

МІНСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Кафедра комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ

Завідувач кафедри

Квасніков В.П.

«___»_____202__р.

ДИПЛОМНА РОБОТА

ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬО-КВАЛІФІКАЦІЙНОГО РІВНЯ

«Магістр»

Тема: «Мікропроцесорна система захисту по залишкових струмах
компенсованої мережі»

Виконавець: Абрютін Роман Віталійович

Керівник: д.т.н., доцент, Орнатський Дмитро Петрович

Нормоконтролер:

Київ 2020

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Навчально-науковий інститут інформаційно-діагностичних систем

Кафедра комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій

Напрямок (спеціальність) 6.050701 «Електротехніка та електротехнології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Квасніков В.П.

« ___ » _____ 202__ р.

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломної роботи

Абрютіна Романа Віталійовича

1. Тема дипломної роботи : Мікропроцесорна система захисту по залишкових струмах компенсованої мережі.

Затверджена наказом ректора від «11» листопада 2020 р.

2. Термін виконання роботи : з 08.10.2020 р. по 18.12.2020 р.

3. Вихідні дані до роботи : компенсована і некомпенсована мережа, мікропроцесорні реле, фільтри струмів, діапазон вимірюваних струмів 0...50 А, діапазон вимірюваних напруг 6-10 кВ, клас точності 0,5.

4. Зміст пояснювальної записки: вступ, аналітичний огляд технічних рішень, розробка структурної схеми вимірювального каналу, розробка функціональної схеми вимірювального перетворювача, моделювання основних компонентів вимірювального каналу, аналіз та корекція похибок, висновки.

5. Перелік обов'язкового графічного (ілюстративного) матеріалу: структурна схема вимірювального каналу, функціональна схема вимірювального перетворювача, функціональна схема пристрою узгодження, схема корекції

систематичних складових похибок вимірювального каналу.

6.Календарний план-графік

№ пор.	Завдання	Термін виконання	Відмітка про виконання
1.	Огляд методів та засобів систем релейного захисту малопотужних мереж	08.11.20- 12.11.20	виконано
2.	Розробка структурної та функціональної схеми	13.11.20- 18.11.20	виконано
3.	Розробка функціональної схеми пристрою узгодження	19.11.20- 22.11.20	виконано
4.	Моделювання аналогового інтерфейсу вимірювального каналу, аналіз похибок	23.11.20- 27.11.20	виконано
5.	Оформлення дипломної роботи	28.11.20- 30.12.20	виконано

7.Дата видачі завдання: «08» листопада 2020 р.

Керівник дипломної роботи _____ Орнатський Д.П.
(підпис керівника)

Завдання прийняв до виконання _____ Абрютін Р.В
(підпис студента)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи «Мікропроцесорна система релейного захисту»: 59 сторінок, 35 рисунків, 7 використаних джерел.

РЕЛЕЙНИЙ ЗАХИСТ, ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ, ПРИСТРІЙ УЗГОДЖЕННЯ, МОДЕЛЮВАННЯ, АНАЛОГОВО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ІТЕРАЦІЙНО-ІНТЕГРУЮЧИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ВИМІРЮВАЛЬНИЙ КАНАЛ.

Об'єкт дослідження – процес прецизійного вимірювання потужності сигналів нульової послідовності.

Мета дипломної роботи – розробка системи релейного захисту з покращеними техніко-економічними показниками.

Методи дослідження: теоретичні дослідження в роботі проведені з використанням теорій вимірювання, теорій похибок, теорій електричних ланцюгів, методів корекції систематичних похибок засобів вимірювання та метрології.

Предмет дослідження: методи, моделі та засоби вимірювання потужності сигналів нульової послідовності з підвищеними метрологічними характеристиками.

Завданням роботи є: 1) Провести аналітичний огляд методів та засобів побудови систем релейного захисту з підвищеними техніко-економічними показниками; 2) розробка структурної та функціональної схеми вимірювального каналу для системи релейного захисту з використанням реле потужності сигналів нульової послідовності; 3) Розробка методу корекції систематичної складової похибки вимірювального каналу для системи релейного захисту з використанням реле потужності сигналів нульової послідовності; 4) моделювання та аналіз похибок основних елементів вимірювального каналу.

Зміст

ВСТУП	5
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	7
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ РЕЛЕЙНОГО ЗАХИСТУ	8
1.1.Класифікація ЦВО	8
1.2.Струми і напруги при однофазному замиканні на землю	12
1.3.Основні вимоги до захисту	16
1.4.Струмовий та спрямований захист нульової послідовності.....	18
1.5.Датчик струму нульової послідовності.....	24
РОЗДІЛ 2. МЕТОДИ ПОБУДОВИ АНАЛОГОВИХ ПЕРЕМНОЖУВАЧІВ.....	26
2.1.Принципи роботи і похибки перемножувача.....	26
2.2.Імпульсний метод побудови.....	30
2.3.Розв'язуючі підсилювачі.....	33
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ ТА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА.....	38
3.1.Вимірювальний канал та вимірювальний перетворювач.....	38
3.2.Принцип дії ітераційно-інтегруючого перетворювача.....	40
3.3.Пристрій узгодження.....	44
3.4.Розрахунок безтрансформаторного підсилювача потужності.....	45
РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ, АНАЛІЗ ПОХИБОК.....	53
4.1.Моделювання вимірювального каналу.....	53
4.2.Аналіз та корекція похибок.....	56
ВИСНОВКИ.....	58
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	59

ВСТУП

Релейний захист здійснює автоматичну ліквідацію пошкоджень і ненормальних режимів в електричній частині енергосистем і є найважливішою системою, яка забезпечує їх надійну роботу.

В сучасних умовах значення релейного захисту особливо зростає в зв'язку з триваючим зростанням потужності електростанцій, зростанням напруги електричних мереж, об'єднанням енергетичних систем в єдину (ЄЕС). Відбувається переклад релейного захисту на нову мікроелектронну технологію. Оскільки принципові схеми пристроїв релейного захисту на інтегральних мікросхемах (ІМС) складні, вивчення цих пристроїв ведеться з використанням функціональних та структурних схем.

Удосконалюються способи резервування відмов захистів і вимикачів. Поряд з далеким резервуванням і спеціальними пристроями при відмові вимикачів (ПРВВ) для шин підстанцій СВН, генераторів і трансформаторів великої потужності застосовується дублювання, а для ліній електропередачі СВН навіть потроювання основних швидкодіючих захистів. Завдяки цьому забезпечується висока надійність захисту найбільш відповідальних енергооб'єктів навіть при виведенні однієї з основних захистів в перевірку.

В основних і розподільних електричних мережах почалося впровадження в експлуатацію мікропроцесорних захистів. На базі мікропроцесорних комплексів розробляються інтегровані системи управління підстанціями, в яких всі функції (релейного захисту, автоматики і оперативного управління) реалізуються за допомогою типових наборів мікропроцесорної техніки. Засоби обчислювальної техніки, включаючи персональні ЕОМ, ефективно використовуються для розрахунку уставок, що істотно підвищує продуктивність праці фахівців з релейного захисту.

Подальше вдосконалення релейного захисту піде по шляху більш широкого використання мікропроцесорної і цифрової техніки, перевагою якої є можливість фіксації параметрів, що визначають поведінку релейного захисту до аварійного і аварійного режимів, а також можливості передачі їх на відстань.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач

ЛЕП - лінія електропередачі

ЕРС – електрорушійна сила

ТНП – трансформатор нульової послідовності

ОП – операційний підсилювач

КЗ - коротке замикання

РЗ – релейний захист

ТН – трансформатор напруги

ЧМ – частотна модуляція

ВНДІЕ – всесоюзний науково-дослідний інститут електроенергетики

ІМС- інтегральна мікросхема

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

ІПІ – ітераційно-інтегруючий перетворювач

БТП – безтрансформаторний підсилювач потужності

ДГР – дугогасний реактор

ВО – виконуючий орган

РНД – радіонуклідне джерело

ІЗМ – імпульсний захист мережі

ЕНІН – енергетичний інститут

ЦВО – цифрові вимірювальні органи

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ РЕЛЕЙНОГО ЗАХИСТУ

1.1.Класифікація ЦВО

Вимірювальні органи пристроїв релейного захисту, в яких при обробці інформації виконуються операції з послідовностями чисел, залежними від поточних значень вхідних напруг і струмів, є цифровими вимірювальними органами (ЦВО). Використання цифрової обробки сигналів і відповідних методів їх перетворення обумовлює нові властивості ЦВО, відсутні у аналогових РВО, що вимагає врахування їх при проектуванні сучасних мікропроцесорних комплексів РЗА. Для оцінки поведінки ЦВО в реальних режимах роботи електричної системи необхідні дослідження методів реалізації їх характеристик, впливу частоти дискретизації вхідних сигналів на характеристики ЦВО, частотних характеристик ЦВО, поведінки їх в динамічних умовах і т. д.

Розглядаючи структуру ЦВО і перетворення в них сигналів, можна класифікувати ЦВО за такими групами:

Група I - ЦВО на основі обчислення векторів, відповідних вхідним синусоїдальним сигналам. Виконання таких ЦВО передбачає перебування на окремих етапах обчислень параметрів векторів (амплітуд, фаз, ортогональних складових), що характеризують контрольовані струми і напруги електричної системи. У структурі ЦВО цієї групи перш за все слід виділити блоки обчислення векторів струму або напруги (блоки вимірювання) (рис. 1.1, а), вхідними сигналами яких є цифрові вибірки дискретизованих аналогових сигналів $u(t)$ і

$i(t)$:

$$\begin{cases} u(nT_d) = U_m \sin(\omega nT_d \psi_u); \\ i(nT_d) = I_m \sin(\omega nT_d \psi_i), \end{cases}$$

а вихідними - цифрові послідовності, що характеризують відповідні вектори:

$$\underline{U}(nT_d) = U_m e^{j(\omega nT_d + \psi_u)} = U_m e^{j\psi_u(nT_d)} = U_x(nT_d) + jU_y(nT_d);$$

$$\underline{I}(nT_d) = I_m e^{j(\omega nT_d + \psi_i)} = I_m e^{j\psi_i(nT_d)} = I_x(nT_d) + jI_y(nT_d).$$

На основі блоків обчислення векторів напруги та струму, що включаються в тракти обробки сигналів різних фаз, можлива побудова більшості вимірювальних і пускових органів мікропроцесорних реле. При реалізації ЦВО напруги і струму вихідні послідовності зазначених блоків порівнюються в блоках уставок по модулю з заданими значеннями постійних C_U і C_I , (рис. 1.1, б), наприклад за умовою:

$$\underline{U}(nT_d) \leq C_U; \underline{I}(nT_d) \geq C_I.$$

У фільтрових ЦВО лінійними перетвореннями цифрових послідовностей, відповідних векторах фазних струмів (або напруги), забезпечується обчислення векторів складових прямої, зворотної або нульової послідовностей, після чого здійснюється порівняння їх з уставкою. Зокрема, структура реле струму зворотної послідовності може бути побудована за умовою:

$$\underline{I}_2(nT_d) = \underline{I}_A(nT_d) + \underline{a}^2 \underline{I}_B(nT_d) + \underline{a} \underline{I}_C(nT_d) \geq C_{I_2}; \underline{a} = e^{j120^\circ}.$$

Кожна з комплексних цифрових послідовностей, що відносяться до фаз А, В, і С – $\underline{I}_A(nT_d)$, $\underline{I}_B(nT_d)$ і $\underline{I}_C(nT_d)$ (рис. 1.1, в), відповідає двом дійсним цифровим послідовностям, що визначають поточні значення вимірюваних векторів. Вимірювальні органи, які мають характеристики в комплексній площині (напрямки потужності, опору), визначають структури, показані на рис. 1.1, г, д, що містять блок ділення векторних величин і блок формування характеристики спрацювання в комплексній площині опорів, що забезпечують фіксацію перебування $\underline{Z}(nT_d)$ в заданій області площині \underline{Z} . Перша із зазначених структур відповідає фазному ЦВО дистанційного захисту, такого, що включається на міжфазні струм і напругу і спрацьовує при виникненні КЗ в разі виконання умови:

$$\underline{Z}(nT_d) = \frac{\underline{U}(nT_d)}{\underline{I}(nT_d)} \leq \underline{C}_Z,$$

де \underline{C}_Z - уставка спрацювання при міжфазних КЗ. Друга структура - ЦВО, що реагує на замикання на землю при виконанні умови:

$$\underline{Z}(nT_d) = \frac{\underline{U}(nT_d)}{[\underline{I}(nT_d) + \underline{k}_0 \underline{I}_0(nT_d)]}$$

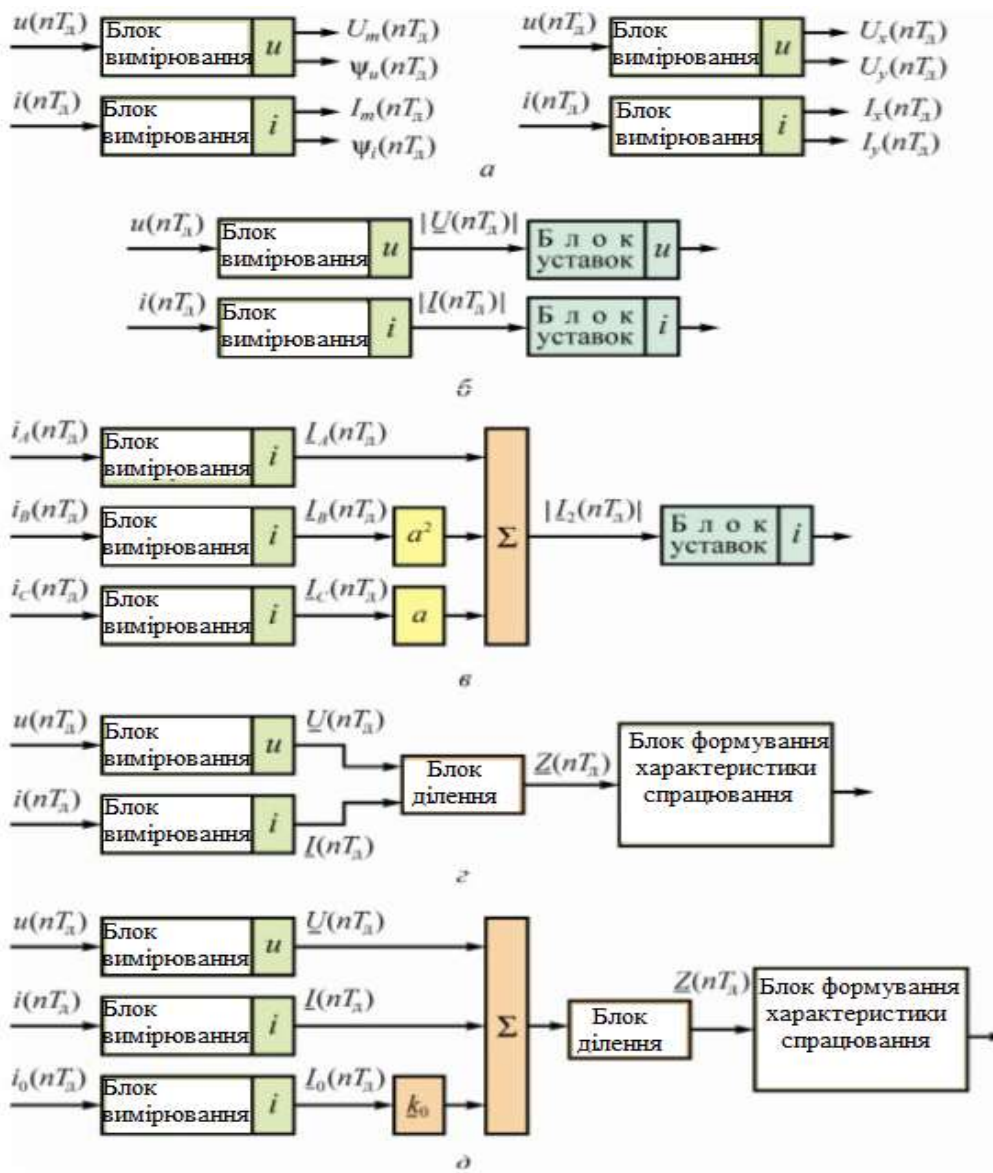


Рис. 1.1. Структури ЦВО на основі алгоритмів обчислення векторів:

а - блоки обчислення векторів напруги та струму; б - вимірювальні органи напруги і струму; в - вимірювальний орган струму зворотної послідовності; г, д - органи опору

Забезпечення необхідних показників ЦВО в площині \underline{Z} можна здійснювати, не проводячи обчислень $\underline{Z}(nT_d)$, а використовуючи принцип порівняння декількох величин, які є лінійними функціями векторів $\underline{U}(nT_d)$, $\underline{I}(nT_d)$:

$$\begin{cases} \underline{E}_1(nT_d) = \underline{k}_{11}\underline{U}(nT_d) + \underline{k}_{12}\underline{I}(nT_d); \\ \underline{E}_2(nT_d) = \underline{k}_{21}\underline{U}(nT_d) + \underline{k}_{22}\underline{I}(nT_d); \\ \dots \dots \dots \\ \underline{E}_m(nT_d) = \underline{k}_{m1}\underline{U}(nT_d) + \underline{k}_{m2}\underline{I}(nT_d). \end{cases} \quad (1.1)$$

Принцип формування векторних величин (1.1) можна реалізувати за допомогою структури, наведеної на рис. 1.2. Блок порівняння, реалізований програмно, здійснює порівняння величин $\underline{E}_1(nT_d) \dots \underline{E}_m(nT_d)$ для отримання необхідних характеристик спрацьовування. Зазначена структурна схема повністю відповідає схемам аналогових ЦВО, виконаних на основі порівняння двох і більше електричних величин за абсолютним значенням, фази і обома ознаками.

