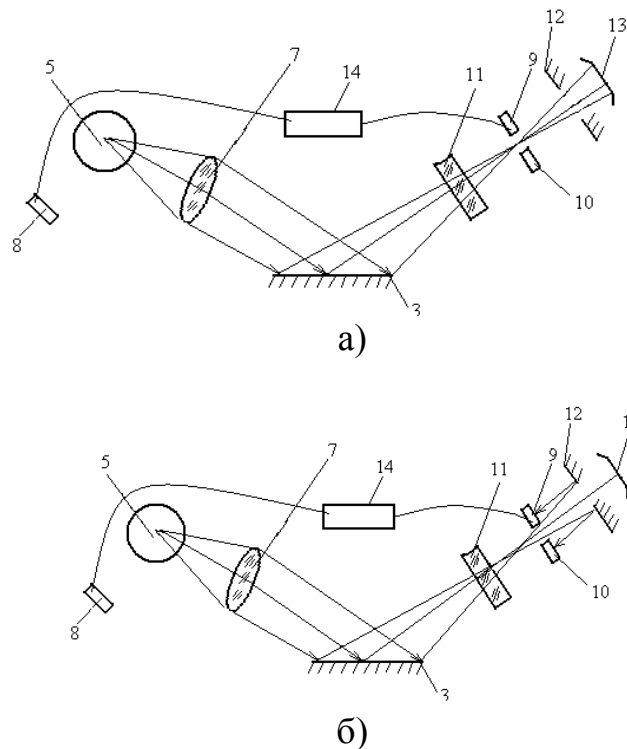


Рисунок 1.3 – Проходження променів світла в оптичній схемі перетворювача вологості: а) – при відсутності конденсату на дзеркалі; б) – при наявності конденсату на дзеркалі

Принцип роботи приладу на рис. 1.4 полягає у тому, що газ подається під надлишковим тиском у вимірювальну камеру 1. До моменту випадання конденсату (див. рис. 1.3а) на охолоджуваному дзеркалі 3, світловий потік, який формується освітлювальною лампою 5 і об'єктивом 7, відбиваючись від поверхні охолоджуваного дзеркала 3, проходить крізь отвір фотоприймача 9 і потрапляє у світлову пастку 13. Через те, що світлова пастка 13 має ламану поверхню, в ній відбувається повне гасіння світлового потоку. На фотоприймач відбитого світлового потоку 9 випромінювання при цьому не потрапляє. При випаданні конденсату на поверхні охолоджуваного дзеркала 3 змінюються умови відбиття випромінювання (див. рис. 1.3б). При цьому світловий потік частково потрапляє на дзеркало 12 і, відбившись від нього, потрапляє на фотоприймач відбитого світлового потоку 9. Електричні сигнали від фотоприймача 8, який міститься в тубусі 4 вузла освітлювача, і фотоприймача відбитого світлового потоку 9 порівнюються у блоці порівняння електричних сигналів від фотоприймачів 14. Різке зменшення різниці цих сигналів характеризує момент випадання конденсату на поверхні охолоджуваного дзеркала [26].

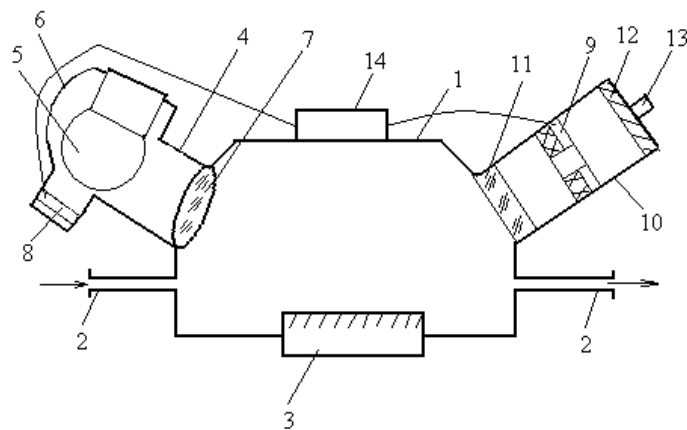


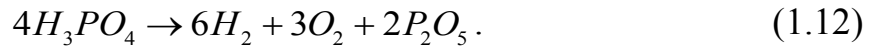
Рисунок 1.4 – Конденсаційний гігрометр

В ході структурного аналізу виявлено [9, 14, 20], що ці оптичні прилади мають значний недолік, пов'язаний з тим, що геометричні розміри оптичної системи мають бути підігнані з точністю до десятих мікрон, тому такі прилади є дуже чутливими до всіх видів механічних коливань, одиночних і серійних ударів тощо. Тому експлуатація таких приладів вимагає великих коштів на утримання у робочому стані, що відображається на собівартості продукції.

### 1.2.3 Кулонометричні перетворювачі вологості газів

Кулонометричні перетворювачі вологості працюють за принципом неперервного поглинання вологи плівкою гігроскопічної речовини і од-

ночасному її розкладі за допомогою електролізу [7, 15] що описується такими рівняннями:



Конструктивно розміри приладу і напруга на його електродах обирають таким чином, щоб волога повністю витягалась з потоку газу і проходив повний її електроліз. Здебільшого в конструкції кулонометричних перетворювачів вологості використовуються платинові спіралеподібні електроди, розташовані на зовнішній або внутрішній поверхні пластмасової або скляної трубки. Між електродами наносять шар сорбенту  $P_2O_5$ . Основний недолік цих пристроїв – низька технологічність, крім того, обмеженням конструкції є необхідність вимірювання і підтримання використання газу через чутливий елемент протягом визначеного часу (20...200 см<sup>3</sup>/хв). В якості сорбційного покриття також можуть використовувати гідроокиси натрію та калію ( $NaOH$ ,  $KOH$ ), метафосфат калію і силікатну кислоту.

Для метеорологічних вимірювань вологості повітря був розроблений дифузійний перетворювач вологості, у якому частина вологи із досліджуваного газового середовища дифундує крізь перфорований гідрофобний бар'єр, де підлягає електролізу (див. рис. 1.5). Швидкість дифузії не залежить від швидкості повітря, відпадає необхідність використання регулятора газу, адже його роль грає бар'єр. Недоліком такої конструкції є значна інерційність, особливо у областях малого значення вологості. Температурна похибка перетворювача складає приблизно **0,5 ... 0,6%/°C** [7]:

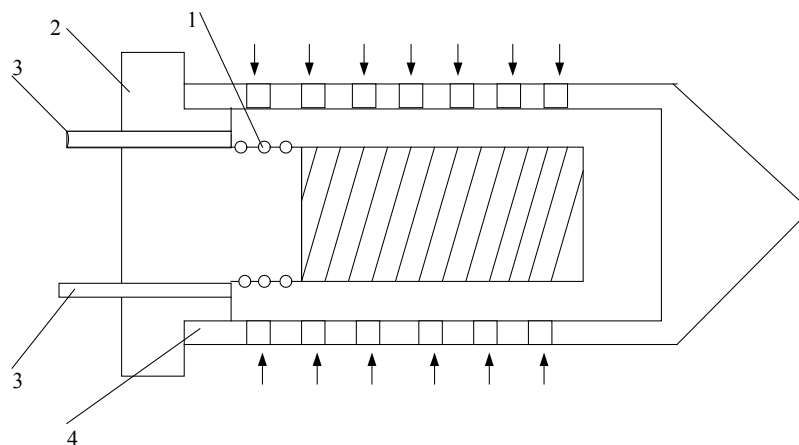


Рисунок 1.5 – Кулонометричний перетворювач вологості:  
1 – плівка  $P_2O_5$ ; 2 – ізоляційний стержень; 3 – електроди; 4 – дифузійний бар'єр

У цього дифузійного чутливого елемента електроди і плівка  $P_2O_5$  1 розташовані на верхній поверхні скляного або фторопластового стержня, а дифузійним бар'єром 4 слугує коаксіальна перфорована трубка з фторопласта 2, всередині якої розміщено електроди 3.

#### 1.2.4 Сорбційні перетворювачі вологості газів

Електросорбційні перетворювачі вологості газів працюють за принципом вимірювання електропровідності, ємності, або індуктивності речовин, які поглинають вологу з вимірюваного газового середовища; або зміни механічних властивостей сорбента [7, 28], в якості якого можуть слугувати багато класів гідрофільних речовин: полімери (поліімелід, та ін.), кераміки (на основі  $Al_2O_3$ ,  $LiCl$ ,  $SnO_2$ ,  $SiO_2$ ), напівпровідники (*por – Si*) [27].

Розглянемо сорбційний метод визначення відносної вологості повітря з неелектричним первинним перетворювачем, в якому використовується властивість деяких гігроскопічних матеріалів змінювати свої лінійні розміри у функціональній залежності від вологості навколишнього середовища. В цих перетворювачах в якості чутливого елемента використовують знежирений людський волос, капронову нитку, целофан та інші матеріали, які під дією вологості зовнішнього середовища змінюють свої лінійні розміри, або пружність. Прилади такого типу відрізняються простотою конструкції [29].

Нитка з вологочутливого матеріалу 2 закріплена між кінцями дуги 1 з пружного матеріалу. Один з кінців за допомогою шарнірів закріплено на напрямних 3 для вертикально-горизонтального переміщення. До другого кінця стержня приєднано зажим 4, який тримає нитку, при цьому можливе сковзання. По середині жорстко закріплено стержень з феромагнетика 5, навколо якого розташовано котушку індуктивності 6, яка може використовуватися для безпосереднього вимірювання, або включена в коливальний контур. Структура даного пристрою зображена на рис. 1.6 [29]:

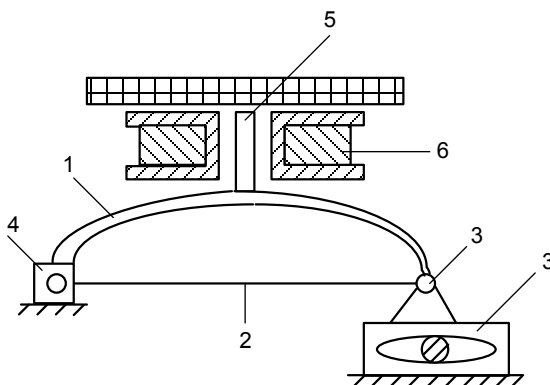


Рисунок 1.6 – Сорбційний вологомір деформаційного типу

Недоліком таких перетворювачів є висока інерційність, яка зростає при зменшенні вологості і пониженні температури повітря. Стабільність показів таких перетворювачів невисока, їм властива петля гістерезису. В зв'язку з цим гігрометри деформаційного типу мають обмежену область застосування: метеорологічні спостереження, контроль вологості повітря в приміщеннях, грубі регулятори вологості повітря в приміщеннях.

Принцип дії сорбційних первинних перетворювачів вологості полягає у функціональній залежності активної чи реактивної (індуктивної або ємнісної) складової повного опору вологочутливого матеріалу від вологості навколишнього середовища [30, 31, 36–38].

Прикладом таких перетворювачів є керамічні перетворювачі вологості з кераміки на основі окису кобальту, який отримують в результаті взаємодії чотириокису кобальту ( $Co_3O_4$ ) з металевим кобальтом при температурі 1173 К. Опір такого первинного перетворювача змінюється на шість порядків (від  $10^{10}$  до  $10^4$  Ом) при зміні відносної вологості 30–100 %. Основним недоліком є високий власний опір окису кобальту, який перевищує  $10^6 \dots 10^7$  Ом/□, а також низький поріг чутливості. Аналогічні результати отримані при використанні в якості вологочутливого матеріалу кераміки з чистого триокису заліза ( $Fe_2O_3$ ) та хлориду заліза ( $FeCl_2 + FeCl_3$ ).

Графік залежності повного опору кераміки на основі окису заліза від величини вологості навколишнього середовища представлено на рис. 1.7 [31].

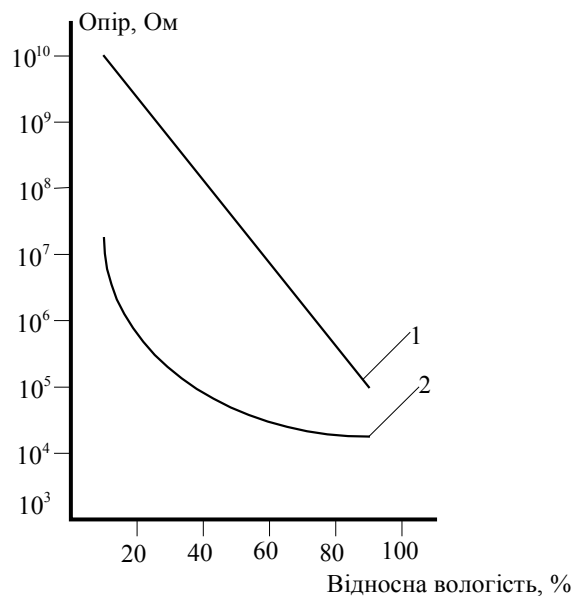


Рисунок 1.7 – Залежність активного опору керамічного матеріалу на основі окису заліза від вологості навколишнього середовища: 1 – немодифікованого триокису заліза; 2 – модифікованого хлоридом заліза

В якості чутливого елемента індуктивного перетворювача вологості можуть слугувати товстоплівкові керамічні елементи на основі окисів металів, або шари пористого напівпровідника. Наприклад, феритна паста, яка складається з  $Fe_2O_3$  (52 % маси),  $ZnO$  (26 % маси),  $MnO$  (22 % маси) [31].

Реактивний опір цього матеріалу описується графіком, що на рис. 1.8.

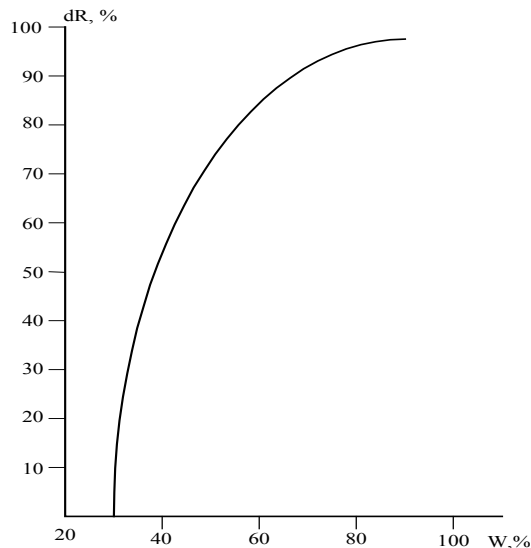


Рисунок 1.8 – Графік відносної зміни індуктивного опору кераміки на основі  $FeZn$  від вологості

Структура керамічного перетворювача вологості представлена на рис. 1.9 [34]:

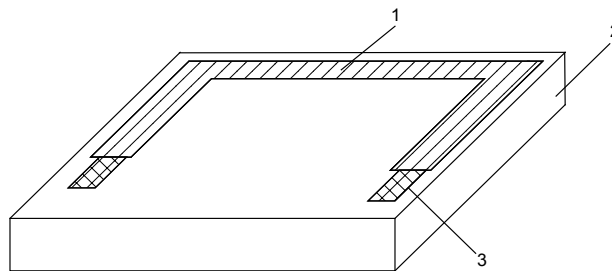


Рисунок 1.9 – Товстоплівковий перетворювач вологості на основі  $FeZn$

В процесі адсорбції молекул пари у пори феритної кераміки з  $FeZn$ , що розміщена між алюмінієвою підкладкою 2 і провідною плівкою 3, змінюється величина його повного опору, за заміною якого судять про рівень вологості навколишнього газового середовища. Недоліком таких перетворювачів вологості є значна зашумленість вихідного сигналу при їх використанні в коливальних системах, завдяки значному впливу розподілених паразитних параметрів.

Ємнісні первинні перетворювачі вологості, що найбільш розповсюжені, використовуються для визначення відносної вологості різноманітних газових середовищ: повітря, газових установок, спеціальних газових середовищ тощо. В наш час широко досліджені гідрофобні і гідрофільні властивості багатьох матеріалів. Тому такі пристрої класифікують за матеріалом вологочутливої речовини, що входить до складу первинного перетворювача [31, 33].

Принцип дії таких перетворювачів вологості оснований на функціональній залежності діелектричної сталої вологочутливого діелектричного матеріалу, що розташований між двох провідних пластинок. Існує два основних підходи щодо покращення метрологічних характеристик таких приладів. Перший полягає у покращенні структури первинного перетворювача і полегшення процесу адсорбції пари, як наприклад це продемонстровано в роботах [45, 46]. Недоліком таких перетворювачів вологості є достатньо великий час регенерації чутливого шару між операціями вимірювання.

Іншим методом є вивчення адсорбуючих властивостей матеріалів і знаходження нових методів затримки і реєстрації вологості. З цією метою створено багато груп вологочутливих матеріалів, які на сьогодні застосовуються для виготовлення сучасних первинних перетворювачів вологості. До них відносяться перетворювачі з чутливим шаром на основі непористих (з чутливим шаром з ПАР) [15] і пористих матеріалів, серед яких, зокрема, використовується кераміка, або пористий шар напівпровідника чи діелектрика [31, 27, 7].

На рис. 1.10 [36] представлено керамічний перетворювач вологості ємнісного типу, що містить електроди, які сформовані з дев'яти струмопровідних доріжок довжиною 18 мм за товстоплівковою технологією з паладієво-срібної пасти на корундовій підкладці ( $\approx 96\% Al_2O_3$ ), ширина струмопровідних доріжок і відстань між ними складає 0,625 мм.

На поверхню перетворювача нанесено послідовно два шари вологочутливого покриття із вологочутливої склокераміка 5, що містить частинки корунду 4 загальною товщиною 40 мкм.

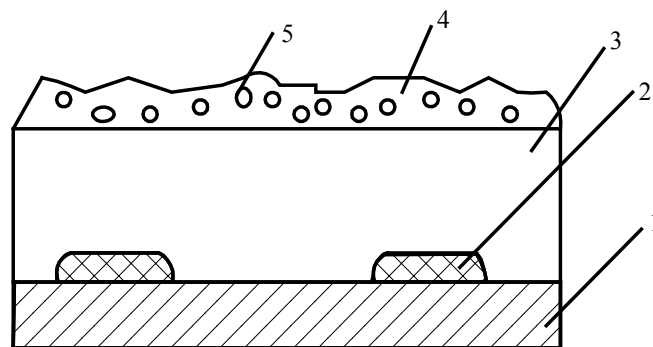


Рисунок 1.10 – Керамічний перетворювач вологості ємнісного типу



На корундову підкладку 1 нанесені плівкові електроди 2, ізольовані шаром діелектрика 3. Для зображеного на рисунку перетворювача вологості, ємність змінюється від 8 пФ при нульовій вологості до 60 пФ при вологості 100 %.

Досить часто на практиці застосовують первинні перетворювачі вологості ємнісного типу з чутливим діелектричним шаром з окисів металів [31]. Такий перетворювач представляє собою плоский конденсатор, одним з обкладинок якого є плівка алюмінію, а діелектрик – пориста плівка  $Al_2O_3$ , отримана шляхом анодування алюмінію в суміші розчинів фосфорної і цинкатої кислот, верхньою обкладинкою є тонка золота плівка, що має пори для проходження молекул води [37].

На даний час широкого розповсюдження набули ємнісні первинні перетворювачі вологості на основі пористого кремнію і його окису, що обумовлено підвищеною зацікавленістю до вивчення фізико-хімічних властивостей цього матеріалу з огляду на його технологічність і застосовність в мікроелектронній технології [27, 39–41]. На рис. 1.11 зображений ємнісний вологочутливий елемент на основі пористого окису кремнію, у якого шар пористого кремнію сформовано на кремнієвій підкладці шляхом термічного окислення поверхні підкладки [31, 32, 33]:

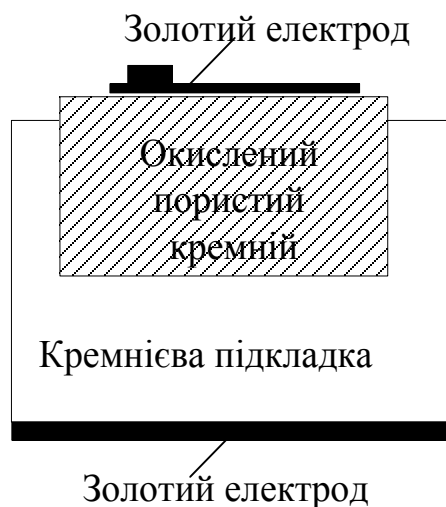


Рисунок 1.11 – Ємнісний перетворювач вологості на основі пористого окису кремнію

Широке розповсюдження первинних перетворювачів вологості пов'язане з простотою і дешевизною виготовлення, повторюваністю метрологічних характеристик, хімічною стійкістю і низькою ринковою вартістю.

### 1.3 Вимірювальні схеми вторинних перетворювачів вологості

Принцип функціонування параметричних перетворювачів вологості базується на однозначному функціональному перетворенні величини вологості у ефективну зміну електричного параметра відповідного перетворювача згідно з певним встановленим законом (функції перетворення). Опір параметричного перетворювача вологості може бути визначений як сума початкового опору (без впливу вологості) та вологозалежної складової  $R = R_0 + R(W)$  (аналогічним чином визначається ємність й індуктивність). Основними характеристиками параметричних перетворювачів вологості є максимальна потужність розсіювання  $P_{max\_розс}$  (для резистивних перетворювачів), початковий опір  $R_0$ , відносна зміна опору  $\frac{R(W)}{R_0}$  (ємності, індуктивності).

Розглянемо розповсюджені методи визначення електричних параметрів параметричних перетворювачів вологості.

Мостова схема вимірювання вологочутливої ємності зображена на рис. 1.13 [118].

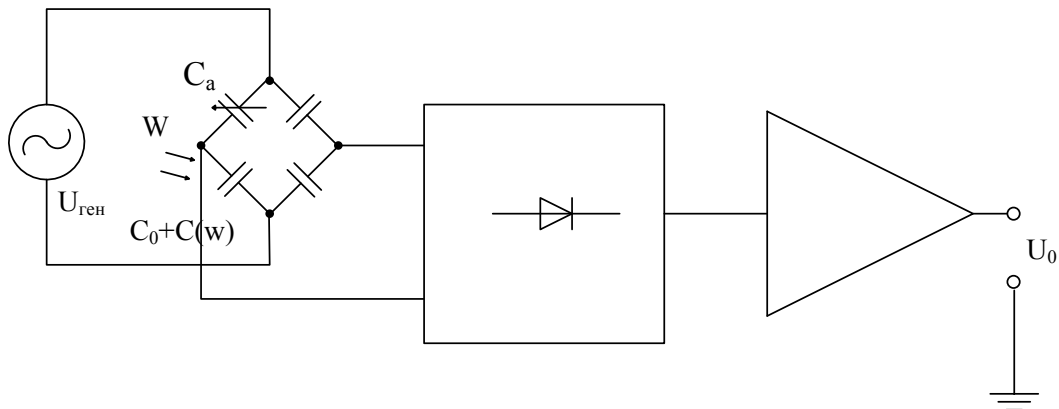


Рисунок 1.13 – Електрична принципова схема мостової схеми вимірювання вологочутливої ємності

Вимірювальний міст живиться від ВЧ-генератора частотою понад 100 кГц. Вологочутлива ємність включається за мостовою схемою зі змінною еталонною ємністю  $C_a$ , за допомогою якої виставляється при  $U_0 = 0$  і  $C_0 = 0$ , якщо відсутня вологість. При зміні ємності  $C(W)$  в результаті дії на неї вологи, напруга на виході  $U_0$  також змінюється пропорційно до рівня вологості навколишнього середовища.

Вимірювання величини вологочутливої ємності можна виконувати на основі вимірювання різниці імпульсів. Принципова схема такої вимірювальної схеми зображена на рис. 1.14 [119].

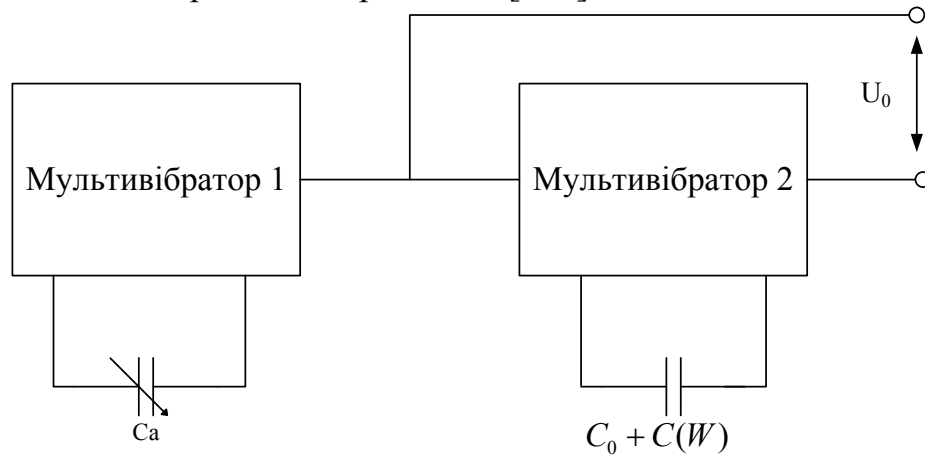


Рисунок 1.14 – Принципова схема на основі двох мультивібраторів

Ця схема містить два мультивібратора (або інші генератори прямокутних імпульсів), причому мультивібратор 1 синхронізує 2. При відсутності вологості  $\Delta C = 0$  і тривалість імпульсів обох мультивібраторів однакова  $t_1 = t_2$ . Якщо величина вологочутливої ємності зростає (у навколишньому середовищі присутня вологість), то  $\Delta C \neq 0$  і тривалість неоднакова, що викликає появу різницевого імпульсу  $t_3 = t_2 - t_1$  (рис. 1.15), за тривалістю якого визначають величину вологості навколишнього середовища.

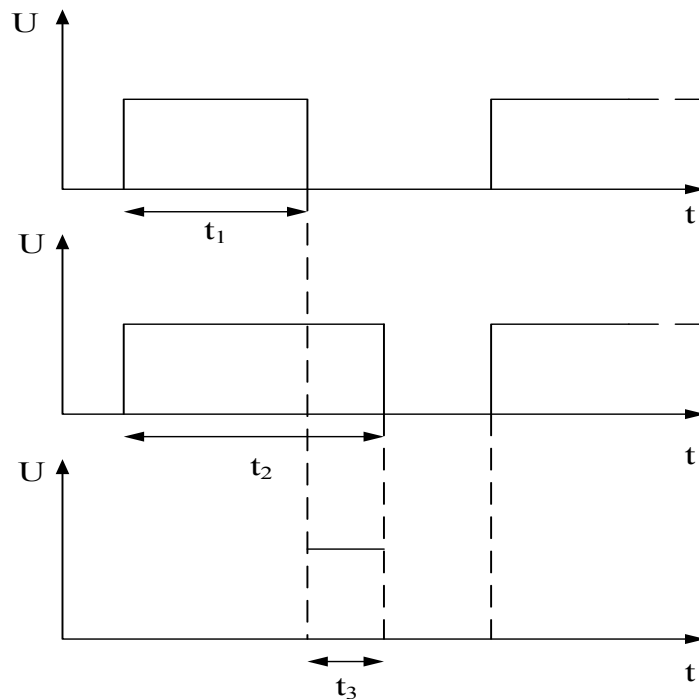


Рисунок 1.15 – Різниця імпульсів на виході схеми з двома мультивібраторами

Високочастотний метод вимірювання оснований на знаходженні залежності частоти коливань резонансного контуру в залежності від величини ємності (або індуктивності) первинного вимірювального перетворювача. Існує багато різновидів цього методу, зокрема для визначення вологості матеріалів [65, 66]. Однак, найбільш розповсюдженим є схема куметра. Принцип дії такого приладу (рис. 1.16) оснований на тому, що високочастотний сигнал  $E_r$  генератора ВЧ-коливань (ГВЧ) проходить через резонансний коливальний контур, утворений змінною котушкою індуктивності  $L_x$ , яка має внутрішній активний опір  $R_x$ , за допомогою якої здійснюється налаштування коливального контуру на резонанс при даній частоті коливань. Шукану вологочутливу ємність знаходять за формулою  $C_0 + \Delta C(W) = \frac{1}{\omega^2 L_x}$ .

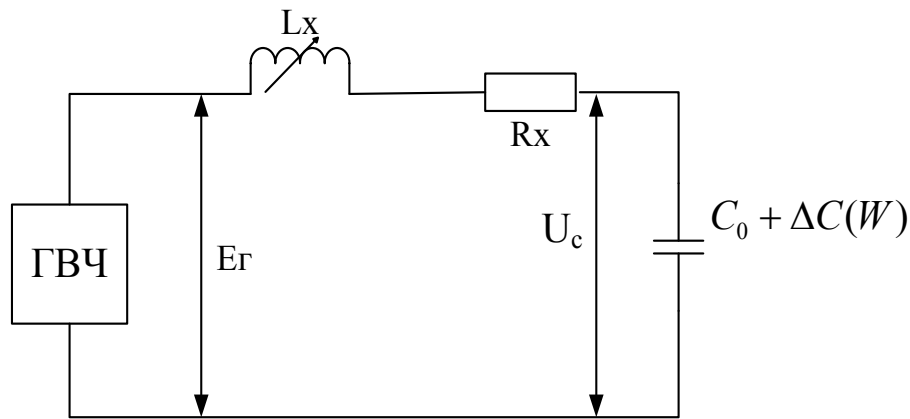


Рисунок 1.16 – Схема електрична принципова вимірювання ємності методом куметра

Значення резонансної ємності визначається за шкалою змінної індуктивності. Перевагою методу є можливість вимірювання в широкому діапазоні частот.

Основними недоліками є досить низька точність (0,5–5 %) і слабка завадастійкість, яка пов'язана з використанням двохзатискного з'єднання вимірювальних елементів [119].

Описані вище методи обробки сигналів первинних перетворювачів вологості застосовуються у випадку їх реалізації на базі ємнісних, індуктивних і резистивних елементів схеми. У випадку використання в якості первинних перетворювачів вологочутливих транзисторних структур, для реалізації вимірювальних схем слід використовувати інші принципи, що пов'язані з реалізацією автогенераторних транзисторних структур, частота вихідного сигналу яких буде залежати від електрофізичних параме-

трів цих структур, а отже від вологості навколишнього газового середовища. Розглянемо можливі схемотехнічні рішення поставленої задачі.

Досить широким класом вимірювальних перетворювачів є автогенераторні структури, частота яких залежить від величини вимірювального параметра. Звичайно автогенератор являє собою один чи кілька підсилювальних каскадів, в які введені гальванічні додатні зворотні зв'язки через реактивні елементи (трансформатори, конденсатори і т. д.). Такі прилади часто мають ВАХ S- та N-типу. Для реалізації автогенератора, в першому випадку, між клемми, де виникає від'ємний диференційний опір, достатньо включити частотозадавальний елемент (конденсатор,  $LC$ -контур,  $RC$ -контур,  $RL$ -контур), який може бути вологочутливим. А, отже, частота автогенератора буде залежати від вологості навколишнього середовища. Прикладом такого вторинного перетворювача може слугувати схема на рис. 1.17.

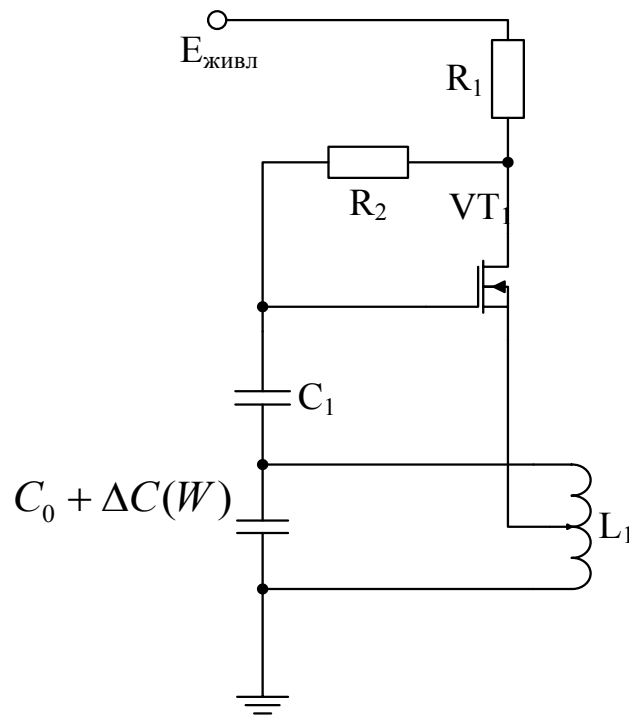


Рисунок 1.17 – Схема електрична принципова вологочутливої автогенераторної структури

В цій схемі опори  $R_1$  і  $R_2$  слугують для перерозподілу напруги підсилювального каскаду на основі транзистора  $VT$ . Конденсатор  $C_1$  є колом додатного зворотного зв'язку. Частотозадавальний коливальний  $LC$ -контур містить вологочутливий конденсатор. Отже, частота коливаний такої схеми буде залежати від вологості навколишнього середовища.

У випадку використання в якості активного елемента схеми вологочутливої транзисторної МДН-структури [43], частота генерації автогенератора буде залежати від електрофізичних характеристик первинного перетворювача, величина яких залежить від вологості навколишнього середовища. При цьому елементи контуру, що задає частоту, можуть не залежати від вологості. Недоліками таких перетворювачів є недостатня стабільність генерації (в багатьох випадках вона не перевищує  $10^{-4}$ ), що пов'язано з низькою добротністю цих автогенераторних систем.

Перспективним науковим напрямком є використання автогенераторів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором. Основою побудови таких вимірювальних схем слугує ТАН з  $N$ -подібною ВАХ, паралельно якій вмикається  $LC$ -контур. Принцип функціонування таких автогенераторних перетворювачів полягає у зміні частоти вихідного сигналу від параметрів елементів схеми: напруги живлення та керування, номіналів активних і реактивних опорів схеми, параметрів транзисторів, зовнішніх факторів (температура, освітленість та ін.)

Прикладом такої схеми може слугувати зображена на рис. 1.18 автогенераторна схема на основі двох біполярних транзисторів [10].

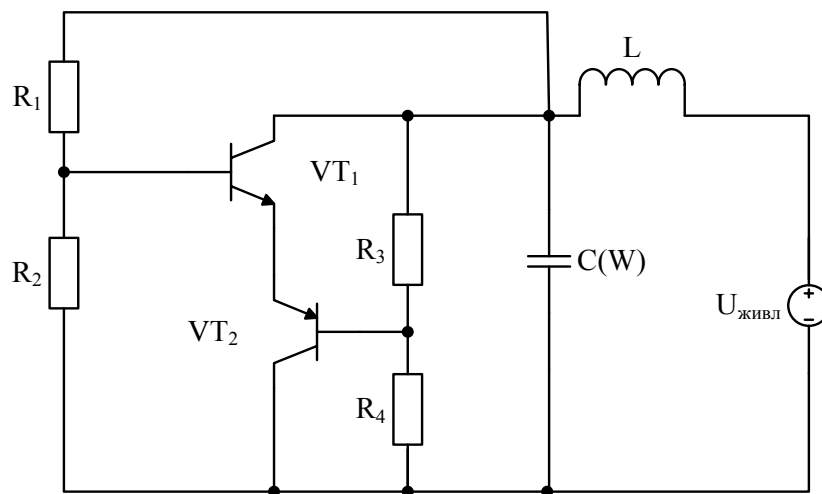


Рисунок 1.18 – Схема електрична принципова автогенераторного перетворювача вологості на основі двох біполярних транзисторів

Зображений генератор складається з джерела живлення  $U_{живл}$ , двох подільників напруги на резисторах  $R_1, R_2, R_3, R_4$ , які перерозподіляють напругу на електродах комплементарних біполярних транзисторів  $VT_1, VT_2$ , котушки індуктивності  $L$  та вологочутливої ємності  $C(W)$ . Коливальний контур в автогенераторі утворений паралельним включенням повного опору з ємнісною складовою на електродах колектор-колектор

транзисторів та котушкою індуктивності. При дії вологи на вологочутливий конденсатор  $C(W)$  змінюється ємнісна складова повного опору на електродах колектор-колектор транзисторів, що викликає ефективну зміну частоти коливального контура.

Таким чином, якщо параметри одного з реактивних елементів схеми, або транзисторної структури, корелятивно залежать від якогось параметра навколишнього середовища (освітленості, температури, полів, випромінювань, хімічного складу навколишнього середовища), то за величиною зміни частоти вихідного сигналу даного перетворювача можна судити про її величину за допомогою відомої функції перетворення. Однією з переваг застосування частотного інформативного сигналу є його висока точність і завадостійкість, а похибка вимірювання частоти за допомогою сучасних частотомірів лежить в межах  $10^{-5}$ , що дозволяє використовувати такі транзисторні структури з від'ємним диференціальним опором для створення завадостійких і високоточних перетворювачів багатьох фізичних величин як електричної, так і неелектричної природи.

На основі проведеного аналізу літературних джерел, наведеному в розділі, можна зробити висновок, що розробка і створення перетворювачів для вимірювання величини вологості повітря чистих кімнат на основі автегенераторних транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором і первинним перетворювачем вологості на основі МДН-транзистора, дозволить забезпечити різноманітні галузі промисловості (такі, як мікроелектронна, хімічна, харчова, фармацевтична) дешевими, малогабаритними перетворювачами вологості, чутливість яких достатня для їх використання у створенні систем вимірювання регламентованих параметрів технологічного процесу.

Принципова схема розробленого приладу для вимірювання вологості повітря зображена на рис. 1.19.

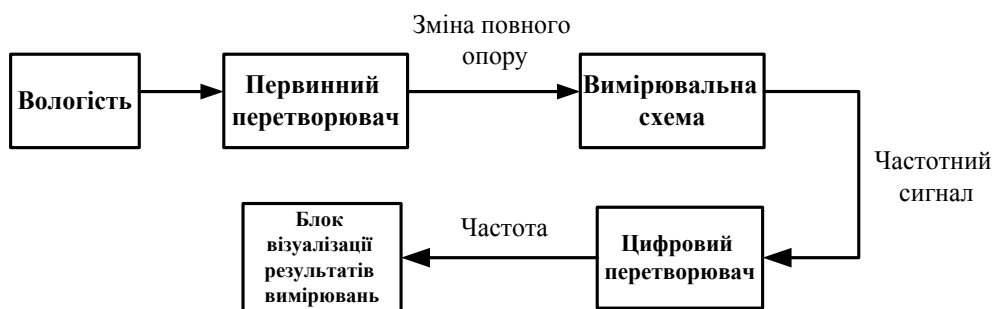


Рисунок 1.19 – Блок-схема приладу для вимірювання вологості

Можливості реалізації перших двох блоків є досить широкими. Вибір типу первинного перетворювача і вимірювальної схеми залежить від об'єкта вимірювання і вимог, які ставляться до вимірювання: агрегатно-

го стану і характеристик досліджуваного матеріалу, його фізичних, хімічних властивостей, середовища вимірювання, типу інформативного сигналу первинного перетворювача тощо.

На сьогоднішній день загальносвітовою тенденцією є перехід до цифрових методів обробки і передавання інформації, що пов'язано з комп'ютеризацією інформаційно-вимірювальної техніки. Це висуває нові вимоги до результатів роботи вимірювальної техніки, а саме: дискретизованість функції перетворення первинного перетворювача, сумісність рівнів вихідного сигналу з рівнями логічного «0» і логічної «1», комп'ютерна керованість роботи, можливість електронного калібрування, тощо.

Тому, виходячи з вимог, які ставлять при розробці РПВ вологості повітря чистих кімнат (ЧК), використання первинного перетворювача вологості на основі двозатворного МДН-транзистора з чутливим шаром підзатворного діелектрика з пористого окису кремнію, дозволяє значно підвищити точність вимірювання, а також завадостійкість вихідного інформативного сигналу, а рівні напруги живлення, керування і вихідного сигналу дозволяють їх використання в комп'ютеризованих системах контролю, які здатні керувати режимом роботи перетворювача і адекватно опрацьовувати результати вимірювання.



## 2 РОЗРОБКА ПЕРВИННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ВОЛОГОСТІ НА ОСНОВІ ВОЛОГОЧУТЛИВИХ МДН-СТРУКТУР

Сучасний етап розвитку технологій й інформаційно-вимірювальної техніки характеризується великою потребою у високоточних, чутливих і надійних приладів для вимірювання і контролю параметрів виробничих процесів, мікрокліматів та інших параметрів, що впливають на продуктивність праці, якість готової продукції, дотримання всіх необхідних характеристик обладнання і матеріалів між етапами обробки. В роботах [7, 10–13, 47, 48] доведено, що підвищення точності, чутливості і завадостійкості цих систем можливо досягти, використовуючи перетворювачі, в яких принцип функціонування базується на перетворенні параметру «кількісна ознака вимірюваної величини – частотний інформативний сигнал вторинного перетворювача».

Удосконалення систем вимірювання параметрів технологічного процесу, що включає в себе в тому числі вимірювання вологості, на рівні первинних перетворювачів потребує аналізу всіх можливих конструктивних рішень і використовуваних матеріалів, і на основі проведених досліджень, вибору тієї конструкції, яка має прийнятні технічні характеристики.

В першому розділі роботи показано, що використання первинних перетворювачів вологості резистивного типу для реалізації РПВ на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором знижує добротність останніх і компенсує від'ємний опір. Тому, з метою підвищення чутливості автогенераторних перетворювачів вологості повітря чистих кімнат (усунення опору і ємності контактних площадок і зменшення впливу розподілених параметрів, пов'язаних з використанням дискретних елементів), було запропоновано використання вологочутливого двозатворного МДН-транзистора замість дискретних первинних перетворювачів, що мають вологочутливий хвильовий опір.

Необхідною умовою використання будь-якого первинного перетворювача є наявність його адекватної математичної моделі, в якій враховано вплив вимірюваного параметра та інших факторів оточуючого середовища на його електрофізичні характеристики. Така математична модель служить для знаходження аналітичного виразу функції перетворення, яка описує відгук первинного перетворювача на зміну вимірюваного параметру, із заданою точністю. Розробка математичної моделі первинного перетворювача на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора включає такі пункти:

- 1) розгляд фізико-хімічних процесів сорбції вологи вологочутливим матеріалом;

2) розробка математичної моделі вологочутливого МДН-конденсатора;

3) розробка моделі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора, в якій враховується вплив чутливих від вологості елементів схеми;

4) визначення функції перетворення первинного перетворювача від величини вимірюваного параметра, а також визначення його придатності до застосування в конкретних радіотехнічних системах.

Виконання перших двох пунктів переліку розглядається в пункті 2.1, а других двох – у другому пункті 2.2 цього розділу.

## **2.1 Моделювання фізичної структури первинного перетворювача вологості газів**

Виходячи з аналізу конструкцій сучасних первинних перетворювачів вологості газових середовищ [32 – 42] і використовуваних чутливих матеріалів, було зроблено висновок, що завдяки сучасним дослідженням фізико-хімічних властивостей і розробленій інтегральній технології виготовлення, діелектричний шар пористого окису кремнію, через свої значні адсорбуючі властивості, може використовуватись для створення вологочутливого діелектричного шару підзатворного діелектрика МДН-структур.

Необхідність розгляду властивостей і розробки первинних перетворювачів вологості на основі МДН-структур пов'язана з перспективністю цих первинних перетворювачів різноманітних газів, в тому числі, вологості [7, 31, 33, 42, 44] через їх високу технологічність, можливість виконання за інтегральною технологією в рамках одного технологічного маршруту, що дозволяє уникнути похибок вимірювань, що пов'язані з використанням дискретних елементів (опір та ємність контактів, розподілені параметри схеми та інш.). Особливо бурхливо цей напрямок досліджень почав розвиватися після відкриття адсорбуючих властивостей пористого кремнію і його окису і теоретичного обґрунтування використання плівок зазначених матеріалів в якості чутливих шарів первинних перетворювачів газоподібних матеріалів [27, 39–42].

Другою суттєвою перевагою в порівнянні з існуючими [44], є висока точність і чутливість вимірювання, які забезпечують первинні перетворювачі на основі МДН-структур, що пов'язано з тим, що в процесі адсорбції вимірюваної речовини, такі структури змінюють свій повний опір (як активну, так і реактивну складові).

Первинні перетворювачі вологості виготовляють не лише у вигляді конденсатора, а й у вигляді вологочутливої транзисторної МДН-структури [42], де на сучасному етапі вологочутливий шар з полімерних

матеріалів (поліімід), замінено пористими діелектричними матеріалами (пористий алюміній, кремній, або їх окиси).

З огляду на вищевказане, було запропоновано конструкцію первинного перетворювача вологості на основі транзисторної двозатворної вологочутливої МДН-структури [43], що зображена на рис. 2.1.

При подачі на керувальні електроди напруги, яка відповідає відкриттю каналів проходження струму, між стоковими і витокowymi областями, через польовий транзистор протікає струм, параметри якого залежать від конструктивних характеристик польового транзистора. Серед таких параметрів є його активний і реактивний опори. Їх величина залежить від фізико-хімічних властивостей матеріалу, на основі якого сформований МДН-транзистор (тип підкладки, хімічний склад і концентрація домішок і т. д.) і плівкові затвори (товщина, пористість, розміри пор і т. д.).

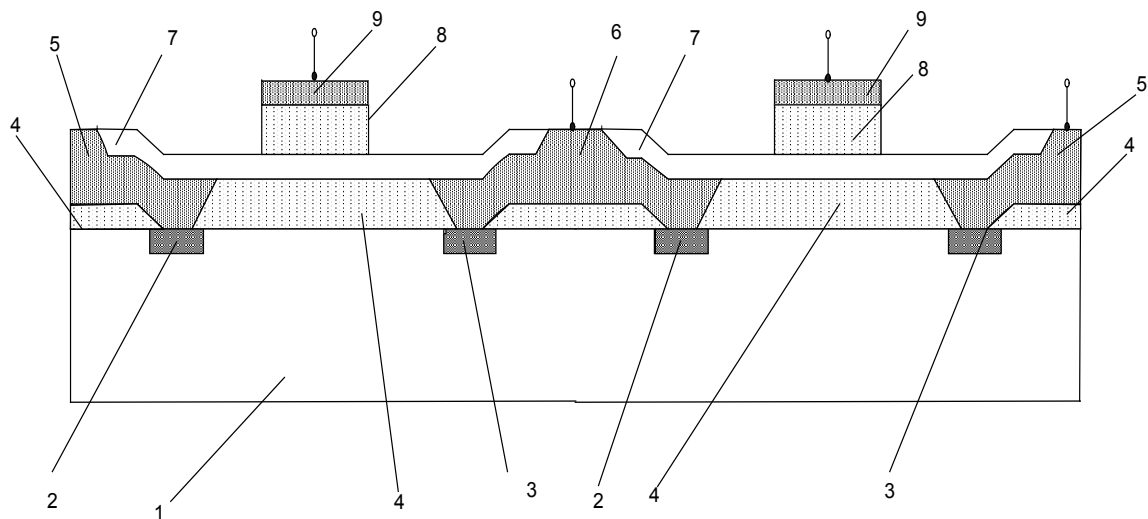


Рисунок 2.1 – Вологочутливий двозатворний МДН-транзистор

В процесі адсорбції молекул води, чутливий шар підзатворного діелектрика на основі пористого окису кремнію змінює свою діелектричну сталу, а також концентрацію вільних носіїв заряду на границі розділу плівок і тим самим змінює ємність, яку утворює керувальний електрод і МДН-транзистор, що збільшує реактивний опір, а також активний опір провідних плівок, і тим самим впливає на параметри струму, який проходить між стоковими і витокowymi областями цього первинного перетворювача на основі МДН-транзистора [43].

Застосування первинного перетворювача в схемах радіовимірювальних перетворювачів не можливе без розробки його математичної моделі, яка враховує як вплив вимірювального параметра, так й інших факторів зовнішнього середовища на його електрофізичні параметри. Для цього розглянемо всі процеси, що відбуваються під затворними електродами в процесі сорбції атмосферної вологи. Для цього будемо розглядати область затвора як дискретний вологочутливий МДН-конденсатор.

## 2.2 Обґрунтування використання вологочутливих МДН-структур з чутливим елементом на основі пористого $\text{SiO}_2$ для побудови первинного перетворювача

Розглянемо модель площинного МДН-конденсатора в якості моделі вологочутливої затворної області МДН-транзистора в умовах сорбції води з атмосферного повітря.

МДН-прилади різноманітного функціонального призначення, робота яких пов'язана з використанням ефекту поля в приповерхневій області напівпровідника, найбільш чутливі до змін параметрів навколишнього середовища, серед яких можна виділити: температуру, тиск, освітленість, випромінювання, хімічний склад та вологість оточуючого газового середовища [31, 41, 48]. Ці фактори впливають на електрофізичні характеристики поверхні, міжфазних границь і перехідних областей, концентрацію і параметри електрично-активних точкових дефектів в діелектричному шарі [53]. Використання змін цих параметрів під впливом зовнішніх факторів лежить в основі створення первинних перетворювачів різноманітних фізичних величин.

