

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
АЕРОКОСМІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРИЗОВАНИХ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ
ТА ТЕХНОЛОГІЙ

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ
Завідувач випускової кафедри
В.П.Квасніков _____
« ____ » _____ 2022р.

ДИПЛОМНА РОБОТА
(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)

ЗДОБУВАЧА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ «БАКАЛАВР»

Тема: «Комп'ютеризована система вимірювання фазових зсувів в електроенергетиці»

Виконавець _____ студент групи 414, Боженко Едуард Миколайович
(підпис) (студент, група, прізвище, ім'я, по-батькові)

Керівник _____ д.т.н., проф. Орнатський Дмитро Петрович
(підпис) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по-батькові)

Нормоконтролер _____ к.т.н., доц. Катаєва Марія Олександрівна
(підпис) (П. І. Б.)

Київ 2022

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Аерокосмічний факультет

Кафедра: комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій

Спеціальність: 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Освітньо-професійна програма «Електротехнічні системи електроспоживання»

Освітній ступінь - бакалавр

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
Квасніков В.П. _____
«__» _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломного проекту

Боженка Едуарда Миколайовича

(П.І.Б. випускника)

1. Тема проекту: «Комп'ютеризована система вимірювання фазових зсувів в електроенергетиці» затверджена наказом ректора від «19.04.2022 396/ст»
2. Термін виконання проекту: з 20.04.2022р по 14.06.2022р:
- 3.Зміст пояснювальної записки: Реферат; Вступ; Розділ 1; Розділ 2; Розділ 3; Висновки.
4. Перелік обов'язкового ілюстративного матеріалу:
- 5.Календарний план-графік

№з /п	Завдання	Термін виконання	Підпис керівника
1	Вивчення та аналіз інформативних та технічних документів.	30.04	
2	Написання вступу та Розділу 1.	10.05	
3	Написання Розділу 2, Розділу 3, Розділу 4.	30.05	
4	Написання висновків та реферату.	5.06	
5	Підготовка доповіді та презентації для захисту дипломної роботи	10.06	

7.Дата видачі завдання: «19» квітня 2022 р.

Керівник дипломної роботи (проекту)

_____ Орнатський Д.П.
(підпис) (П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання

_____ Боженко Е.М.
(підпис) (П.І.Б.)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи «Комп'ютеризована система вимірювання фазових зсувів в електроенергетиці» містить: 56 с., 27 рис., 4 літературні джерела.

Об'єкт дослідження: процес працездійного, дистанційного вимірювання зсуву фаз в промислових мережах.

Предмет дослідження: методи, моделі та засоби дистанційного вимірювання зсуву фаз в промислових мережах з підвищеними метеорологічними характеристиками.

Мета роботи: аналітичний огляд сучасних методів та засобів вимірювання зсуву фаз в промислових мережах, розробка способу автоматичної корекції похибок промислового фазометру та розробка структурної схеми промислового фазометра з покращеними метеорологічними характеристиками.

Задачі:

- 1) аналітичний огляд сучасних методів та засобів вимірювання зсуву фаз в промислових мережах
- 2) розробити структурну схему промислового фазометру з покращеними метеорологічними характеристиками
- 3) розробка способу автоматичної корекції похибок промислового фазометру.

Вимоги: діапазон вхідних напруг 6-10 кВ, струмів 0-25 А. Частота вхідного сигналу 50 Гц (+- 5Гц), клас точності 0,5

ЗМІСТ

РОЗДІЛ 1. УЗАГАЛЬНЕНА СТРУКТУРА МІКРОПРОЦЕСОРНИХ СИСТЕМ РЕЛЕЙНОГО ЗАХИСТУ.....	7
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ СИСТЕМИ РЕЛЕЙНОГО ЗАХИСТУ НА ОСНОВІ ВИМІРЮВАННЯ РІЗНИЦІ ФАЗ.....	6
2.1. Класифікація методів вимірювання різниці фаз.....	14
2.2. Розробка структурної схеми релейного захисту на основі вимірювання часу на співпадінні знаків миттєвого значення.....	19
2.3 Корекція похибок.....	67
РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЮВАННЯ	
3.1. Висновок	22
СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	37

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

РЗ – релейний захист.

ЦФ – цифровий фазометр.

ЦВО – цифрові вимірювальні органи

ФЧД – фазочутливий детектор.

ФНЧ – фільтр низьких частот.

ПТН – проміжний трансформатор напруги.

ВПЗН – вимірювальні перетворювачі змінної напруги.

АЦП – аналоговий цифровий перетворювач.

ДС – дискретний сигнал.

ВСТУП

Розвиток сучасної компонентної бази і створення на її основі методів та засобів реєстрації процесів подій які відбуваються в електричних системах дозволяють підняти на якісно новий рівень систему реєстрації, обробки та аналізу аварійної інформації, при цьому:

- значно збільшується значно збільшується об'єм реєстрованих електричних сигналів та подій;
- підвищується оперативність та якість обробки аварійної інформації;
- виникає можливість ретельної обробки електричних сигналів, яка дозволяє всебічно досліджувати електромагнітні перехідні процеси, та сформувані на цій основі рекомендації по вдосконаленню систем релейного захисту та протиаварійної автоматики
- виникає можливість створення ефективної інтегрованої системи реєстрації та обробки аварійної інформації, що дозволить більш якісно та глибоко досліджувати процеси які відбуваються в електроенергетичних системах

Зазвичай крім простих реле, які реагують на одну величину (струм або напругу), широко використовуються також реле потужності та опору, які реагують на обидві вхідні величини, виконуються на одному з двох принципів:

- На порівнянні абсолютних значень двох електричних величин. Такі реле виконуються в спрямленому струмі та спеціальних схемах порівняння
- На порівнянні фаз миттєвих значень двох електричних величин. Реле такого типу виконуються за допомогою схем, які дозволяють визначити зсув фаз між вхідними напругами. Основною перевагою таких реле є висока швидкодія, а проблемою є значні інструментальні похибки та низька заводо захищеність.

Точність вимірювання та швидкодії сучасних цифрових фазометрів з часо-імпульсним перетворенням значною мірою обмежуються методичними похибками, особливо велике значення МП на краях робочого діапазону частот. Цей обмежує нижню робочу частоту ЦФ, що випускаються нашою промисловістю, на рівні 20-60 Гц. Недоліком цифрових фазометрів із постійним вимірювальним часом є велика величина МП при деяких співвідношеннях частоти квантування та вхідного сигналу. Для створення апаратури з підвищеними метрологічними характеристиками необхідні додаткові дослідження залежності такої похибки при різних співвідношеннях частот квантування та вхідного сигналу та пошук найбільш оптимальних співвідношень цих частот. Актуальним завданням є вивчення шляхів зниження МП у галузі інфранизьких частот та розробка цифрової фазовимірювальної апаратури інфранизькочастотного діапазону, випуск якої досі не освоєний вітчизняною промисловістю.

Метою роботи є дослідження методичних похибок ЦФ низькочастотного та інфранизькочастотного діапазону з часо-імпульсним перетворенням, пошук напрямків та методів зниження МП та розробка цифрової фазометричної апаратури низькочастотного та інфранизькочастотного діапазону з підвищеними метрологічними характеристиками.

Проведено наукові дослідження методичних похибок ЦФ, обумовлених дискретним характером перетворення тимчасових інтервалів, що повторюються, в цифровий код. На основі методів статистичного моделювання запропоновано програму, що дозволяє визначити залежність похибки дискретного перетворення при різних співвідношеннях частоти квантування та досліджуваного сигналу. Досліджено шляхи зниження похибок квантування при усінні результату вимірювання різниці фаз невелике (20-40) число періодів. Досліджено основні напрямки автоматизації фазових вимірювань у низькочастотних та інфранизькочастотних діапазонах, що стосуються автоматичного усунення

„мертвої зони“ в діапазоні фазових зрушень 0° - 360° та автоматичної корекції адитивних похибок, зумовлених парними та непарними гармоніками, цифровими методами. На основі теоретичних і експериментальних досліджень отримані практичні результати, що дозволили підвищити точного і швидкодію ЦФ з часо-імпульсним перетворенням.

РОЗДІЛ 1

УЗАГАЛЬНЕНА СТРУКТУРА МІКРОПРОЦЕСОРНИХ СИСТЕМ РЕЛЕЙНОГО ЗАХИСТУ

Аналогові вимірювальні перетворювачі (ВП) перетворюють вихідний параметр у нормований параметр.

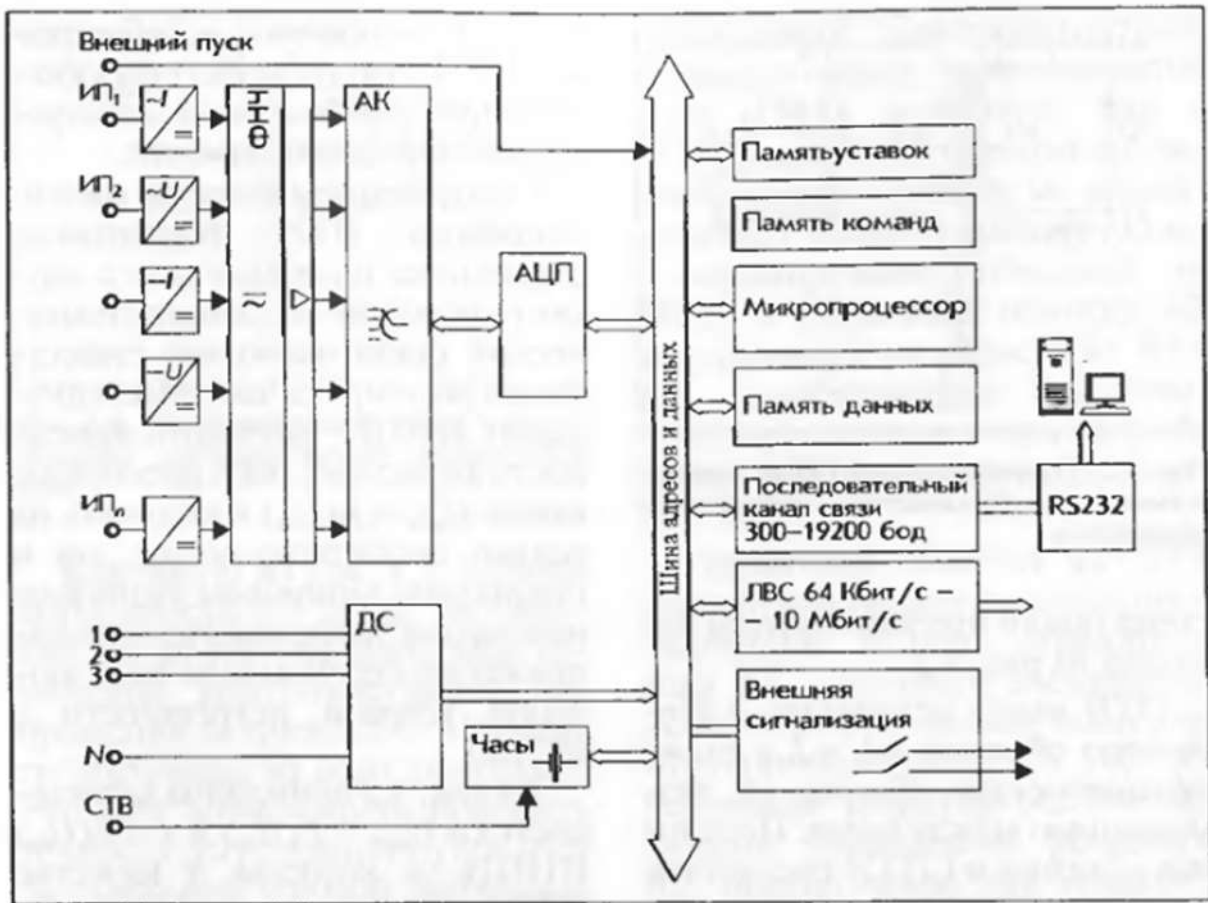


Рис. 1.2. Структурна схема аварійного цифрового реєстратора: ФНЧ – фільтр низьких частот, АК – аналоговий комутатор, ДС – блок дискретних сигналів, СТВ – система точного часу, ЛОМ – локальна обчислювальна мережа

До перетворюваних належать такі параметри:

напруга та сила постійного струму, амплітуди та діючі значення змінної напруги та струму, активна та реактивна потужність, частота, різниця фаз активного, індуктивного та ємнісного опорів, модуль та аргумент комплексного опору.

На виході ВП утворюються нормовані значення параметрів.

Для перетворень струмів і напруг особливо широко застосовують пасивні дільники напруги, трансформатори, вимірювальні підсилювачі.

У загальному вигляді перетворення може бути представлено як

$$x_{\text{ВЫХ}} = f(x_{\text{ВХ}}), \text{ або } x_{\text{ВЫХ}} = Kx_{\text{ВХ}},$$

де K – безрозмірний коефіцієнт.

Вимірювальні перетворювачі змінної напруги (ВПЗН) зазвичай виконуються пасивними як однофазних електромагнітних проміжних трансформаторів напруги (ПТН). Принципова схема такого перетворювача показана на рис. 1.3.