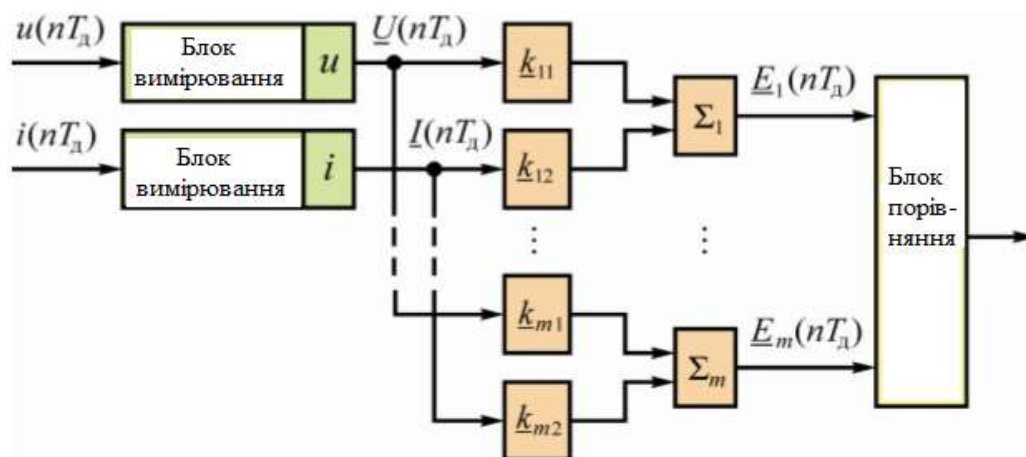


Рис. 1.2. Структура ЦВО в порівнянні з векторними цифровими послідовностями

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 ЦВО даної групи забезпечується безпосередньо операціями з цифровими послідовностями, що відповідають вибіркам дискретизованих аналогових сигналів $u(nT_d)$, $i(nT_d)$ без обчислень векторів $\underline{U}(nT_d)$, $\underline{I}(nT_d)$. У ряді випадків такі перетворення вимагають меншого числа операцій в порівнянні з тим, як реалізуються ЦВО групи I. При цьому можуть бути отримані й інші властивості вимірювальних органів.

Група III - ЦВО на основі знаходження вхідного опору з використанням рівнянь, що описують параметри схеми і режиму електричної системи. Дана група ЦВО використовує для знаходження параметрів петлі пошкодження

співвідношення між миттєвими значеннями струмів і напруг, що мають місце при пошкодженні на високовольтній лінії електропередачі.

Група IV - квазіцифрові 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 меншій швидкодії АЦП і продуктивності МП.

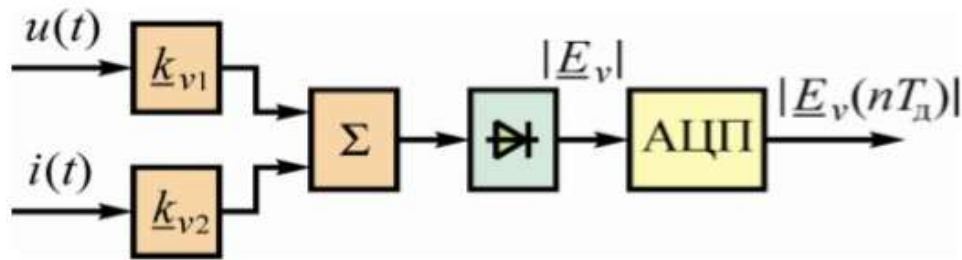


Рис. 1.3. Структура квазіцифрових вимірювальних органів

Наприклад, при виконанні органів опору до АЦП можуть підводитися випрямлені сигнали виду $E_v = |k_{v1} \underline{U}| + |k_{v2} \underline{I}|$ (рис. 1.1), а до мікропроцесора підводяться дискретизовані цифрові сигнали виду $E_v(nT_d) = |k_{v1} \underline{U}(nT_d) + k_{v2} \underline{I}(nT_d)|$. Отримання необхідних характеристик ЦВО забезпечується операціями в МП з цифровими послідовностями $E_v(nT_d)$.

З розглянутих найбільш універсальним рішенням є обчислення параметрів векторів напруги $\underline{U}(nT_d)$ і струму $\underline{I}(nT_d)$, покладене в основу ЦВО групи I, що дозволяє виконати захисти різних призначень на основі одних і тих же блоків вимірювань (див. рис. 1.1). Способи побудови ЦВО груп II і III менш універсальні і можуть застосовуватися в фільтрових, дистанційних і диференціальних органах. Квазіцифрові органи групи IV володіють значно меншою можливістю програмування, їх застосування обумовлене недостатньою продуктивністю мікропроцесорів.

1.2. Струми і напруги при однофазному замиканні на землю

У вітчизняних енергосистемах електричні мережі з напругою 6-35 кВ працюють, як правило з ізольованою нейтраллю або з нейтраллю, яка заземлена через великий індуктивний опір дугогасного реактора (ДГР), а також із заземленням через великий активний опір. На відміну від мережі з

глухозаземленою нейтраллю, однофазне замикання в мережі з ізольованою нейтраллю не супроводжується появою великих струмів КЗ, оскільки струм ушкодження замикається на землю через дуже великі опори ємностей фаз мережі.

Розглянемо характер зміни напруги і струмів в мережі і їх векторні діаграми в нормальних умовах і при однофазному замиканні на землю (КЗ⁽¹⁾) в режимі, коли нейтраль мережі ізольована, замкнута через дугогасний реактор або через активний резистор. Для спрощення приймаємо, що навантаження мережі відсутнє. Це дозволяє вважати фазні напруги у всіх точках мережі незмінними і рівними ЕРС фаз джерела живлення. На рис. 1.4. наведена радіальна мережа з ізольованою нейтраллю з джерелом живлення (генератором або понижуючим трансформатором) і однієї еквівалентній ЛЕП, яка умовно представляє всю мережу. Розподілена ємність фаз відносно землі замінені еквівалентною зосередженою ємністю C_0 . Опори R і X ЛЕП не враховуються. Ємність джерела живлення також не враховується внаслідок її малого значення.

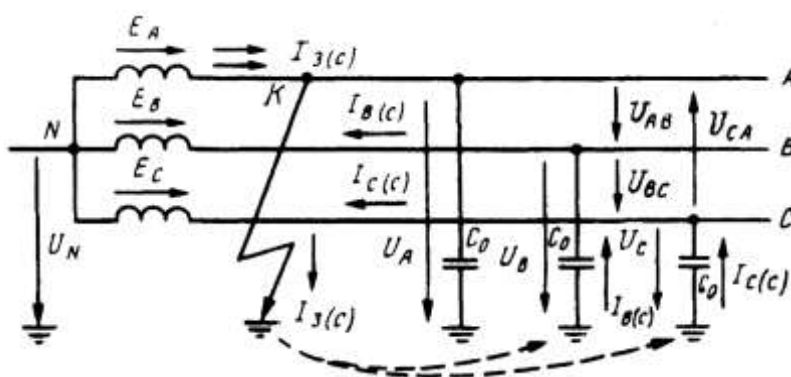


Рис. 1.4. Протікання фазних струмів при замиканні на землю в мережі з ізольованою нейтраллю.

В нормальному режимі напруга проводів А, В і С по відношенню до землі рівні відповідним фазним напругам \underline{U}_A , \underline{U}_B , \underline{U}_C , які при відсутності навантаження рівні ЕРС джерела живлення \underline{E}_A , \underline{E}_B , \underline{E}_C . Вектори цих фазних напруг утворюють симетричну зірку (рис. 1.5, а), а їх сума дорівнює нулю, в результаті чого напруга в нейтралі N відсутня: $U_N = 0$.

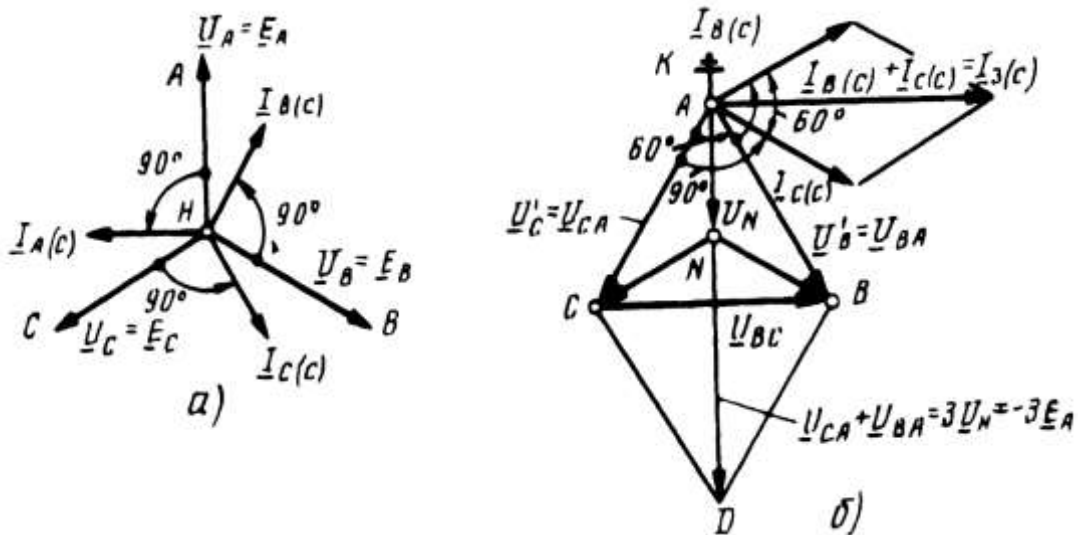


Рис. 1.5 . Векторні діаграми фазних струмів і напруг:

а – в нормальному, симетричному режимі; б – при замиканні одної фази на землю

Під дією фазних напруг через ємності фаз відносно землі C_A , C_B , C_C проходять струми, які випереджають фазні напруги на 90° :

$$I_A = \frac{U_A}{-jX_C}; \quad I_B = \frac{U_B}{-jX_C}; \quad I_C = \frac{U_C}{-jX_C},$$

де

$$X_C = \frac{1}{\omega C_0}. \quad (1.2)$$

Сума ємнісних струмів, які проходять по фазам в нормальному режимі рівна нулю і тому $3I_0$ відсутнє (рис. 1.5, а).

Припустимо, що пошкодилася фаза А (див. рис.1.4), тоді її фазна напруга відносно землі зменшується до нуля ($U_A = 0$). Напруга нейтралі $U_N^{(1)}$ по відношенню до землі стає рівним $U_N = U_{KN}$ (рис.1.4 і 1.5, б), тобто напрузі, рівній по значенню і протилежній по знаку заземлюючій фазі:

$$U_N = U_{KN} = -E_A \quad (1.3)$$

Напруга непошкоджених фаз відносно землі підвищуються до міжфазних значень $U_B^{(1)} = U_{BA}$ і $U_C^{(1)} = U_{CA}$. Міжфазні напруги залишаються незмінними, що видно на рис 1.4 і 1.5.

На рис.1.5, б побудована векторна діаграма напруг проводів і нейтралі мережі по відношенню до землі ($U_B^{(1)}, U_C^{(1)}, U_N$): точки А, В, С представляють потенціали проводів, точка N відповідає нейтралі джерела живлення, точка А зв'язана з землею і має нульовий потенціал.

В місці пошкодження К проходять струми, які замикаються через ємності непошкоджених фаз мережі (1.2). Оскільки $U_A = 0$, то $I_{A(C)} = 0$. В двох інших фазах під дією напруг U_B' і U_C' з'являються струми, які випереджають на 90° ці напруги:

$$I_{B(C)} = \frac{jU_{BA}}{X_C} \quad \text{і} \quad I_{C(C)} = \frac{jU_{CA}}{X_C}. \quad (1.4)$$

Струм $I_{3(C)}$ в місці пошкодження рівний сумі струмів у фазах В і С (рис.1.4): $I_{3(C)} = (I_{B(C)} + I_{C(C)})$. З урахуванням (1.4)

$$I_{3(C)} = j \left(\frac{U_{BA}}{X_C} + \frac{U_{CA}}{X_C} \right) = j \left(\frac{U_{BA} + U_{CA}}{X_C} \right).$$

Оскільки $U_{BA} + U_{CA} = -3E_A$ (рис. 2, б):

$$I_{3(C)} = \frac{-3E_A}{X_C} = \frac{-j3U_{A\Phi}}{X_C}.$$

Таким чином, струм $I_{3(C)}$ рівний потрійному значенню нормального ємнісного струму фази $I_{\Phi(C)} = \frac{U_{\Phi}}{X_C}$. Із рис. 1.5, б видно, що струм $I_{3(C)}$ випереджає від U_N на 90° . Струм $I_{3(C)}$ може бути визначений по формулі:

$$I_{3(C)} = 3I_{C\Phi} = \frac{3U_{\Phi}}{X_C} = 3U_{\Phi}\omega C_{уд}l \cdot 10^{-6},$$

де l – загальна протяжність одної фази мережі; $C_{уд}$ – ємність 1 км фази відносно землі.

У повітряних мережах $I_{3(C)}$ знаходиться в межах від долі до декількох десятків ампер; в кабельних – від декількох ампер до 200-400 А в мережах великих міст.

При замиканні на землю у фазних напругах і струмах з'являються складові НП:

$$\underline{U}_{OK} = \frac{1}{3}(\underline{U}'_A + \underline{U}'_B + \underline{U}'_C); \quad (1.5)$$

$$\underline{I}_0 = \frac{1}{3}(\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C).$$

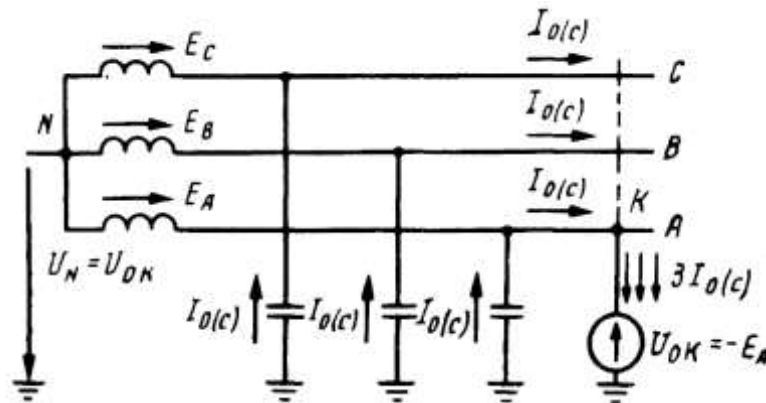


Рис. 1.6. Протікання струмів нульової послідовності при замиканні на землю в мережі з ізолюваною нейтраллю

Підставляючи в (1.5) значення \underline{U}'_B і \underline{U}'_C , отримуємо:

$$\underline{U}_{OK} = \frac{1}{3}(\underline{U}_{BA} + \underline{U}_{CA}) = -\underline{E}_A = \underline{U}_N$$

Оскільки опір проводів значно менше X_C , у всіх точках мережі $U_0 = U_{OK}$. Струми I_0 , що виникають під дією U_{OK} , замикаються через ємність фаз і заземлені нульові точки генераторів і трансформаторів, якщо такі заземлення є. З розподілу струмів I_0 , показаного на рис. 1.6, слідує:

$$I_{0(c)} = -\frac{jU_{OK}}{X_C} = -\frac{jE_A}{X_C} = -\frac{jU_\Phi}{X_C},$$

де U_Φ – нормальна напруга пошкодженої фази.

Із наведеного можна зробити висновок, що ємнісний струм в місці замикання:

$$I_{3(c)} = 3I_{0(c)}$$

Струми $3I_{0(c)}$ і $I_{3(c)}$ співпадають по фазі і випереджають вектор напруги.

1.3. Основні вимоги до захисту

Оскільки замикання на землю не викликають появи надструмів і не спотворюють значення міжфазної напруги, то вони не відбиваються на живленні споживачів і не супроводжуються перевантаженням приладів

небезпечними струмами. Тому на відміну від КЗ замикання на землю в мережі з ізольованою нейтраллю не вимагають негайної ліквідації.

Проте відключення замикань на землю є все ж необхідним, так як в результаті теплового впливу струму замикання на землю і електричної дуги в місці пошкодження можливе пошкодження ізоляції між фазами на кабельних ЛЕП і перехід однофазного замикання в міжфазне КЗ. Крім цього, через перенапруження, що викликається замиканням на землю, можливий пробій або перекриття ізоляції на непошкоджених фазах, що призводить до утворення подвійних замикань на землю в різних точках мережі. Черговий персонал вживає заходів до переведення навантаження пошкодженої ЛЕП на інше джерело живлення, розвантажуючи пошкоджену ЛЕП, і потім відключає її. В сучасних розгалужених міських мережах 6-10 кВ ці операції вимагають значних перемикань, що затягують ліквідацію пошкоджених. Тому в автоматизованих мережах доцільно застосовувати селективний захист з дією на відключення пошкодження.

Захист від замикань на землю незалежно від режиму компенсації повинен бути селективним, мати високу чутливість. Останній викликається тим, що струми, на які реагує релейний захист (РЗ), дуже малі. Особливі вимоги пред'являються до РЗ від замикань на землю в мережах, що живлять електродвигуни шахт, торфозробок, кар'єрів і пересувних установок. Тут становить небезпеку "напруга дотику" і перехід замикання на землю однієї фази в подвійне замикання. При подвійному замиканні на землю "крокова напруга" і "напруга дотику" досягають значень, небезпечних для людей, які обслуговують установки. Тому для безпеки персоналу, що веде видобуток торфу, РЗ від замикання на землю в таких мережах повинна при появі "землі" негайно відключити пошкоджену ділянку.

Ці РЗ повинні відрізнитися особливо високою чутливістю, так як ємнісні струми в мережах, що живлять торфозробки, зазвичай не перевищують 0,5-1 А. Замикання на землю в повітряних мережах, особливо в населених районах, також доцільно відключати від РЗ для забезпечення безпеки населення. Захист повинен надійно діяти як при металевому, так і при неповному замиканні через

перехідний опір $R_{\text{п}}$. Чутливість РЗ вважається достатньою, якщо вона діє з $K_{\text{ч}}$ до більш 1,25 для кабельних і 1,5 для повітряних ЛЕП.

1.4. Струмівий та спрямований захист нульової послідовності

Захист реагує на складові НП повного природного ємнісного струму, що проходить по фазах захищаючого приєднання при замиканнях на землю. Схема РЗ представлена на рис. 1.7.