В первинних перетворювачах ємнісного типу досить часто в якості інформаційного параметра, який використовується для вимірювання відносної вологості, є діелектрична проникність матеріалу первинного перетворювача вологості (плівки пористого окису кремнію) [8, 15], або зміна ефективної маси і рухливості носіїв заряду [55, 56].

В попередньому підрозділі вказувалось на можливість використання плівок пористого окису кремнію в якості вологочутливого матеріалу [31–41, 49, 61].

Для виявлення механізму вологочутливості розглянемо механізм взаємодії молекул пари зі стінками пор шару  $por - \text{SiO}_2$ . Якщо розглянути геометричну будову молекули окису кремнію (рис. 2.2) [19, 53], то вона являє собою тетраедр, вершиною якого є атом кремнію, причому такий зв'язок має виражений іонний характер.

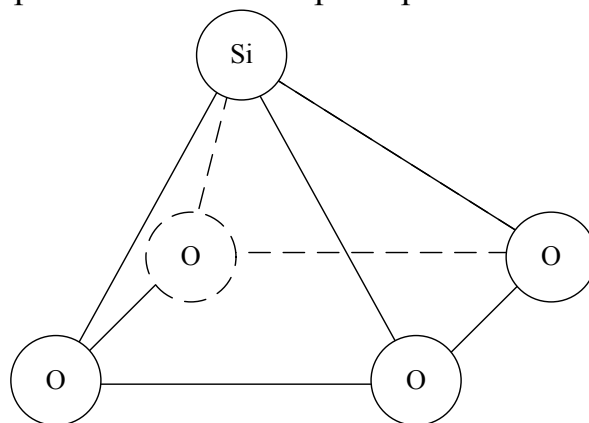


Рисунок 2.2 – Структура молекули кремнію

Якщо розглянути в розрізі приповерхневий шар пористого  $SiO_2$  1, то можна побачити заповнені адсорбованою водою 3 пори, або моношар вологи на поверхні пори 2 (рис. 2.3) [19].

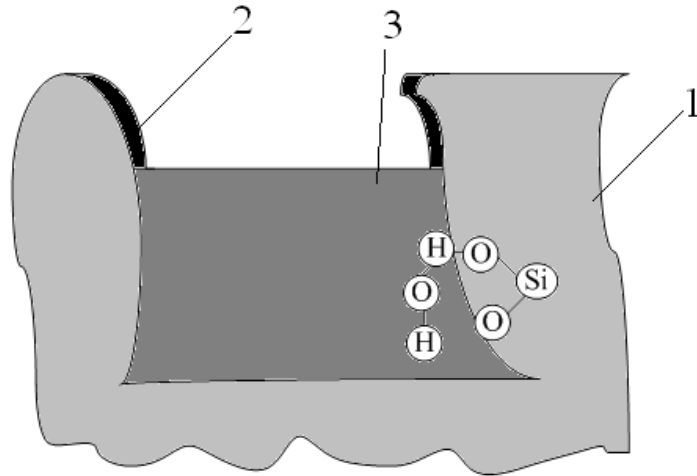
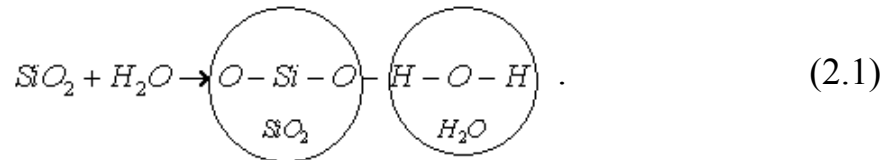


Рисунок 2.3 – Розріз пори шару  $por - SiO_2$ : 1 – стінка з пори  $SiO_2$ , 2 – моношар адсорбованої пари, 3 – об’єм заповненої водою пори

Адсорбція пари у пору окису кремнію відбувається двома шляхами. При малих значеннях вологості досліджуваного газового середовища молекула води, що підлітає до стінки пори, завдяки водневому зв’язку прив’язується до стінки пори [19].



При цьому шар пори покривається шаром води товщиною в кілька атомів і її товщина підвищується до стану, коли виконується натака умова:

$$F_{H_2O} = F_{\text{водн.зв'язку}} , \quad (2.2)$$

де  $F_{\text{водн.зв'язку}} > 1,16 \text{ Дж} / \text{моль}$  – сила водневого зв’язку молекули води, залежить від характеру зв’язку і має найменше значення при взаємодії двох молекул води.

$$F_{H_2O} = mg = 3 \cdot 10^{-26} \text{ кг} \cdot 9,8 \frac{\text{М}}{\text{с}^2} = 26,76 \cdot 10^{-26} \text{ Н} . \quad (2.3)$$

Описаний шлях адсорбції називається хімічною адсорбцією. При досить великих значеннях вологості навколишнього газового середовища більш суттєвим є механізм фізичної адсорбції. Він відбувається при більш високих значеннях відносної вологості оточуючого газового середовища. Якщо знехтувати товщиною плівки на поверхні пори, то надлишковий тиск, що створює адсорбована вологість, описується формулою [41].

$$P = \sigma R = \sigma \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right), \quad (2.4)$$

де  $R_1, R_2$  – радіуси головних кривизн точки.

У першому наближенні об'єм пори можна вважати циліндричним,  $R_1 = r$ ,  $R_2 = \infty$ , тоді

$$P = \frac{\sigma}{r}, \quad (2.5)$$

де  $r$  – радіус основи циліндра.

Для визначення ступеня зміни електрофізичних параметрів вологочутливого елемента на основі транзисторної МДН-структури з чутливим шаром пористого окису кремнію розглянемо фізичні процеси, що відбуваються під затворами даних структур.

На рис. 2.4 подано розріз такого вологочутливого МДН-конденсатора [10, 58]. На цьому рисунку 1 – сітчастий алюмінієвий електрод; 2 – шар пористого окису кремнію; 3 – шар термічно окисленого кремнію; 4 – підкладка  $n$ -типу; 5 – шар  $n^+$ -типу; 6 – алюмінієвий електрод.

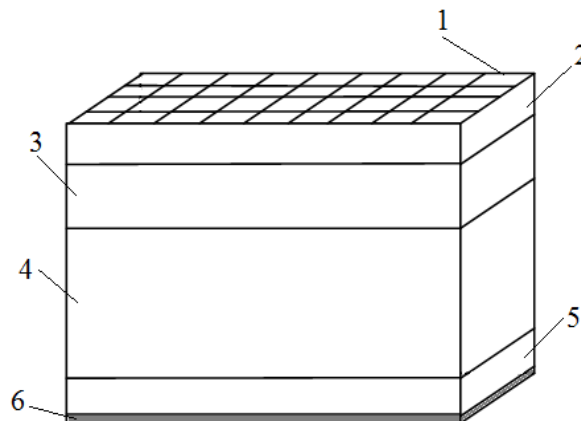


Рисунок 2.4 – Вологочутливий МДН-конденсатор

Для того, щоб визначити диференційну ємність підзатворного діелектрика МДН-транзисторної структури, розглянемо зонну діаграму приповерхневого шару  $por - SiO_2$ . Якщо напівпровідник є  $n$ -типу і на затвор подається позитивна напруга  $\varphi_3 > 0$ , то в приповерхневій області накопичується ОПЗ від'ємних зарядів (що відповідає режиму насичення транзисторної МДН-структури) [57, 58]. На рис. 2.5 зображена зонна діаграма ідеальної конденсаторної МДН-структури, яка зігнута вниз.

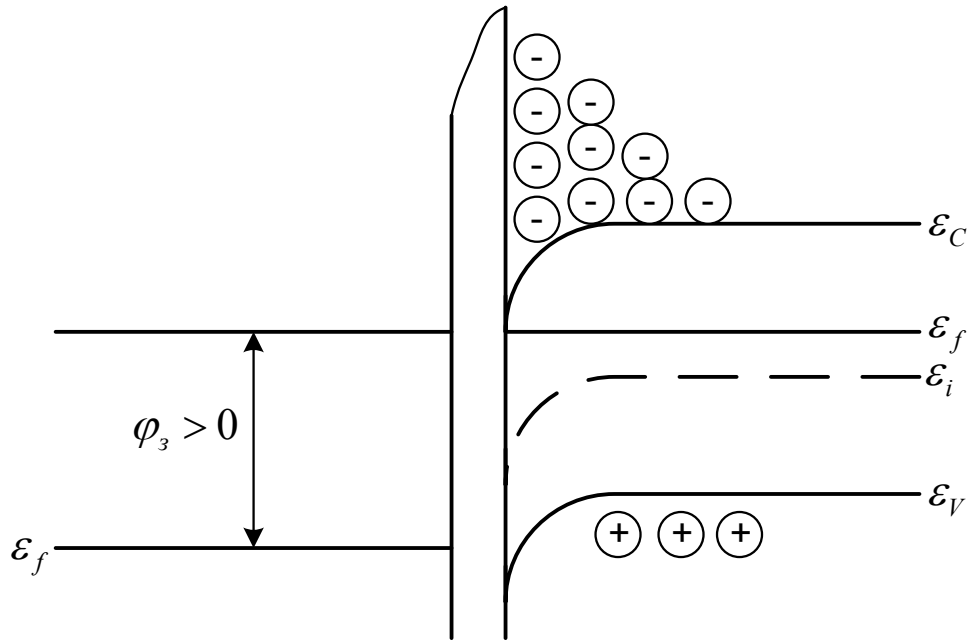


Рисунок 2.5 – Зонна діаграма ідеальної МДН-конденсаторної структури при напрузі зміщення  $\varphi_3 > 0$

При цьому електростатичний потенціал  $\psi$  змінюється від значення  $\psi_{\max} = \varphi_3$  на поверхні затвора до величини  $\psi_{\min} = 0$  на поверхні напівпровідника (нульова точка).

Математично залежність основних  $n_n$  і неосновних носіїв  $p_p$  заряду від величини електростатичного потенціалу  $\psi$  визначається формулами [10, 57]:

$$n_n = n_{n0} e^{\frac{q\psi}{kT}}; \quad (2.6)$$

$$p_p = p_{p0} e^{-\frac{q\psi}{kT}}, \quad (2.7)$$

де  $\frac{q\psi}{kT}$  – тепловий потенціал;  $k$  – стала Больцмана;  $T$  – абсолютна температура.

Приповерхневі концентрації електронів і дірок відповідно дорівнюють:

$$n_n = n_{n0} e^{\frac{q\psi_{\text{пов}}}{kT}}; \quad (2.8)$$

$$p_n = p_{n0} e^{-\frac{q\psi_{\text{пов}}}{kT}}. \quad (2.9)$$

Для того, щоб отримати залежність потенціалу  $\psi$  від глибини, необхідно розв'язати однорідне рівняння Пуассона за умови, що глибина  $\psi_{\text{min}} = 0$  повинна знаходитись на рівні розділу діелектрик-напівпровідник [57]:

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_{\text{nn}}}, \quad (2.10)$$

де  $\varepsilon_{\text{nn}}$  – діелектрична проникність напівпровідника,  $\rho(x)$  – густина повного об'ємного заряду, який описується такою формулою:

$$\rho(x) = q(N_D - N_A + p_n - n_n). \quad (2.11)$$

В цьому рівнянні  $N_D, N_A$  – концентрація іонізованих донорних і акцепторних домішок.

В об'ємі напівпровідника виконується умова електронейтральності, згідно з якою виконується рівність суми носіїв заряду:

$$N_D - N_A = p_n - n_n. \quad (2.12)$$

Розв'язок рівняння (2.10) показує нам зміну електричного поля від глибини в об'ємі конденсатора, яка математично описується таким диференціальним рівнянням:

$$\left(-\frac{d\psi}{dx}\right)^2 = \left(\frac{2kT}{q}\right) \frac{q^2 n_{n0} / kT}{2\varepsilon_{\text{nn}}} \left[ \frac{p_{n0}}{n_{n0}} \left( e^{\frac{q\psi}{kT}} + \frac{q\psi}{kT} - 1 \right) + \left( e^{-\frac{q\psi}{kT}} - \frac{q\psi}{kT} - 1 \right) \right]. \quad (2.13)$$

Питомий поверхневий заряд носіїв заряду буде визначатись формулою [57]

$$Q_{\text{пов}} = -\frac{\sqrt{2}\varepsilon_{\text{nn}} kT}{qL_D} \left[ \frac{p_{n0}}{n_{n0}} \left( e^{\frac{q\psi}{kT}} + \frac{q\psi}{kT} - 1 \right) + \left( e^{-\frac{q\psi}{kT}} - \frac{q\psi}{kT} - 1 \right) \right]^{1/2}. \quad (2.14)$$

У рівнянні (2.14) дифузійна довжина електронів визначається за формулою



$$L_D = \sqrt{\frac{kT \varepsilon_{nn}}{n_{n_0} q^2}}. \quad (2.15)$$

Підставивши отримані значення, отримаємо диференційну ємність МДН-конденсатора при нульовому значенні відносної вологості навколишнього повітряного середовища

$$\begin{aligned} C_{nn} |^{W=0} &= \frac{dQ_{нов}}{d\psi_{нов}} = \frac{\partial \left( -\frac{\sqrt{2} \varepsilon_{nn} kT}{q L_D} \left[ \frac{p_{n_0}}{n_{n_0}} \left( e^{\frac{q\psi}{kT} + \frac{q\psi}{kT} - 1} \right) + \left( e^{\frac{q\psi}{kT} - \frac{q\psi}{kT} - 1} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \right)}{\partial \psi_{нов}} = \\ &= \frac{\varepsilon_{nn}}{\sqrt{2} L_D} \frac{\frac{p_{n_0}}{n_{n_0}} \left( 1 - e^{-\frac{q\psi}{kT}} \right) + \left( e^{-\frac{q\psi}{kT}} - 1 \right)}{\left[ \frac{p_{n_0}}{n_{n_0}} \left( e^{-\frac{q\psi}{kT} + \frac{q\psi}{kT} - 1} \right) + \left( e^{-\frac{q\psi}{kT} - \frac{q\psi}{kT} - 1} \right) \right]^{1/2}}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Однак, реальна ємність вологочутливого МДН-конденсатора є складною величиною, яка залежить від багатьох чинників, серед яких найбільш суттєвими є метод і умови створення такого конденсатора (що включає в себе матеріал і товщину шарів, густину дефектів кристалічної ґратки, пористість шару окису кремнію та ін.), металізації [9, 59], температури, зовнішніх полів, вологості навколишнього середовища.

Повну диференційну ємність МДН-конденсатора можна розглядати як сукупність паралельно приєднаних конденсаторів

$$C_{\text{МДН-конд}} = C_{nn} |^{W=0} + C_{\text{por-SiO}_2} + C_{\text{nn-метал}} + C_{\text{пер.обл.}}, \quad (2.17)$$

де  $C_{\text{por-SiO}_2}$  – вологочутлива ємність шару пористого діелектрика,  $C_{\text{nn-метал}}$  – ємність переходу метал–напівпровідник,  $C_{\text{пер.обл.}}$  – ємність перехідних областей.

Рівняння (2.17) є математичною моделлю ємності МДН-конденсатора в умовах сорбції води шаром пористого окису кремнію при умові зовнішнього зміщення. В правій частині рівняння (2.17) з суми ємностей лише  $C_{\text{por-SiO}_2}$  відповідає за вологочутливість структури. Аналітичну залежність ємності всієї конденсаторної МДН-структури при зміні вологості навколишнього газового середовища можна отримати визначивши  $C_{\text{por-SiO}_2}$  у всьому вимірювальному діапазоні [40]. Визначим характер зміни ємності шару пористого окису кремнію в залежності від вологості навколишнього газового середовища.

При відносній вологості  $W = 0\%$  значення повної ємності шару пористого діелектрика  $C_{por-SiO_2}^{max}$  в режимі насичення асимптотично наближається до геометричної ємності пористого діелектричного шару з діелектричною проникністю  $\epsilon_{eff}$  і складається з двох складових: ємності стінок пор  $\epsilon_{SiO_2}$  і ємності пор  $\epsilon_{nop}$ . Таким чином, ефективна діелектрична проникність пористого діелектричного шару визначається співвідношенням:

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_{SiO_2}(1 - P) + \epsilon_{nop}P, \quad (2.18)$$

де  $P = S_{nop} / S$  – параметр, що характеризує ступінь пористості матеріалу;  $S_{nop}$  – площа перерізу пор, паралельного площині електрода, на межі діелектричного шару і електрода;  $S$  – площа електрода.

Оскільки ємність структури наближається до геометричної ємності, то ефективна ємність МДН-кондесатора визначається ефективною товщиною  $d_{eff}$  і діелектричною проникністю  $\epsilon_{eff}$  підзатворного діелектричного шару:

$$C_{por-SiO_2}^{max} = \frac{\epsilon_{eff}S}{d_{eff}}. \quad (2.19)$$

В режимі збіднення повна високочастотна ємність структури зменшується, оскільки до ємності діелектричного пористого шару паралельно приєднується ємність області просторового заряду (ОПЗ) в кремнії і в області сильної інверсії досягає свого мінімального значення  $C_{por-SiO_2}^{min}$ :

$$\frac{1}{C_{por-SiO_2}^{min}} = \frac{1}{C_{por-SiO_2}^{max}} + \frac{1}{C_{SC_{min}}}, \quad (2.20)$$

де мінімальна ВЧ-ємність ОПЗ

$$C_{SC_{min}} = \frac{\epsilon_{SiO_2}(1 - P)S}{W_{onz}}. \quad (2.21)$$

Максимальна ширина області просторового заряду [57]

$$W_{onz} = \sqrt{\frac{4\epsilon_{eff}kT \ln(N / n_i)}{q^2 N}}, \quad (2.22)$$

де  $q$  – заряд електрона;  $k$  – стала Больцмана;  $T$  – абсолютна температура;  $n_i$  – об'ємна концентрація власних носіїв заряду.

З рівнянь (2.20 – 2.22) можна вивести коефіцієнт пористості  $P$ . При підстановці цього параметра в рівняння (2.17), ми можемо знайти ефек-

тивну діелектричну проникність діелектричного шару  $\varepsilon_{eff}$ , а з (2.20) – ефективну товщину діелектрика  $d_{eff}$ .

Повну ємність структури в умовах присутності парів води можна представити як суму трьох доданків, які відповідають діелектричній проникності самого діелектричного шару окису кремнію з діелектричною проникністю  $\varepsilon_{SiO_2}$ , ємності пор заповнених повітрям, з діелектричною проникністю  $\varepsilon_0$ , і ємності пор, заповнених водою, з діелектричною проникністю  $\varepsilon_{H_2O}$  [40]:

$$C_{por-SiO_2} = \frac{S}{d_{eff}} \left[ \varepsilon_{SiO_2} (1 - P) + \varepsilon_0 (Pl(1 - \eta) + P(1 - l)) + \varepsilon_{H_2O} Pl\eta \right]. \quad (2.23)$$

В рівнянні (2.23)  $\eta$  – ступінь заповнення пор водою;  $l$  – відношення площі доступних для води пор до їх загальної кількості.

У випадку близької до 100 %-ї вологості атмосферного повітря, ємність пористої структури зростає за рахунок капілярної конденсації парів води у мезо- і мікропорах вздовж лінії розділу чутливого шару і алюмінієвого електрода. Вираз (2.23) при відносній вологості 100 % ( $\eta = 1$ ) буде мати такий вигляд:

$$C_{por-SiO_2}^{\max(100\%)} = \frac{S}{d_{eff}} \left[ \varepsilon_{SiO_2} (1 - P) + \varepsilon_0 P + (\varepsilon_{H_2O} - \varepsilon_0) Pl \right] = \frac{S}{d_{eff}} \left[ \varepsilon_{eff} + (\varepsilon_{H_2O} - \varepsilon_0) Pl \right]. \quad (2.24)$$

Зв'язок між крайовими значеннями ємності структури при значеннях вологості 0 і 100 % визначається формулою [40]

$$C_{por-SiO_2}^{\max(100\%)} = C_{por-SiO_2}^{\max(0\%)} \left[ 1 + \frac{\varepsilon_{H_2O} - \varepsilon_{nos}}{\varepsilon_{eff}} Pl \right]. \quad (2.25)$$

Остання рівність дає змогу визначити коефіцієнт  $l$  ( $0 < l < 1$ ), який залежить від відношення площі електрода до його периметра, величини загальної пористості, ступеня пов'язаності пор і відносної вологості. Цей коефіцієнт має верхню величину, що дорівнює 1, досягнення якого говорить про повну пов'язаність пор, що не мають сполучення із зовнішнім середовищем, з тими, що мають таке сполучення. Або іншими словами, якщо  $l = 1$ , то всі пори діелектрика заповнені водою незалежно від геометрії конденсатора.

Якщо врахувати формули (2.20) і (2.24) і, підставити значення в (2.23), то ступінь заповнення пор конденсатом  $\eta$  можна визначити [40] так:

$$C_{por-SiO_2} = C_{por-SiO_2}^{\max(0\%)} + (C_{por-SiO_2}^{\max(100\%)} - C_{por-SiO_2}^{\max(0\%)})\eta = C_{por-SiO_2}^{\max(0\%)} + \frac{(\varepsilon_{H_2O} - \varepsilon_0)}{d_{eff}} Pl\eta. \quad (2.26)$$

Таким чином, зміна високочастотної ємності МДН-структури в режимі збагачення при значеннях відносної вологості  $W = 0\%$ ,  $100\%$  і  $0 < W < 100\%$  ( $C_{por-SiO_2}^{\max(0\%)}$ ,  $C_{por-SiO_2}^{\max(100\%)}$ ,  $C_{por-SiO_2}^{\max}$ ), а також в режимі інверсії ( $C_{por-SiO_2}^{\min}$ ) дозволяє обчислити загальну пористість  $P$ , ступінь пов'язаності пор  $l$ , ефективні параметри оксидної плівки  $\varepsilon_{eff}$ ,  $d_{eff}$ .

Якщо підставити значення вологочутливої складової диференційної ємності МДН-конденсатора, отримаємо функціональну залежність  $C(W)$ , що і є аналітичним виразом функції перетворення дискретного вологочутливого МДН-конденсатора.

Проаналізуємо розподіл пор за розмірами. Твердотільні адсорбенти в залежності від їх природи і технології виробництва можуть містити пори різної геометрії і морфології. Особливо важливу роль відіграють поперечні розміри пор. Класифікація пор за розмірами, на даний час прийнята Міжнародним союзом з теоретичної і прикладної хімії (UIPAC), заснована на принципі відповідності кожного інтервалу розмірів пор характерному адсорбційному механізму [60, 62]. Відповідно до цієї класифікації, пористий кремній, можна розділити на мікропористий (діаметр пор  $D < 2nm$ ), для якого характерна моно- та полімолекулярна адсорбція; мезопористий кремній ( $2 < D < 50nm$ ), для якого характерним механізмом адсорбції є капілярна конденсація; макропористий кремній ( $D > 50nm$ ), за адсорбційними властивостями мало відрізняється від непористого матеріалу. На сучасному етапі розвитку мікроелектронна технологія дозволяє формувати шари *por-Si* з різноманітними розподілами пор за розмірами, що призводить до чутливості перетворювача в різних діапазонах вологості [60].

Кількість води, адсорбованих в мікропорах, може бути визначено за допомогою рівняння БЕТ (Брунуер, Еммет, Теллер) [63]

$$\frac{n}{n_m} = \frac{1}{1 - p/p_0} - \frac{1}{1 + (p/p_0)(Q-1)} = \mu t, \quad (2.27)$$

де  $n$  – абсолютна кількість адсорбата, вираженого в молях;  $n_m$  – кількість адсорбата в моношарі (в молях);  $t$  – час адсорбції;

$$Q \approx \theta \exp((q - q_L) / RT), \quad (2.28)$$

де  $q$  – теплота адсорбції;  $q_L$  – теплота конденсації;  $q - q_L$  – чиста теплота адсорбції;  $R$  – універсальна газова стала;  $T$  – температура;  $p$  – тиск;  $p_0$  – тиск насиченої пари.

Рівняння (2.28) описує процес полімолекулярної адсорбції і показує, кількість шарів молекул води, що адсорбувались при цьому тиску (у випадку хімічної адсорбції пари при малих значеннях вологості газового середовища).

Для мезопор характерним механізмом адсорбції є капілярна конденсація, яка обраховується рівнянням Кельвіна [63]

$$p = p_0 \exp\left(\frac{2\sigma V_m}{rRT}\right), \quad (2.29)$$

де  $p_0$  – тиск насичених парів при температурі  $T$ ;  $\sigma$  – коефіцієнт поверхневого натягу рідкої фази;  $V_m$  – молярний об'єм рідкої фази;  $r$  – радіус капіляру, від'ємний у випадку змочування водою і додатний у випадку незмочування водою.

Відповідно до останнього рівняння, в шарі пористого окису кремнію заповнені всі пори радіусом, меншим деякого радіусу  $r_k$ , що відповідає відношенню  $p / p_0$ .

За деяких умов формування пористого шару можна очікувати, що радіуси  $r$ , отриманих пор, будуть знаходитися в деякому діапазоні значень. При моделюванні розподілу пор за розмірами  $f(r)$  найчастіше використовують логарифмічно нормальний розподіл [63]

$$f(r) = \frac{1}{\sigma_g \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln r - \ln r_g)^2}{2 \ln^2 \sigma_g}\right], \quad (2.30)$$

де  $r_g$  – середнє геометричне  $r$ ;  $\ln \sigma_g$  – стандартне відхилення  $\ln r$ , що задає розкид значень від середнього.

Таким чином, ми можемо знайти закон розподілу пор за розмірами. Ємність  $S_{\max}$  (2.23) залежить від відносної вологості  $p / p_0$  тільки через параметр  $\eta$ , який визначається співвідношенням

$$\eta = \frac{S_{\text{запов}}}{S_{\text{пор}}} = \frac{1}{S_{\text{пор}}} \int_0^{r_k} f(r) \pi r^2 dr. \quad (2.31)$$

В цій рівності  $r_k = r_k(p / p_0)$  – критичний радіус пор, розрахований за допомогою рівняння Кельвіна, що є верхньою межею розмірів пор, заповнених конденсатом при даній відносній вологості;  $f(r)$  – функція розподілу пор за розмірами.

Якщо продиференціювати залежність  $C_{\max}(p/p_0)$  (2.21) з врахуванням (2.28) і (2.29), отримаємо

$$\frac{dC_{\max}}{d(p/p_0)} = \frac{dC_{\max}}{d\eta} \frac{d\eta}{dr} \frac{dr}{d(p/p_0)} = \frac{\varepsilon_{H_2O} - \varepsilon_0}{d_{eff}} \frac{k\pi r^4 RT}{2\sigma V_m} \exp\left(\frac{2\sigma V_m}{rRT}\right) f(r). \quad (2.32)$$

З останньої рівності можна отримати експоненційну функцію розподілу мезопор за розмірами (в області значень  $r > 1,2$  нм):

$$f^*(r) = \frac{d_{eff}}{\pi k(\varepsilon_{H_2O} - \varepsilon_0)} \frac{2\sigma V_m}{RT} \frac{1}{r^4} \exp\left(-\frac{2\sigma V_m}{rRT}\right) \frac{dC_{\max}}{d(p/p_0)}. \quad (2.33)$$

Знаходження частини функції  $f(r)$  для мікропор знаходиться за допомогою модельного розподілу (2.32), нормованої та загальної пористості, і рівняння БЕТ.

Таким чином, фізична адсорбція парів води в мікропорах і капілярна конденсація в мезопорах викликають ефективне збільшення діелектричної проникності пористого шару, що можна використовувати для створення сенсора вологості ємнісного типу з чутливим елементом на основі пористого кремнію. При цьому слід зауважити, що процес заповнення мезопор є результатом фізичної адсорбції при високих рівнях вологості газу, а конденсація пари і заповнення мікропор є дією хімічної адсорбції при малих значеннях вологості газу, що відбуваються з різною швидкістю і є суттєвими кожна для свого діапазону значень вологості.

З рівняння (2.33), після підстановки значень з рівнянь (2.17), (2.26), отримали графічну залежність функції розподілу ємності пор шару пористого окису кремнію від діаметра пор [63] (рис. 2.6).

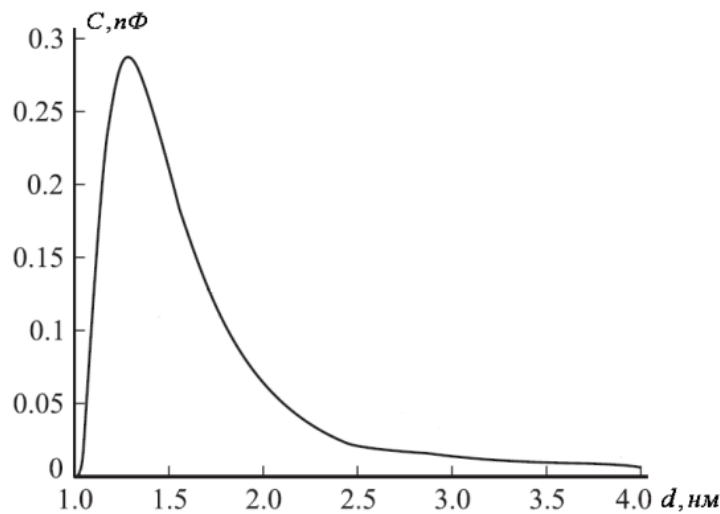


Рисунок 2.6 – Функція розподілу ємності пор за діаметром

Як бачимо з графіка, кількість і ефективна площа (а отже і ємність) мікропор більша, ніж мезопор, тому ми можемо сказати, що досліджувана структура має більшу чутливість до вологи в діапазоні її малих значень (де суттєвішим є механізм хімічної адсорбції) [63, 40].

Для того, щоб знайти залежність ємності вологочутливого МДН-конденсатора в реальних умовах (при дії джерел теплового випромінювання, тиску повітря, вологості), а також враховуючи вплив діаметра пор цього шару на швидкість адсорбції пари, на основі рівнянь (2.18), (2.23), (2.28), (2.29), (2.31), визначимо залежність величини аналітичного виразу ємності конденсатора від впливу зазначених параметрів:

$$C_{por-SiO_2}(W, T, r, P) = \frac{S}{d_{eff}} \left[ \varepsilon_{SiO_2} \left( 1 - \frac{S_{nop}}{S} \right) + \varepsilon_0 \left( \frac{S_{nop}}{S} l \left[ 1 - \frac{1}{t} \left( \frac{\Theta \exp \left[ \frac{q - q_L}{RT} \right] - 1}{1 - \frac{P}{p_0}(W, r) \left( \Theta \exp \left[ \frac{q - q_L}{RT} \right] \right)} \right) \right] + \frac{S_{nop}}{S} (1 - l) \right) + \varepsilon_{H_2O} \cdot \frac{S_{nop}}{S} l \left( \frac{1}{1 - \frac{P}{p_0}(W, r)} - \frac{1}{1 - \frac{P}{p_0}(W, r) \left( \Theta \exp \left[ \frac{q - q_L}{RT} \right] \right)} \right) \right], \quad (2.34)$$

де  $\frac{P}{p_0}(W, r, ) = \exp \left( \frac{2\sigma W M V_{кімн}}{m r R T} \right)$ , що знаходиться з рівняння (2.29);  $V_{кімн}$

– об'єм чистої кімнати;  $m$  – маса водяної пари;  $M$  – молярна маса води.

Рівність (2.34) є математичною моделлю ємності МДН-конденсатора з діелектричним шаром пористого окису кремнію в якості діелектричного шару. Модель враховує вплив як вимірювального параметру (вологості навколишнього середовища), так й інших факторів (температури та розподілу за розмірами та щільністю пор діелектрика) на електричну ємність досліджуваного первинного перетворювача вологості.

Для цієї функції розподілу пор (див. рис. 2.6) при прямому зміщенні, температурі 273 К і тиску 101 кПа, отримано залежність ємності МДН-конденсатора від вологості навколишнього газового середовища (рис. 2.7).

Отже, з огляду на вищевказане, видно, що повна ємність вологочутливої МДН-структури можна представити по суті у вигляді суми двох ємностей: постійної невологочутливої, що виникає між затвором і шарами МДН-конденсатора, і змінної вологочутливої, що виникає внаслідок збільшення діелектричної проникності діелектричного шару описаного вище конденсатора за рахунок водопоглинання. В областях значного водопоглинання ємність структури наближається до  $C_{por-SiO_2}(W, T, r, p)$ . Тому, явище зміни

ємності МДН-структури може бути індикатором зміни відносної вологості навколишнього середовища.

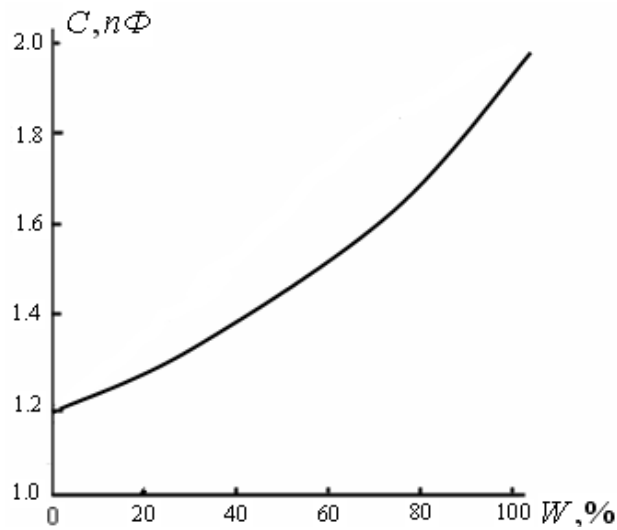


Рисунок 2.7 – Залежність ємності шару  $por - SiO_2$  від вологості

Виходячи з рівності (2.34), отримано наступні залежності ємності вологочутливої МДН-структури з діелектричним шаром  $por - SiO_2$  (рис. 2.8, 2.9).

Як видно з графіків на рис. 2.8, 2.9, при однаковій відносній вологості повітря, збільшення температури призводить до зменшення ємності шару пористого окису кремнію завдяки збільшенню теплових струмів переходів, а збільшення середньоквадратичного значення радіуса пор чутливого матеріалу – збільшенню ємності через збільшення ступеня заповнення пор конденсованою вологою.

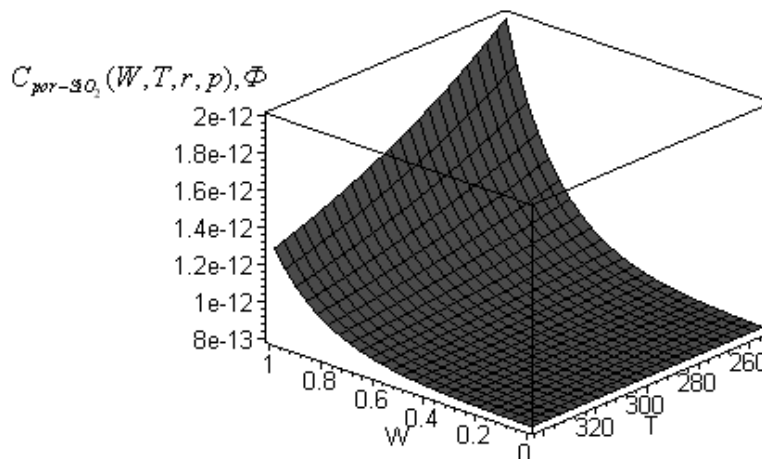


Рисунок 2.8 – Залежність ємності шару  $por - SiO_2$  від вологості і температури навколишнього середовища



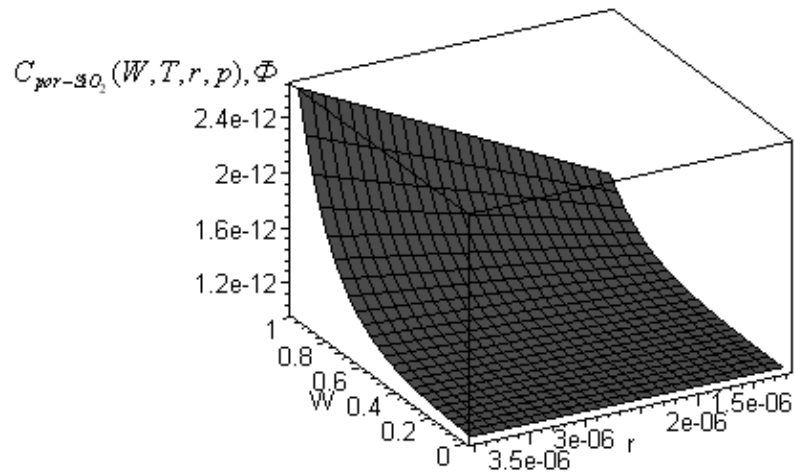


Рисунок 2.9 – Залежність ємності шару  $por - SiO_2$  від середньоквадратичного радіуса пор і вологості навколишнього середовища

Результати отриманої математичної моделі вологочутливого МДН-конденсатора використаємо для розробки математичної моделі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора, що дасть теоретичні основи його застосування в схемах радіовимірювальних перетворювачів вологості, розглянути вплив вологи на параметри вихідного сигналу цих перетворювачів вологості, визначити їх функцію перетворення і рівняння чутливості.

### 2.3 Розробка математичної моделі механізму вологочутливості двозатворної МДН-транзисторної структури на основі пористого окису кремнію

На сучасному етапі розвитку науки і техніки досить гостро стоїть питання зменшення масо-габаритних розмірів електричних кіл та їхнього енерговитратності. Ще більш гостро це питання стає перед розробниками вузлів, окремих схем і комплексів інформаційно-вимірювальних систем, а також забезпечення їх високою завадостійкістю, надійністю, точністю і чутливістю вимірювання. Одним з напрямків вирішення цих питань є створення вимірювальних схем за інтегральною технологією [10, 54, 58]. Наріжним каменем створення інтегральних перетворювачів фізичних величин є розробка і створення таких первинних перетворювачів, технологія яких була б сумісною з сучасною кремнієвою технологією.

Протягом останніх років все більше науковців звертають увагу на адсорбуючі властивості шару пористого кремнію, або його окису, в чутливих елементах перетворювачів багатьох хімічних речовин [39–41], а додавання до його складу домішок певних атомів (наприклад, кальцію в адсорбуючий шар окису кремнію) підвищує чутливість таких перетворювачів до вимірюваної величини.

Ідея інтеграції активних елементів вимірювальних схем перетворювачів вологості виникла досить давно [58], але їх широкому використанню заважає відсутність теоретичного апарату і адекватних математичних моделей, на основі яких можна було отримати функцію перетворення і градувальну криву.

В попередньому пункті отримано аналітичну і графічну залежності ємності вологочутливої конденсаторної МДН-структури в умовах сорбції молекул води з атмосферного повітря (перших два пункти розробки математичної моделі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора). Отриману математичну модель підзатворної області МДН-транзистора можна застосувати для подальшого моделювання запропонованого первинного перетворювача вологості для створення його математичної моделі і отримання його функції перетворення.

Для побудови математичної моделі запропонованого транзистора, розріз якого подано на рис. 2.1, необхідно розглянути його еквівалентну схему (рис. 2.10). В основу створення еквівалентної схеми двозатворного вологочутливого МДН-транзистора покладено модель малого сигналу МДН-транзистора, в якій врахований вплив вологості навколишнього газового середовища на її електрофізичні характеристики [43, 44, 64].

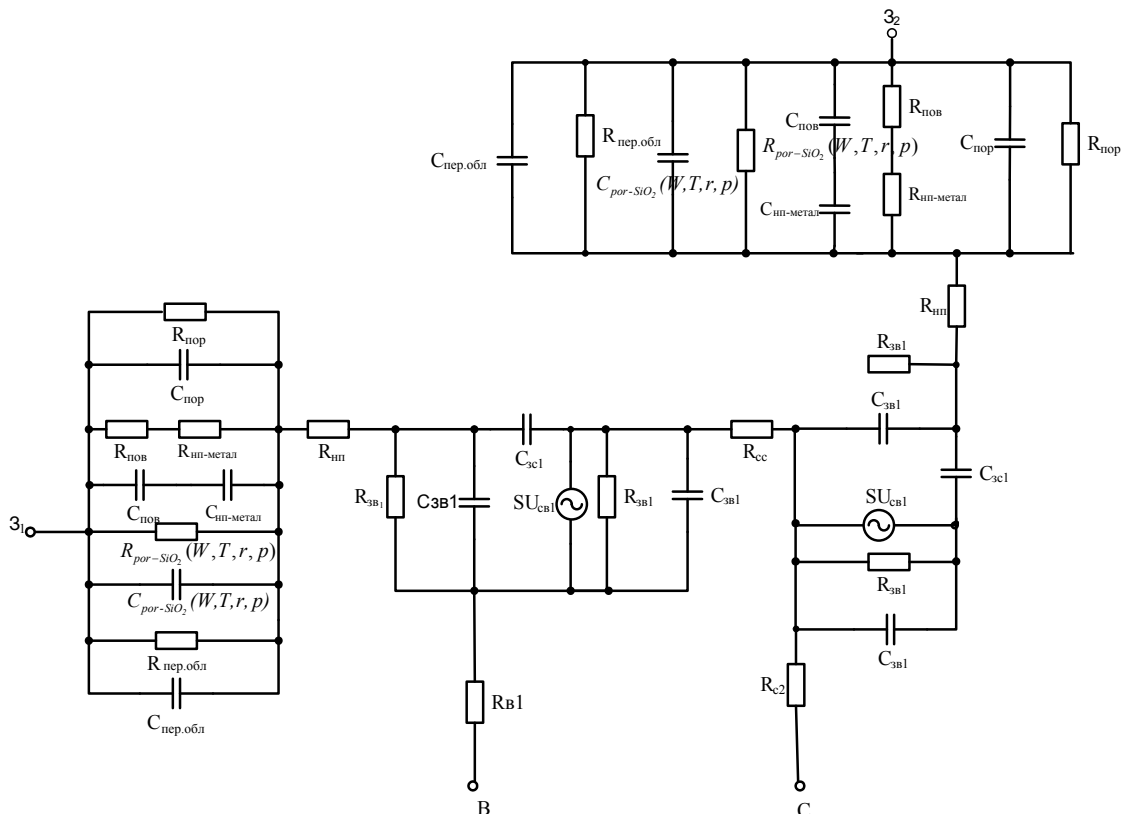


Рисунок 2.10 – Еквівалентна схема двозатворного вологочутливого МДН-транзистора

Всі елементи на схемі позначено наступними символами:  $SU_{c\delta 1}, SU_{c\delta 2}$  – струми, які протікають через канали двозатворного МДН-транзистора, фактично є добутками спадів напруг  $U_{c\delta 1}, U_{c\delta 2}$ , на каналах транзистора, на крутизну характеристики транзистора;  $R_{c\delta}$  – опір стік-витік;  $R_{з\delta}$  – опір затвор-витік;  $R_{cc}$  – загальний опір суміщеної області стоку-витоку другого затвора двозатворного МДН-транзистора;  $C_{пер.обл}$  – розподілена ємність пористого кремнія;  $C_{пор}$  – ємність незаповнених пор чутливого елемента;  $C_{nn-метал}$  – ємність бар'єрного шару метал-напівпровідник;  $C_{нов}$  – ємність повітряного проміжку в порах чутливого елемента;  $C_{por-SiO_2}(W, T, r, p)$  – ефективна ємність вологочутливого шару окису кремнію;  $R_{пор}$  – опір стінок пор;  $R_{нов}$  – опір повітряного проміжку в порах чутливого шару;  $R_{nn-метал}$  – опір бар'єрного шару метал-напівпровідник;  $R_{por-SiO_2}(W, T, r, p)$  – опір, пов'язаний з вологочутливістю;  $R_{пер.обл}$  – омичний опір перехідних областей;  $R_{c1}, R_{e1}$  – омичний опір стокової і витокової областей відповідно;  $R_{nn}$  – омичний опір шару підзатворного діелектрика.

Опір затвору на основі напівпровідникового окису визначається за формулою

$$R_{nn} = \rho_{nn} \frac{l_k}{S_{el}}, \quad (2.35)$$

де  $\rho_{nn}$  – питомий опір шару підзатворного діелектрика (в нашому випадку окису кремнію);  $S_{el}$  – площа затворного електрода;  $l_k$  – довжина каналу вологочутливого МДН-транзистора.

Високий питомий опір підзатворного діелектрика забезпечує високий вхідний опір підсилювальної схеми, в якій він використовується. Рівність (2.17) є сумою складових диференційного опору МДН-конденсатора в умовах сорбції вологи.

Ємності первинного перетворювача визначаються за формулами [57, 58]:

$$C_{пор} = \frac{\varepsilon_{aSiO_2} \varepsilon_0 S (1 - \alpha)}{b}; \quad (2.36)$$

$$C_{нов} = \frac{\varepsilon_{aSiO_2} \varepsilon_0 S \alpha}{l}; \quad (2.37)$$

$$C_{nn-метал} = \frac{\varepsilon_{aSiO_2} \varepsilon_0 S}{b}, \quad (2.38)$$

де  $\varepsilon_0$  – діелектрична проникність вакууму;  $\varepsilon_{aSiO_2}$  – діелектрична проникність аморфного двоокису кремнію;  $\alpha$  – пористість матеріалу;  $b$  – товщина бар'єрного шару;  $l$  – довжина пор, на яких осідає конденсат;  $S$  – площа чутливого елемента (в нашому випадку площа це загальна площа двозатворних електродів).

За означенням конденсатора, ємність затворної області МДН-транзистора знаходиться за формулою

$$1 / C_{SiO_2} = a / \varepsilon_0 \varepsilon_{SiO_2} + (W_{ОПЗ} + \Delta W_{ОПЗ}) / \varepsilon_0 \varepsilon_{SiO_2}, \quad (2.39)$$

де  $a$  – товщина шару підзатворного діелектрика;  $\varepsilon_{SiO_2}$  – діелектрична проникність окису кремнію.

А повна ємність вологочутливої затворної області МДН-транзистора можна записати у такому вигляді:

$$C_{MOSFET}^{max} = C_{пор} + \frac{C_{нов} \cdot C_{нп-метал}}{C_{нов} + C_{нп-метал}} + C_{por-SiO_2}(W, T, r, p). \quad (2.40)$$

В свою чергу  $R_{нп}$  – активний опір підзатворного конденсатора вологочутливої МДН-структури, який залежить від питомого опору матеріалу тобто від вологості навколишнього середовища.

Розглянемо провідні властивості окису кремнію в залежності від величини вологості навколишнього середовища. Перш за все, припустимо, що плівка пористого окису кремнію не містить домішок (в ньому не має центрів захвату носіїв заряду). Тому, виходячи з відомої різниці ВАХ у вакуумі та діелектрику (окисі кремнію), при однаковій товщині міжелектродного проміжку визначається відношенням  $\lambda / \alpha$ , де  $\lambda$  – довжина вільного пробігу носіїв заряду ( $\lambda / \alpha \gg 1$  у вакуумі,  $\lambda / \alpha \ll 1$  у діелектрику).

Середня швидкість дрейфу носіїв заряду у  $SiO_2$  [57]

$$\bar{v}_{SiO_2} = \mu_n E = \mu_n \frac{U}{\alpha} \sim \frac{U}{\alpha}. \quad (2.41)$$

Оскільки  $I = Q / t$ ;  $t = \bar{\alpha} / v$ ;  $Q = CU$ ;  $C \sim 1 / \alpha$ , то

$$I = \frac{CU \bar{v}}{\alpha} \sim \frac{U \bar{v}}{\alpha^2} \sim \frac{U^2}{\alpha^3}. \quad (2.42)$$

Формула (2.42) є законом Чайльда, що характеризує струм інжектованих носіїв заряду в діелектрику, тобто є струмом втрат вологочутливої МДН-структури (струм затвору).

Розглянемо ідеалізовану структуру поверхневого шару окису кремнію [19, 62] (рис. 2.11).

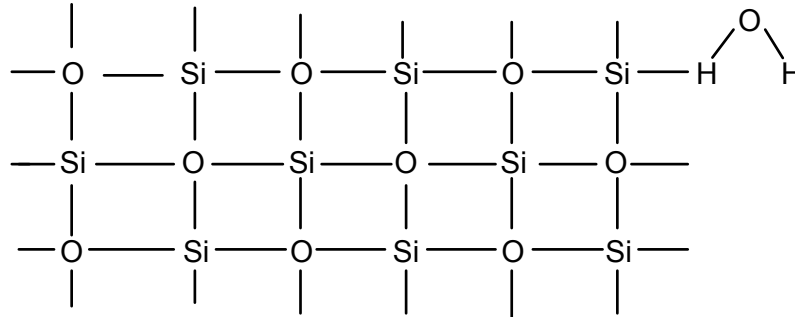
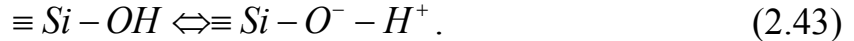


Рисунок 2.11 – Структура кристалічної ґратки окису кремнію

Як видно з рис. 2.11, в приповерхневому шарі матеріалу є атоми  $Si$ , які мають незв'язані хімічні зв'язки, що можуть брати участь у механізмі сорбції водяної пари з атмосферного повітря. Дослідження показали, що середня поверхнева густина атомів кремнію складає  $8 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$  [41]. Кожен атом  $Si$  може притягати і утримувати одну молекулу води за такою схемою:



З вищевказаного видно, що поверхнева концентрація молекул води на стінках пор  $\rho_s = 8 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ .