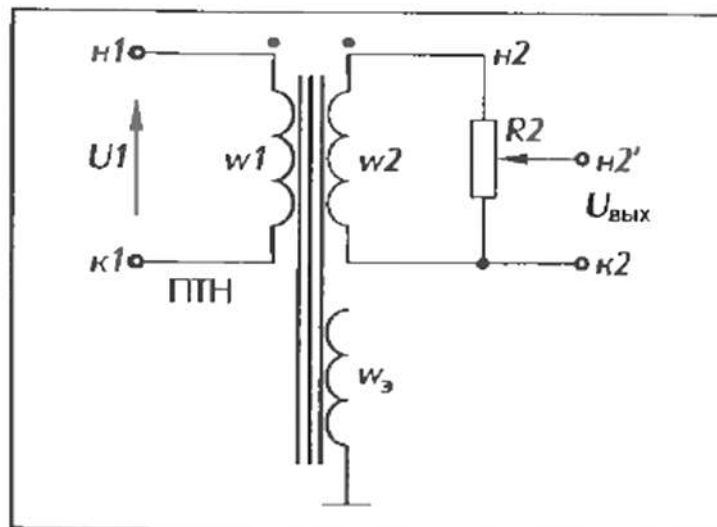


Рис. 1.3. Принципова схема вимірювального перетворювача змінної напруги

ПТН має первинну та вторинну обмотки w_1 , w_2 а також екранізуючу обмотку w_3 , розміщену між ними. Первинна обмотка w_1 ПТН розрахована на

безпосереднє підключення до вторинної обмотки трансформатора напруги, що має стандартну вихідну номінальну напругу, що дорівнює $100/\sqrt{3}$ В. Номінальна напруга вторинної обмотки w_2 ПТН визначається вхідною номінальною напругою використовуваних аналогових входів АЦП та мають порядок одиниць вольт. Для плавного підстроювання та точної установки номінального значення вихідної напруги U ВПЗН зазвичай використовують дільник напруги, виконаний у вигляді змінного резистора R_2 , підключеного до вторинної обмотки 2 ПТН. Екранізуюча обмотка w_3 , виконує функцію електростатичного екрану, який дозволяє суттєво знизити паразитну прохідну ємність між первинною w_1 і вторинною w_2 обмотками ПТН, що сприяє забезпеченню необхідної електромагнітної сумісності.

Застосування як ПТН феритового сердечника в порівнянні з магнітопроводом з електротехнічної сталі дозволяє суттєво розширити частотний діапазон ВПЗН, покращити лінійність характеристики перетворення $U_{\text{вих}} = f_1(U_{\text{вх}})$ і отримати не тільки досить мале, а й стабільне в широкому діапазоні вимірювання контрольованого напруження змінного струму значення кутової похибки ВПЗН.

На рис. 1.3. наведено характеристики

$$U_{\text{вих}} = f_1(U_{\text{вх}}) \text{ и } \gamma = f_2(U_{\text{вх}}) \text{ ВПЗН,}$$

в якому в якості ПТН застосований феритовий сердечник.

Характеристика $U_{\text{вих}} = f_1(U_{\text{вх}})$ зберігає високу лінійність аж до значення кратності контрольованого напруги змінного струму, що дорівнює 1,5. Відхилення від лінійності зазвичай не перевищує 15%.

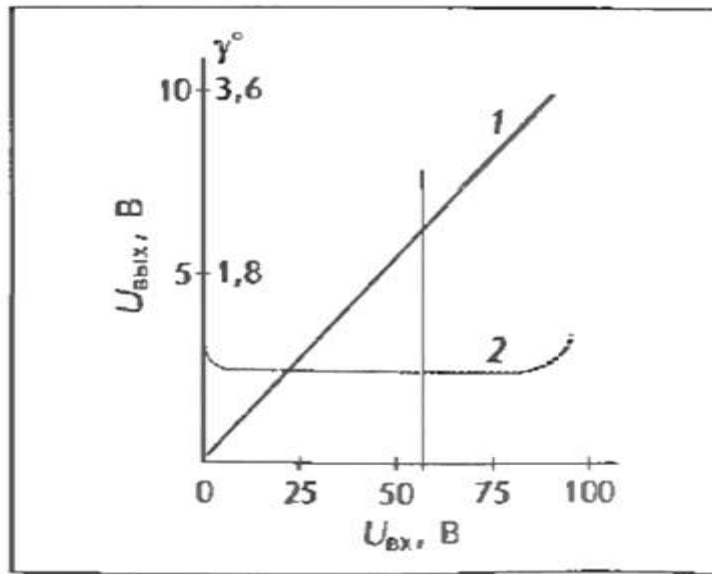


Рис. 1.4. Характеристики $U_{ввих} = f_1(U_{вх})$ (1) и $\gamma = f_2(U_{вх})$ (2) ВПЗН

Як видно на рисунку 1.4 ,кутова похибка $\gamma = f_1(U_{вх})$ на більшій частині того ж діапазону вимірювання контрольованої напруги не підвищує 1 градус і майже постійна у всьому діапазоні. Це дає можливість підвищити точність реєстрації шляхом урахування зазначеної куткової похибки програмними засобами.

В якості ВПЗС також зазвичай використовуються пасивні перетворювачі. ВПЗС, принципова схема якого зображена на рис. 1.5.

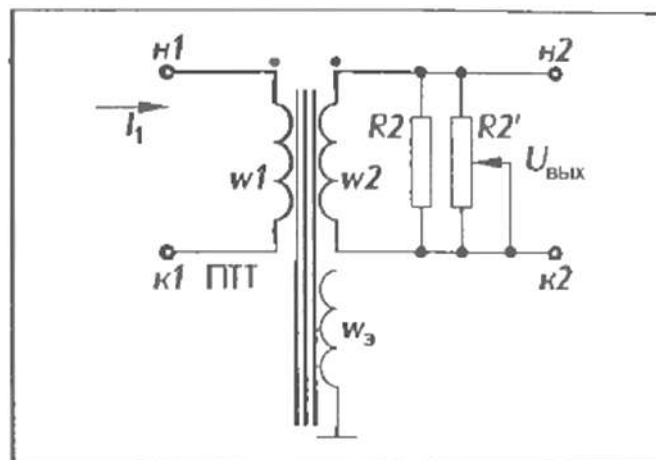


Рис. 1.5 Принципова схема вимірювального перетворювача змінного струму

Вимірювальні перетворювачі змінного струму ВПЗН. Як ВПЗН також зазвичай використовуються пасивні перетворювачі.

Первинна обмотка w_1 ПТТ розрахована на безпосереднє включення до ланцюга вторинного струму, що має стандартне номінальне значення вихідного вторинного струму 1 або 5А. змінний резистор $R'2$, включений паралельно резистору $R2$, призначений для плавного регулювання та точної установки номінального значення вихідної напруги у ВПЗН, що відповідає номінальному значенню струму I_1 у первинній обмотці w_1 ПТС. Номінальне значення вихідного напруження у ВПЗН має порядок десятих часток вольт, а найбільше, що відповідає максимальній кратності контрольованого струму, обмежується діапазоном вхідної напруги відповідних аналогових входів АЦП.

Використання ПТС феритового сердечника дозволяє аналогічно ВПЗС розширити частотний діапазон ВПЗС, зменшити відхилення від лінійності його характеристики перетворення $U_{\text{ВЫХ}} = f_1(I_{\text{ВХ}})$, а також отримати відносно невелике і достатньо стабільне в широкому діапазоні вимірювання контрольованого змінного струму значення кутової похибки γ ВПЗС.

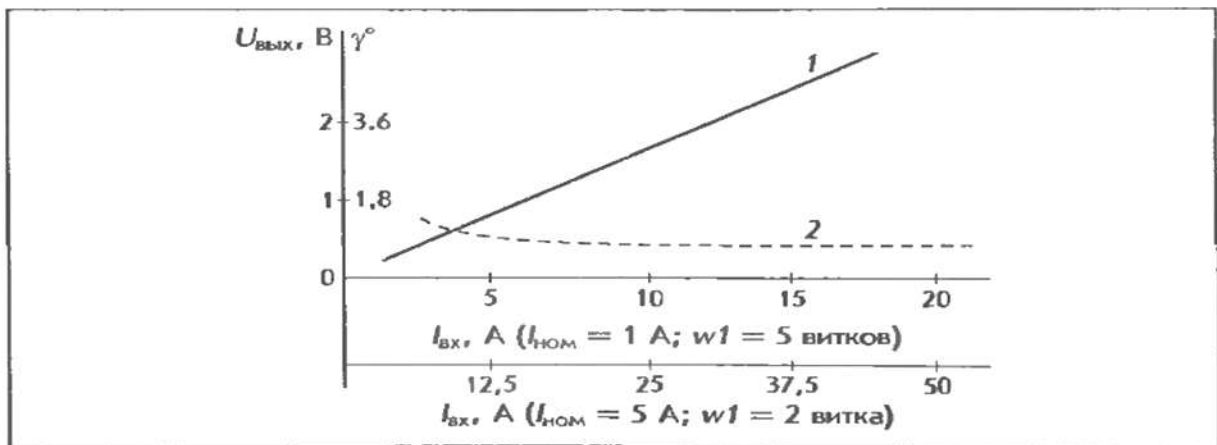


Рис. 1.6. Характеристики $U_{\text{ВЫХ}} = f_1(I_{\text{ВХ}})$ (1) и $\gamma = f_2(I_{\text{ВХ}})$ (2) ВПЗС

На рис. 1.6 наведені характеристики $U_{\text{ВЫХ}} = f_1(I_{\text{ВХ}})$ и $\gamma = f_2(I_{\text{ВХ}})$ ВПЗС, в якому в якості ПТТ застосований феритовий сердечник. Характеристика $U_{\text{ВЫХ}} = f_1(I_{\text{ВХ}})$ має достатню лінійність до значень $I_{\text{ВХ}} = 20\text{А}$ (для $I_{\text{НОМ}} = 1\text{А}$) ПТТ, що відповідає кратності контрольованого первинного змінного струму, що перевищує 20, и $I_{\text{ВХ}} = 50\text{А}$ (для $I_{\text{НОМ}} = 5\text{А}$), а що відповідає кратності, що перевищує 10. Відхилення від лінійності характеристики ВПЗС зазвичай не перевищує 1,5%.

Кутова похибка $\gamma = f_2(I_{\text{ВХ}})$ в цьому діапазоні вимірювання контрольованого змінного струму практично лежить нижче 1° і досить мало змінюється, що дозволяє більшу її частину, як і в ВПЗН, врахувати програмними засобами і за рахунок цього підвищити точність реєстрації.

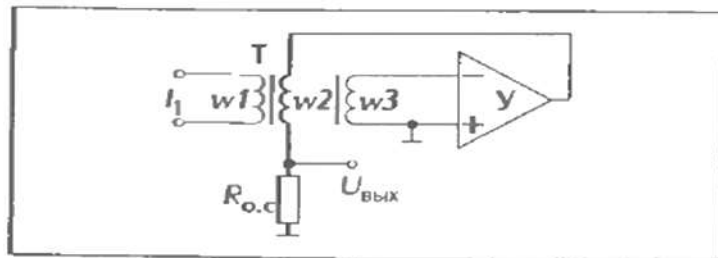


Рис. 1.7 Схема компенсаційного вимірювального трансформатора змінної напруги

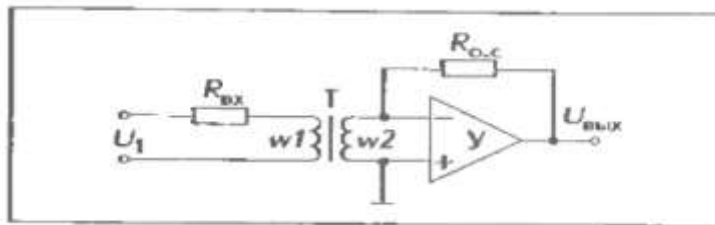


Рис 1.8 Схема компенсаційного вимірювального трансформатора змінного струму

Для підвищення стабільності характеристик П застосовуються компенсаційні вимірювальні трансформатора струму і напруги. На рис. 1.7 і 1.8 наведені схеми компенсаційних вимірювальних трансформаторів напруги і струму.

Характеристика перетворення:

$$U_{\text{ВЫХ.НОМ}} = U_1 w_2 / \left(\frac{w_1 R_{0.c}}{R'_{\text{ВХ}}} \right),$$

де $R'_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ}} (w_1/w_2)^2$ – вхідний опір $R_{\text{ВХ}}$, приприведене до ланцюга вторинної обмотки;

для струму

$$U_{\text{ВЫХ.НОМ}} = I_1 R_{0.c} w_1 / w_2.$$

Для вимірювання значення постійних і змінних струмів і напруг застосовуються ВП на базі ефекту Холла, які складаються з замкнутого магнітопроводу із зазором і компенсаційною обмоткою, датчика Холла і плати електронної обробки сигналу(1.9).

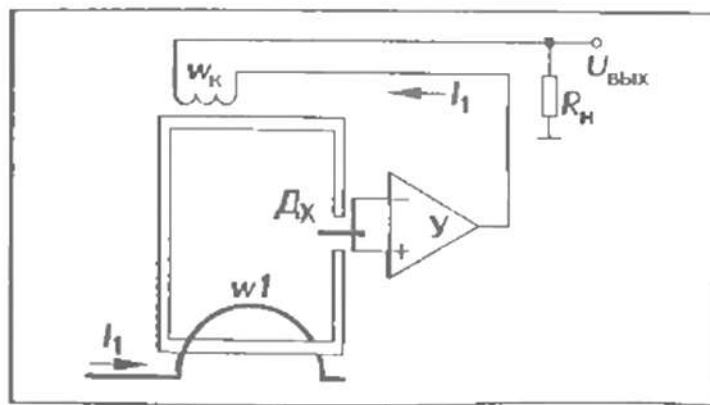


Рис. 1.9 Вимірювальний перетворювач з датчиком Холла

Магніточутливий датчик Холла Дх закріплений у проміжку магнітопроводу і з'єднаний з входом електронного підсилювача. При протіканні

вимірюваного струму I_1 первинної обмотці w_1 , що охоплюється замкнутим магнітопроводом, в ньому наводиться магнітне поле. Датчик Холла, що реагує на магнітне поле, що виникло, виробляє напругу Холла, пропорційне вимірюваному струму.

Вихідний сигнал з датчика посилюється підсилювачем і подається до компенсаційної обмотки. По обмотці тече компенсаційний струм, пропорційний струму, пропорційний струму, що вимірюється. Магнітне поле компенсаційної обмотки, що виникло при цьому, компенсує магнітне поле вимірюваного струму, і датчик Холла працює як нуль-орган.

Токовий вихід датчика навантажується відповідним опором для отримання напруги, що нормується, використовуваного АЦП.

Слід зазначити, що датчики Холла в даний час широко не застосовуються, оскільки, маючи такі переваги, як широкий частотний діапазон, хороша гальванічна розв'язка, вимірювання змінного та постійного струму, мають ряд істотних недоліків: значний температурний дрейф, схильність до старіння, недостатній динамічний діапазон і відносно високу вартість.