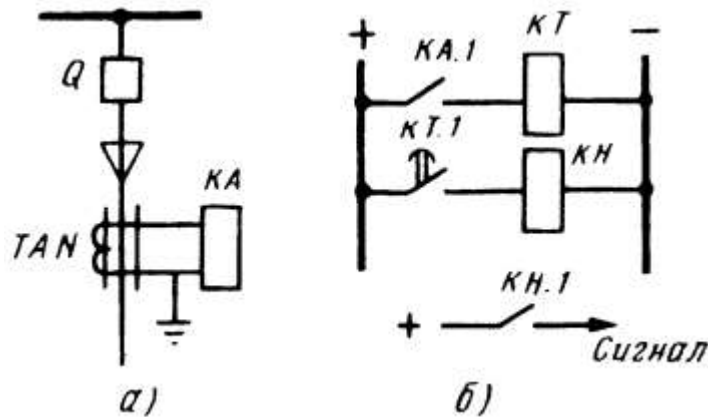


Рис. 1.7. Схема РЗ від замикань на землю на кабельній лінії:

а – підключення струмового реле до ТНП; б – кола оперативного струму.

Струмове реле КА служить вимірювальним органом РЗ, воно діє на сигнал через реле часу КТ. спрацьовування РЗ фіксується вказівним реле КН. Вимірювальний орган виконується за допомогою чутливого токового реле миттєвої дії; використовуються електромагнітне реле РТ-40 / 0,2 і більш чутливе реле, виконане на транзисторах типу РТЗ-50. Захист з РТЗ-50 може спрацьовувати при первинному струмі порядку 1-2 А. Висока чутливість цього реле забезпечується за допомогою двухкаскадного підсилювача постійного струму, включеного через проміжний трансформатор і випрямляючий міст. Живлення напівпровідникової схеми здійснюється або від дільника напруги 110/220 В постійного струму, або випрямленою напругою змінного струму. Струм спрацьовування реле плавно регулюється в межах 10-60 мА. Потужність спрацьовування реле близько 12 мВ · А.

Натомість РТЗ-50 ЧЕАЗ освоїв випуск реле типу РТЗ-51, виконаного на ІМС. Пристрій реле РТЗ-51 пояснює функціональна схема реле, зображена на рис. 1.8.

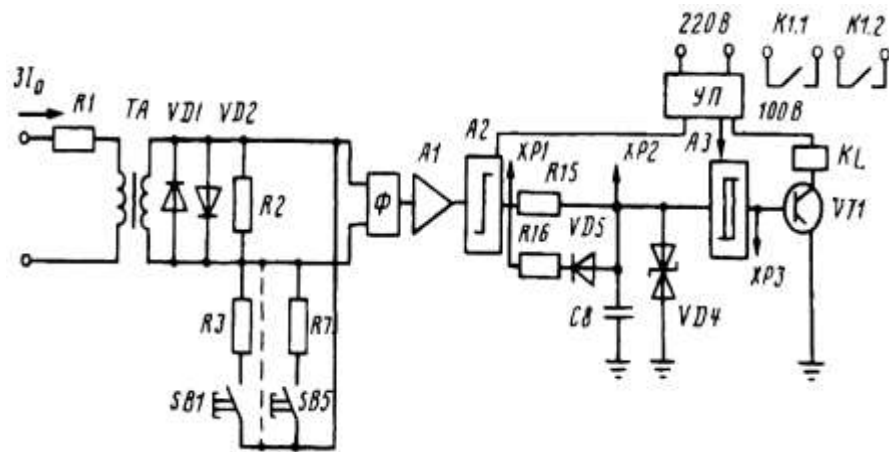


Рис. 1.8. Функціональна схема реле струму нульової послідовності типу РТЗ-51

Відповідно до структурної схеми напівпровідникових реле струму її можна поділити на три функціональні частини: сприймаючу вхідний сигнал, перетворюючу його і порівнюючу перетворений сигнал із заданою уставкою. Сприймаюча частина (як правило, в напівпровідникових реле) виконується у вигляді проміжного трансформатора струму ТА, замкнутого на резистор R2, паралельно якому за допомогою перемикачів SB1-SB5 можна підключити резистори R3-R7, призначені для дискретного регулювання уставки струму спрацювання реле. Діоди VD1, VD2 обмежують рівень вхідного сигналу. При замиканні на землю вхідний сигнал у вигляді струму $3I_0$ надходить в первинну обмотку трансформатора ТА і перетворюється в напругу на затискачах резистора R2 ($u_{R2} = i_{0TA}R_2$). Це напруга надходить в перетворюючу частину, що складається з частотного фільтра Φ і підсилювача A1. Фільтр пропускає струм 50 Гц і замикає вихід в схему порівняння струмів вищих гармонік, якщо вони є в струмі замикання на землю ($3I_0$). Підсилювач A1 служить для підвищення чутливості реле до малих значень струму $I_3^{(1)}$, на які має реагувати реле. В якості підсилювача A1 використовується операційний підсилювач (ОП). Сигнал з виходу A1 надходить на схему порівняння, побудовану аналогічно типовому реле струму на ІМС (заводу ЧЕАЗ).

Схема порівняння складається з порогового елемента, виконаного на операційному підсилювачі A2, час вимірювального ланцюга (утвореного з

резисторів R15, R16, діода VD5 і конденсатора C8) і тригера Шмітта, побудованого на операційному підсилювачі А3 з позитивним зворотнім зв'язком. Вихідний сигнал А3 впливає на виконавчий орган, функції якого виконує проміжне реле KL, ввімкнене в колекторний ланцюг підсилювального каскаду на транзисторі VT1. Реле KL спрацьовує при появі позитивного сигналу на виході А3.

У нормальному режимі, коли сигнал $3I_0$, що надходить на вхід реле ТА відсутній або менше порога спрацювання компаратора А2, вихідна напруга операційного підсилювача А2 має позитивний знак, під дією якого конденсатор C8 заряджений і на його виході встановлюється напруга того ж знака (+). При цьому вихідна напруга А3 має негативну полярність, тому виконавчий орган (VT1 і KL) не працює.

При появі діючого сигналу, що перевищує опорну напругу А2 ($U_{вх} > U_{оп}$), операційний підсилювач перемикається, його вихідна напруга стає негативною, конденсатор перезаряджається і на вході А3 з'являється потенціал негативного знаку. При цьому на його виході з'являється напруга позитивного знаку, що призводить до спрацювання виконавчого органу.

Реле РТЗ-51 має шість діапазонів спрацювання по струму - від 0,02 до 0,12 А. Коефіцієнт повернення $k_B \sim 0,93$. Споживана потужність живлення на постійному струмі - не більше 10 Вт, на змінному струмі - не більше 5 В · А. Таким чином, це реле має високу чутливість і широко використовується в мережах, що живлять торфорозробки і аналогічні установки.

Селективність дії РЗ заснована на різниці абсолютних значень струмів $3I_0$ в захищаючій ЛЕП при замиканні на ній і замиканні на землю зовнішньому (на інших приєднаннях). Умови роботи РЗ пояснює розподіл струмів I_a на рис. 1.9.

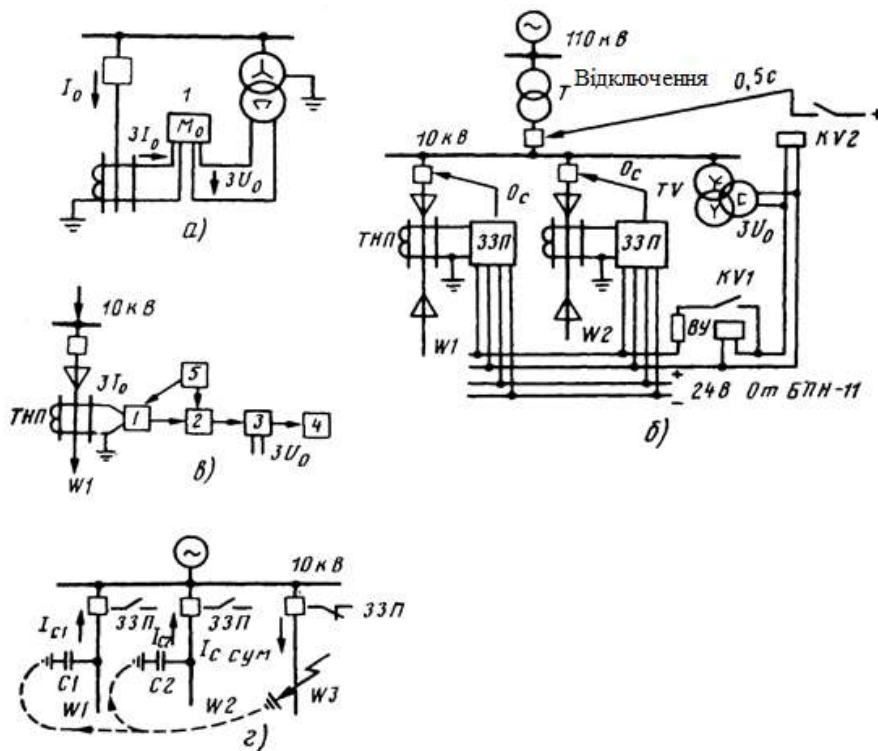


Рис. 1.9. Схема РЗ типу ЗЗП-1М:

а – схема направленої захисту з реле направлення потужності нульової послідовності; б – принципова схема включення; в – структурна схема; г – розподілення ємнісних струмів при однофазних замиканнях на землю.

Струм спрацьовування РЗ кожної ЛЕП за умовою селективності необхідно відбудовувати від ємнісного струму $3I_{0л}$, що проходить по захищаючій ЛЕП при замиканні на землю на інших приєднаннях, і від струму небалансу, що з'являється в ТНП при зовнішніх міжфазних КЗ.

Якщо ємність фази захищається ЛЕП дорівнює C_{W2} , то тоді при зовнішньому замиканні на землю сталий струм в цій ЛЕП $3I_{0сW2} = 3U_{\phi}\omega C_{W2}$. У перехідному режимі, що виникає в початковий момент ушкодження і при замиканні через переміжну електричну дугу, виникають значні кидки ємнісного струму у всіх елементах мережі, що в 4-5 разів перевищують його сталі значення. З огляду на це первинний струм спрацьовування по першій умові:

$$I_{с.з W2} = k_n k_b \cdot 3I_{0 з.л} = k_n k_b \cdot 3U_{\phi} \omega C_{0 з.л W2}, \quad (1.6)$$

де $C_{з.л}$ – ємність захищаючої ЛЕП,

k_6 – коефіцієнт, враховуючий кидок ємнісного струму I_{0c} (в РЗ, працюючої без витримки часу, $k_6 = 4 \div 5$, при наявності витримки часу $k_6 = 1 \div 2$ в залежності від значень t_3),

$$k_H = 1,1 \div 1,2.$$

По другій умові:

$$I_{c.з} = k_H I_{нб \max}. \quad (1.7)$$

Приблизно $I_{нб \max} = I_{нб \text{ нав}} \frac{I_{k \max}}{I_{\text{нав}}}$, тут $I_{нб \text{ нав}}$ – струм небалансу при струмі навантаження $I_{\text{нав}}$, вимірюється при налаштуванні РЗ. Зазвичай на довгих ЛЕП, які мають велику C , струм $I_{c.з}$ вибраний по (1.6), задовольняє умові (1.7).

При пошкодженні на захищаючій ЛЕП РЗ спрацьовує при умові, що струм в пошкодженій ЛЕП:

$$3I_{0 \text{ п.л}} \geq 3U_\phi \omega (C_{0\Sigma} - C_{0(C)л}).$$

Коефіцієнт чутливості, що дорівнює відношенню струму в пошкодженій ЛЕП до $I_{c.з}$ повинен бути не менше 1,25-1,5. Внаслідок складності оцінки вторинного струму ТНП по первинному, реле регулюється на заданий струм $I_{c.з}$ подачею струму в первинний ланцюг ТНП. Як уже зазначалося, струмовий РЗ може застосовуватися в некомпенсованих мережах за умови, що від шин підстанції відходить достатня кількість ЛЕП, при якому $C_{0\Sigma} \geq C_{0л}$.

Струмова РЗ НП, виконана за схемою на рис. 1.7, застосовується не тільки на кабельних, але і на повітряних ЛЕП 6-10 кВ. Розглянутий захист використовується в основному в мережах з ізольованою нейтраллю, де вона реагує на природний ємнісний струм. У компенсованих мережах для дії струмового захисту може використовуватися залишковий струм перекомпенсації або активна складова струму ДГР, або активний струм при заземленні мережі через резистор R .

Направлений захист складається з одного реле потужності, яке вмикається на струм і напруга нульової послідовності (рис. 1.9, а).

У некомпенсованій мережі захист реагує на потужність нульової послідовності, створюваної ємнісним струмом лінії. Як впливає з

струморозподілення, напрямом струму, а отже, і потужності на пошкодженій і неушкодженій лініях протилежні, і, отже, за знаком потужності спрямоване реле може визначити пошкоджену лінію.

З огляду на те, що ємнісний струм I_0 сдвинутий щодо напруги на 90° , застосовують реле потужності синусового типу, що реагує на $S_p = 3U_0 3I_0 \sin\varphi_0$.

В мережі, що працює з перекомпенсацією ємнісного струму, спрямований захист непридатний, оскільки реактивний струм, що протікає в пошкодженій лінії, і ємнісний струм в непошкодженій лінії мають однаковий напрям.

У перекомпенсованій мережі реле потужності використовується в тих випадках, коли для дії захисту створюється активний струм штучним шляхом. В цьому випадку має застосовуватися реле потужності косинусного типу.

Для забезпечення селективності при "землі" в мережі реле потужності спрямованого захисту має відбудовуватися від струму і напруги небалансу, обумовленого навантаженням, що протікає по даній лінії; цією умовою обмежується чутливість захисту.

Реле потужності повинні мати високу чутливість. При живленні струмової обмотки реле від ТНП потрібно враховувати велику кутову похибку останнього. Для правильної роботи спрямованого захисту потрібна мала кутова похибка вимірювальних трансформаторів і точність кутової характеристики реле.

Захист виконується за допомогою реле потужності косинусного типу, що реагує тільки на активну складову потужності нульової послідовності.

Реле реагує на реактивну складову потужності; має три уставки спрацьовування по струму (0,07; 0,5; 2А) при номінальних значеннях напруг і $\varphi_{м.ч} = 90^\circ$.

Захист ЗЗП-1М складається з наступних основних органів (рис. 1.9, в): узгоджувального пристрою 1, підсилювача змінного струму 2, фазочутливого підсилювача ОНМ 3, вихідного реле 4 і блоку живлення 5. Блок живлення типу БПН-11 підключається до ТН або ТСН підстанції (на рис. 1.9, не показано). На випадок відмови РЗ або вимикача пошкодженої ЛЕП через несправність або

через зниження сумарного ємнісного струму при виведенні однієї або декількох ПЛ на підстанції передбачається додатково до лінійного РЗ резервна неселективна максимальна РЗ напруги НІ (реле KV2 на рис. 1.9, б), яка з витримкою часу 0,5-0,7 с діє на відключення живильного трансформатора (при цьому повинні заборонятися дії АПВ та АВР).

1.5. Датчик струму нульової послідовності

Традиційно використовуються трансформатори струму та трансформатори напруги, які давали велику похибку, яка основною зумовлена наявністю аперіодичної складової. Такі трансформатори мають нелінійні передавальні характеристики, певний розкид параметрів, деяку температурну нестабільність, вони ж прийнятні для побудови пристроїв релейного захисту, що допускають роботу з похибкою 2 ... 5%. Тому ми використовуємо сучасні датчики струму на основі ефекту Холла, які позбавлені вищезгаданими недоліками і ще вони мають високий клас точності. Цей прилад дозволяє стежити за показниками мережі і створити умови для безпечної роботи, забезпечує високу точність і швидкість вимірювання. На відміну від трансформаторів струму, датчики струму з елементом Холла вимірюють як постійний так і змінний струм.

В якості датчика струму вибрано роз'ємний датчик струму ХН-SCT25 з діаметром отвору під струмову шину 25 мм.



Рис. 1.10. Датчик струму ХН-SCT25

Датчик можна встановлювати на панелях контролю і управління, таких як розподільні коробки або енерговузли, з метою вимірювання та контролю сили струму. Датчик можна встановлювати без необхідності в демонтажі приєднаних кабелів, що значно підвищує зручність в експлуатації пристрою.

Характеристики роз'ємного датчика струму

- Номінальна сила струму: від 50 А до 400 А
- Вихідний сигнал струму: 20 мА, 40 мА, 66.6 мА, 100 мА
- Нормальна вихідна напруга: 0.333 В
- Діаметр отвору під струмову шину: 25 мм
- Напруга ізоляції: 600 В (змінний струм)
- Витримувана напруга: 2500 В / 0.3 мА / 3 с
- Точність: Клас $\pm 0.5\%$
- Похибка фази: $\leq 1^\circ$
- Робоча температура: $-40^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C}$
- Відповідає стандартам RoHS
- Діапазон частот: 50-400 Гц
- З'єднувальні дроти: 4 фути (105 см), UL 2464
- Маса: 150 г
- З'єднувальні дроти надаються відповідно до ТТ замовника

Застосування роз'ємного датчика струму

- Точніше вимірювання і облік електроспоживання
- Аналіз продуктивності обладнання в пристроях реєстрації даних
- Цифрові аварійні реєстратори
- Інтелектуальні енергосистеми
- Енерговузли
- Трьохфазні регулятори балансу
- Вимірювання потужності пристроїв ПЛК

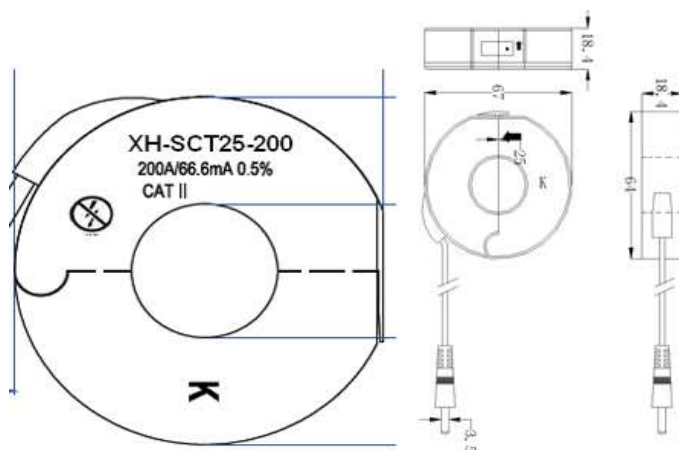


Рис. 1.11. Загальний вид датчика XH-SCT25.

