

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем

Кафедра телекомунікацій та радіотехніки

ДИПЛОМНА РОБОТА

Другий (Магістерський)

Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

на тему Метод квадратурного вимірювання гармонійного сигналу

ДРТР. 2016028.02.14.ПЗ

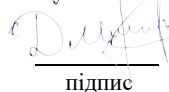
Виконав: студент 2 курсу, група ТР_м-19-2



підпис

А.О. Рубцова

Керівник: канд. техн. наук, доц.



підпис

Д.А. Макаришкін

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф.



підпис

Ю.М. Бойко

«05» грудня 2020 р.

Хмельницький, 2020

Хмельницький національний університет

Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем

Кафедра телекомунікацій та радіотехніки

Освітній рівень другий (магістерський)

Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

Освітня-професійна програма Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою ТР

Бойко Ю.М.

«07» вересня 2020 р.

ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Рубцовой Алли Олексіївни

1 Тема роботи: «Метод квадратурного вимірювання гармонійного сигналу»

керівник роботи Макаришкін Денис Анатолійович, к.т.н, доцент

Затверджено наказом по університету від «1» вересня 2020 р. № 118

2 Строк подання студентом роботи на кафедру: 02.12.2020 р.

3 Вихідні дані (характеристика об'єкта, умов дослідження та ін.)

Мета роботи: дослідити відомі методи вимірювання напруги та розробити високошвидкісний метод вимірювання діючої напруги гармонійних сигналів

Об'єктом дослідження є процес квадратурного вимірювання діючого значення напруги гармонійного сигналу.

Предметом дослідження є прилади вимірювання діючих значень напруги гармонійних сигналів.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити):

- дослідити методи вимірювання напруги сигналів;
- розробити метод квадратурного вимірювання діючого значення напруги гармонійного сигналу;
- провести аналіз похибок перетворення сигналів;
- розробити структурні схеми вимірювальних приладів.

Завдання отримав 

Науковий керівник 

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів (розділів) дипломної роботи	Строк виконання етапів дипломної роботи	Примітка
1	Огляд проблеми радіолокаційного дослідження	18.09.2020	<i>виконано</i>
2	Формулювання задач досліджень	20.09.2020	<i>виконано</i>
3	Дослідження методів вимірювання середньоквадратичних значень напруги гармонійних сигналів	07.10.2020	<i>виконано</i>
4	Розробка та дослідження квадратурної моделі вимірювання діючого значення напруги гармонійних сигналів	14.10.2020	<i>виконано</i>
5	Розробка та дослідження структурних схемі складових вимірювачів діючої напруги гармонійних сигналів	25.10.2020	<i>виконано</i>
6	Розробка структурних елементів пристроїв квадратурного вимірювання діючого значення гармонійної напруги	31.10.2020	<i>виконано</i>
7	Створення розрахунково-експериментальних методик оцінювання розроблених методів	5.11.2020	<i>виконано</i>
8	Формулювання висновків до роботи	15.11.2020	<i>виконано</i>
9	Підготовка матеріалів для апробації	25.11.2020	<i>виконано</i>
10	Оформлення пояснювальної записки до ДР	25.11.2020	<i>виконано</i>
11	Оформлення презентаційних матеріалів	30.11.2020	<i>виконано</i>

Студент

Підпис

А.О. Рубцова

Ініціали, прізвище

Керівник роботи

Підпис

Д.А. Макаришкін

Ініціали, прізвище

ЗМІСТ

ЗМІСТ	2
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	6
Вступ.....	7
РОЗДІЛ 1 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНИХ ЗНАЧЕНЬ НАПРУГИ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ.....	10
1.1 Стан питання та постановка задачі	10
1.2 Дослідження методів вимірювання напруги	12
1.3 Порівняльний аналіз методів вимірювання напруги.....	31
1.4 Висновки по розділу 1	34
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ КВАДРАТУРНОЇ МОДЕЛІ ВИМІРЮВАННЯ ДІЮЧОГО ЗНАЧЕННЯ НАПРУГИ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ.....	35
2.1 Розробка квадратурної математичної моделі перетворення діючого значення напруги гармонійного сигналу в постійне значення	35
2.2 Дослідження методичних похибок фазочастотної моделі перетворення значення діючої напруги в цифровий код	44
2.3 Розробка фазочастотного методу вимірювання діючої напруги гармонійних сигналів.....	52
2.4 Висновки до розділу 2	55
РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СТРУКТУРНИХ СХЕМІ СКЛАДОВИХ ВИМІРЮВАЧІВ ДІЮЧОЇ НАПРУГИ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ.....	57
3.1 Розробка структурних схем пристрою вимірювання діючої напруги гармонійних сигналів.....	57
3.2 Висновки до розділу 3	69

РОЗДІЛ 4	РОЗРОБКА СТРУКТУРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ПРИСТРОЇВ КВАДРАТУРНОГО ВИМІРЮВАННЯ ДІЮЧОГО ЗНАЧЕННЯ ГАРМОНІЙНОЇ НАРПУГИ	70
4.1	Розробка цифрових синтезаторів частот на базі комутаторів із перехресним керуванням комутацією фаз	70
4.2	Розробка та дослідження цифрового квадратурного фазорозщеплювача	76
	ВИСНОВКИ	81
	ЛІТЕРАТУРА	82

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- ЗВТ – засоби вимірювальної техніки
- ВС – вимірювальні системи
- ВІС – вимірювальні інформаційні системи
- АЦП – аналого-цифровий перетворювач
- ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач
- СКЗ – середньоквадратичне значення
- СВК – середньовипрямлене значення
- ММ – математична модель
- ЦВП – цифрові вимірювальні прилади
- ЦВ – цифрові вольтметри
- АМ – амплітудна модуляція
- КМ – кутова модуляція
- ФЧВ – фазочастотні вимірювання
- ПР – перетворення радіосигналів

ВСТУП

Сучасний рівень розвитку промисловості в розвинених країнах характеризується не тільки обсягом випуску та асортиментом продукції, а й показником її якості. Одним з головних завдань підвищення ефективності радіотехніки є поліпшення якості використовуваної продукції. Сировина може значно продовжити термін їх служби, зменшити споживання матеріалів та енергії та підвищити продуктивність праці.

Лише коли у багатьох галузях виробництва виробляється високоякісна продукція, можна підвищити рівень надійності ВДЕ та продовжити термін служби машин та інших об'єктів ВДЕ. Це вимагає постійного вдосконалення якості та контролю якості технології виробництва. У наш час все частіше і частіше проводиться 100% неруйнівний контроль продукції на певних стадіях виробництва.

На сучасному етапі розвитку науки і техніки галузь радіоелектроніки майже займає провідні позиції. Щороку продукція цієї галузі полегшує життя людей, а електронне обладнання та обладнання продовжують отримувати позитивні якості та характеристики; конкуруючи між собою, лише найкращі зразки можуть получить попит на ринку електронних товарів.

В даний час у повсякденній роботі великій частині складної електронної системи необхідно вимірювати багато параметрів та характеристик електронних компонентів та блоків. Досвід показав, що складність сучасних автоматизованих електронних систем (для досягнення нових та ефективних показників) призвела до постійного вдосконалення вимог до якості та кількості вимірювань, включаючи точність вимірювання різних фізичних величин, діапазон вимірюваних параметрів та вимоги до чутливості і швидкості вимірювального приладу. Якщо електронну систему можна використовувати для вимірювання так званого лабораторного обладнання на виробництві, то для підтримання робочого стану тієї самої системи під час роботи потрібно високонадійне обладнання, яке зазвичай може працювати на місці. Ці умови

пов'язані з високими та низькими температурами, ударами та вібраціями (наприклад, автомобільне та суднове обладнання), вони заважають процесу вимірювання, зовнішнього електромагнітного випромінювання тощо.

У зв'язку з цим ми повинні завжди вирішувати колочу проблему: як створити високоточний вимірювальний прилад, який не повинен бути надто дорогим, і в той же час відповідати суворим вимогам умов роботи електронної системи. Тепер ця проблема вирішується шляхом використання її як вимірювального приладу для мікроелектроніки [5].

Комп'ютерні технології мали значний вплив на розвиток електричних та радіовимірювань. Комп'ютерні технології впроваджені в вимірювальні прилади, а обчислювальні засоби широко використовуються для обробки та зберігання вимірювальної інформації.

Вимірювальне обладнання продовжує розвиватися в наступних областях: підвищення точності та швидкості, розширення діапазону частот, вдосконалення конструкції радіовимірювальних приладів з використанням новітніх наук і техніки; використання комп'ютерного обладнання, особливо мікропроцесорів, розширюється та вдосконалюється; вдосконалення Розширено метод і засоби автоматизації вимірювань, розширено його застосування при розробці вимірювального обладнання, вдосконалено характеристики датчиків, що використовуються в технології вимірювань [3].

Мета роботи – дослідити відомі методи вимірювання напруги та розробити високошвидкісний метод вимірювання середньоквадратичної напруги гармонійних сигналів.

Завдання дослідження:

- дослідити методи вимірювання напруги сигналів;
- розробити метод квадратурного вимірювання діючого значення напруги гармонійного сигналу;
- провести аналіз похибок перетворення сигналів;
- розробити структурні схеми вимірювальних приладів.

Об'єкт дослідження процес квадратурного вимірювання діючого значення напруги гармонійного сигналу.

Предмет дослідження прилади вимірювання діючих значень напруги гармонійних сигналів.

Наукова новизна отриманих результатів:

Розроблено математичну модель квадратурного перетворення значення діючої напруги гармонійного сигналу у цифровий код, яка складається із виразів формування опорної напруги, порівняння її з вихідним гармонійним сигналом та порівнянням часових проміжків на яких: опорна напруга більше вихідного сигналу; опорна напруга менша за вихідний сигнал. Досягнення рівності обох часових проміжків, при зміні опорної напруги, вказує на досягнення рівності опорної напруги значенню діючої напруги вхідного гармонійного сигналу.

Проведено дослідження методичних похибок розробленої математичної моделі перетворення. Показано, що основний вплив на похибку мають похибка задавання опорної напруги та похибка квантування. Встановлено, що із збільшенням кількості розрядів при формуванні опорної напруги та квантуючої частоти точність перетворення зростає. При застосуванні 16 – розрядного пристрою формування та квантуючій частоті 10 МГц похибка перетворення складає $4,46 \cdot 10^{-5}$ В.

Практична цінність роботи полягає у розробленні узагальненої структурної схеми вимірювального пристрою для знаходження значення діючої напруги гармонійних сигналів в широкому діапазоні часто, на основі якої розроблено структурні схеми вольтметрів діючої напруги гармонійних сигналів із застосуванням паралельного, послідовного методів та методу послідовного наближення. Порівняльний аналіз показав, що найбільш доцільним є реалізація схема на снові методу послідовного наближення, тому як вона забезпечує високу швидкодію та простоту технічної реалізації.

РОЗДІЛ 1

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНИХ
ЗНАЧЕНЬ НАПРУГИ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ

1.1 Стан питання та постановка задачі

Напруга і струм є найважливішими параметрами коливань, які визначають характеристики сигналу і схеми в наборі параметрів. Діапазон вимірювання напруги та струму - від постійного струму до частоти 1 ... 2 ГГц.

У колі вимірювати напругу простіше, ніж вимірювати струм, оскільки вольтметр підключений паралельно досліджуваній схемі без відключення.

Повну інформацію про досліджувану напругу можна отримати за допомогою її форми сигналу або набору дискретних зразків напруги, отриманих за допомогою АЦП. Однак насправді у багатьох випадках напруга характеризується кількома параметрами, які порівняно легко виміряти.

Періодична напруга та сила струму характеризуються чотирма параметрами: пікове значення (амплітуда), середнє значення, значення випрямлення та середньоквадратичне значення. Пікове значення U_m - найвище або найнижче значення напруги під час вимірювання, що перевищує період сигналу. Для асиметрії щодо нульового рівня напруги введено поняття верхніх U_{m-} і нижніх U_{m+} пікових відхилень.

Середнє значення:

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt,$$

де час T вибирають кратним цілому числу періодів напруги, що вимірюється.

Середнєвипрямлене значення:

$$U_{cs} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt,$$

визначають як середнє значення модуля напруги.

Середньоквадратичне значення:

$$U_{ck} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}.$$

Квадрат середньоквадратичного значення чисельно дорівнює розсіюванню потужності при активному навантаженні 1 Ом. Існують пікові (амплітудні) вольтметри та випрямлячі та середньоквадратичні вольтметри, призначені для вимірювання одного з цих параметрів напруги. Якщо форма напруги відома, можна розрахувати інші параметри. Слід пам'ятати, що шкала пікового вольтметра іноді калібрується не за амплітудою, а за середньоквадратичним значенням $U_{ck} = 0,707U_m$ гармонічного сигналу. Так, наприклад, якщо шкала є розрахунковою напругою 1 В, то будь-яка форма амплітуди вхідної напруги буде 1,41 В.

Взаємозв'язок між параметрами напруги описують трьома коефіцієнтами: амплітуди $K_a = U_m / U_{ck}$, форми $K_\phi = U_{ck} / U_{cv}$ і усереднення $K_y = U_m / U_{cv}$. З визначення коефіцієнтів треба, що $K_y = K_a K_\phi$.

Значення коефіцієнта залежить від форми напруги. Для часто використовуваних сигналів просимо розрахувати заздалегідь. Відповідно до відомих коефіцієнтів, якщо вимірюється один із параметрів сигналу, то обчислюються параметри сигналу. Більшість сигналів, що використовуються для передачі інформації, мають гармонічну форму, записану як:

$$U(t) = U_a \cos \omega t \text{ та } U(t) = U_a \sin \omega t.$$

Для забезпечення надійної передачі інформації, синтезу та контролю її параметрів необхідно точно виміряти значення напруги таких сигналів.

Середньоквадратичне значення або поточне значення напруги є тим, яке забезпечує найбільше інформації серед усіх значень напруги.

В даний час розроблена велика кількість приладів для вимірювання напруги. Вони використовуються не тільки для вимірювання величини амплітуди, але й для вимірювання середньоквадратичного значення напруги середньоквадратичного випрямлення. Такі пристрої можна використовувати вдома та за кордоном. Наприклад: В7-35, В7-37, АVM-1071, В7-78, SVEN AVR-1000, Fluke-8508A, GVT-417B, GVT-427B тощо. Параметри вольтметра такі:

Межі вимірювання: 300 мкВ 1000 В;

Діапазон робочих частот 10 Гц - 1 МГц, синусоїдальний сигнал;

Похибка вимірювання: $\pm 0,1-0,5\%$ (відносно 1 кГц).

Точність, яку забезпечують вольтметри, вироблені в країні та за кордоном, недостатня для вирішення проблем, порушених розробниками електронного обладнання. Отже, існує проблема підвищення точності вимірювання напруги при одночасному зменшенні часу вимірювання напруги.

1.2 Дослідження методів вимірювання напруги

Розрізняють аналогові та цифрові вольтметри. Як правило, аналогові пристрої мають меншу точність порівняно з цифровими. Структурна схема вольтметра змінного струму показана на малюнку 2. 1.1.

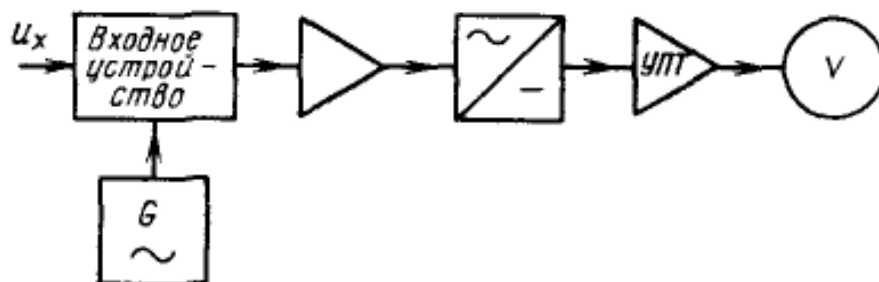


Рисунок 1.1 - Структурна схема вольтметра змінної напруги

Вимірювана змінна напруга подається на вхідний пристрій, який виконує ту саму функцію, що і аналогічний блок осцилографа: вхідний пристрій має високий вхідний опір, тому ви можете змінити коефіцієнт передачі, щоб вибрати діапазон вимірювання. Забезпечує напругу дискретизації, необхідну для калібрування пристрою для вхідного пристрою, тобто вбудованого калібрувального генератора G . Іноді вольтметр калібрується за допомогою зовнішнього калібрувального генератора. Більшість перетворювачів змінного струму в постійний струм працюють на вхідній напрузі не менше однієї десятої вольт, тому вхідна напруга повинна підсилюватися підсилювачем змінного струму. Його структура залежить від необхідної арматури.

Якщо вимірювана напруга становить $0,1 \dots 0,2$ мВ, використовується багатоступеневий транзисторний підсилювач з глибоким зворотним зв'язком. Пропускна здатність цього підсилювача досягає $30 \dots 100$ МГц і має рівномірну частотну характеристику в діапазоні частот, яка не перевищує $1 \dots 3\%$. Цей пристрій називається мілівольтметр.

Метод прямої оцінки та метод порівняння використовуються для вимірювання струму та напруги.

Метод прямої оцінки проводиться за допомогою прямого індикаторних приладів-амперметрів і вольтметрів зі шкалою в одиницях вимірювальних значень. Амперметр підключений послідовно до навантаження (коли він розімкнутий); вольтметр підключений паралельно до тієї частини ланцюга, де слід виміряти падіння напруги (рис. 1.2). Пристрої, що містяться в схемі, мають певний вплив на її режим. Щоб зменшити цей вплив, слід суворо дотримуватися таких умов: внутрішній опір амперметра R_A повинен бути значно меншим, ніж опір навантаження R_H ; внутрішній опір вольтметра повинен бути набагато більшим, ніж опір навантаження. Невиконання цих умов призведе до помилок системного методу. При вимірюванні напруги в області (навантаженні) з високим опором у так званому ланцюзі слабого струму стан $R_V \gg R_A$ особливо важко виконати. Для цього використовуються електронні вольтметри з вхідними опорами до сотень мегаомів.

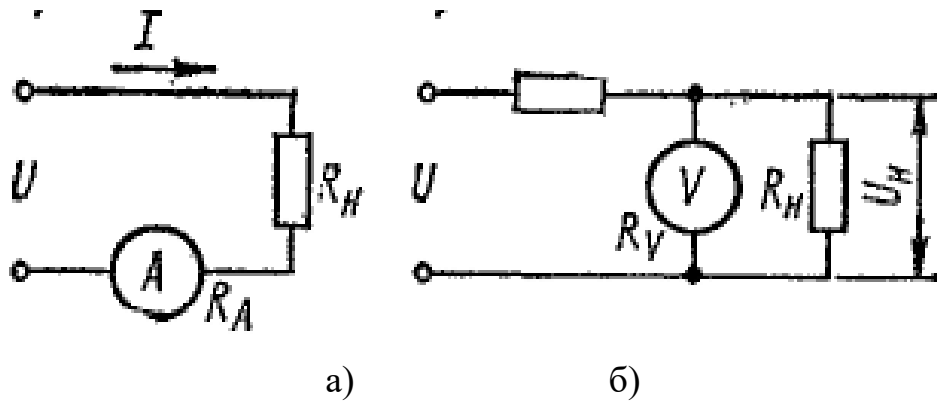


Рисунок 1.2 - Схеми вимірювання методом безпосередньої оцінки:

а) струму; б) напруги

Похибка вимірювання постійного струму менша, ніж похибка вимірювання змінного струму. Зі збільшенням частоти похибка також збільшується.

Метод порівняння може забезпечити більш високу точність вимірювання. Він реалізується за допомогою компенсаторного пристрою і характеризується тим, що він не споживає потужність з випробовуваної схеми під час вимірювання, тобто вхідний опір майже нескінченний. Ця властивість дозволяє використовувати компенсатор для вимірювання ЕРС. Метод порівняння також може бути реалізований у цифрових вольтметрах з дискретною дією та аналогових компенсаційних вольтметрах, тому похибка вимірювання становить одну десяту, стовідсоткову або навіть кілька тисяч відсотків.