Для запису постійної напруги (струму) часто використовують вимірювальні перетворювачі на основі ізолюючих підсилювачів.

Однополярний ізолюючий підсилювач призначений для посилення (ослаблення) та прецизійної передачі аналогового електричного сигналу з повною (по сигнальних ланцюгах та по ланцюгах живлення) гальванічною розв'язкою вхідних та вихідних ланцюгів. Підсилювач використовується для вимірювання напруги або струму в системах контролю та РЗ.

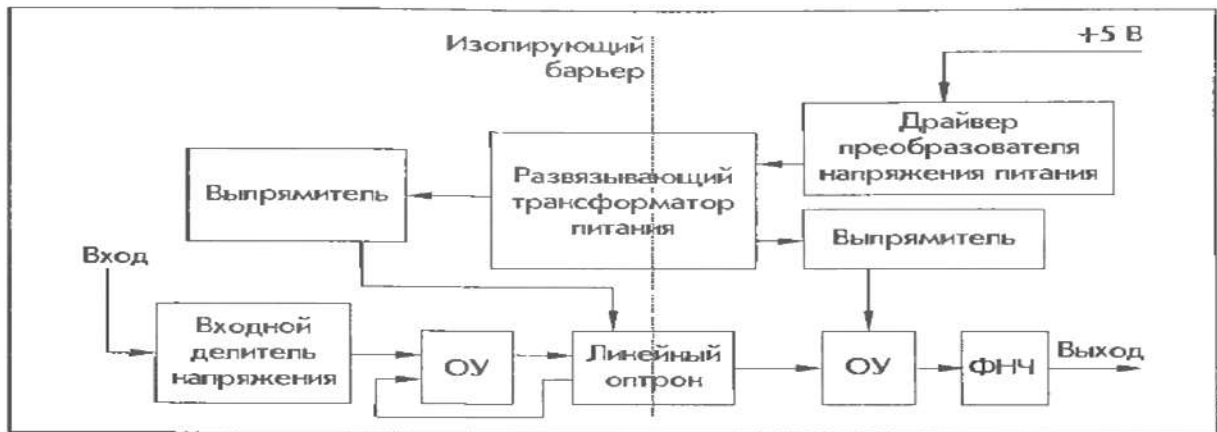


Рис. 1.10. Структурна схема ізолюючого підсилювача: ОУ-операційний підсилювач, ФНЧ-фільтр низьких частот

Вхідний сигнал надходить на вхідний діляк напруги операційного підсилювача ОП який задає відповідний режим лінійного оптрона. Сигнал з вихідного фотодіода лінійного оптрона посилюється другим операційним підсилювачем і надходить на РС фільтр ФНЧ. Цей фільтр обсікає високочастотні шуми, що генеруються перетворювачем напруги живлення.

Перетворювач напруги живлення виконує дві функції: живить ізольовану та неізольовану частини підсилювача та підвищує напруги живлення для розширення динамічного діапазону підсилювача. Перетворювач складається з мікросхеми - драйвера, що живить первинну обмотку поділювального ізолюючого ТТ з частотою імпульсів 700кГц, і двох однонапівперіодних випрямлячів на діодах Шоттки.

Ізолюючий бар'єр з піковою напругою пробою до 5 кВ створюється лінійним аналоговим оптроном та ізолюючим трансформатором.

Для введення дискретних сигналів (ДС) в РАС зазвичай застосовуються оптрони. Спрощена схема такого введення показана на рис. 1.11. Напруга пробою між вхідний і вихідний ланцюгами становить 1,5-2,5 кВ.

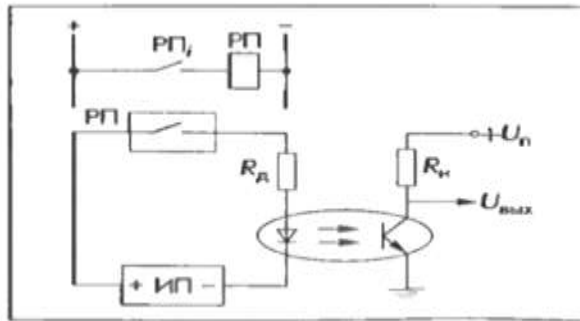


Рис. 1.11. Спрощена схема такого введення дискретного сигналу в РАС

Вхідний струм оптрона зазвичай становить 3-10мА. Дискретний сигнал, який використовується для введення РАС — це зазвичай „сухий контакт“ РП, взятий з існуючих схем РЗ. Слід зазначити, що надійне замикання контактів проміжних реле виробництва ЧЕАЗ відбувається зазвичай при $U_{min} = 24$ В и $I_{min} = 50$ мА. Таким чином, введення ДС у РАС проводиться у режимі ненадійного замикання контактів.

Підвищення надійності замикання ланцюга вхідних контактів можна здійснити шляхом збільшення навантаження на них від загальної акумуляторної батареї. При відсутності вільних контактів сигнал про їх спрацювання можна сформулювати за допомогою геркона. Геркон кріплять поруч із котушкою, і він спрацьовує від магнітного поля котушки при протіканні струму по ній. Використання геркона для введення ДС в РАП дозволяє зменшити споживання вхідних ланцюгів РАП. Однак слід відзначити такий недолік геркона, як його брязкіт при спрацюванні.

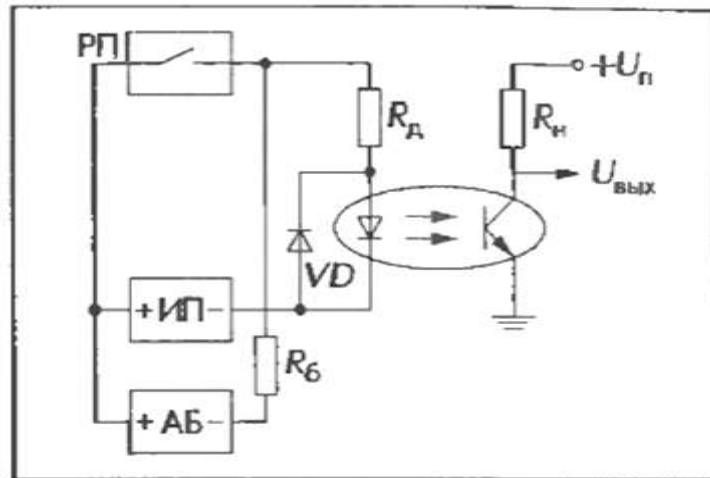


Рис. 1.12. Схема підвищення надійності ланцюга при замиканні сухого контакту
вхідних ланцюгів введення ДС в РАС

Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) призначені для перетворення на цифрову форму аналогових сигналів, що вводяться в ЕОМ від ІП.

Основними характеристиками АЦП є: роздільна здатність, точність, швидкодія.

Роздільна здатність визначається розрядністю та максимальним діапазоном вхідної аналової напруги, точністю - абсолютною похибкою повної шкали, нелінійністю та деференціальною нелінійністю. Швидкодія АЦП характеризується часом перетворення, інтервалом часу від моменту заданого вимірювача сигналу на вході до появи на виході стійкого коду.

За структурою побудови АЦП ділиться на два типи: із застосуванням цифро-аналогових перетворювачів (ЦФП) і без них. До першого типу відносяться слідкуючі, розгортаючі та АЦП порозрядного врівноваження. В даний час в інтегральному виконанні реалізовані АЦП типу, що розгортає. Такий АЦП переводить аналоговий сигнал цифровий послідовно, починаючи з молодшого значущого розряду до цифрового коду на виході, що відповідає рівню вхідної аналової напруги АЦП. До цього типу можна віднести АЦП послідовного

наближення з лічильником. На багаторозрядний лічильник надходить тактова частота від генератора, який запускається в момент вибірки аналогового вхідного сигналу. Вихід лічильника управляє схемою ЦАП, що виробляє ступінчасто наростаючу напругу. в момент, коли вихідна напруга схеми ЦАП стане рівним вхідному

Вимірювальні органи пристроїв релейного захисту, в яких при обробці інформації виконуються операції з послідовностями чисел, що залежать від поточних значень вхідних напруг і струмів, є цифровими - ЦВО. Використання цифрової обробки сигналів та відповідних методів їх перетворення обумовлює нові властивості ЦВО, відсутні у аналогових РІО що вимагає обліку їх при проектуванні сучасних мікропроцесорних комплексів РЗА. Для оцінки поведінки ЦВО у реальних режимах роботи електричної системи необхідні дослідження методів реалізації їх характеристик, впливу частоти дискретизації вхідних сигналів на характеристики ЦВО, частотних характеристик ЦВО, поведінки в динамічних умовах тощо. Розглядаючи структуру ЦВО та перетворення в них сигналів, можна класифікувати ЦВО за такими групами:

Група I – ЦВО на основі обчислення векторів, відповідних вхідних синусоїдальних сигналів. Виконання таких ЦВО передбачає знаходження на окремих етапах обчислень параметрів векторів (амплітуд, фаз, ортогональних складових), що характеризують контрольовані струми та напруги електричної системи. У структурі ЦВО цієї групи раніше всього слід виділити блоки обчислення векторів струму або напруги (блоки вимірювання) вхідними сигналами яких є цифрові вибірки дискретизованих аналогових сигналів $u(t)$ та $i(t)$. На основі блоків обчислення векторів напруги та струму, включаються в тракти обробки сигналів різних фаз, можливе побудова більшості вимірювальних та пускових органів мікропроцесорних реле. При реалізації ЦВО напруги та струму вихідні послідовності зазначених блоків порівнюються в блоках уставок по модулю із заданими значеннями постійних CU та CI . У фільтрових ЦВО

лінійними перетвореннями цифрових послідовностей, відповідних векторам фазних струмів (або напруг), забезпечується обчислення векторів складових прямої, зворотної або нульової послідовностей, після чого здійснюється порівняння їх із уставкою. Вимірювальні органи, що мають характеристики в комплексній площині (напрями потужності, опору), визначають структури, що містять блок поділу векторних величин і блок формування характеристики спрацьовування комплексної площини опорів, що забезпечують фіксацію знаходження $Z(nT_d)$ у заданій області площини Z . Перша із зазначених структур відповідає фазному ЦВО дистанційного захисту, що включається на міжфазний струм і напругу і спрацьовує при виникненні КЗ. Забезпечення необхідних характеристик ЦВО у площині Z можна здійснювати, не роблячи обчислень $Z(nT_d)$, а використовуючи принцип порівняння кількох величин, що є лінійними функціями векторів. Принцип формування векторних величин можна реалізувати у вигляді структури. Блок порівняння, що реалізується програмно, здійснює порівняння величин $E_1(nT_d) \dots E_m(nT_d)$ для отримання необхідних характеристик спрацьовування. Вказана структурна схема повністю відповідає схемам аналогових РЮ, виконаних на основі порівняння двох і більше електричних величин по абсолютному значенню, фазі та обох ознак. Аналогічно, за допомогою порівняння величин, що залежать від струмів і напруг різних фаз забезпечується формування характеристик спрацьовування трифазних ЦВО, що діють при різних видах пошкоджень.

Група II – ЦВО на основі безпосередніх операцій з миттєвими значеннями величин. Отримання необхідних характеристик спрацьовування ЦЮ цієї групи забезпечується безпосередньо операціями з цифровими послідовностями, що відповідають вибіркам дискретизованих аналогових сигналів $i(nT_d)$, $U(nT_d)$ без обчислень векторів $U(nT_d)$, $I(nT_d)$. У ряді випадків такі перетворення вимагають меншого числа операцій порівняно з тим, як реалізуються ЦВО групи I. При цьому можуть бути отримані інші властивості вимірювальних органів.

Група III - ЦВО на основі знаходження вхідного опору з використанням рівнянь, що описують параметри схеми та режиму електричної системи. Дана група ЦО використовує для знаходження параметрів петлі пошкодження відносини між миттєвими значеннями струмів та напруг, що мають місце при пошкодженні на високовольтній лінії електропередачі.

Група IV - квазицифрові органи, що характеризуються попередніми нелінійними перетвореннями аналогових сигналів до цифрової обробки. В органах цієї групи деякі перетворення переносяться з цифрової частини в аналогову, чим забезпечується отримання досить ефективних ЦВО при менших швидкодях АЦП та продуктивності МП.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ СИСТЕМИ РЕЛЕЙНОГО ЗАХИСТУ НА ОСНОВІ ВИМІРЮВАННЯ РІЗНИЦІ ФАЗ

З принципу дії розглянутих реле випливає, що вони спрацьовують протягом першого півперіоду струму к.з. В результаті цього реле, що працюють на порівнянні фаз, відрізняються великою швидкістю. Це породжує недолік. Робота таких швидкодіючих реле може спотворюватися впливом аперіодичної складової струму к.з., що виникає в перехідних режимах та гармонійних складових у напругах U_1 та U_2 . Відбудова від перешкод є важливою проблемою при конструюванні реле, що працюють на порівнянні фаз

2.1. Класифікація методів вимірювання в різниці фаз

В даний час відомо багато схем цифрових фазометрів, що використовують різні принципи перетворення величини, що змінюється. Все різноманіття схем можна розбити на дві групи:

1. Цифрові фазометри, засновані на врівноваженні вимірюваного фазового зсуву (або напруги, пропорційного фазовому зсуву), або так звані компенсаційні фазометри. У цих приладах проводиться безперервна компенсація вимірюваного фазового зсуву до деякої, наперед визначеної величини (наприклад: 0° або 90°) з відліком фазового кута, на якій встановлено фазообертач. Компенсаційні фазометри є, зазвичай, приладами слідкуючого типу.
2. Цифрові фазометри з прямим перетворенням вимірюваного зсуву фаз у величину, зручну для квантування. Ці прилади є приладами циклічної дії, тому що вони діють за жорсткою програмою, видаючи значення

фазового зсуву, що вимірюється, не безперервно, а через певні інтервали.

Цифрові прилади з прямим перетворенням у свою чергу діляться на кілька груп залежно від методу перетворення вимірюваної величини, від кількості періодів напруги, що використовуються, для вимірювання, і т.п.