РОЗДІЛ 2

МЕТОДИ ПОБУДОВИ АНАЛОГОВИХ ПЕРЕМНОЖУВАЧІВ ТА РОЗРОБКА ФІЛЬТРІВ НИЖНІХ ЧАСТОТ

2.1. Принципи роботи і похибки помножувача

Помножувачі є одними з найпоширеніших функціональних вузлів сучасних аналогових пристроїв і, крім перемноження двох сигналів, застосовуються в багатьох інших випадках. Серед них можна назвати схеми для зведення в квадрат, обчислення квадратного кореня, вимірювання потужності; керовані напругою схеми, наприклад підсилювачі або фільтри; вузли управління амплітудою коливань генератора; схеми визначення середньоквадратичного значення і лінеаризуючі схеми.

Загальне позначення помножувача показано на рис. 2.1. Типовий діапазон напруг U_x , U_y і $U_{\text{вих}}$ становить ± 10 В, тому масштабний коефіцієнт k_M зазвичай дорівнює $0,1 \text{ В}^{-1}$. В цьому випадку при $U_x = U_y = 10$ В вихідна напруга становить 10 В.

Ідеальний помножувач повинен працювати у всіх чотирьох квадрантах (тобто при будь-яких полярностях вхідних сигналів U_x і U_y , рис. 2.2). Деякі помножувачі працюють тільки в одному квадраті (наприклад, обидва сигнали U_x і U_y повинні бути позитивними), або в двох квадрантах (тобто напруга на одному з входів повинна бути тільки однієї полярності).

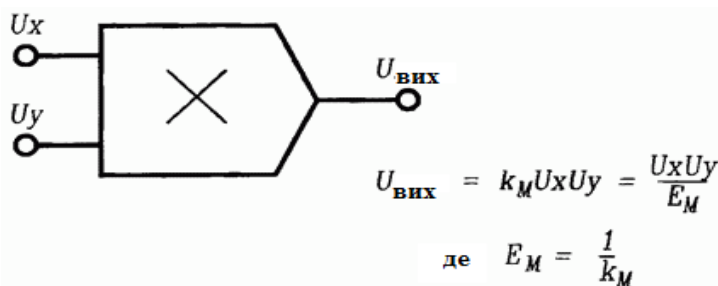


Рис. 2.1. Аналоговий помножувач

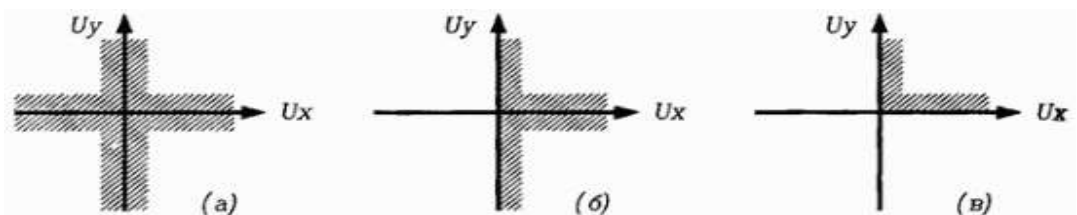


Рис. 2.2. Полярності вхідних сигналів помножувача:

а) чотириквadrантного; б) двоквadrантного; в) одноквadrантного.

Реальний помножувач завжди відрізняється від ідеального через низку обмежень, що накладаються на вхідні і вихідні параметри. Наприклад, обмежений діапазон вхідних диференціальних і синфазних напруг, вхідний опір має кінцеву величину, вихідний струм не може перевищити максимально допустимого значення, вихідний опір також. Характерні для помножувачів особливості розглядаються далі стосовно чотириквadrантного варіанту.

Вихідна напруга помножувача більш точно описується наступним виразом:

$$U_{\text{вих}} = (k_m + \Delta k_m)(U_x + U_{3M.x})(U_y + U_{3M.y}) + U_{3M.вих} + U_{\text{пр.х}} + U_{\text{пр.у}} + U_{\text{нл.}}(x, y),$$

де Δk_m – похибка масштабного коефіцієнта;

$U_{3M.x}$ – вхідна напруга зміщення по входу X;

$U_{3M.y}$ – вхідна напруга зміщення по входу Y;

$U_{3M.вих}$ – вхідна напруга зміщення;

$U_{\text{пр.х}}$ – похибка, яка виникає через пряме проходження сигналу з входу X на вихід;

$U_{\text{пр.у}}$ – похибка, яка виникає через пряме проходження сигналу з входу Y на вихід;

$U_{\text{нл.}}(x, y)$ – нелінійність передавальної характеристики.

Даний вираз можна представити в іншому вигляді:

$$U_{\text{вих}} = k_m U_x U_y + \Delta k_m U_x U_y + [(k_m + \Delta k_m) U_x U_{3M.y} + U_{\text{пр.х}}] + [(k_m + \Delta k_m) U_y U_{3M.x} + U_{\text{пр.у}}] + U_{3M.вих} + U_{\text{нл.}}(x, y),$$

де $k_m U_x U_y$ – ідеальна вихідна напруга;

$\Delta k_m U_x U_y$ – похибка коефіцієнта передачі;

$[(k_m + \Delta k_m) U_x U_{3M.y} + U_{\text{пр.х}}]$ – загальне пряме проходження сигналу з входу X;

$[(k_m + \Delta k_m) U_y U_{3M.x} + U_{\text{пр.у}}]$ – загальне пряме проходження сигналу з входу Y;

$U_{3M.вих}$ – вихідне зміщення;

$U_{\text{нл.}}(x, y)$ – вихідна не лінійність.

Помножувач може мати 4 зовнішніх регулювання:

- балансування зміщення по входу X ($U_{3M.x}$);

- балансування зміщення по входу Y ($U_{ЗМ.Y}$);
- балансування вихідного зміщення ($U_{ЗМ.ВИХ}$);
- корекція не лінійності ($U_{НЛ.(x,y)}$).

Вихідний сигнал ідеального помножувача має дорівнювати нулю при нульовій напрузі хоча б на одному з входів. Реально цього не відбувається, оскільки існують три основні похибки:

- вихідна напруга зсуву;
- проходження сигналу зі входу X , що представляє собою невеликий сигнал помилки, що проходить на вихід зі входу X тоді, коли сигнал на вході Y дорівнює нулю;
- аналогічне проходження зі входу Y .

Похибка через вихідну напругу зміщення зазвичай не є великою проблемою, так як її легко усунути балансуванням. Невелику похибку може викликати дрейф вихідної напруги зміщення, так як, якщо в системі не застосовується автоматична корекція нуля, його не можна відрізнити від корисного сигналу. Типове значення вихідної напруги зміщення становить близько 5 мВ.

Сигнал прямого проходження зі входу X складається з двох доданків (аналогічні зауваження відносяться і до проходження зі входу Y). Перший доданок виникає через те, що сигнал на вході X множиться на кінцеву напругу зсуву входу Y . Цю складову можна звести до мінімуму, коректуючи зміщення по входу Y . Друга складова нелінійно залежить від напруги на вході X , і повністю усунути її неможливо. Регулюючи вхідні напруги зсуву по обом входах, можна звести похибки проходження до мінімуму. Однак, якщо в системі не використовується автоматична корекція нуля, температурні дрейфи вхідних напруг зсуву будуть приводити до збільшення проходження. Пряме проходження зі входів залежить від частоти і значно зростає з її збільшенням. Деякі виробники мікросхем помножувачів гарантують максимальний рівень прямого проходження сигналів зі входів при збалансованих зовнішніми підлаштувальними елементами вхідних напруг зсуву. Відзначимо, що рівні прямого проходження сигналів з різних входів можуть сильно відрізнятись між

собою (до 10 разів). Пряме проходження вимірюється або в вольтах - як приріст вихідної напруги при зміні одного з вхідних сигналів в повному робочому діапазоні (наприклад, від 10В до +10 В, другий вхідний сигнал при цьому дорівнює нулю), або у відсотках від максимальної вихідної напруги (при тих самих умовах). Як випробувальний використовується синусоїдальний сигнал з частотою 50 Гц і розмахом 20 В. Типові значення прямого проходження становлять близько 50 мВ (0,5%) або менше.

Процедура корекції вищеописаних похибок помножувача полягає в наступному.

— Підключити вхід X до землі. Подати на вхід Y синусоїдальний сигнал частотою 50 Гц і розмахом 20 В. Усунути зміщення по входу X, досягаючи мінімуму змінної напруги на виході.

— Підключити вхід Y до землі. Подати на вхід X низькочастотну синусоїду з максимальним розмахом. Усунути зміщення по входу Y.

— Підключити обидва входи до землі. Збалансувати вихідне зміщення.

У більшості помножувачів необхідне значення масштабного коефіцієнта встановлюється досить легко за допомогою зовнішнього потенціометра. Слід звернути особливу увагу на дрейф масштабного коефіцієнта, особливо при змінах температури, так як ця похибка коригується насилу і може викликати серйозні проблеми.

Нелінійність передавальної характеристики - це максимальне відхилення її від ідеальної прямої лінії. Зазвичай похибка визначається при максимальному вхідному сигналі (позитивному або негативному), поданому на один з входів; на інший вхід подається вимірювальний сигнал, яким може бути, наприклад, синусоїда з частотою 50 Гц і розмахом 20 В. Нелінійність призводить до спотворень сигналів, скорегувати її надзвичайно складно. Мікросхеми типових помножувачів мають коефіцієнти нелінійності від 0,01% і до 0,5% .; слід зазначити, що лінійність одного з входів може бути набагато (до 10 раз) гірше, ніж іншого, що може виявитися вирішальною обставиною при виборі сигнальних входів помножувача в конкретній схемі.

Сумарна похибка є узагальненим параметром, який включає в себе похибки масштабного коефіцієнта, пряме проходження зі входів, вихідне зміщення і коефіцієнти нелінійності. Різні мікросхеми помножувачів зручно порівнювати саме за цим параметром. Типові значення сумарної похибки становлять від 0,1% до кількох відсотків.

У довідкових даних вказуються такі параметри: ширина по смузі пропускання за рівнем -3 дБ (на одному з входів при цьому встановлюється максимальне позитивне або негативне напруга), швидкість наростання вихідної напруги, час встановлення вихідної напруги і ширина смуги вхідних сигналів, в якій загальна похибка множення не перевищує 1%. Загальні зауваження з приводу динамічних похибок: по-перше, похибки зростають при підвищенні частоти, по-друге, ширина смуги пропускання залежить від постійних рівнів вхідних сигналів і при малих сигналах може бути вельми вузькою.

Помножувач вважається функціональним блоком.

2.2. Імпульсний метод побудови

Методи побудови:

1. Метод логарифмування;
2. Сума – різницевий метод;
3. Імпульсний метод або метод трикутної напруги;
4. Метод змінної крутизни;
5. Метод нормування струмів.

Імпульсні пермножувачі

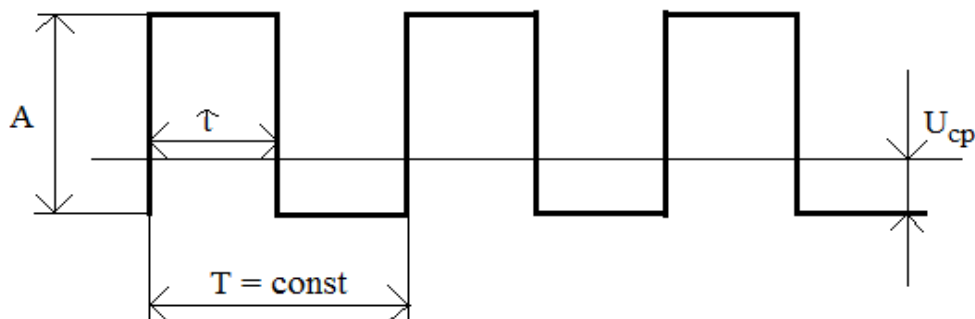


Рис. 2.3. Часова діаграма вихідного сигналу компаратора і імпульсного пермножувача.

$$U_1 \cdot U_2 = ?$$

$$A \equiv U_1 \quad \tau \equiv U_2$$

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ср}} = \frac{\tau A}{T} = \text{const} U_1 U_2$$

Найбільш поширеними є імпульсні перемножувачі на основі трикутної напруги:

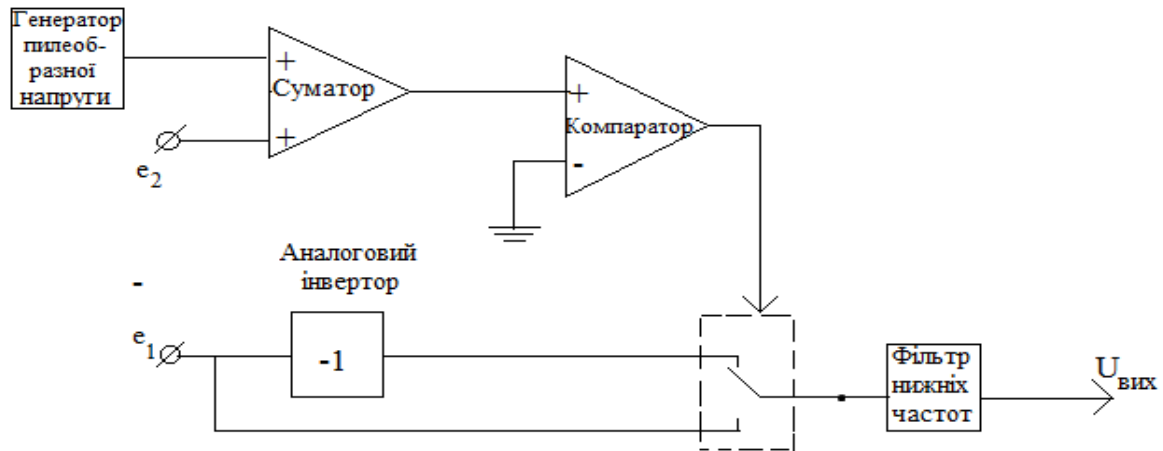


Рис. 2.4. Структурна схема імпульсного перемножувача на основі трикутної напруги

Діаграма роботи:

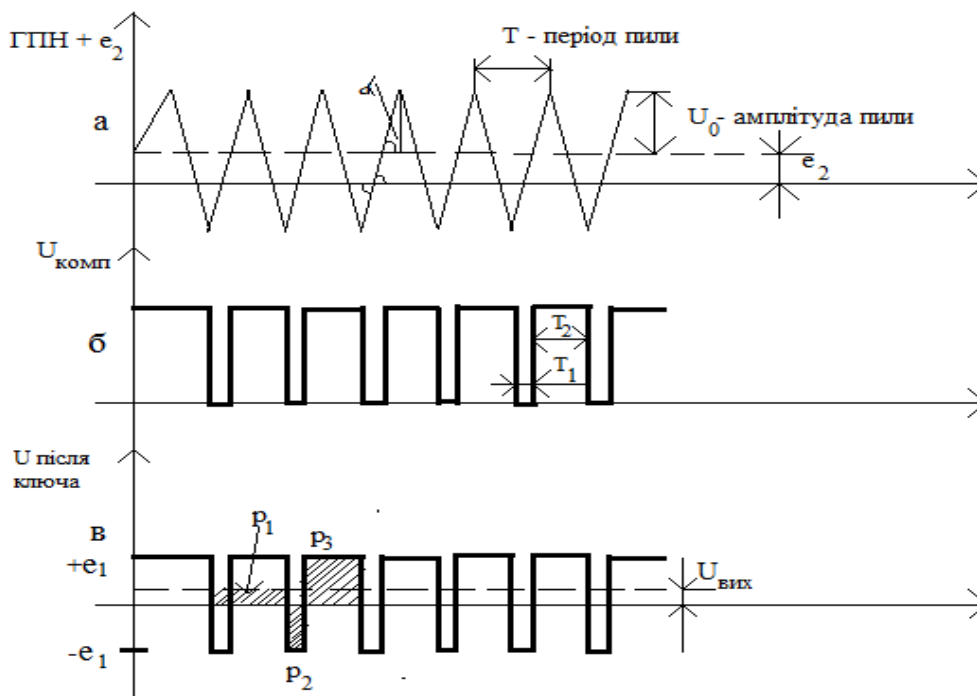


Рис. 2.5. Часові діаграми роботи імпульсного перемножувача:

а – вихідна напруга суматора; б – вихідна напруга компаратора; в – вхідна напруга фільтра нижніх частот

$$T_2 = \frac{e_2 + U_0}{2U_0} T \quad \text{tg} \alpha = \frac{U_0}{\frac{T}{4}}; \quad (2.1)$$

$$T_1 = \frac{U_0 - e_2}{2U_0} T \quad \text{tg} \alpha = \frac{U_0 + e_2}{\frac{T_2}{2}}; \quad (2.2)$$

$$\text{tg} \alpha = \frac{U_0 - e_2}{\frac{T_1}{2}}; \quad (2.3)$$

Прирівнюємо (2.1) і (2.2) до (2.3):

$$U_{\text{вих}} = (e_1 T_2 - e_1 T_1) \frac{1}{T} = \frac{e_1 e_2}{U_0}$$

$p_1 = p_2 - p_3$ – умовне усереднення

Недоліки: нелінійність пили, затримки в ключах, гістерезис компаратора.