Електромеханічні вимірювальні прилади - це обладнання прямого перетворення, в якому величини електричних вимірювань безпосередньо перетворюються в показання зчитувального обладнання. Отже, будь-який електромеханічний пристрій складається з наступних основних частин: нерухомого, з'єданого з корпусом пристрою, і мобільного, механічно або оптично підключеного до зчитувального пристрою.

Зчитувальний пристрій призначений для контролю значення вимірюваної величини. Він складається з шкали та вказівника на передній панелі пристрою. Шкала - це сукупність розрахункових значень (тире), розташованих у певному

порядку, і в неї вводяться деякі контрольні номери, що відповідають безперервним значенням виміряних величин. Шкала може бути однорідною або нерівномірною (квадратичною, логарифмічною тощо). Відстань між двома сусідніми штрихами називається пропорційним розподілом. Різниця між вимірними значеннями (що відповідає двом сусіднім оціночним значенням) називається ціною розподілу. Ціна розподілу C рівномірної лінійки дорівнює кінцевому значенню вимірної величини на лінійці A_k , поділеному на кількість розподілу n : $C = A_k / n$. Зазвичай ціна розподілу вибирається кратною похибці пристрою $C = 2A$ або $C \sim 4A$. Отже, абсолютної похибки пристрою може бути отримана ціною розподілу.

Якщо нульовий бал знаходиться на початку шкали, шкала називається односторонньою; якщо нуль знаходиться посередині, шкала називається двосторонньою. Шкала буде нанесена на циферблат пристрою; на ньому розміщено назву та символ пристрою.

Показчик поділяється на показчик та оптичний показчик. Оптичний індикатор включає джерело світла, дзеркало на рухомій частині та дзеркальну систему, яка розширює шлях променя і направляє його до напівпрозорого масштабу. Порівняно з стрілочними перекладами, оптичні індикатори можуть підвищувати чутливість обладнання та зменшувати опорні похибки.

Термоелектричне обладнання. Устаткування для теплового перетворення призначене для роботи в низькочастотних та високочастотних ланцюгах змінного струму. Термоелектричний пристрій складається з термоелектричного перетворювача та магнітоелектричного міліамперметра або мікроамперметра.

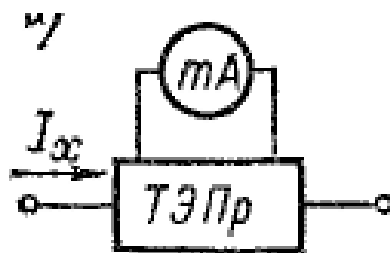


Рисунок 1.3 – Термоелектричний перетворювач

Перетворювач є найважливішим елементом вольтметра, і він значною мірою визначає вимірювальні характеристики приладу. Вихідна напруга перетворювача може бути пропорційна величині, середньоквадратичному або середньоквадратичному значенню вхідної напруги. Характер цієї залежності визначає, яку вхідну напругу (амплітуду, ефективне значення випрямляча або середньоквадратичне значення) вимірює вольтметр.

Амплітудний вольтметр при будь-якій формі сигналу може бути використаний для вимірювання амплітуди. За допомогою вольтметра із закритим входом можуть бути виміряні позитивна u_{m1} і негативна u_{m2} амплітуди змінної складової, які обчислюють за рівнянням: $U_0; u_{m2} = \alpha_2 \sqrt{2}$, де α_1 і α_2 - відліки за шкалою вольтметра при різних полярностях включення вольтметра.

У вольтметрі амплітудного значення основним блоком є вхідний пристрій, перетворювач, який перетворює змінну напругу в постійну напругу на значенні амплітуди, підсилювач постійного струму та вимірювальний прилад постійного струму. Амплітудні перетворювачі широко застосовуються на практиці через їх відносно прості схемотехнічні рішення.

Принцип роботи амплітудного детектора заснований на швидкій зарядці конденсатора через діод виявлення до значення амплітуди вимірюваної напруги та повільному розряді конденсатора через опір навантаження. Через різницю в часі зарядки та розрядки на конденсаторі з'явиться постійна складова. Чим більше відношення часу розряду конденсатора до часу зарядки, тим ближче напруга на конденсаторі до амплітуди.

В амплітудному детекторі з закритим входом (рис. 1.4, б) діод включений паралельно резистору навантаження R . При позитивній напівхвилі діод відкривається, і заряджається конденсатор C . Час заряду визначається за співвідношенням: $\tau_c = C(R + R_s)$. При $u_c > u(t)$ діод закривається, починається розряд конденсатора. Час розряду встановлюється за формулою:

$$\tau_p = C(R + R_s)$$

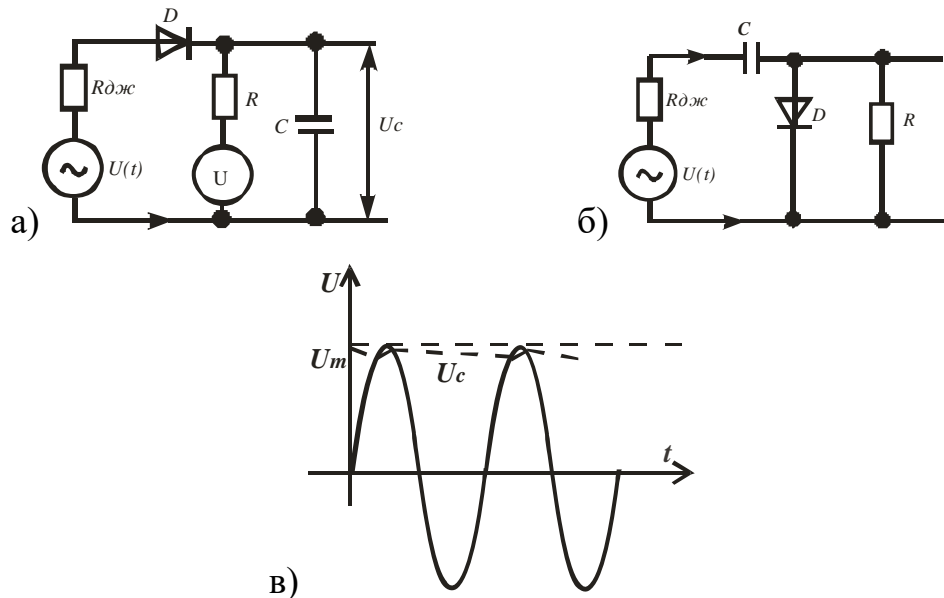


Рис. 1.4. Амплітудний детектор:

а) з відкритим входом;

б) з закритим входом;

в) графік зміни напруги на конденсаторі.

Оскільки вхід перетворювача закритий, то $u_c \approx u_m$. Тому для вимірювання величини амплітуди без постійної складової використовується вольтметр з амплітудним детектором із закритим входом, як показано на малюнку. 1.4

Датчик амплітуди підходить для вимірювання позитивного пікового значення. Для вимірювання негативного пікового значення необхідно змінити полярність діода. Характеристики цього методу побудови вольтметра включають: високу чутливість у властивому широкому діапазоні частот вольтметра, детектор піків на вході та високу лінійність шкали. Недоліком є складність програми. Відповідно до ГОСТ 15094-69 [5, 20], детектор значень амплітуди використовується в універсальному вольтметрі групи В7. Що стосується середньоквадратичних вольтметрів, одним з основних компонентів пристрою є перетворювач змінного струму в постійний струм, який пропорційний середньоквадратичному значенню будь-якої напруги форми сигналу.

Суть роботи вольтметра середньоквадратичних значень зводиться до того, що при дії на детектор, що має квадратичну характеристику перетворення, в колі детектора виникає складний за формою струм, середня (або постійна) складова якого пропорційна середньоквадратичному значенню вимірюваної напруги незалежно від форми цієї напруги, поданого на вхід перетворювача, тобто $i = ai^2(t)$ [5].

Одним зі способів отримання квадратичного детектора є використання діодного кола. Квадратична характеристика кола забезпечується за рахунок додавання лінійних відрізків вольт-амперних характеристик окремих діодів (рис. 1.5). Кожен діод отримує постійне зміщення u_1, u_2, u_3 від подільника напруги на резисторах. Якщо вхідна напруга U_x не перевищує значення u_1 , то струм протікає через діод D_1 . Якщо $u_1 < U_x < u_2$, то струм протікає через діоди D_1, D_2 , в результаті чого крутизна залежності струму від напруги збільшується. Струм I_i через вимірювач дорівнює $i_1 + i_2$. Якщо $U_x > u_2$, то струм протікає через діоди D_1, D_2, D_3 і дорівнює $I_i = i_1 + i_2 + i_3$; крутизна залежності $I_i(U_x)$ збільшується.

Похибка перетворення такого типу лічильника в основному залежить від нестабільності вольт-амперних характеристик діода та опору резистора, як правило, 3-5%. Динамічний діапазон цього вимірювача становить 30 Гц-1 МГц [22,23].

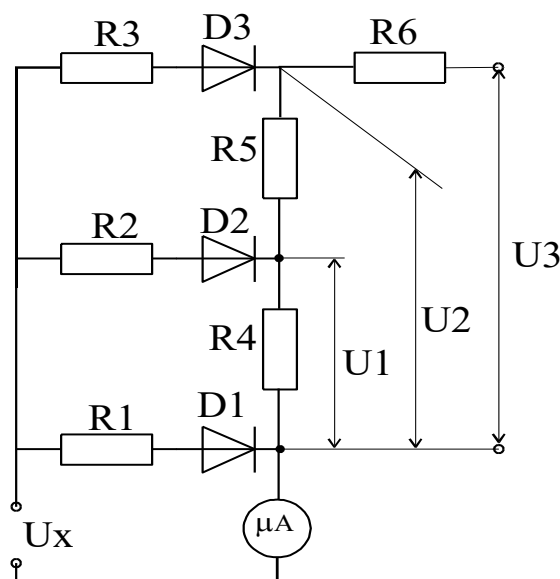


Рисунок 1.5 - Перетворювач вольтметра середньоквадратичних значень

Підсилювач використовується для компенсації низької чутливості окремого датчика. Якщо підсилювачі включені в схему перетворювача, вони повинні мати ширшу смугу пропускання. Використовуйте підсилювач постійного струму після перетворювача. У найпростішому вольтметрі може не бути підсилювача змінного струму.

Основним компонентом перетворювача є компонент з квадратними вольт-амперними характеристиками. Початкова залежність вольт-амперної характеристики напівпровідникового діода має вторинну залежність. Однак напівпровідникові діоди мають великий розкид характеристик, а довжина їх квадратних перетинів дуже коротка. Насправді використовувались компоненти на основі діодних схем та термопар.

Підсилювач використовується для компенсації низької чутливості окремого датчика. Якщо підсилювачі включені в схему перетворювача, вони повинні мати ширшу смугу пропускання. Використовуйте підсилювач постійного струму після перетворювача. У найпростішому вольтметрі може не бути підсилювача змінного струму.

Основним компонентом перетворювача є компонент з квадратними вольт-амперними характеристиками. Початкова залежність вольт-амперної характеристики напівпровідникового діода має вторинну залежність. Однак напівпровідникові діоди мають великий розкид характеристик, а довжина їх квадратних перетинів дуже коротка. Насправді використовувались компоненти на основі діодних схем та термопар.

Простий середній вольтметр - це випрямляльний вольтметр для пасивного (без підсилювального елемента ланцюга) перетворювача на основі середнього значення випрямлення [5].

Схеми перетворювача середньої величини випрямлення можна розділити на дві категорії: одна схема напівперіоду та дві схеми напівперіоду. Найпростіше рішення для цих перетворювачів показано на малюнку 1. 1.6 а та б.

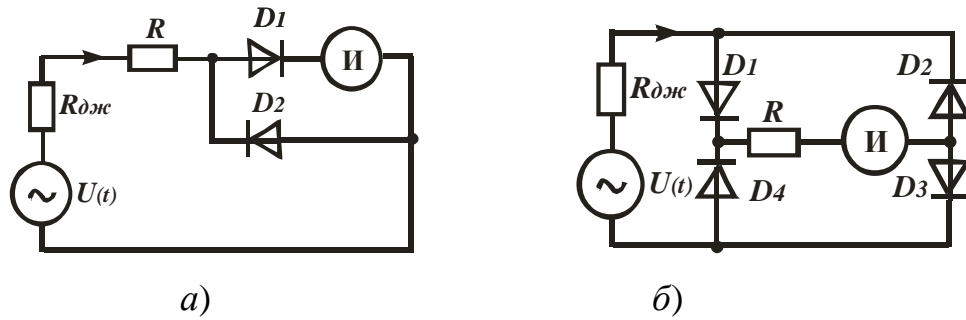


Рисунок 1.6 - Схеми перетворювачів середньо випрямлених значень амплітуди: а) однонапівперіодна; б) двонапівперіодна.

Схема напівциклів (а на малюнку 1.6) зазвичай використовується в найпростішому вимірювальному приладі (тестер). Струм через лічильник проходить в позитивному напівперіоді (діод $D1$) вимірюваної напруги. Діод $D2$ використовується для захисту діода $D1$ від зворотного пробію напруги. Схема мосту зазвичай використовується як перетворювач із двома напівциклами (рис. 1.6, б).

У цьому випадку середній струм, що протікає через лічильник, вдвічі більший за напівконтур, що подвоює чутливість вольтметра. Це пов'язано з тим, що в двох напівциклах змінної напруги струм через діагональ моста протікає в одному напрямку (напрямок струму в ланцюзі відповідає провідному напрямку діода).

Недоліком такого типу перетворювача є нелінійний вплив вольт-амперних характеристик діода (нелінійність шкали) при вимірюванні низької напруги, температурної залежності параметрів діода та впливу нестабільності. Поріг чутливості вольтметра, побудованого за наведеною схемою, не перевищує 100 мВ.

Результат можна отримати, безпосередньо оцінивши напругу, виміряну вольтметром, з похибкою $\sim 0,1\%$. Використовуйте вольтметр, щоб використовувати метод порівняння [10, 22], щоб отримати більш точні результати.

Вольтметр, заснований на нульовому методі (вольтметр, який повністю компенсує виміряну напругу, вимірюючи напругу), називається потенціометром. 1.7 показана спрощена блок-схема потенціометра з використанням компенсації напруги. Оскільки знак напруги протилежний, виміряна напруга компенсується цією напругою. Коли напруги рівні, сила струму, що протікає через індикатор, дорівнює нулю. Відрегулюйте напругу, змінивши дискретизаційний резистор R_k : $u_k = I R_k$. При постійному струмі I значення виміряного опору R_k (потенціометр) може бути відкалібровано з виміряною напругою як одиницею.

Коли виміряна напруга повністю компенсується ($u_k \rightarrow u_x$), струм у вхідному ланцюзі стає нульовим, а вхідний опір вольтметра наближається до нескінченності. У цьому випадку можна говорити про вимірювання електромагнітних полів. Потенціометр - найточніший вольтметр. Потенціометри постійного струму мають різний рівень точності - від 0,2 до 0,0005.

За опором вимірювального контуру потенціометр поділяється на низький опір і високий опір. Низький опір (опір до 1000 Ом) використовується для вимірювання низьких напруг (до 100 мВ). Потенціометри з високим опором (опір більше 1000 Ом) використовуються для вимірювання напруг до 1-2,5 В. Потенціометр (вольтметр) не є автоматичним, напівавтоматичним та автоматичним [23,24]. В автоматичному потенціометрі весь процес компенсації виконується автоматично.

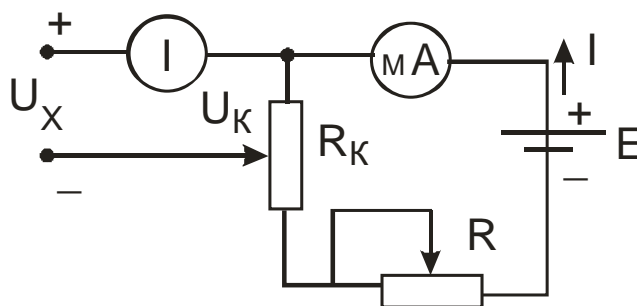


Рисунок 1.7 - Спрощена структурна схема потенціометра

Спрощена схема диференціального вольтметра показана на малюнку 2.1.8. У цьому випадку виміряна напруга не може бути повністю компенсована. Мікровольтметр вимірює різницю між виміряною напругою та напругою рівноваги.

Балансова (компенсаційна) напруга формується зразковим джерелом ЕРС і кроковим діляником напруги R_k . Виміряна напруга визначається величиною напруги та некомпенсованою величиною, яка вимірюється безпосередньою оцінкою вольтметром.

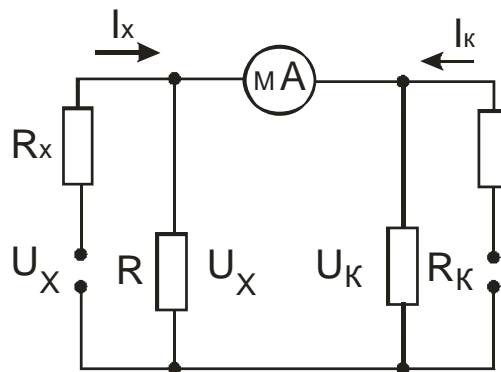


Рисунок 1.8 - Спрощена схема диференціального вольтметра

Диференціальний метод вимірювання використовується в деяких цифрових вольтметрах. Цей вольтметр дозволяє вимірювати напруги постійного струму від $5 \cdot 10^{-6}$ до 1000 В з похибкою лише на одну соту або соту межі вимірювання.

Порівняння аналогових вольтметрів показує, що найпростіший вольтметр, заснований на безпосередній оцінці магнітоелектричних приладів, дозволяє вимірювати тиск у великому діапазоні із задовільною чутливістю. Недоліком цього вольтметра є його низький опір (одиниці сотні кО). Електронний вольтметр має значно вищий вхідний опір (одиниці десятки МО), але чутливість низька, тому він не може виміряти низьку напругу.

Порівняно з вольтметром прямої оцінки, вольтметр із застосуванням методу порівняння має вищу точність [5, 19, 22]. Найточнішим вольтметром є потенціометр. Це дозволяє вимірювати менші напруги з теоретично нескінченним вхідним опором. Недоліком потенціометрів є те, що вони не

можуть вимірювати великі (більше 1-2 В) напруги. Диференціальний вольтметр дозволяє вимірювати напруги в більшому діапазоні. Однак у порівнянні з потенціометрами їх чутливість, точність та вхідний опір менші.

Серед широкої номенклатури аналогових електронних вольтметрів найпоширенішими є електронні вольтметри постійного струму та вольтметри змінного струму, зокрема, вольтметри середніх, середньоквадратичних та амплітудних значень змінних сигналів [2].

Порівняно з вольтметром прямої оцінки, вольтметр із застосуванням методу порівняння має вищу точність [5, 19, 22]. Найточнішим вольтметром є потенціометр. Це дозволяє вимірювати менші напруги з теоретично нескінченним вхідним опором. Недоліком потенціометрів є те, що вони не можуть вимірювати великі (більше 1-2 В) напруги. Диференціальний вольтметр дозволяє вимірювати напруги в більшому діапазоні.

Однак у порівнянні з потенціометрами їх чутливість, точність та вхідний опір менші. Класифікувати вольтметри змінної напруги і струму можна за різними ознаками:

- за призначенням змінний струм, імпульсний струм, фазочуттєвий, селективні, універсальні;
- за методом вимірювання – безпосередньої оцінки і прямого порівняння з мірою;
- за параметром напруги, що вимірюється, – амплітудні (пікові), середньоквадратичні і середньовипрямляючі значення;
- за типом індикатора — стрілочні і цифрові [3].

Цифрові вольтметри призначені для вимірювання постійної та змінної напруги [4, 25]. Вони автоматично генерують дискретні вимірювальні інформаційні сигнали та відображають їх у цифровій формі. Сучасні цифрові вольтметри мають високу точність і високу швидкість і можуть використовуватися в автоматичних системах, а також в системах вимірювання та обчислення.

Цифровий вольтметр використовує той самий метод вимірювання напруги, що і аналоговий вольтметр. Формально кажучи, різниця між блок-схемою цифрового вольтметра та відповідною блок-схемою аналогового вольтметра полягає в тому, що за вхідним пристроєм знаходиться аналого-цифровий перетворювач (АЦП).