Компенсаційні цифрові фазометри. Принцип дії компенсаційного цифрового фазометра пояснюється спрощеною структурною схемою.

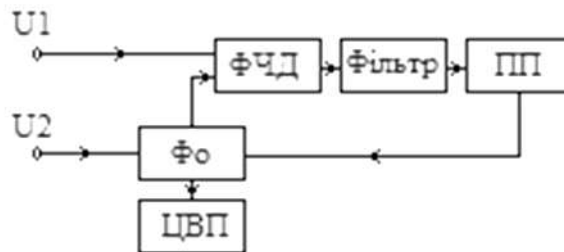


Рис. 2.2. Спрощена структурна схема цифрового компенсаційного фазометра

ФЧД – фазочутливий детектор, ПП- пристрій приводу, Фo - фазообертач, ЦВП- цифровий відліковий пристрій

Сигнали U_1 U_2 фазовий зсув між якими повинен бути виміряний, надходять безпосередньо або після попереднього посилення на входи фазочутливого детектора (ФЧД), причому фаза одного із сигналів попередньо зсувається за допомогою градуйованого фазообертача. Фазообертач має на виході пристрій цифрової індикації величини фазового зсуву. Напруга з виходу ФЧД через фільтр, що згладжує пульсації і можливі флюктуації (у разі, коли досліджувані сигнали супроводжуються перешкодами), надходить на пристрій приводу, що змінює кут повороту фазообертача таким чином, щоб звести різницю фаз сигналів на вході ФЧД до 90° або 0° . У момент досягнення балансу постійна складова вихідної напруги ФЧД стає рівною нулю, відпрацювання припиняється і значення вимірюваного фазового зсуву можна зняти з цифрового відрахованого пристрою фазообертача.

Безперечною перевагою цифрових автокомпенсаційних фазометрів, що вигідно відрізняє їх від інших типів цифрових фазометрів, є можливість застосування цих приладів у випадках, коли корисні сигнали супроводжуються перешкодами значної величини. Ця можливість обумовлена самим принципом побудови приладу. Справді, похибка вимірювання приладу залежить в основному від похибки фазообертача та чутливості ФЧД. Фазовий кут, на який фазообертач зсуває досліджуваний сигнал. Не залежить від того, чи супроводжується цей сигнал перешкодами чи ні.

Наявність некорельованих перешкод в обох каналах компенсаційного фазометра призводить до зниження чутливості ФЧД, яке може бути компенсоване підвищенням посилення пристрою приводу. Поява значних флуктуацій на виході ФЧД, обумовлене наявністю перешкод на вході приладу, призводить до необхідності збільшення постійної часу фільтра і збільшення часу вимірювання, неминучому в будь-якому випадку вимірювання параметрів сигналів, супроводжуваних перешкодами.

В останнім часом у пресі опубліковано ряд схем компенсаційних ЦФ, що становлять істотний інтерес. С. М. Маєвським запропоновано автокомпенсаційний фазометр, в якому механічний фазообертач замінений цифровим перерахунковим пристроєм, виконаним на елементи цифрової техніки. Спрощена структурна схема цього фазометра наведена на рис. 2.3.

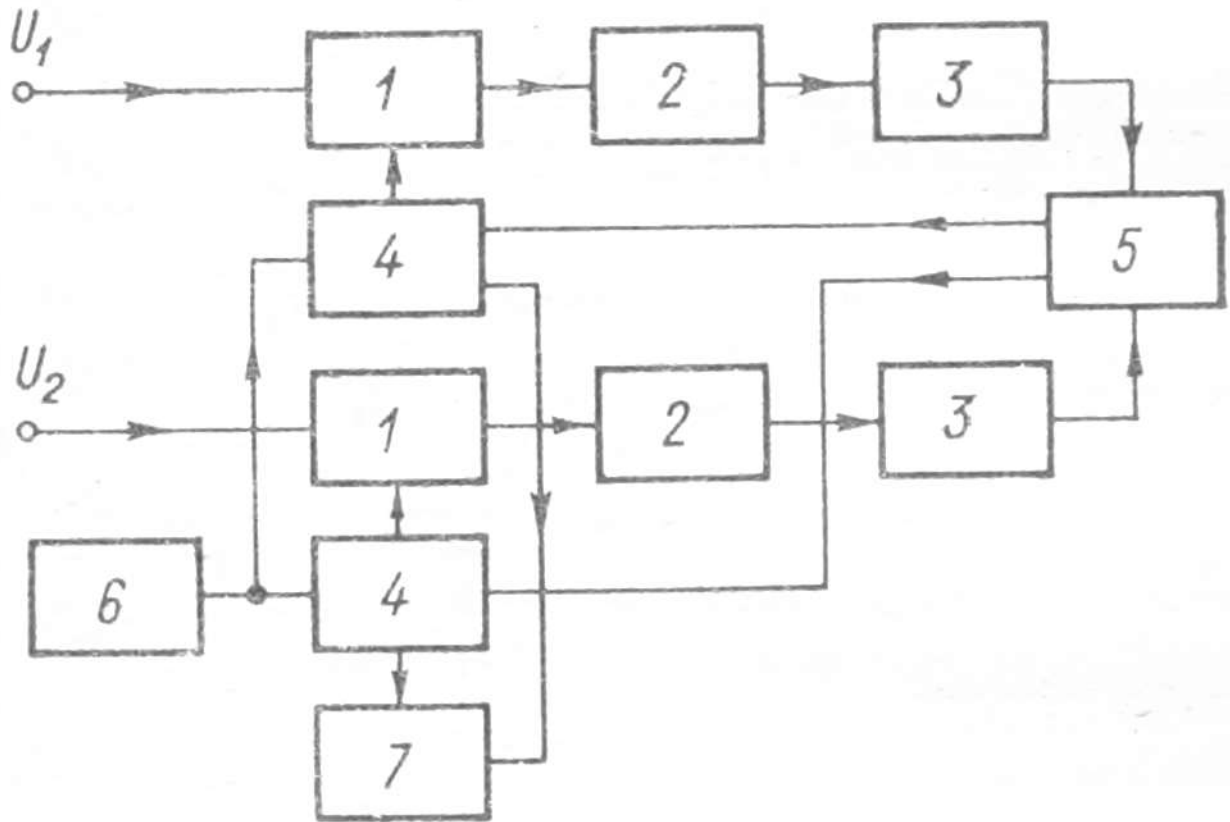


Рис. 2.3. Спрощена структурна схема цифрового автокомпенсаційного фазометра

1-змішувач, 2- фільтр,3-обмежувач,4-тригерний лічильник,5- фазочутьєвий елемент, 6- генератор імпульсів високих частот,7- цифровий відліковий пристрій

Напруги, зсув фаз між якими повинен бути виміряний, надходять на входи двох ідентичних каналів, що складаються кожен із змішувача, фільтра проміжної частоти та обмежувача, що формує прямокутну напругу. Як гетеродини використовуються два тригерні лічильники з коефіцієнтом поділу частоти N , на входи яких надходять імпульси з частотою проходження f . Таким чином, на входи змішувачів надходять дві прямокутні напруги з частотою f/N і довільним зсувом фаз між ними. Зсув фаз між напругами, що надходять на ФЧД, дорівнює сумі фазових зрушень між вхідними досліджуваними напругами і між вихідними

напругами тригерних лічильників. З виходу ФЧД знімаються імпульси, що надходять (залежно від знака неузгодженості фазових зрушень) на той чи інший тригерний лічильник, змінюючи фазовий зсув між вихідними напругами лічильників таким чином, щоб забезпечити синфазність прямокутної напруги на вході ФЧД. При цьому зсув фаз між вихідними напругами тригерних лічильників стає рівним зсуву фаз між вхідними напругами фазометра U_1 і U_2 .

Для виведення цифрового коду служить цифровий відліковий пристрій, яке переписується код, записаний в одному з тригерних лічильників у момент переходу в нульове положення другого трилічильника.

Розглянута схема забезпечує можливість вимірювання фазових зрушень с похибкою до

$$\Delta\varphi = 360/N,$$

де $\Delta\varphi$ – крок компенсації.

Схема може легко перебудовуватись у широкому діапазоні частот шляхом зміни частоти генератора імпульсів. Фазочутливий детектор може бути забезпечений аналоговим або цифровим фільтром, що розширює можливості застосування приладу у випадках, коли напруги, що досліджуються, супроводжуються перешкодами.

З метою звести до мінімуму час відпрацювання М. К. Чмихом був запропонований автокомпенсаційний ЦФ, що використовує порозрядну компенсацію вимірюваного фазового зсуву. Принцип дії цього ЦФ пояснюється структурною схемою (рис. 2.4).

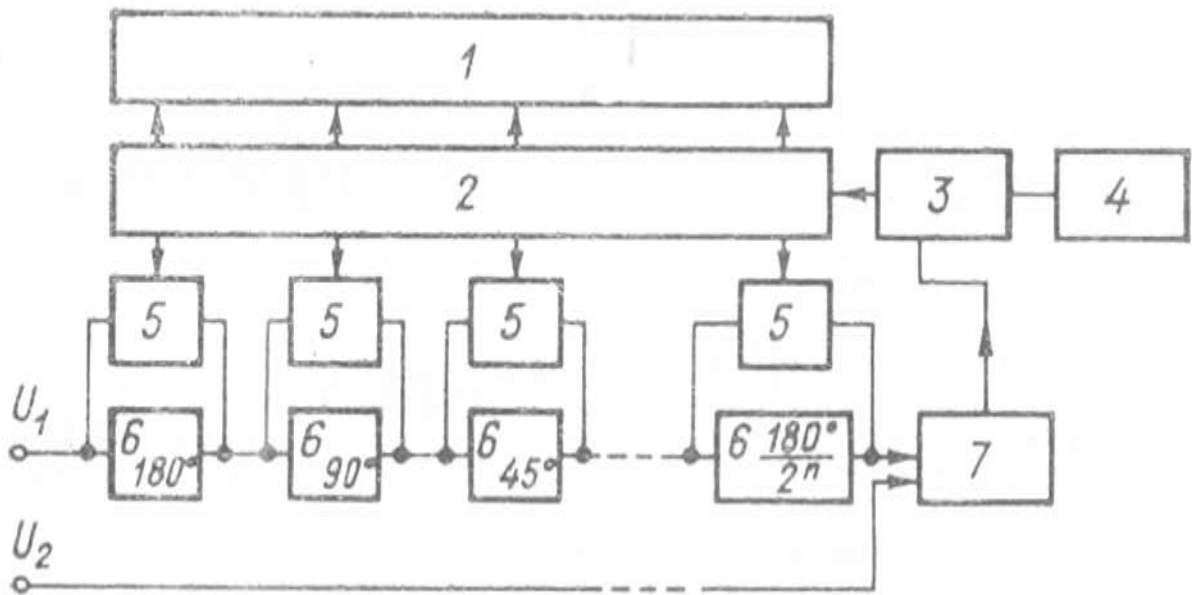


Рис. 2.4. Автокомпенсаційний ЦФ з порозрядною компенсацією
 1-відліковий пристрій, 2- тригерний розподільник, 3-електронний ключ,
 4-генератор керуючих імпульсів, 5-ключі, 6-фазообертач, 7-ФЧД

Напруги U_1 і U_2 , зсув фаз між якими повинен бути виміряний, надходять на фазочуттєві детектор. Одне з напруг надходить через ланцюжок послідовно включених фазообертач, один з яких має фазовий зсув 180° , відповідний старшого розряду, другий - 90° , третій - 45° і n -й - $\frac{180^\circ}{2^n}$. Ці фазообертачі можуть закорочуються ключами, керованими тригерним розподільником. Схема приладу працює аналогічно схемі цифрового вольтметра з порозрядним зрівноважуванням, дозволяючи досягти мінімального часу компенсації, величина якого може бути виражена наступним чином:

$$\theta = T \log_2 [180^\circ / \Delta\varphi].$$

б) Цифрові фазометри з прямим перетворенням із проміжним перетворенням

Цифрові фазометри з прямим перетворенням вимірюваного фазового зсуву в цифровий код можуть бути розбиті на великі групи:

1. Цифрові фазометри з перетворенням „фазовий зсув - інтервал часу - постійна напруга - код, або фазометри з проміжним перетворенням фазового зсуву в постійну напругу;

2. Цифрові фазометри з перетворенням, фазовий зсув – інтервал часу – код, або фазометри з час-імпульсним перетворенням.

Значна кількість ЦФ, що випускаються зарубіжними фірмами, побудовано за схемою з проміжним перетворенням фазового зсуву, що вимірюється, в постійну напругу. Ці ЦФ є комбінацією двох приладів – електронного фазометра, що здійснює перетворення вимірюваного фазового зсуву в постійну напругу, і цифрового вольтметра, що вимірює цю напругу. Широке поширення цих приладів там, мабуть, викликано можливістю вже існуючих схем і конструкцій. Так американські фірми Wiltron і Wavetek рекламують електронні та цифрові фазометри 351 і 355 і 740 і 750 відповідно, мають близькі технічні характеристики і відрізняються в основному лише формою уявлення результат вимірювання.

Типова структурна схема цифрового фазометра з проміжним перетворенням вимірюваного фазового зсуву в постійну напругу представлена на рис.2.5. Принцип дії пояснюється діаграмою (рис. 2.6).