Для виготовлення сучасних первинних перетворювачів вологості виготовляються шари пористого окису кремнію товщиною  $\alpha \approx 10 \text{ мкм}$ , середньою пористістю 50...75 %, що забезпечує, згідно з рівністю (2.16) середню ефективну площу поглинання  $200 \text{ м}^2 / \text{см}^{-3}$ .

Електропровідність окису кремнію відбувається за рахунок руху трьох типів носіїв заряду [114]:  $Q_f$  – фіксований заряд окису;  $Q_{ot}$  – заряд, захоплений окисом;  $Q_m$  – заряд рухомих іонів.

Фіксований заряд  $Q_f$  обумовлений або надлишком тривалентного кремнію (в приповерхневих областях), або надлишковим киснем в приповерхневому шарі  $SiO_2$ . Падіння напруги (еквіваленте опору) на окисі кремнію чисельно визначається рівністю:

$$\Delta V_f = \frac{Q_f}{C_{nop-SiO_2}} , \quad (2.44)$$

де  $\Delta V_f$  – падіння напруги;  $C_{nop-SiO_2}$  – ємність діелектрика.

Як показано в роботі [19], наявність іонів лужних і лужноземельних металів в термічно вирощених плівках  $SiO_2$  є основною причиною нестабільності (а отже і чутливості) таких приладів в залежності від умов навколишнього середовища (вологості в нашому випадку). За законом Гаусса падіння напруги, обумовленої зарядом рухливих іонів

$$\Delta V_m = \frac{Q_m}{C_i} = \frac{1}{C_i} \left[ \frac{1}{d} \int_0^d \chi \rho_m(x) dx \right], \quad (2.45)$$

де  $Q_m$  – ефективний заряд рухливих носіїв заряду, що припадає на одиницю площі границі розділу;  $\rho_m(x)$  – об’ємна густина рухливих зарядів.

Зазвичай пастки, що знаходяться в окисі, є електрично-нейтральними. Але вони можуть заряджатися в залежності від знаку заряду носія, що потрапили в цю пастку. Падіння напруги, що обумовлена захоплених зарядів пастками, описується таким виразом [19]:

$$\Delta V_{ot} = \frac{Q_{ot}}{C_i} = \frac{1}{C_i} \left[ \frac{1}{d} \int_0^d \chi \rho_{ot}(x) dx \right], \quad (2.46)$$

де  $Q_{ot}$  – ефективна поверхнева щільність заряду на границі  $Si - SiO_2$ ; а  $\rho_{ot}$  – істинна об’ємна щільність заряду, захопленого в окисі.

Результуюче падіння напруги на шарі підзатворного діелектрика  $por - SiO_2$

$$\Delta V_{FB} = \Delta V_f + \Delta V_m + \Delta V_{ot} = Q_0 / C_i, \quad (2.47)$$

де  $Q_0 = Q_t + Q_m + Q_{ot}$  – сума відповідних ефективних зарядів.

При цьому результуюче падіння напруги відповідає опору, величина якого залежить від величини вологості навколишнього середовища, а отже відповідає за вологочутливість первинного перетворювача.

Ще одним параметром, що впливає на діелектричні властивості плівки  $por - SiO_2$ , є дипольний момент молекули води. Якщо прийняти дипольний момент води  $p$ , а поверхневу щільність молекул води на стінках пор  $\rho_s$ , то падіння напруги на шарі адсорбованої води (величина, обернена провідності діелектричної плівки) визначається за формулою

$$V_{dum} = \frac{p}{\rho_s}. \quad (2.48)$$

Сумарне падіння напруги, що залежить від вологості, на підзатворному вологочутливому шарі визначається за формулою:

$$V_{\Sigma} = V_{\text{dun}} + \Delta V_{FB}. \quad (2.49)$$

Загальна величина струму затвору, що протікає внаслідок адсорбції пари води, визначається розрядкою ємності вологочутливого підзатворного МДН-конденсатора і визначається формулою:

$$\frac{dQ_s}{dt} = C \frac{dU}{dt}. \quad (2.50)$$

Поверхнева густина заряду некомпенсованих поверхневих носіїв заряду  $Q_0$  визначається геометричними параметрами пористого діелектрика  $SiO_2$ .

Якщо позначити через  $Z_w$  комплексний опір затвора МДН-транзистора, його можна виразити через зміну заряду МДН-конденсатора

$$Z_w = \frac{UdQ_s}{dt} = C \frac{UdU}{dt}. \quad (2.51)$$

Визначимо ВАХ, та активну і реактивну складові повного опору вологочутливого двозатворного МДН-транзистора. Для цього спростимо еквівалентну схему вологочутливого МДН-транзистора, замінивши паралельні гілки схеми еквівалентними опорами. В результаті отримаємо еквівалентну схему, що на рис. 2.12.

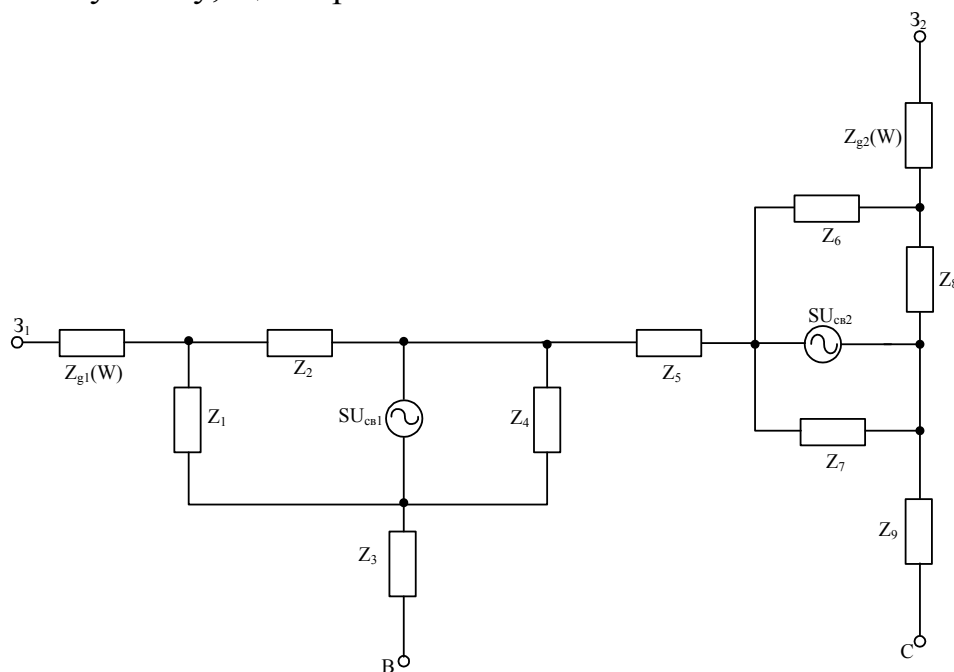


Рисунок 2.12 – Спрощена еквівалентна схема вологочутливого двозатворного МДН-транзистора

В цій схемі еквівалентні опори визначаються за наведеними нижче виразами. Повний опір першого затвора двозатворного вологочутливого МДН-транзистора [19]

$$Z_{g1}(W, T, r, p) = \frac{Z_\alpha Z_\beta Z_\chi(W, T, r, p) Z_\xi}{Z_\alpha Z_\beta Z_\xi + Z_\alpha Z_\chi(W, T, r, p) Z_\xi + Z_\beta Z_\gamma Z_\xi + Z_\alpha Z_\chi(W, T, r, p) Z_\beta} + R_{in}, \quad (2.52)$$

де

$$Z_\alpha = \frac{(R_{пор} - j\omega R_{пор}^2 C_{пор})}{\omega^2 R_{пор}^2 C_{пор}^2 + 1}; \quad (2.53)$$

$$Z_\beta = \frac{(R_{нов} + R_{нп-метал}) - j(R_{нов} + R_{нп-метал})^2 (\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})}{(R_{нов} + R_{нп-метал})^2 (\omega C_{нов} + \omega C_{нов})^2 + 1}; \quad (2.54)$$

$$Z_\chi(W, T, r, p) = \frac{(R_{пор-SiO_2}(W, T, r, p) - j\omega R_{пор-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{пор-SiO_2}(W, T, r, p))}{\omega^2 R_{пор-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{пор-SiO_2}^2(W, T, r, p) + 1}; \quad (2.55)$$

$$Z_\xi = \frac{(R_{пер.обл} - j\omega R_{пер.обл}^2 C_{пер.обл})}{\omega^2 R_{пер.обл}^2 C_{пер.обл}^2 + 1}. \quad (2.56)$$

Повний опір другого затвора вологочутливого двозатворного МДН-транзистора знаходиться аналогічним чином [64]:

$$Z_{g2}(W, T, r, p) = \frac{Z_\delta Z_\varepsilon Z_\phi(W, T, r, p) Z_g}{Z_\delta Z_\varepsilon Z_g + Z_\delta Z_\phi(W, T, r, p) Z_g + Z_\varepsilon Z_\phi(W, T, r, p) Z_g + Z_\delta Z_\varepsilon Z_\phi(W, T, r, p)} + Z_{in}, \quad (2.57)$$

де

$$Z_\delta = \frac{(R_{пор} - j\omega R_{пор}^2 C_{пор})}{\omega^2 R_{пор}^2 C_{пор}^2 + 1}; \quad (2.58)$$

$$Z_\varepsilon = \frac{(R_{нов} + R_{нп-метал}) - j(R_{нов} + R_{нп-метал})^2 (\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})}{(R_{нов} + R_{нп-метал})^2 (\omega C_{нов} + \omega C_{нов})^2 + 1}; \quad (2.59)$$

$$Z_\phi(W, T, r, p) = \frac{(R_{пор-SiO_2}(W, T, r, p) - j\omega R_{пор-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{пор-SiO_2}(W, T, r, p))}{\omega^2 R_{пор-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{пор-SiO_2}^2(W, T, r, p) + 1}; \quad (2.60)$$

$$Z_g = \frac{(R_{пер.обл} - j\omega R_{пер.обл}^2 C_{пер.обл})}{\omega^2 R_{пер.обл}^2 C_{пер.обл}^2 + 1}. \quad (2.61)$$



Еквівалентні опори визначаються згідно з наведеними нижче формулами. Повний опір переходу перший затвор-витік [64]

$$Z_1 = \frac{(R_{з\epsilon 1} - j\omega R_{з\epsilon 1}^2 C_{з\epsilon 1})}{\omega^2 R_{з\epsilon 1}^2 C_{з\epsilon 1}^2 + 1}. \quad (2.62)$$

Реактивний опір електрода перший затвор-стік

$$Z_2 = j\omega C_{зс 1}. \quad (2.63)$$

Омічний опір витокової області МДН-транзистора

$$Z_3 = R_{\epsilon 1}. \quad (2.64)$$

Повний опір переходу перший витік-стік (перший канал)

$$Z_4 = \frac{(R_{с\epsilon 1} - j\omega R_{с\epsilon 1}^2 C_{с\epsilon 1})}{\omega^2 R_{с\epsilon 1}^2 C_{с\epsilon 1}^2 + 1}. \quad (2.65)$$

Активний опір каналу двозатворного вологочутливого МДН-транзистора

$$Z_5 = R_{сс}. \quad (2.66)$$

Повний опір електрода другий затвор-витік

$$Z_6 = \frac{(R_{з\epsilon 2} - j\omega R_{з\epsilon 2}^2 C_{з\epsilon 2})}{\omega^2 R_{з\epsilon 2}^2 C_{з\epsilon 2}^2 + 1}. \quad (2.67)$$

Реактивний опір електрода другий витік-стік (другий канал)

$$Z_7 = \frac{(R_{с\epsilon 2} - j\omega R_{с\epsilon 2}^2 C_{с\epsilon 2})}{\omega^2 R_{с\epsilon 2}^2 C_{с\epsilon 2}^2 + 1}. \quad (2.68)$$

Реактивний опір електрода перший другий затвор-стік

$$Z_8 = j\omega C_{зс 2}. \quad (2.69)$$

Омічний опір стокової області

$$Z_9 = R_{с 2}. \quad (2.70)$$

Еквівалентна схема затвора МДН-конденсатора зображена на рис. 2.13 [10].

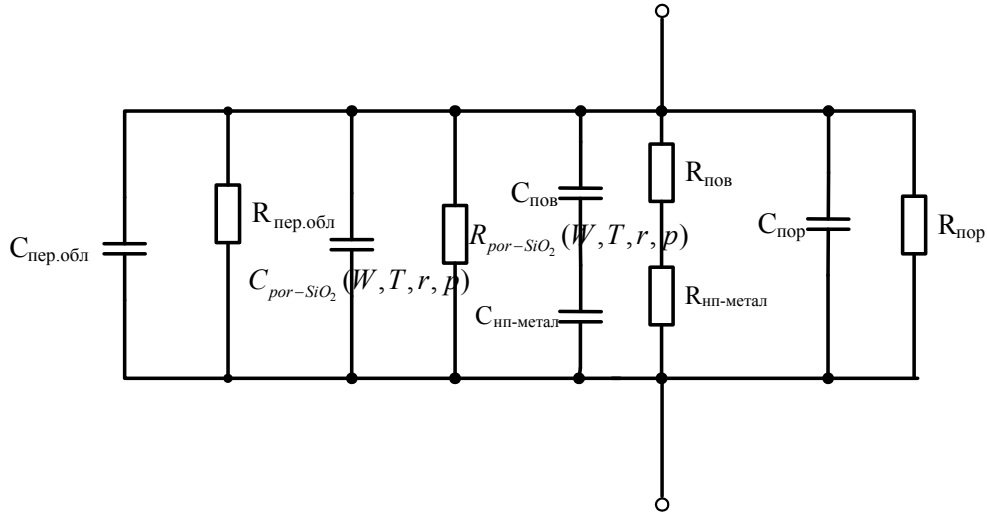


Рисунок 2.13 – Еквівалентна схема затвора двозатворного вологочутливого МДН-транзистора

Загальний повний опір затворної області МДН-транзистора, виходячи з еквівалентної схеми на рис. 2.10, визначається виразом

$$Z_g(W, T, r, p) = \frac{Z_{W\alpha} Z_{W\beta} Z_{W\gamma} Z_{W\delta}(W, T, r, p)}{Z_{W\alpha} Z_{W\beta} Z_{W\delta}(W, T, r, p) + Z_{W\alpha} Z_{W\gamma} Z_{W\delta}(W, T, r, p) + Z_{W\beta} Z_{W\gamma} Z_{W\delta}(W, T, r, p) + Z_{W\alpha} Z_{W\beta} Z_{W\gamma}}, \quad (2.71)$$

$$Z_{W\alpha} = \frac{(R_{пор} - j\omega R_{пор}^2 C_{пор})}{\omega^2 R_{пор}^2 C_{пор}^2 + 1}; \quad (2.72)$$

$$Z_{W\beta} = \frac{(R_{нов} + R_{нп-метал}) - j(R_{нов} + R_{нп-метал})^2 (\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})}{(R_{нов} + R_{нп-метал})^2 (\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})^2 + 1}; \quad (2.73)$$

$$Z_{W\gamma} = \frac{(R_{пер.обл} - j\omega R_{пер.обл}^2 C_{пер.обл})}{\omega^2 R_{пер.обл}^2 C_{пер.обл}^2 + 1}; \quad (2.74)$$

$$Z_{W\delta}(W, T, r, p) = \frac{(R_{por-SiO_2}(W, T, r, p) - j\omega R_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{por-SiO_2}(W, T, r, p))}{\omega^2 R_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) + 1}. \quad (2.75)$$

Оскільки обидві затворні області двозатворного вологочутливого МДН-транзистора створюють в рамках одних технологічних операцій, то їх характеристики (питомий опір, щільність та розподіл домішок, дефектів кристалічної ґратки, тощо), можна вважати еквівалентними. Звідки, припускаючи, що повні опори цих затворних областей рівні, можемо записати:

$$Z_{g1}(W, T, r, p) = Z_{g2}(W, T, r, p) = Z_g(W, T, r, p). \quad (2.76)$$

Загальний опір такої схеми

$$Z_g(W, T, r, p) = R_\chi(W, T, r, p) - jX_\chi(W, T, r, p), \quad (2.77)$$

де  $R_\chi(W, T, r, p)$  – активна складова;  $X_\chi(W, T, r, p)$  – реактивна складова опору затвора.

В рівнянні (2.77), після введення, доданки описуються такими виразами:

$$R_\chi(W, T, r, p) = \frac{O^2(F^2 - E^2) - P^2(F^2 + E^2)}{(F^2 - E^2)^2 + (2FE)^2} - \frac{-2R(F^3O + FE^2O - EPF^2 + E^3P) + 4FE(REO + OP + REP)}{(F^2 - E^2)^2 + (2FE)^2}; \quad (2.78)$$

$$X_\chi(W, T, r, p) = \frac{2EP(RF^2 - OE + RE^2)}{(F^2 - E^2)^2 + (2FE)^2} + \frac{2FE(O^2 - P^2) + 4FRE(FO + PE) + 2O(REF^2 + RE^3 + OF^2)}{(F^2 - E^2)^2 + (2FE)^2}, \quad (2.79)$$

де

$$O - jP = \frac{R_{nop} - j\omega R_{nop}^2 C_{nop}}{(\omega^2 R_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) + 1)} \times \frac{(R_{нов} + R_{нп-метал}) - j(R_{нов} + R_{нп-метал})^2(\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})}{(R_{нов} + R_{нп-метал})^2(\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})^2 + 1} \times \frac{(R_{por-SiO_2}(W, T, r, p) - j\omega R_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{por-SiO_2}(W, T, r, p))}{(\omega^2 R_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) + 1) \cdot [(R_{нов} + R_{нп-метал})^2(\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})^2 + 1]} \times \frac{1}{\omega^2 R_{nop}^2 C_{nop}^2 + 1}. \quad (2.80)$$

$$F - jE = \frac{(R_{nop} - j\omega R_{nop}^2 C_{nop})}{\omega^2 R_{nop}^2 C_{nop}^2 + 1} \cdot \frac{(R_{нов} + R_{нп-метал}) - j(R_{нов} + R_{нп-метал})^2(\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})}{(R_{нов} + R_{нп-метал})^2(\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})^2 + 1} + \frac{(R_{nop} - j\omega R_{nop}^2 C_{nop})}{\omega^2 R_{nop}^2 C_{nop}^2 + 1} \cdot \frac{(R_{por-SiO_2}(W, T, r, p) - j\omega R_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{por-SiO_2}(W, T, r, p))}{\omega^2 R_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) + 1} + \frac{(R_{нов} + R_{нп-метал}) - j(R_{нов} + R_{нп-метал})^2(\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})}{(R_{нов} + R_{нп-метал})^2(\omega C_{нов} + \omega C_{нп-метал})^2 + 1} \times \frac{(R_{por-SiO_2}(W, T, r, p) - j\omega R_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{por-SiO_2}(W, T, r, p))}{\omega^2 R_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) C_{por-SiO_2}^2(W, T, r, p) + 1}. \quad (2.81)$$

За умови дотримання виконання технології виробництва параметри другого затвора ідентичні першому, тому його активний і реактивний опори описуються тими ж рівняннями, що подані вище.

Рівняння (2.77–2.81) є математичною моделлю вологочутливого затвора з шаром пористого підзатворного діелектрика  $SiO_2$ . Для визначення характеристик всієї МДН-структури розглянемо вплив вологочутливих затворів на протікання струму каналами МДН-транзистора, для чого створимо їх математичні моделі.

Для спрощення математичного моделювання ефекту вологочутливості, двозатворний МДН-транзистор будемо розглядати як включення двох МДН-транзисторів, які електрично з'єднані стоковими і витокowymi електродами (рис. 2.1). На основі зробленого припущення створим математичні моделі обох каналів двозатворного МДН-транзистора. Еквівалентну схему першого каналу, що має повний опір  $Z_{ce1}$  подано на рис. 2.14:

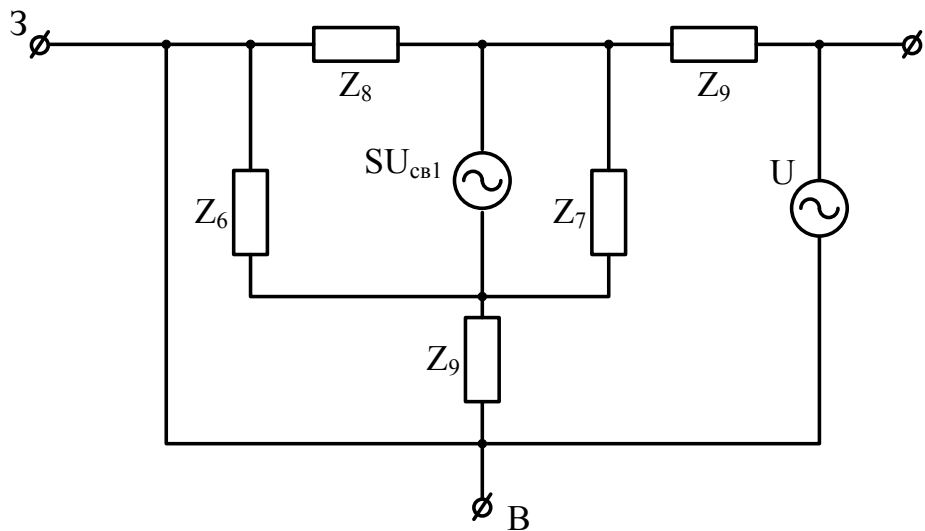


Рисунок 2.14 – Еквівалентна схема першого каналу вологочутливого двозатворного МДН-транзистора

Обравши напрямки обходу контурів еквівалентної схеми першого каналу вологочутливого двозатворного МДН-транзистора, використовуючи метод контурних струмів, запишемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} 0=(Z_6+Z_7+Z_8)i_1+Z_6(-i_2+SU_{cv1})-Z_7(i_3+SU_{cv1}); \\ 0=(Z_5+Z_6)i_2-Z_6(i_1+SU_{cv1})-Z_5i_3; \\ U=(Z_7+Z_5+Z_9)i_3-Z_7(i_1-SU_{cv1})-Z_5i_2. \end{cases} \quad (2.82)$$

Розв'язавши цю систему рівнянь методом підстановки, отримали, що вихідний струм  $i_3$  цієї схеми описується рівнянням

$$i_3 = \frac{SU_1(Z_6Z_7Z_8 - Z_6Z_5Z_8 + Z_7Z_5Z_8)}{Z_6Z_9Z_8 + Z_6Z_9Z_7 + Z_6Z_7Z_8 + Z_6Z_5Z_8 + Z_6Z_9Z_5 + Z_5Z_9Z_8 + Z_5Z_7Z_8 + Z_5Z_9Z_7} - \frac{U(Z_6Z_5 + Z_6Z_7 + Z_6Z_8 + Z_5Z_8 + Z_5Z_7)}{Z_6Z_9Z_8 + Z_6Z_9Z_7 + Z_6Z_7Z_8 + Z_6Z_5Z_8 + Z_6Z_9Z_5 + Z_5Z_9Z_8 + Z_5Z_7Z_8 + Z_5Z_9Z_7}. \quad (2.83)$$

Виходячи із закону Ома, повний опір першого каналу визначається як відношення напруги на ділянці кола до струму, що через нього протікає, тому повний опір першого каналу вологочутливого двозатворного МДН-транзистора визначається з рівності

$$Z_{K1} = \frac{U(A + jB)}{SU_{cб1}(C + jD) - U(X + jY)}, \quad (2.84)$$

де

$$A + jB = Z_6Z_9Z_8 + Z_6Z_9Z_7 + Z_6Z_7Z_8 + Z_6Z_5Z_8 + Z_6Z_9Z_5 + Z_5Z_9Z_8 + Z_5Z_7Z_8 + Z_5Z_9Z_7, \quad (2.85)$$

$$C + jD = Z_6Z_7Z_8 - Z_6Z_5Z_8 + Z_7Z_5Z_8; \quad (2.86)$$

$$X + jY = Z_6Z_5 + Z_6Z_7 + Z_6Z_8 + Z_5Z_8 + Z_5Z_7. \quad (2.87)$$

Аналогічно до першого каналу, знайдемо струм і повний опір другого каналу вологочутливого двозатворного МДН-транзистора. Еквівалентну схему, що має повний опір  $Z_{cб2}$  першого каналу подано на рис. 2.15.

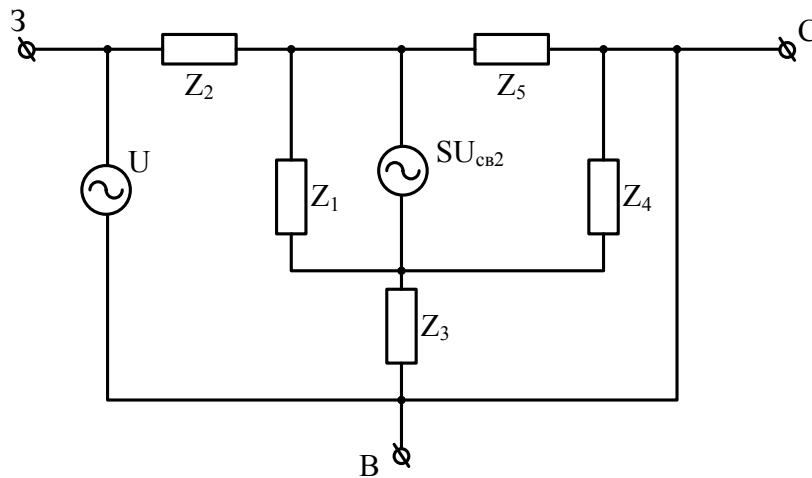


Рисунок 2.15 – Еквівалентна схема другого каналу вологочутливого двозатворного МДН-транзистора

Для того, щоб знайти вихідний струм цієї схеми, на основі обраних напрямків обходу контурів, запишемо систему рівнянь за методом контурних струмів

$$\begin{cases} 0=(Z_4+Z_2+Z_1)i_1+Z_1(-i_2+SU_{св2})-Z_4(i_3+SU_{св2}); \\ 0=(Z_3+Z_1)i_2+Z_1(-i_1-SU_{св2})-Z_3i_3; \\ U=(Z_4+Z_5+Z_3)i_3+Z_4(-i_1+SU_{св2})-Z_3i_2. \end{cases} \quad (2.88)$$

На основі розв'язку СЛАР (2.88), вихідний струм  $i_3$  цієї схеми описується таким виразом:

$$i_3 = \frac{SU_2 \left[ 2Z_1^2(Z_4 - Z_3) + Z_1(3Z_3Z_4 - Z_3Z_2) + Z_3Z_2Z_4 \right]}{2Z_1^2(Z_3 + Z_5 + Z_4) + Z_1(Z_5(Z_4 + Z_3 + Z_2) + Z_3(2Z_4 + Z_2) + Z_4Z_2) + Z_3A} - \frac{-U \left[ 2Z_1^2 + Z_1(Z_4 + Z_3 + Z_2) + Z_3(Z_4 + Z_2) \right]}{2Z_1^2(Z_3 + Z_5 + Z_4) + Z_1(Z_5(Z_4 + Z_3 + Z_2) + Z_3(2Z_4 + Z_2) + Z_4Z_2) + Z_3A}, \quad (2.89)$$

де  $A = Z_4Z_2 + Z_5Z_2 + Z_5Z_4$ .

Тоді, виходячи із закону Ома, опір другого каналу визначається відношенням напруги на ділянці кола до струму, що тече поній, звідки шукана величина описується таким виразом:

$$Z_{k2} = \frac{U(K + jM)}{SU_{св2}(L + jN) - U(V + jW)}, \quad (2.90)$$

де

$$K + jM = 2Z_1^2Z_4 + 2Z_1^2Z_3 + 2Z_1^2Z_5 + Z_5Z_1Z_4 + 2Z_3Z_1Z_4 + Z_5Z_1Z_3 + Z_2Z_1Z_3 + Z_5Z_1Z_2 + Z_2Z_1Z_4 + Z_2Z_3Z_4 + Z_5Z_3Z_4 + Z_5Z_2Z_3; \quad (2.91)$$

$$L + jN = 2Z_1^2Z_4 - 2Z_1^2Z_3 + Z_1Z_3Z_4 - Z_1Z_3Z_2 + 2Z_1Z_3Z_4 + Z_2Z_3Z_4; \quad (2.92)$$

$$V + jW = 2Z_1^2 + Z_1Z_4 + Z_1Z_2 + Z_1Z_3 + Z_2Z_3 + Z_4Z_3. \quad (2.93)$$

На основі проведеного математичного моделювання отримано модель вологочутливого затвора (рівняння (2.72 – 2.81)), а також каналів двозатворного вологочутливого МДН-транзистора (відповідно рівняння (2.83 – 2.87) і (2.90 – 2.93)). Для створення математичної моделі вологочутливості двозатворного МДН-транзистора на основі отриманих моделей його складових, введемо комплексний опір  $Z$ , який описує взаємодію між вологочутливими затворами, та витоковою областю МДН-транзистора.

Знайдемо загальний опір вологочутливого двозатворного МДН-транзистора на основі згорнутої еквівалентної схеми з врахуванням опору  $Z$ , яку подано на рис. 2.16:

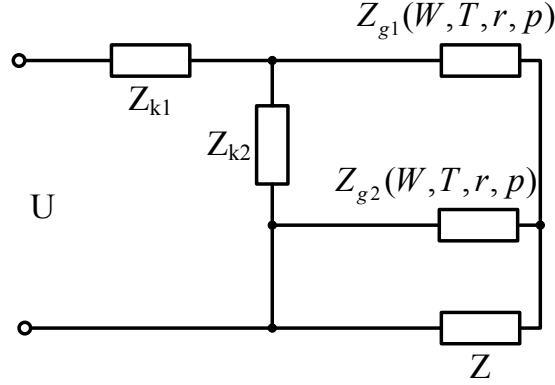


Рисунок 2.16 – Згорнута еквівалентна схема двозатворного вологочутливого МДН-транзистора

Повний опір такої схеми, що на рис. 2.15, визначається згідно виразу

$$Z_{\Sigma}(W, T, r, p) = Z_{k1} + \frac{\left( \frac{Z_{g2}(W, T, r, p)Z}{Z_{g2}(W, T, r, p) + Z} + Z_{g1}(W, T, r, p) \right)}{Z_{k2} + Z_{g1}(W, T, r, p) + \frac{Z_{g2}(W, T, r, p)Z}{Z_{g2}(W, T, r, p) + Z}}. \quad (2.94)$$

Відкривши дужки рівності (2.93), враховуючи рівність параметрів структур затворів (умову  $Z_{g1}(W, T, r, p) = Z_{g2}(W, T, r, p) = Z_g(W, T, r, p)$ ), отримаємо спрощений вираз повного опору цього вологочутливого двозатворного МДН-транзистора

$$Z_{\Sigma}(W, T, r, p) = \frac{R_{\Sigma1}R_{\Sigma2} - X_{\Sigma1}X_{\Sigma2}}{R_{\Sigma2}^2 + X_{\Sigma2}^2} + j \frac{X_{\Sigma1}R_{\Sigma2} + X_{\Sigma2}R_{\Sigma1}}{R_{\Sigma2}^2 + X_{\Sigma2}^2}, \quad (2.95)$$

де

$$R_{\Sigma1} = \varepsilon UA + \delta UB + \alpha CSU_{ce1} - \alpha UX + \beta DSU_{ce1} + \beta UY; \quad (2.96)$$

$$R_{\Sigma2} = \varepsilon CSU_{ce1} + D\delta SU_{ce1} - UX\varepsilon - UY\delta; \quad (2.97)$$

$$X_{\Sigma1} = \varepsilon BU - \delta UA + D\alpha SU_{ce1} - \alpha UY - \beta CSU_{ce1} - \beta UX; \quad (2.98)$$

$$X_{\Sigma2} = -\delta CSU_{ce1} + D\varepsilon SU_{ce1} + UX\delta - UY\varepsilon. \quad (2.99)$$

В свою чергу підстановки в рівняннях (2.96–2.99) описуються виразами (2.100) – (2.103):

$$\begin{aligned}
\alpha = & 2R_G UALFSU_{c62} - 2U^2 VR_G AF - 2R_G (UBNFSU_{c62} - U^2 WBF) + 2X_G \times \\
& \times (-UANFSU_{c62} + U^2 AWF - UBLFSU_{c62} + U^2 BVF) + R_G (UKCFSU_{c61} - U^2 KXF - \\
& - MUDFSU_{c61} + U^2 MYF) + X_G (-UKDFSU_{c61} + U^2 KYF - UMCFSU_{c61} + U^2 MXF) + \\
& + 2R_G (-NUAESU_{c62} + U^2 WAE - UBLESU_{c62} + U^2 BVE) + 2X_G (-UALESU_{c62} + \\
& + U^2 AVE + UBNESU_{c62} + U^2 BWE) + R_G (-UKDESU_{c61} + U^2 KYE - UMCESU_{c61} + \\
& + U^2 MXE - UKCESU_{c61} + U^2 KXE + UMDESU_{c61} - U^2 MYE);
\end{aligned}
\tag{2.100}$$

$$\begin{aligned}
\beta = & 2R_G (-UANFSU_{c62} + U^2 WAF - UBLFSU_{c62} + U^2 WBF) + 2X_G (-UALFSU_{c62} + \\
& + U^2 AVF + UBNFSU_{c62} - U^2 BWF) + R_G (-UKCFSU_{c61} + U^2 KYF - UMCFSU_{c61} SU_{c61} + \\
& + U^2 MXF) + X_G (-UKCFSU_{c61} + U^2 KXF - U^2 KYF + U^2 MDF - U^2 MYF) + 2R_G \times \\
& \times (NUAESU_{c62} + U^2 VAE + UBNESU_{c62} - U^2 WBE) + 2X_G (UANESU_{c62} - U^2 AWF + \\
& + U^2 AWE + UBLESU_{c62} - U^2 BVE) + R_G (-UKCESU_{c61} + U^2 KXE + MUDESU_{c61} - \\
& - U^2 MYE) + X_G (UKDESU_{c61} - U^2 KYE + UMCESU_{c61} - U^2 MXE);
\end{aligned}
\tag{2.101}$$

$$\begin{aligned}
\varepsilon = & CUKOSU_{c61} - UKFRSU_{c61} + PUMCSU_{c61} + R EUMSU_{c61} + \\
& + PUKDSU_{c61} REUKDSU_{c61} - UMF RDSU_{c61} - U^2 (ROX + \\
& + KFRX + PMX + REMX + PKY + REKY + MOY + \\
& + MFRY) + R_G (FLSU_{c62} + UVF + ENSU_{c62} - EUW) + \\
& + X_G (-FNSU_{c62} + FUW + ELSU_{c62} - EUV);
\end{aligned}
\tag{2.102}$$

$$\begin{aligned}
\delta = & PUKCSU_{c61} + REUKCSU_{c61} - UMOCSU_{c61} - UMF RCSU_{c61} - DUKOSU_{c61} - \\
& - DUKFRSU_{c61} + UMF RDSU_{c61} - PUMDSU_{c61} - REUMDSU_{c61} - U^2 (RKX - \\
& - REKX + MOX + MFRX + KOY + KFRY + PMY + REMY) + R_G (-NFSU_{c62} + \\
& + UWF + ELSU_{c62} - EUV) + R_G (-FNSU_{c62} + UWF + ELSU_{c62} - EUV) + \\
& + X_G (-FLSU_{c62} + FUV - ENSU_{c62} + EUW).
\end{aligned}
\tag{2.103}$$



Оскільки повний опір первинного перетворювача вологості має як активну, так і реактивну складові, то дійсна і уявна рівності (2.94) після спрощення описуються відповідно рівностями:

$$R_G = \frac{(O^2 - P^2)(F^2 - E^2) - 2R(F^3 O - E^2 FO) - 2REP(F^2 - E^2)}{(F^2 - E^2)^2 + (2FE)^2} + \frac{4(RFOE^2 + OPFE + RPFE^2)}{(F^2 - E^2)^2 + (2FE)^2}, \quad (2.104)$$

$$X_G = \frac{2FE(O^2 + P^2) + 4R(F^2 OE - RE^2 F) + 2(-REO + REP)(F^2 - E^2)}{(F^2 - E^2)^2 + (2FE)^2} + \frac{2OP(F^2 - E^2)}{(F^2 - E^2)^2 + (2FE)^2}. \quad (2.105)$$

Еквівалентна ємність первинного перетворювача на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора, виходячи з рівняння (2.105)

$$C_{MOSFET,eqv}(W, T, r, p) = \frac{1}{2\pi X_G(W, T, r, p)} = \frac{1}{2\pi \left[ \frac{(F^2 - E^2)^2 + (2FE)^2}{2FE(O^2 + P^2) + 4R(F^2 OE + PE^2 F) + (-2REO + 2REP)(F^2 - E^2) + 2OP(F^2 - E^2)} \right]}. \quad (2.106)$$

На основі отриманої математичної моделі вологочутливості вологочутливого двозатворного МДН-транзистора з використанням пакету прикладних програм MatLab [80], отримано графіки залежностей активної, реактивної складових повного опору та ємності цього первинного перетворювача вологості, які подано на рис. 2.17–2.19.

При постійній напрузі (напрузі відкриття транзистора) при зміні рівня вологості дійсна і уявна складові повного опору транзистора мають вигляд:

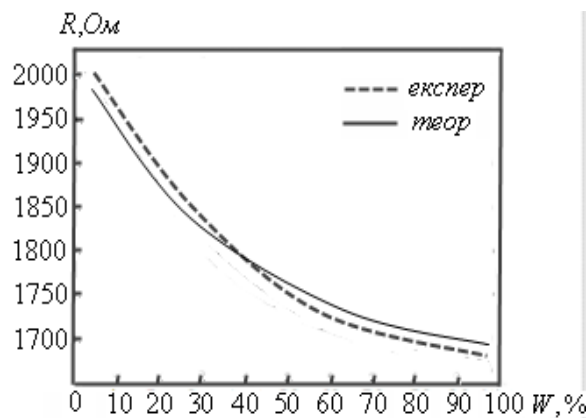


Рисунок 2.17 – Теоретична залежність активної складової повного опору двозатворного вологочутливого МДН-транзистора від вологості

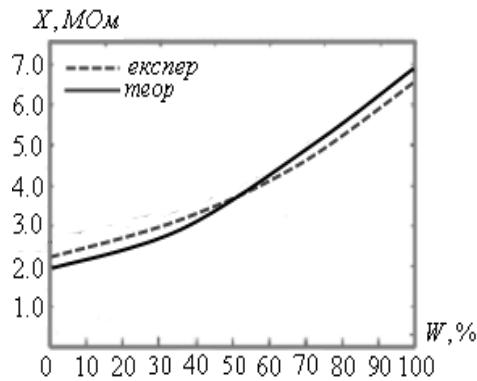


Рисунок 2.18 – Теоретична залежність реактивної складової повного опору двозатворного вологочутливого МДН-транзистора від вологості

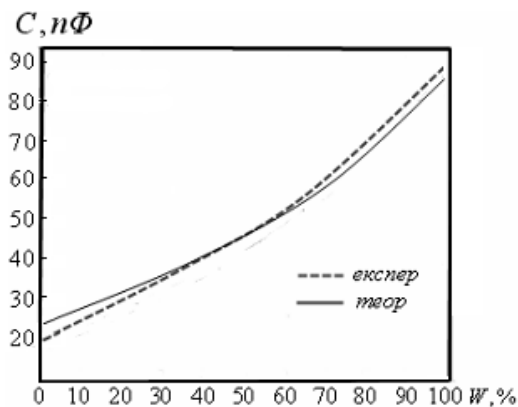


Рисунок 2.19 – Теоретична залежність еквівалентної ємності двозатворного вологочутливого МДН-транзистора від вологості

З графіків на рис. 2.17–2.19 видно, що такі параметри як активна, реактивна складова повного опору і ємність вологочутливого двозатворного МДН-транзистора залежать від величини вологості навколишнього газового середовища. Так при зміні вологості 0 % до 100 % діапазон зміни активного опору складає 2014–1680 Ом, реактивного опору – 2,6–6,95 МОм, еквівалентної ємності транзистора – від 17 пФ до 87 пФ. Повний опір цього первинного перетворювача, як видно з результатів математичного моделювання, має активну складову повного опору, що слабо змінюється від вологості повітря і вологочутливу реактивну складову (яка має ємнісний характер), величина якої як і ємності затворних областей вологочутливого двозатворного МДН-транзистора залежить від діелектричної сталої підзатворного шару діелектрика, а отже, кількості адсорбованої з повітря води. Тому такий чутливий елемент доцільно використовувати для побудови перетворювачів вологості газових середовищ, що працюють в широкому діапазоні значень вимірювального параметра.

Знайдемо граничні умови функціонування первинного перетворювача вологості на основі двозатворного вологочутливого МДН-транзистора.

З робіт [39–41], матеріал пористого окису кремнію проявляє сорбційні властивості в усьому діапазоні зміни вологості оточуючого газового середовища ( $W = 0 \dots 100 \%$ ).

Іншим фактором, що впливає на результат вимірювання, є частота функціонування первинного перетворювача. Виходячи із аналізу еквівалентної схеми (див. рис. 2.10), гранична частота функціонування [27]

$$f_{2p} = \frac{g_m \cdot \left( C_{\text{пер.обл}} + C_{\text{por-SiO}_2}(W, T, r, p) + \frac{C_{\text{нов}} C_{\text{нп-мет}}}{C_{\text{нов}} + C_{\text{нп-мет}}} + C_{\text{пор}} + \frac{C_{\text{зс1}} C_{\text{зс2}}}{C_{\text{зс1}} + C_{\text{зс2}}} \right)}{2\pi \left( C_{\text{пер.обл}} + C_{\text{por-SiO}_2}(W, T, r, p) + \frac{C_{\text{нов}} C_{\text{нп-мет}}}{C_{\text{нов}} + C_{\text{нп-мет}}} + C_{\text{пор}} \right) \cdot \left( \frac{C_{\text{зс1}} C_{\text{зс2}}}{C_{\text{зс1}} + C_{\text{зс2}}} \right)} \approx \frac{\mu_n V_0}{2\pi L^2}, \quad (2.107)$$

де  $g_m$  – крутизна по затвору транзистора;  $V_0$  – напруга витік-стік;  $L$  – довжина каналу вологочутливого двозатворного МДН-транзистора.

З рівності (2.107) видно, що граничні умови функціонування первинного перетворювача залежать від конструкції (довжини каналу) і матеріалу підкладки (рухливості носіїв заряду).

Температура значною мірою впливає на електрофізичні характеристики будь-якого напівпровідникового приладу, в т. ч. і на обраний первинний перетворювач вологості. В області кімнатних температур необхідно враховувати температурну залежність порогової напруги.

$$V_t = V_{MS} - Q_0 / \tilde{N}_{\text{por-SiO}_2}(W, T, r, p) + 2\phi_B + \sqrt{4\varepsilon_{\text{SiO}_2} q N_A V_B / \tilde{N}_{\text{por-SiO}_2}(W, T, r, p)}, \quad (2.108)$$

де  $V_{MS}$  – різниця між роботами виходу затвора і напівпровідника;  $Q_0$  – густина заряду на границі розділу діелектрик-напівпровідник;  $\phi_B$  – різниця між рівнями Фермі напівпровідника і власного напівпровідника;

$$V_B = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N_A}{n_i} \right); \quad n_i \text{ – власна концентрація заряду напівпровідника.}$$

Продиференціювавши рівність (2.108) за температурою, отримаємо

$$\frac{dV_t}{dT} = -\frac{1}{T} \left( \frac{E_g}{2q} - V_F \right) \cdot \left( 2 + \frac{\gamma}{(2V_F)^2} \right), \quad (2.109)$$

де  $V_F$  і  $E_g$  – енергія Фермі і ширина забороненої зони напівпровідника.

Виходячи з рівності (2.109), порогова напруга зменшується при зростанні температури. Середнім нахилом графіку цієї функції є  $-0,5 \dots -4 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ . Ще одним температурним обмеженням є температура точки роси, коли відбувається конденсація атмосферної вологи.

Отже, результатом математичного моделювання стала розробка математичної моделі первинного перетворювача вологості на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора. Цей первинний перетворювач вологості має чутливість до вимірюваного параметра, достатню для його практичного застосування в системах забезпечення сталих кліматичних умов, наприклад в системах чистих кімнат. Хімічна інертність чутливого матеріалу цього перетворювача забезпечує можливість його застосування в мікроелектронній промисловості.

### **3 РОЗРОБКА АВТОГЕНЕРАТОРНОГО ВТОРИННОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ВОЛОГОСТІ НА ОСНОВІ ДВОЗАТВОРНОГО ВОЛОГОЧУТЛИВОГО МДН-ТРАНЗИСТОРА**

На сьогоднішній день для забезпечення дотримання сучасних вимог, виникла необхідність у розробці і створенні високоточних і чутливих мікропроцесорних інформаційно-вимірювальних систем для контролю і регулювання комплексами визначальних характеристик виробничого обладнання і технологічних процесів.

Перспективним науковим напрямком на сьогодні є розробка і створення перетворювачів різноманітних фізичних величин у рамках мікроелектронної технології. В роботах [8, 27, 28, 31, 39–41] доведено можливість використання кремнію та його окису для створення плівок, чутливих до дії різних фізичних речовин і хімічних сполук. Дані шари чутливого окису кремнію можуть використовуватись як діелектричний шар МДН-ємностей (як шар міжелектродного діелектрика) і МДН-транзисторів (у вигляді підзатворного діелектрика). В роботах [90, 91] доводиться можливість реалізації первинних перетворювачів різноманітних фізичних величин саме у рамках МДН-технології і неможливість їх формування на основі біполярних транзисторів.

Використання первинних перетворювачів вологості на основі вологочутливих МДН-транзисторів відкриває перспективи виготовлення вторинних перетворювачів вологості за інтегральною технологією на одному кристалі. При цьому вологочутливим виступає шар підзатворного діелектрика на основі пористого кремнію, вкритого сітчастим електродом затвора [45, 46], що дозволяє значно зменшити вплив температури й інших факторів на параметри первинного перетворювача вологості, а також зменшити вплив розподілених паразитних параметрів, наприклад ємності монтажу, на результат вимірювання.

Підвищення чутливості радіотехнічних систем вимірювання параметрів мікроклімату технологічних об'єктів із заданим складом атмосфери, як вже наголошувалось в попередньому розділі, може відбуватись на всіх рівнях їх розробки. На рівні вторинного перетворювача вологості, як видно з огляду літературних джерел [104, 106, 118, 119], доцільним є його розробка і реалізація на основі автегенераторних структур з від'ємним диференційним опором [11–13], інформативним параметром якого є частота вихідного сигналу, що залежить від електрофізичних характеристик первинного перетворювача вологості, а отже вологості повітря.

Розробка оптимальної конструкції первинного перетворювача вологості включає в себе вибір варіанта його схемотехнічного виконання, що

забезпечує встановлені вимоги до його точності і чутливості в діапазоні вимірювання, що регламентується виробничими умовами.

Також необхідно розробити математичну модель, яка б із задовільною точністю описувала зміну параметрів схеми під дією вимірювальної фізичної величини і давала можливість визначити функцію перетворення і рівняння чутливості. Саме ці проблеми розглядаються в розділі 3.

### 3.1 Вибір оптимальної конструкції автогенераторних вторинних перетворювачів інформації

В процесі розробки і удосконалення інформаційно-вимірювальних систем різного призначення було виявлено, що перспективним конструкторським вирішенням є створення уніфікованих блоків обробки сигналів перетворювачів величин різної фізичної природи з різними рівнями вихідного сигналу [74, 85]. Це завдання виконується за допомогою частотного методу перетворення вимірюваних величин в радіосигнал, оскільки дії над частотними сигналами (додавання, віднімання, порівняння тощо) можна виконувати без узгодження їх рівнів [7].

В загальному випадку носійним параметром вихідного радіосигналу вторинного перетворювача інформації може бути його амплітуда, фаза, енергія, частота та ін.

До структурної схеми будь-якого автогенератора входить підсилювач, який енергію джерела живлення перетворює в енергію електромагнітних коливань і характеризується коефіцієнтом підсилення  $K$ , та схема зворотного зв'язку з коефіцієнтом передачі  $\beta_C$ . Структурна схема автогенератора зображена на рис. 3.1 [115].

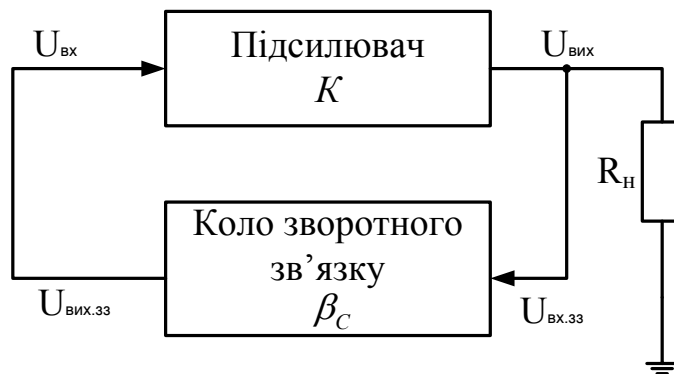


Рисунок 3.1 – Структурна схема автогенератора

Для підтримки незгасаючих коливань необхідно на вхід генератора подавати коливання неспадної амплітуди. Тобто частина енергії вихідного сигналу  $U_{вих}$ , яка не падає на опорі навантаження  $R_i$ , подається на вхід кола зворотного зв'язку. З цієї умови випливає, що добуток коефіці-

ента підсилення підсилювача на коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку має бути не меншим одиниці:  $K \cdot \beta_C \geq 1$ . Ця умова є балансом амплітуд.