У багатьох АЦП, що використовуються в цифрових вольтметрах: перетворювач "інтервал напруги-час-цифровий код", перетворювач часових імпульсів цілісного типу, перетворювач "напруга-частота-цифровий код", в силу особливості вимірювання частоти, також відноситься до Тип інтеграції ADC. Насправді існують цифрові вольтметри з бітовим балансом АЦП. У більшості сучасних цифрових вольтметрів використовуються інтегровані перетворювачі. Вольтметр вимірює середнє значення напруги до періоду інтегрування, що дозволяє відповідним чином вибрати період інтегрування для усунення аддитивного шуму, який присутній у напрузі досліджуваного сигналу. Якщо напругу, подану на вхід вольтметра постійного струму, позначити $u_{ex}(t)$, вимірювану напругу - u_x , а адитивну заваду з нульовим середнім $u_{II}(t)$, то $u_{ex}(t)=u_x(t)+u_{II}(t)$. Вольтметр середніх значень вимірює u_{cp}^T :

$$u_{cp}^T = \frac{1}{T} \int_0^T u_{ex}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (u_x + u_{II}(t)) dt = u_x + \frac{1}{T} \int_0^T u_{II}(t) dt$$

Якщо $u_{II}(t)$ – періодичний сигнал (наприклад, завада промислової частоти 50 Гц), то при T , кратному періоду завади, інтеграл дорівнює нулю. Навіть у випадку, якщо завада є випадковою з нульовим середнім, то вибором T (більше інтервалу кореляції) другий доданок можна зробити дуже малим.

Вольтметр з неінтегруючим АЦП (перетворювач інтервалу напруги та часу, цифровий кодовий перетворювач) може вимірювати миттєві значення напруги. Отже, за наявності перешкод результат вимірювання може суттєво відрізнятись від фактичного значення. АЦП "Інтервал напруги-час-Цифровий

код". Рисунки 1.9а та б відповідно показують блок-схему та часову діаграму, що пояснюють принцип роботи.

На схемі прийняті позначення: СПІ і СПШ – схеми порівняння, ГЛЗН – генератор лінійно змінної напруги, ФІ – формувач часового інтервалу, ЧС – часовий селектор, Г – генератор імпульсів, ЛІ – лічильник імпульсів, ВП – відліковий пристрій, БК – блок керування.

АЦП працює таким чином. Напруга з генератора лінійно змінюваної напруги подається на дві схеми порівняння, де порівнюється з нульовою напругою (початок інтервалу часу) і з вимірюваною напругою (кінець інтервалу часу). Імпульси початку і кінця відповідного інтервалу подаються на формувач, що формує імпульси, тривалістю T_x які пропорційні величині вимірюваної напруги. На один з виходів часового селектора надходять імпульси з генератора імпульсів, що далі проходять на лічильник, якщо на другий вхід часового селектора надходить імпульс, сформований формувачем. Кількість підрахованих імпульсів m за час T при незмінній частоті генератора імпульсів пропорційно величині вимірюваної напруги.

Основними складовими похибок у подібному АЦП є [1, 26]:

- непостійність кута нахилу і нелінійність напруги, що надходить з генератора лінійно змінюваної напруги;
- похибка порівняння напруг u_x і u_0 з лінійно змінюваною напругою;
- нестабільність частоти генератора імпульсів;
- похибка дискретності, викликана як несинхронністю початку вимірюваного інтервалу часу T_x і початку появи лічильних імпульсів, так і в загальному випадку відсутністю кратності вимірюваного періоду і періоду лічильних імпульсів;
- вплив напруги завад на результат вимірювання.

Усунення останнього недоліку можливо шляхом ввімкнення фільтрів на вході АЦП. Однак це приводить як до ускладнення конструкції АЦП, так і до збільшення часу вимірювання.

Цифрові вольтметри, що використовують подібні АЦП, мають похибку 0,1 – 0,05%. Перевагою таких АЦП є простота їхньої технічної реалізації. Ця перевага зникає при підвищенні вимоги до точності перетворювача в основному за рахунок ускладнення конструкції ГЛЗН.

Часо-імпульсні АЦП інтегруючого типу. Найбільше поширення одержали АЦП із подвійним інтегруванням. Структурна схема і часові діаграми, що пояснюють принцип роботи приведені на рис.1.10, а і б відповідно. На схемі введені додаткові позначення: ІНТ – інтегратор (наприклад RC), БК – блок керування.

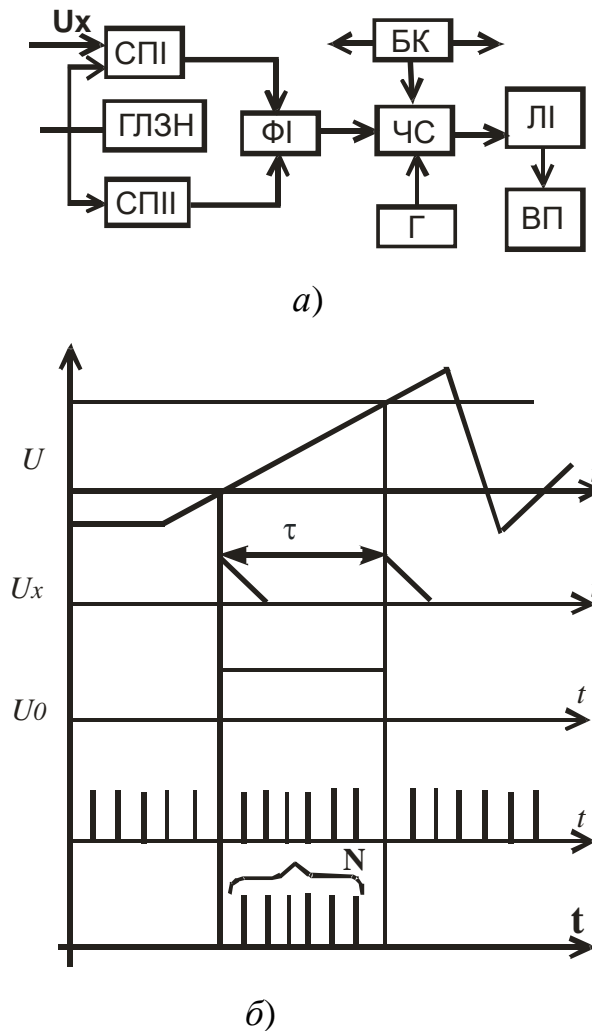


Рисунок 1.9 - Вольтметр з АЦП “напруга-часовий інтервал-цифровий код”:

а) структурна схема; б) часові діаграми.

АЦП працює таким чином. Блок управління формує ряд прямокутних імпульсів із тривалістю T_1 та тривалістю пауз T_2 . У момент імпульсу на вхід інтегратора подається вхідна напруга $u_{\text{вх}}$. Інтеграція напруги виконується з часом T_1 . Після закінчення імпульсу напруга на RC-виході інтегратора буде записано як:

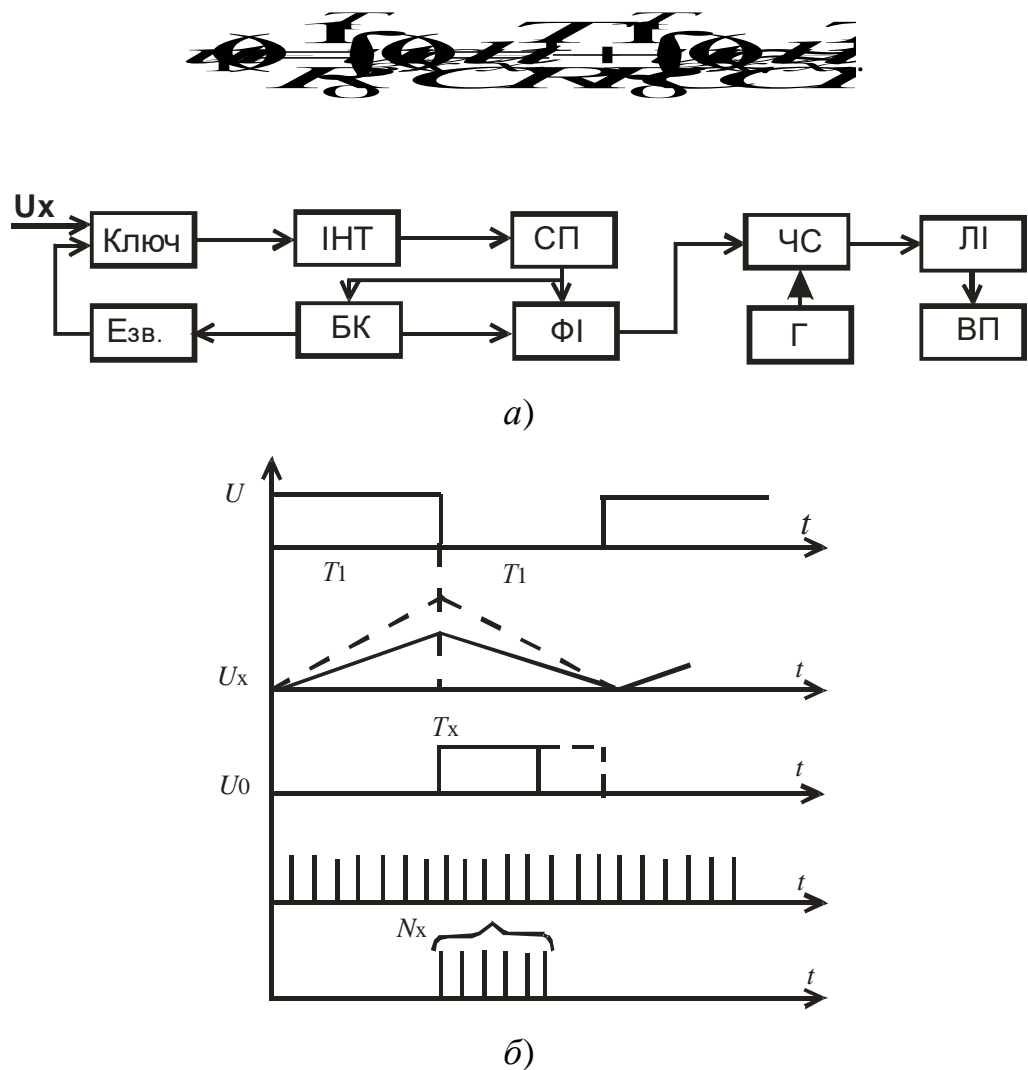


Рисунок 1.10 - Вольтметр з часо-імпульсним АЦП інтегруючого типу:

а) структурна схема; б) часові діаграми роботи

В кінці імпульсу закінчується перший період інтеграції. На початку такту T_2 від'єднується виміряна напруга $u_{\text{вх}}$ від інтегратора і підключить еталонну

напругу $E_{3\phi}$ дискретизації із зворотною полярністю. У другому циклі опорна напруга інтегрується, поки напруга на інтеграторі не дорівнює нулю. Тривалість другого періоду інтегрування T_x пропорційна вимірюваному значенню напруги. Чим більше виміряне значення напруги $u_2(t)$, тим більша тривалість другого циклу. Наприкінці другого циклу напруга на виході інтегратора має такий вигляд:



Звідси

$$u_x = \frac{E_{3\phi} T_x}{T_1}.$$

Оскільки $E_{3\phi}$ і T_1 відомі, то $u_x = A \cdot T_x$, де A – деякий постійний коефіцієнт. Звичайно інтервал інтегрування T_1 формується шляхом заповнення лічильника прямокутними імпульсами до деякої величини N , що, наприклад, дорівнює ємності лічильника.

Тоді

$$T_1 = N\tau,$$

$$T_x = N_x\tau,$$

$$u_x = E_{3\phi} \frac{N_x}{N};$$

де τ – період проходження лічильних імпульсів.

Отриманий вираз показує, що в цьому випадку результат вимірювання напруги не залежить від частоти генератора, який підраховує імпульси. Результат вимірювання також не залежить від постійної часу інтегратора. Це одна з головних переваг АЦП порівняно з АЦП з лінійними генераторами змінного струму. Ще одна перевага - поліпшення завадостійкості. Основними компонентами цієї помилки є:

-Нестійкість напруги зразка;

-Частота генератора лічильних імпульсів нестабільна протягом короткого часу;

-Дискретна помилка;

-Помилка порівняння.

У більшості сучасних цифрових вольтметрів використовуються імпульсні АЦП з подвійною інтеграцією. Похибка цього цифрового вольтметра може досягати 0,02-0,005%. Щоб зберегти кратність періоду інтегрування T періоду перешкод (50 і 400 Гц) у цифровому вольтметрі, використовуйте автоматичне регулювання частоти.

АЦП з перетворенням напруги в частоту. Хоча фактична реалізація є більш складною, цей АЦП використовується в багатьох додаткових одиницях цифрових вольтметрів та електронних вимірювачів частоти. Це дозволяє розширити функціонал частотоміра і використовувати його як вольтметр. Структурна схема та тимчасова діаграма найбільш часто використовуваних перетворювачів наведена на рисунку 2. 1.11, а і б, де ПЗЗ є перетворювачем зворотного зв'язку; підсилювач УПТ разом з ним є інтегратором R_1 , R_2 і C . Цей тип перетворювача називається перетворювачем з імпульсним зворотним зв'язком. Вихідна миттєва частота перетворювача пропорційна середньому значенню напруги за час інтегрування T_i . Однак частота вимірювання в інтервалі вимірювання $T_{зз}$ пропорційна середньому значенню напруги в цьому інтервалі.

Перетворювач "напруга-частота" працює таким чином. При подачі напруги u_x на вхід інтегратора з постійною часу інтегратора R_1C напруга на виході інтегратора росте. При рівності цієї напруги і $E_{зс}$ з перетворювача зворотного зв'язку надходить сигнал, який повертає інтегратор у початковий стан. При постійному u_x ці операції повторюються періодично. Процес наростання і спадання напруги на інтеграторі можна записати в наступному вигляді:



де u_{33} – напруга зворотного зв'язку,

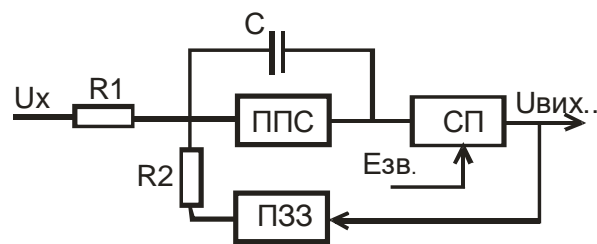
T_{33} – час подачі напруги зворотного зв'язку.

Якщо

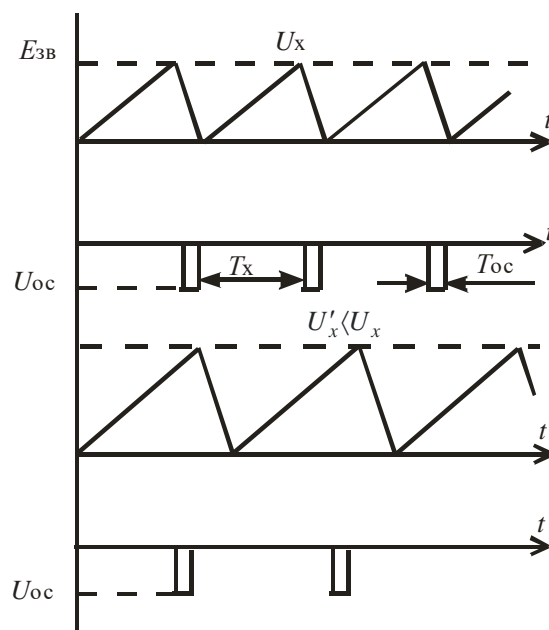
$$T_x = T_i + T_{33},$$

то

$$\frac{T_x}{R_1} U_x = \frac{T_{33}}{R_2} U_{33}.$$



а)



б)

Рисунок 1.11 - Вольтметр з АЦП із пертворенням напруги в частоту:

а) структурна схема; б) часові діаграми роботи.

Якщо

$$T_x = T_i + T_{33},$$

то

$$\frac{T_x u_x}{RC} = \frac{T_{33} u_{33}}{RC}$$

Звідси

$$f = \frac{1}{T_x} \frac{R_2}{R_1} \frac{u_x}{u_{33}} = A$$

Таким чином, при відомих R_1, R_2, u_{33} і T_{33} частота вихідного сигналу однозначно визначає вимірювану напругу. При цьому параметри перетворювача не залежать від значень ємності C і E_{36} , а визначаються відношенням і стабільністю величини, яку називають вольт-секундною площею.

Основними складовими похибки перетворювача є похибка нестабільності $u_{33} \cdot T_{33}$ і похибка порівняння. Якщо розглядати АЦП у цілому, то необхідно ще враховувати похибку перетворення частоти в цифровий код, що складається з похибки дискретності і похибки формування часового інтервалу, на якому визначається частота.

Вольтметри, у яких використовуються такі АЦП, дозволяють отримати похибку вимірювання 0,1 – 0,005% і зменшення завад [25].

На цьому рівні розвитку у техніці вимірювання є можливість створення цифрового вольтметра із рівнем відносної похибки δ 0,1% [10].

1.3 Порівняльний аналіз методів вимірювання напруги

Для того, щоб визначити напрямок вирішення проблеми: підвищення точності вимірювання та зменшення часу вимірювання, необхідно порівняти та проаналізувати методи вимірювання напруги. Рекомендується загальна класифікація всіх методів вимірювання напруги.

Тому всі методи вимірювання напруги можна розділити на аналогові та цифрові. Аналогові методи відповідають тим методам вимірювання, які

застосовні до всіх безперервних значень вхідних постійних та змінних сигналів. Цифровий метод підходить для дискретних значень сигналу. Всі аналогові та цифрові методи поділяються на методи вимірювання постійних значень та методи вимірювання змінних сигналів. Характеристиками вимірюваного змінного сигналу є деякі характерні параметри зазвичай вимірюваного сигналу: значення амплітуди напруги, випрямлене ефективне значення або ефективне значення. Унікальність цифрового методу вимірювання напруги змінного струму полягає в тому, що для вимірювання інваріантність сигналу повинна забезпечуватися протягом певного часу вимірювання. Аналоговий метод поділяється на електромеханічний та електронний метод. Електронний метод використовує електромеханічне обладнання для безпосереднього вимірювання напруги сигналів змінного струму та постійних сигналів. Електронний метод використовує електронні схеми для попереднього перетворення сигналу змінного струму в постійний сигнал, а потім використовує електромеханічне обладнання для вимірювання постійної напруги. Цифрові методи вимірювання постійної напруги поділяються на паралельне, послідовне, послідовне наближення та подвійне інтегрування. Для вимірювання параметрів сигналу змінного струму цифровим методом використовується електронна схема, аналогічна тій, що використовується в аналоговому методі вимірювання напруги змінного струму, для попереднього перетворення сигналу в сигнал постійного струму, а потім вимірюється напруга постійного струму цифровим методом.

Наведену узагальнену класифікацію методів вимірювання напруги представлено на рис. 1.12.

З вищезазначених досліджень методу вимірювання напруги можна зробити висновок, що завдяки використанню електромеханічних вимірювальних приладів точність методу моделювання є низькою, а час вимірювання довшим. Тому недоцільно подальше вдосконалення методу моделювання.

З точки зору розвитку цифрові методи є більш перспективними. Однак обмеження пов'язано з тим, що цифровий метод використовується для вимірювання параметрів змінного сигналу, тобто схема випрямлення використовується для перетворення параметрів, що використовуються для вимірювання змінного сигналу, в константу заздалегідь, що спричинено неправильним відтворенням математичної моделі.