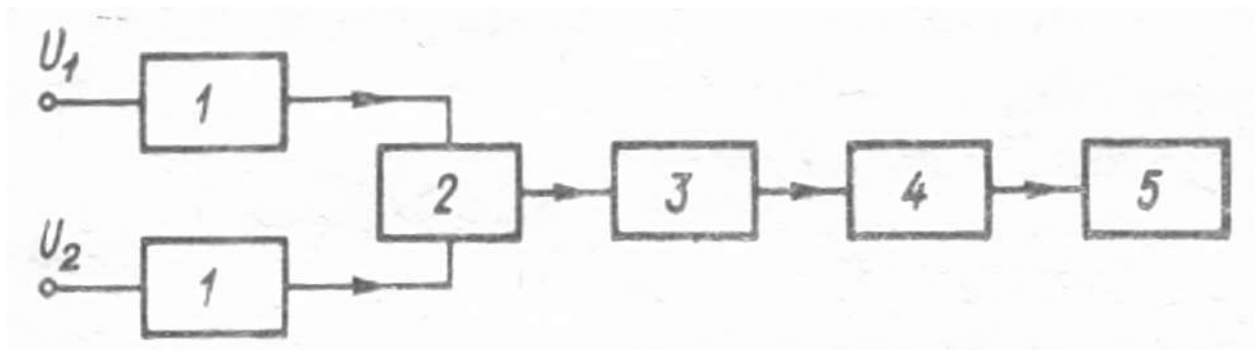


Рис. 2.5. Структурна схема цифрового фазометра з проміжним перетворенням фазового зсуву в постійну напругу

1 - формує пристрій; 2 - тригер; 3 - нормалізуючий пристрій 4 - фільтр; 5 - цифровий вольтметр

Напруги U_1 і U_2 , зсув фаз між якими повинен бути вимірний, надходять на входи формуючих пристроїв, що виробляють прямокутні напруги, передні і задні фронти яких збігаються за часом з моментами переходу досліджуваних напруги через нуль. На виході тригера, перекидається позитивними (або негативними) фронтами прямокутних напруг, виникають імпульси, тривалість яких приблизно дорівнює зсуву τ між досліджуваними напругами. Нормалізуючий пристрій обмежує максимальне і мінімальне значення напруги, що знімається з виходу тригера, деякими, заздалегідь заданими значеннями U_{max} і U_0 . Фільтр на виході нормалізуючого пристрою знижує пульсації напруги, подається на вхід цифрового вольтметра, до величини, що забезпечує необхідну точність вимірювання. Так як тривалість імпульсів, надходять на вхід фільтра, дорівнює зсуву між досліджуваними напругами, постійна складова напруги на виході фільтра пропорційна величині вимірюваного фазового зсуву, що при відповідному виборі величин нормалізуючих напруг і піддіпазону вимірювання вольтметра дозволяє отримати безпосередній відлік вимірюваного фазового зсуву в радіанах, градусах, хвилинах чи інших одиницях виміру.

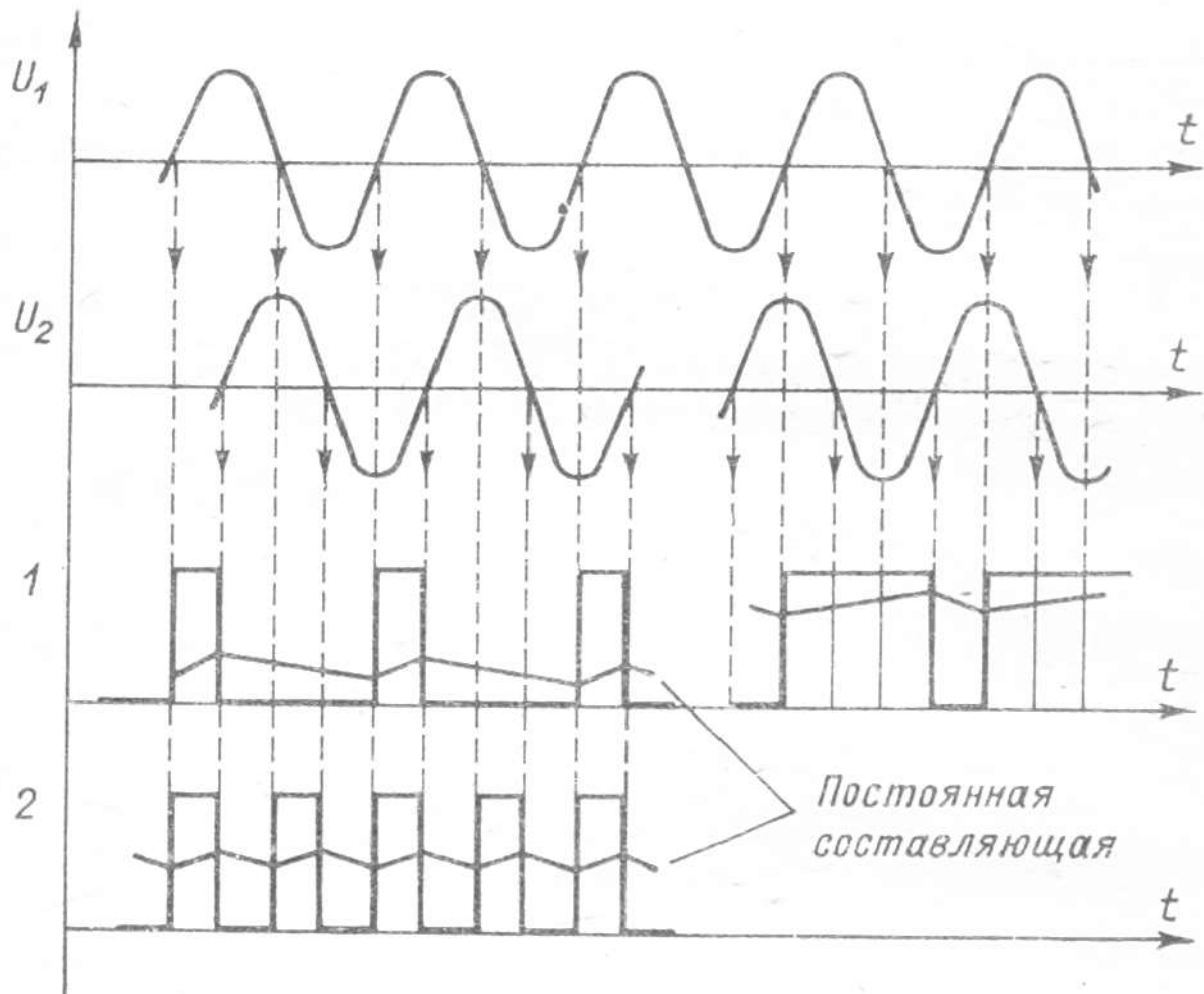


Рис. 2.6. Діаграми напруг в ланцюгах цифрового фазометра

1 - напруги на вході і виході фільтра в однополуперіодним ЦФ; 2 - теж для двухполуперіодного ЦФ

За розглянутою схемою, крім вищезазначених ЦФ фірм Wiltron і Wavetek, побудовані фазометри фірм AD-YU Electronic (типу 524A3) ActonLaboratories (серії 330).

Розглянута схема є комбінацією цифрового вольтметра та так званого тригерного електронного фазометра.

Інші поширені схеми електронних фазометрів не знайшли застосування в ЦФ, оскільки не дозволяють використовувати переваги останніх. Так, наприклад, електронні фазометри з суморізними схемами мають нелінійну залежність

вихідної напруги від вимірюваного фазового зсуву, що не дозволяє отримати безпосередній відлік вимірюваної величини. Електронні фазометри зі схемами збігу не дають однозначності у відліку вимірюваної величини, не дозволяючи таким чином автоматизувати виміри.

Цифровим фазометрам з проміжним перетворенням фазового зсуву, що вимірюється, в постійну напругу притаманні наступні складові похибки вимірювання.

Похибка перетворення фазового зсуву в інтервал часу. Ця похибка й у всіх електронних і цифрових фазометрів, у яких реалізується зазначене перетворення. Цифровий фазометр із проміжним перетворенням не має у цьому відношенні будь-яких переваг чи недоліків у порівнянні з іншими типами фазометрів

Похибка вимірювання цифрового вольтметра. Цифрові вольтметри, що широко використовуються в даний час, забезпечують можливість вимірювання постійної напруги з похибкою порядку 0,01%. Це викликає появу складової похибки вимірювання фазового зсуву близько $0,04^\circ$ (або $0,02^\circ$ для двухполуперіодной схеми вимірювання), що цілком допустимо.

Похибка перетворення інтервалу часу на постійну напругу. Ця похибка повністю визначається точністю підтримки максимального та мінімального рівня імпульсної напруги, що надходить з виходу нормалізує пристрою.

Якщо нормалізуючий пристрій обмежує максимальне і мінімальне значення імпульсів, що надходять з тригера, на певних рівнях і, відповідно, величина постійної складової вихідної напруги складе

$$U_{\text{пост}} = \frac{U_0(T-\tau) + U_{\text{max}}\tau}{U},$$

де T період досліджуваної напруги; $\tau = \varphi T / 360^\circ$ - часовий інтервал, відповідний фазовому зсуву φ .

Підставляючи значення τ , отримуємо

$$U_{\text{пост}} = U_0 + \frac{\varphi}{360^\circ} (U_{\text{max}} - U_0).$$

З отриманого виразу випливає, що для забезпечення похибки вимірювання, що не перевищує $0,01^\circ$, необхідно підтримувати обмеження вихідної напруги тригера на рівні U_{max} і U_0 з похибкою меншою ніж $0,02\%$. Забезпечити це протягом тривалого часу практично неможливо. Тому на практиці вдаються до періодичного калібрування приладу в процесі вимірювання, що суттєво ускладнює його використання в автоматичних вимірювальних комплексах.

3. Цифрові фазометри з час-імпульсним перетворенням

Проміжне перетворення фазового зсуву в постійне напруження є джерелом додаткової похибки вимірювання. Надається доцільним використання в ЦФ безпосередньо перетворення величини тимчасового інтервалу в цифровий код, або так звані час-імпульсного перетворення.

Відомі в даний час схеми ЦФ з часоімпульсним перетворенням можна розбити на дві групи:

- ЦФ, які здійснюють вимірювання за один період досліджуваної напруги;
- ЦФ, здійснюють вимірювання усередненого значення фазового зсуву за багато періодів досліджуваного напруги.

ЦФ другої групи називають інтегруючими фазометрами або ЦФ з постійним часом виміру, так як час вимірювання цих приладів постійно і не залежить від періоду напруг, що досліджуються.

Цифрові фазометри із виміром за один період. В основі ЦФ цього типу лежить вимір інтервалу часу між переходами досліджуваних напруг через нуль з наступним або одночасним визначенням фазового зсуву між цими напругами.

Спрощена структурна схема такого ЦФ представлена на рис. 2.7. Вхідна частина фазометра побудована так само, як і в цифровому фазометрі з проміжним

перетворенням. Вихідні імпульси тригера 4 мають тривалість, рівну зсуву між досліджуваними напругами. Ці імпульси відкривають схему збігу 5, що пропускає наступні з високою частотою квантують імпульси від генератора на лічильник імпульсів. Другий тригер 6 і схема збігу 7 використовуються для обмеження часу вимірювання одним періодом досліджуваної напруги.

Якщо період досліджуваної напруги дорівнює T , а частота квантуючих імпульсів дорівнює f , на лічильник імпульсів надійде за один вимір приблизно

$$N \approx \frac{\varphi T f}{360^\circ} \approx \tau f \text{ імпульсов.}$$

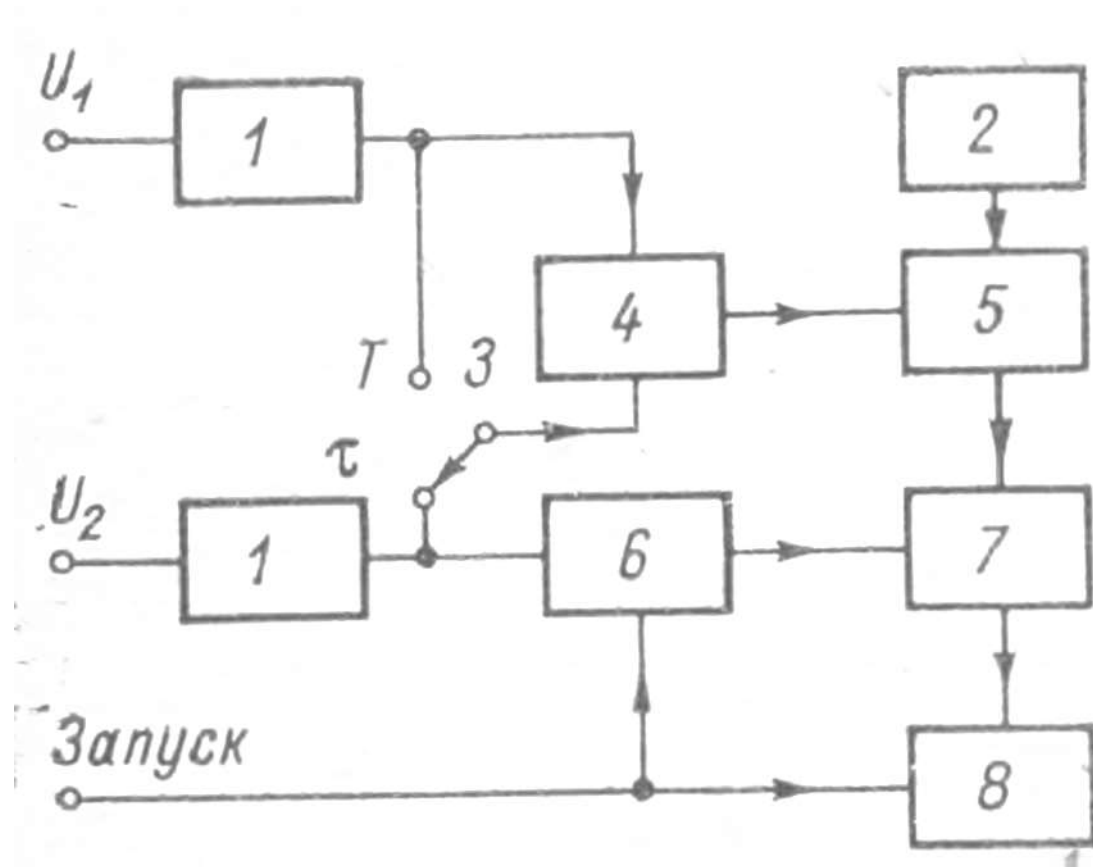


Рис. 2.7. Структурна схема цифрового фазометра з вимірюванням за один період

1-формулюючий пристрій; 2-генератор квантуючих імпульсів; 3-перемикач роду роботи; 4-6 тригери; 5-7 схеми збігу; 8 - лічильник імпульсів
Результат вимірювання може бути визначений як

$$\varphi_{\text{изм}} = N \frac{360^\circ}{Tf} = \frac{360^\circ F}{f}$$

Для того щоб визначити вимірюється фазовий зсув, потрібно знати точне значення частоти F, що ускладнює проведення вимірювань. Одним з можливих рішень є використання для вимірювання періоду досліджуваної напруги цієї ж схеми фазометра, що дозволяє виміряти період між двома послідовними переходами через нуль одного з досліджуваних напруг:

$$N_T = Tf$$

Вимірюється фазовий зсув при цьому визначається наступним чином:

$$\varphi = 360^\circ N/N_T,$$

де N_T - відлік приладу при вимірюванні періоду.