Другою умовою функціонування автогенератора є баланс фаз – синфазність вхідної напруги підсилювача  $U_{\dot{a}\dot{o}}$  і вихідної напруги кола зворотного зв'язку  $U_{\text{вих.зз}}$ :  $\varphi_{U_{\dot{a}\dot{o}}} - \varphi_{U_{\dot{a}\dot{o},\text{зз}}} = 2\pi n$ ,  $n \in Z$ .

За механізмом виникнення кола зворотного зв'язку може бути як зовнішнім (треточкові автогенератори,  $RC$ -генератори), так і внутрішнім (в автогенераторах з активними елементами, що мають  $N$ -, або  $S$ -подібну вольт-амперну характеристику, або їх транзисторними аналогами).

Розглянемо схему  $RC$ -генератора. Схема такого генератора наведена на рис. 3.2. Комплексна напруга  $\dot{U}_C$  на опорі навантаження  $R_C$  знаходиться в протифазі з напругою  $\dot{U}$  на затворі транзистора (підсилювальний каскад створено за схемою зі спільним витоком). Через це зсув фаз між вхідним сигналом і сигналом кола зворотного зв'язку  $\varphi_K(\omega) = \pi$ . Тому для виконання умови балансу фаз  $RC$ -ланцюг кола зворотного зв'язку має забезпечувати зсув фаз у  $180^\circ$  [117].

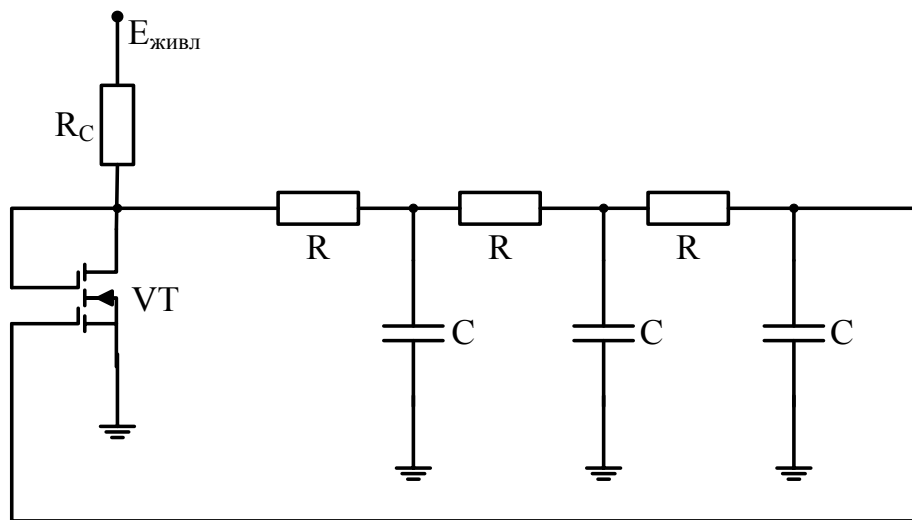


Рисунок 3.2 – Схема електрична принципова  $RC$ -генератора

В результаті моделювання  $RC$ -генератора з чутливим елементом на основі двозатворного вологочутливого МДН-транзистора в середовищі Orcad Family Release (рис. 3.3) [86–89], бачимо незначну чутливість приладу до дії вимірювального параметра, яка в середньому дорівнює 12 кГц на один відсоток вологості.

Розгляд властивостей  $RC$ -генераторів показує, що вони мають низку суттєвих недоліків: температурна нестабільність, широкий спектральний склад вихідного сигналу, низька добротність. Тому використання такого

типу генераторів в інформаційно-вимірювальних системах контролю виробничих процесів є недоцільним.

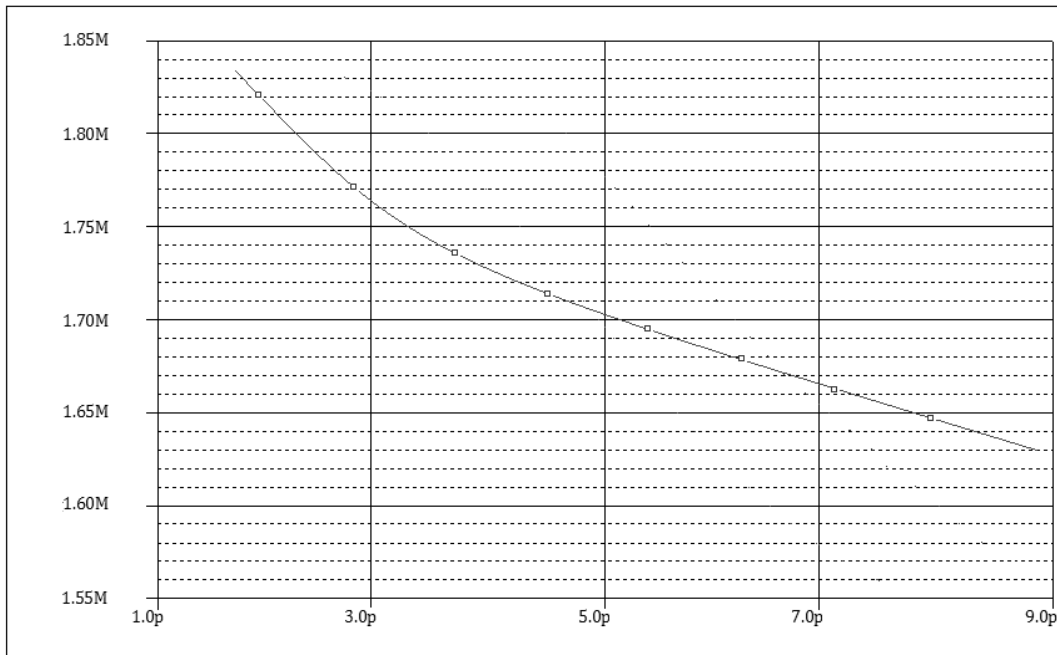


Рисунок 3.3 – Залежність частоти генерації RC-генератора від ємності двозатворного вологочутливого МДН-транзистора

Іншим варіантом обробки сигналу первинних аналогових перетворювачів є включення їх в коливальні контури. За зміною резонансної частоти таких кіл визначають зміну номіналу первинного перетворювача, а отже, і ступеня дії на нього вимірюваного параметра навколишнього середовища [65, 66]. Цей метод застосовний у випадку використання параметричних перетворювачів інформації, у випадку використання первинного перетворювача на основі активного елемента схеми такий метод незастосовний.

Одним з найпоширеніших генераторних схем вторинних перетворювачів фізичних величин є трьохточкова схема (індуктивна, або ємнісна), або інша схема автогенератора із зовнішнім зворотним зв'язком [67]. Однак, використання таких схем для вимірювання у широкому діапазоні неможливе через те, що вони мають достатню точність вимірювання лише при частотах, близьких до резонансу коливального кола зворотного зв'язку, а також низьку добротність.

Прикладом реалізації трьохточкової автогенераторної схеми, яку можливо реалізувати на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора, є схема, що на рис. 3.4 [119].

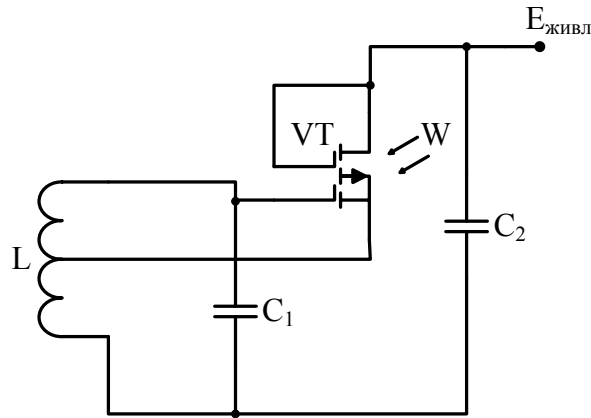


Рисунок 3.4 – Схема трьохточкового автогенератора на основі двозатворного вологочутливого МДН-транзистора

На основі моделювання цієї схеми в середовищі Orcad Family Release [86–89] було отримано залежність частоти генерації від величини вологості оточуючого газового середовища (рис. 3.5)

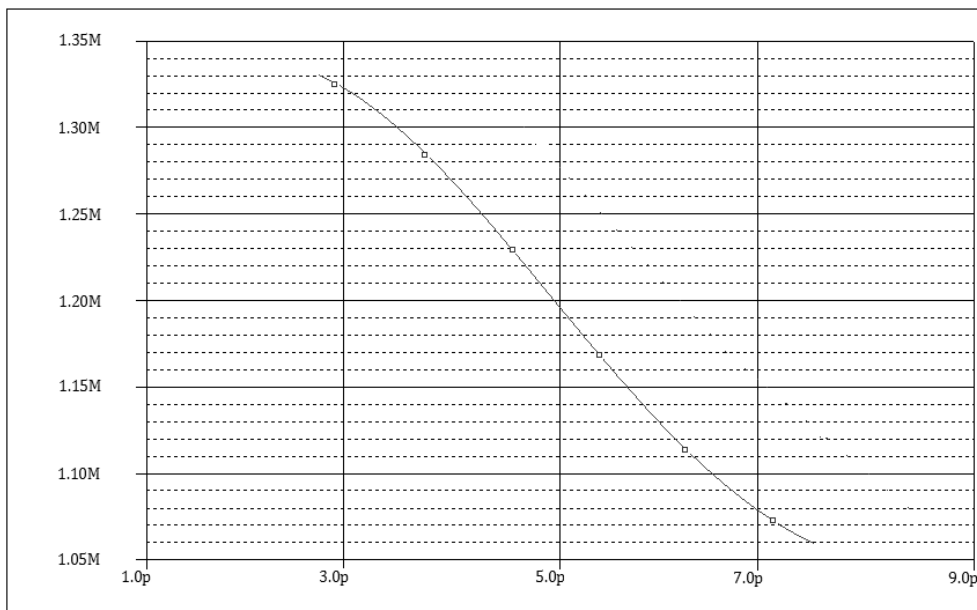


Рисунок 3.5 – Залежність частоти генерації триточкового автогенератора від ємності двозатворного вологочутливого МДН-транзистора

В ході аналізу трьохточкових автогенераторних схем було виявлено, що індуктивні – мають більшу чутливість, ніж ємнісні, але мають порівняно вузький діапазон еквівалентної ємності первинного перетворювача, в якому відбувається генерація.

Головними недоліками такого типу генераторів є низька добротність, а також високий рівень шумів вихідного сигналу, спричинений за-



лежністю параметрів реактивних елементів схеми від зовнішніх впливів, головним чином, температури.

В якості генераторної схеми розглянемо конструкцію мультавібратора на основі двох вологочувливих двозатворних МДН-транзисторів, що зображена на рис. 3.6 [67].

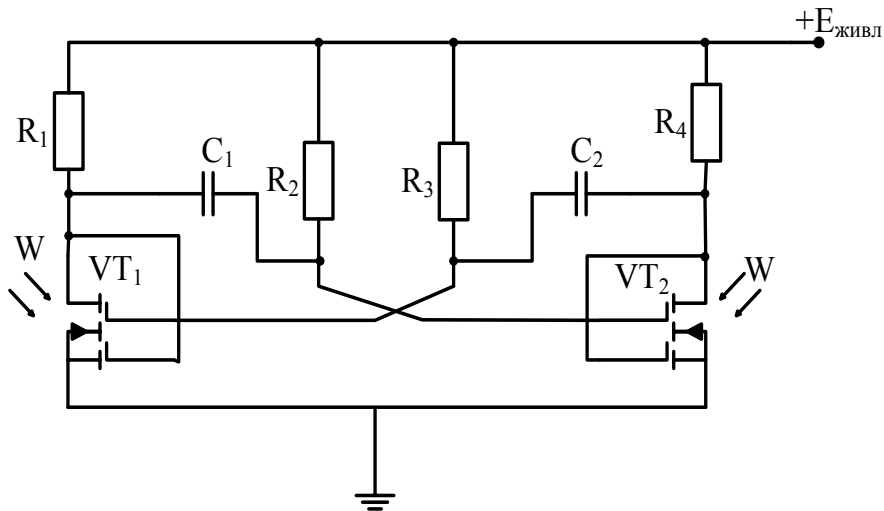


Рисунок 3.6 – Схема мультавібратора на основі двозатворного вологочувливого МДН-транзистора

Недоліком такої автогенераторної схеми є широкий спектральний склад вихідного сигналу, що пов'язано з шумами розрядки конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$  і несиметричністю елементів схеми.

В результаті моделювання схеми в середовищі Orcad Family Release отримано результат використання такого типу автогенератора в якості вторинного перетворювача вологості [86–88], що показано на рис. 3.7.

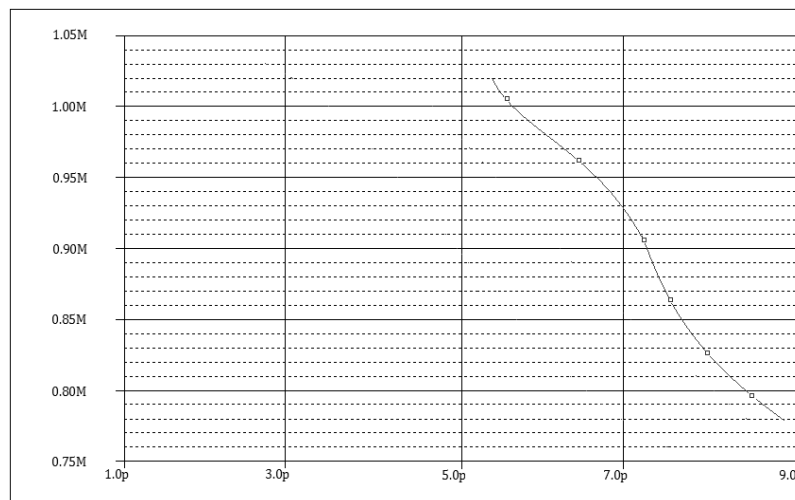


Рисунок 3.7 – Залежність частоти генерації мультавібратора від ємності двозатворного вологочувливого МДН-транзистора

Як видно з рис. 3.7, ця схема має досить вузький діапазон вимірювання, що становить проміжок від 5,3 до 8,7  $n\Phi$  при чутливості на рівні 8,5  $\kappa\Gamma\mu/\%$  вологості. Однак, однією з переваг такого типу генераторів є висока стабільність частоти генерації.

Як показує аналіз відомих типів автогенераторних схем, їх спільною властивістю є наявність фазообертальних кіл зворотного зв'язку, які виконуються на реактивних елементах. Частота коливань таких генераторів обмежена як частотними властивостями активних елементів схеми, так і номіналами використаних елементів кіл зворотного зв'язку. Така обмеженість частотного діапазону і значна залежність від впливу зовнішніх випромінювань обмежує їх використання в радіотехнічних системах вимірювання і контролю. Тому перспективним напрямком розробок в цій області є створення вторинних перетворювачів інформації на основі автогенераторних структур з внутрішнім зворотним зв'язком на основі реактивних властивостей напівпровідникових структур. Прикладом автогенераторних схем з внутрішнім зворотним зв'язком може слугувати пристрій на основі  $\lambda$ -діода, схема якого зображена на рис. 3.8 [67].

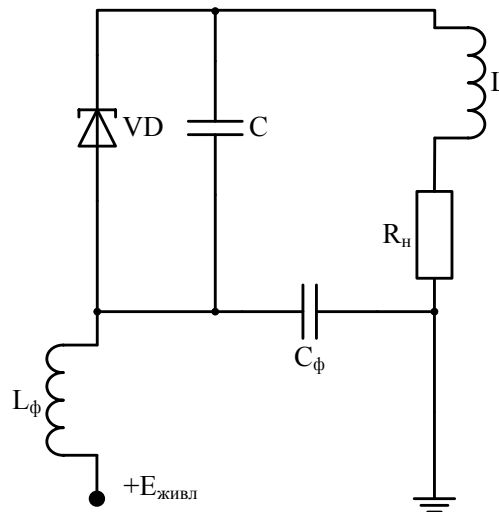


Рисунок 3.8 – Схема автогенератора на основі  $\lambda$ -діода

Як відомо, вольт-амперна характеристика тунельного діода має ділянку від'ємного диференційного опору  $R_-$ , всередині якої виставляється робоча точка, що відповідає м'якому режиму самозбудження автогенератора. Струм, який протікає через  $\lambda$ -діод в будь-який момент часу визначається диференціальним рівнянням

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left( \frac{r_k}{L} + \frac{1}{CR_-} \right) \frac{di_L}{dt} + \frac{1 + r_k / R_-}{LC} i_L = 0. \quad (3.1)$$

Умовою самозбудження є така нерівність:

$$\frac{r_k}{L} + \frac{1}{C} \left| \frac{1}{R_-} \right| < 0. \quad (3.2)$$

Як видно з рівняння (3.1), існує математичний апарат, який дозволяє визначати параметри вихідного сигналу цих вторинних перетворювачів інформації в будь-який момент часу, знаючи початкові умови. При цьому, виходячи з нерівності (3.2), від'ємний опір  $R_-$  є механізмом компенсації втрат енергії на активних опорах схеми, а від його модуля залежить коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку  $\beta_c$ .

Використання схем вторинних перетворювачів інформації на основі генераторних схем з внутрішнім зворотним зв'язком (на основі напівпровідникових елементів з S-, або N-подібною ВАХ, або ТАН) дає змогу їх реалізації без використання кіл зворотного зв'язку. Генераторні схеми вторинних перетворювачів інформації на основі ТАН мають такі переваги: малі напруги живлення ( $2 \div 10V$ ); мала потужність споживання при високих ККД (**40 ... 90 %**); широкий коефіцієнт перекриття по частоті генерованих коливань (**5 ... 70 %**) відносно центральної частоти; висока стабільність частоти генерації (нестабільність генерації складає  **$(1,5 \div 2) \times 10^{-5}$** ); можливість виготовлення за інтегральною технологією; відсутність зовнішніх кіл зворотного зв'язку та мінімальна кількість пасивних елементів схеми.

На сьогоднішній день існує велика кількість напівпровідникових структур, вольт-амперна характеристика яких має спадну ділянку і загальний вигляд S-, або N-типу, що утворюються шляхом поєднання комплементарних транзисторів, або перехресним включенням транзисторів з однаковим знаком основних носіїв заряду [7, 10–13, 103, 120], що дозволяє реалізацію перетворювачів інформації для широкого кола застосувань.

### **3.2 Розробка математичної моделі радіовимірювального перетворювача вологості на основі двозатворного вологочутливого МДН-транзистора**

В ході аналізу оптимального варіанта конструкції вторинного перетворювача вологості, було зроблено висновок про доцільність використання частотного методу перетворення інформації, що дозволить підвищити чутливість вимірювання контрольованого параметра радіотехнічних систем, а також забезпечити високу завадостійкість інформативного

сигналу, оскільки нівелюється амплітудна модуляція навколишнього середовища і виключається необхідність використання фільтрів і підсилювачів, використання яких обов'язкове для параметричних перетворювачів.

Теоретичними дослідженнями показано, що в якості вимірювальних схем обробки сигналів перетворювачів фізичних величин (в тому числі, і вологості) доцільно використовувати автогенераторні схеми на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором [10–13, 49, 50], що реалізують частотний принцип перетворення, а використання сучасних мікропроцесорних цифрових частотомірів [113] забезпечує цифрування і можливість подальшої комутації цих перетворювачів у системи обробки і контролю комплексу показників, що характеризують умови протікання технологічних операцій.

Принципово автогенераторні транзисторні структури з від'ємний диференціальним опором являють собою транзисторний аналог негatrona (ТАН), ВАХ яких має спадну ділянку, яка відповідає від'ємному диференційному опору, який забезпечується внутрішнім зворотним зв'язком і слугує компенсацією втрат енергії на активних опорах схеми. Комплексний опір такої структури, в залежності від вигляду його вольт-амперної характеристики, має ємнісний або індуктивний характер, а величина залежить від прикладеної до її входу напруги. При з'єднанні такої структури з індуктивністю (або, в іншому випадку, з ємністю), утворюється резонансний коливальний контур. Якщо величина падіння напруги і величини комплексного опору транзисторної структури залежить від величини вимірювального параметра (в даному випадку вологості навколишнього газового середовища), то за зміною частоти коливань такого автогенератора можна визначати величину вимірюваної фізичної величини.

Для підвищення чутливості схем вторинних перетворювачів вологості було запропоновано використання двозатворних вологочутливих МДН-транзисторів в якості активних елементів вимірювальних схем, у яких один з шарів підзатворного діелектрика виготовлено з пористого аморфного окису кремнію [44, 62, 69].

На рис. 3.9 подана схема вторинного перетворювача вологості (РПВ) з чутливим елементом на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора ( $VT_1$ ) [64, 68]. Знаходження оптимальної робочої точки живлення такої схеми здійснюється за допомогою двох джерел постійної напруги: напруги живлення  $U_1$  і напруги керування  $U_2$  [68] (рис. 3.9).

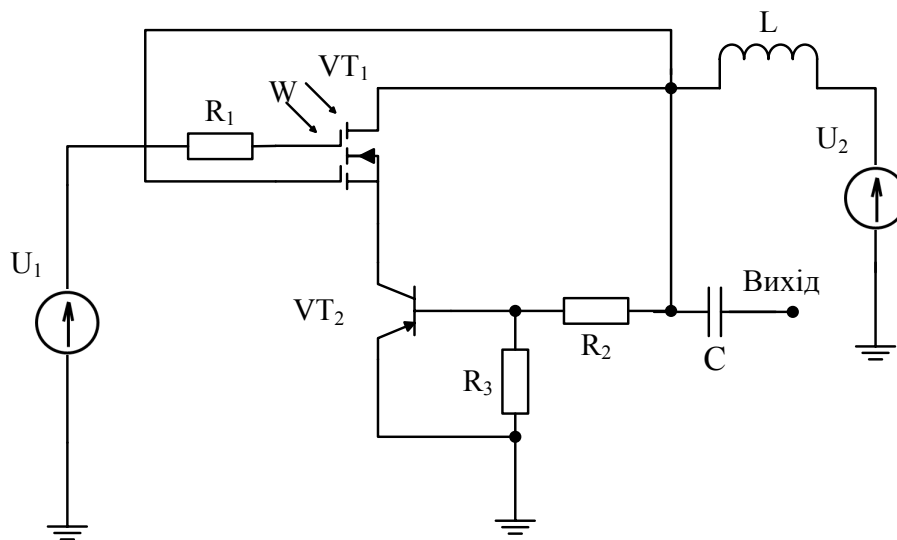


Рисунок 3.9 – РПВ на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора

В цій схемі в ролі вологочутливого елемента використовується двозатворний МДН-транзистор, в якого одним з шарів підзатворного діелектрика виступає шар *por-Si*. При зміні вологості навколишнього середовища шар гідрофільного *por-Si* адсорбує вологу, збільшує власну ємність, що змінює при реактивний опір транзистора. Ця ємність входить в склад загальної ємності, що виникає на електродах стік двозатворного МДН-транзистора – колектор біполярного транзистора, яка разом з індуктивністю  $L$  утворюють резонансне коливальне  $L-C$  коло, яке, з огляду на вищевказане, має залежну від вологості резонансну частоту коливань. Для створення математичної моделі воринного перетворювача вологості на рис. 3.10 наведено еквівалентну схему РПВ з чутливим елементом на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора [71, 73].

Елементи еквівалентної схеми описуються таким чином:  $U_1, U_2$  – джерела живлення;  $L$  – індуктивність;  $R_1$  і  $R_4$  – внутрішні опори джерел живлення;  $R_2$  і  $R_3$  – навантажувальні опори переходів стік-витік і база-колектор транзисторів;  $R_{ds}, R_d, R_s, R_e, R_c, R_b$  – об’ємні опори каналу, стоку, витоку двозатворного МДН-транзистора, емітера, колектора і бази біполярного транзистора;  $C_e, C_c$  – ємності емітерного і колекторного переходів біполярного транзистора;  $C_s, C_d, C_{\text{MOSFET.eqv}}(W, T, r, p)$  – ємності затвор-витік, затвор-стік, та еквівалентна вологочутлива ємність вологочутливого двозатворного МДН-транзистора;  $I_f, I_r$  – прямий і зворотній струм біполярного транзистора;  $I_{dr}, I_{df}$  – струми внутрішніх переходів база-колектор та база-емітер;  $I_{pt}$  – струм каналу двозатворного вологочутливого МДН-транзистора

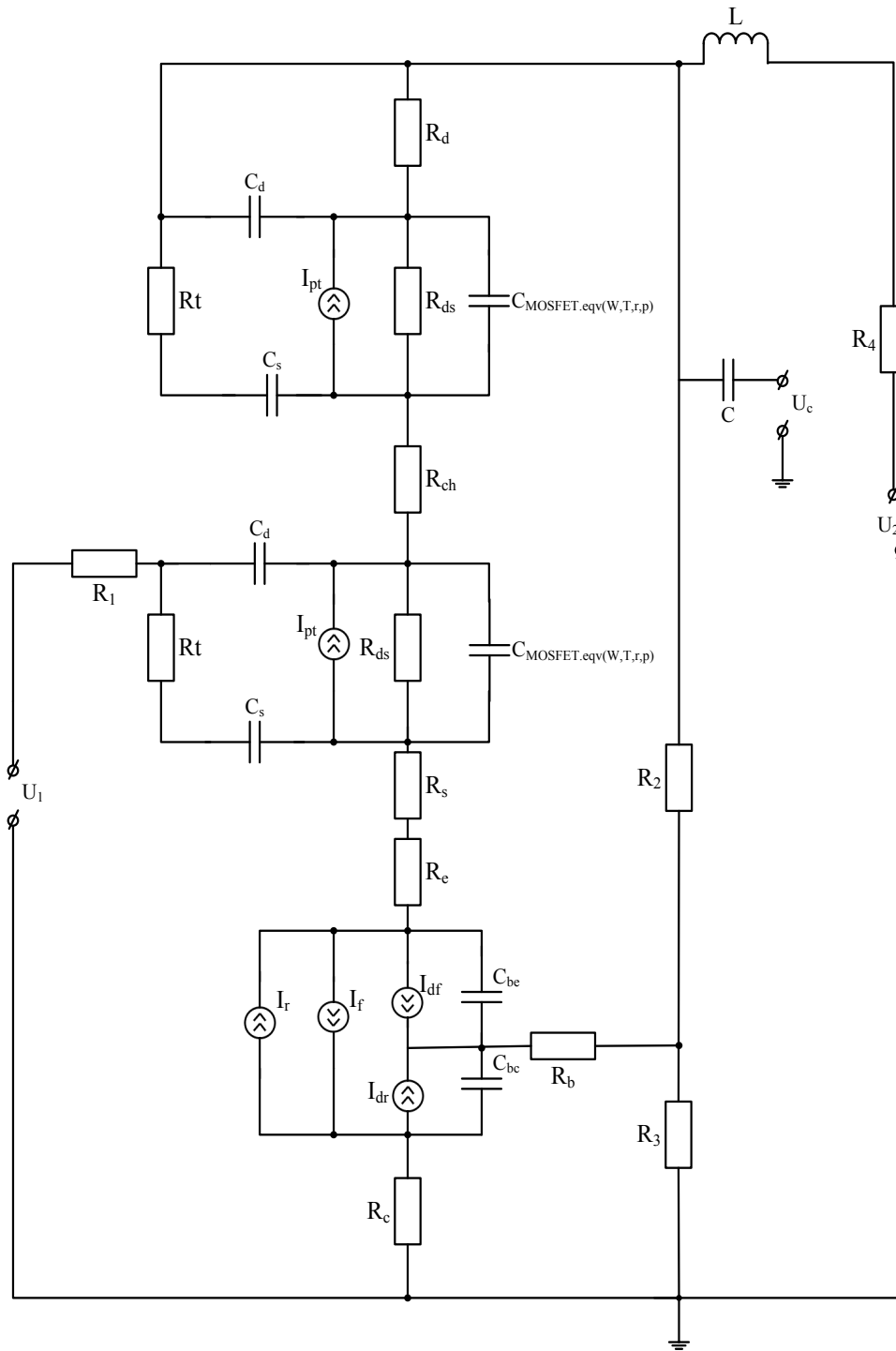


Рисунок 3.10 – Еквівалентна схема РПВ з чутливим елементом на основі двозатворного вологочутливого МДН-транзистора

Для побудови математичної моделі РПВ з чутливим елементом на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора застосуємо метод змінних стану, який дозволяє визначити значення напруг і струмів елементів кола в кожному момент часу. Тому, використавши метод змінних стану, наведемо перетворену еквівалентну схему (рис. 3.11), в якій

всі ємності представлені у вигляді незалежних джерел напруги, а індуктивність – джерела струму [83].

З метою розгляду властивостей запропонованої схеми і створення її математичної моделі, було створено перетворену еквівалентну схему за постійним струмом, зображену на рис. 3.11 [64].

На рис. 3.11 зображена перетворена еквівалентна схема РПВ, в якій джерела напруги  $U_{C_{MOSFET,eqv}}(W, T, r, p)$ , виходячи з результатів, отриманих в розділі 2, описують еквівалентну вологочутливу ємність первинного перетворювача вологості (транзистора  $VT_1$ ), в якій зроблено таке спрощення:  $I_{bt} = (I_f - I_r) / QB$ , де  $QB$  – коефіцієнт неідеальності переходів біполярного транзистора.

Обравши напрямки обходу контурів і позначивши відповідні струми, запишемо систему рівнянь за законами Кірхгофа (її різновиду – методу контурних струмів). Отриману систему рівнянь використаємо для аналізу схеми методом змінних стану.

$$\left\{ \begin{array}{l} U_L = U_1 - (i_{R_2} (R_2 + R_{Cc}) + i_{R_3} R_3 - i_L R_4); \\ i_{R_3} = i_{R_2} - i_{R_b}; \\ i_{R_{ds}} = \frac{-U_{C_{MOSFET,eqv}}(W, T, r, p)}{R_{ds}}; \\ i_{c_d} = \frac{U_{c_s} - U_{C_{MOSFET,eqv}}(W, T, r, p) - U_{c_d}}{R_t}; \\ i_{R_d} = \frac{U_{C_{MOSFET,eqv}}(W, T, r, p)}{R_d}; \\ i_{R_2} = i_{c_d} + i_{R_d} + i_L; \\ i_{R_b} = \frac{-U_{c_c} - i_{R_c} R_c - i_{R_3} R_3}{R_b}; \\ i_{R_c} = \frac{-R_1(i_{c_d} + i_{c_s}) - i_{R_e} (R_e + R_s) - (U_2 + U_{c_s} + U_{c_c} + U_{c_e})}{R_c}; \\ i_{R_1} = i_{c_d} + i_{c_s}; \\ i_{c_s} = -I_{pt} - i_{R_{ds}} + i_{c_{ds}} + i_{R_e}; \\ i_{c_{ds}} = i_{R_d} + I_{pt} - i_{c_d} + i_{R_{ds}}; \\ i_{c_c} = i_{R_c} + I_{bt} - I_{dr}; \\ i_{c_e} = i_{R_e} + I_{bt} + I_{df}; \\ i_{R_e} = i_{R_c} - i_{R_b}. \end{array} \right. \quad (3.3)$$

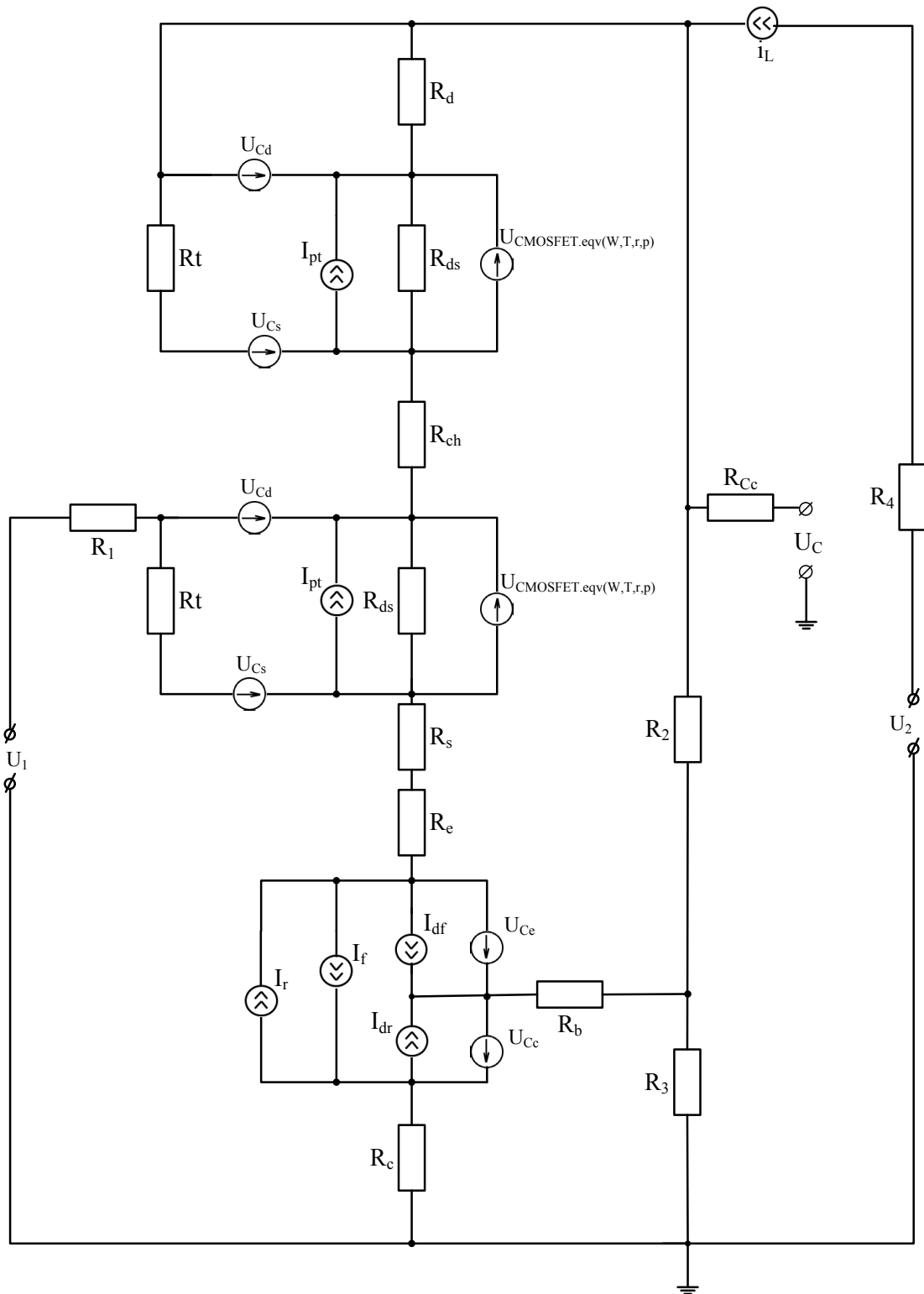


Рисунок 3.11 – Перетворена еквівалентна схема РПВ на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора

Вважаючи заданими відповідні значення напруг та струм через індуктивність, розв'яжемо систему рівнянь (3.3) відносно таких величин:  $U_L$ ,  $i_{c_d}$ ,  $i_{c_s}$ ,  $i_{c_{ds}}$ ,  $i_{c_c}$ ,  $i_{c_e}$ , зробивши такі підстановки:



$$\begin{aligned}
A_1 &= \frac{-U_{C_{\text{MOSFET,eqv}}(W,T,r,p)} + U_{C_s} - U_{C_d}}{R_t} + I_{pt} + \frac{U_{C_d}}{R_d} - \frac{U_{C_{\text{MOSFET,eqv}}(W,T,r,p)}}{R_{ds}}; \\
A_2 &= I_{bt} + I_{df}; & A_3 &= U_2 + U_{C_s} + U_{C_c} + U_{C_e}; & A_4 &= i_{C_d}; \\
A_5 &= -R_1 A_4 + I_{pt} - A_1 - \frac{U_{C_{\text{MOSFET,eqv}}(W,T,r,p)}}{R_{ds}} - A_3, & A_6 &= R_e + R_s + R_1; \\
A_7 &= 2U_{C_{\text{MOSFET,eqv}}(W,T,r,p)} + U_{C_e} + U_{C_d} + U_{C_c}; \\
A_8 &= \left( \frac{U_{C_s} - U_{C_{\text{MOSFET,eqv}}(W,T,r,p)} - U_{C_d}}{R_t} + \frac{U_{C_d}}{R_d} + i_L \right) (R_2 + R_3); \\
A_9 &= 1 - A_6 - \frac{A_6}{R_b} (2R_2 + R_3), \\
A_{10} &= A_5 + A_6 A_7 + A_6 A_8 + \frac{A_6 U_{C_c} (2R_2 + R_3)}{R_b}; & A_{11} &= \frac{A_6 (2R_2 + R_3)}{R_b}; \\
A_{12} &= \left( A_4 + \frac{U_{C_d}}{R_d} \right) (R_2 + R_3); & A_{13} &= U_{C_c} A_9 + A_{10}; \\
A_{14} &= -A_7 A_9 - A_{10} + A_4 A_9 - \frac{U_{C_d}}{R_d} A_9; & A_{15} &= A_9 (2R_s + R_e); & A_{16} &= A_{11} R_3 + A_9 R_3; \\
A_{17} &= \frac{-U_{C_c} A_9 - A_{10} - 2A_{14} R_b - A_{15} R_b (I_{bt} + I_{pt}) + A_5 A_1 R_b + A_{15} R_b I_{dr} + \frac{A_{15} R_b U_{C_{\text{MOSFET,eqv}}(W,T,r,p)}}{R_{ds}}}{2A_{16} R_b + A_{11} R_3 + A_9 R_3}.
\end{aligned}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
i_{C_d} &= A_4; \\
i_{C_c} &= \frac{A_{10} + A_{11} R_3 A_{17}}{A_9 R_c}; \\
i_{C_e} &= \frac{A_{14} + A_{16} A_{17}}{A_{15}} + I_{bt} - I_{dr}; \\
i_{C_s} &= \frac{A_{14} + A_{16} A_{17}}{A_{15}} + I_{pt} - A_1 - \frac{U_{C_{ds}}(W)}{R_{ds}}; \\
i_{C_{ds}} &= A_1; \\
U_L &= U_1 - (A_{12} + A_{13} (R_2 + R_3 + R_4)) + A_{17}.
\end{aligned} \right. \quad (3.4)$$

Оскільки напруги і струми схеми РПВ на основі двозатворного вологочутливого МДН-транзистора змінюються у часі, то, враховуючи, що струм ємності і напруга на індуктивності описуються виразами:

$i_C = C \frac{dU_C}{dt}$ ,  $U_L = L \frac{di_L}{dt}$ . Якщо врахувати, що кожне миттєве значення напруги і струму в еквівалентній схемі є функцією часу, то ліві частини рівнянь ми можемо записати і вигляді диференціальних рівнянь першого порядку і систему (3.4) можна переписати таким чином:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_d \frac{dU_{C_d}(t)}{dt} = \frac{U_{C_s}(t) - U_{C_{mosfet,eqv.}(W,T,r,R)}(t) - U_{C_d}(t)}{R_f}; \\ C_c \frac{dU_{C_c}(t)}{dt} = \frac{U_{C_c}(t) - U_{C_{mosfet,eqv.}(W,T,r,R)}(t) - U_{C_d}(t)}{R_f} + I_{bf} - I_{dr}; \\ C_e \frac{dU_{C_e}(t)}{dt} = A_1 + I_{bf} - I_{dr}; \\ C_s \frac{dU_{C_s}(t)}{dt} = -I_{pf} - \frac{U_{C_{mosfet,eqv.}(W,T,r,R)}(t)}{R_{ds}} + A_3; \\ L \frac{di_L(t)}{dt} = U_2 - i_L(t) \cdot R_4 - \frac{U_{C_e}(t) + U_{C_c}(t) + U_{C_s}(t)}{R_e + R_s}; \\ C_{mosfet,eqv.}(W,T,r,R)(t) \frac{dU_{C_{mosfet,eqv.}(W,T,r,R)}(t)}{dt} = \frac{U_{C_d}(t)}{R_d} + I_{pf} - \\ - \frac{U_{C_s}(t) - U_{C_{mosfet,eqv.}(W,T,r,R)}(t) - U_{C_d}(t)}{R_f} + \frac{U_{C_{mosfet,eqv.}(W,T,r,R)}(t)}{R_{ds}}. \end{array} \right. \quad (3.5)$$

З огляду на те, що система рівнянь (3.5) містить в собі доданки, які описують нелінійні елементи (джерела струму), то система є нелінійною. Нелінійні елементи схеми описують струми нелінійних внутрішніх джерел елементів схеми. Прямий і зворотний струми переходів біполярного транзистора описуються рівняннями (3.6), (3.7) [77]:

$$I_f = I_s \left( e^{\frac{U_{BE}}{UT \cdot NF}} - 1 \right); \quad (3.6)$$

$$I_r = I_s \left( e^{\frac{U_{BK}}{UT \cdot NR}} - 1 \right). \quad (3.7)$$

Струми внутрішніх переходів біполярного транзистора база-емітер і база-колектор описуються рівняннями (3.8, 3.9):

$$I_{DF} = \frac{I_f}{BF}; \quad (3.8)$$

$$I_{DR} = \frac{I_r}{BR}, \quad (3.9)$$

де  $BF$ ,  $BR$  – максимальні коефіцієнти передачі струму за схемою ввімкнення спільний емітер.

Струм каналів вологочутливого двозатворного МДН-транзистора представим у вигляді нелінійно-кускової апроксимації [77]:

$$I_{pt} = \begin{cases} 0, U_{GS} - U_{VTO} \leq 0 \\ \beta \cdot (U_{GS} - U_{VTO})^2, U_{GS} - U_{VTO} \leq U_{DS} \\ \beta \cdot U_{DS} \cdot [2 \cdot (U_{GS} - U_{VTO}) - U_{DS}], U_{GS} - U_{VTO} > U_{DS}, \end{cases} \quad (3.10)$$

де  $NF$ ,  $NR$  – коефіцієнти неідеальності МДН-транзистора в прямому та інверсному режимах функціонування;  $BF$ ,  $BR$  – максимальний коефіцієнт передачі струму;  $U_{VTO}$  – порогова напруга;  $\beta = \frac{1}{2} S_C W_{pl}$  – крутизна

характеристики вологочутливого двозатворного МДН-транзистора, де  $S_C$  – питома крутизна характеристики первинного перетворювача вологості;  $W_{pl}$  – відношення ширини каналу до його довжини;  $U_{GS} = U_G - U_S$  – напруга на внутрішній точці затвор-витік;  $U_{DS} = U_D - U_S$  – напруга на внутрішній точці стік-витік.

Будь-яка ємність біполярного транзистора має дифузійну і бар'єрну складові в лінійному режимі функціонування.

Ємність колекторного переходу  $C_c$  описується виразом:

$$C_c = C_{c_{dif}} + C_{c_b}, \quad (3.11)$$

де

$$C_{c_{dif}} = \frac{(I_r + I_s) \cdot TR}{U_t \cdot NR}; \quad (3.12)$$

$$C_{c_b} = \begin{cases} \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{U_{BC}}{V_{JC}}\right)^{MJC}}, U_{BC} < 0 \\ C_{JC}, U_{BC} \geq 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

де  $U_t$  – температурний потенціал р-п – переходу.

Ємність емітерного переходу  $C_e$  описується виразами [77]:

$$C_e = C_{e_{dif}} + C_{e_b}; \quad (3.14)$$

$$C_{e_{dif}} = \frac{(I_r + I_s) \cdot \tau_{inv}}{U_t \cdot \tau_{nor}}; \quad (3.15)$$

$$C_{e_b} = \begin{cases} \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{U_{BE}}{V_{JE}}\right)^{M_{JE}}}, & U_{BE} < 0 \\ C_{JE}, & U_{BE} \geq 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

де  $C_{e_{diff}}$ ,  $C_{e_b}$ ,  $C_{c_{diff}}$ ,  $C_{c_b}$  – диференційна та бар’єрна ємності емітерного та колекторного переходів біполярного транзистора;  $\tau_{inv}$ ,  $\tau_{nor}$  – час переносу заряду через базову область в інверсному та нормальному режимі функціонування;  $U_{JE}$ ,  $U_{JC}$  – контактна різниця потенціалів емітерного та колекторного переходів біполярного транзистора;  $C_{JE}$ ,  $C_{JC}$  – ємності емітерного та колекторного переходів біполярного транзистора;  $M_{JE}$ ,  $M_{JC}$  – коефіцієнти плавності емітерного та колекторного переходів біполярного транзистора.

Динамічна модель автогенераторного вторинного перетворювача вологості (система рівнянь (3.5)) дозволяє визначити значення частоти вихідного сигналу в залежності від вологості навколишнього середовища в будь-який момент часу.

Перевірка розробленої математичної моделі, проведена в середовищі Maple [81, 82], дозволяє переконатися в її адекватності. Розрахунок показує, що при наявності певного рівня відносної вологості навколишнього середовища на виході схеми виникають синусоїдні коливання і їх частота залежить від рівня вологості навколишнього газового середовища. Так, на рис. 3.12 представлено графіки коливань на виході РПВ при трьох значеннях вологості.

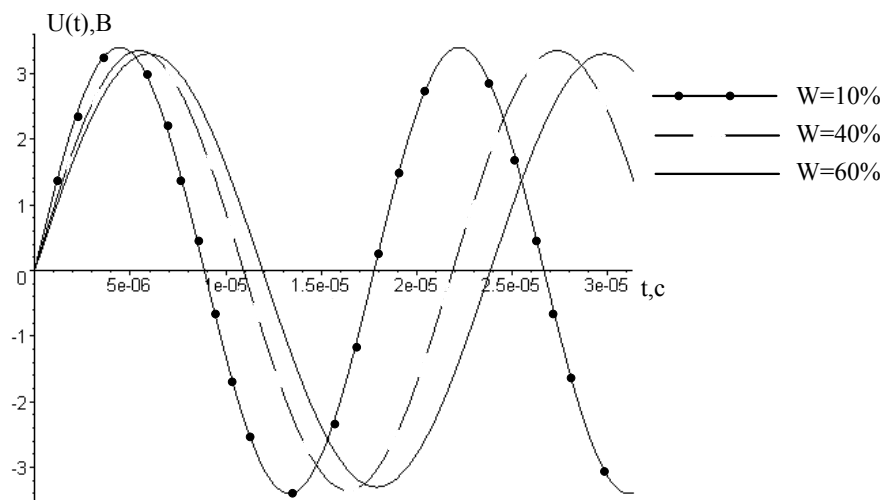


Рисунок 3.12 – Графік вихідного сигналу РПВ від значення вологості

Для проведення експериментальної перевірки математичної моделі (система рівнянь (3.3)), було зібрано схему на основі транзисторів двозатворного вологочутливого МДН-транзистора і БТ ВС 557. В ході експериментальних досліджень було визначено ВАХ радіовимірювального перетворювача вологості. Оскільки за допомогою напруги  $U_2$  задається режим роботи даної генераторної схеми, позначимо  $U_2 = U_{\text{едд}}$  [72–73, 86–88]. На рис. 3.13 наведено сімейство отриманих ВАХ.

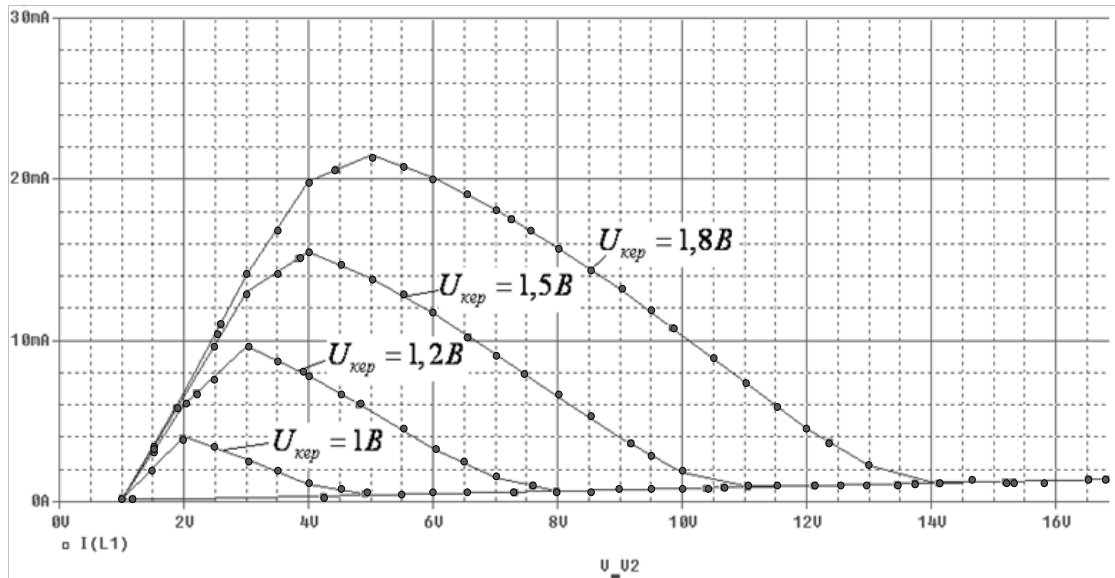


Рисунок 3.13 – Вольт-амперна характеристика радіовимірювального перетворювача вологості

З графіка на рис. 3.13 видно, що при різних значеннях напруги керування на всіх ВАХ є спадна ділянка, яка відповідає від'ємному диференційному опору. В даному режимі схема може генерувати незгасаючі коливання, амплітуда яких буде залежати від електрофізичних характеристик елементів моделі, що зображено на рис. 3.11.