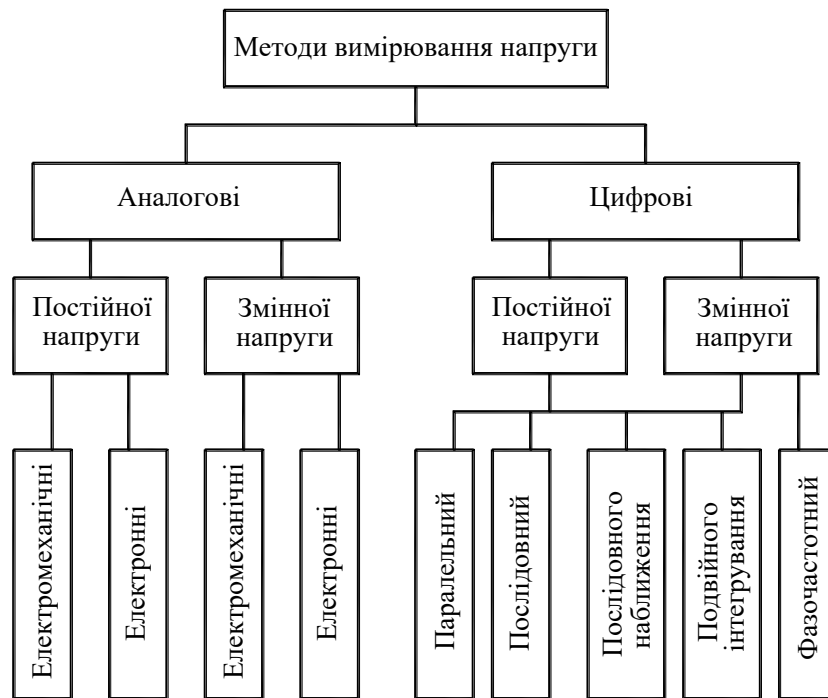


Рисунок 1.12 – Узагальнена класифікація методів вимірювання напруги

Тому необхідно детально розглянути гармонічний сигнал, щоб встановити функцію вимірювання середньоквадратичного значення, щоб розробити нову математичну модель вимірювання, яка не використовує електронну схему випрямляча, а перетворює сигнал у форму, що дозволяє отримати більше інформації.

Розглядаючи гармонічний сигнал як вектор, що обертається із заданою кутовою швидкістю, можна побачити, що більше інформації можна отримати, перетворивши значення прикладеної напруги у фазовий зсув. Тому пропонуються подальші дослідження в напрямку пошуку методу перетворення значення напруги гармонічного сигналу у фазовий зсув.

1.4 Висновки по розділу 1

1. В результаті досліджень методів вимірювання напруги сигналу можна визначити, що всі методи можна розділити на аналогові методи вимірювання та цифрові методи вимірювання, а потім розділити на методи вимірювання напруги постійного сигналу та методи вимірювання напруги змінного струму.
2. Аналоговий метод вимірювання поділяється на електромеханічний метод вимірювання та електронний метод вимірювання. Електронний метод вимірювання використовує електромеханічні пристрої для вимірювання напруги, а електронний метод вимірювання використовує електронні схеми для перетворення сигналів постійного та змінного струму в постійний з заданими параметрами, а потім вимірює постійний струм за допомогою електромеханічних пристроїв. Джерелами помилок є електромеханічне обладнання та схеми електронного перетворення.
3. Цифрові методи поділяються на паралельні, послідовні, послідовні методи наближення та подвійну інтеграцію. У порівнянні з аналоговими методами цифрові методи можуть забезпечити більш високу точність вимірювання. Усі цифрові методи вимагають, щоб сигнал залишався незмінним під час вимірювання. Для вимірювання ефективного значення гармонічного сигналу використовується електронна схема, аналогічна тій, що використовується в аналоговому методі, для перетворення змінного сигналу в константу. Точність вимірювання напруги змінного струму не перевищує точності вимірювання аналогового методу.
4. З метою підвищення точності та швидкості вимірювання поточного значення та напруги рекомендується розробити математичну модель для перетворення середньоквадратичної напруги у фазовий зсув.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ КВАДРАТУРНОЇ МОДЕЛІ ВИМІРЮВАННЯ ДІЮЧОГО ЗНАЧЕННЯ НАПРУГИ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ

Стан питання та постановка задачі

Вище встановлено, що при вимірюванні параметрів гармонічного сигналу існує ефективне значення напруги. Для вимірювання ефективного значення напруги використовуються різні методи, і ці методи мають недоліки завдяки використанню квазімоделей. Особливо важливо, що при використанні гармонічного носія для вимірювання поточного значення напруги радіосигналів слід використовувати правильні методи вимірювання.

Аналіз математичних виразів гармонічних сигналів та радіосигналів з гармонійними носіями показує, що в графічному поданні суми функції є особливі моменти. Правильне використання цих точок може розробити математичну модель фазочастотного методу для вимірювання ефективного значення гармонічних сигналів.

Завданням другої частини є розробка математичної моделі методу фазової частоти для вимірювання ефективного значення гармонічних сигналів та радіосигналів з гармонійними носіями. І вивчав точність перетворення розробленої математичної моделі.

2.1 Розробка квадратурної математичної моделі перетворення діючого значення напруги гармонійного сигналу в постійне значення

Миттєве значення гармонійною сигналу, згідно, записується у вигляді:

$$U(t) = U_a \cos(\omega t - \varphi) \quad (2.1)$$

Під час вимірювання діючого значення напруги гармонійного сигналу, початкова фаза не враховується, отже вираз (2.1) можна спростити:

$$U(t) = U_a \cos \omega t \quad (2.2)$$

Пошук середньоквадратичного значення, або діючого, напруги гармонійного сигналу за виразом:

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (U_a \cos \omega t)^2 dt} \quad (2.3)$$

дає результат:

$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{2} U_a \quad (2.4)$$

Запис гармонійного сигналу за допомогою функції синус, дає можливість отримати діюче значення набуває також значення.

Проведемо пошук точки на часовій вісі, що відповідають отриманому значенню U_d відповідно до виразу (2.4) тому як функції синус та косинус можуть набувати значення як додатні так і від'ємні, то візьмемо значення U_a із значенням “+” та “-”. Тому розв'яжемо рівняння:

$$U_a \cos(\omega t) = U_d = \pm \frac{\sqrt{2}}{2} U_a \quad (2.5)$$

Отриманий вираз приводить до виразу, що не залежить від U_a :

$$\cos \omega t = \pm \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (2.6)$$

Рішення цього рівняння є:

$$\omega t = \frac{\pi}{4} + \pi_n, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.7)$$

Звідки

$$t = \frac{1}{\omega} \left(\frac{\pi}{4} + \pi_n \right) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.8)$$

Якщо записати гармонійного сигналу із використанням функції синус, рівняння приведе до наступного:

$$U_a \sin \omega t = U_d = \pm \frac{\sqrt{2}}{2} U_a \quad (2.9)$$

Але розв'язок рівняння буде наступним (2.8)

Зробимо аналіз виразу (2.8) перше миттєве значення гармонійного сигналу яке відповідає значенню діючої напруги для гармонійного сигналу знаходиться в точці часової вісі $\frac{\pi n}{4\omega}$. Наступні миттєві значення напруги гармонійних сигналів рівні діючий напрузі повторюється періодично через проміжки $\frac{\pi n}{2\omega}$.

З приведенного вище аналізу впливає наступний висновок: модуль миттєвого значення напруги гармонійного сигналу, відповідно до вираження (2.2), набуває величині рівній значенню за модулем діючої напруги даного сигналу через часовий проміжок $\frac{\pi n}{4\omega}$, і періодично повторюється через рівні проміжки, що дорівнюють $\frac{\pi n}{2\omega}$.

Якщо гармонічний сигнал має початковий фазовий зсув, просте математичне перетворення може показати, що перше миттєве значення модуля, що відповідає модулю робочої напруги сигналу, отримало це значення через певний проміжок часу від початку розгортання сигналу .

Для спрощення розгляду математичного виразу гармонічного сигналу та розробки математичної моделі методу фазової частоти, який перетворює значення струму в постійне значення, ми не будемо розглядати гармонічний сигнал з початковим фазовим зсувом, оскільки це спричинить лише вісь часу Зсув у часі всіх точок $\frac{\pi}{4\omega} - \frac{\varphi}{\omega}$ поточного значення.

За випадку нульової початкової фази гармонійного сигналу, перша точка на графіку функції косинус, що відповідає значенню діючої напруги рівна $\frac{\pi}{4\omega}$ (рис 2.1 а), і для сигналу $\sin \omega t$, аналогічна точка також дорівнює $\frac{\pi}{4\omega}$ (рис. 2.1 б).

У подальшому розгортанні у часі гармонійного сигналу, його миттєві за модулем значення будуть дорівнювати діючому значенню, через кожні чверть періоду.

Невідомого значення діючої напруги гармонійного сигналу можна знайти якщо сформувати постійну опорну напругу, значення якої буде залежати від двійкового N – розрядного коду. Вираз за яким визначається напруга буде мати вигляд:

$$U_0 = \frac{U_m}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i, \quad (2.10)$$

де U_m - максимальне значення напруги, яка формується; a_i - значення i -го розряду N – розрядного коду, приймає значення 0 або 1.

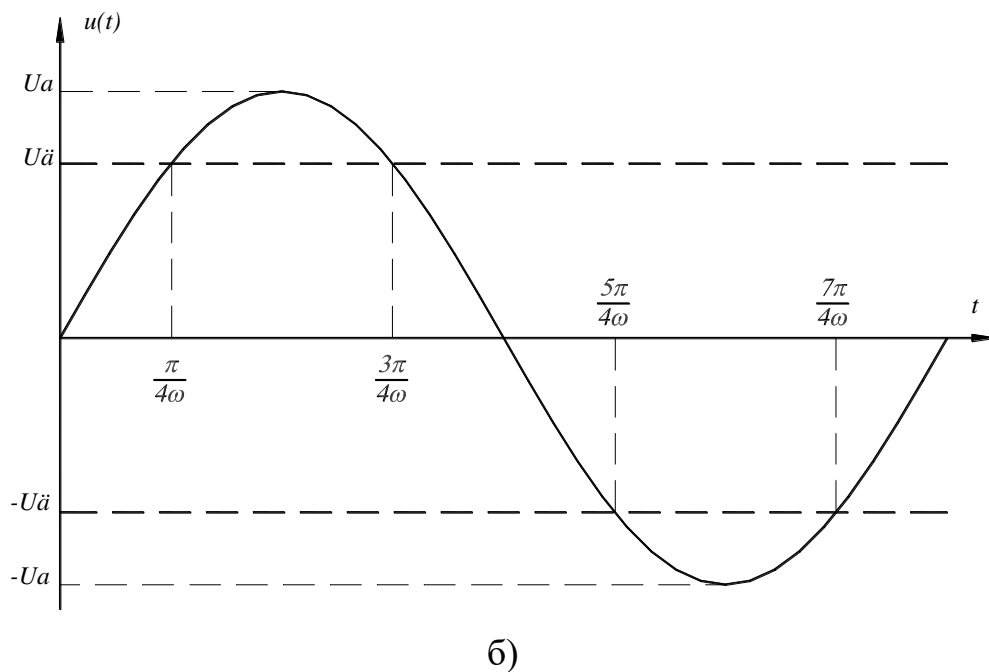
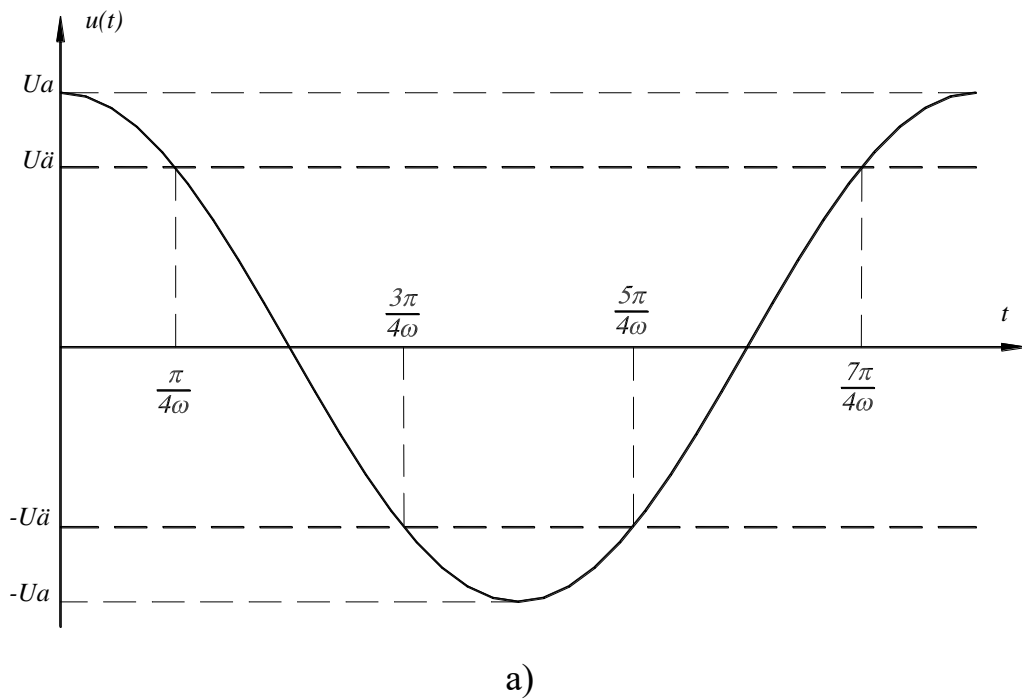


Рисунок 2.1 – Сигнали $\cos(\omega t)$ а) та $\sin(\omega t)$ б).

При зміні двійкового коду значення опорної напруги зміниться.

Використовуйте пороговий пристрій для порівняння отриманого значення опорної напруги з модулем гармонічного сигналу, і має бути визначено робоче значення напруги модуля гармонічного сигналу. Порівняння базується на наступному виразі:

$$|U_a \cos \omega t| \underset{k(t)=0}{\overset{k(t)=1}{\lessgtr}} U_o. \quad (2.11)$$

де знак \lessgtr - вказує на порогові порівняння лівої та правої частин виразу.

На виході порогового пристрою отримуємо змінний сигнал $k(t)$, який приймає значення “1”, якщо $U_o \lessgtr (U_o \cos \omega t)$ і “0” при $U_o \lessgtr (U_o \cos \omega t)$. В залежності від значення опорної напруги U_o вигляд сигналу $k(t)$ буде різним. Якщо $U_o \lessgtr U_d$, то $k(t)$ має вигляд представлений на рис. 2.2. якщо $U_o \lessgtr U_d$, то $k(t)$ має вигляд представлений на рис. 2.3.

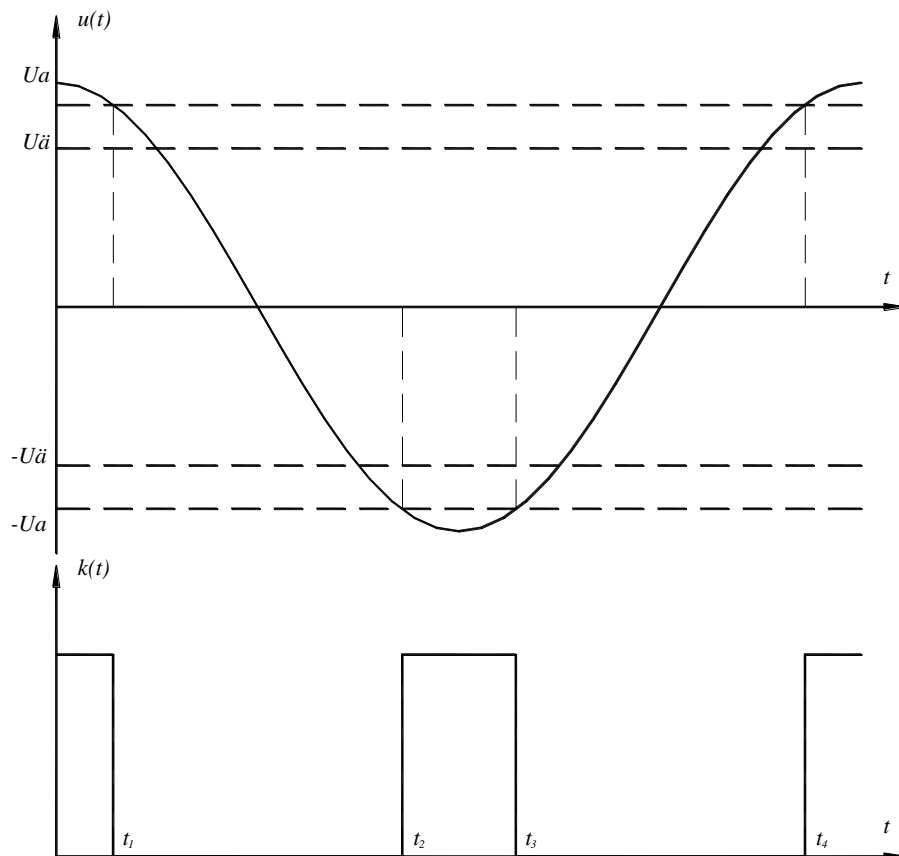


Рисунок 2.2 – Порівняння $u(t)$ з U_o при $|U(t)| \lessgtr U_o$

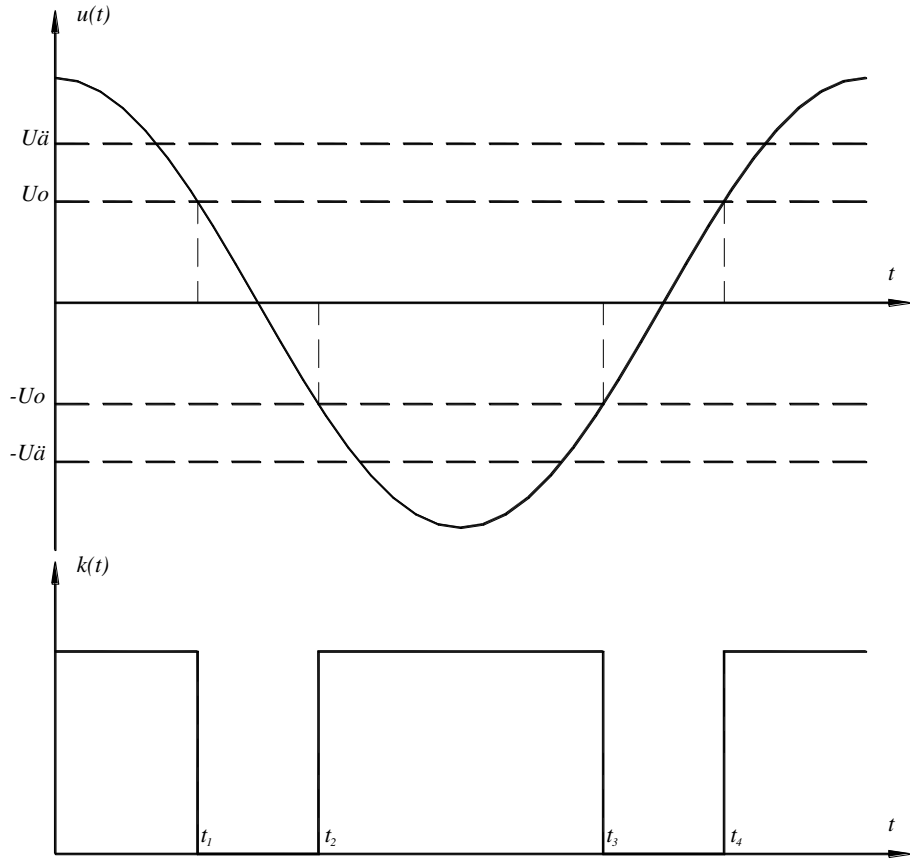


Рисунок 2.3 – Порівняння $u(t)$ з U_o при $|U(t)| > U_o$

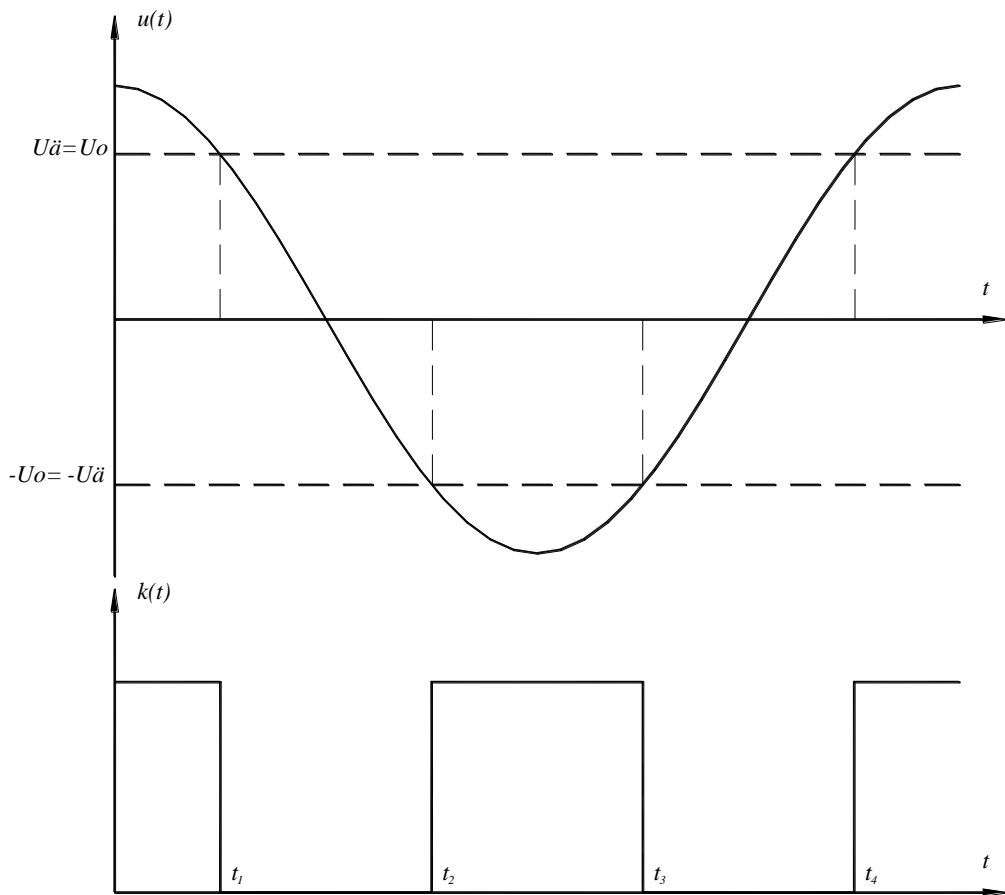


Рисунок 2.4 – Порівняння $u(t)$ з U_o при $|U(t)| = U_o$

Аналіз отриманих графіків (рис. 2.2 – 2.4) показує, що при $U_0 \succ U_d$ (рис. 2.2) часовий проміжок $t_1 - t_2$ протягом якого $|U(t)| \langle U_0$, за тривалістю більший за часовий проміжок $t_2 - t_3$, протягом якого $|U(t)| \rangle U_0$. При $U_0 \langle U_d$ (рис. 2.3) спостерігається протилежна ситуація: часовий проміжок $t_1 - t_2$, протягом якого $|U(t)| \langle U_0$, за тривалістю менший за часовий проміжок $t_2 - t_3$, протягом якого $|U(t)| \rangle U_0$. Лише при $U_0 = U_d$ (рис. 2.4), часові проміжки $t_1 - t_2$ і $t_2 - t_3$ рівні між собою.