За розглянутою схемою побудований вітчизняний цифровий частотомір - фазометр типу НФС.

Незручності, пов'язані з необхідністю дворазового виміру з наступними розрахунками, призвели до появи низки схем цифрових фазометрів з виміром за період, що забезпечують безпосереднє отримання фазового зсуву без необхідності проведення розрахунків.

У цих випадках використовується два шляхи вирішення задачі:

а) забезпечення кратності частоти досліджуваного процесу F і частоти проходження квантують імпульсів f;

б) включення до складу цифрових фазометрів найпростіших рахункових пристроїв, що здійснюють операцію поділу N/N_T .

Є велика кількість схем фазометрів, в яких різними способами забезпечується необхідне для зручності відліку співвідношення між F і f .

Структурна схема такого приладу представлена на рис. 2.8.

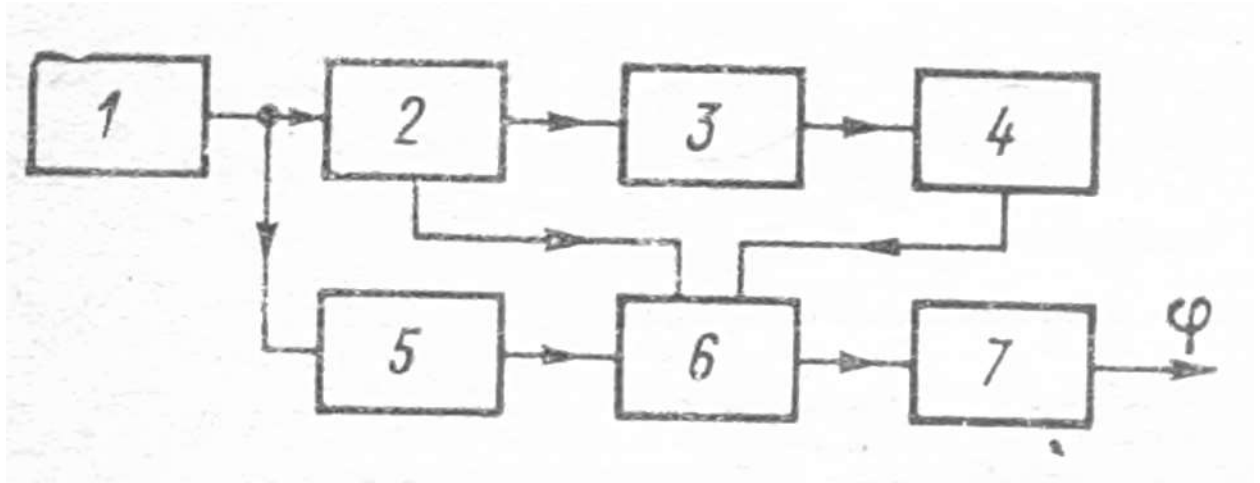


Рис. 2.8. Цифровий пристрій для зняття частотних характеристик

1 - керуючий генератор; 2 - генератор; 3 досліджуваний об'єкт; 4-формулюючий пристрій; 5 - генератор квантуючих імпульсів; 6 - лічильник імпульсів; 7 - перетворювач код-аналог

У тих випадках, коли ЦФ використовується для автоматичного зняття фазово-частотних характеристик різних чотиріполосників, дуже зручні прилади, що поєднують в собі як фазометр, так і генератор контрольного сигналу і дозволяють забезпечити кратність значень F і f .

Керуючий генератор синхронізує частоту двох генераторів. З виходу генератора знімається синусоїдальна напруга низької частоти Φ , що подається на досліджуваний об'єкт, і синфазна з ним прямокутна напруга, що використовується для управління роботою лічильника імпульсів.

Керуючий генератор синхронізує частоту двох генераторів. З виходу генератора 2 знімається синусоїдальна напруга низької частоти F , що подається

на досліджуваний об'єкт, і синфазне з ним прямокутна напруга, що використовується для управління роботою лічильника імпульсів. З виходу генератора 5 знімається прямокутна напруга частоти 1000 Гц, що використовується як квантуючий сигнал. Вихідна напруга досліджуваного об'єкта надходить на формуючий пристрій, де посилюється і обмежується. Практично прямокутна вихідна напруга формуючого пристрою також надходить на лічильник імпульсів. Кількість імпульсів з частотою 1000 Гц надійшли в період між передніми фронтами керуючих напруг і зареєстроване лічильником, відповідає вимірюваного фазового зсуву. Перетворювач код-аналог може бути використаний для управління самописним приладом.

Розглянуте пристрій дозволяє проводити вимірювання в діапазоні частот $10^3 - 10^3$ Гц.

Похибка вимірювання в основі визначається розбіжністю частот генераторів 2 і 5, яке досягає 2% (частота генератора 2 знаходиться в межах (0,98-1,02) Гц), що викликає похибку вимірювання фазового зсуву близько 7° . Похибка, обумовлена неточністю роботи формуючого пристрою, не перевищує 3° .

Для забезпечення стабільності роботи приладу можна використовувати не синхронізацію низькочастотного генератора високочастотною напругою, а синтезувати напругу низької частоти, використовуючи тригерний лічильник, дешифратора ключів, що дозволяють сформувати близьку до синусоїдальної напруги шляхом шматково-лінійної апроксимації.

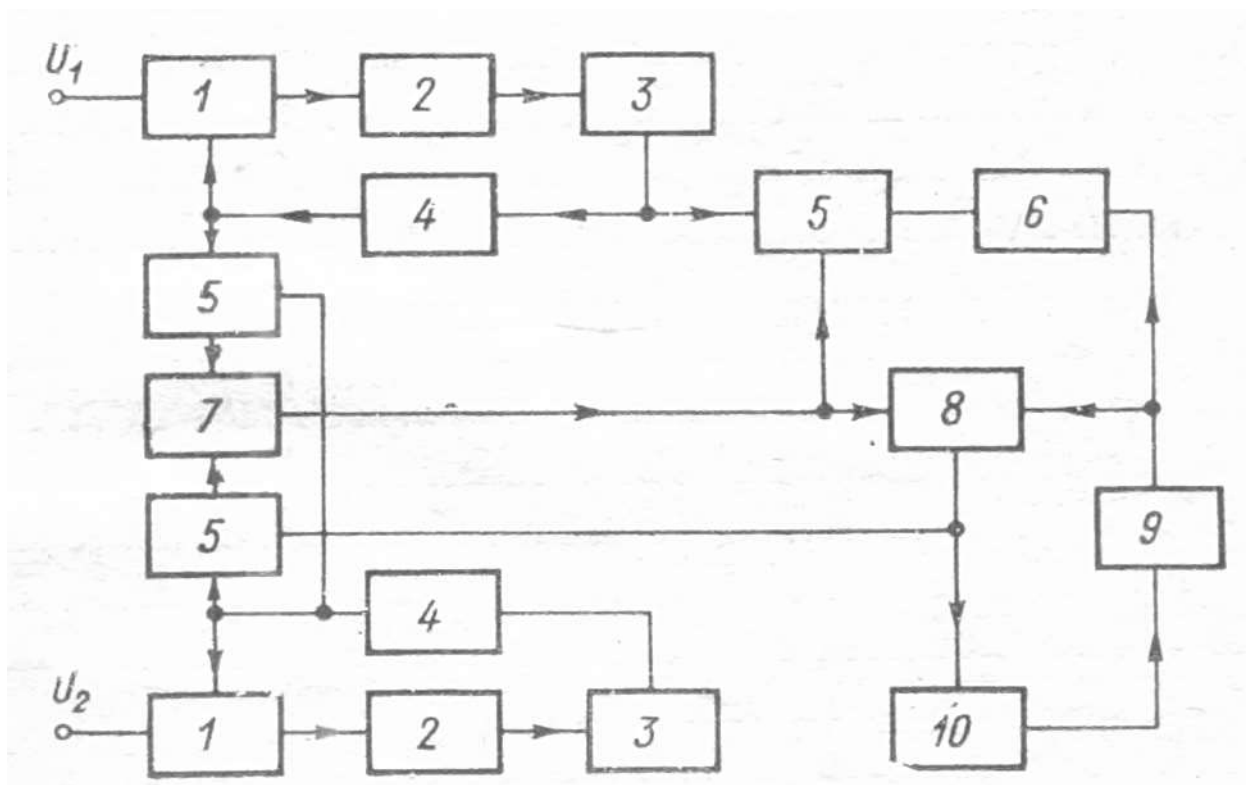


Рис. 2.9. Цифровий фазометр з підстроюванням частоти квантуючих імпульсів
 1- ФЧД; 2- підсилювачі постійного струму; 3- керовані по частоті генератори; 4-
 дільники частоти; 5-схеми збігу; 6-лічильник імпульсів; 7-8 -тригери; 9-
 генератор імпульсів скиду; 10 -пристрій затримки

На рис. 2.9 представлена структурна схема цифрового фазометра з підстроюванням частоти квантуючих імпульсів. Напряга двох підлаштованих по частоті високочастотних генераторів надходить на дільники частоти, що мають коефіцієнт ділення, рівний, наприклад, 360. Вихідні прямокутні напруги дільників надходять на фазочутливі Детектори ВЧД спільно з напругами U_1 і U_2 , зрушення фаз між якими повинен бути виміряний. Вихідні постійні напруги ФЧД, посилені підсилювачами постійного струму, використовуються для підстроювання частоти і фази генераторів. Вихідні напруги дільників частоти через схеми збігу, службовці для обмеження часу вимірювання фазометра одним періодом досліджуваного напруги, що надходять на тригер 7, що формує

імпульси з тривалістю, що дорівнює тимчасовому зсуву між досліджуваними напругами. Вихідна напруга тригера відкриває схему збігу, що пропускає квантуючі імпульси з виходу одного з генераторів на лічильник імпульсів.

Напруга двох високочастотних, що підлаштовуються за частотою

Тригер 8, схема з регульованою тривалістю затримки і генератор імпульсів скиду служать для забезпечення можливості вимірювання за один період досліджуваного напруги і періодичного скидання показань приладу.

Реальний час вимірювання приладу істотно перевищує період досліджуваної напруги, оскільки потрібен значний час для досягнення синхронізації частоти високочастотних генераторів з частотою напруги, що досліджується, і періодичного скидання показань приладу.

В одному з варіантів цифрового фазометра для створення квантуючих імпульсів частотою, в 360 разів перевищує частоту досліджуваного напруги, застосований так званий імпульсний помножувач частоти. Структурна схема цього помножувача представлена на рис.2.10. На базу тріода Т1 надходять короткі імпульси, з наступною частотою досліджуваного процесу. Тривалість імпульсів повинна бути такою, щоб забезпечити повний заряд конденсатора $C_{f_{вх}}$. У ланцюзі емітера Тріода Т2 включений так званий "діодний насос", аналогічний схема застосовувалася в електронних частотомірах. Постійна складова емітерного струму тріода пропорційна частоті проходження імпульсів $f_{вх}$ і величині зарядної ємності $C_{вх}$. У емітерної ланцюга тріода Т3, з'єднаний послідовно з Т2, також розташований діодний насос, імпульсна напруга на який надходить через конденсатор $C_{f_{ввих}}$ і емітерний повторювач Т4 від перетворювача постійна напруга-частота.

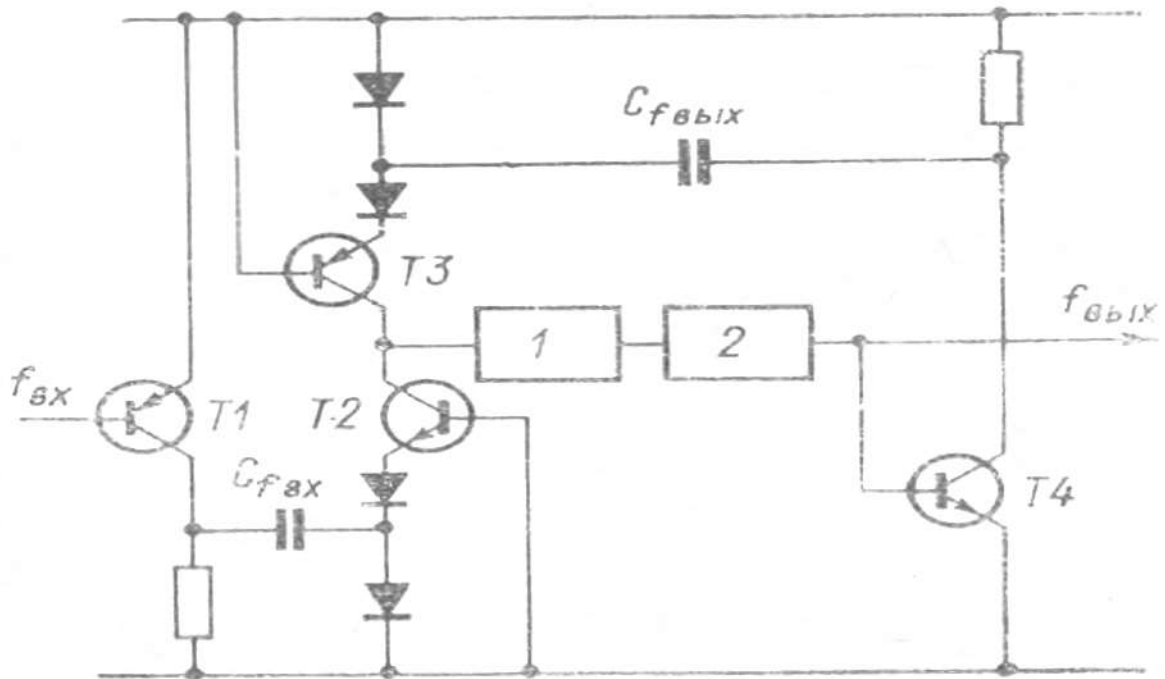


Рис. 2.10. Імпульсний помножувач частоти
1 підсилювач; 2 - перетворювач напруга частота

На вхід перетворювача через підсилювач постійного струму подається напруга розбалансу тріодів T2 і T3.