Для того, щоб виявити залежність вихідного параметра вимірювальної схеми від величини вимірюваного параметра, а також для адекватного калібрування приладу використовують функцію перетворення. Функція перетворення – характеристика перетворювача, яка вказує на зміну інформативного параметра вихідного сигналу (в нашому випадку частоти) при одиничній зміні вимірювальної величини у вимірювальному діапазоні.

Для знаходження функції перетворення РПВ на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора створимо еквівалентну модель транзисторного аналога  $\lambda$ -діода (рис. 3.14), утвореного вологочутливим двозатворним МДН-транзистором і біполярним транзистором, по змінному струму (рис. 3.15).

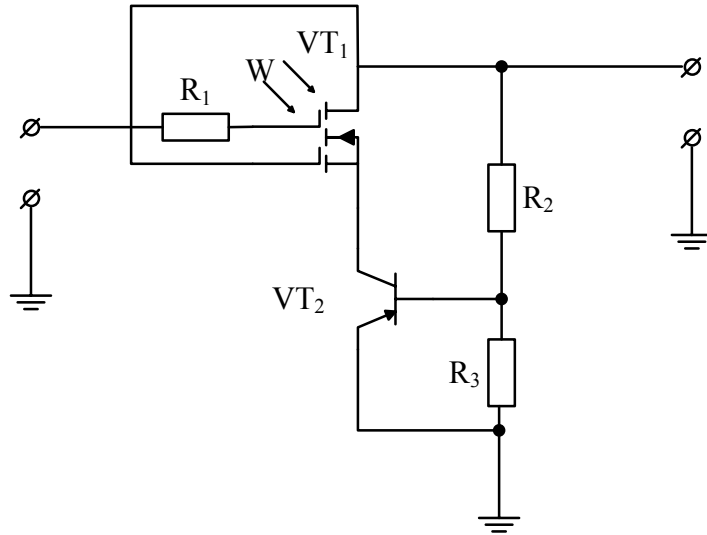


Рисунок 3.14 – Транзисторний аналог  $\lambda$ -діода на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора

З метою дослідження можливості використання цієї схеми в якості генераторного перетворювача вологості, внутрішні параметри якого, а отже і частота генерування, буде залежати від рівня вимірювального параметру, на рис. 3.15 наведено еквівалентну схему  $\lambda$ -діода на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора і біполярного транзистора.

На основі еквівалентної схеми РПВ (див. рис. 3.15) складемо систему рівнянь за методом контурних струмів. Відношення вихідної напруги до вихідного струму цієї схеми, що є розв'язком даної системи, є вихідним опором схеми.

Для спрощення системи зробимо заміни:

$$\begin{aligned}
 Z_{ds} &= R_{ds} + j \frac{1}{\omega C_{MOSFET,eqv}(W, T, r, p)}; & Z_{C_d} &= j \frac{1}{\omega C_d}; & Z_{C_s} &= j \frac{1}{\omega C_s}; \\
 Z_{C_{be}} &= j \frac{1}{\omega C_{be}}; & Z_{C_{bc}} &= j \frac{1}{\omega C_{bc}}; & Z_b &= R_b; & Z_c &= R_c; & Z_e &= R_e; & Z_{ch} &= R_{ch}; \\
 Z_1 &= R_1; & Z_2 &= R_2; & Z_3 &= R_3; & Z_{R_t} &= R_t.
 \end{aligned}$$

$$\begin{cases}
 0 = i_1(Z_{C_d} + Z_{C_s} + Z_{R_t} + Z_{ds}(W, T, r, p)) + I_{pt}(U_1, U_2)(Z_{C_s} + Z_{R_t}); \\
 0 = i_2(Z_d + 2Z_{ds}(W, T, r, p) + Z_{ch} + Z_s + Z_e + Z_{C_{be}} + Z_b + Z_2) - i_3 Z_b - \\
 - i_4(Z_s + Z_e) + 2(i_1 - I_{pt}(U_1, U_2))Z_{ds}(W, T, r, p); \\
 0 = i_3(Z_b + Z_3 + Z_c + Z_{C_{be}}) - i_2 Z_b - i_4 Z_c; \\
 0 = (i_4 - [I_r(U_1, U_2) - I_f(U_1, U_2) + I_{df}(U_1, U_2) - I_{dr}(U_1, U_2)]) \times \\
 \times (Z_1 + Z_{R_t} + Z_{C_s} + Z_c + Z_s + Z_e) - i_3 Z_c - i_2(Z_s + Z_e) - i_1(Z_{R_t} + Z_{C_s}); \\
 U_C = i_6(Z_2 + Z_3 + Z_C) + i_3 Z_2 + i_4 Z_3.
 \end{cases} \quad (3.17)$$

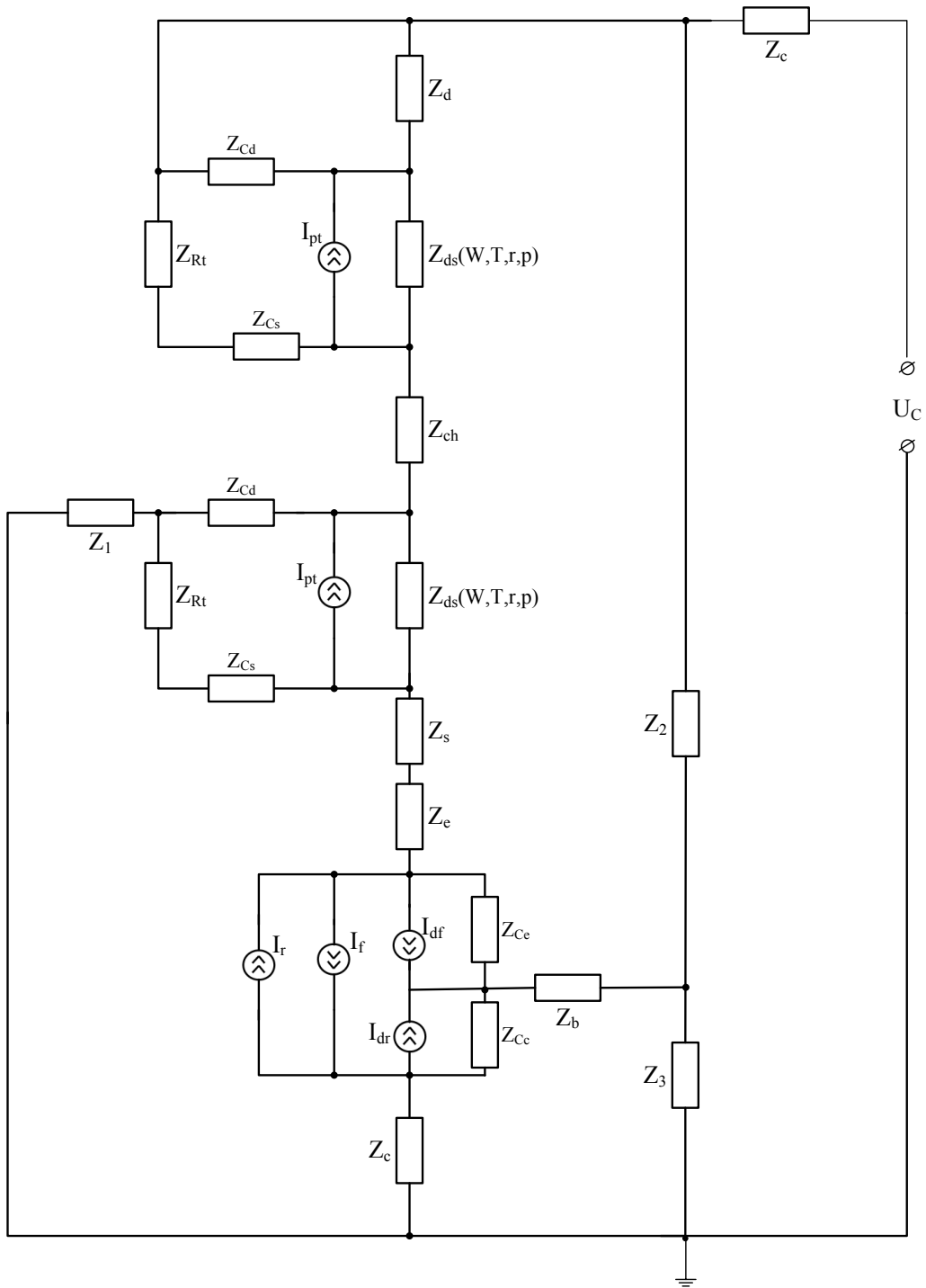


Рисунок 3.15 – Еквівалентна схема транзисторного аналога  $\lambda$ -діода на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора і біполярного транзистора за змінним струмом

Еквівалентний опір, що виникає на клеммах стік вологочутливого двозатворного МДН-транзистор-колектор біполярного транзистора, виходячи з системи рівнянь (3.17):

$$Z_{eqv.sch} = \frac{U(Z_2+Z_3)}{CZ_3+Z_2Z_c} \cdot \left[ \frac{CEDFA-EZ_bZ_cFA}{Z_c(Z_{C_d}^2Ei_{bt}-FAEi_{bt}+FZ_{cd}i_{pt}B+Fi_{pt}B^2)} + \frac{C(-EDZ_{C_d}^2+Z_c^2Z_{C_d}^2-Z_c^2FA)+EZ_bZ_cZ_{C_d}^2-Z_c^2(Z_{d_s}Z_dB+Z_{pp}FA-Z_{pp}Z_{C_d}^2)}{Z_c(Z_{C_d}^2Ei_{bt}-FAEi_{bt}+FZ_{cd}i_{pt}B+Fi_{pt}B^2)} \right]. \quad (3.18)$$

де  $A = Z_{C_d} + Z_{C_s} + Z_{R_t} + Z_{d_s}$ ;  $B = Z_{C_s} + Z_{R_t}$ ;  
 $C = Z_d + 2Z_{d_s} + Z_{ch} + Z_{pp} + Z_{c_{be}} + Z_b + Z_2$ ;  
 $Z_{pp} = Z_s + Z_e$ ;  $D = Z_b + Z_s + Z_c + Z_{c_{be}}$ ;  
 $E = Z_{R_t} + Z_c + Z_{C_s} + Z_{pp}$ ;  $F = Z_d + Z_{C_d}$ .

Для кожного з описаних вище виразів підстановки знайдемо дійсну і уявну частини:

$$\dot{A}(W) = \dot{Z}_{C_d} + \dot{Z}_{C_s} + \dot{Z}_{R_t} + \dot{Z}_{d_s} = (R_t + R_{d_s}) + j \left( \frac{1}{\omega C_d} + \frac{1}{\omega C_s} + \frac{1}{\omega C_{MOSFET.eqv}(W, T, r, p)} \right) = A_{RE} + A_{IM};$$

$$\dot{B}(W) = \dot{Z}_{C_s} + \dot{Z}_{R_t} = R_t + j \frac{1}{\omega C_s} = B_{RE} + B_{IM};$$

$$\dot{C}(W) = \dot{Z}_d + 2\dot{Z}_{d_s} + \dot{Z}_{ch} + \dot{Z}_{pp} + \dot{Z}_{c_{be}} + \dot{Z}_b + \dot{Z}_2 = (R_d + R_{d_s} + R_{ch} + R_{pp} + R_{c_{be}} + R_b + R_2) + \left( \frac{1}{j\omega C_{MOSFET.eqv}(W, T, r, p)} + \frac{1}{j\omega C_{be}} \right) = C_{RE} + C_{IM};$$

$$\dot{Z}_{pp} = \dot{Z}_s + \dot{Z}_e = R_s + R_e;$$

$$\dot{D}(W) = \dot{Z}_b + \dot{Z}_s + \dot{Z}_c + \dot{Z}_{c_{be}} = (R_b + R_s + R_c) + \left( \frac{1}{\omega C_{be}} \right) = D_{RE} + D_{IM};$$

$$\dot{E}(W) = \dot{Z}_{R_t} + \dot{Z}_c + \dot{Z}_{C_s} + \dot{Z}_{pp} = (R_t + R_c + R_s + R_e) + \left( j \frac{1}{\omega C_s} \right) = E_{RE} + E_{IM};$$

$$\dot{F}(W) = \dot{Z}_d + \dot{Z}_{C_d} = R_d + j \frac{1}{\omega C_d} = F_{RE} + F_{IM}.$$

Після підстановки, наведеної вище, рівняння (3.18) перепишеться в наступному вигляді:

$$\dot{Z} = \frac{U(R_2 + R_3)\Sigma_{RE}\Lambda_{RE} - U(R_2 + R_3)\Sigma_{IM}\Lambda_{IM}}{\Lambda_{RE}^2 + \Lambda_{IM}^2} + j \frac{U(R_2 + R_3)\Sigma_{IM}\Lambda_{RE} - U(R_2 + R_3)\Sigma_{RE}\Lambda_{IM}}{\Lambda_{RE}^2 + \Lambda_{IM}^2} \quad (3.19)$$



$$\begin{aligned}\text{де } \Lambda_{RE} &= \Omega_{RE} R_3 C_{RE} + \Omega_{RE} R_2 R_c + \Omega_{IM} R_3 C_{IM}; \\ \Lambda_{IM} &= \Omega_{RE} R_3 C_{IM} + \Omega_{IM} R_2 R_c + \Omega_{IM} R_3 C_{RE}.\end{aligned}$$

В свою чергу кожен елемент рівняння (3.19) описується:

$$\begin{aligned}\Omega_{RE}(W) &= \mu_{RE} i_{bt} + \nu_{RE} i_{bt} + \tau_{RE} i_{pt}; \\ \Omega_{IM}(W) &= \mu_{IM} i_{bt} + \nu_{IM} i_{bt} + \tau_{IM} i_{pt} + \omega_{IM} i_{pt}; \\ \Sigma_{RE}(W) &= \alpha_{RE} + \beta_{RE} + \gamma_{RE} + \chi_{RE} + \delta_{RE} + \varepsilon_{RE} + \varphi_{RE} + \lambda_{RE} + \eta_{RE}; \\ \Sigma_{IM}(W) &= \alpha_{IM} + \beta_{IM} + \gamma_{IM} + \chi_{IM} + \delta_{IM} + \varphi_{IM} + \lambda_{IM}; \\ \alpha_{RE} &= C_{RE} E_{RE} \frac{-D_{RE}}{\omega^2 C_d^2} + C_{RE} E_{IM} \frac{-D_{IM}}{\omega^2 C_d^2} + C_{IM} E_{RE} \frac{-D_{IM}}{\omega^2 C_d^2} + C_{IM} E_{IM} \frac{-D_{RE}}{\omega^2 C_d^2}; \\ \alpha_{IM} &= jC_{IM} E_{RE} \frac{-D_{RE}}{\omega^2 C_d^2} + jC_{RE} E_{IM} \frac{-D_{RE}}{\omega^2 C_d^2} + jC_{RE} E_{RE} \frac{-D_{IM}}{\omega^2 C_d^2} + jC_{IM} E_{IM} \frac{-D_{IM}}{\omega^2 C_d^2}; \\ \beta_{RE} &= C_{RE} R_c^2 \frac{-1}{\omega^2 C_d^2}; \quad \beta_{IM} = jC_{IM} R_c^2 \frac{-1}{\omega^2 C_d^2}; \\ \gamma_{RE} &= C_{RE} R_c^2 F_{RE} A_{RE} + C_{IM} R_c^2 F_{IM} A_{RE} + C_{IM} R_c^2 F_{RE} A_{IM} + C_{RE} R_c^2 F_{IM} A_{IM}; \\ j\gamma_{IM} &= jC_{IM} R_c^2 F_{RE} A_{RE} + jC_{RE} R_c^2 F_{IM} A_{RE} + jC_{IM} R_c^2 F_{RE} A_{IM} + jC_{RE} R_c^2 F_{RE} A_{IM}; \\ \chi_{RE} &= E_{RE} R_c R_b \frac{-1}{\omega^2 C_d^2}; \quad j\chi_{IM} = jE_{IM} R_c R_b \frac{-1}{\omega^2 C_d^2}; \quad \delta_{RE} = -B_{IM} R_c R_d \frac{1}{\omega C_d}; \\ j\delta_{IM} &= jB_{RE} R_c R_d \frac{1}{\omega C_d}; \\ \varepsilon_{RE} &= R_c^2 Z_{pp} F_{RE} A_{RE} + R_c^2 Z_{pp} F_{IM} A_{IM}, \\ j\varepsilon_{IM} &= jR_c^2 Z_{pp} F_{IM} A_{RE} + jR_c^2 Z_{pp} F_{RE} A_{IM}; \\ \varphi_{RE} &= C_{RE} E_{RE} D_{RE} F_{IM} A_{IM} + C_{RE} E_{RE} D_{IM} F_{RE} A_{IM} + C_{RE} E_{IM} D_{RE} F_{RE} A_{IM} + C_{IM} E_{RE} D_{RE} F_{RE} A_{IM} + \\ &+ C_{IM} E_{RE} D_{RE} F_{IM} A_{RE} + C_{IM} E_{RE} D_{IM} F_{RE} A_{RE} + C_{IM} E_{IM} D_{RE} F_{RE} A_{RE} + C_{RE} E_{RE} D_{RE} F_{RE} A_{RE} + \\ &+ C_{IM} E_{IM} D_{IM} F_{IM} A_{RE} + C_{IM} E_{IM} D_{IM} F_{RE} A_{IM} + C_{IM} E_{IM} D_{RE} F_{IM} A_{IM} + C_{IM} E_{RE} D_{IM} F_{IM} A_{IM} + \\ &+ C_{RE} E_{IM} D_{IM} F_{IM} A_{IM}; \\ j\varphi_{IM} &= jC_{IM} E_{IM} D_{IM} F_{IM} A_{IM} + jC_{RE} E_{RE} D_{IM} F_{IM} A_{IM} + jC_{RE} E_{IM} D_{RE} F_{IM} A_{IM} + jC_{IM} E_{RE} D_{RE} F_{IM} A_{IM} + \\ &+ jC_{IM} E_{RE} D_{IM} F_{RE} A_{IM} + jC_{IM} E_{IM} D_{RE} F_{RE} A_{IM} + jC_{IM} E_{IM} D_{RE} F_{IM} A_{RE} + jC_{IM} E_{IM} D_{IM} F_{RE} A_{RE} + \\ &+ jC_{IM} E_{RE} D_{RE} F_{RE} A_{RE} + jC_{RE} E_{IM} D_{RE} F_{RE} A_{RE} + jC_{RE} E_{RE} D_{IM} F_{RE} A_{RE} + jC_{RE} E_{RE} D_{RE} F_{IM} A_{RE} + \\ &+ jC_{RE} E_{RE} D_{RE} F_{RE} A_{IM}; \\ \eta_{RE} &= R_c^2 Z_{pp} \frac{-1}{\omega^2 C_d^2}; \\ \lambda_{RE} &= E_{RE} F_{RE} A_{RE} R_b R_c + E_{IM} F_{IM} A_{RE} R_b R_c + E_{IM} F_{RE} A_{IM} R_b R_c + E_{RE} F_{IM} A_{IM} R_b R_c;\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
j\lambda_{IM} &= jE_{IM}F_{IM}A_{IM}R_bR_c + jE_{IM}F_{RE}A_{RE}R_bR_c + jE_{RE}F_{RE}A_{IM}R_bR_c + jE_{RE}F_{IM}A_{RE}R_bR_c; \\
\mu_{RE} &= E_{RE}R_c i_{bt} \frac{-1}{\omega^2 C_d^2}; \quad j\mu_{IM} = jE_{IM}R_c i_{bt} \frac{-1}{\omega^2 C_d^2}; \\
v_{RE} &= A_{RE}E_{RE}F_{RE}R_c i_{bt} + A_{IM}E_{IM}F_{RE}R_c i_{bt} + A_{IM}E_{RE}F_{IM}R_c i_{bt} + A_{RE}E_{IM}F_{IM}R_c i_{bt}; \\
jv_{IM} &= jA_{IM}E_{IM}F_{IM}R_c i_{bt} + A_{IM}E_{RE}F_{RE}R_c i_{bt} + jA_{RE}E_{IM}F_{RE}R_c i_{bt} + jA_{RE}E_{RE}F_{IM}R_c i_{bt}; \\
\omega_{RE} &= -F_{IM}B_{RE} \frac{1}{\omega C_d} i_{pt} - F_{RE}B_{IM} \frac{1}{\omega C_d} i_{pt}; \\
j\omega_{IM} &= jF_{IM}B_{IM} \frac{1}{\omega C_d} i_{pt} + jF_{RE}B_{RE} \frac{1}{\omega C_d} i_{pt}; \\
\tau_{RE} &= R_c F_{RE} B_{RE}^2 i_{pt} + R_c F_{RE} B_{IM}^2 i_{pt} + 2F_{IM} B_{RE} B_{IM} + R_c F_{IM} B_{IM}^2 i_{pt}; \\
j\tau_{IM} &= j2R_c F_{RE} B_{RE} B_{IM} i_{pt} + jR_c F_{IM} B_{RE}^2 i_{pt}.
\end{aligned}$$

Оскільки, як видно з рис. 3.13 ВАХ РПВ на основі вологочутливого двозатворного вологочутливого МДН-транзистора має  $N$ -подібний вигляд, то повний опір цієї структури має ємнісний характер [13]. Тоді уявну частину рівності (3.19) можна охарактеризувати еквівалентною ємністю:

$$C_{eqv.\lambda-diod}(W, T, r, p) = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\Lambda_{RE}^2 + \Lambda_{IM}^2}{U(R_2 + R_3)\Sigma_{IM}\Lambda_{RE} - U(R_2 + R_3)\Sigma_{RE}\Lambda_{IM}}, \quad (3.20)$$

де  $\omega$  – частота генерації.

Ця еквівалентна ємність (3.20) разом з індуктивністю  $L$ , утворюють паралельний коливальний контур (РПВ на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора). Виходячи з умов стійкості Ляпунова [67, 92], на основі умови резонансу коливального контуру, частота вихідного сигналу (функція перетворення РПВ) буде визначатись такою рівністю [72, 73]:

$$F(W) = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{eqv.\lambda-diod}(W, T, r, p)}}. \quad (3.21)$$

Виходячи з рівності (3.21) отримали графік залежності частоти генерації схеми в залежності від величини відносної вологості оточуючого середовища:

З рис. 3.16 видно, що при збільшенні напруги керування частота генерації вимірювальної схеми росте на всіх діапазонах вимірювання вологості, але при цьому зростає різниця між теоретичною і експериментальною кривими частоти генерації, що викликано підвищенням з частотою рівня впливу розподілених паразитних характеристик і збільшенням при цьому паразитного реактивного опору вторинного перетворювача.

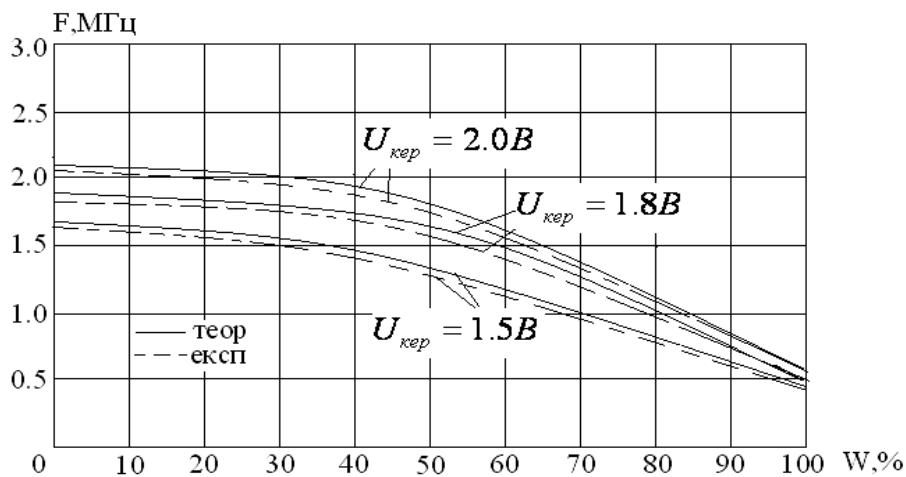


Рисунок 3.16 – Частота генерації РПВ в залежності від вологості оточуючого середовища при різних значеннях напруги керування

Рівняння чутливості – вираз, який характеризує швидкість відклику перетворювача до одиничної зміни вимірюваного параметра у всьому вимірювальному діапазоні [75]. Математично це є перша похідна функції перетворення за вимірюваним параметром (вологістю). Взяти похідну функції перетворення за вологістю, отримаємо рівняння чутливості для даного РПВ, яке аналітично описується такою формулою:

$$S(W) = -\frac{1}{4} \frac{\frac{dC_{eqv.\lambda-diod}(W, T, r, p)}{dW}}{\pi(LC_{eqv.\lambda-diod}(W, T, r, p))^{3/2}} \quad (3.22)$$

На основі отриманого виразу ми можемо показати графічну залежність чутливості перетворювача вологості на всьому діапазоні вимірюваного параметра (рис. 3.17).

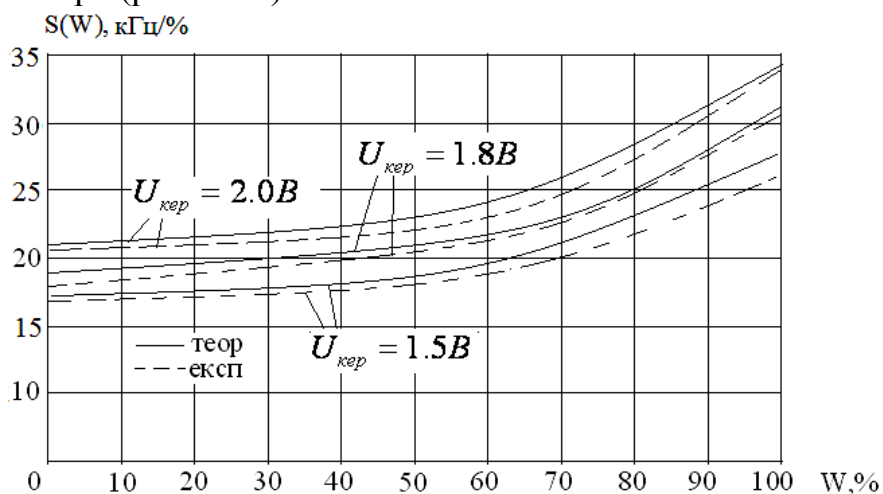


Рисунок 3.17 – Графік чутливості РПВ у вимірювальному діапазоні при різних значеннях напруги керування

Для демонстрації зміни чутливості при зміні величини вологочутливої ємності (загальних ємностей, що утворені підзатворними вологочутливими МДН-ємностями з діелектричним шаром з пористого окису кремнію) розраховуємо такий параметр як нормовану діапазонну чутливість сенсора вологості [76].

$$S_n = \frac{S^W \cdot W}{F_{\text{норм}}}, \quad (3.23)$$

де  $S^W$  – чутливість перетворювача при величині вологості повітря  $W$ ;  $F_{\text{норм}}$  – нормувальна частота.

Фізичний зміст введеної величини – відношення чутливості схеми до одиничної зміни величини вологочутливої ємності в розглянутому діапазоні. Ця величина дозволяє більш чітко проаналізувати зміну чутливості схеми в робочому діапазоні. При цьому, якщо величина чутливості змінюється в рамках багатьох порядків, то це дозволяє усунути необхідність використання логарифмічного масштабу, який наочно спотворює отриману інформацію.

На рис. 3.18 представлено нормовану чутливість перетворювача вологості у вимірюваному діапазоні величини відносної вологості навколишнього середовища.

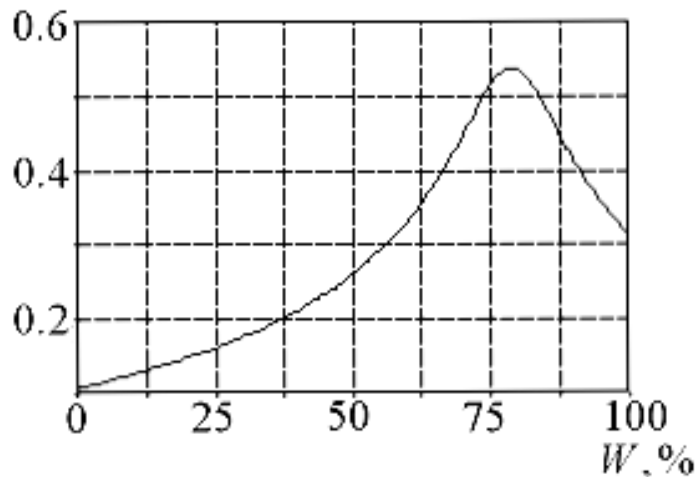


Рисунок 3.18 – Графік нормованої чутливості РПВ в залежності від вологості оточуючого газового середовища

Нормувальна частота  $F_n=1$  МГц. З рис. 3.18 видно, графік нормованої чутливості РПВ на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора має екстремум, який спостерігається в діапазоні від 5 до 7  $n\Phi$ , що відповідає проміжку відносної вологості 65–85 % і є оптималь-

ним режимом роботи РПВ. Тому, такий РПВ доцільно використовувати для вимірювання відносної вологості у побутових умовах і для забезпечення контролю параметрів виробничого мікроклімату згідно з ДСТУ 12.1.005-88 для робіт легкої та середньої важкості.

### 3.3 Розробка математичної моделі радіовимірювального перетворювача вологості на основі двох двозатворних вологочутливих МДН-транзисторів

З графіка на рис. 3.18 видно, що запропонований в підрозділі 3.2 РПВ на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора має екстремум нормованої чутливості на відрізку відносної вологості повітря 65–85 %.

Згідно з вимогами до вологості повітря чистих кімнат [96, 98], рівень відносної вологості повітря ЧК повинен становити 45–55 % в залежності від типу проведеної технологічної операції. Тому є необхідність розробки вторинного перетворювача вологості, який би мав задовільну чутливість у вимірювальному діапазоні вологості для його використання в мікропроцесорних інформаційних системах вимірювання і контролю параметрів повітря ЧК.

З метою підвищення чутливості вимірювання вологості повітря ЧК була запропонована схема електрична принципова РПВ на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів (рис. 3.19), в якому за рахунок збільшення ефективної площі сорбції вологості і конструкції первинного перетворювача, досягнуто оптимального діапазону вимірювання і можливості застосування у мікроелектронній промисловості [70].

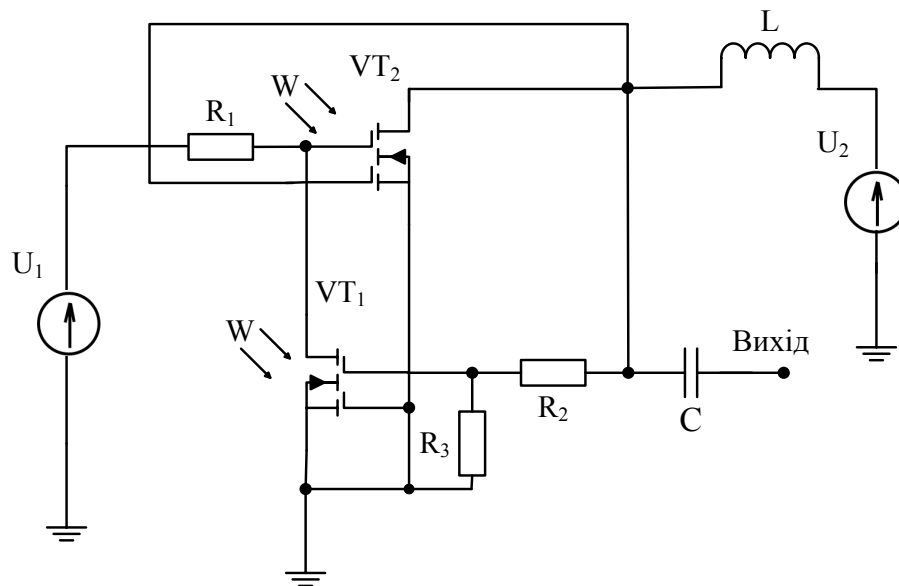


Рисунок 3.19 – Схема електрична принципова РПВ на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів

В цій схемі в якості вологочутливих елементів використовуються два двозатворних МДН-транзистори, в яких один з шарів підзатворного діелектрика виготовлено з аморфного шару  $por - SiO_2$ . При зміні вологості навколишнього середовища, шар гідрофільного  $por - SiO_2$  адсорбує вологу і змінює при цьому еквівалентну ємність транзистора. Ця ємність входить в склад загальної ємності, що виникає на електродах стік-першого двозатворного МДН-транзистора-витік другого двозатворного МДН-транзистора, яка разом з індуктивністю  $L$  утворюють коливальне коло, яке, з огляду на вищевказане, має залежну від вологості резонансну частоту коливань.

Для створення математичної моделі запропонованого вторинного перетворювача вологості повітря чистих кімнат рис. 3.20 наведено еквівалентну схему РПВ з чутливим елементом на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів [76].

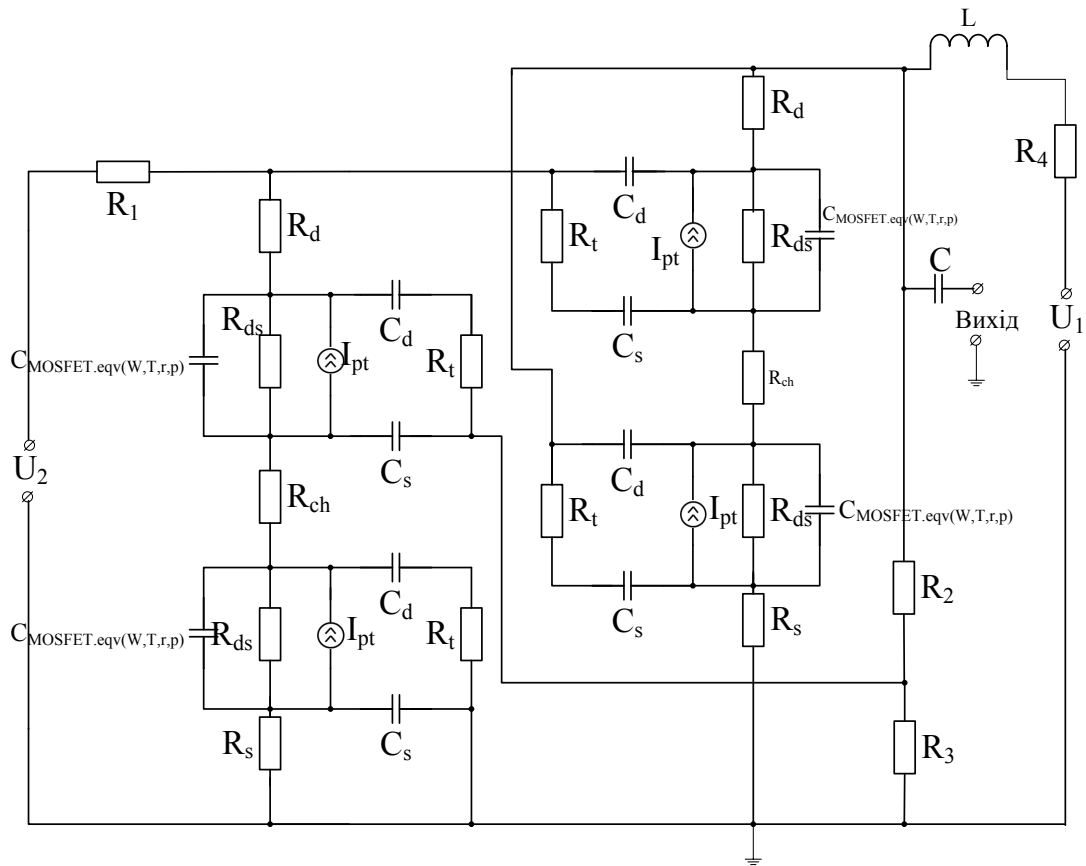


Рисунок 3.20 – Еквівалентна схема РПВ на основі двох двозатворних вологочутливих МДН-транзисторів

Елементи еквівалентної схеми описуються таєм чином:  $U_2$ ,  $U_1$  – напруги керування і напруга живлення схеми;  $L$  – індуктивність;  $R_1$  і  $R_4$  – внутрішні опори джерел живлення;  $R_2$  і  $R_3$  – навантажувальні опори переходів стік-витік і база-колектор транзисторів;  $R_{ds}$ ,  $R_d$ ,  $R_s$  – об’ємні

опори каналу, стоку, витоку двозатворного МДН-транзистора;  $C_s$ ,  $C_d$ ,  $C_{MOSFET.eqv}(W, T, r, p)$  – ємності затвор-витік, затвор-стік, та еквівалентна вологочутлива ємність двозатворного вологочутливого МДН-транзистора;  $I_{pt}$  – струм двозатворного МДН-транзистора [83].

Для побудови математичної моделі РПВ з чутливим елементом на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів застосуємо метод змінних стану, який дозволяє визначити значення напруг і струмів елементів в кожний момент часу. Для використання цього методу, наведемо розроблену еквівалентну схему (рис. 3.20), в якій всі ємності представлені у вигляді незалежних джерел напруги, а індуктивність – джерела струму.

З метою розгляду властивостей запропонованої схеми і створення її математичної моделі, було створено її перетворену еквівалентну схему, зображену на рис. 3.21 [76].

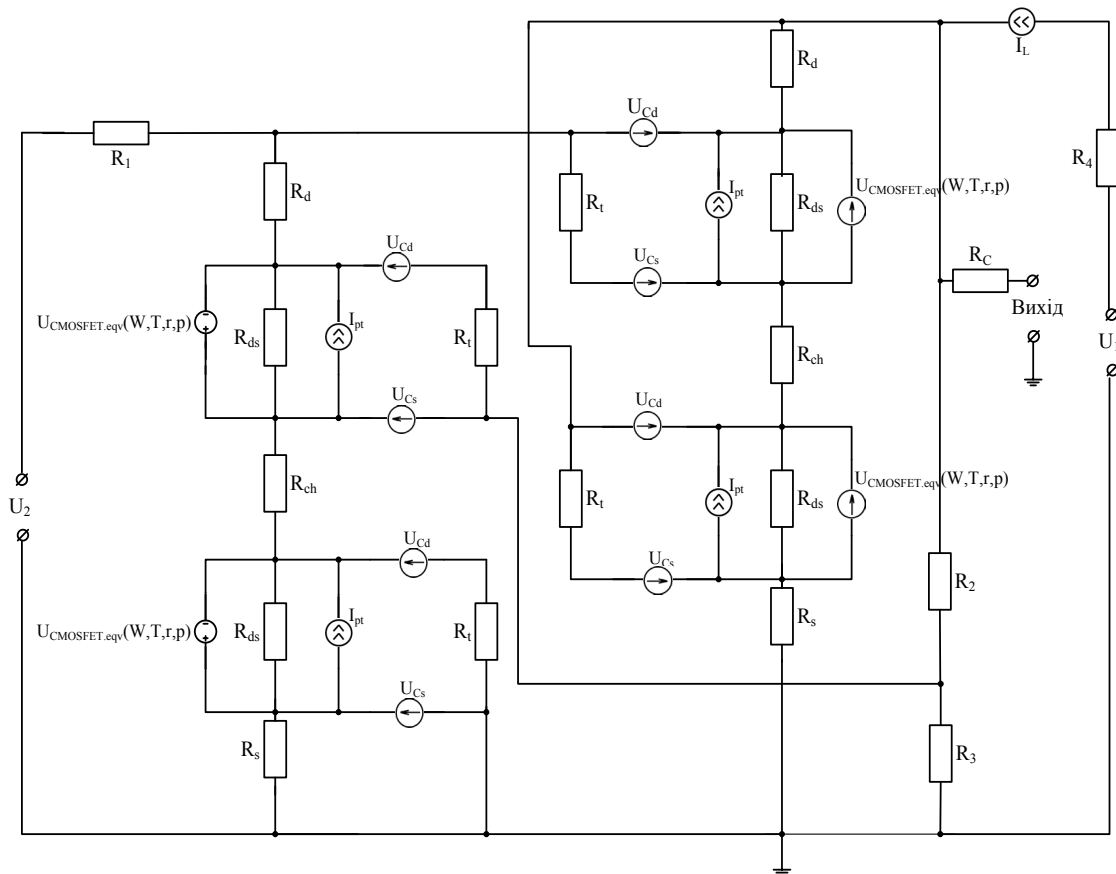


Рисунок 3.21 – Перетворена еквівалентна схема РПВ на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів

Для побудови динамічної математичної моделі даного РПВ, обравши напрямки обходу контурів і позначивши відповідні струми контурів, запишемо систему рівнянь за методом контурних струмів для еквівалентної схеми РПВ (рис. 3.21) [76, 79]:

$$\left\{ \begin{array}{l}
U_L = U_1 + i_L (R_C + R_4) + i_{R_2} R_2 - i_{R_3} R_3; \\
i_{R_{ds}} = \frac{U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)}}{R_{ds}}; \\
i_{C_d} = \frac{U_{C_s} - U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)} - U_{C_d}}{R_t}; \\
i_{R_1} = i_{R_d} + i_{C_d} + i_{C_s}; \\
i_{R_d} = \frac{-(U_2 + 2U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)}) + i_{R_1} R_1 + (2R_{ds} + R_d) i_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)} + i_{R_s} R_s}{R_d}; \\
i_{R_s} = \frac{U_{C_s}}{R_s}; \\
i_{R_2} = \frac{U_{C_s} - i_{C_s} R_t + i_{R_s} R_s - i_{R_3} R_3}{R_2}; \\
i_{R_3} = \frac{U_{C_d} - U_{C_s} - i_{C_d} R_t - i_{R_s} R_s}{R_3}; \\
i_{C_d} = i_{R_d} + I_{pt} + i_{C_d} - i_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)}; \\
i_{C_s} = i_{R_s} + I_{pt} - i_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)} - i_{C_d};
\end{array} \right. \quad (3.24)$$

Вважаючи заданими відповідні значення напруг на ємностях та струм через індуктивність, проведемо перетворення системи рівнянь (3.24) і розв'яжемо її відносно таких величин:  $U_L$ ,  $i_{c_d}$ ,  $i_{c_s}$ ,  $i_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)}$ .

Для зручності запису введемо такі позначення:

$$A_1 = 3U_{C_s} - U_{C_d} - \frac{U_{C_s}}{R_s} R_t + U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)}; \\
A_2 = U_{C_s} - U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)} - U_{C_d}, \quad A_3 = U_1 + A_1 - U_L.$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
i_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)} = I_{pt} + \frac{A_3}{R_t} + \frac{A_2}{R_t} - \frac{U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)}}{R_{ds}}; \\
i_{C_s} = \frac{U_{C_s}}{R_s} - \frac{A_3}{R_t} - \frac{2A_2}{R_t} + \frac{U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)}}{R_{ds}}; \\
i_{c_d} = \frac{U_{C_s} - U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)} - U_{C_d}}{R_t}; \\
U_L = \frac{\frac{U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)}}{R_{ds}} R_1 + (2R_{ds} + R_d) \frac{U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)}}{R_{ds}}}{R_d - R_1} + \\
+ U_1 + A_1 - \frac{-(U_2 + 2U_{C_{MOSFET_{eqv}}(W,T,r,p)}) - \frac{A_2 R_1}{R_t} + R_1 \frac{U_{C_s}}{R_s} - R_1 \frac{A_3}{R_t}}{R_d - R_1} R_t.
\end{array} \right. \quad (3.25)$$



Оскільки напруги і струми незалежних джерел схеми РПВ на основі двох двозатворних вологочутливих МДН-транзисторів є функціями часу, а струм ємності і напруга на індуктивності описуються виразами:  $i_C = C \frac{dU_C}{dt}$ ;  $U_L = L \frac{di_L}{dt}$ , то систему (3.25) можна записати у вигляді системи лінійних диференціальних рівнянь першого порядку

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_L(t)}{dt} = U_1 + A_1 - \frac{-(U_2 + 2U_{C_{MOSFET_{eqv}(W,T,r,p)}}(t)) + \frac{A_2}{R_t} R_1 + \frac{U_{C_s}(t)}{R_s} R_1 - \frac{A_3}{R_t} R_1 - \frac{2A_2}{R_t} R_1}{R_d - R_1} R_t + \\ + \frac{\frac{U_{C_{MOSFET_{eqv}(W,T,r,p)}}(t)}{R_{ds}} R_1 + (2R_{ds} + R_d) \frac{U_{C_{MOSFET_{eqv}(W,T,r,p)}}(t)}{R_{ds}} + U_{C_s}(t)}{R_d - R_1} R_t; \\ C_d \frac{dU_{C_d}}{dt} = \frac{U_{C_s}(t) - U_{C_{MOSFET_{eqv}(W,T,r,p)}}(t) - U_{C_d}(t)}{R_t}; \\ C_{MOSFET_{eqv}(W,T,r,p)} \frac{dU_{C_{MOSFET_{eqv}(W,T,r,p)}}}{dt} = \frac{A_3}{R_t} + I_{pt} + \frac{A_2}{R_t} - \frac{U_{C_{MOSFET_{eqv}(W,T,r,p)}}(t)}{R_{ds}}; \\ C_s \frac{dU_{C_s}}{dt} = \frac{U_{C_s}(t)}{R_s} - \frac{A_3}{R_t} - \frac{2A_2}{R_t} + \frac{U_{C_{MOSFET_{eqv}(W,T,r,p)}}(t)}{R_{ds}}. \end{array} \right. \quad (3.26)$$

Система параметричних рівнянь (3.26) є нелінійною, оскільки містить в собі нелінійний струм  $I_{pt}$ , а також внутрішні опори транзисторної структури, які характеризуються розподіленими паразитними параметрами, які при збільшенні частоти вихідного сигналу збільшують реактивну складову повного опору схеми РПВ [78]. Однак, вплив цих параметрів в рамках обраних режимів функціонування системи є незначним і ним можна знехтувати. Нелінійні елементи еквівалентної схеми описуються таким чином [77, 79]:

$$I_{pt} = \begin{cases} 0, & U_{GS} - U_{VTO} \leq 0, \\ \beta \cdot (U_{GS} - U_{VTO})^2, & U_{GS} - U_{VTO} \leq U_{DS}, \\ \beta U_{DS} [2(U_{GS} - U_{VTO}) - U_{DS}], & U_{GS} - U_{VTO} > U_{DS}, \end{cases} \quad (3.27)$$

де  $NF$ ,  $NR$  – коефіцієнти неідеальності МДН-транзистора в прямому та інверсному режимах функціонування;  $BF$ ,  $BR$  – максимальний коефіцієнт передачі струму;  $VTO$  – порогова напруга;  $\beta = \frac{1}{2} S_C W_{pl}$  – крутизна характеристики вологочутливого двозатворного МДН-транзистора, де

$S_C$  – питома крутизна характеристики первинного перетворювача вологості;  $W_{pL}$  – відношення ширини його каналу до довжини;  $U_{GS} = U_G - U_S$  – напруга на внутрішній точці затвор-витік;  $U_{DS} = U_D - U_S$  – напруга на внутрішній точці стік-витік.