Таким чином, остаточно для знаходження значення діючої напруги, необхідно, змінюючи U_0 , порівнювати тривалості часових проміжків $t_1 - t_2$ і $t_2 - t_3$, відповідно до виразу:

$$\Delta t \underset{m=0}{\overset{m=1}{\langle \rangle}} 0. \quad (2.12)$$

На виході порогового пристрою, який повинен порівнювати часові проміжки $t_1 - t_2$ і $t_2 - t_3$, має формуватись сигнал m , що дорівнює 1, якщо часовий проміжок $t_1 - t_2$ більший за часовий проміжок $t_2 - t_3$ і в протилежному випадку m дорівнює 0. При дискретній зміні U_0 , досягнути точної рівності обох часових проміжків практично неможливо, тому цей варіант не розглядається.

У пороговому пристрої, який порівнює часові проміжки, реалізується наступна функція:

$$\Delta t = (t_2 - t_1) - (t_3 - t_2). \quad (2.13)$$

Кожен з моментів часу t_1, t_2, t_3 є функціями арккосинусу від U_0 , тому можна записати:

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \arccos U_0; \quad (2.14)$$

$$t_2 = \frac{1}{\omega} \arccos(-U_0); \quad (2.15)$$

$$t_3 = \frac{1}{\omega} (2\pi - \arccos(-U_0)). \quad (2.16)$$

Підставивши вирази (2.14) – (2.16) в вираз (2.13) отримаємо:

$$\Delta t = \frac{1}{\omega} (\arccos(-U_0) - \arccos U_0) - \frac{1}{\omega} ((2\pi - \arccos(-U_0))). \quad (2.17)$$

Після математичних перетворень отримаємо:

$$\Delta t = \frac{1}{\omega} (4 \arccos U_0 - \pi). \quad (2.18)$$

Остаточно отримуємо функцію перетворення:

$$\frac{1}{\omega} (4 \arccos U_0 - \pi) \underset{m=0}{\overset{m=1}{<>}} 0. \quad (2.19)$$

Отже, перетворення значення діючої напруги у цифровий код полягає в наступному: по – перше, генерується постійна опорна напруга U_0 відповідно до виразу (2.10). По – друге, надана опорна напруга U_0 порівнюється із гармонійним сигналом відповідно до виразу (2.11). По – третє, проводиться порівняння часових проміжків сигналу, що є результатом порівняння U_0 і $U(t)$, відповідно до виразу (2.19). Останнім етапом є зміна U_0 на задане значення і повернення до першого етапу. Даний цикл повторюється доки не буде досягнуто найбільш близько до U_0 значення U_0 . Критерієм є перехід значення

m від значення 1 до значення 0, або навчати, на найменшій кодовій відстані коду, що задає значення U_0 за виразом (2.10).

2.2 Дослідження методичних похибок фазочастотної моделі перетворення значення діючої напруги в цифровий код

Основні етапи перетворення робочої напруги в цифрові коди визначені вище. Оскільки використовується дискретне значення опорної напруги та квантування часового інтервалу, існує помилка перетворення, що в свою чергу призводить до неточного вимірювання значення робочої напруги гармонічного сигналу. Для того, щоб визначити обмеження використання розробленої математичної моделі та вказати на її подальший напрямок розвитку, ми перевірили її характерні помилки.

Похибки, що виникають у наслідок дискретизації напруги та квантування часу є не випадковими величинами від випадкової величини. Під час формування опорної напруги U_0 за виразом (2.10), похибка буде ΔU_0 і є однаковою значенню мінімальної дискрети або напруги, що відповідає випадку:

$$\Delta U_0 = \frac{U_m}{2^n} \quad (2.20)$$

Якщо порівняти U_0 із гармонійним сигналом (2.2) при наближенні U_0 до U_δ появляється похибка формування часових проміжків $t_1 - t_2$ і $t_2 - t_3$. В результаті, виникає похибка порівняння цих часових проміжків. Відповідно до (2.18) можна визначити цю похибку.

А якщо порівняти постійну опорну напругу U_0 із змінним гармонійним сигналом діючу напругу якого необхідно виміряти, відбувається перетворення похибки завдання опорної напруги ΔU_0 у похибку інтервалів часу. Інформативним, згідно математичної моделі (вираз (2.19)), є різниця часових

проміжків Δt , яка визначається за формулою (2.18). для знаходження похибки визначення Δt , візьмемо диференціал від виразу (2.18):

$$\delta(\Delta t) = -\frac{4}{\omega\sqrt{1-U_0^2}} \Delta U \quad (2.21)$$

Аналіз отриманої залежності показує, що при зростанні похибки ΔU лінійно, зростає похибка $\delta(\Delta t)$. Із зростанням частоти сигналу похибка $\delta(\Delta t)$ спадає за оберненою залежністю. При різних значеннях опорної напруги U_0 , похибка $\delta(\Delta t)$ змінюється за складною залежністю. При $U_0 = 0$, похибка $\delta(\Delta t)$ має найменше значення. При $U_0 = 1$, похибка $\delta(\Delta t)$ прямує до нескінченності.

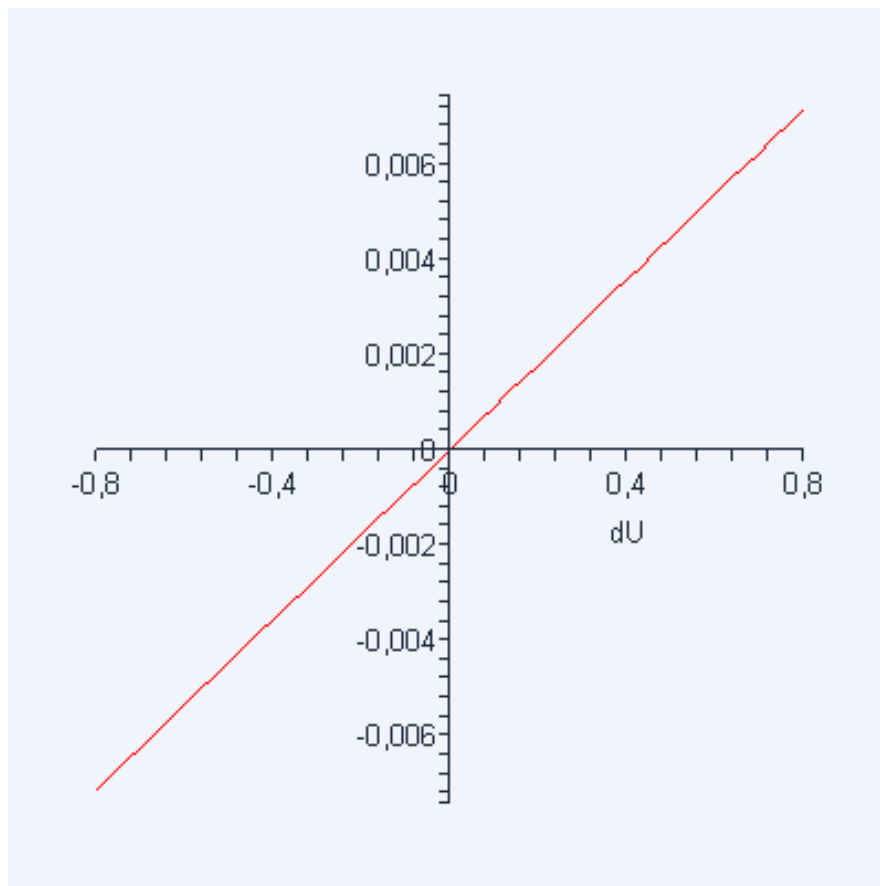


Рисунок 2.5 – Графік зміни $\delta(\Delta t)$ при зміні ΔU

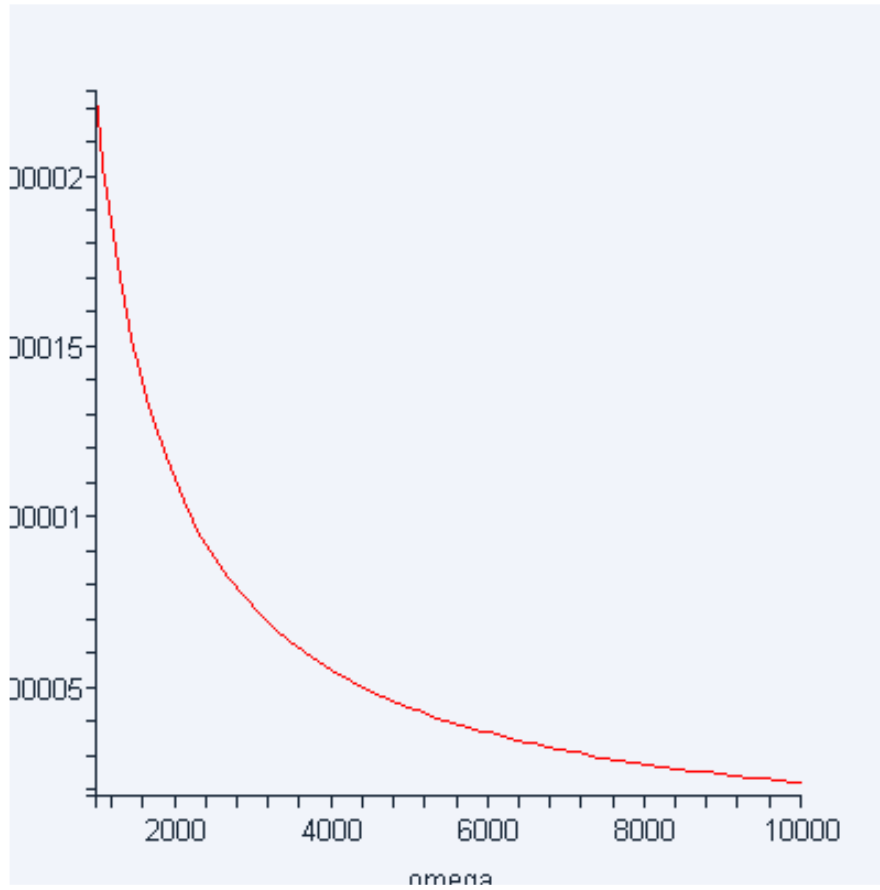


Рисунок 2.6 – Графік зміни $\delta(\Delta t)$ при зміні ω

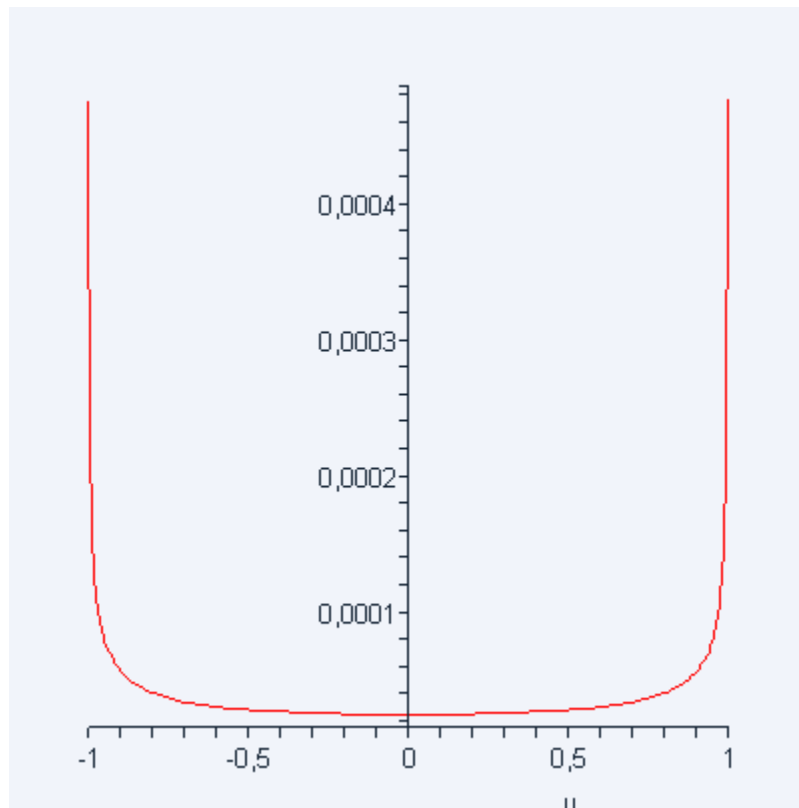


Рисунок 2.7 – Графік зміни $\delta(\Delta t)$ при зміні U_0

Графік залежностей при зміні ΔU ; ω і U_0 показані на рис 2.5, 2.6, 2.7 відповідно.

Найбільшу цікавість викликає залежність перетворення U_0 у Δt , при прямуванні U_0 до U_d . Нормоване значення діючої напруги дорівнює $\frac{\sqrt{2}}{2}$, тоді:

$$\delta(\Delta t)_{U_d} = \lim_{U_0 \rightarrow \frac{\sqrt{2}}{2} + 0} \left(-\frac{4}{\omega \sqrt{1-U_0^2}} \right) \Delta U =$$

$$\lim_{U_0 \rightarrow \frac{\sqrt{2}}{2} - 0} \left(-\frac{4}{\omega \sqrt{1-U_0^2}} \right) \Delta U = -\frac{4}{\omega \sqrt{0,5}} \Delta U = -\frac{\Delta U}{\omega} \sqrt{8}. \quad (2.23)$$

При відхиленні U_0 від величини, що дорівнює U_d на невелику величину, похибка $\delta(\Delta t)$ змінюється лінійно. Графік залежності $\delta(\Delta t)$ в околі точки $U_0 = U_d$, наведено на рис 2.8.

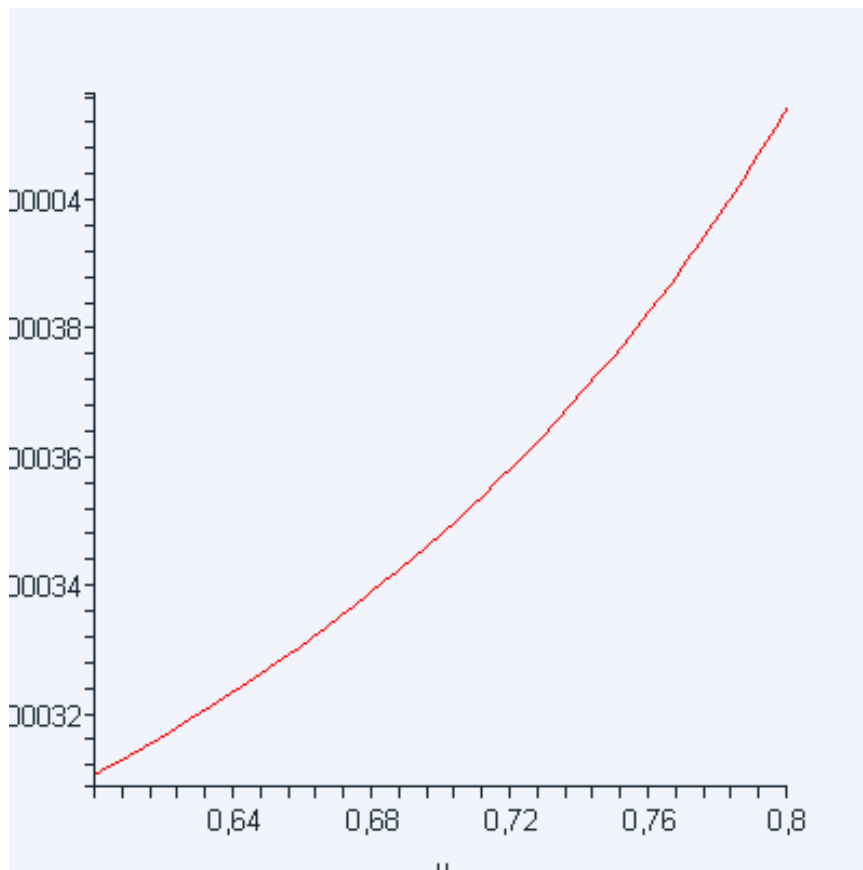


Рисунок 2.8 – Графік зміни $\delta(\Delta t)$ при зміні U_0 в околі діючої напруги

Для вимірювання інтервалів часу застосовується квантування цих проміжків із деякою тактовою частотою. Отже до похибки $\delta(\Delta t)$ додається похибка квантування δt_k . При максимальній оцінці:

$$\delta t = \delta(\Delta t) + \delta t_k \quad (2.24)$$

При невірному порівнянні інтервалів часу, отримується невірне визначення значення діючої напруги. Зворотне перетворення виразу (2.23) із врахуванням (2.24) дозволяє отримати вираз для знаходження похибки визначення діючої напруги гармонійного сигналу:

$$\delta U_d = -\frac{\delta(\Delta t) + \delta t_k}{4} \omega \sqrt{0,5} \quad (2.25)$$

З виразу (2.25) видно, що похибка визначення δU_d складається з двох доданків, які залежать від похибки $\delta(\Delta t)$ і від похибки квантування δt . Графічно вплив похибки $\delta(\Delta t)$ можна представити у вигляді представленому на рис 2.9. вплив похибки квантування можна представити у вигляді рис 2.10. Похибка встановлення δU_0 призводить до зміщення часових проміжків, а отже і невірного визначення спів падання обох часових проміжків, що у свою чергу призводить до похибки визначення U_δ . Аналогічно проявляє себе похибка квантування δt_k . Внаслідок квантування часових проміжків тактовими імпульсами, що слідує через однаковий час τ , та відсутності часової синхронізації між тактовою частотою та сигналом, який є результатом порівняння U_0 і $U(t)$. Також може виникати похибка у порівнянні часових проміжків $t_1 - t_2$ і $t_2 - t_3$, що в свою чергу, призводить до похибки визначення U_δ .