Умова балансу може бути записано як

$$f_{\text{вх}} C_{f_{\text{вх}}} U_1 = f_{\text{ввих}} C_{f_{\text{ввих}}} U_2,$$

де U_1 і U_2 - амплітуди керуючих імпульсів.

Так як U_1 і U_2 - визначаються напругою живлення і приблизно рівні між собою, умова балансу може бути представлено наступним чином:

$$\frac{f_{\text{вх}}}{f_{\text{ввих}}} = \frac{C_{f_{\text{ввих}}}}{C_{f_{\text{вх}}}}$$

Підібравши необхідне співвідношення між конденсаторами $C_{вх}$ і $C_{фвнх}$, можна забезпечити множення частоти в потрібне число раз в деякому діапазоні частот.

Фазометр, виконаний відповідно до викладеного принципу, забезпечує вимірювання фазових зрушень в діапазоні 200-600 Гц з похибкою приблизно 1° , обумовленої імпульсним помножувачем частоти. Для встановлення частоти імпульсного помножувача потрібен час 1-2с.

На рис.2.11 представлена структурна схема фазометра, в якому для створення квантуючих імпульсів з частотою, кратної частоті досліджуваного процесу, використовується перетворення період напруга частота.

На виходах тригерів формуються прямокутльні імпульси з тривалістю T і τ . Імпульс тривалістю, що дорівнює періоду досліджуваного напруги T , надходить на інтегруючий підсилювач, на виході якого створюється постійна напруга, пропорційне тривалості імпульсу:

$$U = k_1 T$$

Перетворювач напруга-частота генерує квантуючі імпульси з частотою проходження, обернено пропорційної вхідної напруги:

$$f_{п.н.ч} = k_2 \frac{1}{U} = \frac{k_2}{k_1 T}$$

Імпульси спільно з імпульсом, що мають тривалість τ , надходять на схему збігу. Загальна кількість імпульсів N , що пройшли через схему збігу, підраховується лічильником імпульсів:

$$N = \tau f_{п.н.ч} = \frac{k_2 \tau}{k_1 T} = k \varphi$$

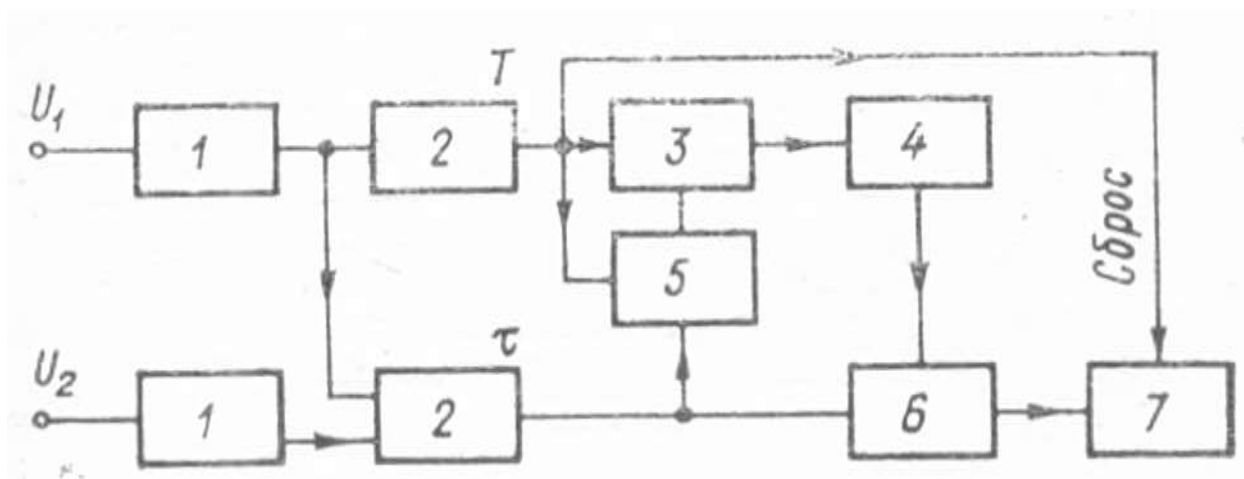


Рис. 2.11. Цифровий фазометр з перетворенням період - напруга - частота

1 - формуючий пристрій; 2 - тригер; 3 - інтегруючий підсилювач; 4 - перетворювач напруга - частота; 5 - схема управління; 6 - схема збігу; 7 - лічильник імпульсів

Реальний час виміру розглянутої схеми не перевищує двох періодів напруги, що досліджується. Її недоліком є підвищена похибка виміру, обумовлена додатковим перетворенням.

2.2 Розробка структурної схеми системи релейного захисту на основі вимірювання часу.

Структурна схема складається з датчиків напруг і струму, вхідними сигналами яких можуть бути фазні або лінійні напруги мережі або напруги та струму симетричних складових. Вимірювальні підсилювачі які потрібні для зменшення впливу загального виду. Фільтри необхідні для зменшення впливу завад нормального виду(вищих гармонік мережі). На виході фільтрів формуються напруги в значній мірі від зовнішніх та внутрішніх завад. Зсув фаз між якими буде дорівнювати зсуву фаз між вхідними сигналами та фазовій неідентичності фільтрів. Далі вихідні сигнали фільтрів або безпосередньо або через 90° фазообертача на входи шмідт тригера ТШ1 та ТШ2. Вихідні сигнали ТШ1 ТШ2 потрапляють на входи схеми анти співпадінь на вході якої формуються імпульсні сигнали тривалість яких пропорційна часу не співпадінь знаків вхідних сигналів. Оскільки ці часові інтервали формуються як для позитивного і негативного фронту вхідних сигналів, їх усередження звільнює результат від впливу парних гармонік і постійної складової на вході ТШ, що значно посилює захищеність вимірювального каналу. Вихідний сигнал у схемах анти співпадінь через цифровий мультиплікатор потрапляє на керування автоматичного перемикача. При цьому на виході ІІ буде сформована напруга прямо пропорційна вимірювальному зсуву фаз при цьому знак цієї напруги буде вказувати на знак вимірювального зсуву фаз. Після перетворення АЦП в код цей результат вже записується в ОЗУ під мікроконтролером.

За принципом проведення фазових вимірювань методи фазометрії поділяють на компенсаційний та методи перетворення фазових зсувів в інші величини – напругу, часовий інтервал, геометричні параметри осцилографічних зображень досліджуваних сигналів та кут повороту рухомої частини

електромеханічних приладів. Розглянуті методи та способи відрізняються один від одного за технічною реалізацією, складністю та точністю. Деякі з них на сьогодні втратили актуальність і становлять інтерес лише для більш повного аналізу розвитку фазометрії. Розглянемо основні методи вимірювання фазових зсувів гармонічних сигналів.

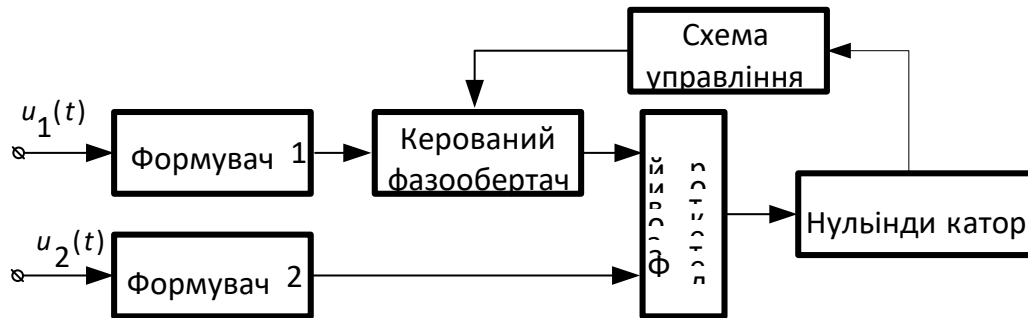


Рисунок 2.12. – Узагальнена структурна схема компенсаційного метода вимірювань

Схема виміру тривалості часового інтервалу в цьому приладі не відрізняється від звичайних схем зі змінним часом виміру з тим винятком, що підрахунок загальної кількості імпульсів здійснюється реверсивним лічильником, що працює на додавання. Після того, як пройшов один період досліджуваної напруги, і в реверсивному лічильнику зареєстровано N імпульсів. Таким чином, показання лічильника відповідають величині час вимірюваного фазового зсуву в градусах. До недоліків цієї схеми слід віднести великий час виміру, що становить 360 періодів напруги, що досліджується. Загальним недоліком розглянутих вище схем фазометрів є значний час вимірювання. Незважаючи на те, що власне вимір проводиться за один період досліджуваного процесу, потрібен значний час для підготовки приладу до вимірювання, для того щоб пройшли перехідні, пов'язані з встановленням з достатнім ступенем точності необхідного значення частоти квантування, а також для обробки отриманих проміжних результатів. Результатів вимірювання в мінімально короткий час призвела до створення схем ЦФ, здійснюють одночасне вимірювання

тимчасового зсуву між досліджуваними напругами та їх періоду з наступним автоматичним розподілом отриманих результатів та видачею у цифровій формі результату поділу, що відповідає величині вимірюваного фазового зсуву.

У цій схемі компенсаційного фазометра формувачі 1 та 2 узгоджують досліджувані сигнали з електронним блоком фазометра з вимірювальними колами за опорами та напругами. Керований фазообертач додає до фази сигналу каліброване значення початкової фази. Фазовий детектор перетворює фазові зсуви між сигналами на його вході у постійну напругу, яка використовується через схему керування для підстроювання значення у керованому фазообертачі.

Момент досягнення компенсації фазового зсуву, тобто рівності, фіксується нуль-індикатором. Результатом вимірювання є показання фазообертача.

Розглянута схема лише ілюструє принцип вимірювання. У практичних схемах компенсаційних фазометрів калібрований фазовий зсув задається за допомогою мір фазових зсувів і додається до фази сигналу на фіксованій проміжній частоті.

Компенсаційний метод забезпечує досягнення високої точності вимірювання, близької до точності вимірювальних фазообертачів.

Методи вимірювання на основі перетворення фазового зсуву сигналів в інші величини. Цей метод дозволяє визначити фазовий зсув сигналів після його попереднього перетворення в іншу зручну для вимірювання проміжну величину – напругу, струм, зміщення електронного променя осцилографа, часовий інтервал тощо. Розглянемо основні відомі способи реалізації цього методу.

Метод перетворення фазового зсуву сигналів у кут повороту стрілки електровимірювальних приладів ґрунтується на властивості фазочутливості електродинамічних, феродинамічних, електромагнітних та індукційних вимірювальних механізмів.

Адитивний метод обробки напруг сигналів (спосіб додавання напруг) ґрунтується на векторному складанні сигналів, де інформація про різницю

фазових зсувів вхідних сигналів пов'язана з амплітудами, де значення фази отримується за результатами вимірювання трьох амплітуд гармонічних сигналів, цей спосіб інколи називають “способом трьох вольтметрів”.

Схема, зображена на рисунку 2.13. придатна для вимірювання фази у широкому діапазоні частот (до сотень мегагерців) сигналів, але точність вимірювання низька і залежить від φ .

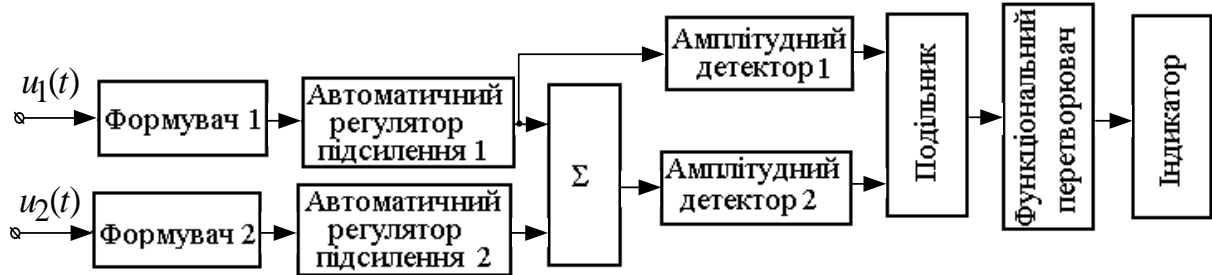


Рисунок 2.13. – Узагальнена структурна схема фазометра з додаванням напруг

Структурна схема фазометра, що забезпечує одночасне вимірювання тимчасового зсуву T і періодів T досліджуваних напруг з подальшим автоматичним перетворенням результатів цих двох вимірювань у безпосередній відлік фазового зсуву, що вимірюється в градусах. Для останньої операції використовуються звані двійкові помножувачі частоти.

Мультиплікативний метод обробки сигналів (спосіб перемножування напруг) ґрунтується на тому, що результат множення двох гармонічних сигналів, один з яких вважається безрозмірним керувальним сигналом і містить сталу складову, яка виділяється за допомогою фільтра низьких частот і використовується для визначення фазового зсуву сигналів.

Структурну схему фазометра з перемноженням напруг сигналів показано на рисунку 2.14. У цій схемі автоматичні регулятори підсилення 1, 2 стабілізують амплітуди сигналів, а функціональний перетворювач реалізує операцію.