Ці недоліки усуваються в імпульсних перемножувачах з ОС:

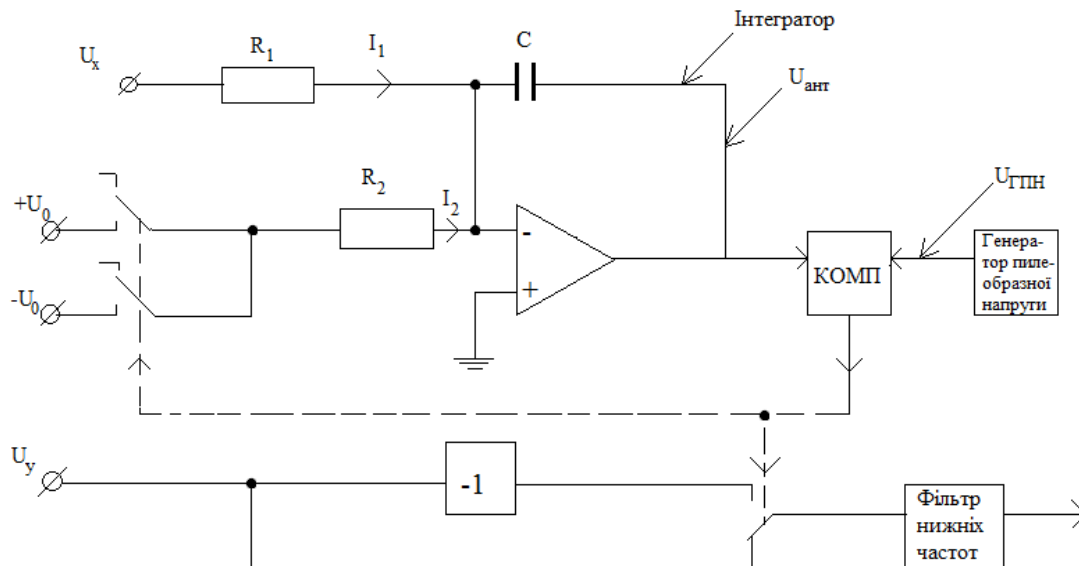


Рис. 2.6. Структурна схема імпульсного перемножувача з негативним зворотнім зв'язком по інформативному параметру

U_X, U_Y – ?

ΔU – приріст напруги на виході індикатора.

$$\Delta U = \frac{(I_1 + I_2)T_1}{C} = \frac{(I_1 + I_2)T_2}{C}$$

Звідси:

$$I_1 = I_2 \frac{T_2 - T_1}{T_2 + T_1} = \frac{U_X}{R_1}$$

$$(T_2 - T_1) = \frac{I_1}{I_2} (T_1 + T_2)$$

$$U_{\text{вих}} = U_Y (T_2 - T_1) \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{U_Y U_X}{R_1 I_2} = \frac{U_Y U_X R_2}{R_1 U_0}$$

Діаграма роботи:

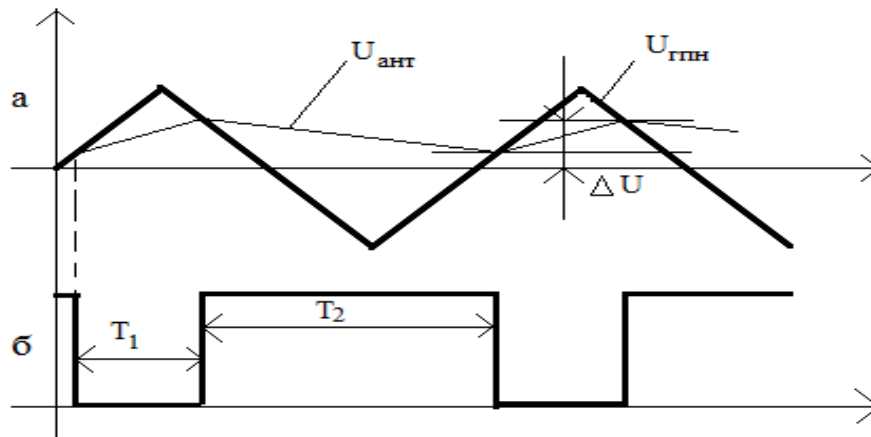


Рис. 2.7. Часові діаграми перемножувача:

а – вихід інтегратора та генератора пилоподібної напруги; б – вихідна напруга компаратора

Переваги: висока точність (0,01%)

Недоліки: обмеженість полоси помножуючого сигналу, зв'язана з тим, що частота пили в сотні разів повинна перевищувати частоту вхідного сигналу.

2.3. Розв'язуючі підсилювачі

Розв'язуючий або ізольований підсилювач характеризується високим рівнем гальванічної ізоляції (розв'язки) між вхідними і вихідними ланцюгами. Такий рівень ізоляції досягається за допомогою оптичного або трансформаторного зв'язку між вхідним і вихідним каскадами. Надійна ізоляція потрібна в тих ситуаціях, коли доводиться мати справу з високими синфазними напруженнями. Цілком можливо, наприклад, спроектувати підсилювач для розв'язки синфазних напруг в кілька тисяч вольт. Особливе значення такі підсилювачі мають в медицині, коли електроди підключаються до тіла пацієнта, і ізоляція потрібна з міркувань безпеки. Розв'язуючі підсилювачі застосовуються також для виключення наводок по "земляним" проводам і в тих

випадках, коли потрібен дуже високий коефіцієнт придушення синфазної напруги (більше 100 дБ).

На рис. 2.8. представлена блок-схема розв'язуючого підсилювача. Основними компонентами таких підсилювачів є вхідна секція, вихідна секція і секція живлення. Головна особливість цих пристроїв полягає в тому, що їх вхідна і вихідна секції повинні мати повну гальванічну розв'язку як по сигналу, так і за джерелами живлення. У показаному на рис. 2.8. розв'язуючому підсилювачі реалізована так звана трирівнева розв'язка, тобто його вхідний каскад, вихідний каскад і секція живлення ізольовані один від одного. У такій трирівневій системі живлячі напруги для всіх вузлів схеми забезпечуються вбудованою секцією живлення. Однак в деяких трирівневих пристроях живлення вихідного каскаду повинно здійснюватися від того ж джерела живлення, що і наступні каскади. Багато розв'язуючих підсилювачів відносяться до так званого дворівневого різновиду, тобто їх вихідний каскад і секція живлення не ізольовані.

У всіх розв'язуючих підсилювачах живлення вхідного каскаду (в трирівневій схемі - і вихідного каскаду) здійснюється через розділовий трансформатор. На практиці застосовуються три способи передачі сигналу від вхідного до вихідного каскаду: трансформаторний, оптичний і ємнісний. Для передачі сигналу через ланцюг гальванічної розв'язки зазвичай застосовуються два методи: модуляція / демодуляція (застосовується для всіх трьох видів зв'язку) і лінеаризуючий зворотний зв'язок (застосовується з оптронами).

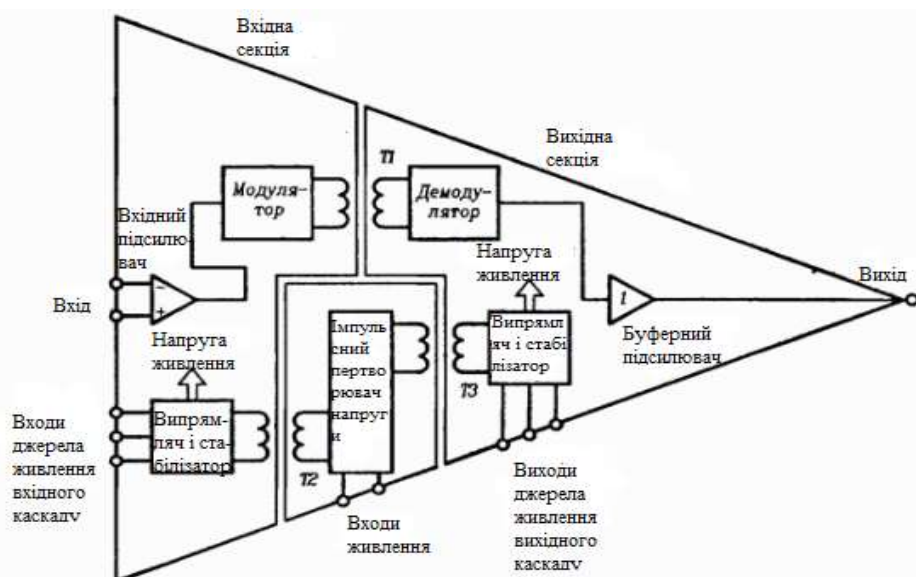


Рис. 2.8. Блок-схема розв'язуючого підсилювача

У показаному на рис. 2.9. розв'язуючому підсилювачі в якості ізолюваного джерела живлення вхідної секції застосовується перетворювач постійної напруги. До подачі на модулятор вхідний сигнал посилюється диференціальним вхідним підсилювачем. Після цього модульований сигнал передається у вихідну секцію, демодулюється і через буферний підсилювач подається на вихід схеми. Каскади модуляції/демодуляції необхідні тому, що застосовувані ланцюги розв'язки не мають зв'язку з постійним струмом і мають нелінійні або змінні характеристики. Для модуляції зазвичай застосовується широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) або частотна модуляція (ЧМ). На рис. 2.9 показані також три пристрої зв'язку.

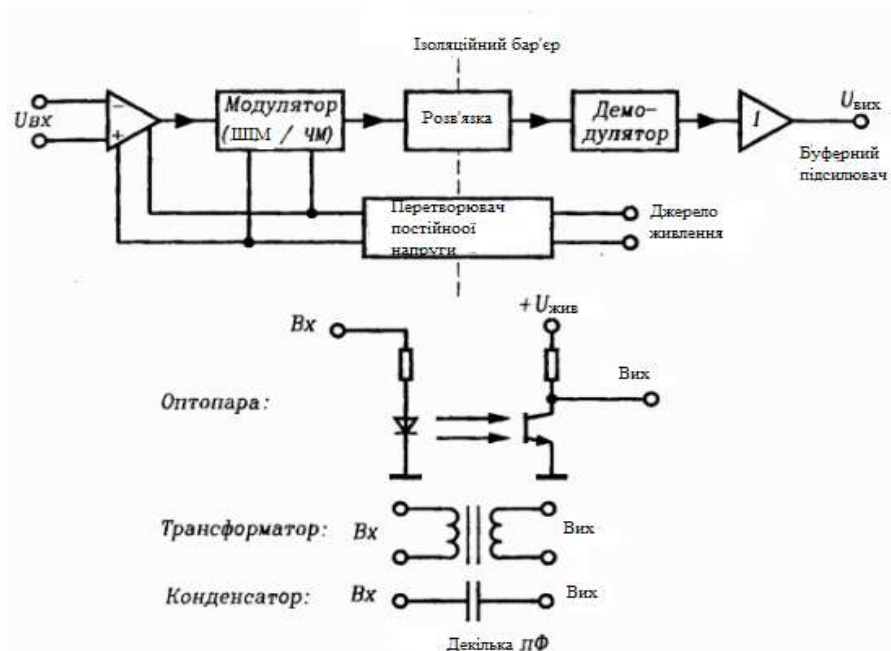


Рис. 2.9. Гальванічна розв'язка з використанням методу модуляції/демодуляції

При порівняно новому способу ємнісного зв'язку модульований сигнал пропускається через конденсатор дуже невеликої ємності (порядку декількох пікофарад). Ємність конденсатора зв'язку має бути мінімальною, щоб обмежити передачу енергії через нього при змінній синфазній напрузі. Ємнісний зв'язок застосовується в підсилювачах ISO 120/1/2 і ISO 102/6 фірми Burr Brown.

МДМ-метод забезпечує високу точність, але обмежує смугу пропускання розв'язуючого підсилювача. Частота несучої зазвичай вибирається максимально можливою для застосовуваного пристрою зв'язку. При роботі декількох поруч розташованих розв'язуючих підсилювачів, в яких застосовується описуваний метод, доцільно синхронізувати всі перетворювачі напруги живлення, щоб уникнути взаємної модуляції і перешкод на частоті биття. Така можливість передбачена в деяких промислових розв'язуючих підсилювачах.

Більш простий і дешевий спосіб розв'язки, ніж вищеописаний, реалізується за допомогою оптронів. Наведена на рис. 2.10. схема показує, як лінеаризувати передавальну характеристику оптронів. Вхідний сигнал змінює струми в випромінювачах оптронів ОС1 і ОС2. Власне розв'язка забезпечується за допомогою оптрона ОС2. Оптрон ОС1 включений в ланцюг зворотного зв'язку підсилювача А1. Передавальні характеристики оптронів повинні бути ідентичні. При цьому всі нелінійності оптронів автоматично компенсуються ланцюгом зворотного зв'язку підсилювача А1. Резистори R2 і R4 задають рівні початкових струмів фототранзисторів Q1 і Q2. Резистори R1 і R5 визначають амплітуду струму сигналу фототранзисторів. Швидкодія даної схеми виявляється досить високою, так як напруги на Q1 і Q2 постійні і їх ємності не перезаряджаються при змінах сигналу. Хоча схема і забезпечує досить широку смугу пропускання, в ній зберігаються нелінійність і властиві оптроним пристроям проблеми дрейфу і точності коефіцієнта передачі.

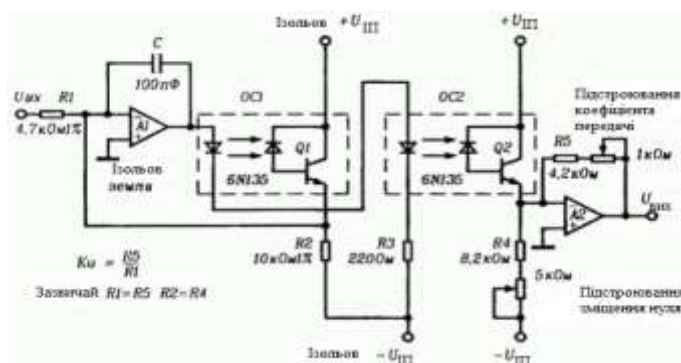


Рис. 2.10. Гальванічна розв'язка з використанням лінеаризуючого зворотного зв'язку

Для мінімізації спотворень, дрейфів коефіцієнта передачі і зміщення необхідно точно узгодити оптрони ОС1 і ОС2; в ідеальному випадку вони повинні знаходитися в одному корпусі. Резистори вибираються так, щоб $R_2 = R_4$ для приблизно нульового вихідного зміщення і $R_1 = R_5$ для одиничного коефіцієнта передачі. При виборі опору R_1 доводиться йти на компроміс між спотвореннями з одного боку, і шумом і дрейфами з іншого боку. Якщо, наприклад, вибрати R_1 невеликим, зміни струму сигналу в оптронах ОС1 і ОС2 будуть великими, це призведе до великих спотворень, але дрейф струмів буде позначатися незначно. При великому опорі R_1 ситуація змінюється на протилежну. Всі напруги живлення повинні бути стабільними, в іншому випадку виникають додаткові похибки зсуву. Опір R_3 необхідно вибрати так, щоб вихідна напруга A_1 приблизно дорівнювала 0 В при $U_{вх} = 0$. Конденсатор C необхідний для частотної корекції ОП A_1 , в ланцюг зворотного зв'язку якого включений оптрон ОС1. Без цього конденсатора схема виявляється нестійкою і збуджується. Ємність конденсатора C лежить в межах від десятків до сотень пікофарад. Зміщення можна компенсувати, подаючи через резистор додатковий струм на інвертуючий вхід ОП A_2 . Максимальна напруга розв'язки обмежується напруженнями пробою оптронів або ізоляції джерел живлення лівої частини схеми (на ОП A_1 і оптроні ОС1).

Промисловість пропонує безліч розв'язуючих підсилювачів, які випускаються в різних корпусах і використовують різні способи розв'язки (оптичні і трансформаторні). У табл. 1 наведені параметри деяких промислових розв'язуючих підсилювачів. Наведені в ній параметри, якщо не вказано інше, відносяться до температури 25°C . Параметри розв'язуючих підсилювачів аналогічні відповідним параметрам звичайного підсилювача напруги. В цілому розв'язуючі підсилювачі мають гірші характеристики лінійності, дрейфу коефіцієнта підсилення і дрейфу зміщення. Найбільш важливою паспортною характеристикою розв'язуючих підсилювачів є максимальне напруження між входом і виходом, як постійне, так і змінне з частотою 50 Гц або 60 Гц. Крім того, можуть нормуватись деякі додаткові параметри розв'язки.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ ТА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

3.1. Вимірювальний канал та вимірювальний перетворювач

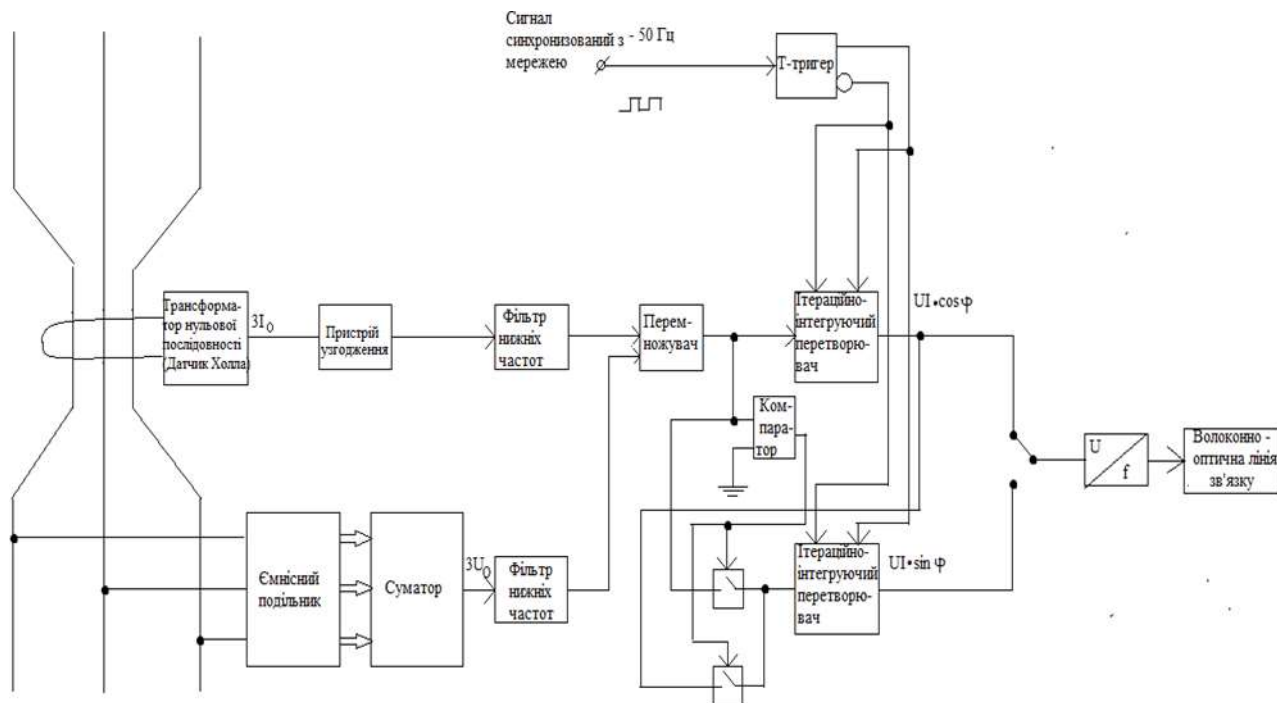


Рис 3.1. Структурна схема вимірювального каналу

На рис 3.1. представлена структурна схема вимірювального каналу системи релейного захисту з реле потужності струмів нульової послідовності. Вона складається з датчика струму нульової послідовності, який виконаний на основі датчика Холла. Перевагою такого датчика є більш високі метрологічні характеристики (клас точності 0,5). Ще одною перевагою такого датчика є відсутність низькочастотного полюсу в амплітудно-частотній характеристиці, що сприяє зменшенню аперіодичної складової вихідного сигналу, яка є одною з основних факторів виникнення похибок в схемах з використанням трансформаторів струму в якості датчиків.