При проведенні вимірювань гармонійного сигналу з частотою амплітудне значення якого знаходиться в межах від 0 до U_a , при формуванні опорної напруги використовується N – розрядний АЦП, та квантуючий сигнал f_k . Для знаходження похибок вимірювання необхідно скористатись виразами (2.20) і (2.25). задамо декілька значень f, U_a, N, f_k та розрахуємо значення похибки перетворення. Результати розрахунків наведено у табл. 2.1 – 2.5

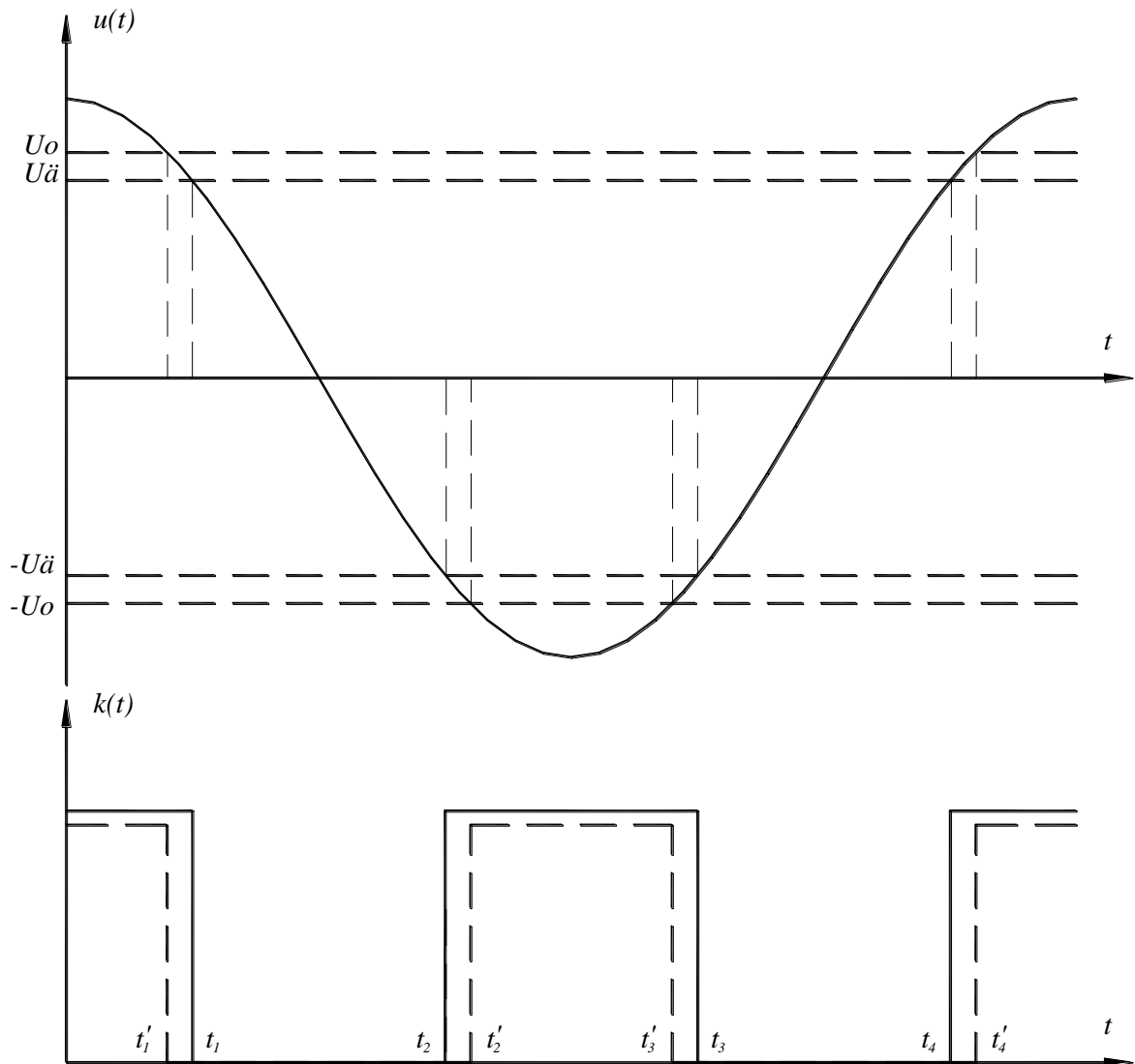


Рисунок 2.9 – Вплив похибки $\delta(\Delta t)$ на вимірювання U_0

Таблиця 2.1 – Розрахунок похибки визначення U_0 для сигналу з частотою $f=100$ Гц

Тактова частота, Гц	Розрядність пристрою формування U_0			
	8	10	12	16
500000	0,039951077	0,010654	0,00333	0,001041
1000000	0,039506788	0,01021	0,002886	0,000597
3000000	0,039210596	0,009914	0,00259	0,000301
5000000	0,039151358	0,009854	0,00253	0,000241
10000000	0,039106929	0,00981	0,002486	0,000197

Таблиця 2.2 – Розрахунок похибки визначення U_0 для сигналу з частотою $f=1000$ Гц

Тактова частота, Гц	Розрядність пристрою формування U_0			
	8	10	12	16
500000	0,004794827	0,001865	0,001133	0,000904
1000000	0,004350538	0,001421	0,000688	0,00046
3000000	0,004054346	0,001125	0,000392	0,000163
5000000	0,003995108	0,001065	0,000333	0,000104
10000000	0,003950679	0,001021	0,000289	5,97E-05

Таблиця 2.3 – Розрахунок похибки визначення U_0 для сигналу з частотою $f=5000$ Гц

Тактова частота, Гц	Розрядність пристрою формування U_0			
	8	10	12	16
500000	0,001669827	0,001084	0,000937	0,000892
1000000	0,001225538	0,00064	0,000493	0,000447
3000000	0,000929346	0,000343	0,000197	0,000151
5000000	0,000870108	0,000284	0,000138	9,19E-05
10000000	0,000825679	0,00024	9,33E-05	4,75E-05

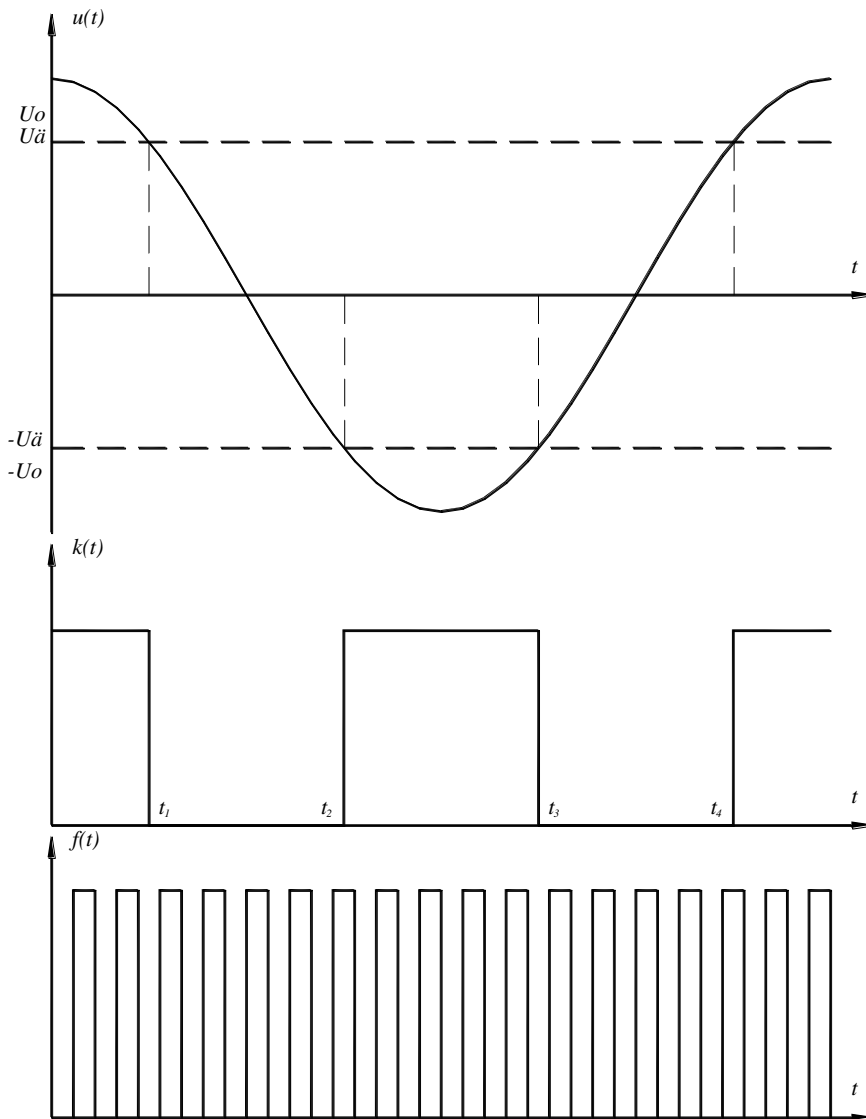


Рисунок 2.10 – Вплив похибки квантування δt_k на визначення U_0

Таблиця 2.4 – Розрахунок похибки визначення U_d для сигналу з частотою $f=10$ кГц

Тактова частота, Гц	Розрядність пристрою формування U_0			
	8	10	12	16
500000	0,001279202	0,000986	0,000913	0,00089
1000000	0,000834913	0,000542	0,000469	0,000446
3000000	0,000538721	0,000246	0,000173	0,00015
5000000	0,000479483	0,000187	0,000113	9,04E-05
10000000	0,000435054	0,000142	6,88E-05	4,6E-05

Таблиця 2.5 – Розрахунок похибки визначення U_0 для сигналу з частотою $f=100$ кГц

Тактова частота, Гц	Розрядність пристрою формування U_0			
	8	10	12	16
500000	0,000927639	0,000898	0,000891	0,000889
1000000	0,000483351	0,000454	0,000447	0,000444
3000000	0,000187159	0,000158	0,000151	0,000148
5000000	0,00012792	9,86E-05	9,13E-05	8,9E-05
10000000	8,34913E-05	5,42E-05	4,69E-05	4,46E-05

2.3 Розробка фазочастотного методу вимірювання діючої напруги гармонійних сигналів

Розроблена математична модель, яка перетворює значення робочої напруги в цифровий код, може розробити метод вимірювання. Метод повинен базуватися на перетворенні гармонічного сигналу в інтервал часу та порівнянні двох суміжних гармонік згідно з виразами (2.10), (2.18), (2.20).

Метод вимірювання значення діючої напруги складається з наступних етапів:

- 1) Формування опорної напруги, відповідно до виразу (2.10);
- 2) Компарація опорної напруги і гармонійного сигнал, відповідно до виразу (2.11);
- 3) Підрахунок кількості тактових імпульсів, що попадають в проміжок часу дії логічної одиниці на виході ком паруючого пристрою; та кількості імпульсів, попадають в проміжок часу дії логічного нуля на виході ком паруючого пристрою;
- 4) Порівняння результатів підрахунку імпульсів, відповідно до виразу (2.19);
- 5) При неспівпаданні кількостей зміна цифрового коду на вході пристрою, що формує опорну напругу та повернення до першого пункту;

- б) При спів паданні кількостей імпульсів обох часових проміжків, запам'ятовування цифрового коду, який подано на вхід пристрою формування опорної напруги та перетворення його у значення напруги.

Відповідно до розробленого методу може бути наданий наступний робочий алгоритм вимірювального пристрою, показаний на малюнку 2.11.

Проаналізувавши розроблений алгоритм, можна зробити висновок, що найбільший внесок у швидкість перетворення лежить у фазовій зміні алгоритму, що визначає правило зміни двійкового цифрового коду на вході генератора опорної напруги. Для того, щоб збільшити швидкість алгоритму, слід вибрати правило зміни коду, яке реалізує перетворення в найкоротший час для вимірювання поточної напруги гармонічного сигналу.

Для зміни коду може бути використано одне з правил, що застосовуються при аналого-цифровому перетворенні. Коротко розглянемо три основні методи: паралельне, послідовне та побітове кодування. При паралельному методі перетворення постійної напруги у цифровий код, за допомогою багато вивідного подільника, формуються одночасно із вхідною невідомою напругою. Даний метод перетворення дозволяє реалізувати найшвидше перетворення, проте технічна реалізація його є найскладнішою.

Найпростішим технічним втіленням є метод послідовного перетворення. Еталонна напруга генерується цифро-аналоговим перетворювачем, а цифровий код змінюється на виході електrolічильника. На виході лічильника цифровий код змінюється з кожним наступним тактовим імпульсом, і ця зміна відбувається лише один раз. Тому в цьому випадку опорна напруга змінюється лише на невелику величину, рівну. Потім потрібен цикл для пошуку всіх дискретних значень опорної напруги. Цей метод є найдовшим часом перетворення.

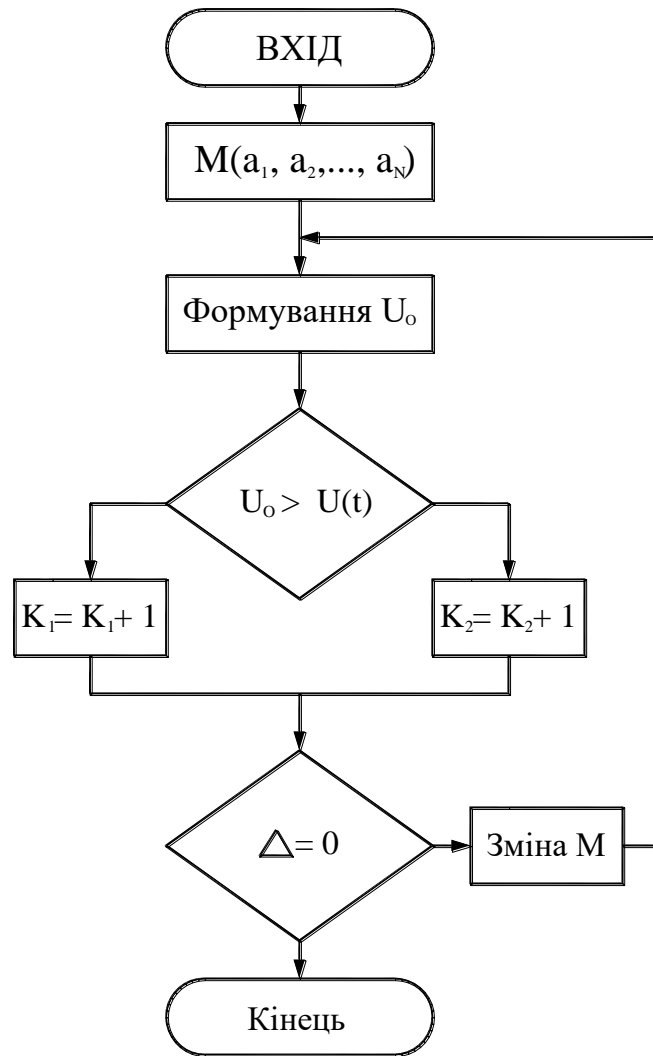


Рисунок 2.11 – Алгоритм роботи пристрою вимірювання діючої напруги гармонійного сигналу

З точки зору часу перетворення та технічної реалізації, найбільш прийнятним методом є побітове кодування або послідовне наближення. Суть цього методу полягає в тому, що робота перетворювача управляється послідовним регістром апроксимації, який встановлює цифровий код, рівний половині максимального коду на своєму виході в початковий час, тому сформована опорна напруга дорівнює половині максимальної напруги.

Порівняння дає сигнал, який представляє посилення опорної напруги в невідомому діапазоні, і навпаки. Відповідно до результату порівняння виводу регістра цифровий код змінюється так, що він дорівнює трьом чвертям або

одній чверті найбільшого коду. Після цього процес порівняння повторюється. Коли здійснюється пошук усіх бітів реєстру, процес порівняння закінчується. Тому для перетворення потрібні лише заходи.

З аналізу видно, що для досягнення найвищої швидкості рекомендується використовувати метод паралельного перетворення. Для досягнення найбільшого спрощення програми рекомендується використовувати послідовний метод для досягнення найкращого співвідношення швидкості перетворення та простоти технічної реалізації.

Усі розглянуті методи мають свої переваги та недоліки, тому остаточне рішення щодо вибору одного із методів слід приймати після розробки структури струму та вольтметра. Вибір методу буде базуватися на критеріях мінімального часу вимірювання та загальної простоти схеми.

2.4 Висновки до розділу 2

1. Створено математичну модель, яка перетворює значення струму напруги гармонічного сигналу в цифровий код. Модель включає вираз, сформований опорною напругою, порівняння з вихідним гармонічним сигналом та порівняння інтервалу часу, де: опорна напруга більша за вихідний сигнал ; Опорна напруга менше вихідного сигналу. Коли опорна напруга змінюється, два часові інтервали рівні, це означає, що опорна напруга дорівнює ефективному значенню напруги вхідного гармонічного сигналу.

2. Досліджено помилку методу встановленої математичної моделі перетворення. Результати показують, що основним впливом на цю помилку є помилка встановлення опорної напруги та помилка квантування. Можна визначити, що зі збільшенням кількості бітів під час формування опорної напруги та частоти квантування точність перетворення зростає. Коли використовується 16-розрядний формуючий пристрій і частота квантування 10 МГц, помилка перетворення дорівнює $4,46 \cdot 10^{-5}$ В.

3. На основі розробленої математичної моделі перетворення розроблено метод вимірювання ефективної напруги гармонічних сигналів. Аналіз алгоритму роботи розробленого вимірювального обладнання показує, що необхідно обрати метод зміни цифрового двійкового коду на виході обладнання для формування опорної напруги. З точки зору часу перетворення та технічної реалізації, найбільш прийнятним є метод побітового кодування.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СТРУКТУРНИХ СХЕМІ СКЛАДОВИХ ВИМІРЮВАЧІВ ДІЮЧОЇ НАПРУГИ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ

Стан питання та постановка задачі

У попередньому розділі була розроблена та вивчена математична модель для перетворення значення робочої напруги в цифровий код. Вивчається помилка перетворення значення робочої напруги в цифровий код. Розробив метод вимірювання та робочий алгоритм вимірювального пристрою, що використовується для визначення робочої напруги гармонічного сигналу. Для того, щоб вибрати один із методів аналого-цифрового перетворення для вимірювального обладнання, аналіз не може зробити висновок про доцільність їх використання в метрах.

Для того, щоб остаточно вибрати алгоритм, який буде використовуватися вимірювальним обладнанням, необхідно розробити структурну схему обладнання, що використовується для вимірювання ефективної напруги гармонічного сигналу. Після того, як структурна схема розроблена, необхідно вивчити відносну складність часу її вимірювання та реалізації. Відповідно до найкоротшого часу вимірювання та простоти технічного впровадження остаточно визначається структурна схема. Так само, необхідно розробити найважливіші конструктивні елементи зворотної блок-схеми та вказати методи автоматизації роботи вимірювального обладнання.

3.1 Розробка структурних схем пристрою вимірювання діючої напруги гармонічних сигналів

Залежно від вибору методу зміни опорної напруги буде змінюватися і блок-схема. Однак загальний алгоритм роботи пристрою залишиться

незмінним. Для спрощення розробки блок-схеми ми розробимо загальну блок-схему вимірювального обладнання для визначення ефективної напруги гармонічного сигналу.