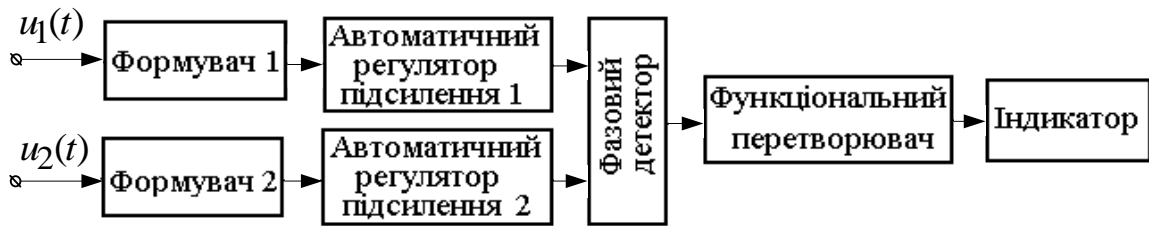


Рисунок 2.14. - Структура фазометра з перемножуванням напруг

Як і в звичайних цифрових фазометрах, формують пристрої, схеми збігів і ключі дозволяють виміряти тривалість тимчасового зсуву T , що реєструється в лічильнику. Між лічильниками та допоміжним лічильником імпульсів включені блоки схем збігів і таким чином, що перша схема збігів блоку включена між першим розрядом лічильника та останнім розрядом лічильника, друга схема збігу включена між другим розрядом лічильника та передостаннім розрядом лічильника. Виходи всіх схем збігів блоку об'єднані схемою АБО.

Один зі способів отримання пропорційного значенню Φ значення напруги U_c полягає у використанні фазового детектора. Фазовий детектор – це пристрій, який перетворює фазовий зсув гармонічних сигналів у постійну напругу. Таке перетворення найпростіше здійснюється шляхом нелінійної взаємодії досліджуваних гармонічних сигналів. Ідея фазового детектування така. На вхід нелінійного безінерційного двополюсника з вольт-амперною характеристикою подаємо суму досліджуваних гармонічних сигналів, фазовий зсув між якими необхідно перетворити в значення постійної напруги. Найчастіше у фазових детекторах як нелінійний елемент використовують діоди, вольт-амперна характеристика близька до квадратичної. Принцип фазового детектування ілюструє рисунок 2.15.

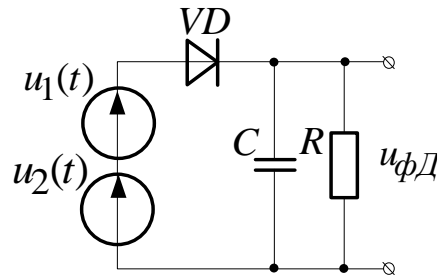


Рисунок 2.15. - Перетворення фазового зсуву сигналів у напругу напівпровідниковим діодом

Спосіб перетворення фазового зсуву сигналів у часовий інтервал. Раніше було показано, що фазовий зсув сигналів синусоїдної форми однозначно визначається затримкою сигналів у часі. Значення можна визначити за затримкою між характерними точками сигналів, наприклад, між моментами перетину сигналами нульового рівня у разі, якщо знаки похідних сигналів збігаються. Це дає змогу звести вимірювання фази до вимірювання часових інтервалів. Структуру фазометра, що пояснює цей принцип та епюри напруг, що ілюструють його роботу, показано відповідно на рисунку 2.17.

Підсилювачі-обмежувачі 1, 2 реалізують функцію і формують з досліджуваних гармонічних сигналів прямокутної форми (епюри в, г), які надходять на входи RS-тригера відповідно через формувачі 1, 2. Останні узгоджують вихідні сигнали підсилювачів-обмежувачів та вхідні сигнали тригера за рівнями напруг. RS-тригер формує імпульси певною тривалістю, які формуються з періодом (епюра д). За допомогою ключа отриманий імпульсний сигнал нормується за амплітудою – набуває фіксованих значень (епюра е). Це необхідно для підвищення точності подальшого перетворення напруги у значення фазового зсуву сигналів. Фільтр низьких частот виділяє постійну складову імпульсного сигналу. Недоліком цього способу в аналоговому і цифровому варіантах реалізації лишається низька завадостійкість. Оскільки вимірювані часові інтервали формуються за нуль-переходами сигналів, наявність

у вхідних сигналах шумів та вищих гармонік призводить до значних похибок вимірювання.

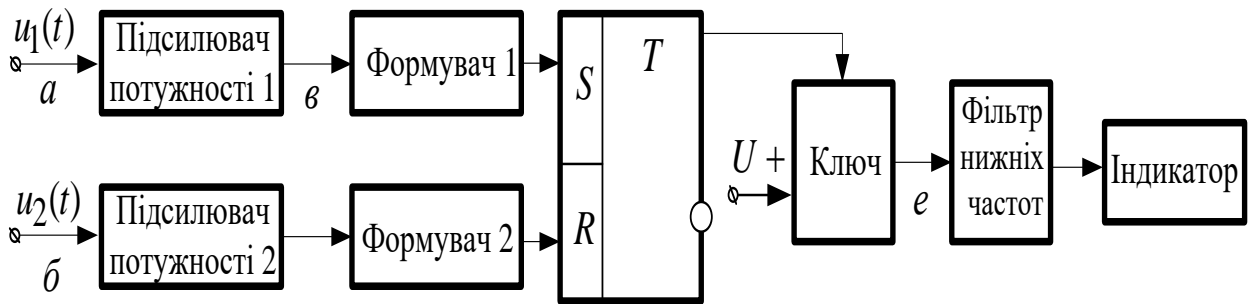


Рисунок 2.17. – Узагальнена структурна схема фазометра, який реалізує перетворення фазового зсуву в часовий інтервал

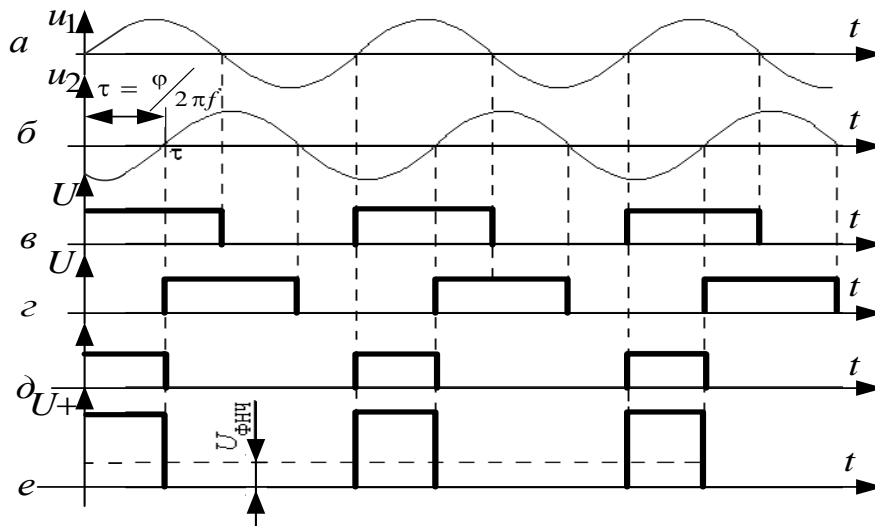


Рисунок 2.18. – Епюри напруг, що показують роботу фазометра, який реалізує перетворення часового інтервалу в фазовий зсув

Кореляційний спосіб вимірювання фазових зсувів сигналів ґрунтується на зв'язку фазового зсуву, або затримки досліджуваних гармонічних сигналів з відгуком кореляційного оператора.

Недолік цього способу полягає у тому, що за наявності у складі сигналів адитивних завад з'являється систематична складова похибки вимірювання фазових зсувів сигналів. Це пояснюється тим, що наявність шумів призводить до значних похибок в оцінюванні значення добутку напруг та відгуку кореляційного оператора. Тому основне завдання кореляційних фазометрів – забезпечення високої завадостійкості, перебуває у певній суперечності з вимогою забезпечення роботи кореляційних фазометрів за низького співвідношення сигнал/завада. Іншими вадами цього способу є суттєва залежність результатів вимірювань від нелінійних спотворень сигналів (наявності вищих гармонік), нелінійного характеру рівняння кореляційного перетворення, точності встановлення значення часового зсуву.

Слід відмітити, що вимірювання фазових характеристик сигналів у поєднанні зі статистичними методами обробки сигналів значно розширює області застосування статистичної фазометрії і сприяє його більш широкому використанню в наукових експериментах, сфері технологічного забезпечення виробництва. Крім того при створенні інформаційно-вимірювальних систем також сприяє застосуванню методів цифрової обробки сигналів і використання стандартних пакетів програмного забезпечення, наприклад, LabVIEW, Matlab, що забезпечує можливість оперативної адаптації характеристик ІВС до умов поставленого вимірювального експерименту.

Основні відомості про перевірку електромеханічних та електронних фазометрів наведено в працях. Найпростіший і тому найбільш поширений методу повірки – метод безпосереднього злічення результатів вимірювання з еталонним фазометром.

Крім загальних методів перевірки апаратурні систематичні похибки фазометрів можна виявити методами *самоперевірки*. Таку можливість обумовлено тим, що, по-перше, вимірювання фазових зсувів сигналів є відносним, по-друге, легко відтворюється нульовий фазовий зсув, по-третє,

фазовий зсув гармонічних сигналів під час їх плавної зміни повторюється через кожні 360° . Один з варіантів реалізації цього методу передбачає наявність двох плавно регульованих некаліброваних фазообертачів та джерела гармонічних сигналів.

).

2.3 Корекція похибок.

Для корекції систематичних складових похибок вимірювального каналу розроблено алгоритм який складається з 4 тактів

В першому такті автоматичний перемикач АП1 переводиться в положення 1. Це забезпечує нульовий зсув фаз між вхідними сигналами вимірювального каналу. При цьому на виході фільтрів ФНЧ1 та ФНЧ2 утворюється фазовий зсув $\Delta\phi$ який дорівнює систематичній складовій фазової похибки вимірювального каналу.

Припустимо, що в цьому випадку квадратурний фазообертач включений. Результат перетворення цього зсуву фаз в код позначимо як $N\Delta\phi$. (цифровий мультиплексор)

В другому такті цифрового мультиплексора переводиться в положення 2. При цьому на вхід синхронізації АПЗ та ІПП потрапляє ідеальний меандр. Вихідна напруга ІПП в цьому випадку буде дорівнювати напрузі системного нуля, який запам'ятується в пам'яті комп'ютера як $N(0)$. Далі обчислюється різниця $N\Delta\phi - N(0)$, яка дорівнює істинному значенню фазової не ідентичності каналів. Знак цієї різниці вказує на знак фазової не ідентичності.

В третьому такті за допомогою 90° фазообертача вноситься 90° зсув між каналами знак якого протилежний знаку $N\Delta\phi$.

Результат вимірювання заноситься в пам'ять комп'ютера під іменем $N(90)$

Скорегований результат обчислюємо по формулі

$$N^*\phi = \frac{N\phi - N\Delta\phi..}{N(90) - N\Delta\phi.}$$

В четвертому такті АП1 переводиться в положення 2 і результат вимірювання запам'ятовується під іменем $N\phi$.

Можна показати, що він буде вільним від всіх систематичних складових похибки вимірювального каналу, а саме:

- Фазова неідентичність каналів;
- Нелінійність спотворення вхідних сигналів;
- Зміщення нуля ТШ1, ТШ2;
- Парні гармоніки;
- Нерівність $\pm U_0$
- Адитивні та мультиплікативні похибки ІІІ та АЦП;
- Амплітудно- фазова(АРУ).

3.Моделювання.

Результат виміру з урахуванням всіх похибок. $N_{\phi x} = 1,1562$ В.

Фазова неідентичність. $N\Delta\phi = -149,5340$ мВ.

Результат вимірювання зразкового 90° зсуву. $N(90^\circ) = -8,9995$ В.

Результат вимірювання меандру. $N(0) = -49,955$ мВ.

Формула для отримання скорегованого результату.

$$N_{\phi}^* \frac{(N_{\phi x} - N(0)) - (N\Delta\phi - N(0))}{(N(90^\circ) - N(0)) + (N\Delta\phi - N(0))} \cdot 90$$

$$N_{\phi}^* = \frac{(1156,2 - (-49,955)) - (-149,5340 - (-49,955))}{(-8999,5 - (-49,955)) + (-149,5340 - (-49,955))} \cdot 90$$

$$N_{\phi}^* = \frac{-1106,205 - (-99,539)}{-8949,505 + (-99,539)} \cdot 90$$

$$N_{\phi}^* = \frac{1006,666}{9049,044} \cdot 90$$

$$N_{\phi}^* = 0,1112455636 \cdot 90$$

$$N_{\phi}^* = 10,012100724$$

ВИСНОВКИ

У дипломній роботі було розроблено інформаційно-вимірювальну систему вимірювання фазових зсувів в електроенергетиці, з покращеними метеорологічними характеристиками, підтверджено моделюванням.

Проведено огляд існуючих методів вирішення поставленого завдання, обрано та розроблено найефективніший шлях задоволення цих вимог з урахуванням можливостей сучасної елементної бази.

Розроблена система дозволяє автоматично компенсувати основні складові інструментальної систематичної складової похибки.

Спроектовано принципову схему функціональної частини пристрою, проведено модельний експеримент, за допомогою прикладного програмного забезпечення. Проведений аналіз похибок підтверджує відповідність розробленої системи сучасним вимогам до апаратури.

Завдяки перевагам системи в швидкодії та точності її використання в системах релейного захисту є більш ефективною.

СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Пуляев В. И. Цифровая регистрация аварийных событий в энергосистемах. / В. И. Пуляев, Ю. В. Усачев. – Москва: НТФ Энергопресс, 1999. – 72 с. – (Библиотечка электротехника, приложение к журналу Энергетик).
2. Смирнов П. Т. Цифровые фазометры / Петр Трофимович Смирнов. – Ленинград: Энергия, 1974. – 144 с.
3. Никитин А. А. Цифровая релейная защита /Никитин.А.А – Чебоксары: Чуваш, 2014. – 240 с.
4. Чернобровов Н. В. Релейная защита энергетических систем / Н. В. Чернобровов, В. А. Семенов. – Москва: Энергоатомиздат, 1988. – 800 с.