В якості датчика напруги нульової послідовності використовуються ємнісні подільники напруги. Отримані таким чином сигнали пропорційні струмам та напругам нульової послідовності. Очищується від високочастотних гармонік за допомогою фільтра нижніх частот. Після очищення ці сигнали поступають на аналоговий перемножувач на виході якого формується сигнал

пропорційний добутку миттєвих значень напруг та струмів нульової послідовності. Відомо, що для мереж позбавлених систем компенсації $\cos\varphi$ діагностичним параметром буде значення реактивної потужності вище згаданих сигналів, а при наявності схем компенсації – активна потужність.

Ці два параметри визначаються схемою вимірювального перетворювача, який складається з двох ітераційно – інтегруючих перетворювачах (ІІП), компаратора і електронних комутаторів. Т-тригер формує два протифазних меандра для керування ІІП. Обраний параметр (активна або реактивна потужність) перетворюється за допомогою перетворювача «напруга – частота» в частотно-модульований сигнал і передається до центрального комп'ютера, де частота цього сигналу вимірюється і порівнюється з певними уставками. Ще одною перевагою такої схеми є те, що значення реактивної потужності визначається без використання фазообертачів.

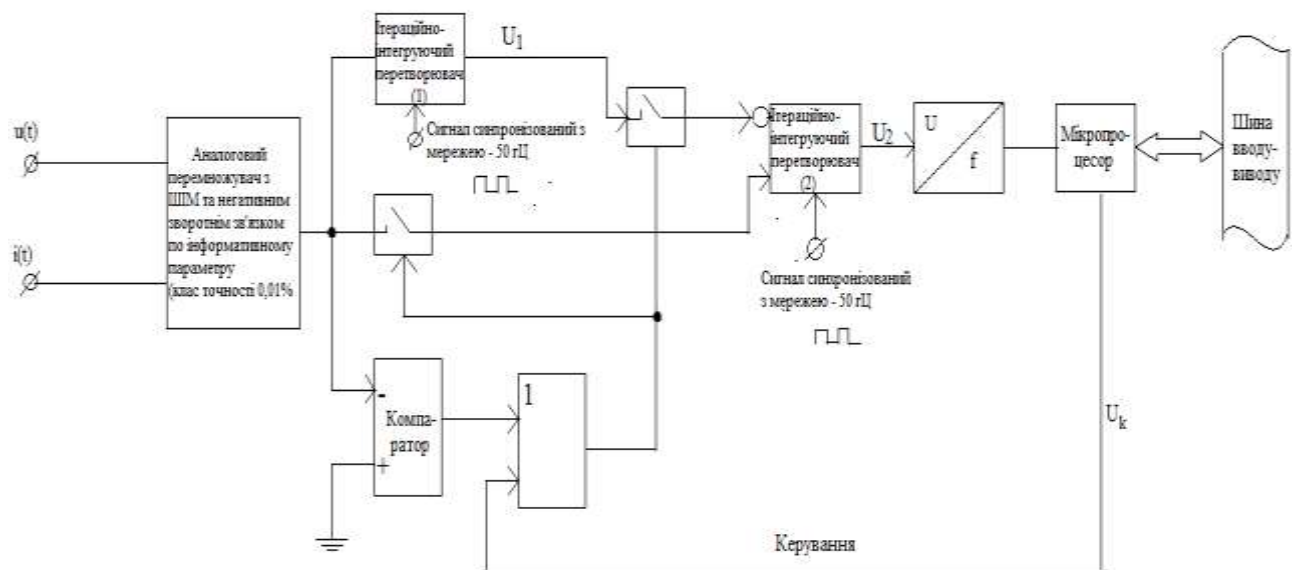


Рис 3.2. Функціональна схема вимірювального перетворювача

В схемі на рис 3.2. у випадку формування сигналу, який пропорційний активній потужності $UI \cdot \cos\varphi$, сигнал керування з мікропроцесора буде дорівнювати логічній одиниці і тоді на виході схеми логічного «АБО» буде постійний сигнал, який дорівнює логічній одиниці незалежно від сигналу на виході компаратора. Ця логічна одиниця буде підтримувати обидва електронні комутатори постійно у відкритому стані, при цьому вихідна напруга першого і другого ІІП буде прямопропорційна активній потужності завдяки тому, що

коефіцієнт перетворення ШП різний. Якщо напруга керування мікропроцесора буде дорівнювати 0, то тоді напруга на виході схеми логічного «АБО» буде дорівнювати вихідному сигналу компаратора, який буде відкривати електронні комутатори тільки тоді, коли напруга на виході аналогового перетворювача буде менша за 0. Це забезпечить формування напруги U_2 на виході другого ШП, яка пропорційна реактивній потужності, яка буде використовуватися в системі компенсації $\cos\varphi$.

На цих формулах представлено перетворення вихідної напруги перемножувача миттєвих значень напруг та струмів в напругу прямопропорційну реактивній потужності:

$$U_1 = \frac{1}{2} U_m \cdot I_m \cdot \cos\varphi = P_A$$

$$U_2 = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta T^*} u(t) \cdot i(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^{\Delta T^*} P_A dt = \frac{1}{2} I_m \cdot U_m \cdot \sin\varphi$$

$$U_2 = P_A \quad \text{при } U_k = 1$$

$$U_2 = P_Q \quad \text{при } U_k = 0$$

U_k – напруга керування.

$$W = \sqrt{P_A^2 + P_Q^2} = \text{const};$$

$$u(t) = U_m \sin\omega t, \quad i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi);$$

$$U_P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt = \frac{1}{2} U_m I_m \cos\varphi, \quad U_Q = \frac{1}{2} U_m I_m \sin\varphi;$$

$$\int_0^{\Delta T^*} u(t) \cdot i(t) dt;$$

$$\Delta T^* = \in u(t) \cdot i(t) < 0$$

3.2. Принцип дії ітераційно-інтегруючого перетворювача

Одним із можливих методів усунення похибки «пролазу» керувального сигналу без зменшення швидкодії є схема ітераційно-інтегруючого перетворювача (ШП), де замість пристрою вибірки–збереження

використовуються два динамічно запам'ятовуючих пристрої, які працюють у протифазі (рис. 3.3).

У цій схемі необхідний коефіцієнт ділення опорної напруги задається перемикачем K_0 , який керувальними сигналами з мікроконвертера замикається на час T_1 і розмикається на час $T_0 - T_1$. На ключі K_3 і K_4 подаються керувальні сигнали. Як інтегратор використовується інтегрувальний підсилювач на основі операційного підсилювача DA_1 з резистором R_1 і конденсатором C_i у ланцюгу зворотного зв'язку.

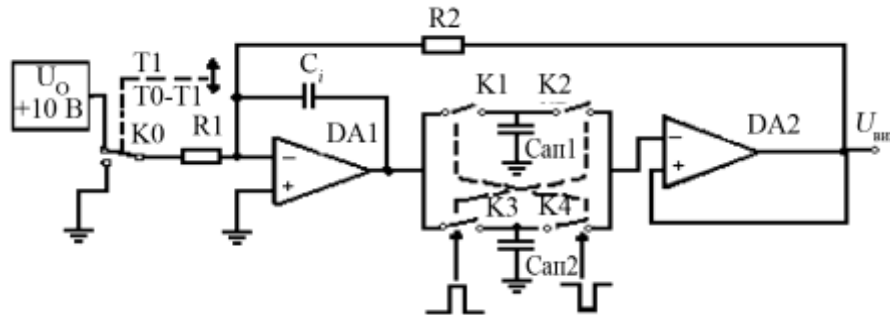


Рис. 3.3. Схема ЧІМ на основі ІІП з ДЗП

На виході інтегратора знаходяться два ДЗП, які складаються із ключів $K_1 - K_4$, двох конденсаторів $C_{АП}$ (ємність аналогової пам'яті). Вихідна напруга знімається з виходу повторювача DA_2 і через резистор R_2 подається на підсилювач інтегратора. Інтегратор DA_1 налаштовує вихідну напругу DA_2 доти, доки вона не буде дорівнювати середньому значенню модульованої опорної напруги.

Щоб отримати значення коефіцієнта перетворення ІІП, врахуємо те, що він є астатичною системою, тобто в статичному стані середнє значення вхідного струму $\overline{i_1}$ буде дорівнювати середньому значенню струму зворотного зв'язку $\overline{i_2}$. Отже, отримаємо $\overline{i_1} = \overline{i_2}$.

Підставляючи у цю рівність значення $\overline{i_1} = \frac{\overline{U_{ВХ}}}{R_1}$ та $\overline{i_2} = \frac{\overline{U_{ВІХ}}}{R_2}$, отримаємо:

$$\frac{\overline{U_{ВХ}}}{R_1} = - \frac{U_{ВІХ}}{R_2} .$$

Отже,

$$U_{\text{вих}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \bar{U}_{\text{вх}}.$$

Для отримання перехідної характеристики ІІП розглянемо перехідний процес при нульових початкових умовах: $(U_i(-0) = 0, U_{\text{САП}}(-0) = 0)$. На вхід надходить ступінчатий сигнал з амплітудою U_0 у момент часу $t = 0$ (рис. 3.4, а).

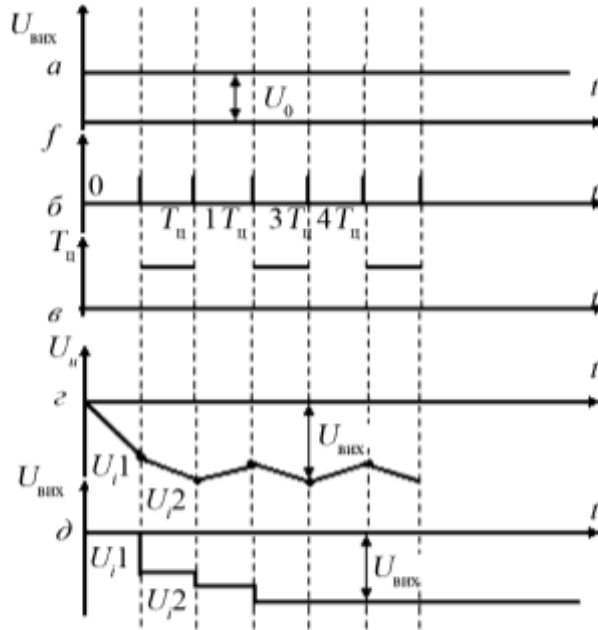


Рис. 3.4. Перехідні процеси в схемі ІІП з ДЗП

Протягом часу від 0 до T_u напруга на виході інтегратора (рис. 3.4, з) буде змінюватися згідно з поданим співвідношенням, і в кінці цього інтервалу вона буде дорівнювати:

$$U_{i_1}(T_u) = \frac{1}{R_1 C_i} \int_0^{T_u} U_0 dt = \frac{U_0 T_u}{R_1 C_i}.$$

Протягом часу від T_u до $2T_u$

$$U_{i_2}(2T_u) = \frac{1}{R_1 C_i} \int_0^{T_u} U_0 dt + \frac{1}{R_2 C_i} \int_0^{T_u} U_{i_1} dt + U_{i_1},$$

звідки:

$$U_{i_2}(2T_u) = U_{i_1}(T_u) + U_{i_1}(T_u) \cdot \left(1 - \frac{T_u}{R_2 \cdot C_i}\right).$$

Отриманий вираз нагадує геометричну прогресію:

$$S_n = a + a \cdot q + a \cdot q^2 + \dots,$$

де $a = U_{i1}(T_{ц})$; $q = \left(1 - \frac{T_{ц}}{R_2 \cdot C_i}\right)$.

Для збігу перехідного процесу необхідно, щоб $|q| < 1$. Якщо $q = 0$, маємо мінімальну тривалість перехідного процесу. Підставивши у вираз $q < 1$ значення $q = \left(1 - \frac{T_{ц}}{R_2 \cdot C_i}\right)$, отримаємо умови збіжності перехідного процесу в ІП:

$$0 < \frac{T_{ц}}{R_2 \cdot C_i} < 2.$$

З умови оптимальності $q = 0$ маємо $T_{ц} = R_2 \cdot C_i$. Для n -перших членів, при $n \ll \infty$:

$$S_n^* = \frac{a(1 - q^n)}{1 - q}.$$

Похибку встановлення $\gamma_{вст}$ шукаємо як різницю S_n^* і $S_{n=\infty}$:

$$\gamma_{вст} = \frac{S_n^* - S_{n=\infty}}{S_{n=\infty}},$$

де

$$S_{n=\infty} = \frac{a}{1 - q}.$$

Підставивши у вираз $\gamma_{вст}$ значення S_n^* і $S_{n=\infty}$, дістанемо:

$$\gamma_{вст} = q^n.$$

У реальних умовах $q \neq 0$, тобто $T_{ц} \neq R_2 C_i$ за рахунок нестабільності керувального циклу (похибка $\gamma_{T_{ц}}$), нестабільності R, C (похибка γ_{τ}).

Тоді $\gamma_{вст}$ буде дорівнювати:

$$|\gamma_{\text{вст}}| = (\gamma_{\tau} + \gamma_{T_{II}})^n.$$

Звідси:

$$n = \log_{(\gamma_{\tau} + \gamma_{T_{II}})} \gamma_{\text{вст}} = \frac{\lg(\gamma_{\text{вст}})}{\lg(\gamma_{\tau} + \gamma_{T_{II}})},$$

де n – кількість циклів зрівноваження, тобто тривалість процесу встановлення.

3.3. Пристрій узгодження

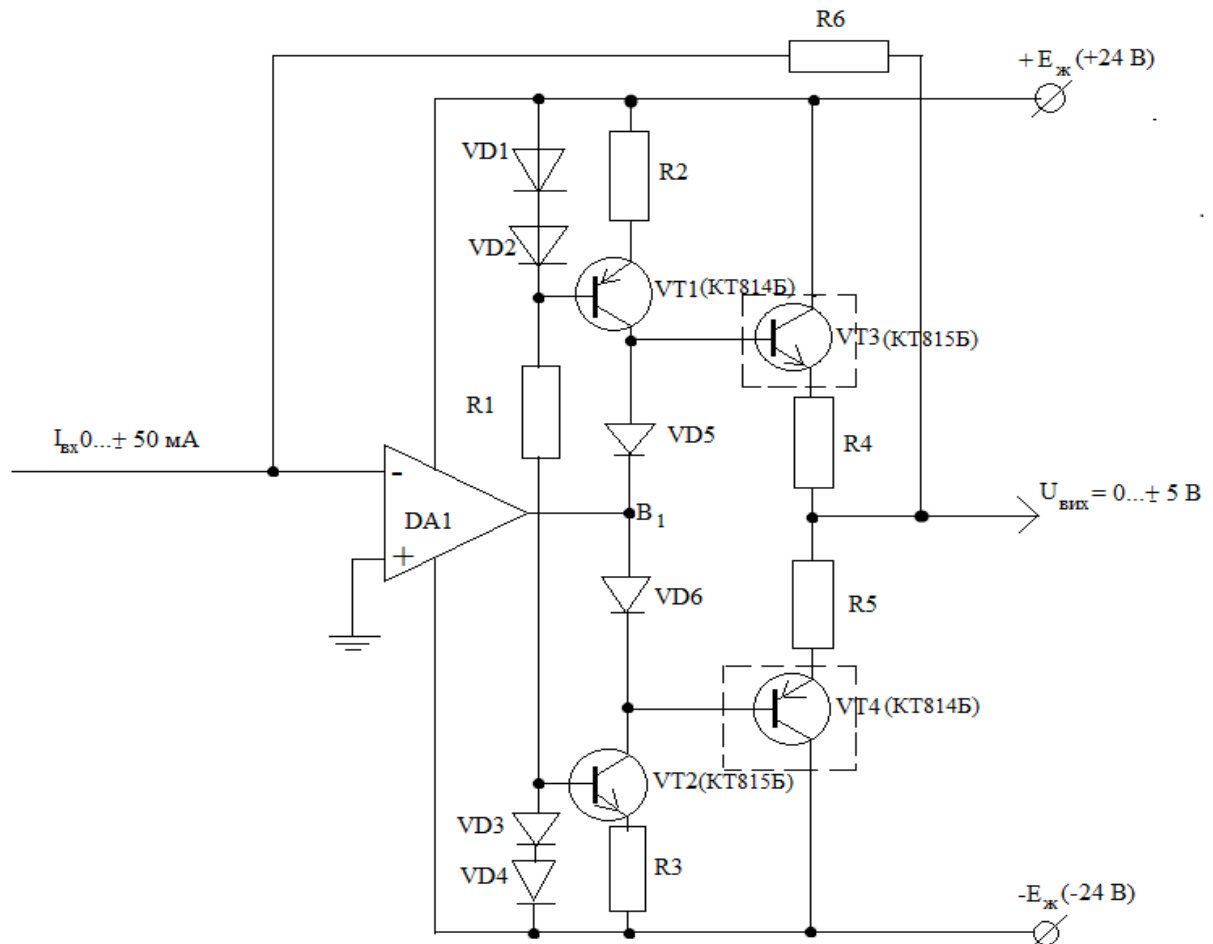


Рис. 3.5. Функціональна схема пристрою узгодження.

Схема на рис. 3.5. складається з попереднього каскаду підсилювача DA1 та кінцевого каскаду виконаного на транзисторах VT1-VT4 та оточуючих його елементах. Опір негативного зворотнього зв'язку утворюється за допомогою резистора R6. Вимірювальний перетворювач струм-напруга для струмів в діапазоні від 0 до 100 мА. В якості операційного підсилювача DA1 використовується інтегральна мікросхема типу ОРА-604 фірми BurrBrown. Кінцевий каскад реалізований по схемі комплементарного емітерного повторювача, транзистори VT3, VT4 з джерелами струму в базових ланках,

транзистори VT1, VT2. Початкове зміщення вихідних транзисторів VT3, VT4 в режим близький до режиму АВ.