Відповідно до розробленої математичної моделі та методу фазочастотного вимірювання робочої напруги, наступні коробки повинні входити до загальної схеми будови вимірювального обладнання:

- Вхідний пристрій, вхід якого отримує гармонічні сигнали, повинен вимірювати свою ефективну напругу. Пристрій підсилює або послаблює вхідний сигнал відповідно до його рівня.
- Пристрій порівняння, на вхід якого надходить гармонічний сигнал і постійна опорна напруга. Якщо вхідний сигнал вище опорної напруги, на виході пристрою формується логічна "1"; в іншому випадку формується логічна "0"; в іншому випадку виводиться "1".
- Реверсивний лічильник, на вхід якого надходить сигнал від пристрою порівняння. Якщо його вхід логічний "1", лічильник підраховує тактові імпульси; якщо його вхід - логічний "0", тактові імпульси віднімаються. Якщо тривалість логіки "1" і логіки "0" однакова, на виході лічильника вгору-вниз буде встановлено цифровий код-нуль; в іншому випадку це буде 0.
- Часовий генератор, що використовується для встановлення тактової послідовності оборотної операції лічильника;
- Цифровий компаратор, на вхід якого надходить сигнал з виходу реверсивного лічильника. Порівняйте числовий код із нульовим кодом. Якщо код більше нуля, формується сигнал "> 0", а якщо він менше нуля, формується сигнал "<0". Обидва ці сигнали контролюють зміну опорної напруги. Якщо цифровий код, що виводиться цифровим компаратором, дорівнює нулю, генерується сигнал "= 0", який використовується для запису виміряного значення в регістр зберігання;
- Пристрій для зміни опорної напруги, який встановлює цифровий код опорної напруги відповідно до вхідного сигналу від цифрового компаратора

на вхідний термінал. Якщо сигнал > 0 ", опорна напруга зменшується. Якщо приймається сигнал < 0 ", опорна напруга збільшується. Збільшення або зменшення опорної напруги відбувається за правилами, визначеними методом перетворення;

- Пристрій для генерації опорної напруги, що генерує постійне значення опорної напруги пропорційно значенню цифрового кодового входу з виходу пристрою для зміни опорної напруги на його вхід;
- Реєстр пам'яті, коли на виході цифрового компаратора генерується сигнал $= 0$ ", запам'ятайте значення коду на виході пристрою, що змінює опорну напругу;
- Індикатор, який використовується для підсвічування результату вимірювання.

Загальна структурна схема пристрою вимірювання робочої напруги гармонічного сигналу наведена на рисунку 3.1.

Як визначено вище, загальна блок-схема буде змінюватися відповідно до правила зміни опорної напруги. Розглянемо всі блок-схеми, які можна запропонувати при використанні паралельного, послідовного та послідовного наближення.

Коли використовується паралельний режим, пристрій, що генерує еталонну напругу, повинен виводити еталонну напругу з рівномірним інтервалом, і слід використовувати опорний пристрій. В цьому випадку потрібно використовувати реверсивний лічильник. Для того, щоб визначити, що опорна напруга дорівнює поточній, достатньо датчика пріоритету. Не потрібно використовувати обладнання для зміни опорної напруги. На рис.3.1 показана блок-схема вимірювального пристрою, що працює паралельно. 3.2.

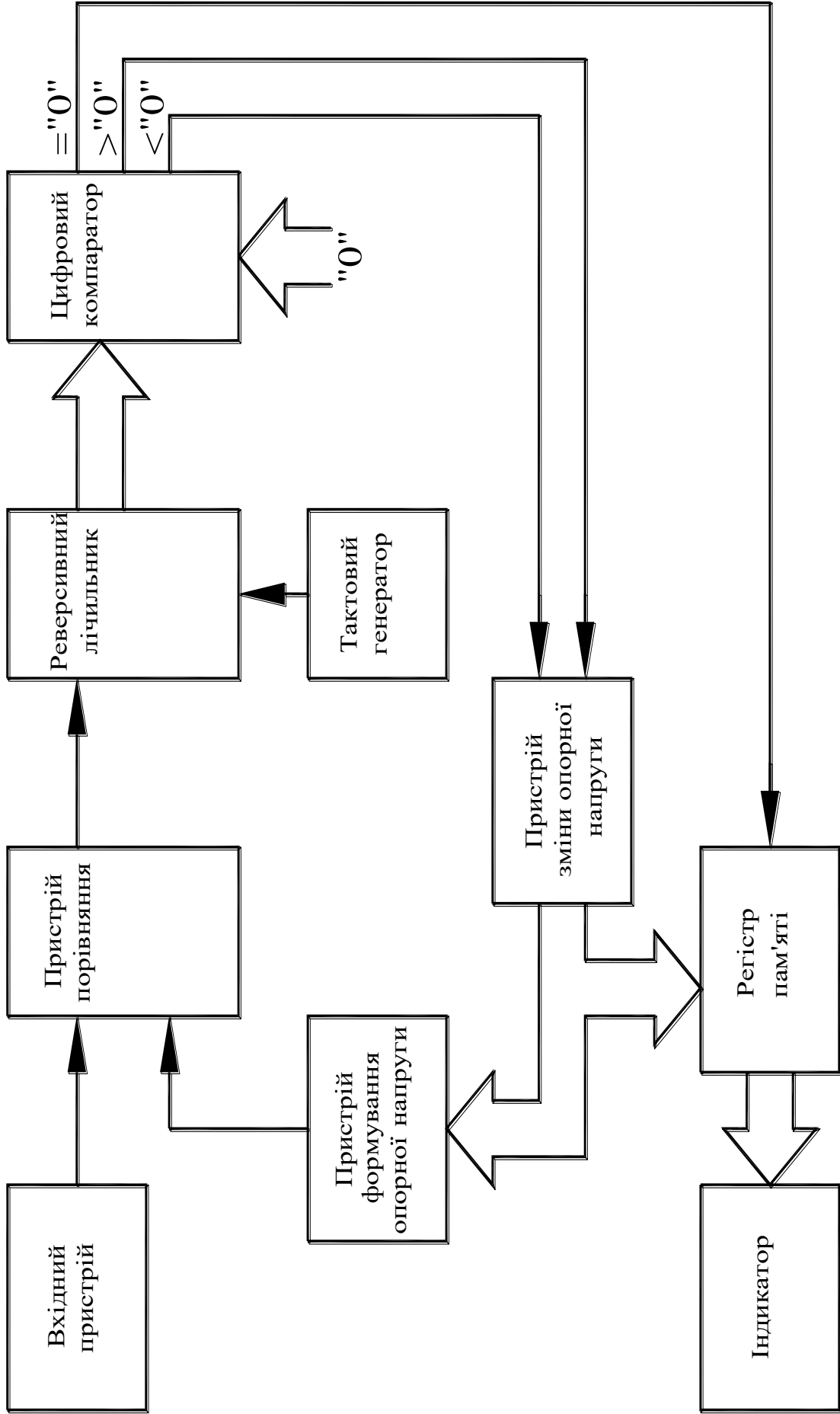


Рисунок 3.1 - Узгальнена структурна схема вимірювального пристрою

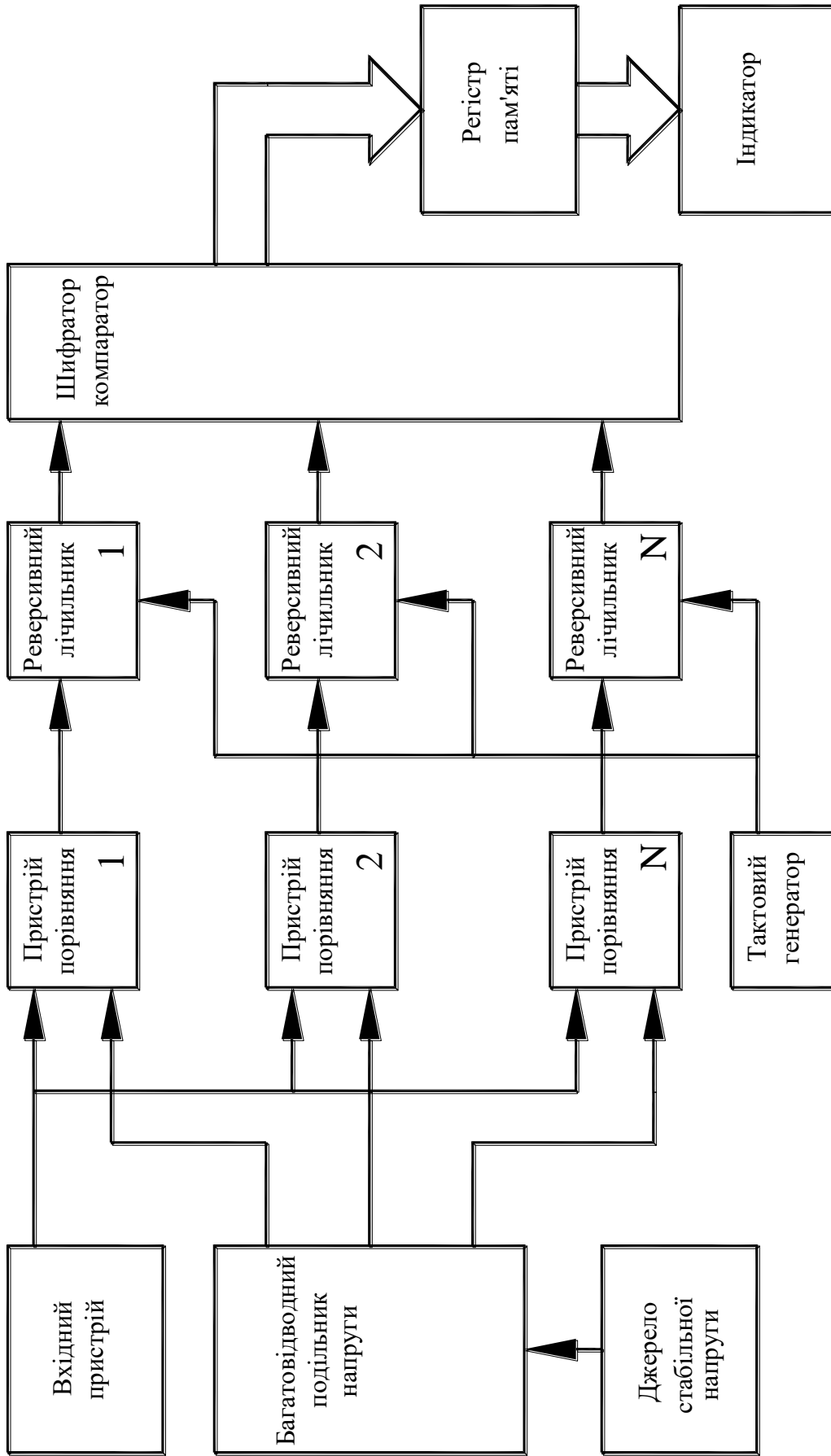


Рисунок 3.2 - Структурна схема вимірювального пристрою діючої напруги із використанням паралельного методу

За рахунок паралельної обробки по 2^N каналам, час вимірювання вкладається з суми часових проміжків $t_2 - t_1$ і $t_3 - t_2$, та часу необхідного для шифрування результатів підрахунку реверсивних лічильників. Отже, час вимірювання за паралельним методом визначається виразом:

$$T_{\text{парал.м}} = (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) + t_{CD}. \quad (3.1)$$

Враховуючи, те що часові проміжки при малих значеннях опорної напруги в сумі складають період вхідного гармонійного сигналу, а також, те що час цифрації залежить від часу перемикання комбінаційних логічних елементів. Побудова шифраторів як правило передбачає використання дворівневих логічних схем, отже, при цифрації потрібно перемикання двох послідовно включених логічних елементів. Таким чином, час вимірювання буде складати:

$$T_{\text{парал.м}} = T + 2\tau, \quad (3.2)$$

де T - період гармонійного коливання;

τ - час перемикання одного логічного елемента.

З іншого боку розглядаючи складність технічної реалізації пристрою, необхідно відмітити наступне. Для досягнення точності задавання опорної напруги до 2^N , а також задавання 2^K - квантуючих інтервалів, при порівнянні часових проміжків, необхідно застосування 2^N - компараторів і $2^N - K$ - розрядних реверсивних лічильників. При 1024 дискретах по напрузі, це буде складати 1024 компаратора і 1024 реверсивних лічильника. Така кількість функціональних блоків є великою і може застосовуватись лише у виключних випадках для досягнення великих швидкостей вимірювання.

Наступним розглянемо послідовний метод. Для його реалізації потрібно застосування узагальненої структурної схеми із необхідними змінами. Структурна схема пристрою вимірювання діючої напруги із застосуванням

послідовного методу наведена на рис. 2.3. Процес вимірювання полягає у послідовному нарощуванні (додавання однієї дискрети за такт вимірювання) опорної напруги, від найменшої – нульової, до найбільшої, із порівнянням інтервалів часу. Один такт вимірювання складається з двох інтервалів часу – дії логічного «0» ($U_0 > U(t)$) та дії логічної «1» ($U_0 < U(t)$). Процес вимірювання завершується по досягненні рівності $t_2 - t_1 = t_3 - t_2$, який відповідає рівності $U_0 = U_\delta$. Часові діаграми процесу вимірювання за послідовним методом наведено на рис. 2.4.

При послідовному методі час вимірювання буде складатись із суми тривалостей кожного такту вимірювання, який, як було визначено вище, дорівнює періоду вхідного коливання, а також необхідного для запису результату вимірювання у реєстр пам'яті. Остаточно отримуємо наступний вираз для розрахунку часу вимірювання діючої напруги за послідовним методом:

$$T_{\text{посл.м}} = R \cdot T + \tau, \quad (3.3)$$

де R - кількість тактів вимірювання.

Кількість тактів вимірювання в самому крайньому випадку, коли діюча напруга дорівнює максимальній напрузі і збільшення опорної напруги починається з нуля, дорівнює 2^N . Отже, максимально можливий час вимірювання діючої напруги за послідовним методом можна розрахувати за формулою:

$$T_{\text{посл.м}} = 2^N \cdot T + \tau. \quad (3.4)$$

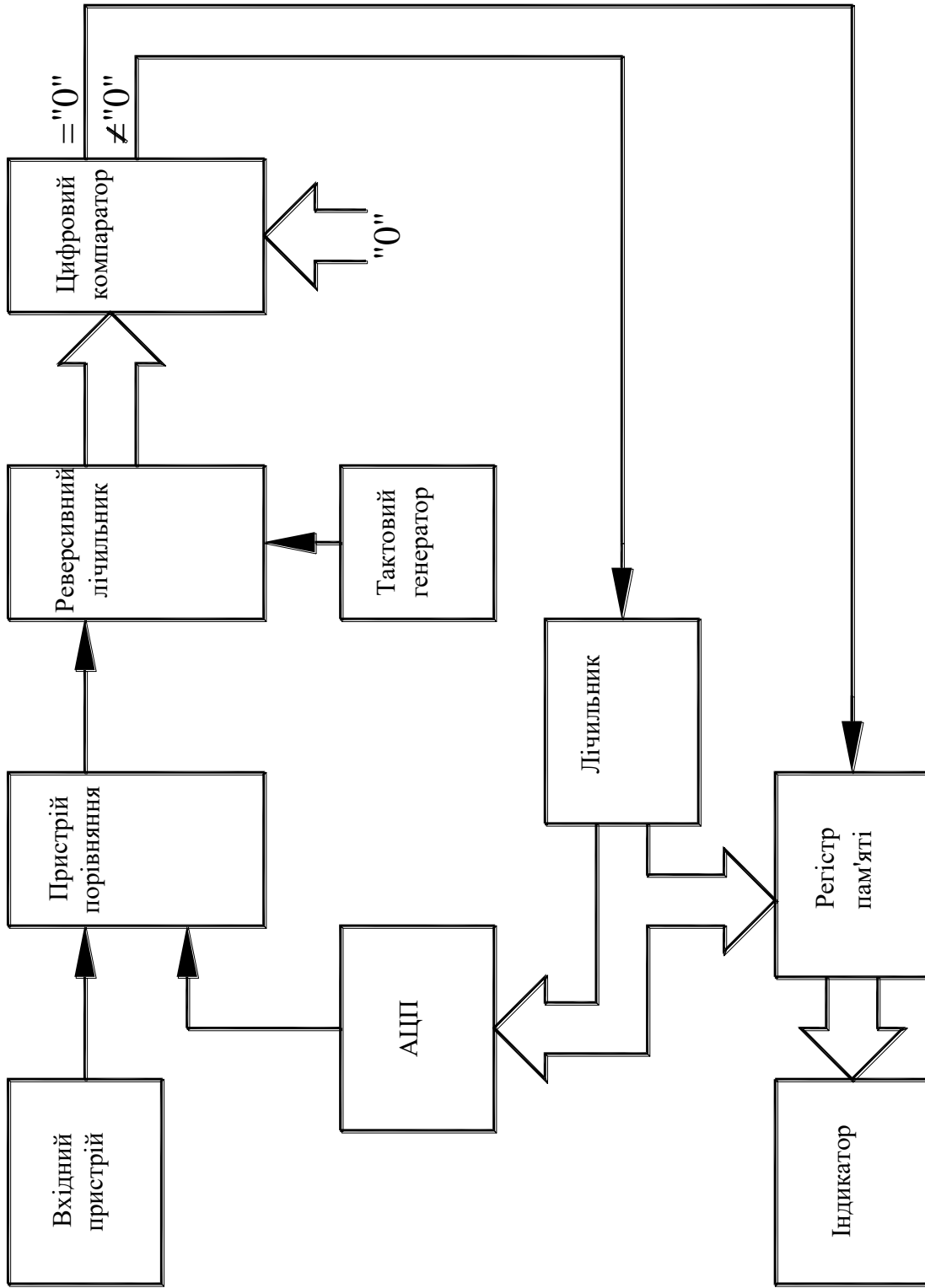


Рисунок 3.3 - Структурна схема вимірювального пристрою діючої напруги із використанням послідовного методу

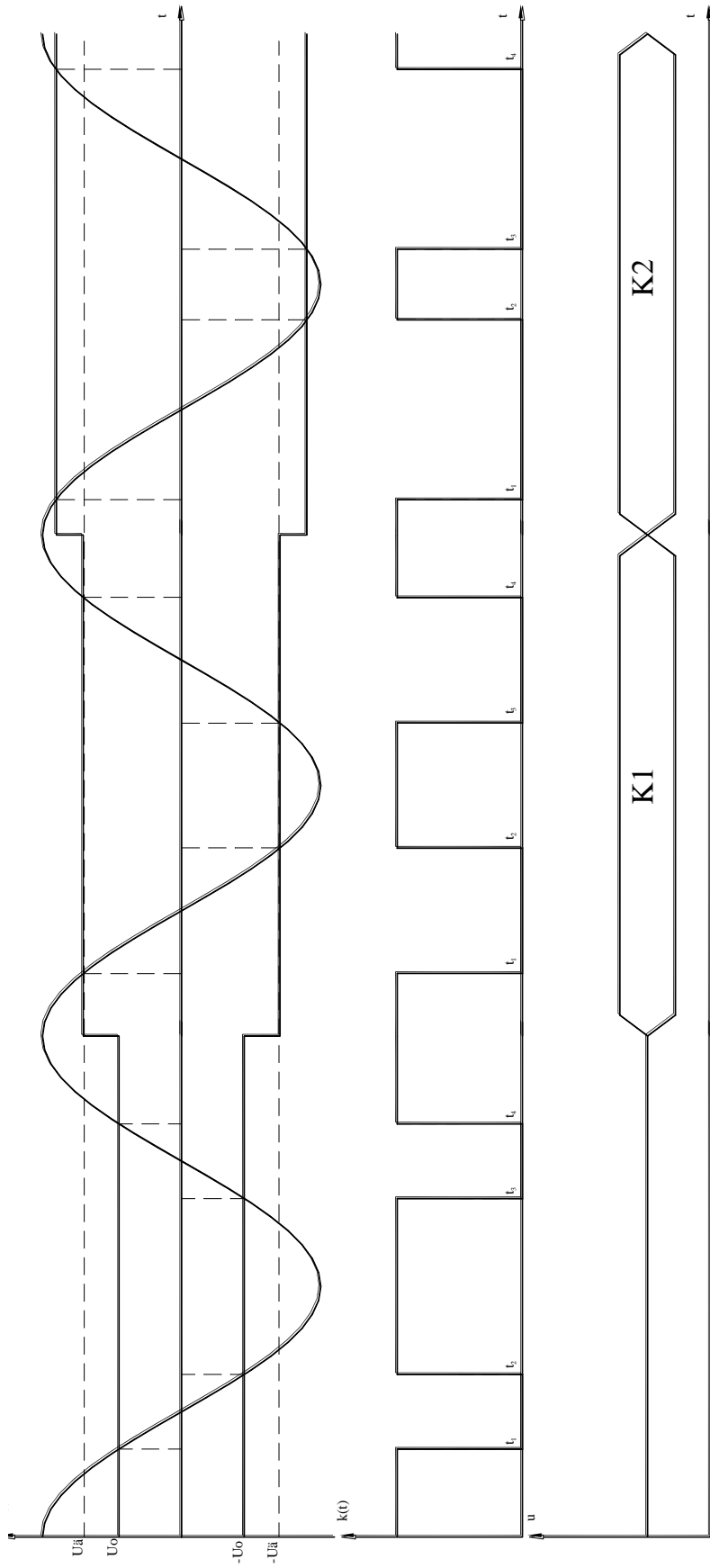


Рисунок 3.4 – Часові діаграми процесу вимірювання за послідовним методом

Враховуючи складність реалізації програми, неважко довести, що програма використовує найпростіші елементи. Кількість складових структурної схеми дорівнює восьми конструктивним елементам.