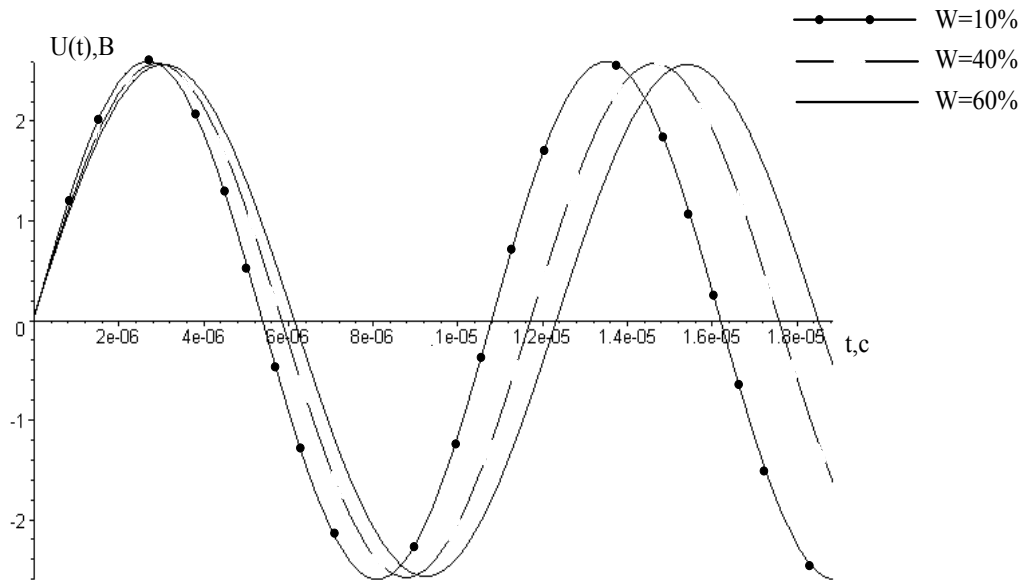


Рисунок 3.22 – Генерація РПВ при трьох різних значеннях вологості оточуючого середовища

При застосуванні нелінійної моделі РПВ з чутливим елементом на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів, на виході отримаємо періодичні синусоїдні коливання, частота яких залежить від електрофізичних параметрів елементів еквівалентної схеми, які реалізують вологочутливість. На рис. 3.22 представлено графік вихідного сигналу вторинного перетворювача вологості на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів, що працює в робочій точці  $U_1 = U_{живл} = 8\text{В}$ ,  $U_2 = U_{керл} = 3,2\text{В}$ .

Для проведення експериментальних досліджень, було зібрано схему на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів. В ході експериментальних досліджень було визначено ВАХ цього РПВ [86–88] (рис. 3.23).

З рис. 3.23 видно, що при підвищенні відносної вологості навколишнього середовища від 0 до 100 %, еквівалентна ємність вологочутливого двозатворного транзистора змінює своє значення від 17 пФ до 87 пФ.

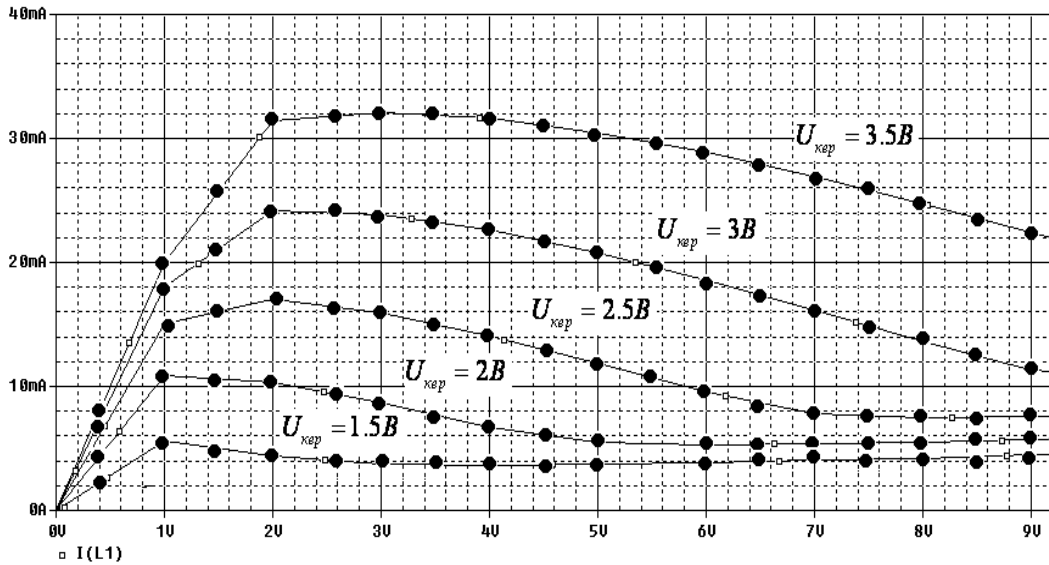


Рисунок 3.23 – ВАХ РПВ з чутливим елементом на основі двох вологочувливих двозатворних МДН-транзисторів

З рис. 3.23 видно, що ВАХ розробленого вторинного перетворювача вологості повітря чистих кімнат має N-подібну форму, тому еквівалентний опір транзисторного аналога  $\lambda$ -діода, утвореного з двох вологочувливих двозатворних МДН-транзисторів, має ємнісний характер. На основі еквівалентної моделі  $\lambda$ -діода (рис. 3.24) складемо систему рівнянь за методом контурних струмів. Відношення вихідної напруги до вихідного струму схеми, що на рис. 3.24, є розв'язком цієї системи і повним опором розглядуваної схеми.

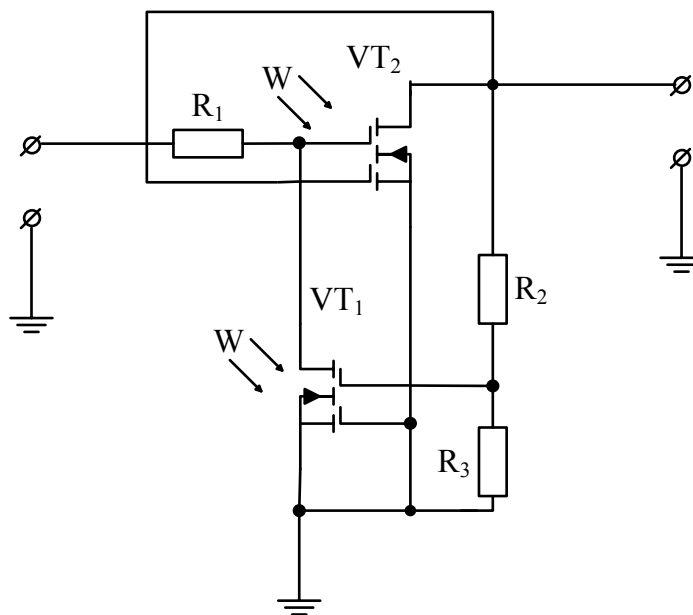


Рисунок 3.24 –  $\lambda$ -діод на основі двох вологочувливих двозатворних МДН-транзисторів

Для визначення функції перетворення розглянемо еквівалентну модель  $\lambda$ -діода на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів за змінним струмом (рис. 3.25):

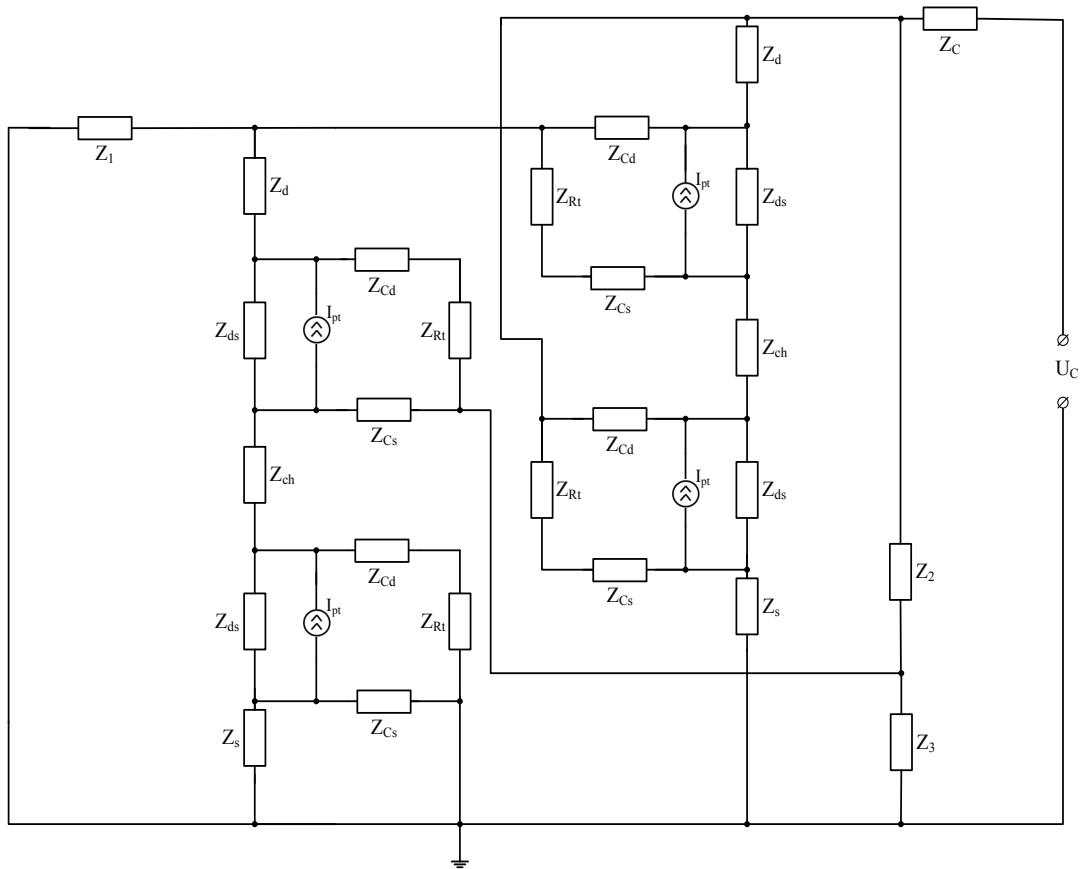


Рисунок 3.25 – Еквівалентна модель  $\lambda$ -діода на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів за змінним струмом

На основі еквівалентної моделі, зображеної на рис. 3.25, складемо систему рівнянь за допомогою методу контурних струмів:

$$\begin{cases} 0 = i_1(Z_s + 2Z_{ds} + Z_{ch} + Z_d + Z_1) - i_5Z_s + (i_3 + i_{pt})Z_{ds} + i_2Z_{ch}; \\ 0 = i_2(Z_{cs} + Z_3 + Z_{ch} + Z_{Rt} + Z_{cd}) + i_5Z_{cs} - i_3(Z_{Rt} + Z_{cd}); \\ 0 = i_3(Z_{ds} + Z_{cd} + Z_{Rt} + Z_{cs}) + i_5Z_{cs} - i_3(Z_{Rt} + Z_{cd}); \\ 0 = i_4(Z_d + 2Z_{ds} + Z_{ch} + Z_s + Z_3 + Z_2) - (i_3 - i_{pt})Z_{ds} + i_6Z_2; \\ 0 = i_5(Z_{cs} + Z_s) + (i_3 + i_{pt})Z_{cs} - i_1Z_2; \\ U_c = i_6(Z_2 + Z_3 + Z_c) - i_2Z_3 + i_4Z_2. \end{cases} \quad (3.28)$$

Введемо такі заміни:

$$\begin{aligned}\dot{A} &= \dot{Z}_c + 2\dot{Z}_{ds} + \dot{Z}_{ch} + \dot{Z}_d + \dot{Z}_1 = (R_c + 2R_{ds} + R_{ch} + R_d + R_1) + j\left(\frac{1}{\omega C_{ds}}\right) = A_{RE} + jA_{IM}; \\ \dot{B} &= \dot{Z}_{ch} + \dot{Z}_{cs} + \dot{Z}_3 + \dot{Z}_{Rt} + \dot{Z}_{cd} = (R_{ch} + R_3 + R_t) + j\left(\frac{1}{\omega C_s} + \frac{1}{\omega C_d}\right) = B_{RE} + jB_{IM}; \\ \dot{C} &= \dot{Z}_{ds} + \dot{Z}_{cd} + \dot{Z}_{Rt} + \dot{Z}_{cs} = (R_t + R_{ds}) + j\left(\frac{1}{\omega C_s} + \frac{1}{\omega C_{MOSFET.eqv}(W,T,r,p)}\right) = C_{RE} + jC_{IM};\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{D} &= \dot{Z}_d + 2\dot{Z}_{ds} + \dot{Z}_{ch} + \dot{Z}_s + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 = D_{RE} + jD_{IM} = \\ &= (R_d + R_{ds} + R_{ch} + R_s + R_2 + R_3) - j\frac{I}{\omega C_{MOSFET.eqv}(W,T,r,p)};\end{aligned}$$

$$\dot{E} = \dot{Z}_{cs1} + \dot{Z}_s = E_{RE} + jE_{IM}, \quad \dot{G} = \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 + \dot{Z}_c = G_{RE} + jG_{IM}.$$

Розв'язавши систему рівнянь (3.28), отримали еквівалентний опір транзисторного аналога  $\lambda$ -діода на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів:

$$\begin{aligned}Z &= \frac{U\left(\bar{D}(-Z_3\bar{A}\bar{G} + \bar{B}\bar{E}\bar{A}\bar{G} - Z_{ch}^2\bar{E}\bar{G} - \bar{B}\bar{E}Z_sZ_5 + Z_3^2Z_sZ_5)\right)}{\zeta} + \\ &+ \frac{U\bar{D}(\bar{G}Z_2^2Z_{ch}^2 - \bar{G}\bar{A}Z_2^2\bar{B} + \bar{B}Z_2^2Z_sZ_5)}{\zeta},\end{aligned}\tag{3.29}$$

де

$$\begin{aligned}\zeta &= i_{pt}\left(\bar{G}(-Z_2Z_{ds}Z_{ch}^2 + Z_3\bar{F}\bar{A}) - \bar{B}(Z_2Z_{ds}Z_sZ_5 + Z_2Z_{ds}\bar{A}\bar{G}) - \bar{D}\left(Z_{ch}^2\bar{G}^2 + Z_5 \times \times \right.\right. \\ &\left.\left.(-\bar{B}\bar{G}Z_s + Z_{ch}Z_{cs}Z_3 - Z_sZ_3\bar{F})\right)\right).\end{aligned}$$

Виходячи з наведених вище підстановок, еквівалентний опір транзисторного аналога  $\lambda$ -діода на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів буде мати вигляд

$$Z = \frac{U(\Omega_{RE}\Lambda_{RE} - \Omega_{IM}\Lambda_{IM})}{i_{pt}(\Lambda_{RE}^2 + \Lambda_{IM}^2)} + j\frac{U(\Omega_{IM}\Lambda_{RE} - \Omega_{RE}\Lambda_{IM})}{i_{pt}(\Lambda_{RE}^2 + \Lambda_{IM}^2)},\tag{3.30}$$

$$\begin{aligned}\text{де } \Omega_{RE} &= \alpha_{RE} + \beta_{RE} + \gamma_{RE} + \delta_{RE} + \chi_{RE} + \varepsilon_{RE} + \phi_{RE} + \varphi_{RE}; \\ \Omega_{IM} &= \alpha_{IM} + \beta_{IM} + \gamma_{IM} + \delta_{IM} + \chi_{IM} + \varepsilon_{IM} + \phi_{IM} + \varphi_{IM}; \\ \Lambda_{RE} &= \eta_{RE} + \psi_{RE} + \kappa_{RE} + \mu_{RE} + \nu_{RE} + \theta_{RE} + \vartheta_{RE} + \rho_{RE}; \\ \Lambda_{IM} &= \eta_{IM} + \psi_{IM} + \kappa_{IM} + \mu_{IM} + \nu_{IM} + \theta_{IM} + \vartheta_{IM} + \rho_{IM}.\end{aligned}$$

В свою чергу зроблено наступну серію підстановок:

$$\begin{aligned}\alpha_{RE} + j\alpha_{IM} &= -Z_3^2 DAG; & \beta_{RE} + j\beta_{IM} &= DBEAG; & \gamma_{RE} + j\gamma_{IM} &= DBEZ_s Z_5; \\ \chi_{RE} + j\chi_{IM} &= DZ_{ch}^2 EG; & \varepsilon_{RE} + j\varepsilon_{IM} &= DZ_2^2 Z_{ch}^2; & \delta_{RE} + j\delta_{IM} &= Z_2^2 BGA; \\ \phi_{RE} + j\phi_{IM} &= BZ_2^2 Z_s Z_5; & \phi_{RE} + j\phi_{IM} &= BZ_3^2 Z_s Z_5.\end{aligned}$$

Оскільки, як видно з рис. 3.23, ВАХ РПВ на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів, має  $N$ -подібний вид, а реактивний опір такої структури має ємнісний характер [13]. Тоді уявну частину рівності (3.30), можна охарактеризувати еквівалентною ємністю:

$$C_{eqv.\lambda-diod}(W, T, r, p) = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{i_{pt}(\Lambda_{RE}^2 + \Lambda_{IM}^2)}{U(\Omega_{IM}\Lambda_{RE} - \Omega_{RE}\Lambda_{IM})}, \quad (3.31)$$

де  $\omega$  – частота генерації.

Ця еквівалентна ємність разом з індуктивністю  $L$ , утворюють резонансний коливальний контур (РПВ на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів). Виходячи з умов стійкості Ляпунова [67, 92], на основі умови резонансу коливального контуру, частота вихідного сигналу (функція перетворення РПВ) буде визначатись такою рівністю [72, 73]:

$$F(W, T, r, p) = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eqv.\lambda-diod}(W, T, r, p)}}. \quad (3.32)$$

Виходячи з рівності (3.29) отримали графік залежності частоти генерації схеми в залежності від величини відносної вологості навколишнього середовища, показаний на рис. 3.26.

З рис. 3.26 видно, що при збільшенні напруги керування частота генерації вторинного перетворювача росте на всіх діапазонах вимірювання вологості, причому найбільший збіг між теоретичною і експериментальною складовими отримали при напрузі керування  $U_{кер} = 3В$ .

Подальше збільшення напруги керування, як видно з графіка на рис. 3.26, призведе до протікання критичних струмів через вологочутливі двозатворні МДН-транзистори. Крім того, при збільшенні напруги керування частота генерації вимірювальної схеми росте на всіх діапазонах вимірювання вологості, але при цьому зростає різниця між теоретичною і експериментальною кривими частоти генерації, що викликано підвищенням з частотою рівня впливу розподілених паразитних характеристик і збільшенням при цьому паразитного реактивного опору вторинного перетворювача.

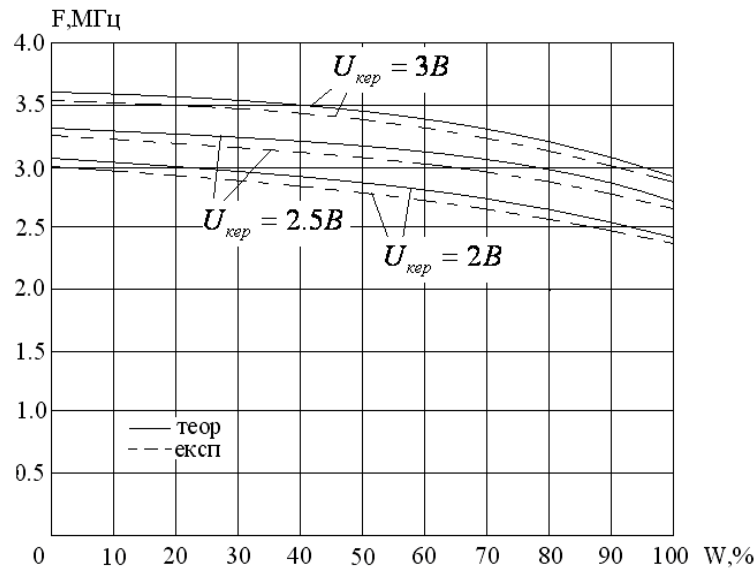


Рисунок 3.26 – Теоретична і експериментальна залежності частоти генерації РПВ від величини вимірювального параметра

Рівняння чутливості – вираз, який характеризує швидкість реакції перетворювача до одиничної зміни вимірюваного параметра у всьому вимірювальному діапазоні [75]. Математичний вираз рівняння чутливості знайдемо як першу похідну від функції перетворення за вимірювальним параметром (вологістю). Аналітично рівняння чутливості РПВ на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів описується таким рівнянням:

$$S(W) = -\frac{1}{4} \frac{\frac{dC_{eqv.\lambda-diod}(W, T, r, p)}{dW}}{\pi(LC_{eqv.\lambda-diod}(W, T, r, p))^{3/2}} \quad (3.33)$$

На основі отриманого виразу рівняння чутливості (3.33) зображено графічну залежність чутливості РПВ до дії вимірюваного параметра у вимірювальному діапазоні при різних напругах керування (рис. 3.27):

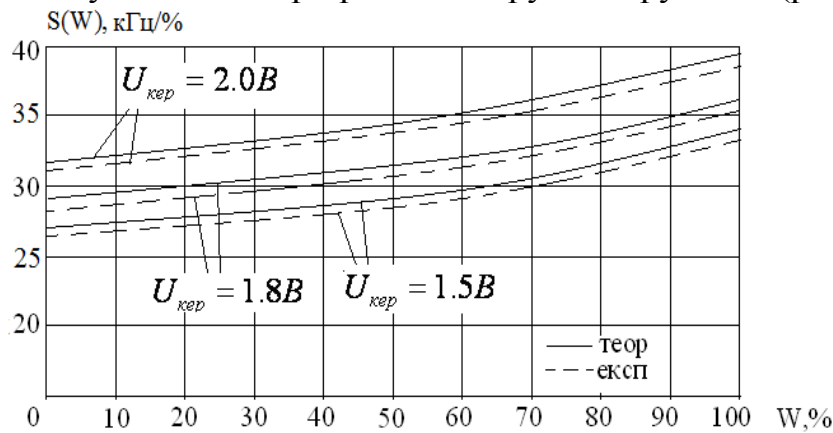


Рисунок 3.27 – Графік чутливості РПВ в діапазоні вимірювання при різних значеннях напруги керування

Виявимо залежність чутливості вторинного перетворювача вологості при зміні величини вологочутливої ємності (суми ємностей, що утворені підзатворними вологочутливими МДН-ємностями з діелектричним шаром з пористого окису кремнія), яка визначається нормованою чутливістю перетворювача вологості за такою формулою:

$$S_n = \frac{S^W \cdot W}{F_{норм}}, \quad (3.34)$$

де  $S^W$  – чутливість перетворювача при вологості навколишнього середовища  $C(W)$ ,  $F_{норм}$  – нормувальна частота  $S_{i \delta i}$ .

На основі обрахованого результату побудуємо графік нормованої частоти перетворювача у діапазоні можливих значень ємності вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів (рис. 3.28).

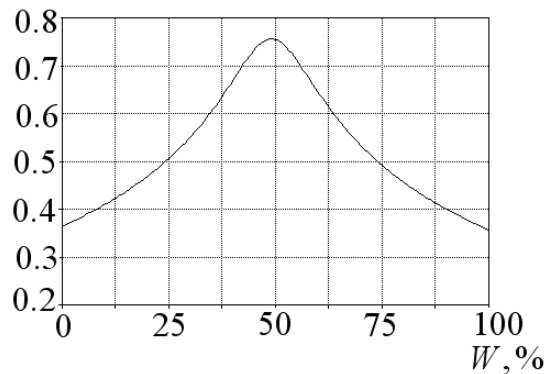


Рисунок 3.28 – Графік нормованої чутливості РПВ в залежності від вологості

З графіка на рис. 3.28 видно, що функція нормованої чутливості РПВ на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора має в діапазоні ємності первинного перетворювача від 3,6 до 5 пФ, що відповідає проміжку відносної вологості 45–55 %, екстремум функції, що є оптимальним режимом роботи РПВ. Тому, такий РПВ доцільно використовувати для вимірювання відносної вологості повітряного середовища чистих кімнат, де, згідно з ГОСТ ISO 14644–4–2002, в залежності від технологічних операції, які проводяться в приміщенні, підтримується в діапазоні 45–55 %.

З таблиці, наведеною у додатку, видно, що нормована чутливість розробленого РПВ повітря ЧК на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів в 1.11 рази більша, ніж відомих аналогів.



## РОЗДІЛ 4

### РОЗРОБКА РАДІОЧАСТОТНОГО ПРИЛАДУ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ВІДНОСНОЇ ВОЛОГОСТІ ПОВІТРЯ ЧИСТИХ ПРИМІЩЕНЬ ДЛЯ МІКРОЕЛЕКТРОННОЇ ПРОМИСЛОВОСТІ

Вимірювання рівня вологості як складової мікроклімату виробничих приміщень, в тому числі чистих кімнат, є одним з головних завдань, яке необхідно вирішити з метою зниження рівня браку продукції мікроелектронної промисловості. Відомо, що приблизно 3 % браку виробів РЕА виникає через наявність в повітрі хімічно активних домішок і ще 70 % – через забруднення і недоліки технологічного обладнання [94]. Водяна пара, яка присутня в атмосферному повітрі, може значно впливати на проведення різноманітних технологічних операцій, тому створення високоточних і чутливих систем вимірювання параметрів виробничого мікроклімату, а головне, відносної вологості повітряного середовища чистих кімнат, значною мірою впливає на якість готової продукції, а отже і на економічний ефект виробництва.

Прикладом такого пливу вологості може слугувати дія молекул пари і продуктів її іонізації на фізико-хімічні процеси, що протікають під час проведення сухої обробки напівпровідникових пластин (плазмо-хімічного травлення та ін.), а також може фіксувати наявні в повітрі кімнати випари водорозчинних реагентів (галогенів, кислотних оксидів, тощо).

В попередніх трьох розділах досліджено різноманітні методи вимірювання відносної вологості повітря, а також розроблено конструкцію і створено адекватні математичні моделі первинного і вторинного перетворювача вологості повітря, які пропонуються для розробки приладу для вимірювання відносної вологості повітря ЧК, що є складовою автоматизованих інформаційно-вимірювальних систем кондиціонування повітря чистих кімнат для мікроелектронної промисловості. Для підвищення чутливості вимірювання і зниження часу встановлення підтримуваного параметра, пропонується вимірювання відносної вологості повітря в двох точках системи: всередині чистої кімнати та в системі рекуперації повітря [90, 91], що дає змогу контролювати її рівень як безпосередньо у операційній зоні, так і в системі підготовки повітря, що значно підвищує ефективність систем вимірювання параметрів мікроклімату.

#### 4.1 Вимоги до вимірювання відносної вологості повітря чистих кімнат

Система кондиціонування повітря (СКП) – комплекс устаткування, елементів і пристроїв, за допомогою яких здійснюється кондиціонування у обслуговуваному приміщенні [99]. Загальноприйнятої єдиної моделі, або сукупності обов'язкових елементів СКП на сьогодні не існує, тому організацію і контроль кондиціонування приміщень виконують, виходячи з конкретних завдань, що ставляться при проектуванні.

Достатньо повний проект СКП можна отримати з блок-схеми кондиціонування повітря (рис. 4.1):

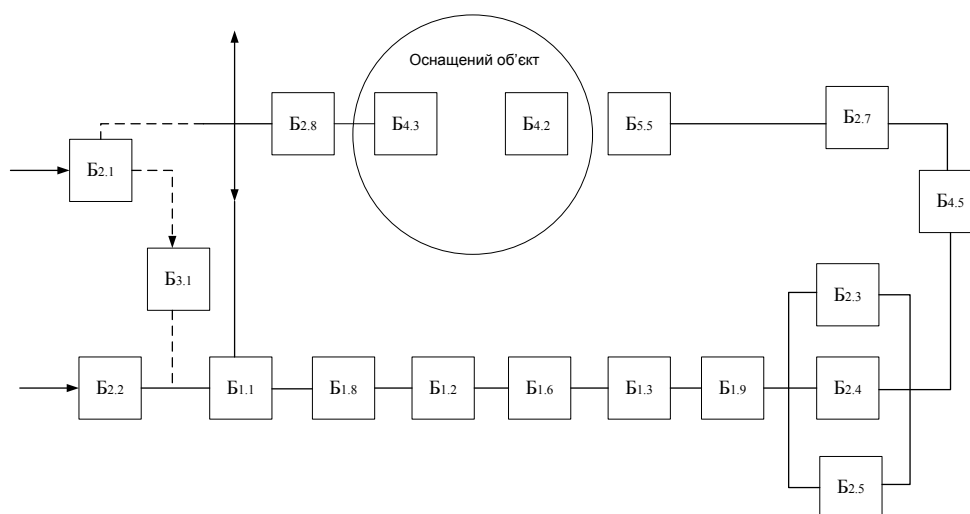


Рисунок 4.1 – Система СКП

Включені в цю блок-схему елементи групуються в наступні підсистеми:

1. Основної обробки і переміщення:  $B_{1.1}$  – блок прийому,  $B_{1.8}$  – очистки,  $B_{1.2}$  – сухого підігріву,  $B_{1.3}$  – охолодження,  $B_{1.6}$  – тепло-вологісної обробки,  $B_{1.9}$  – переміщення припливного повітря.

2. Допоміжної обробки і переміщення:  $B_{2.1}$  – утилізації,  $B_{2.2}$  – попереднього підігріву,  $B_{2.3}$  – загального доведення (додатковий підігрів, додаткове охолодження),  $B_{2.4}$  – зонального доведення,  $B_{2.5}$  – місцевого доведення,  $B_{2.7}$  – шумопоглинання,  $B_{2.8}$  – переміщення рециркуляційного повітря.

3. Спеціальної обробки:  $B_{5.5}$  – доочищення.

4. Повітряної мережі:  $B_{4.2}$  – повітророзподільних пристроїв,  $B_{4.3}$  – витяжних пристроїв,  $B_{4.5}$  – повітроводів.

5. Автоматизації:  $B_{3.1}$ .

При виконанні проектів кондиціонування повітря достатньо серйозних об'єктів звичайно виділяють в окремі розділи: теплозабезпечення СКП, холодозабезпечення СКП та холодильні центри, електрифікацію, автоматизацію, водопостачання, каналізацію і дренаж.

Керування і вплив на роботу усіх зазначених блоків СКП здійснює оператор (або автоматизованою системою керування) на основі інформації, що надходить від перетворювачів величин, які впливають на параметри мікроклімату чистої кімнати, що необхідно забезпечити.

Вимірювання і контроль параметрів мікроклімату чистих кімнат як в мікроелектронній, так і в хімічній, фармацевтичній, харчовій промисловості є винятково важливими для підтримки технологічного процесу і забезпечення високої якості готової продукції. Тому під час проектування і побудови систем чистих кімнат значна увага приділяється контролю і підтримці сталих значень показників мікроклімату таких, як температура, тиск, хімічний склад повітря, відносна вологість повітря та ін., що виконується автоматизованою системою керування вентиляцією і кондиціонуванням мікроклімату чистої кімнати (АСКВКМ). На рис. 4.2 представлено схему такої АСКВКМ чистої кімнати, яка виконує такі функції [95]:

- Регулювання температури і відносної вологості повітря влітку і взимку;
- регулювання і контроль перепаду тиску у приміщенні (автономними клапанами);
- задання температури з приміщення;
- утилізація тепла видаленого повітря за допомогою рекуператора з проміжним теплоносієм;
- охолодження проточного повітря у фреоновому охолоджувачі;
- зволоження повітря парою з парогенератора;
- зниження продуктивності системи за допомогою клапанів у неробочий період;
- задання часу ввімкнення і вимкнення у тижневому режимі;
- контроль роботи фільтрів, парогенератора і холодильної машини, вентиляторів ;
- блокування системи з сенсорами пожежної сигналізації;
- комп'ютерний облік роботи системи.

На рис. 4.2 представлено типову принципову схему АСКВКМ чистої кімнати. Вимірювання відносної вологості повітря проводиться в двох контрольних точках: всередині власне самої чистої кімнати і в гілці рекуперативної повітря паралельно до парогенератора [98].

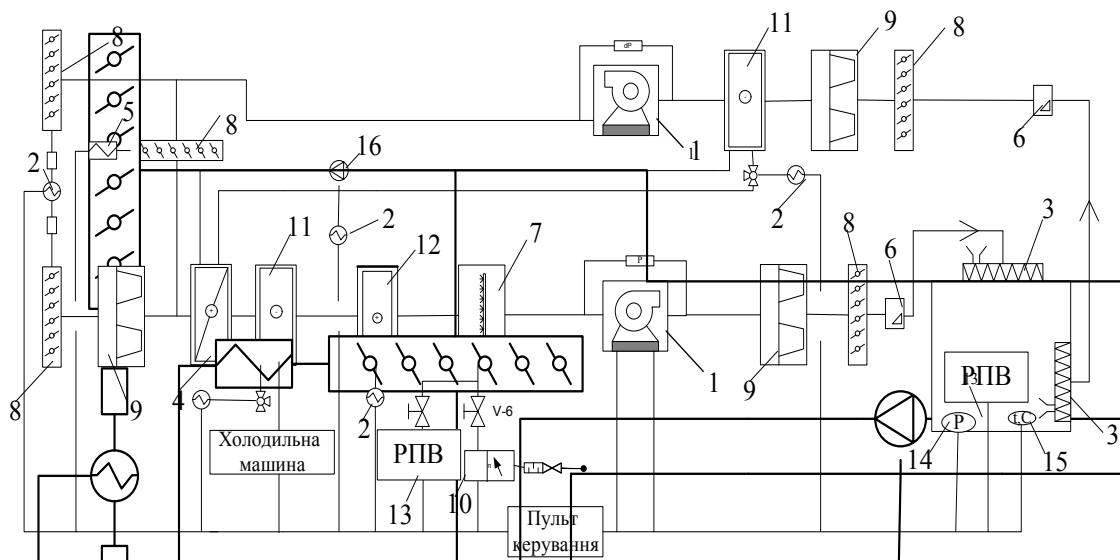


Рисунок 4.2 – АСКВКМ: 1 – центральний вентилятор; 2 – теплообмінник; 3 – повітряний фільтр; 4 – нагрівач повітря; 5 – витяжна решітка; 6 – витратомір; 7 – паровий зволожувач; 8 – впускний клапан; 9 – фільтр грубої очистки; 10 – електричний водонагрівач; 11 – повітроохолоджувач; 12 – повітронагрівач; 13 – РПВ на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів; 14 – температурний перетворювач; 15 – перетворювач тиску; 16 – витратомір вихровий

Вентиляційна система чистих кімнат має складну структуру, яка покликана задовольняти високі вимоги до параметрів атмосфери для забезпечення необхідних технологічних вимог. Така система містить велику кількість елементів кондиціонування, очистки й елементів автоматизації процесу.

Двоконтурна АСКВКМ чистої кімнати, зображена на рис. 4.2 містить систему клапанів 8 для забезпечення герметичності системи, сукупність фільтрів грубої та тонкої очисти повітря 9 і 3 і вентиляційних решіток 5. Система кондиціонування повітря містить повітронагрівачі 12, повітроохолоджувачі 11, паровий зволожувач 7 з електричним нагрівальним елементом води 10. АСКВКМ є двоконтурною, містить систему рекуперації (повторного використання випускного повітря), що дозволяє підвищити економічний ефект від використання (зниження витрат на кондиціонування), яка складається з повітроносного тракту, що містить фільтр тонкої очистки 3, повітряний клапан 8, фільтр очистки 9, витратомір вихровий 16, за допомогою якого оцінюється частка рекуперованого повітря, що потрапляє у систему.

Контроль і алгоритмізація роботи описаної системи кондиціонування задається за допомогою системи перетворювачів контрольованих параметрів (радіовимірвальний перетворювач вологості на основі двох во-

логочутливих двозатворних МДН-транзисторів 13, температурний перетворювач 14, перетворювач тиску 15). Перший перетворювач вологості дає інформацію про рівень відносної вологості власне всередині об'єму чистої кімнати, а другий – про рівень відносної вологості в системі рекуперації і дозволяє формувати газовий потік заданої вологості. Описана система перетворювачів і пов'язана з ними інформаційно-вимірвальна схема входять до складу системи збору і обробки параметрів мікроклімату.

Всі перетворювачі, які вимірюють нормовані показники мікроклімату чистої кімнати пов'язані єдиною автоматизованою системою керування мікрокліматом (АСКМ) чистої кімнати, схематичну структуру якої зображено на рис. 4.3.

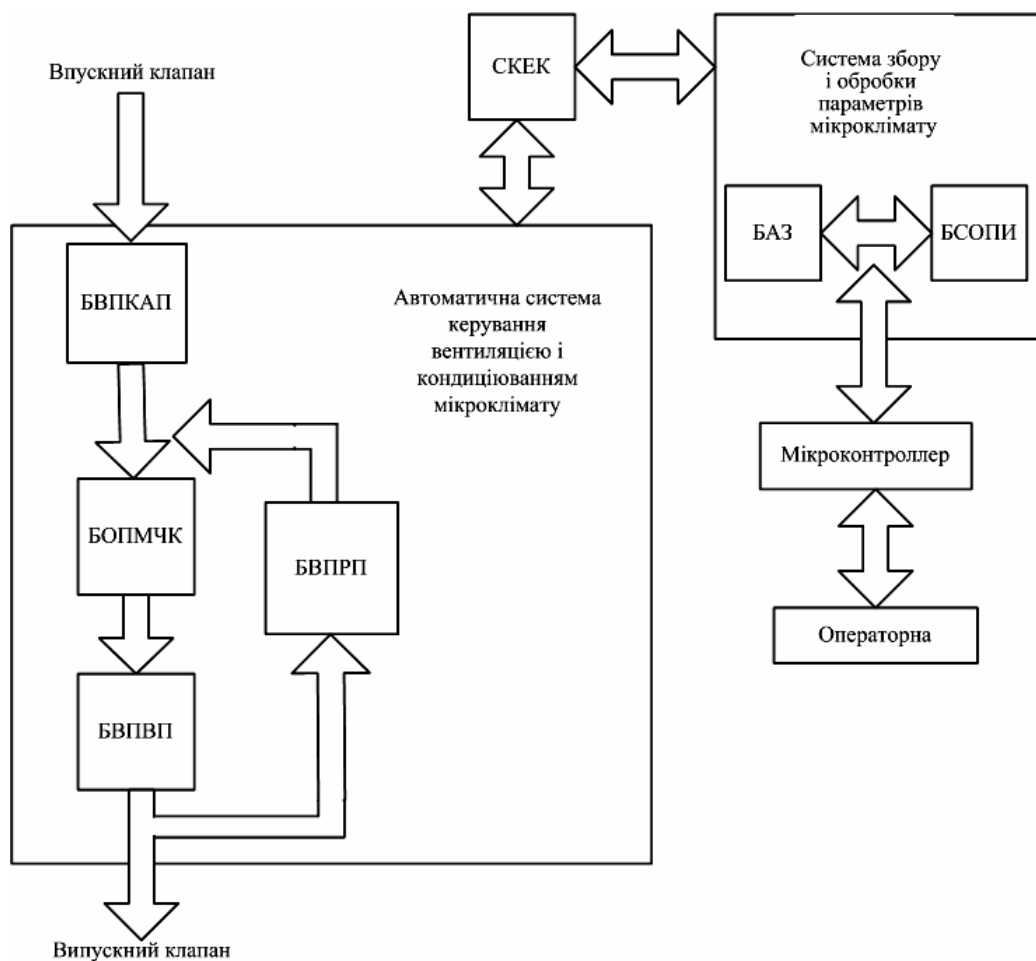


Рисунок 4.3 – Автоматизована система керування мікрокліматом (АСКМ) чистої кімнати [94]

До складу АСКМ входить система збору і обробки параметрів мікроклімату, яка складається з блока автоматичного захисту (БАЗ) – набору первинних перетворювачів й апаратної частини, що забезпечують протипожежний, хімічний та ін. види захисту установки та блока збору і

обробки показників мікроклімату (БЗОПМ) [94]. АСКМ через систему керування елементами кондиціонування змінює параметри мікроклімату повітря в автоматичній системі керування вентиляцією і кондиціонуванням мікроклімату на кожній ланці через оперування її елементів: блока вимірювання параметрів і кондиціонування атмосферного повітря (БВПКАП), блока обробки параметрів мікроклімату чистих кімнат (БОПМЧК), блока вимірювання параметрів випускного повітря (БВПВП), блока вимірювання параметрів рекуперованого повітря (БВПРП), які контролюють параметри повітря на етапі відбору у систему, проходження повітря системою кондиціонування впускного повітря до чистої кімнати, рекуперації і контролю параметрів повітря, яке система випускає у зовнішнє середовище.

АСКМ виконує функції:

- порційний відбір повітря і забезпечення загальної герметизації окремих блоків і всієї системи загалом;
- герметизація окремих блоків і забезпечення регламентованого тиску в окремих блоках системи вентиляції;
- багатоступенева система очистки повітря;
- автоматизація пожежного та інших видів захисту;
- забезпечення автоматизованого кондиціонування повітря;
- забезпечення економічної ефективності за рахунок використання системи рекуперації повітря.

Зі схеми, зображеної на рис. 4.3, видно, що на рівні блоках БВПКАП і БОПМЧК, покликаних забезпечувати необхідні параметри повітряного середовища у робочій зоні, є необхідність вимірювання вологості повітря, де, з метою покращення чутливості у вимірюваному діапазоні, було запропоновано використання РПВ з чутливим елементом на основі двох вологочувливих двозатворних МДН-транзисторів.

## **4.2 Обґрунтування використання бездротового каналу передавання інформації**

Проектування, введення в експлуатацію і застосування систем чистих кімнат різноманітних промислових призначень пов'язано із значними трудовими і матеріально-технічними витратами, спрямованими на проектування, побудову і підтримку декларованих параметрів повітряного середовища цих приміщень.

Одним зі шляхів підвищення ефективності виробництва є створення сучасних інформаційно-вимірювальних систем, робота яких пов'язана з вимірюванням і контролем перебігу технологічних операцій без втручання у виробничу зону людини і зупинки її перебігу. Це дозволить значно скоротити затрати на встановлення заданих параметрів мікроклімату чистих кімнат і зменшити забруднення, які вносяться персоналом.

З огляду на вказане вище, перспективним науково-технічним напрямком є удосконалення існуючих інформаційно-вимірювальних систем промислового використання бездротового передавання інформації від контрольованого об'єкта до пульта керування технологічним процесом. Відстань, на яку передається інформативний сигнал від первинних перетворювачів інформації про стан виробничого мікроклімату чистих кімнат, може бути як незначним (передавання інформації від одного блока ЕОМ до іншого) так і достатньо суттєвим (десятки-сотні метрів між цехами і будівлями підприємства).

Будь-який фізичний процес, який використовується в якості агента (посередника, носія) для передавання інформації, повинен мати властивість приймати всю сукупність станів, за якими можливо було однозначно встановити відповідні стани об'єкта чи процесу, які є джерелом інформації. Для цього радіосигнал піддають модуляції, яка полягає у тому, що високочастотне коливання, яку здатне розповсюджуватись прямолінійно на великі відстані, набуває ознак, що характеризують корисне повідомлення. Для цього один чи кілька параметрів високочастотного коливання змінюють за законом, який збігається із законом зміни досліджуваного об'єкта. Розрізняють амплітудну, частотну і фазову види модуляції [115].

Основними критеріями оцінки ефективності різних типів модуляції є критерій спектральної і енергетичної ефективності. Енергетична ефективність характеризує мінімальну затрату енергій для передавання одного біта інформації із заданою достовірністю. Спектральна ефективність вказує смугу частот, необхідну для передавання інформації з визначеною швидкістю. Крім цих критеріїв, для оцінки видів модуляції, оцінюють за стійкістю до різних типів завад і складністю апаратної реалізації.

На даний час значного поширення в області бездротового передавання інформації на відстань стало використання ВЧ-сигналів з частотною модуляцією. В цьому випадку амплітуда модулюючого сигналу не вносить змін в амплітуду носійного сигналу. ЧМ-сигнал описується формулою [116]

$$A_{\text{ЧМ}} = A_0 \cos[\omega_H t + \delta \sin(\omega_M t)], \quad (4.1)$$

де  $\omega_H, \omega_M$  – відповідно носійна частота і частота модуляції;  $\delta = \frac{\Delta\omega_H}{\omega_M}$  –

індекс модуляції, відношення максимальної девіації частоти до частоти модуляції.

Головною перевагою використання частотно-модульованого сигналу для передавання інформативного сигналу на відстань є значна завадостійкість цього сигналу. Шуми, що потрапляють у ЧМ-сигнал (атмосфер-

ні збурення, теплові шуми і т. д.), його амплітудно моделюють. Відновлення інформативного сигналу ЧМ-радіосигналу пов'язано лише з частотним детектуванням, при якому вихідний сигнал залежить тільки від зміни частоти ЧМ-сигналу, а не від його амплітуди. Більшість приймачів мають в своєму складі обмежувальний підсилювач, який підтримує постійний рівень ЧМ-сигналу, тим самим усуваючи будь-який АМ-сигнал.

Структурна схема приладу для вимірювання відносної вологості повітря чистих кімнат представлена на рис. 4.4 [117].

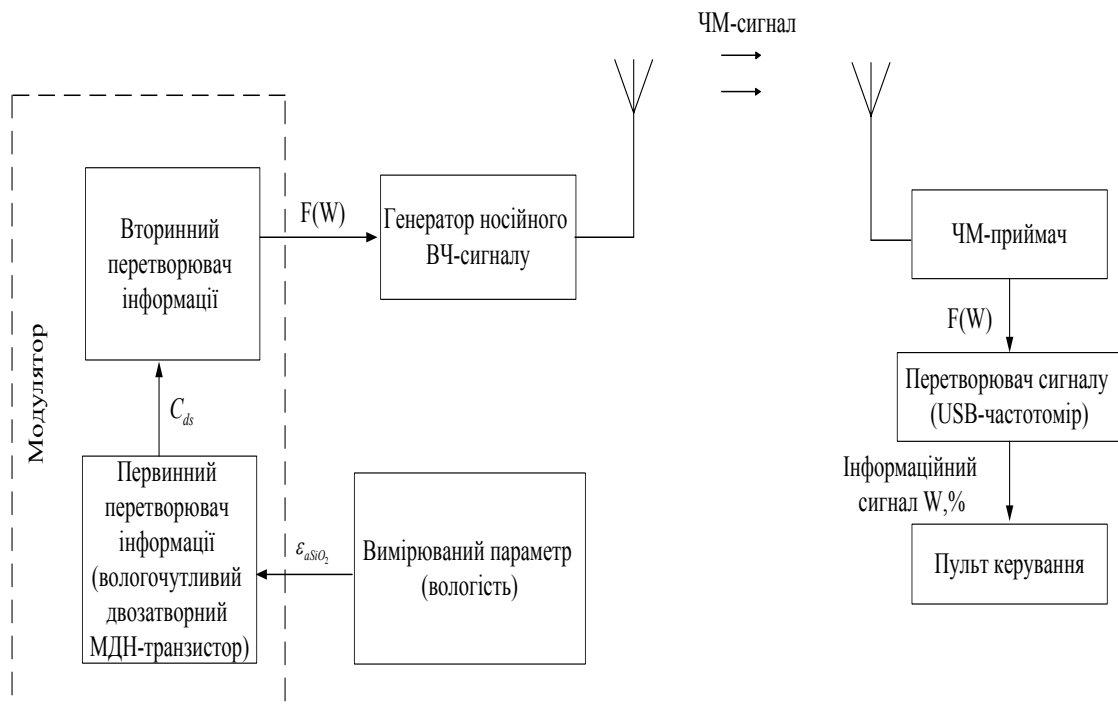


Рисунок 4.4 – Структурна схема приладу для вимірювання відносної вологості повітря ЧК

Як видно з рис. 4.4, пристрій складається з двох основних конструктивних складових: передавальної частини і приймальної частини.

Обґрунтування конструкції і математичне моделювання елементів модулятора (первинного і вторинного перетворювача вологості) наведені в розділах 1 2 цієї роботи. В якості генератора носійного ВЧ-коливання обрано конструкцію РПВ [70], вихідна частота коливань якого лежить в межах ФМ-діапазону радіохвиль.

Електричну схему передавальної частини вимірювального пристрою зображено на рис. 4.5.

Зі схеми рис. 4.5 видно, що вихідний сигнал РПВ з чутливим елементом на основі двох вологочувливих двозатворних МДН-транзисторів є



частотним модулятором ВЧ-генератора носійного сигналу на транзисторах  $VT_3$  і  $VT_4$ , діапазон частот якого перекривається з ФМ-діапазоном. На виході другого автогенератора приєднано антену й інформативний ЧМ-сигнал через неї транслюється в ефір.

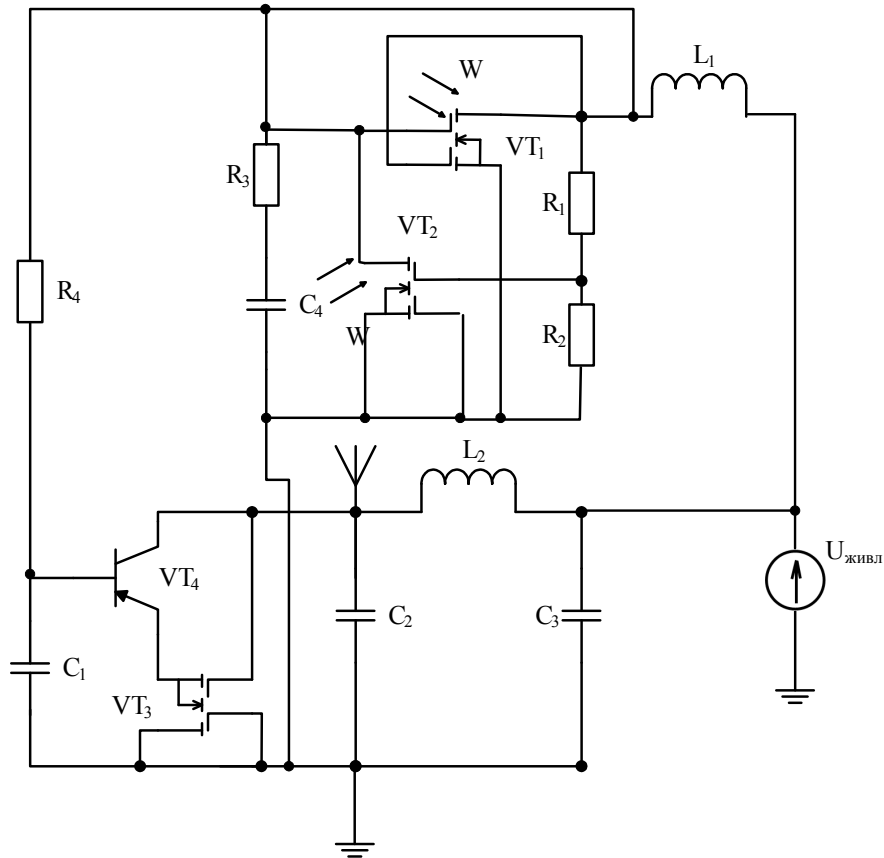


Рисунок 4.5 – Передавальна частина приладу для вимірювання відносної вологості повітря ЧК

Використання ФМ-сигналу для бездротового передавання інформації на відстань дало змогу використання типових стандартних ФМ-приймачів, наприклад «PALITO PA-993» розміром  $50 \times 30 \times 10$  мм, що виконуються на основі мікросхеми TDA7088 фірми Phillips, або її аналогів; вихід яких ввімкнено на вхід цифрового частотоміра для подальшої комутації з ПК [110, 112].