Для забезпечення на виході перетворювача номінальної напруги уніфікованої 5 В при номінальному значенні вхідного струму 50 мА. В якості резистора R6 обираємо прецизійний резистор типу С2-29 потужністю 0,25 Вт класа точності 0,25. Джерела струмів позитивного на транзисторі VT1 та негативного на транзисторі VT2 виконані по схемі каскаду з загальним емітером з незашунтованим емітерним резистором і стабільною напругою на базі. При цьому напруга на базі стабілізується за допомогою діодів зміщених в прямому напрямку VD1, VD2 для транзистора VT1 і VD3, VD4 для транзистора VT2. Зміщення діодів VD1-VD4 в прямому напрямку забезпечується за допомогою резистора R1.

При напрузі живлення ± 24 В біполярний симетричний (блок живлення). Струм джерел струму дорівнює 15 мА. Максимальний вихідний струм кінцевого каскаду враховуючи, що максимальна вихідна напруга ОРА-604 становить ± 18 В при напрузі живлення ± 24 В, дорівнює ± 10 мА. Для забезпечення максимального вихідного струму транзистора VT3(VT4) до 100 мА, β транзистора повинна бути не менше 10 при струмі колектора 100 мА. Максимальна амплітуда змінної напруги на колекторі емітера 30 В.

3.4. Розрахунок безтрансформаторного підсилювача потужності

Існує багато різних схем БТП, але всі вони в тій або іншій мірі зводяться до схеми підсилювача.

Для розрахунку БТП необхідні наступні дані: P_H - потужність навантаження; R_H - опір навантаження; f_H - нижня робоча частота; f_B - верхня робоча частота; K_r - коефіцієнт гармонік; K_{INT} - коефіцієнт інтермодуляційних спотворень; $t_{\min} \dots t_{\max}$ - робочий діапазон температур; ΔE_t - рівень фону.

За цими даними необхідно вибрати схему підсилювача і типи транзисторів, розрахувати всі елементи, що входять в схему і знайти вхідний опір підсилювача і напругу на його вході.

При розрахунку окремих каскадів на транзисторах треба мати на увазі таку обставину. Параметри транзисторів, особливо коефіцієнт передачі струму,

має великий розкид. Тому при розрахунку елементів схеми БТП висока точність розрахунків не потрібна, тим більше, що всі відповідальні елементи схеми (особливо в ланцюгах зворотніх зв'язків) підбираються при налаштуванні підсилювача.

Для кожного транзистора, що входить в БТП, повинні бути розраховані наступні параметри: I_K - струм колектора, в робочій точці; U_{KE} - напруга на колекторі в робочій точці; I_{Kmax} - амплітуда змінної складової струму колектора; U_{Kmax} - амплітуда змінної напруги на колекторі; I_{cp} - постійна складова струму колектора; P_0 - потужність, споживана колекторним ланцюгом від джерела живлення; P_e - корисна потужність, що віддається в навантаження; P_{Kmax} - максимальна потужність розсіювання на колекторі; I_E - струм бази в робочій точці; U_{BE} - напруга на базі в робочій точці; I_{Bmax} - амплітуда змінної складової струму бази; U_{Bmax} - амплітуда змінної напруги на базі; P_B - потужність сигналу в базовому ланцюгу.

У довідниках з транзисторів для коефіцієнта передачі струму часто наводяться або межі зміни, або гарантована нижня межа. У першому випадку доцільно використовувати для розрахунків середнього значення $h_{21e} = \frac{(h_{21emax} + h_{21emin})}{2}$, у другому випадку h_{21emin} .

Вихідні дані:

$$P_H = 1,7 \text{ Вт}$$

$$R_H = 100 \text{ Ом}$$

$$E_{ж} = \pm 24 \text{ В}$$

$$f_B = 1 \text{ кГц}$$

$$U_{вих.н} = 5 \text{ В}$$

$$I_{вх.н} = 50 \text{ мА}$$

$$U_{Bmax3} = 1 \text{ В}$$

$$I_{DA1} = 10 \text{ мА}$$

$$U_d = 0,7 \text{ В}$$

Розрахунок БТП проводять в такій послідовності.

1. Розрахунок напруги джерела живлення.

Напруга джерела живлення E , потужність навантаження P_H і опір навантаження R_H жорстко пов'язані залежністю: $K_p = K K_t = \frac{h_{21e} R_H}{R_{вх}}$. Тому при заданні P_H і R_H напруги джерела живлення визначається однозначно. В емітерному ланцюзі транзисторів кінцевого каскаду стоять стабілізуючі резистори $R_4 = R_5$.

З урахуванням цих резисторів напруга джерела живлення за аналогією з $P_H = \frac{\xi^2 E^2}{8R_H}$:

$$E = \sqrt{8R_H P_H} \left(1 + \frac{R_4}{R_H}\right) \xi^{-1}, \quad (3.1)$$

де ξ – коефіцієнт використання напруги. Зазвичай вважають

$$R_4 = R_5 = 0,05 R_H = 0,05 \cdot 100 = 5(\text{Ом})$$

$$R_6 = \frac{U_{\text{вих.н}}}{I_{\text{вх.н}}} = \frac{5}{50 \cdot 10^{-3}} = 100 (\text{Ом})$$

Якщо припустити, що $\xi \approx 0.95$, то наближено із (3.1) маємо остаточно

$$E \approx \sqrt{10P_H R_H} \approx \sqrt{10 \cdot 1,7 \cdot 100} \approx 41,2 (\text{В})$$

Обираємо найближче стандартне значення - 48 В (± 24 В).

2. Розрахунок колекторного ланцюга транзисторів кінцевого каскаду.

Вважаючи $\xi = 1$, амплітуда напруги на емітері:

$$U_{E\text{max3}} \approx U_H \approx \frac{E}{2} \approx \frac{48}{2} \approx 24 (\text{В})$$

Максимальна напруга між колектором і емітером:

$$u_{KE\text{max}} \approx E \approx 48 (\text{В})$$

Імпульс струму колектора:

$$I_{K\text{max3}} \approx \frac{E}{2R_H} \approx \frac{48}{2 \cdot 100} \approx 0,24 (\text{А})$$

Постійна складова струму колектора:

$$I_{\text{ср3}} = \frac{I_{K\text{max3}}}{\pi} = \frac{0,24}{3,14} = 76,4 (\text{мА})$$

Споживана потужність від джерела живлення:

$$P_{03} \approx \frac{E^2}{2\pi R_H} \approx \frac{48^2}{2 \cdot 3,14 \cdot 100} \approx 3,67 (\text{Вт})$$

Максимальна потужність розсіювання на колекторі:

$$P_{Kmax3} = \frac{E^2}{4\pi^2 R_H} = \frac{48^2}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 100} = 0,59 \text{ (Вт)}$$

Струм в робочій точці I_{KEmax} вважають рівним нулю. Граничну частоту транзисторів VT3, VT4 визначають по формулі:

$$f_{h21E3} \approx (4 \dots 6)f_B \approx 5 \cdot 1000 \approx 5 \text{ (кГц)}$$

3. Вибір транзисторів кінцевого каскаду.

За розрахованими даними u_{KEmax} , I_{Kmax3} , P_{Kmax3} , f_{h21e3} вибираємо транзистори кінцевого каскаду. Зі стандартних таблиць обираємо комплементарні транзистори з максимально можливим коефіцієнтом передачі струму, які задовольняють умовам: $P_K < P_{Kmax}$ і $u_{KE} \leq (0,8 \dots 0,9)U_{KEmax}$ - це транзистори КТ814Б і КТ815Б. Необхідно застосувати радіатори, оскільки максимальна потужність перевищує 1 Вт. Із довідників знаходимо h_{21e} , яке рівне 40. За вихідними характеристикам транзисторів кінцевого каскаду визначаються амплітуда базового струму I_{Bmax3} і залишкова напруга u_{KEmin} . Потім уточнюється коефіцієнт використання напруги ξ . Якщо $\xi > 0,85$, то енергетичні характеристики не перераховуються. Якщо $\xi < 0,85$, то колекторний ланцюг кінцевих транзисторів необхідно перерахувати у відповідності з точними формулами. Для даного розрахунку коефіцієнт використання напруги $\xi > 0,85$.

Якщо підібрати потужні комплементарні транзистори не є можливим, то треба вибрати транзистори однакової провідності. Якщо потужність підсилювача велика, то 2-4 транзистора можна з'єднувати паралельно. При цьому необхідно підбирати транзистори з близькими параметрами.

4. Розрахунок базового ланцюга транзисторів кінцевого каскаду. За вхідними характеристикам вибираємо робочу точку транзистора кінцевого каскаду для режиму АВ і визначаємо амплітуду змінної напруги U_{Bmax3} на його базі (або між базою і емітером). Потужність, яка споживана базовим ланцюгом від попереднього транзистора:

$$P_{B3} = 0,5U_{Bmax3}I_{Bmax3} = 0,5 \cdot 1 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 3 \text{ (мВт)}$$

Якщо характеристик немає, то наближено:

$$I_{Bmax3} \approx \frac{I_{Kmax3}}{h_{21e3}} \approx \frac{0,24}{40} \approx 6 \text{ (мА)}$$

5. Розрахунок колекторного ланцюга другого транзистора.

Корисна потужність, яку віддає транзистор VT2, повинна бути на 10...20% більша за ту, яка споживається базовим ланцюгом транзисторів кінцевого каскаду, тобто:

$$P_{H2} \approx (1,1 \dots 1,2)P_{B3} \approx 1,2 \cdot 3 \cdot 10^{-3} \approx 3,6 \text{ (мВт)},$$

так як частина потужності втрачається в ланцюзі зміщення.

Амплітуда змінної складової струму колектора:

$$I_{Kmax2} \approx (1,1 \dots 1,2)I_{Bmax3} \approx 1,2 \cdot 6 \cdot 10^{-3} \approx 7,2 \text{ (мА)}$$

Транзистор VT2 працює в режимі А, тому постійна складова струму колектора дорівнює струму в робочій точці, тобто $I_{cp2} = I_{K2}$. Через нелінійність характеристик транзистора доцільно вибирати:

$$I_{K2} = (1,1 \dots 1,2)I_{Kmax2} = 1,2 \cdot 7,2 \cdot 10^{-3} = 8,64 \text{ (мА)}$$

Наближено:

$$I_{K2} \approx (1,1 \dots 1,2) \frac{E}{2R_H h_{21e3}} \approx 1,2 \frac{48}{2 \cdot 100 \cdot 40} = 7,2 \text{ (мА)}$$

Максимальний струм колектора:

$$i_{Kmax} \approx I_{K2} + I_{Kmax2} \approx 2I_{K2} \approx 2 \cdot 8,64 \cdot 10^{-3} \approx 17,28 \text{ (мА)}$$

Амплітуда змінної напруги на колекторі:

$$U_{Kmax2} \approx \frac{E}{2} \approx \frac{48}{2} \approx 24 \text{ (В)},$$

а максимальна напруга між колектором і емітером:

$$u_{KEmax} \approx E \approx 48 \text{ (В)}$$

Потужність, споживана колекторним ланцюгом транзистора від джерела живлення:

$$P_{02} = EI_{K2} \approx \frac{(1,1 \dots 1,2)\pi P_{03}}{h_{21e3}} = 48 \cdot 8,64 \cdot 10^{-3} = 414,72 \text{ (мВт)}$$

Потужність, що розсіюється на колекторі:

$$P_{K2} = P_{02} - P_{H2} \approx 0,75P_{02} \approx \frac{4P_{03}}{h_{21e3}} \approx 0,75 \cdot 414,72 \cdot 10^{-3} = 311,04 \text{ (мВт)}$$

Потужність P_{K2} можна виразити і через потужність в навантаженні:

$$P_{K2} \approx \frac{6P_H}{h_{21e3}} = \frac{6 \cdot 1,7}{40} = 255 \text{ (мВт)}$$

Граничну частоту $f_{h_{21e2}}$ транзистора VT2 визначаємо по формулі:

$$f_{h_{21e1}} \approx f_{h_{21e2}} \approx (8 \dots 12)Ff_B \approx 10Ff_B = 10 \cdot 30 \cdot 1000 = 300 \text{ (кГц)},$$

де F – глибина ООС: $F = 1 + \beta K \approx 20 \dots 30$.

6. Вибір другого транзистора.

За попередніми розрахунками i_{Kmax} , u_{KEmax} , P_{K2} , $f_{h_{21e2}}$ необхідно вибрати транзистор VT2(VT3) з максимально можливим коефіцієнтом передачі струму.

Цим умовам також задовольняє транзистори КТ814Б і КТ815Б.

Резистор R2(R3) в емітерному ланцюзі транзистора VT1(VT2) розраховуємо відповідно:

$$R2 = R3 = \frac{2 \cdot U_D - U_{BE}}{i_{Kmax}} = \frac{2 \cdot 0,7 - 0,7}{17,28 \cdot 10^{-3}} = 40,5 \text{ (Ом)}$$

Найближчий стандартний номінал – 43 Ом.

Після вибору транзистора VT2 визначаємо амплітуду струму бази I_{Bmax2} по характеристикам, якщо вони є в довідниках і знаходимо коефіцієнт передачі струму h_{21e2} обраного транзистора, який рівний 40.

7. Розрахунок базового ланцюга другого транзистора. За вхідною характеристикою, якщо вона є, вибираємо робочу точку транзистора VT2 в режимі А і визначаємо струм в робочій точці I_{B2} :

$$I_{B2} = \frac{i_{Kmax}}{2h_{21e2}} = \frac{17,28 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 40} = 0,216 \text{ (мА)}$$

Струм діода в робочій точці:

$$I_D = (2 \dots 5)I_{B2} = 5 \cdot 0,216 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ (мА)}$$

Опір першого резистора:

$$R1 = \frac{2E_{ж} - 4U_D}{I_D} = \frac{2 \cdot 24 - 4 \cdot 0,7}{1 \cdot 10^{-3}} = 45,2 \text{ (кОм)}$$

Найближчий стандартний номінал – 47 кОм.

Амплітуда змінного струму бази визначається або з характеристик або за наближеною формулою:

$$I_{Bmax2} \approx \frac{I_{Kmax2}}{h_{21e2}} \approx \frac{7,2 \cdot 10^{-3}}{40} \approx 0,18 \text{ (мА)}$$

8. **Вибір ланцюга стабілізації струму спокою.** Ланцюг стабілізації струму спокою транзисторів кінцевого каскаду вибирається відповідно до рекомендацій рис.3.5.



Рис. 3.5. Варіант діодно-резисторної схеми стабілізації струму спокою транзисторів кінцевого каскаду.

В підсилювачах постійного струму, до яких належить і БТП, особливу увагу необхідно приділяти стабілізації робочих режимів транзисторів по постійному струму. Будь-яка зміна режиму, який виник у першому транзисторі, посилюється і впливає на режим роботи всіх інших.

На практиці вважають, що число діодів має дорівнювати числу переходів в базових колах транзисторів кінцевого каскаду. При двох транзисторах є два переходи, тому в схемі стабілізації доцільно використовувати два діоди (рис. 3.5). Аналогічно при чотирьох транзисторах доцільно застосовувати чотири діода. Однак для підстроювання ланцюга стабілізації замість одного або декількох діодів на практиці використовують змінні резистори опором 18...200 Ом, в залежності від типів транзисторів кінцевого каскаду і схеми стабілізації.

9. **Вимоги до потужності джерела живлення.** Сумарний струм, споживаний від джерела живлення:

$$I = I_{DA1} + I_{Kmax3} + i_{Kmax} + I_d = 10 \cdot 10^{-3} + 0,24 + 17,28 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3} = 268,28 \text{ (мА)},$$

а споживана потужність:

$$P = EI,$$

Тоді:

$$P_1 = P_2 = 24 \cdot 0,268 = 6,432 \text{ (Вт)}$$

$$P = P_1 + P_2 = 6,432 + 6,432 = 12,864 \text{ (Вт)}$$

10. Розрахунок результуючих характеристик перетворювача струм - напруга.

Після того як обрані транзистори і розраховані всі елементи схеми, треба уточнити основні характеристики підсилювача, а саме:

коефіцієнт передачі $K_{\Pi} = R_6 = 100 \text{ (Ом)}$;

коефіцієнт посилення по струму $K_i = 1$, оскільки вхідний струм операційника (1нА) приблизно дорівнює 0 в порівнянні зі струмом зворотнього зв'язку (50мА);

глибину ООС F не менше 10000;

коефіцієнт посилення напруги K_{oc} з розімкненим ООС не менше 10000;

вхідний опір $R_{вх.ос} = \frac{R_6}{F} = 0.01 \text{ (Ом)}$

Слід зазначити, що практичні схеми БТП містять ряд додаткових елементів, які або розраховуються звичайним способом, або підбираються дослідним шляхом.