### 4.3 Застосування мікроконтролерів для створення ПК-сумісних цифрових частотомірів

Автоматизований контроль за сучасними виробничими лініями не можливий без використання складних інформаційно-вимірювальних систем, які повинні повністю обробляти інформацію про досліджуваний об'єкт і, в разі потреби, корегувати параметри виробничого процесу. Сучасний високий рівень розвитку систем автоматизації і керування výro-

бничим обладнанням став можливий завдяки широкому використанню мікропроцесорів для створення систем контролю і підтримки параметрів технологічного обладнання, що керують процесами збору і аналізу інформації від перетворювачів контрольованих параметрів технологічного обладнання і формування керуючих сигналів на елементи керування [100].

Багатозадачні вимірювальні засоби на основі мікропроцесорних інформаційно-вимірювальних систем здатні контролювати великі ділянки технологічного маршруту (або всієї виробничої лінії загалом) і за допомогою програмних засобів стають універсальним інструментом.

Іншою великою перевагою мікропроцесорних засобів вимірювання є можливість підвищення точності вимірювання за рахунок програмного вилучення систематичної похибки, («встановлення нуля»), інтерполяції серій дослідів, апроксимації практично отриманих функцій перетворення тощо.

Апаратні засоби мікропроцесора дозволяють зберігати в пам'яті пристрою масив експериментальних значень і за допомогою програмних засобів встановити аналітичний вираз досліджених властивостей [101].

Однією з головних переваг мікропроцесорних інформаційно-вимірювальних систем є можливість їх застосування для вимірювання параметрів і контролю складних технологічних процесів, аналітичний вираз зміни яких є складними функціями, що мають нелінійний характер. Апроксимація експериментально отриманих результатів дозволяє отримати нелінійні функції перетворення, а засоби мікропроцесорної техніки дозволяють на їх основі отримувати значення вимірюваних параметрів із заданою точністю, а отже підвищити точність і чутливість вимірювання, а також підвищити вірогідність контролю заданого параметра.

На цьому етапі застосування мікроконтролерів дозволяє розробляти широкий спектр різноманітних перетворювачів фізичних величин, які дають змогу підвищити тактову частоту роботи приладів, створити контролюючі системи, сумісні з сучасними ПК через USB-інтерфейс, а також із засобами відображення інформації (монітор, принтер, дисковод), знизити рівень напруги живлення тощо.

Розроблено систему вимірювання відносної вологості повітряного середовища чистих кімнат для мікроелектронної промисловості, схема якої подана на рис. 4.6 [102]. Система вимірювання відносної вологості повітря ЧК містить два перетворювачі вологості повітря. Перший перетворювач вимірює вологість всередині, власне, чистої кімнати, другий – всередині системи рекуперації. При зміні вологості в будь-якій з контрольних точок, змінюється еквівалентна ємність вологочутливого двозатворного МДН-транзистора (первинного чутливого елемента), що в свою чергу змінює частоту коливання автогенераторного вторинного перетворювача вологості повітря (РПВ), який сприймається мікроконтролерною системою вимірювання як зміна вимірюваного параметра, виражений у

інформаційний частотний сигнал, система надсилає сигнал на відповідний інструмент кондиціонування (зволожувач, або осушувач), вмикаючи тим самим його у дію. Паралельно результати вимірювання повинні вводитись для подальшої обробки на пульт керування.

Ця система забезпечує вимірювання рівня відносної вологості повітря в об'ємі чистої кімнати і в системі рекуперації повітря, що розділені в часі. Інформація про вологість повітря у вимірювальних точках частотно модулюється і таким чином передається на відстань до пульта керування, в якому встановлено стандартний ФМ-радіоприймач, вихід якого з'єднано з цифровим частотоміром, який через USB-інтерфейс приєднаний до пульта керування. Система також містить функціональні зв'язки з відповідними засобами кондиціонування повітря. Таким чином, передавальна частина приладу, зображена на рис. 4.5 демонструє функціональні зв'язки (ілюструє принцип функціонування) розробленого пристрою вимірювання і контролю рівня вологості повітря системи ЧК.

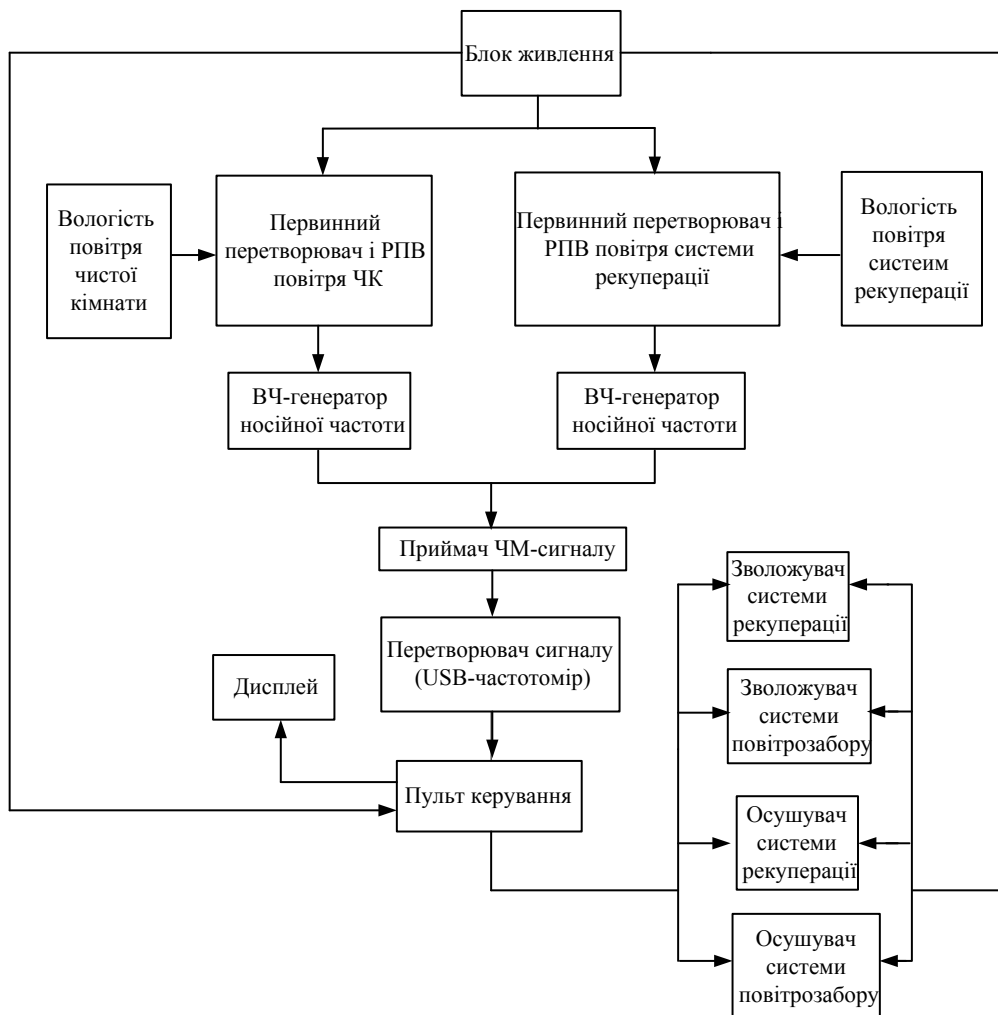


Рисунок 4.6 – Система вимірювання і контролю відносної вологості повітря чистих кімнат

Структурну схему перетворювача інформації на рис. 4.6 представлено на рис. 4.7:

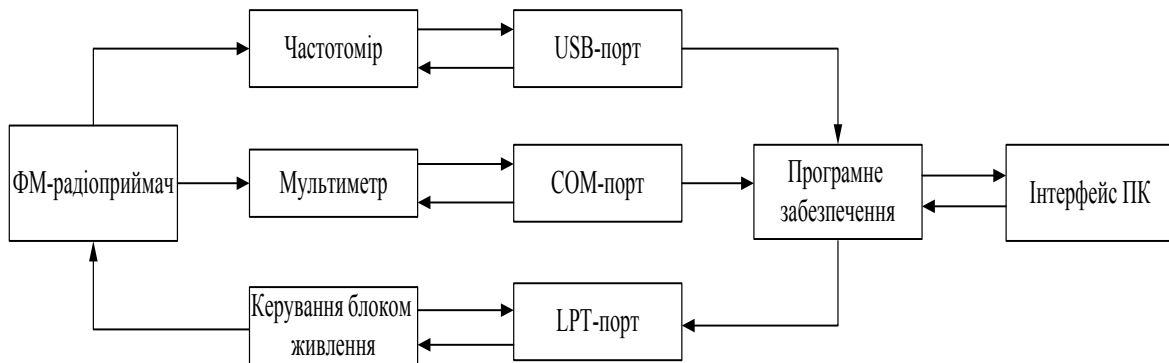


Рисунок 4.7 – Схема перетворювача інформації [113]

На рис. 4.7 представлено схему електричну принципову приймальної частини розробленого приладу, що містить USB-частотомір, який працює за принципом вимірювання кількості імпульсів вхідного сигналу за певний інтервал часу. Прилад може використовуватись в різноманітних інформаційно-вимірювальних приладах в радіоелектроніці, багатьох галузях промисловості, а також в побуті.

Принципова схема приймальної частини приладу для вимірювання вологості повітря ЧК показана на рис. 4.8, містить в собі два приймачі ФМ діапазону. Головний тракт прийому зібрано на основі мікросхеми IC1 SC1088 (аналог TDA7088), виконаний в SMD-корпусі. Підсилювач зібраний на схемі TDA 2822 за мостовою схемою. На схемі розташовано дві кнопки налаштування, світлодіод індикатора живлення. На динамічній головці замість антени застосовується відрізок дроту зі спеціальним штекером, включений в штекер  $X_{C1}$ . Сигнал, прийнятий антеною, надходить на вхідний широкосмуговий контур  $L_1, C_1, \dots, C_3$ , і далі на вхід 11 мікросхеми IC1.

Підсилений сигнал радіочастоти і сигнал гетеродина, контуром якого є  $L_1, C_{13}, VD_1$ , підключені до виводу 5, потрапляють на змішувач всередині мікросхеми. Сигнал у 70 кГц виділяється смуговим фільтром, корекція якого здійснюється за допомогою конденсаторів  $C_{11}, C_{12}$ , і потрапляють на вхід підсилювача-обмежувача – вивід 9. Конденсатори  $C_4, C_6$ , є елементами корекції підсилювача-обмежувача, з виходу якого сигнал потрапляє на демодулятор ЧМ-сигналу.

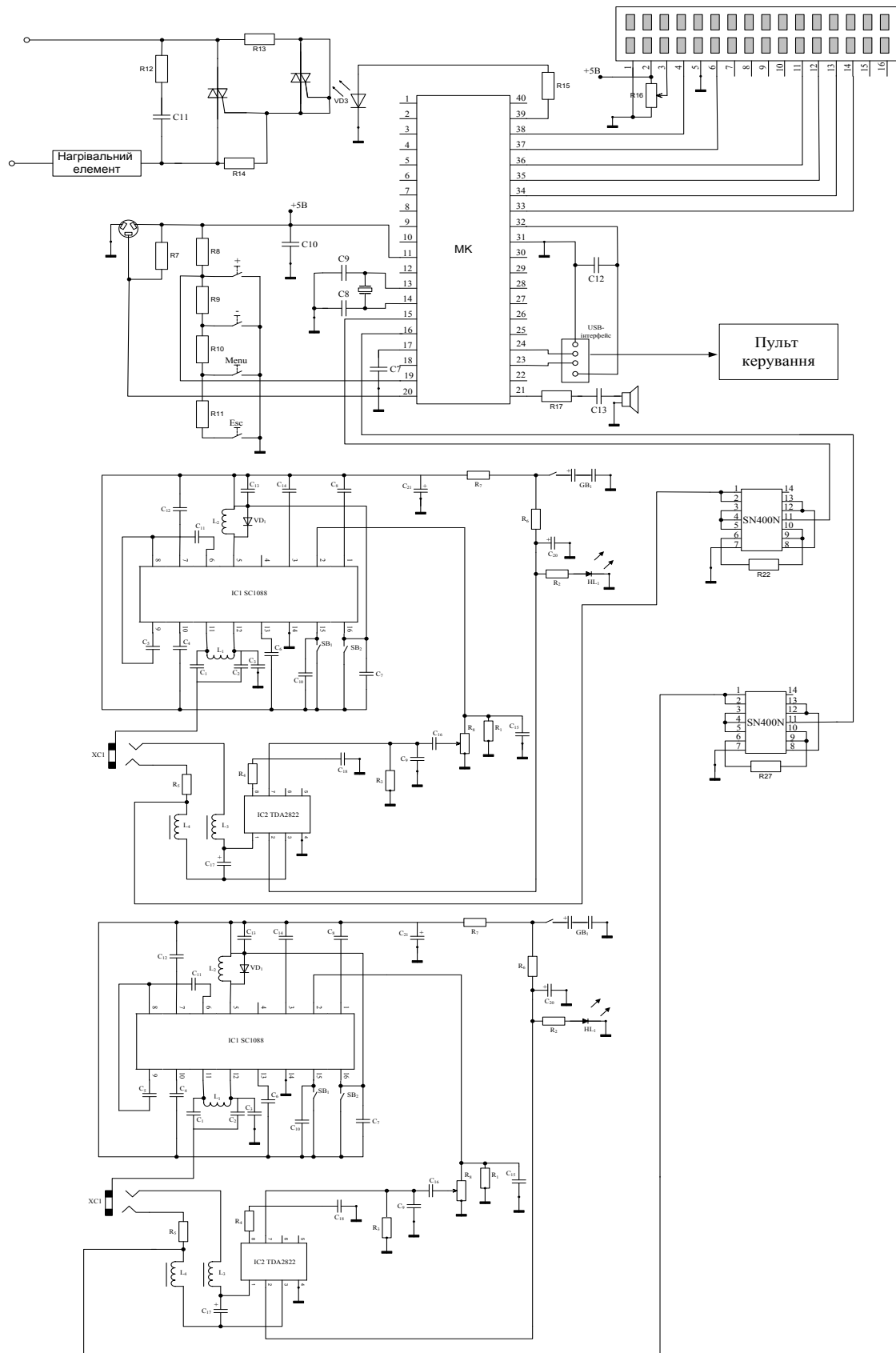


Рисунок 4.8 – Схема електрична принципова приймальної частини приладу для вимірювання відносної вологості повітря чистих кімнат

Демодульований сигнал через фільтр НЧ-корекції потрапляє на схему блокування виводу при налаштуванні, режимом роботи якого можна керувати через конденсатор  $C_8$ . До складу мікросхеми входить тригер автоматичного налаштування на сигнал випромінювача. При натисненні кнопки  $SB_2$  RESET на виводі 16 встановлюється напруга живлення, яка повільно починає зменшуватись, відповідно знижується напруга на варикапі  $VD_1$ , внаслідок чого відбувається перенастроювання частоти вгору. Вихідний сигнал ФМ-приймача потрапляє на формувач прямокутних імпульсів на основі мікросхеми SN400N і далі на вхід USB-частотоміра [112], яка містить мікропроцесор з USB інтерфейсом МК фірми Microchip [111], кварцового генератора стабілізації частоти коливання, блока живлення, РК-дисплея, наприклад WH1602C-YGH-CTK, також містить систему термостабілізації для забезпечення стабілізації результатів вимірювання у всьому діапазоні можливих значень температури повітря.

Система термостабілізації складається з паралельно ввімкнутих двох температурних перетворювачів КТУ81-221, встановлених у точках системи вимірювання вологості повітря ЧК, а третій – безпосередньо у корпусі приладу і встановлює його задану температуру, яку підтримують в межах  $53^{\circ}\text{C} \pm 5\%$ , що забезпечує оптимальний режим функціонування мікропроцесорного засобу. Якщо температура менша номіналу – призводить до ввімкнення нагрівального елемента. Перші два перетворювача встановлюються для врахування температури повітря, завдяки якій обирається функція перетворення для кожного з випадків, які прописані програмно. Інформація щодо рівня вологості повітря у вимірюваних точках може відображатись як на РК дисплеї, так і на екрані монітора ПК оператора.

Головною суттєвою перевагою розробленого приладу для вимірювання вологості повітря ЧК є безпроводний канал передавання даних від вимірюваних точок до пульта керування, що позбавляє необхідності прокладення кабелів і їх обслуговування і допомагає мінімізувати вплив персоналу на перебіг технологічних операцій і зайвої розгерметизації об'єму ЧК.

Як відомо, вологість чистої кімнати для мікроелектронної промисловості намагаються підтримувати у межах  $35...60\%$  [94] з допусками  $\pm 3\%$ ,  $\pm 5\%$ ,  $\pm 10\%$  в залежності від характеру технологічної операції. Тому необхідно розглянути інструментальну похибку розробленого приладу і зробити висновок про його здатність забезпечувати вимірювання з точністю, регламентованою для кожного типу операцій.

Оскільки розроблений прилад для вимірювання вологості повітря ЧК призначений для функціонування у всьому можливому діапазоні значень

вологості, то складемо апроксимовані функції перетворення для цього вимірюваного діапазону з врахуванням допусків. На рис. 4.7, 4.8 представлені апроксимовані функції перетворення РПВ з чутливим елементом на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора та двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів на відрізку чутливості первинного перетворювача вологості повітря.

Апроксимуючий поліном у загальному вигляді описується аналітичною функцією виду:

$$F(W) = a_1W^1 + a_2W^2 + \dots + a_nW^n, \quad (4.2)$$

де  $a_1, a_2, \dots, a_n$  – коефіцієнти впливу параметра вологості  $W$  на частоту генерації  $F(W)$ ;  $x$  – параметр впливу (вологість навколишнього газового середовища).

При високому порядку полінома зростають точність та чутливість вимірювання.

Виходячи з вищевказаного, було створено поліноми, що апроксимують функції перетворення РПВ. Для РПВ з чутливим елементом на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора, що записано на рис. 4.9.

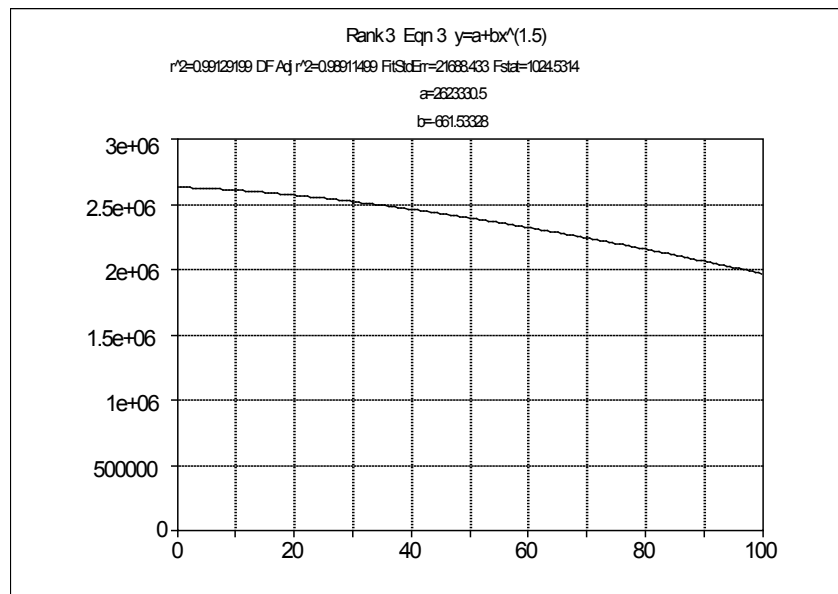


Рисунок 4.9 – Апроксимована функція перетворення РПВ з чутливим елементом на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора

Для РПВ з чутливим елементом на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів перетворення описується рівнянням, що записано на графіку цього полінома (рис. 4.10).

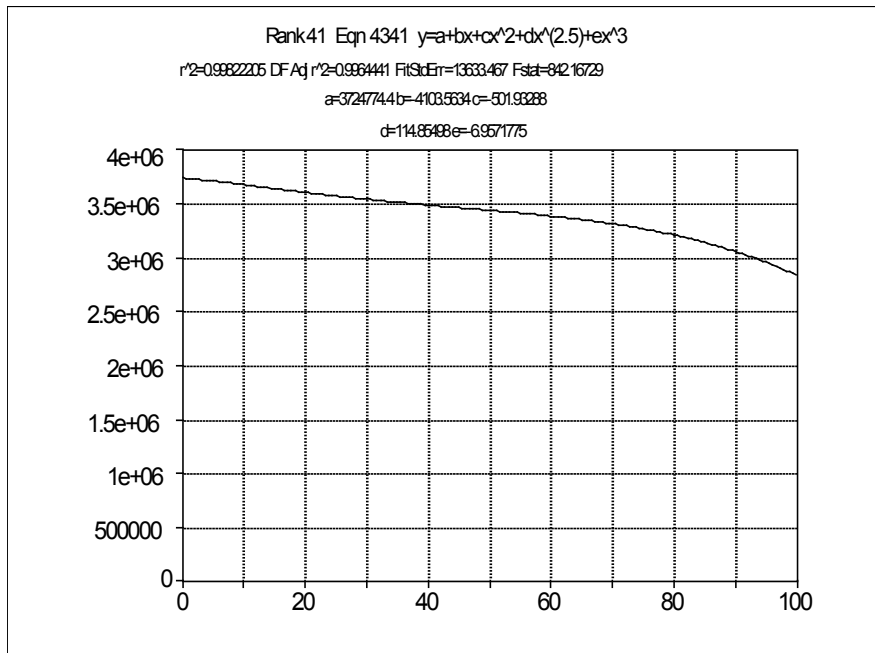


Рисунок 4.10 – Апроксимована функція перетворення РПВ з чутливим елементом на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів

#### 4.4 Розрахунок інструментальної похибки і завадостійкості приладу для вимірювання відносної вологості повітря ЧК

Вимірювання абсолютних значень (кількості), або властивостей матеріального світу лежить в основі оцінки параметрів навколишнього середовища і лежить в основі людських суджень і ставлення до них. Так, на основі вимірювання і підгонки параметрів повітря, в якому знаходиться персонал, ми можемо забезпечити відчуття комфорту у працівників і відношення до нього „оптимальне”, тим самим забезпечити вимоги охорони праці.

Всі виробничі процеси також характеризуються низкою параметрів, від кількісної характеристики яких залежить якість готової продукції. Отримання готової продукції задовільної якості досягається шляхом вимірювання і контролю параметрів вихідних матеріалів, напівфабрикатів, параметрів виробничого процесу і, власне, вихідний контроль готової продукції. В основі цього лежить вимірювання різноманітних фізичних величин як електричної (напруга, струм), так і неелектричної природи (температура, швидкість, лінійні розміри, вологість тощо). Однак, при вимірюванні будь-якої фізичної величини виникає розбіжність між істинним (об’єктивним) і вимірним значенням, що називається похибкою вимірювання (абсолютною похибкою). За причиною виникнення вони бувають різноманітними: через недосконалість методики вимірювання (коли не враховуються всі можливі зв’язки вимірюваного параметра з навколишнім середовищем), похибки, що виникли внаслідок недоскона-



лості вимірювальних інструментів (інструментальна похибка), а також особливості сприйняття інформації оператором. [106].

Для визначення інструментальної похибки приладу для вимірювання відносної вологості повітря ЧК необхідно врахувати всі похибки, які можуть виникати при проходженні сигналу інформаційним каналом вимірювального приладу. Похибки первинного перетворювача інформації пов'язані з перетворенням рівня відносної вологості в електричний інформативний сигнал і залежать від дії факторів навколишнього середовища, що впливають на його фізико-хімічні властивості (концентрація носіїв заряду, повного опору епітаксійних шарів і т. д.) [105]. Другим джерелом похибок є власні шуми радіовимірювального перетворювача вологості, пов'язані з модуляцією сигналу (систематична похибка вторинного перетворювача вологості). Третім джерелом похибок є дискретизація модульованого сигналу за допомогою USB-частотоміра (систематична похибка приймальної частини приладу).

Визначимо чисельні значення складових інструментальної похибки приладу для вимірювання відносної вологості повітря ЧК на всіх ланках інформаційного каналу цього приладу.

Первинний перетворювач вологості (двозатворний вологочутливий МДН-транзистор) являє собою напівпровідниковий пристрій, для якого характерна значна залежність параметрів від зовнішніх випромінювань різної природи (які усуваються шляхом екранування та герметизації корпусу), а також температури функціонування. Температура повітряного середовища чистої кімнати в залежності від характеру виробництва, підтримується в межах від 20 до 24 °С із значенням точності  $\pm 5\%$  [96–98]. В результаті неточності підтримування заданої температури повітря виникають похибки, пов'язані зі змінами електрофізичних характеристик самого напівпровідника. Перша з них – залежність ширини забороненої зони від температури. Чисельно вона розраховується так.

$$\Delta W = 1,205 - 2,84 \cdot 10^{-4} T, \quad (4.3)$$

де  $\Delta W(T)$  – залежність зміни ширини забороненої зони;  $T$  – температура навколишнього середовища.

Отже, при заданих умовах підтримування параметрів мікроклімату ЧК і похибці вимірювання температури повітря 5 %, ширина забороненої зони змінюється так:

$$\begin{aligned} \Delta W &= \frac{(1,205 - 2,84 \cdot 10^{-4} T(1 + 0,05)) - (1,205 - 2,84 \cdot 10^{-4} T)}{1,205 - 2,84 \cdot 10^{-4} T(1 + 0,05)} = \\ &= \frac{(1,205 - 2,84 \cdot 10^{-4} \cdot 297(1 + 0,05)) - (1,205 - 2,84 \cdot 10^{-4} \cdot 297)}{1,205 - 2,84 \cdot 10^{-4} \cdot 297(1 + 0,05)} = 0,042. \end{aligned}$$

Температурна залежність власної питомої провідності напівпровідника визначається за формулою:

$$n_i = \sqrt{N_c N_v} \exp\left(\frac{-\Delta W}{2kT}\right), \quad (4.4)$$

де  $N_c, N_v$  – ефективні щільності густини станів електронів в зоні провідності й дірок у валентній зоні;  $k$  – стала Больцмана.

При зміні ширини забороненої зони на 4.2 %, концентрація основних носіїв заряду, а отже, еквівалентна провідність (еквівалентний опір) зразка зміниться на величину

$$\delta_{\sigma_{in}} = \frac{n_{iT_2} - n_{iT_1}}{n_{iT_2}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{N_c N_v} \exp\left(\frac{-\Delta W_{T_2}}{2kT_2}\right) - \sqrt{N_c N_v} \exp\left(\frac{-\Delta W_{T_1}}{2kT_1}\right)}{\sqrt{N_c N_v} \exp\left(\frac{-\Delta W_{T_2}}{2kT_2}\right)} \cdot 100\% = 0,26\%$$

Іншою складовою інструментальної похибки, що виникає в первинному перетворювачі вологості, є відхилення еквівалентної ємності при зміні температури – зміна часу розсмоктування об'ємного заряду через зміну рухливості носіїв заряду:

$$\mu_i = \frac{64\sqrt{\pi}\varepsilon_s^2(2kT)^{3/2}}{N_i q^3 m^{*1/2}} \left[ \ln \left\{ 1 + \left( \frac{12\pi\varepsilon_s kT}{q^2 N_i^{1/3}} \right)^2 \right\} \right]^{-1}, \quad (4.5)$$

де  $\varepsilon_s$  – діелектрична проникність шару *por* –  $SiO_2$ ;  $m^*$  – ефективна маса носіїв заряду;  $k$  – стала Больцмана;  $N_i$  – концентрація іонізованих домішок каналу двозатворного вологочутливого МДН-транзистора [79].

Розрахуємо, підставивши відповідні значення у формулу (4.14) при максимальній температурі експлуатації системи чистої кімнати у 24 °C і відхиленням  $\pm 5\%$  максимальну похибку, яка при цьому може виникнути:  $\delta_{\mu_i} = \frac{\mu_{iT_1} - \mu_{iT_2}}{\mu_{iT_1}} \cdot 100\% = 0,67\%$ .

При перетворенні електричного сигналу первинного перетворювача вологості (вологочутливого двозатворного МДН-транзистора) у частотний сигнал (похибки, які виникають у РПВ) можуть виникати похибки, які пов'язані з такими причинами [107, 108]:

- нестабільність джерела живлення;
- нестабільність температури навколишнього середовища;
- нестабільність генерації РПВ.

Зміна напруги живлення суттєво впливає на електричні параметри генерованого вихідного сигналу РПВ чистих кімнат, частота яких електрично налаштовуються, тим самим вносячи похибку у результати вимірювань. Тому, вплив коливань напруги намагаються мінімізувати.

Похибка, спричинена коливаннями напруги живлення, розраховується формулою

$$\delta_{U_S} = \frac{\Delta F(W) \cdot \Delta U_S^1}{F(W) \cdot U_S} \cdot 100\%, \quad (4.6)$$

де  $U_S$  – номінальна напруга джерела живлення, В;  $\Delta U_S^1$  – можливе відхилення напруги живлення, В;  $\Delta F(W)$  – зміна частоти генерації РПВ при зміні напруги живлення на  $\Delta U_S$ , Гц;  $F(W)$  – номінальна частота генерації РПВ, Гц.

Для джерела напруги з низьким рівнем стабілізації (у якому відхилення номінальної напруги  $\Delta U_S^1$  сягає 2..5 %), при напрузі живлення  $U_S = 2$  В, похибка вимірювань

$$\delta_{U_S} = \frac{(3,55-3,0) \cdot 10^6 \cdot (2-0,1)}{3,55 \cdot 10^6} \cdot 100\% = 0,77\%. \quad (4.7)$$

Для підвищення стабільності вхідної напруги доцільно користуватись стабілізаторами напруги, наприклад серії LM317Т, вихідну напругу  $U_S$  якого можна налаштувати на будь-яке значення діапазону  $U_S = 1..38$  В.

При цьому може виникнути два джерела відхилення напруги живлення:

- на вхід стабілізатора подається напруга з відхиленням  $U_S^1 = U_S \cdot 5\%$ ;
- нестабільність вихідної напруги стабілізатора  $\Delta U_S^{stab} = 0.003\%$ .

При цьому похибка вимірювань, викликана нестабільністю джерела живлення буде складати:

$$\delta_{U_S} = \frac{\Delta F(W) \cdot \Delta U_S^1 \cdot \Delta U_S^{stab}}{F(W) \cdot U_S} \cdot 100\%. \quad (4.8)$$

Для нашого випадку використання стабілізатора серії LM317Т для стабілізації напруги живлення РПВ на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів, похибка, пов'язана з відхиленням напруги живлення буде складати

$$\delta_{U_S} = \frac{(3,55-3,0) \cdot 10^6 \cdot (2+2 \cdot 0,0003/0,05)}{3,55 \cdot 10^6 \cdot 2} \cdot 100\% = 9,2 \cdot 10^{-2}\%.$$

Як видно з отриманого результату, використання стабілізатора напруги дозволяє, зокрема LM317T, дозволяє знизити на два порядку коливання вхідної напруги РПВ.

Колівання температури навколишнього середовища впливають не лише на параметри чутливих елементів РПВ, а й на електрофізичні процеси, що відбуваються в транзисторній структурі з від'ємним опором: змінюються номінали використаних активних і реактивних елементів схеми, рухливість носіїв заряду, умови зворотного зв'язку тощо. Тому підтримка температури навколишнього середовища і ефективного теплообміну вимірювального засобу із зовнішнім середовищем, забезпечення температури, при якій градувався прилад, забезпечує мінімальну за модулем температурну похибку вимірювання.

Температурна похибка вимірювання обраховується за допомогою наступного виразу:

$$\delta_T = \frac{\Delta F_T(W) \cdot \Delta T}{F(W) \cdot T} \cdot 100\%, \quad (4.9)$$

де  $T$  – номінальна температура функціонування РПВ, °C;  $\Delta T$  – відхилення температури оточуючого середовища, °C;  $\Delta F_T(W)$  – зміна частоти генерації РПВ при зміні температури оточуючого середовища на  $\Delta T$ , Гц;  $F(W)$  – номінальна частота генерації РПВ, Гц.

У випадку використання РПВ з чутливим елементом на основі вологочутливого двозатворного МДН-транзистора, що використовується для визначення відносної вологості повітря чистих кімнат

$$\delta_T = \frac{(3,55-3,0) \cdot 10^6 \cdot (21-20)}{3,55 \cdot 10^6 \cdot 21} \cdot 100\% = 0,74\%$$

За умови використання екранування корпусу РПВ, а також схем термостабілізації (наприклад, запропонованої на рис. 4.5), зміну температури навколишнього середовища можна встановити в межах  $0.1^{\circ}\text{C}$ . При цьому температурна похибка  $\delta_T$  буде становити

$$\delta_T = \frac{(3,55-3,46) \cdot 10^6 \cdot (21,1-20)}{3,55 \cdot 10^6 \cdot 20,1} \cdot 100\% = 0,012\%$$

Тобто використання засобів термостабілізації дозволяє зменшити похибку, пов'язану з коливанням температури навколишнього середовища, в 62 рази і досягнути значення 0.012 %.

Похибка вимірювання величини відносної вологості повітря, що виникає внаслідок нестабільності генерації РПВ, визначається за виразом:

$$\delta_{gener} = \frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\rho^2 A_0}{R_g^2} \times \left[ \frac{\frac{1}{3} Q a_1 a_2 + \frac{A_1^2}{192} (27 Q a_1 a_2 - 32 a_2^2 + Q a_1 a_4 + 5 a_3 a_2) + \frac{A_1^2}{24} (5 Q a_1 a_3 - 8 a_2 a_4)}{\omega_0} \right], \quad (4.10)$$

де  $\rho = \left(\frac{L}{C}\right)^{1/2} = 283 \text{ Ом}$  – характеристичний опір контуру;  $L$  – індуктивність кола;  $Q$  – добротність контуру РПВ;  $C_{\text{аєа}}$  – еквівалентна ємність транзисторної структури з від'ємним опором.

Нульове наближення амплітуди коливань РПВ:

$$A_0 = \sqrt{\frac{-3a_3 + \sqrt{9a_3^2 - 40Qa_5 \left( a_1 + \frac{R_{neg}}{R_{load}} + \frac{R_L R_{neg}}{\rho^2} \right)}}{5a_5}}, \quad (4.11)$$

де  $R_{neg} = \frac{U_{min}}{U_{max}} = 5973 \text{ Ом}$  – значення від'ємного диференційного опору в робочій точці;  $I_{min}$ ,  $I_{max}$  – мінімальне і максимальне значення статичної ВАХ;  $U_{min}$ ,  $U_{max}$  – напруги, що відповідають струмам  $I_{min}$ ,  $I_{max}$ ;  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 22,29 \cdot 10^6 \text{ Гц}$  – циклічна частота вихідного сигналу РПВ;  $R_L = 7,8 \text{ Ом}$  – омичний опір індуктивного елемента схеми;  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$ ,  $a_4$ ,  $a_5$  – коефіцієнти апроксимації, які можна обрахувати з такої системи рівнянь:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = -2S_1(1-\gamma) - 4S_2(1-\gamma)^3 - 4S_3(1-\gamma)^5; \\ a_2 = S_1 + 6S_2(1-\gamma)^2 + 15S_3(1-\gamma)^4; \\ a_3 = 4S_2(1-\gamma) - 20S_3(1-\gamma)^3; \\ a_4 = S_2 + 15S_3(1-\gamma)^2; \\ a_5 = -6S_3(1-\gamma); \\ a_6 = S_3; \\ S_1 = \frac{\alpha(2-3\beta^2) - \beta^6(1-\alpha)}{\beta^2(1-\beta^2)^2}; \\ S_2 = \frac{2\beta^6(1-\alpha) - \alpha(1-3\beta^4)}{\beta^4(1-\beta^2)^2}; \\ S_3 = \frac{\alpha(1-\beta^2)^2 - \beta^4}{\beta^4(1-\beta^2)^2}. \end{array} \right. \quad (4.12)$$

де  $\alpha = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max}}$ ;  $\beta = \frac{U_{\min} - U_{\max}}{U_{\min}}$ ;  $U_0$  – напруга робочої точки;  $\gamma = \frac{U_0}{U_{\min}}$ .

Розв'язавши систему (4.21) за допомогою MatLab 5.2 [86–88], отримаємо у розв'язку числові значення коефіцієнтів апроксимації:

$$\alpha_1 = -1,44; \quad \alpha_2 = -4,95; \quad \alpha_3 = 17,91; \quad \alpha_4 = -0,89; \\ \alpha_5 = -19,46; \quad \alpha_6 = 9,06; \quad S_1 = 7,16; \quad S_2 = 18,31; \quad S_3 = 9,06; \quad \gamma = 0,642; \\ A_1 = 1,08.$$

На основі розв'язку системи (4.12) і рівняння (4.11), підставивши отримані результати в рівність (4.19), отримаємо значення похибки внаслідок нестабільності генерації РПВ  $\delta_{gener} = 3,3 \cdot 10^{-5} \%$ .

Описані вище складові інструментальної похибки виникають в передавальній частині розробленого приладу.

В приймальній частині приладу також виникають складові інструментальної похибки вимірювання відносної вологості повітря, серед яких істотною є перетворення частотного сигналу РПВ у двійковий машинний код, що здійснюється за допомогою USB-частотоміра. Ця похибка включає в себе три основні складові:

- похибка нестабільності кварцового генератора  $\delta_{qg}$ ;
- похибка квантування  $\delta_{qt}$ ;
- похибка малозначущого розряду  $\delta_{mmd}$ .

Похибка нестабільності кварцового генератора є регламентованим параметром, що визначається виробником, і не перевищує  $\delta_{qg} = 3 \cdot 10^{-3} \%$ .

Для часу вимірювання  $t_m = 0,5 \text{ с}$  визначим похибку квантування, яка визначається за формулою

$$\delta_{qt} = \frac{100\%}{t_m \nu_g}, \quad (4.13)$$

де  $\nu_q$  – максимальне значення вимірюваної частоти, яка для РПВ на основі двозатворного вологочутливого МДН-транзистора складає  $3,61 \cdot 10^6$  МГц.

Після підстановки відповідних значень у вираз (4.13) отримали значення похибки квантування [109]

$$\delta_{qt} = \frac{100\%}{0,5 \cdot 3,61 \cdot 10^6} = 9,2 \cdot 10^{-5} \%$$

Похибка малозначущого розряду виникає через те, що вимірювання проводяться за допомогою засобів, які мають кінцеву розрядність. При цьому частина сигналу, яка за модулем є меншою за величину найменшого розряду вимірювального засобу, втрачається, через що і виникає похибка вимірювання. Похибка малозначущого розряду визначається з такого виразу:

$$\delta_{mmd} = 2^{-n} \cdot 100 \%, \quad (4.14)$$

де  $n$  – розрядність використовуваного мікропроцесора.

У випадку використання шістнадцятирозрядного мікроконтролера PIC,  $n = 16$ , тоді похибка малозначущого розряду

$$\delta_{mmd} = 2^{-16} \cdot 100 \% = 1,52 \cdot 10^{-3} \%$$

Інструментальна похибка приладу обраховується за виразом [105]

$$\delta_{\Sigma} = \delta_{\sigma_{ir}} + \delta_{\mu_i} + \delta_{U_S} + \delta_T + \delta_{gener} + \delta_{qg} + \delta_{qt} + \delta_{mmd}. \quad (4.15)$$

Підставивши у вираз (4.15) обчислені вище доданки правої частини рівності для двох режимів функціонування приладу, отримаємо значення інструментальної похибки приладу. Для нестабілізованого режиму роботи систематична похибка складає  $\delta_E = 2,44 \%$ , а для стабілізованого  $\delta_E = 1,04 \%$ .

Як видно з наведеного вище, найсуттєвіший вклад в інструментальну похибку вносять: похибка, пов'язана із залежністю від температури питомого опору напівпровідника ( $\delta_{\sigma_{nm}} = 0,26 \%$ ) і еквівалентної ємності підзатворних областей ( $\delta_{\mu_i} = 0,67 \%$ ), а також похибка нестабільності вхідної напруги ( $\delta_{U_S} = 9,2 \cdot 10^{-2} \%$ ).

Результати вимірювання будь-яких фізичних величин містять в собі похибки іншого плану. Вони пов'язані з інерційністю засобів вимірювання. Однак, вимірювання вологості займає певний час, необхідний для проходження адсорбції вологи у об'єм вологочутливого матеріалу первинного перетворювача, який для різних типів перетворювачів вологості складає до 60 с. Тому динамічна похибка, яка виникає під час вимірювання відносної вологості повітря, нескінченно мала в порівнянні зі статичними похибками розробленого приладу. Тому динамічні похибки не вносять суттєвого впливу на результати вимірювання, а їх вплив в роботі не розглядається.

Розроблений прилад для вимірювання вологості повітря ЧК в приймальній частині містить мікропроцесорну систему визначення частоти



інформативного сигналу (USB-частотомір), дія якого базується на цифрових принципах обробки сигналу.

Розрахуємо значення завадостійкості інформаційного каналу розробленого приладу. Оскільки, для передавання інформації про параметр вологості повітря ЧК, використовується метод частотної модуляції. На виході приймача ЧМ-сигналу відношення сигнал/шум визначається за формулою [121]

$$Q_{вих} = \frac{3(\Delta\omega^2)P_{\text{практ}}Q_{\text{вх}}}{2\Omega^3}, \quad (4.16)$$

де  $\Omega$  – циклічна частота модулюючого сигналу;  $\Delta\omega$  – девіація частоти сигналу;  $P_{\text{практ}}$  – ширина спектральної щільності квадратурної амплітуди шуму.

Тоді відношення сигналу/шум буде визначатись за формулою [122]:

$$M_{\text{ЧМ}} = \left( \frac{\Delta\omega}{\delta\omega} \right)^2, \quad (4.17)$$

де  $\delta\omega$  – максимальна зміна паразитної частотної модуляції;  $\Delta\omega$  – максимальна зміна частоти інформативного сигналу.

У випадку використання радіовимірювального перетворювача вологості на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів у стабілізованому випадку функціонування  $M_{\text{ЧМ}} = 467$ . Отже використання частотного методу модуляції дозволяє суттєвою покращити завадостійкість інформативного сигналу в порівнянні з амплітудною модуляцією, в якій  $M_{\text{АМ}_{\text{max}}} = 1$  [122].



## ЛІТЕРАТУРА

1. Автоматизация технологического оборудования микроэлектроники / А. А. Сазонов, Р. В. Корнилов, Н. П. Кохан [та ін.]. – М. : Высш. шк., 1991. – 331 с.
2. Технология БИС / К. Пирс, А. Адамс, Л. Кац [та ін.]. – М. : Мир, 1986. – 400 с.
3. Каленик Дмитрий Владимирович. Технология материалов электроники : Учебное пособие / Д. В. Каленик – Челябинск : Изд. ЮУрГУ, 2001. – Ч. 1. – 119 с.
4. Березин Андрей Сергеевич. Технология и конструирование интегральных микросхем : учебн. пособие для вузов / А. С. Березин, О. Р. Мочалкина – М. : Радио и связь, 1992. – 320 с.
5. Коледов Леонид Александрович. Технология и конструирование микросхем, микропроцессоров и микросборок / Коледов Л. А. – М. : Радио и связь, 1989. – 400 с.
6. Технология СБИС : в 2х кн. / С. Зи, К. Могэб, Д. Фрейзер [та ін.]. – М. : Мир, 1986. – 453 с.
7. Микроэлектронные преобразователи неэлектрических величин : учебное пособие / О. А. Агеев, В. М. Мамиконова, В. В. Петров [та ін.]. – Таганрог : Изд-во ТРТУ, 2000. – 153 с.
8. Давачі : довідник / З. Ю. Готра, Л. Я. Іляницький, Є. С. Поліщук, та ін. ; під ред. З. Ю. Готри та О. І. Чайковського]. – Львів : Каменяр, 1995. – 312 с.
9. Виглеб Г. Датчики / Г. Виглеб ; [пер. с нем. М. А. Хацериова] – М. : Мир, 1989. – 196 с.
10. Осадчук В. С. Сенсори вологості : навчальний посібник / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2003. – 208 с.
11. Осадчук Володимир Степанович. Напівпровідникові перетворювачі інформації : навчальний посібник / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук – Вінниця : ВНТУ, 2004. – 208 с.
12. Осадчук Олександр Володимирович. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором / О. В. Осадчук – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000. – 303 с.

13. Осадчук Володимир Степанович. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором : навчальний посібник / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 162 с.

14. Мухитдинов Маил. Оптические методы и устройства контроля влажности / М. Н. Мухитдинов, Э. С. Мусаев – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 96 с.

15. Берлинер Михаил Андреевич Измерение влажности. / М. А. Берлинер – М. : Энергия, 1973. – 400 с.

16. Патент України на корисну модель № 31602, (51) МПК (2006.01) H01L 21/302. Спосіб плазмохімічної обробки матеріалів / А. Ю. Савицький, Ю. С. Кравченко ; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № 200714875 ; заявл. 27.12.2007 ; опубл. 10.04.08, Бюл. № 7.

17. Киреев В. Ю. Плазмохимическое и ионно-химическое травление микроструктур / В. Ю. Киреев, Б. С. Данилин, В. И. Кузнецов / – М. : Радио и связь, 1983. – 128 с.

18. Данилин Б. С. Расчет стационарной концентрации радикалов и скорости травления материалов в плазме газовых разрядов / Б. С. Данилин, В. Д. Жураков, В. И. Кузнецов // Химия высоких энергий. – 1980. – № 1. – С. 72–77.

19. Коттон Френк. Основы неорганической химии / Ф. Коттон, Дж. Уилкинсон – М. : Мир, 1979. – 679 с.

20. Пинхусович Роман Леонидович. Методы и приборы для измерения относительной влажности / Р. Л. Пинхусович, В. П. Коломыйцев – М. : Энергоатомиздат, 1977. – 413 с.

21. А. св. № 1257480 СССР, МКИ G01N 21/81. Датчик влажности газовых смесей / С. О. Мирумянц, В. С. Макаров, Н. И. Москаленко ; заявл. 27.01.85 ; опубл. 15.09.85. ; Бюл. № 34.

22. Савицький А. Ю. Оптичні сенсори вологості робочих газів підвищеного і атмосферного тиску / А. Ю. Савицький, Ю. С. Кравченко // Оптико-електронні інформаційно-вимірвальні технології. – 2008. – № 16. – С. 175–182.

23. Патент України на корисну модель № 39596, (51) МПК (2006.01) G01N 21/53. Конденсаційний гігрометр / А. Ю. Савицький, Ю. С. Кравченко ; заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет – № 200803001 ; заявл. 07.03.2008 ; опубл. 10.03.2009 ; Бюл. № 5.

24. Патент України на корисну модель № 34559, (51) МПК (2006.01) G01N 21/53. Газоаналізатор / А. Ю. Савицький, Ю. С. Кравченко, О. Л. Гладковська ; заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет – № 200804620 ; заявл. 10.04.2008 ; опубл. 11.08.2008 ; Бюл. № 15.

25. Патент України на корисну модель № 34556, (51) МПК (2006.01) G01N 21/53. Оптичний газоаналізатор / А. Ю. Савицький, Ю. С. Кравченко, Л. В. Крилик ; заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет – № 200804585 ; заявл. 10.04.2008 ; опубл. 11.08.2008 ; Бюл. № 15.

26. Патент України на корисну модель № 40956, (51) МПК (2006.01) G01N 21/53. Конденсаційний гігрометр / А. Ю. Савицький, В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик ; заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет – № 200814735; заявл. 22.12.2008 ; опубл. 27.04.2009 ; Бюл. № 8.