РОЗДІЛ 4

МОДЕЛЮВАННЯ, АНАЛІЗ ПОХИБОК

4.1. Моделювання вимірювального каналу

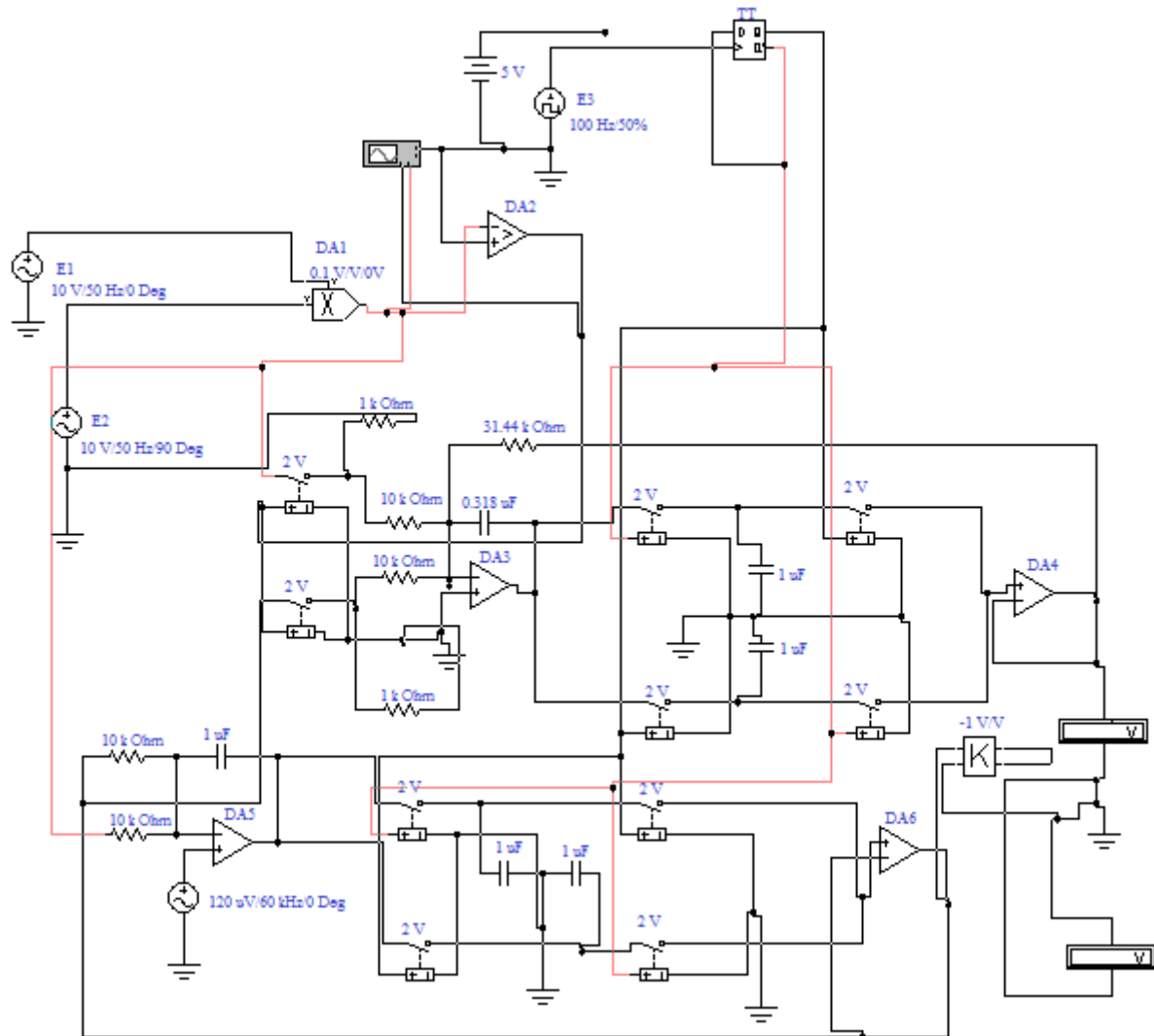


Рис 4.1. Моделювання вимірювального каналу в пакеті Electronics Workbench

На рис 4.1. генератор E1 імітує напругу пропорційну сигналам напруги нульової послідовності. Генератор E2 імітує напругу пропорційну струмам нульової послідовності. DA1 – аналоговий перемножувач з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). DA2 – компаратор. E3 – генератор синхроімпульсів, який синхронізований з мережею 50 Гц. Він разом з Т-тригером використовується для синхронізації першого і другого ШІ з мережею. На операційних підсилювачах DA3 і DA4 та на оточуючих їх елементах зібрано

ІІІ1. А на операційних підсилювачах DA5 і DA6 і оточуючих їх елементах зібрано ІІІ2.

При зсуві фаз 0° , активна потужність буде дорівнювати повній потужності, а реактивна потужність дорівнюватиме 0.

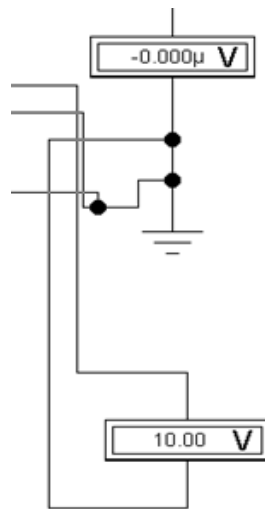


Рис. 4.2. Покази вольтметрів при зсуві фаз 0° .

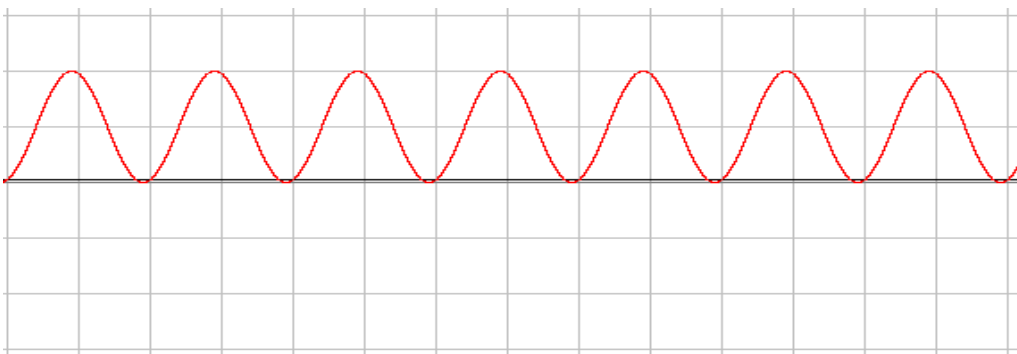


Рис. 4.3. Показники осцилограми активної та реактивної потужності при зсуві фаз 0° .

При зсуві фаз 45° , активна і реактивна потужність будуть однаковими.

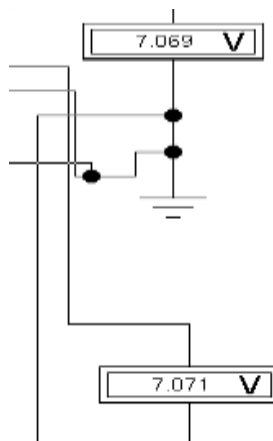


Рис. 4.4. Покази вольтметрів при зсуві фаз 45° .

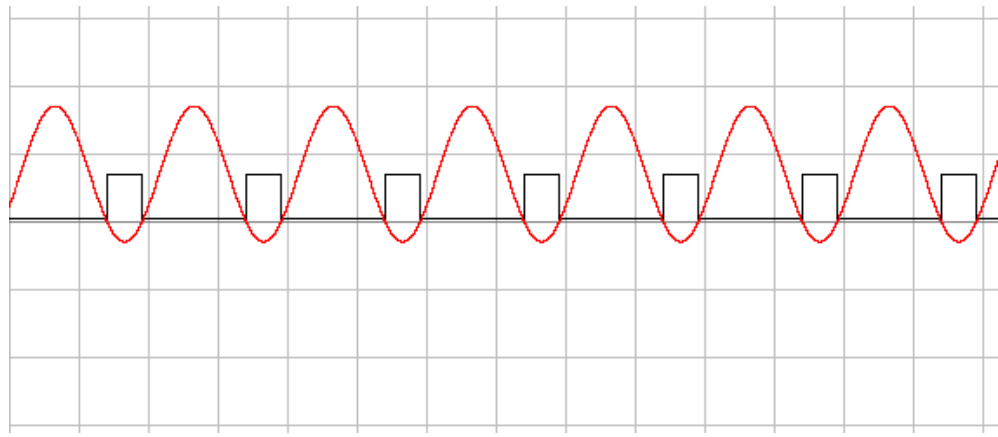


Рис. 4.5. Показники осцилограми активної та реактивної потужності при зсуві фаз 45° .

При зсуві фаз 90° , активна потужність буде дорівнювати 0, а реактивна потужність буде дорівнювати повній потужності.

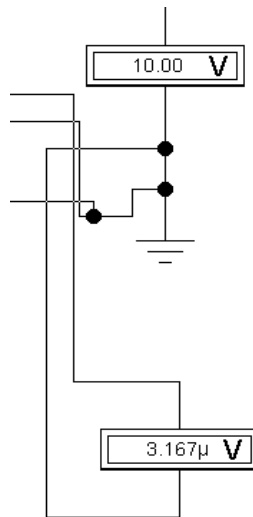


Рис. 4.6. Покази вольтметрів при зсуві фаз 90° .

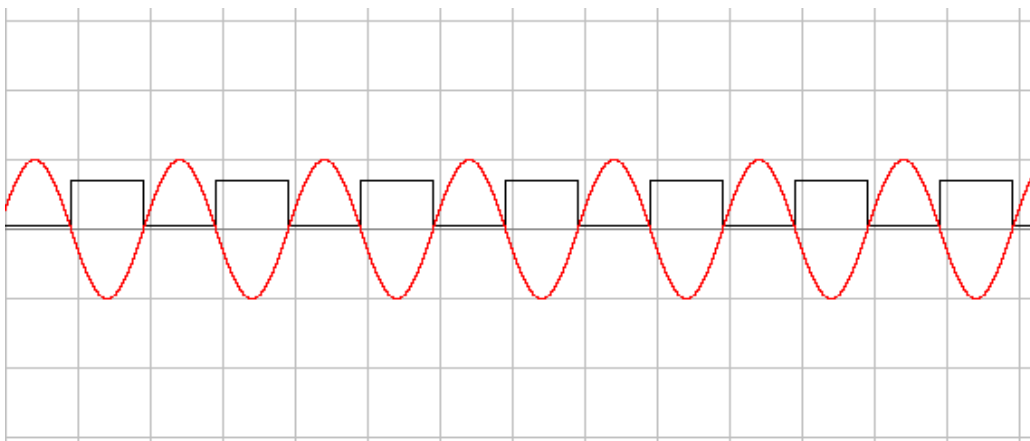


Рис. 4.7. Показники осцилограми активної та реактивної потужності при зсуві фаз 90° .

4.2. Аналіз та корекція похибок

Для корекції похибок проводяться 4 вимірювання, які реалізуються при різних положеннях комутатора K1, K2, K3, K4, які зображені на рис 4.8. При цьому ці комутатори є синхронними. Тоді перше вимірювання проводиться при положенні 1 комутатори K1, K2 і при положенні А комутатори K3, K4.

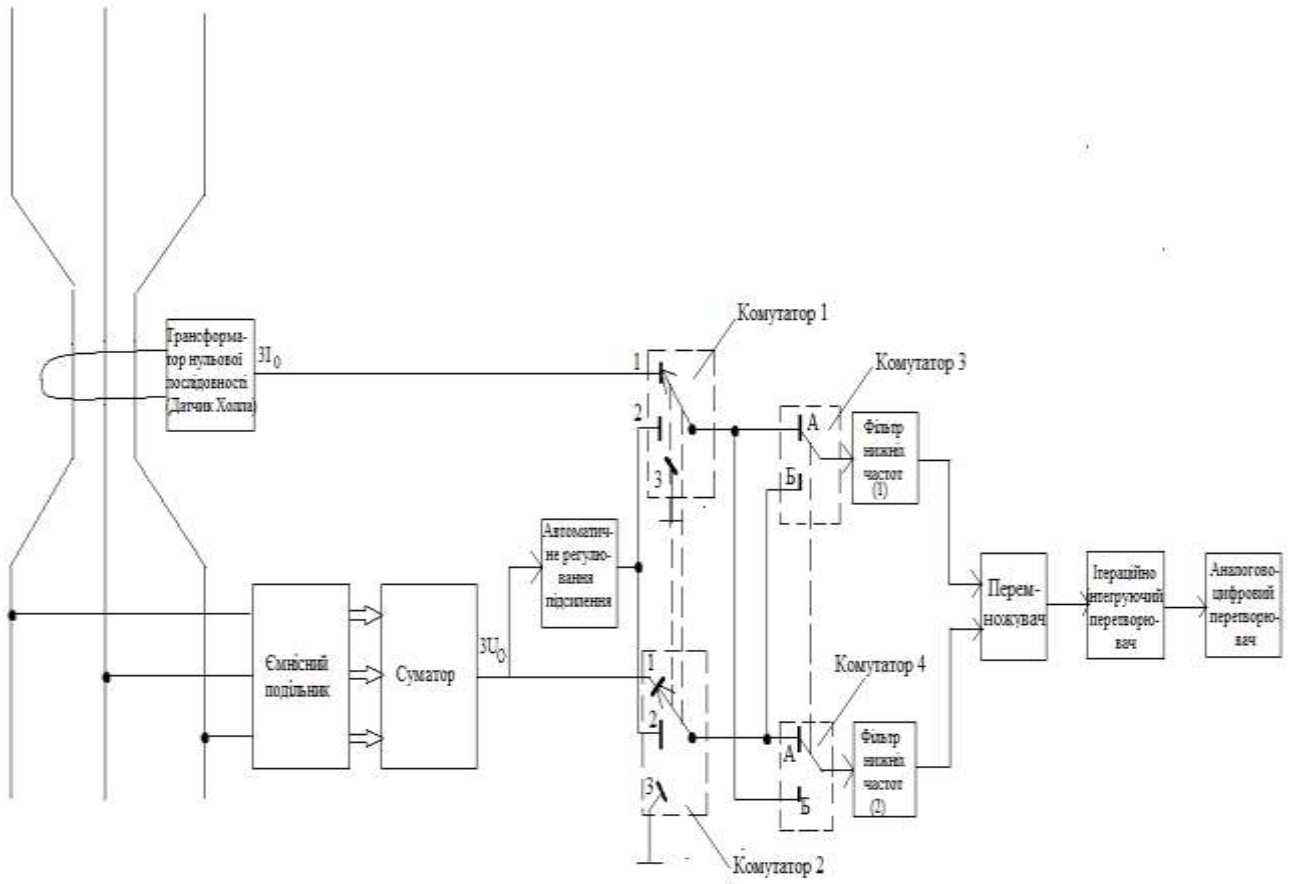


Рис. 4.8. Схема корекції систематичних складових похибок вимірювального каналу.

Результат вимірювання в цьому випадку може бути записаний в наступному вигляді:

$$N_1 = P_A = [U_d I_d \cdot \cos(\varphi + \Delta\varphi) + \Delta_{ад}] K_{\Sigma},$$

де U_d, I_d – діюче значення напруг та струмів нульової послідовності; φ – зсув фаз між напругою та струмом нульової послідовності; $\Delta\varphi$ – паразитний зсув фаз; P_A – активна потужність сигналів напруг та струмів нульової послідовності; N_1 – вихідний код АЦП в першому такті вимірювання; $\Delta_{ад}$ – адаптивна підсумкова похибка вимірювального каналу.

Отримаємо другий результат вимірювання в якому комутатори К1, К2 знаходяться в положенні 1, а К3, К4 знаходяться в положенні Б:

$$N_2 = [U_d I_d \cdot \cos(\varphi - \Delta\varphi) + \Delta_{ад}] K_\Sigma$$

Це забезпечує переміну місцями ФНЧ і як наслідок зміну знаку паразитного зсуфу фаз $\Delta\varphi$, оскільки він визначається в основному не ідентичністю фазочастотних характеристик фільтрів ФНЧ1 та ФНЧ2.

В третьому такті комутатори К1, К2 переводяться в положення 2, а комутатори К3, К4 в положення А:

$$N_3 = (1 + \Delta_{ад}) K_\Sigma$$

При цьому зникає φ , яка буде дорівнювати 0, а вхідні сигнали вимірювального каналу дорівнюватимуть 1 В, що досягається за допомогою автоматичного регулювання підсилення (АРП).

В четвертому такті комутатори К1, К2 переводяться в положення 3, а комутатори К3, К4 залишаються в положенні А:

$$N_4 = \Delta_{ад} \cdot K_\Sigma$$

Тепер зкоригований результат отримуємо за формулою:

$$N_{зк} = \frac{1}{2} \left[\frac{(N_1 - N_4)}{(N_3 - N_4)} + \frac{(N_2 - N_4)}{(N_3 - N_4)} \right] = U_d I_d \cdot \cos \varphi,$$

тобто дорівнюватиме активній потужності нашого вимірювального перетворювача.

Аналогічно виконується корекція для вимірювального перетворювача для реактивної потужності. Із наведених формул слідує, що зкоригований результат не буде залежити від адитивних і мультиплікативних похибок вимірювального каналу та від неідентичності фазочастотних характеристик ФНЧ.

У зв'язку з тим, що систематичні складові похибки вимірювального каналу змінюються досить повільно в часі, тому вимірювання коригуючих величин можна буде виконувати не дуже часто.

ВИСНОВКИ

Зроблено аналітичний огляд з якого обрано більш перспективний метод, це спрямований захист на основі реле потужності сигналів нульової послідовності, основним недоліком якого є низька точність. Розроблено структурну схему вимірювального каналу з покращеними метрологічними характеристиками.

Розроблено функціональну схему вимірювального перетворювача активної та реактивної потужності на основі аналогового перетворювача. Змодельовано основні компоненти вимірювального каналу. Проаналізовано похибки та розроблено метод їх корекції.

Розроблена система релейного захисту на основі реле потужності сигналів нульової послідовності, яка забезпечує покращення техніко-економічних показників системи релейного захисту.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Кідиба В. П. Релейний захист електроенергетичних систем : навч. посіб. Львів : Вид-во Львів. 2015. – 504 с.
2. Лачін В.І. Електроніка: навч. посібник / В.І. Лачін, Н.С. Савелов. 3-є видав., Перероб. і дод. - Ростов н / Д .: Фенікс, 2002. - 576 с.
3. Нікітін А.А. Апарати релейного захисту: навч. посібник А.А.. Нікітін, Е.М. Шнеерсон. - Чебоксари: Видавництво Чуваш. ун-ту. 2008. - 524 с.
4. Нікітін А.А. Мікропроцесорні реле: навч. посібник А.А.. Нікітін. - Чебоксари: Видавництво Чуваш. ун-ту, 2006. - 448 с.
5. Нікітін А.А. Цифровий релейний захист. Основи синтезу вимірювальної частини мікропроцесорних реле: текст лекцій / - Чебоксари: Видавництво Чуваш. ун-ту, 2014. - 240 с.
6. Чернобровов Н. В., Семенов В. А. "Релейний захист енергетичних систем": Навч. посібник для технікумів. — М.: Енергоатомвироб, 1998.- - 800 с.
7. Шнеерсон Е.М. Цифровий релейний захист.- М .:Вища школа, 2007.-549 с.