27. Курмашев Ш. Д. Кремниевые МДП–структуры с оксидами редкоземельных элементов в качестве диэлектрика / Ш. Д. Курмашев, И. М. Викулин, С. В. Ленков // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2001. – № 6. – С. 6–9.

28. Мікроелектронні сенсори фізичних величин : науково-навчальне видання / [В. Вуйцік, З. Ю. Готра, В. В. Григор'єв та ін.] ; під ред. З. Ю. Готри. – [том 1]. – Львів : Ліга-Прес, 2002. – 475 с.

29. А. с. № 1288557 СССР, МКИ G01N 19/12. Датчик влажности / Т. И. Берелашвили, К. С. Сибашвили, Г. А. Вартанов ; заявл. 27.07.86 ; опубл. 07.02.87. Бюл. № 22.

30. Бутурлин Андрей Иванович. Микроэлектронные датчики влажности / А. И. Бутурлин // Зарубежная электронная техника. – 1984. № 9. – С. 354.

31. Мікроелектронні сенсори фізичних величин : науково-навчальне видання. В 3 томах. Том 1 / Вуйцік В., Готра З. Ю., Григор'єв В. В [та ін.]; за редакцією З. Ю. Готри. – Львів : Ліга-Прес, 2002. – 475 с.

32. Porous silicon coupled with thermoelectric cooler: humidity sensor / A. Foucaran, B. Sorli, M. Garsia // Sensors and Actuators. – 2000. – № 79. – P. 189–193.

33. Capacitive SiO humidity sensors with novel microstructures / A. T. Wu, M. Seto, M. J. Brett // Sensors and materials. – 1999. – № 8. – P. 493–505.

34. Пат. 3345596 (USA). Relative humidity sensor / R. A. Delaney. – Publ. 1967.

35. Пат. 3906426 (USA). Humidity sensor / L. E. Frazee, A. V. Fraioli. – Publ. 1975.

36. Channon N. D., Barnwell P. G. A thick film humidity sensor // Components, Hybrids, and Manufacturing Technology. 2003 – v. 3, № 2. – P. 237–243.

38. IEEE Solid-State Sensors Conference. – Los Angeles, 1984. – P. 8–9.

39. Равновесные и неравновесные процессы на пористом кремнии / Е. А. Тутов, Н. М. Павленко, Е. Е. Тутов [та ін.] // Письма в ЖТФ. – 2006, Т. 32, выпуск 13. – С. 6–12.

40. Влияние адсорбции паров воды на вольт-фарадные характеристики гетероструктур на пористом кремнии / Е. А. Тутов, Н. М. Павленко, Э. П. Домашевская [та ін.] // Журнал технической физики. – 2003, Т. 73, выпуск 11. – С. 83–90.

41. Гетерофазные процессы при взаимодействии пористого кремния с водой / Е. А. Тутов // Сорбционные и хроматографические процессы. – 2009. – Т. 9, выпуск 1. – С. 131–137.

42. Патент № 59-23598 Японії, кл. G01N27/02, Напівпровідниковий сенсор вологості / Такаси Нуэ, опубл. 13.03.92.

43. Патент України на корисну модель № 40955, (51) МПК (2006.01) G01N 21/53. Гігрометричний сенсор на польовому транзисторі / А. Ю. Савицький, В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик ; заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет – № 200814731 ; заявл. 22.12.2008 ; опубл. 27.04.2009 ; Бюл. № 8.

44. Савицький А. Ю. Вологочутливий двозатворний МДН-транзистор / Савицький А. Ю., Осадчук О. В. // Вісник ВПІ. – 2010. № 6 – С. 93–96.

45. Патент України на корисну модель № 34240, (51) МПК (2006.01) G01N 25/56. Сенсор вологості / З. Ю. Готра, О. З. Готра, К. Камуда, І. Є. Дубницька, заявник та патентовласник державний університет «Львівська політехніка» – № 99063374; заявл. 17.06.1999 ; опубл. 15.02.2001; Бюл. № 1.

46. Патент України на корисну модель № 34264, (51) МПК (2006.01) G01N 25/56. Сенсор вологості / З. Ю. Готра, О. З. Готра, К. Камуда, І. Є. Дубницька, заявник та патентовласник державний університет

«Львівська політехніка» – № 99063429; заявл. 18.06.1999 ; опубл. 15.02.2001; Бюл. № 1.

47. Осадчук В. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом : навч. посіб. / В. С. Осадчук, Осадчук В. С., Н. С. Кравчук – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 163 с.

48. Особенности вольт-амперных характеристик и температурные зависимости электропроводимости слоев пористого кремния / Л. М. Сорокин, В. И. Соколов, Е. А. Калмыков [та ін.] // Письма в ЖТФ. – 2010. Т. 36, – С. 61–69.

49. Філінюк М. А. Аналіз впливу зворотного зв'язку на параметри динамічного негatrona на польовому транзисторі / М. А. Філінюк, О. О. Лазарєв // Вісник ВПІ. – 2000. – № 6. – С. 94–97.

50. Філінюк М. А. Дослідження енергетичних властивостей нелінійної ємності / М. А. Філінюк, О. О. Лазарєв // Вісник ВПІ. – 2000. – № 4. – С. 92–95.

51. Негатроника / С. А. Гаряинов, А. Н. Серьезнов, Л. Н. Степанова, Н. А. Филинюк – Новосибирск : Наука, 1995. – 320 с.

52. Кулаков Михаил Васильевич. Технологические измерения и приборы для химических производств / М. В. Кулаков – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Машиностроение, 1983. – 424 с.

53. Хамакава Й. Аморфные полупроводники и приборы на их основе / Й. Хамакава – М. : Металлургия, 1986. – 376 с.

54. Смит Ричард. Полупроводники / Смит Р. – М. : Мир, 1982. – 560 с.

55. Аморфные полупроводники / М. Бродски, Д. Карлсон, Дж. Коннел, [та ін.] / – М. : Мир, 1962. – 419 с.

55. Горелик Семен Самуилович. Материаловедение полупроводников и диэлектриков / С. С. Горелик – М. : Металлургия, 1988. 320 с.

56. Шалимова Клавдия Васильевна. Физика полупроводников / К. В. Шалимова – М. : Энергия, 1971. – 312 с.

57. Зи С. Физика полупроводниковых приборов : в 2х кн. – Кн. 2. / Зи С. – М. : Мир, 1984. – 456 с.

58. Крилик Л. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі вологості на основі напівпровідникових структур з від'ємним опром : дис. кандидата тех. наук : 05.13.05 / Л. В. Крилик. – Вінниця, 2005. – 221 с.

59. Курносов Анатолий Иванович. Технология производства полупроводниковых приборов: учеб. пособие для вузов / А. И. Курносов, В. В. Юдин – М. : Высш. шк., 1986. – 386 с.
60. Ковалевский Александр Альбертович. Физико-химические основы влагочувствительности пленок оксида кремния / А. А. Ковалевский, И. Л. Баранов // Микроэлектроника. – 1996. – Т. 25. Вып. 4. С. 298–302.
61. Тутов Е. А. Неравновесные процессы в емкостных сенсорах на основе пористого кремния / Е. А. Тутов, А. Ю. Андрюков, С. В. Рябцев // Письма в ЖТФ. – 2011. Т. 33, – С. 53–58.
62. Грег С. Адсорбция, удельная поверхность, пористость / С. Грег, К. Синг – М. : Мир, 1984. – 304 с.
63. Разевиг Всеволод Данилович. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7 / В. Д. Разевиг – М. : Горячая линия-Телеком, 2003. – 368 с.
64. Савицький А. Ю. Радіовимірювальний перетворювач вологості на основі вологочутливого МДН-транзистора / А. Ю. Савицький, О. В. Осадчук // Вісник ВПШ. 2011, № 5 – С. 167–171.
65. Патент України на корисну модель № 75700, (51) МПК (2011.01) G01N 27/22. Спосіб вимірювання вологості / О. В. Поджаренко, М. О. Куцевол, О. М. Куцевол ; заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет – № 2004032000 ; заявл. 18.03.2004 ; опубл. 15.05.2006 ; Бюл. № 5.
66. Патент України на корисну модель № 14659, (51) МПК (2011.01) G01N 27/22. Ємнісний вологомір / О. В. Поджаренко, М. О. Куцевол, О. М. Куцевол ; заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет – № 200511929 ; заявл. 12.12.2005 ; опубл. 15.05.2006 ; Бюл. № 5.
67. Догадин Николай Борисович. Основы радиотехники / Н. Б. Догадин – СПб. : Лань, 2007. – 272 с.
68. Патент України на корисну модель № 65925, (51) МПК (2011.01) G01N 21/53. Напівпровідниковий пристрій для виміру вологості / А. Ю. Савицький, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик; заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет – № 201102377 ; заявл. 28.02.2011 ; опубл. 26.12.2011 ; Бюл. № 24.
69. Савицький А. Ю. Принципи вимірювання відносної вологості газів атмосферного і пониженого тиску / А. Ю. Савицький, В. С. Осадчук, О. В. Осадчук // Вісник ХНУ. 2011, № 3 (176) – С. 196–200.

70. Патент України на корисну модель № 42218, МПК (2011.01) G01N 21/53. Напівпровідниковий гігрометричний сенсор / А. Ю. Савицький, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик, О. Л. Гладковська, О. С. Звягін ; заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет – № 20090090 ; заявл. 06.02.2009 ; опубл. 25.06.2009 ; Бюл. № 12.

71. Савицький А. Ю. Радіовимірювальний сенсор вологості / А. Ю. Савицький, О. В. Осадчук // V міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП–2011)»: тези доповідей. Вінниця. – 2011. – С. 140–141.

72. Савицький А. Ю. Радіовимірювальний сенсор вологості / А. Ю. Савицький, О. В. Осадчук // I міжнародна наукова конференція пам'яті професора Володимира Поджаренка «Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах (ВКДТС–2011)»: тези доповідей. – Вінниця. – 2011. – С. 66.

73. Савицький А. Ю. Частотний перетворювач вологості / Осадчук О. В., Савицький А. Ю. // X міжнародна конференція «Контроль і управління в складних системах»: тези доповідей. Вінниця. – 2010. – С. 92.

74. Савицький А. Ю. Автогенераторний вимірювальний перетворювач з від'ємним опором / С. В. Барабан, А. Ю. Савицький // VII-ая международная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникация (РТ-2011)»: тези доповідей. Севастополь. – 2011. – С. 427.

75. Электрические измерения. Средства и методы измерений / К. П. Дьяченко, Д. И. Зорин, П. В. Новицкий, Е. Г. Шрамков – М. : Высшая школа, 1972. – 520 с.

76. Савицький А. Ю. Прилад для вимірювання і контролю відносної вологості газів з частотним виходом / А. Ю. Савицький, О. В. Осадчук // Нові технології. Науковий вісник Кременчуцького університету економіки, інформаційних технологій і управління. – 2011, № 3 (33) – С. 3–8.

77. Хайнеман Р. PSPICE Моделирование работы электронных схем / Р. Хайнеман / – М. : ДМК, 2005. – 325 с.

78. Разевиг Всеволод Данилович. Пакет схемотехнического моделирования PSpice 5 / В. Д. Разевиг – М. : Физматлит, 1994. – 256 с.

79. Тугов Н. М. Полупроводниковые приборы / Н. М. Тугов, Б. А. Глебов, Н. А. Чарыков – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.
80. Герман-Галкин Сергей Григорьевич. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0 : учебн. пособие./ С. Г. Герман-Галкин – Спб. : КОРОНА-принт, 2001. – 321 с.
81. Сдвижков Олег Анатольевич. Математика на компьютере: Maple 8 / О. А. Сдвижков – М. : Солон-прес, 2003. – 176 с.
82. Дьяконов В. П. Maple 8 в математике, физике, образовании / В. П. Дьяконов – М. : Солон-прес, 2003. – 576 с.
83. Чернышова Татьяна Ивановна. Моделирование электронных схем / Т. И. Чернышова, Н. Г. Чернышов – Тамбов : ТГТУ, 2010. – 80 с.
84. Савицький А. Ю. Автогенераторний вимірювальний перетворювач з від'ємним опором / А. Ю. Савицький // Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій «РТ - 2011» : матеріали 7-ї міжнар. молодіжної наук.-техн. конф. / М-во освіти і науки, молоді та спорту України, Севастоп. нац. техн. ун-т ; наук. ред. Ю. Б. Гімпілевич. – Севастополь : СевНТУ, 2011. – 479 с.
85. Барабан С. В. Мікроелектронний перетворювач температури на основі піроелектричної структури / С. В. Барабан, А. Ю. Савицький // XV Міжнародний молодіжний форум «Радиоелектроника и молодежь в XXI веке» : тези доповідей. Харків. – 2011. – С. 372.
86. Златин Иосиф. Создание и редактирование моделей в OrCAD 15.7. Ч 1 / И. Златин // Компоненты и технологии. – 2007. – № 6. – С. 124–128.
87. Златин Иосиф. Создание и редактирование моделей в OrCAD 15.7. Ч 2 / И. Златин // Компоненты и технологии. – 2007. – № 7. – С. 149–154.
88. Златин Иосиф. Создание и редактирование моделей в OrCAD 15.7. Ч 3 / И. Златин // Компоненты и технологии. – 2007. – № 8. – С. 154–160.
89. Разевиг Всеволод Данилович. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0 / В. Д. Разевиг – М. : Солон-Прес, 1999. – 698 с.
90. Патент України на корисну модель № 46483, (51) МПК (2011.01) G01N 27/12. Напівпровідниковий пристрій для виміру вологості / О. В. Осадчук, В. С. Осадчук, Л. В. Крилик, заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № 2001055284 ; заявл. 24.07.2001 ; опубл. 15.02.2002, Бюл. № 5.



91 Патент України на корисну модель № 46483, (51) МПК (2006.01) G01N 27/12. Вимірювач вологості / О. В. Осадчук, В. С. Осадчук, Л. В. Крилик, заявник та патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № 2001074689 ; заявл. 05.07.2001 ; опубл. 15.02.2002, Бюл. № 5.

92. Ла-Салль Ж. Исследование устойчивости прямым методом Ляпунова / Ж. Ла-Салль, С. Левшец – М. : Мир, 1964. – 168 с.

93. Данилина Тамара Ивановна. Технология СБИС: учебн. пособие / Т. И. Данилина, В. А. Кагадей – Томск : Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 287 с.

94. Уайт В. Проектирование чистых помещений / В. Уайт / – М. : Клинрум, 2004. – 360 с.

95. Стефанов Евгений Васильевич. Вентиляция и кондиционирование воздуха / Е. В. Стефанов / – СПб. : АВОК СЕВЕРО-ЗАПАД, 2005. – 399 с.

96. Федотов Алексей Евгеньевич. Чистые помещения / А. Е. Федотов – М. : Асинком, 2003. – 576 с.

97. ГОСТ ИСО 14644-4-2002. Чистые помещения и связанные с ними контролируемые среды: Часть 4. Проектирование, строительство, ввод в эксплуатацию. – введ. 01.03.2003. – М. : Стандартиформ, 2003. – 17 с. – (Межгосударственный стандарт).

98. ГОСТ ИСО 14644-4-2002. Чистые помещения и связанные с ними контролируемые среды: Часть 2. Требования к контролю и мониторингу для подтверждения постоянного соответствия. – введ. 01.03.2003. – М. : Стандартиформ, 2003. – 19 с. – (Межгосударственный стандарт).

99. Классификация систем кондиционирования воздуха / Режим доступа к статье: [http://www.abok.ru/for\\_spec/articles](http://www.abok.ru/for_spec/articles).

100. Селецька О. О. Радіовимірювальні оптичні перетворювачі для визначення часу плазмохімічного травлення : дис. кандидата тех. наук : 05.11.08 / Селецька Олена Олександрівна. – Вінниця, 2010. – 205 с.

101. Мирский Григорий Яковлевич. Электронные измерения / Г. Я. Мирский. – М. : Радио и связь, 1986. – 440 с.

102. Яценков Владимир Семенович. Микроконтроллеры Microchip с аппаратной поддержкой USB / В. С. Яценков – М. : Горячая линия – Телеком, 2008. – 400 с.

103. Осадчук В. С. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі : навч. посіб. / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, В. Г. Вербицький – Вінниця: ВНТУ, 2001. – 195 с.

104. Левшин Евгений Сергеевич. Электрические измерения физических величин / Е. С. Левшин, В. П. Новицкий – Л. : Энергоатомиздат, 1983. – 320 с.
105. Орнатский Петр Павлович. Теоретические основы информационно-измерительной техники / П. П. Орнатский – К. : Выща школа, 1983. – 455 с.
106. Нефедов Владимир Иванович. Метрология и радиоизмерения в телекоммуникационных системах : учеб. пособие / В. И. Нефедов, В. И. Хахин. – М. : Высшая школа, 2001. – 383 с.
107. Засоби та методи вимірювань неелектричних величин / Є. С. Поліщук, М. М. Дорожовець, Б. І. Стадник [та ін.]. – Львів : Бескид Біт, 2008. – 618 с.
108. Дорожовець Михайло Миронович. Опрацювання результатів вимірювання : навч. посіб. / М. М. Дорожовець. – Львів : Львів. політехніка, 2007. – 624 с.
109. Пождаренко Володимир Олександрович. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка / В. О. Пождаренко, В. В. Кухарчук. – К. : НМК ВО, 1991 – 240 с.
110. Яценков Владимир Семенович. Микроконтроллеры Microchip с аппаратной поддержкой USB / В. С. Яценков – М. : Горячая линия – Телеком, 2008. – 400 с.
111. Стенцель Йосип Іванович. Метрологія та технологічні вимірювання в хімічній промисловості. Аналітичні прилади і методи контролю. Ч.2. : навч. посібник / Й. І. Стенцель – Луганськ : Східноукраїнський нац. ун-т, 2000. – 263 с.
112. USB-частотомір / О. В. Осадчук, С. В. Барабан, О. С. Звягін, Р. В. Криночкін // 6-а міжнародна науково-практична конференції «Дні науки – 2010» : тези доповіді. – 2010. – С. 32–34.
113. Интегральные стабилизаторы напряжения 78xx, 79xx, 78Lxx, 79Lxx, LMxxx. – Режим доступа к статье: <http://rf.atnn.ru/s4/spr-400.html>.
114. Сорокин Л. М. Особенности вольт-амперных характеристик и температурные зависимости электропроводимости слоев пористого кремния / Л. М. Сорокин, В. И. Соколов, А. Е. Калмыков, А. В. Черняев // Письма в ЖТФ. 2010, Том 36, Вып. 24. – С. 61–68.
115. Гоноровский Иван Сергеевич. Радиотехнический цепи и сигналы / И. С. Гоноровский – М. : Советское радио, 1977. – 608 с.

116. Мельник Юрий Александрович. Основы радиотехники и радиотехнические устройства / Мельник Ю. А., Стогов Г. В. – М. : Сов. Радио, 1973. – 368 с.

117. Иванов М. Т. Основы радиотехники и радиотехнические устройства / М. Т. Иванов, А. Б. Сергиенко, В. Н. Ушаков – М. : Высш. Школа, 2002. – 306 с.

118. Дворяшин Борис Владимирович. Основы метрологии и радиоизмерений: учебн. пособие / Б. В. Дворяшин – М. : Радио и связь, 1993. – 320 с.

119. Левшина Валентина Степановна. Электрическое измерение физических величин / В. С. Левшина, П. В. Новицкий – Л. : Энергоатомиздат, 1983. – 320 с.

120. Leon O. Bipolar–JFET–MOSFET Negative Resistance Devices / Leon O. Chua, Juebang Yu, Youying Yu. // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1985. – V. 32, № 1, – P. 43–52.

121. Баскаков Сергей Иванович. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков – М. : Высшая школа, 2000. – 462 с.

122. Кузьмин Иван Васильевич. Основы теории информации и кодирования / И. В. Кузьмин, В. А. Кедрус – К. : Выща школа, 1986. – 238 с.

## ДОДАТОК А

Лістинг програми для розрахунку активної і реактивної складових повного опору двозатворного вологочутливого МДН-транзистора в середовищі Matlab:

```
clear all
%Розрахунок повного опору вологочутливого двозатворного МДН-
транзистора%
%
i=sqrt(-1); Rz1=2e6; Rzpar1=0.2; Lz1=0.9e-9; Rci1=700e3;
Czc1=0.3e-9; Rc1=2; Rcp1=0.2; Lc1=0.12e-9; Cpc1=0.5e-12;
C1=0.085e-12; RS1=10; C2=0.017e-12; RS2=10; Czi1=0.3e-9;
Rp1=100e3; Cpi1=0.5e-12; Ri1=2; Ripar1=0.2; Li1=0.12e-9;
Li2=Li1;
Cw=0.2396e-9;
L1=240e-6;
%
f=10000; w=2*pi*f; Tw=10;

%
ps=2064.09;
Sasio2=2.56e-6;
dasio2=1e-6;
Vasio2=Sasio2*dasio2;
Cpa=1.006e3;
delta=0.622;
LTw=2453e3;
P=101325;
AA1=10*((Cpa*(P-ps))/(delta*LTw*P));
T=25;
kapa=delta*(ps-AA1*P*(T-Tw))/(P-(ps-AA1*P*(T-Tw)));
G=8.53e-1;
mH2O=kapa*G;
RoH2O=0.99823;
VH2O=mH2O/RoH2O;
Vsym=Vasio2+VH2O;
Vdasio2=Vasio2/Vsym;
EPSasio2=4;
EPSH2O=81.8;
EPSSym=Vdasio2*log(EPSasio2)+(1-Vdasio2)*0.002*kapa*log(EPSH2O);
LL=log(EPSSym);
LL1=abs(LL);
j=1;
i=sqrt(-1);
Pi=3.14159;
f=100e3;
w=2*Pi*f;
EPS0=8.849e-12;
EPSi=3.9;
S=2.56e-6;
di=.1e-6;
Ct=EPS0*EPSi*S/di;
```

```

EPSsi=12;
q=1.602e-19;
ni=1.5e10;
k=1.381e-23;
T=300;
beta=0.026;
Ef=0.91;
Ei=0.55;
Cs=80e13*q*9e-6;
Rs=1/(w*Cs);
t=Rs*Cs;
fib=(Ei-Ef)/q;
nn0=5e19;
%ni*exp(-beta*fib);
LD=102e-6;
pn0=2.5e15;
%ni*exp(beta*fib);
PSIS=0.3;
FF=0.001;
%sqrt(pn0*(exp(-beta*PSIS)+beta*PSIS-1)/nn0+(exp(beta*PSIS)-
beta*PSIS-1));
Cnp=45.5e-12;
%EPSsi*(pn0*(1-exp(-beta*PSIS))/nn0+(exp(beta*PSIS)-
1))/(sqrt(2)*LD*FF);
Rpor=5e6;
al=0.16;
d=1.2e-6;
Cpor=EPS0*LL1(j)*(1-al)*S/d;
Rpov=5e6;
Rbh=3e6;
Cbh=EPS0*LL1(j)*S/d;
EPSpov=1.00059;
x=al*S;
l=9.991e-7;
Cpov=EPSpov*EPS0*S*(1-x)*al/l;
Ref=2e6;
EPS1=1200;
Cef=EPS0*al*S*x*EPS1/d;
%Z1=(Rpor-i*w*Rpor^2*Cpor)/(w^2*Rpor^2*Cpor^2+1);
%Z2=(Rpov+Rbh-
i*(Rpov+Rbh)^2*(w*Cbh+w*Cpov))/((Rpov+Rbh)^2*(w*Cbh+w*Cpov)^2+1);
%Z3=(Ref-i*w*Ref^2*Cef)/(1+w^2*Ref^2*Cef^2);
%ZT=(1/(i*w*Ct))^2;
%Znp=1/(i*w*Cnp);
%ZS=(t*w-i)/(w*Cs);
%Z123=(Z1*Z2*Z3)/(Z1*Z2+Z3*Z1+Z3*Z2);
%ZSUM=Z123+ZT+(Znp*ZS)/(Znp+ZS);
%
% опори %
%
uz1=2.7;
Ibs=0.32;
w=2*P*f;
P=3.14;
Rzv2=100e3;

```

```

Rzv1=100e3;
Rcv1=5;
Rcv2=5;
Czc2=3e-9;
Czc1=0.3e-9;
Czv1=0.3e-9;
Czv2=0.3e-9;
Ccv1=0.5e-12;
Ccv2=0.5e-12;
Rv1=100e3;
Rcc=10;
r=1000;
%канал один%
Z1=(Rzv1-i*w*Rzv1^2*Czv1)/(w^2*Rzv1^2*Czv1^2+1);
Z2=i*w*Czc1;
Z3=Rv1;
Z4=(Rcv1-i*w*Rcv1^2*Ccv1)/(w^2*Rcv1^2*Ccv1^2+1);
Z5=Rcc;
Z6=(Rzv2-i*w*Rzv2^2*Czv2)/(w^2*Rzv2^2*Czv2^2+1);
Z7=(Rcv2-i*w*Rcv2^2*Ccv2)/(w^2*Rcv2^2*Ccv2^2+1);
Z8=i*w*Czc1;
Z9=Rv1;
Zalpa=(Rpor-i*w*Rpor^2*Cpor)/(w^2*Rpor^2*Cpor^2+1);
Zbeta=(Rпов+Rbh-
i*(Rпов+Rbh)^2*(w*Cbh+w*Cпов))/( (Rпов+Rbh)^2*(w*Cbh+w*Cпов)^2+1);
Zgamma=(Ref-i*w*Ref^2*Cef)/(1+w^2*Ref^2*Cef^2);
Zatvoru=(Zalpa*Zbeta*Zgamma)/(Zalpa*Zbeta+Zgamma*Zalpa+Zgamma*Zbeta);
SU1=0.011;
SU2=0.011;
%for uz1=u1: du: u2,
Zk1=(uz1*(2*Z1^2*Z4+2*Z1^2*Z3+2*Z1^2*Z5+Z5*Z1*Z4+2*Z3*Z1*Z4+Z5*Z1*Z3+
Z2*Z1*Z3+Z5*Z1*Z2+Z2*Z1*Z4+Z2*Z3*Z4+Z5*Z4*Z3+Z5*Z2*Z3))/(SU1*(2*Z1^2*(Z4-
Z3)+Z1*(3*Z3*Z4-Z2*Z3)+Z2*Z3*Z4)-
uz1*(2*Z1*Z1+Z1*Z4+Z1*Z2+Z1*Z3+Z2*Z3+Z4*Z3));
%канал два%
Zk2=(uz1*(Z8*Z9*Z6+Z7*Z9*Z6+Z8*Z7*Z6+Z8*Z5*Z6+Z5*Z9*Z6+Z8*Z9*Z5+Z8*Z5
*Z7+Z5*Z9*Z7))/(SU2*(Z8*Z7*Z6-Z8*Z5*Z6+Z8*Z7*Z5)-
uz1*(Z5*Z6+Z7*Z6+Z8*Z6+Z5*Z8+Z5*Z7));
%загальний опис%
Zl=100+i*w*0.125;
ZC=100000-i*w*0.000030;
Z1=27000;
Z2=10000;
Z3=7000;
Z4=4700;
A=Z1+2*Zatvoru+Zl;
B=Z2+Zk2+Zk1;
C=2*Zatvoru+2*Zk1+Z3;
D=Zk1+Zk2+Z4+Z3;
E=2*Zatvoru+Zk2+Z4;
F=Z4+Z3+Zl+ZC;
G=Zatvoru+Zk1;
H=Z3*A*B+B*Zk1*Zl+B*Zatvoru*Zl;
J=Zk1*A*Zk2+Z2*B*A;
K=-B*Zk1^2-B*Zatvoru*Zk1;

```

```

L=B*Zk1*Zatvoru+B*Zatvoru*Zatvoru;
M=Z3*A*L+Z3*A*H+Zk1*A*H-Zk1*G*H+Zk1*Z1*L-Z4*L*A;
N=Z3*A*J+Zk1*A*J-Zk1*G*J;
O=-Zk1*K*A+Zk1*G*K+Zk1*Zk1*L-D*L*A-Z3*K*A;
P=Zatvoru*(B*H*O+B*M*K)+Zk2*Zk1*H*O+Zk2*Zk1*K*M-Z4*M*L*B;
Q=Zatvoru*O*L*B;
R=-E*O*L*B+Z4*N*L*B-Zatvoru*B*J*O-Zatvoru*B*K*M+Zk2*Zk2*O*L-
Zk2*Zk1*J*O-Zk2*Zk1*K*N;
R=-E*O*L*B+Z4*N*L*B-Zatvoru*(B*J*O+B*K*N)+Zk2*Zk2*O*L-
Zk1*Zk2*(J*O+K*N);
Zs1=(Z1*R)^2*O*L-Z1*G*O*H*R^2+R^2*O*L*A*ZC+Z1*G*O*H*R*Q-R*O*L*A*ZC*Q-
Z1*G*O*J*P*R-Z4*L*A*M*R*R+Z4*L*A*M*R*Q-Z4*L*A*N*R*P+Z4*L*A*O*R*P-
F*R^2*O*L*A+F*R*O*L*A*Q+Z3*A*K*M*R*Q-Z3*A*K*M*R^2-Z3*A*H*O*R^2;
Zs2=-Z3*A*K*N*P*R+Z3*A*H*R*O*Q-Z3*A*J*P*O*R-
Z3*A*M*R^2*L+Z3*A*L*M*R*Q-Z3*A*L*N*P*R-Z1^2*R*O*L*Q-
Z1*G*K*M*R^2+Z1*G*K*M*R*Q-Z1*G*K*N*P*R-Z1*Zk1*L*M*R^2+Z1*Zk1*L*M*R*Q-
Z1*Zk1*L*N*P*R+2*(Z1*G*O*J*P*Q+Z4*L*A*N*P*Q-
Z4*L*A*P*O*Q+Z3*A*K*N*P*Q+Z3*A*J*P*O*Q+Z3*A*N*P*L*Q+Z1*G*K*N*P*Q+Z1*Zk1*L
*N*P*Q);
Zs3=-R^2*O*L*A+R*O*L*A*Q+Z1^2*R^2*O*L-
Z1*G*O*H*R^2+R^2*O*L*A*ZC+Z1*G*O*H*R*Q-R*O*L*A*ZC*Q-
F*R^2*O*L*A*F*R*O*L*A*Q-Z3*K*M*R^2-Z3*A*H*R^2*O+Z3*A*K*M*R*Q-
Z3*A*K*N*P*R+Z3*A*H*R*O*Q-Z3*A*M*R^2*L-Z3*A*J*P*O*R+Z3*A*L*M*R*Q-
Z3*A*N*L*P*R-Z1^2*R*O*L*Q-Z1*G*K*M*R^2+Z1*G*K*M*R*Q-Z1*G*K*N*P*R-
Z1*Zk1*L*M*R^2+Z1*Zk1*L*M*R*Q-
Z1*Zk1*L*N*P*R+2*(Z3*A*J*P*O*Q+Z3*A*N*P*L*Q+Z1*G*K*N*P*Q+Z1*Zk1*L*N*P*Q+Z
4*L*A*N*P*Q-Z4*L*A*P*O*Q+Z3*A*K*N*P*Q);
Zs=(Zs1+Zs2)/Zs3;
%
vto=-.05; vto1=.5; vto2=.5; beta=5e-8; beta1=5e-10; be-
ta2=5e-10; lam=1.65;
u1=4.2; u2=5.5; du=0.1; j=1; n=.91; uz2=2.5;
Cw=[0.2346e-9 0.2361e-9 0.2378e-9 0.2396e-9 0.2416e-9
0.2438e-9 0.2464e-9
0.2493e-9 0.2528e-9 0.2570e-9 0.2624e-9 0.2699e-9
0.2824e-9 0.3288e-9 0.38e-9];
for uz1=u1: du: u2,
    uz1=uz1;
    xi=1;
    for Tw=1:2:15,
        if uz1<.5
            I2=2.75e-18*(exp(uz1/(0.026*n))-1);
            I3=2.55e-18*(exp(uz1/(0.026*n))-1);
            I4=I3; I5=I2; I8=I5;
        else
            I2=2.75e-19*(exp((0.7)/(0.026*n))-1);
            I3=.55e-19*(exp((0.7)/(0.026*n))-1);
            I4=I3; I5=I2; I8=I5;
        end
        vgs=uz1-0.2;
        if vgs-vto<0
            I1=0; I6=0; I7=0;
        end
        if vgs-vto<.2
            I1=beta*(1+lam*uz1)*(uz1-vto)^2;

```

```

        I6=beta1*(1+lam*uz1)*(uz1-vto1)^2;
        I7=beta2*(1+lam*uz1)*(uz1-vto2)^2;
    else
        I1=beta*(1+lam*uz1)*uz1*(2*(uz2-vto)-uz1);
        I6=beta1*(1+lam*uz1)*uz1*(2*(vgs-vto1)-uz1);
        I7=beta2*(1+lam*uz1)*uz1*(2*(vgs-vto2)-uz1);
    end
%
a=Zs1+Zs2;
%
b=Zs3;
%
    I=a/b;
    Zs=uz1/I;
    MR(j)=real(Zs);
    MX(j)=imag(Zs);
end
    j=j+1;
end
clc
uz1=u1: du: u2;
figure (1)
plot(uz1, II)
grid on
figure (2)
plot(uz1, MR)
grid on
figure (3)
plot(uz1, MX)
grid on
end

```



## ДОДАТОК Б

Лістинг програми для розрахунку функції перетворення та рівняння чутливості для радіовимірювального перетворювача вологості на основі двох вологочутливих двозатворних МДН-транзисторів в середовищі Maple 13.0:

```
> restart :  
> # with(Student[Calculus1]) :  
with(plots) #with(CurveFitting) :  
with(Optimization) :
```

### ЧАСТИНА 1. Розрахунок напруги на індуктивному елементі

```
> R1 := 0.1 : R2 := 0.1 : Rt := 0.061 :  
> L := 32.5e-6 :  
#Cw := 2e-9 ;  
Cbal := 27.5e-12 :  
Cii := Cw + Cbal :  
> V1 := 1.590 :  
#V2 := 0.765 :  
dV2 := [0.763, 0.862, 1.296] :  
difV := 0.0 :  
> T := 27 + 273 : k := 1.38e-23 : q := 1.6e-19 : VT :=  $\frac{k \cdot T}{q}$  :  
>
```

#### **#Параметри МДН-транзистора**

```
Rd := 25 :  
Rds := 85 :  
Rs := 25 :  
  
Cd := 5e-12 :  
Cds := 1500e-12 :  
Cs := 1.7e-12 :  
  
Wd := 1150e-6 :  
Ld := 3.1e-6 :  
KP := 51.2174e-6 :  
  
Betta :=  $\frac{0.5 \cdot KP \cdot Wd}{Ld}$  ;  
#Betta := 9.5e-3 :  
VTO := -0.55 :
```

```
Betta := 0.00950000161
```

>

**#Параметри біполярного тр-ра**

$Rb := 17.34:$

$Rk := 13.65:$

$Ree := 0.7344:$

$\#Ck := 19.95e^{-12}:\#19.95$

$\#Ce := 0.1e^{-12}:$

$CJC := 2e^{-12}:$

$MJC := 0.8273:$

$VJC := 1:$

$CJE := 0.9e^{-12}:$

$MJE := 0.9721:$

$VJE := 1:$

$TF := 3e^{-12}:$

$TR := 17e^{-9}:$

$IS := 9.507e^{-15}:$

$ISf := IS:\#7.44e-16$

$ISr := IS\#ISf$

$NF := 1.0882\#0.96:$

$NR := 1.1073:$

$BF := 30.48\#35:$

$BR := 1.012\#0.02:$

$QB := 1:$

$$ExpF := \frac{1}{VT \cdot NF};$$

$$ExpR := \frac{1}{VT \cdot NR};$$

$$mBf := \frac{1}{BF};$$

$$mBr := \frac{1}{BR};$$

$ExpF := 35.51492648$

$ExpR := 34.90232367$

$mBf := 0.0328083989$

$mBr := 0.988142292$

>  $ArrV2 := [(dV2[1] - difV), (dV2[2] - difV), dV2[3] - difV]$

$ArrV2 := [0.763, 0.862, 1.296]$

## Описання нелінійних ємностей біполярного транзистора

$$> Ceb := \begin{cases} \frac{CJE}{\left(1 - \frac{VBE}{VJE}\right)^{MJE}} & VBE < 0 \\ CJE & VBE \geq 0 \end{cases} :$$

$$\begin{aligned}
> C_e &:= \frac{(I_f + I_S)}{V_T \cdot N_F} \cdot T_F + C_{eb} : \\
> C_{kb} &:= \begin{cases} \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{V_{BC}}{V_{JC}}\right)^{M_{JC}}} & V_{BC} < 0 \\ C_{JC} & V_{BC} \geq 0 \end{cases} : \\
> C_k &:= \frac{(I_r + I_S)}{V_T \cdot N_R} \cdot T_R + C_{kb} :
\end{aligned}$$

## Опис внутрішніх джерел струму транзисторів

$$\begin{aligned}
> & \text{\#нелінійне внутрішнє джерело МДН-транзистора} \\
V_{GS} &:= -U_{cs}(t) \text{\#} VG-VS \\
V_{DS} &:= -U_{cds}(t) \text{\#} VD-VS \\
I_{pt} &:= \text{piecewise}(V_{GS}-V_{TO} \leq 0, 0, (V_{GS}-V_{TO} > 0) \text{ and } (V_{GS} \\
& \quad -V_{TO} \leq V_{DS}), \text{Beta} * (V_{GS}-V_{TO})^2, V_{GS}-V_{TO} > V_{DS}, \\
& \quad \text{Beta} * V_{DS} * (2 * (V_{GS}-V_{TO}) - V_{DS})) :
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
> & \text{\# елінійні внутрішні джерела біполярного транзистора} \\
V_{BC} &:= (U_{ck}(t)) \text{\#} - (VB-VC) : \\
V_{BE} &:= (-U_{ce}(t)) \text{\#} - (VB - VE) :
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_f &:= I_{Sf} \cdot (e^{\text{ExpF} \cdot V_{BE}} - 1) : \\
I_r &:= I_{Sr} \cdot (e^{\text{ExpR} \cdot V_{BC}} - 1) : \\
I_{bit} &:= \frac{(I_f - I_r)}{Q_B} :
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_{df} &:= I_f \cdot m_{Bf} \text{\#} I_{BE} \\
I_{dr} &:= I_r \cdot m_{Br} \text{\#} I_{BC}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\#IC &:= -(ICT - IBC) \text{\#} dlya \text{ n-p-n } + (ICT - IBC) \\
\#IE &:= (ICT + IBE) : \\
\#IB &:= -(IBC + IBE) \text{\#} dlya \text{ n-p-n } + (IBC + IBE)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
> \#\# & \\
& \text{eval}([\text{forw} = I_f, \text{rev} = I_r, \text{bit} = I_{bit}, \text{df} = I_{df}, \text{dr} = I_{dr}], \{U_{ck} = 0.75, \\
& \quad U_{ce} = -0.478\}) :
\end{aligned}$$

## Складання системи диф. рівнянь з поч. умовами

>

>

$$eq1 := UL(t) = V1 - (Uci(t) + iL(t) \cdot R1) :$$

$$eq2 := iRds(t) = \frac{Ucds(t)}{Rds} :$$

$$eq3 := iCd(t) = \frac{Ucs(t) - Ucds(t) - Ucd(t)}{Rt} :$$

$$eq4 := i2(t) = \frac{(V2 + Ucs(t)) - (Uci(t) + Ucds(t))}{Rd + R2} :$$

$$eq5 := iCds(t) = i2(t) + iCd(t) + Ipt - iRds(t) :$$

$$eq6 := iRk(t) = \frac{(Uci(t) - iRe(t) \cdot Ree - Uce(t) - Uck(t))}{Rk} :$$

$$eq7 := iRb(t) = \frac{(Uce(t) - Ucs(t) + iRe(t) \cdot Ree)}{Rb + Rs} :$$

$$eq8 := iRe(t) = iRk(t) - iRb(t) :$$

$$eq9 := iCs(t) = Ipt + iRb(t) - iRds(t) - iCds(t) :$$

$$eq10 := iCi(t) = iL(t) - iRe(t) - iCs(t) - iCd(t) :$$

$$eq11 := iCk(t) = Ibit + iRk(t) - Idr :$$

$$eq12 := iCe(t) = Ibit + iRe(t) + Idf :$$

> sys := {eq1, eq2, eq3, eq4, eq5, eq6, eq7, eq8, eq9, eq10, eq11, eq12} :

> slv := solve(sys, {UL(t), iCd(t), iCs(t), iCds(t), iCk(t), iCe(t), iCi(t), i2(t), iRds(t), iRk(t), iRb(t), iRe(t)}) :

> slvsim := slv :

>

>

$$deq1 := L \cdot \text{diff}(iL(t), t) = \text{subs}(slvsim, UL(t)) :$$

$$deq2 := Cd \cdot \text{diff}(Ucd(t), t) = \text{subs}(slvsim, iCd(t)) :$$

$$deq3 := Cs \cdot \text{diff}(Ucs(t), t) = \text{subs}(slvsim, iCs(t)) :$$

$$deq4 := Cds \cdot \text{diff}(Ucds(t), t) = \text{subs}(slvsim, iCds(t)) :$$

$$deq5 := Ck \cdot \text{diff}(Uck(t), t) = \text{subs}(slvsim, iCk(t)) :$$

$$deq6 := Ce \cdot \text{diff}(Uce(t), t) = \text{subs}(slvsim, iCe(t)) :$$

$$deq7 := Cii \cdot \text{diff}(Uci(t), t) = \text{subs}(slvsim, iCi(t)) :$$

> dcond := iL(0) = 0, Ucd(0) = 0, Ucs(0) = 0, Ucds(0) = 0, Uck(0) = 0, Uce(0) = 0, Uci(0) = 0 :

> dsys := deq1, deq2, deq3, deq4, deq5, deq6, deq7 :

## #Аналітичне рішення

> #dslv := dsolve({dsys, dcond}, {iL(t), Ucd(t), Ucs(t), Ucds(t), Uck(t), Uce(t), Uw(t)}) assuming t :: real :  
#Аналитическое решение

> #iLslv := subs(dslv, iL(t)) :  
#ciLc := convert((iLslv), float, 8) assuming t > 0, t :: real :  
#evalf( eval(evalf( (eval(iLslv, Cw = 2e-9))), t = 100e-6) ) :  
#plot(Re(eval(ciLc, Cw = 1e-9)), t = 100e-6 .. 200e-6) ;

## #Численне рішення

```

> #границі і кількість точок iL(t)
#at := 0e - 6:
#bt := 10e - 6:
#numP := 500:

> #chlevel := 1: #уровень срабатывания "частотомера" (min
учитываемая амплитуда колебания )

> #dsolve[interactive](eval({dsys, dcond}, {Cw = 50e-12, V2
= 0.765})) :
#rosenbrock #mebdfi #Численне інтерактивне рішення

> sol := dsolve(eval({dsys, dcond}, {Cw = 10e-12, V2 = 0.765}),
{iL(t), Ucd(t), Ucs(t), Ucds(t), Uck(t), Uce(t), Uci(t)},
numeric, method = rosenbrock, range = (0) .. (2e-6), output
= listprocedure, maxfun = 70000) :

> solUci := subs(sol, Uci(t)) :

> PodeUci := plots[odeplot](sol, [t, -Uci(t)], 0e-6 .. 2e-6, color
= red, numpoints = 100) :

> display(PodeUc)

> #solfunc := solUci:

> #ChX := Vector[row](numP, i → at +  $\frac{(bt - at)}{numP} \cdot (i - 1)$ ) :

> #ChY := Vector[row](ArrayNumElems(ChX), i → compar(solfunc,
ChX(i), chlevel)) :

> # Fgen :=  $\frac{1}{PeriodF(ChX, ChY)}$ 

```

## ЧАСТИНА 2. Розрахунок функції перетворення

```

> #границі і кількість точок
at := 0e - 6:
bt := 5e - 6:
numP := 500:

> chlevel := 0.5:

> ACw := 1e-12: BCw := 1000e-12: N := 5:

>

```

### Створення масиву значень вимірювальної змінної

```

> #відрахування квантування по часу
ChX := Vector[row](numP, i → at +  $\frac{(bt - at)}{numP} \cdot (i - 1)$ ) :

```

```
> #M := N :
#ArrCw := Vector[row] (M, i → ACw + (i - 1) ·  $\frac{(BCw - ACw)}{M}$ ) :
```

```
> M := trunc((log10(BCw) - log10(ACw)) · N) :
ArrCw := Vector[row] (M + 1, i → evalf (ACw · 10 $\left(\frac{i-1}{N}\right)$ , 4)) ;
```

$$ArrCw := \left[ \begin{array}{l} 1 .. 16 \text{ Vector}_{row} \\ \text{Data Type: anything} \\ \text{Storage: rectangular} \\ \text{Order: Fortran\_order} \end{array} \right]$$

## Ініціалізація

```
> t := 't': Cw := 'Cw':
```

```
> ArrF := Vector[row] (ArrayNumElems(ArrCw), i → 0) :
ArrF1 := Vector[row] (ArrayNumElems(ArrCw), i → 0) :
ArrF2 := Vector[row] (ArrayNumElems(ArrCw), i → 0) :
ArrF3 := Vector[row] (ArrayNumElems(ArrCw), i → 0) :
ChY := Vector[row] (ArrayNumElems(ChX), i → 0) :
```

```
> M + 1
```

16

## Допоміжні процедури

```
> #експеримент 2. V1=1.292 V2=0.863
ArrExp2X := Vector[column] ([1.22e-12, 3.28e-12, 28.1e-12,
62.65e-12, 97.78e-12, 364.7e-12, 936e-12]) :
ArrExp2Y := Vector[column] ([4.355e6, 4.253e6, 3.367e6, 2.765e6,
2.385e6, 1.43e6, 1e6]) :
PExp2 := plot(ArrExp2X, ArrExp2Y, view = [ACw .. 1e-9, AY .. BY],
color = red, style = point, axis[2] = [gridlines = [colour = green,
majorlines = 2]], axis[1] = [gridlines = [colour = green,
majorlines = 2], mode = log]) #display(PExp2);
```

```
> #експеримент 3. V1=1.590 V2=1.296
ArrExp3X := Vector[column] ([1.22e-12, 3.28e-12, 28.1e-12,
62.65e-12, 97.78e-12, 364.7e-12, 936e-12, 1.236e-9,
2.18e-9, 4.16e-9]) :
ArrExp3Y := Vector[column] ([3.954e6, 3.829e6, 3.110e6, 2.591e6,
2.254e6, 1.4e6, 0.98e6, 0.877e6, 0.628e6, 0.46e6]) :
PExp3 := plot(ArrExp3X, ArrExp3Y, view = [ACw .. 10e-9, AY
.. BY], color = cyan, style = point, axis[2] = [gridlines = [colour
= green, majorlines = 2]], axis[1] = [gridlines = [colour
= green, majorlines = 2], mode = log]) #display(PExp2);
```

```
> display(PF1, PF2, PF3, PExp1, PExp2, PExp)
```

$$\begin{aligned} > \frac{\text{abs}(\text{ArrExp1Y}[1] - (\text{ArrF1}[1] + 0.5 \cdot (\text{ArrF1}[2] - \text{ArrF1}[1])))}{\text{ArrExp1Y}[1]} \\ & \cdot 100 \end{aligned}$$

0.411140179%

$$\begin{aligned} > \frac{\text{abs}(\text{ArrExp2Y}[1] - (\text{ArrF2}[1] + 0.5 \cdot (\text{ArrF2}[2] - \text{ArrF2}[1])))}{\text{ArrExp2Y}[1]} \\ & \cdot 100 \end{aligned}$$

2.49053715%

$$\begin{aligned} > \frac{\text{abs}(\text{ArrExp3Y}[1] - (\text{ArrF3}[1] + 0.5 \cdot (\text{ArrF3}[2] - \text{ArrF3}[1])))}{\text{ArrExp3Y}[1]} \\ & \cdot 100 \end{aligned}$$

1.09099984%

$$> X := 2254; Y := 2164;$$

$$> \text{ErrAbs} := \text{abs}(X - Y); \text{ErrRel} := \text{evalf}\left(\frac{\text{abs}(X - Y)}{Y} \cdot 100\right)$$

$\text{ErrAbs} := 90$

$\text{ErrRel} := 4.15896488\%$

*Наукове видання*

**Осадчук Володимир Олександрович  
Осадчук Олександр Володимирович  
Савицький Антон Юрійович**

## **РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ВОЛОГОСТІ НА ОСНОВІ МДН-СТРУКТУР**

Монографія

Редактор С. Малішевська

Оригінал-макет підготовлено А. Ю. Савицьким

Підписано до друку 16.01.2016 р.  
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Друк різнографічний. Ум. др. арк. 8,78.  
Наклад 300 (1-й запуск 1–75) пр. Зам № В2016-01

Вінницький національний технічний університет,  
КІВЦ ВНТУ,  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Тел. (0432) 59-85-32.

**publish.vntu.edu.ua**; *email*: kivc.vntu@gmail.com.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано ФОП Барановська Т. П.  
21021, м. Вінниця, вул. Порика, 7.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 4377 від 31.07.2012 р.