Нарешті, ми розглянемо метод послідовного наближення. Як зазначалося в попередньому розділі, цей метод заснований на використанні послідовних регістрів наближення. Структурна схема вимірювального пристрою через послідовний метод наближення наведена на рисунку 1. 3.5. Принцип роботи пристрою такий. На виході цифро-аналогового перетворювача формується напруга, рівна половині максимальної напруги відповідно до вихідного коду послідовного апроксимаційного реєстру. Після цього еталонну напругу порівнюють із вхідним сигналом за рівнем і згодом за часовими інтервалами. Якщо інтервал часу не однаковий, вирішіть збільшити або зменшити опорну напругу на половину діапазону, а потім повторіть процес порівняння опорної напруги та вхідного сигналу до тих пір, поки не буде прочитаний код, що відповідає всім бітам регістра. Діаграма послідовності процесу вимірювання робочої напруги методом послідовного наближення показана на рисунку 2. 3.6.

Час вимірювання робочої напруги методом послідовного наближення включатиме суму часових інтервалів усіх циклів вимірювання та час, необхідний для запису результатів вимірювань в регістр пам'яті. Відповідно до цього методу кількість циклів вимірювання буде дорівнює кількості бітів реєстру послідовного наближення. Отже, час вимірювання цього методу можна розрахувати за такою формулою:

$$T_{\text{посл.набл.м}} = N \cdot T + \tau. \quad (3.5)$$

Технічна реалізація даного пристрою структурно є відносно простою. Якщо порівняти його із послідовним методом складність її не набагато більша, за рахунок застосування регістра послідовного наближення.

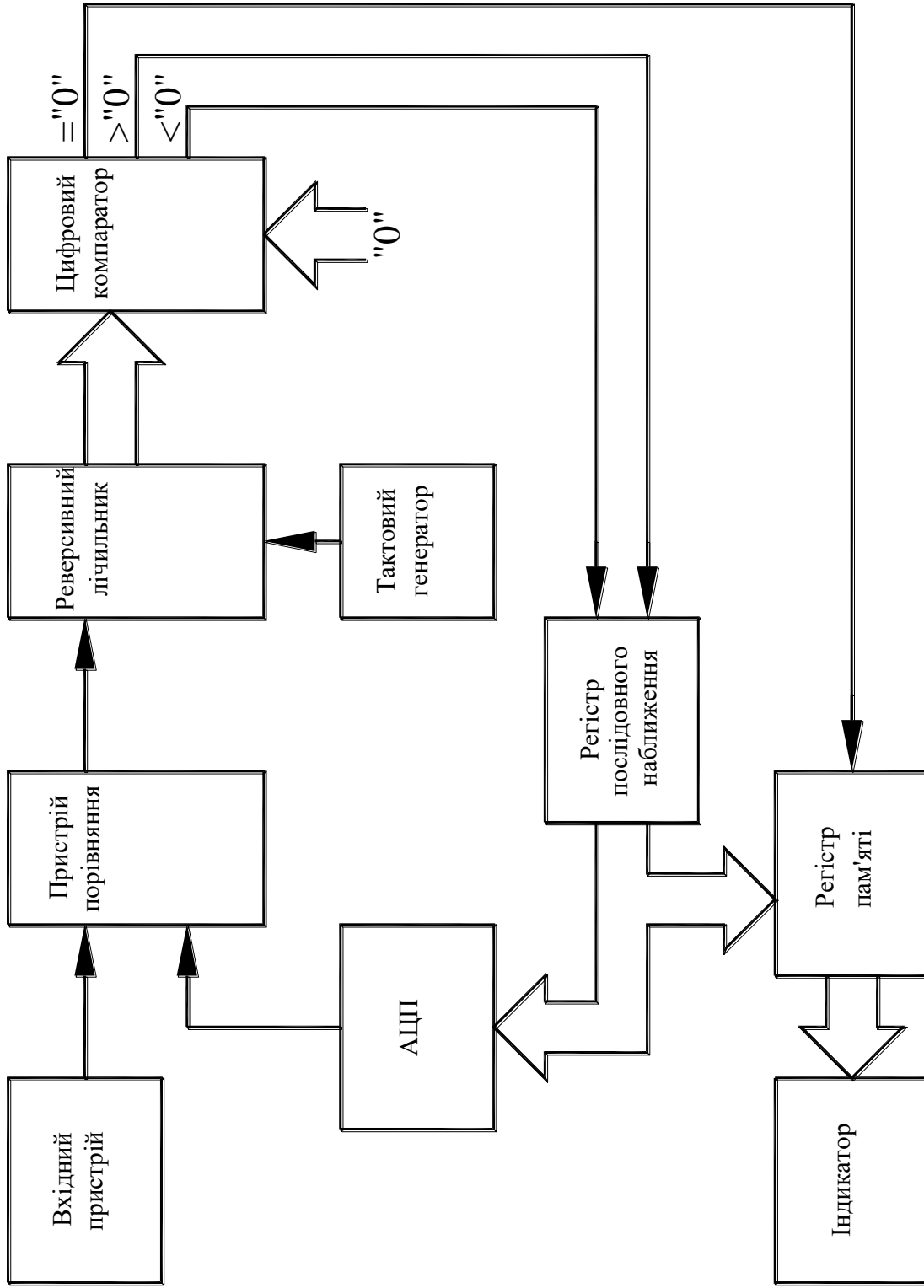


Рисунок 3.5 - Структурна схема вимірювального пристрою діючої напруги із використанням методу послідовного наближення

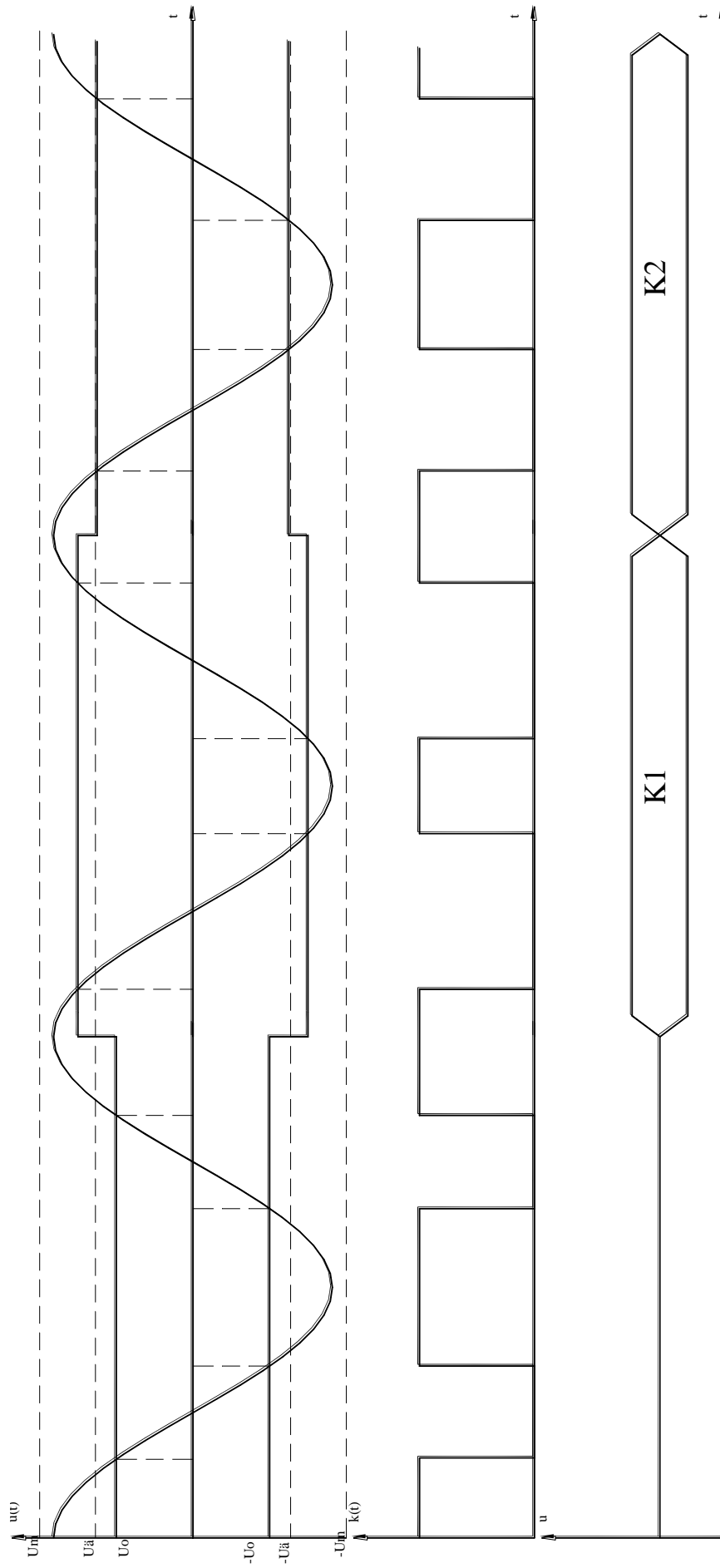


Рисунок 3.4 – Часові діаграми процесу вимірювання за методом послідовного наближення

Порівняльний аналіз усіх розглянутих методів та розроблених структурних схем доцільно звести у таблицю 3.1.

Таблиця 3.1 – Порівняльна таблиця методів вимірювання діючої напруги гармонійного сигналу

	Паралельний метод	Послідовний метод	Метод послідовного наближення
Час вимірювання	$T_{парал.м} = T + 2\tau$	$T_{посл.м} = 2^N \cdot T + \tau$	$T_{посл.набл.м} = N \cdot T + \tau$
Складність схеми	$2 \cdot 2^N + 6$	8	8
Похибка вимірювання	не більше $\frac{U_m}{2^N}$	не більше $\frac{U_m}{2^N}$	не більше $\frac{U_m}{2^N}$

У наступній таблиці складність схеми визначається загальною кількістю блоків у схемі, за винятком вхідних пристроїв.

Порівнюючи аналіз у таблиці 3.1, можна зробити висновок, що найкоротший час вимірювання та найбільш прийнятний стандарт для простоти технічної реалізації засновані на використанні методу послідовного наближення.

3.2 Висновки до розділу 3

1. Загальна блок-схема вимірювального пристрою для пошуку значення робочої напруги гармонічного сигналу в широкому діапазоні частот. Вимірювальний пристрій складається з основних блоків, які виконують функцію порівняння вхідного сигналу з опорною напругою та порівняння інтервалу часу.

2. Запропоновано структурну схему робочого вольтметра гармонічного сигналу з використанням методів паралельного, послідовного та послідовного наближення. Порівняльний аналіз показує, що найбільш доцільно реалізувати схему на основі методу послідовного наближення, оскільки вона забезпечує високошвидкісну та просту у реалізації технологію.

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА СТРУКТУРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ПРИСТРОЇВ КВАДРАТУРНОГО ВИМІРЮВАННЯ ДІЮЧОГО ЗНАЧЕННЯ ГАРМОНІЙНОЇ НАРПУГИ

4.1 Розробка цифрових синтезаторів частот на базі комутаторів із перехресним керуванням комутацією фаз

Велика кількість методів цифрового синтезу частот відома в даній галузі техніки. Як правило, усі цифрові синтезатори частоти мають лінійну залежність від вихідної частоти та коду, встановленого на вході синтезатора. Іноді деякі проблеми вимагають використання нелінійних частотних кроків. Тому нерозумно використовувати синтезатор з лінійним співвідношенням частоти коду через величезне перевищення частоти коду та технічні витрати. Література [1, 2] вказує на можливість створення цифрового синтезатора частоти на основі комутатора, в літературі [1] схема базується на лінійній структурі, тоді як в літературі [2] використовується схема синтезатора із зворотним зв'язком. Тим самим значно розширивши кількість синтетичних частот.

Схема цифрового синтезатора частоти на основі схеми, запропонована в документі [2], реалізує лише один із можливих варіантів, включаючи компоненти схеми. Для остаточного дослідження розглянутого цифрового синтезатора частоти необхідно розглянути всі варіанти можливих комбінацій схемних рішень. Структурна схема всіх чотирьох варіантів схеми реалізації показана на рис. 4.1. Принципова схема використовує двоклапанний чотиріканальний вимикач із загальним управлінням, перемикачем S і двома виходами. Давайте розглянемо всі варіанти, які включають цю програму. У першій версії фазні схеми на вході перемикача C розташовані у порядку зростання, вихід перемикача C підключений до тактового входу двійкового лічильника, а частота вимірюється на виході перемикача C . Другий варіант цієї

схеми полягає в тому, що фаза входу перемикача D розташована в порядку спадання, вихід перемикача D підключений до тактового входу двійкового лічильника, а частота вимірюється на виході перемикача D. Третій варіант - це поєднання першого варіанту та другого варіанту. Підніміться вгору до перемикача C, потім перемкніть D. у порядку спадання. Вихід перемикача C підключений до тактового входу двійкового лічильника, а вихід синтезатора - вихід перемикача D. Коли фази подаються на перемикач C у порядку зростання, четвертий варіант також є комбінацією першого та другого варіантів. , I підключіть вихід перемикача D до тактового входу двійкового лічильника у вигляді перемикача D у порядку зменшення. Вихід синтезатора є виходом перемикача

C.

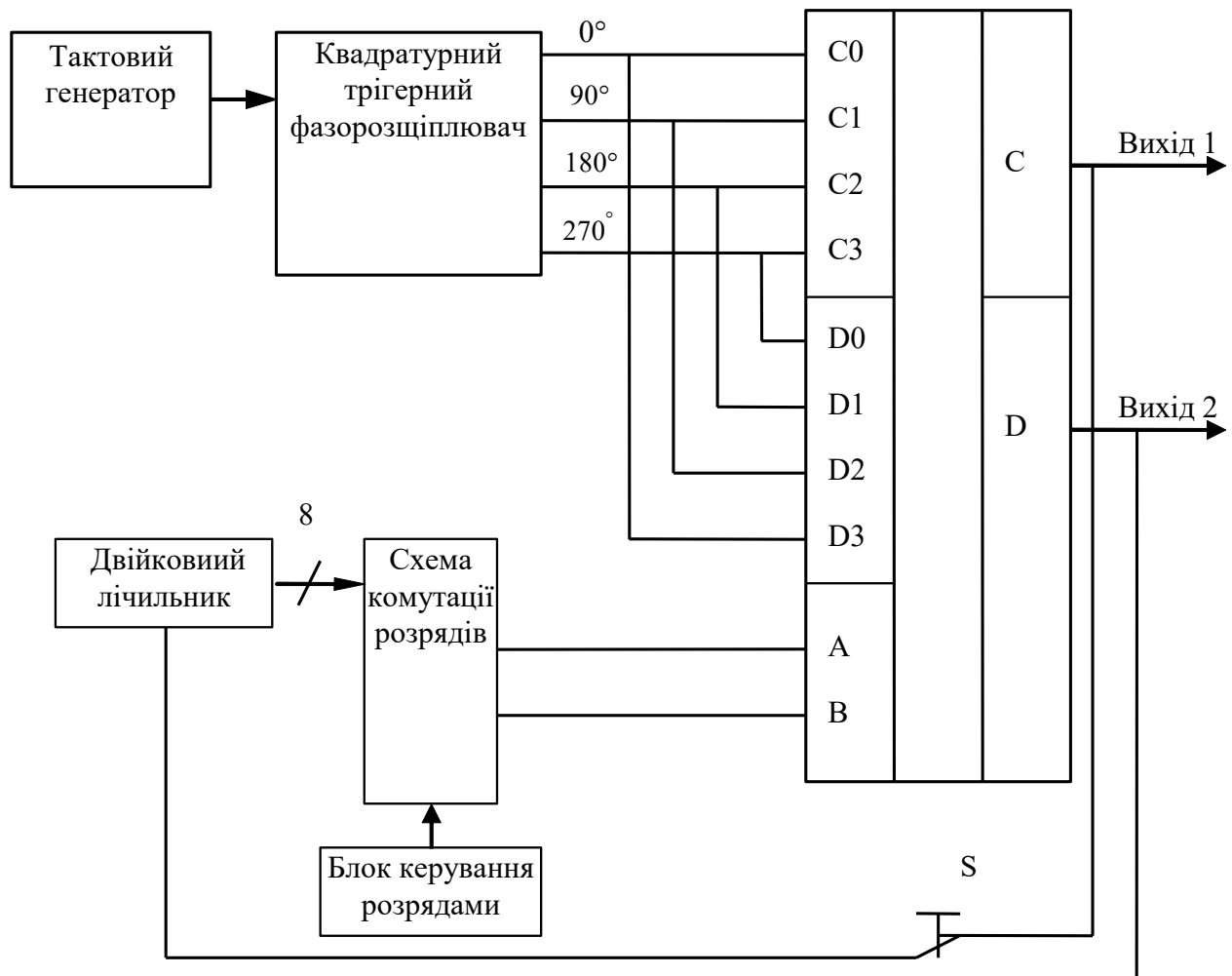


Рисунок 4.1.

Були проведені дослідження усіх чотирьох варіантів включення, для умов аналогічних наведених в літературі [2]:

- кількість фазових станів дорівнює 4;
- усі фазові сигнали розташовані на еквідістантних відстанях

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{N} = 90^\circ;$$

- коефіцієнт ділення розраховується відносно з 1-ї фази 0° ;
- комутація фазових станів протікає послідовно циклічно.

Таблиця 4.1.

	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Q ₇	Q ₈
Q ₁	0.5	0.7492	0.6245	0.562	0.531	0.515	0.5075	0.5035
Q ₂	0.5	0.75	0.8745	0.812	0.7807	0.7653	0.7574	0.7535
Q ₃	0.5	0.75	0.8748	0.937	0.90575	0.89025	0.8823	0.8785
Q ₄	0.5	0.75	0.8748	0.937	0.9683	0.9525	0.94475	0.941
Q ₅	0.5	0.75	0.8748	0.937	0.9683	0.984	0.976	0.9722 5
Q ₆	0.5	0.75	0.8748	0.937	0.9683	0.984	0.99175	0.989
Q ₇	0.5	0.75	0.8748	0.937	0.9683	0.984	0.99175	0.9957 5
Q ₈	0.5	0.75	0.8748	0.937	0.9683	0.984	0.99175	0.9957 5

Висновки з аналізу табл. 4.1.

1. Як і в попередньому випадку, перемикання фаз виконується збільшенням послідовності, оскільки, до речі, коефіцієнт поділу частоти $K_d < 1$ може бути досягнутий за рахунок зменшення послідовності, але з точки зору розгляду затримки інтегральної схеми, перший режим важче.

2. На відміну від попередньої ситуації, матриця є асиметричною, що означає, що неможливо переставити вхід декодера і зберегти відповідний K_d .

3. Коефіцієнт поділу в таблиці 1 не відповідає коефіцієнту поділу схеми в [1], що підтверджує значний ефект зворотного зв'язку.

4. Як і в попередньому випадку, елементи на головній діагоналі матриці не однакові і не дорівнюють 1.

5. Враховуючи символи в таблиці 4.1, елементами головної діагоналі є асимптотичні наближення послідовності елементів на одному рядку праворуч від головної діагоналі. Будь-який елемент праворуч від головної діагоналі можна обчислити емпіричним рекурсивним виразом:

$$M_{\text{Ль},m,n+1} = K_{m,m} \pm \frac{|K_{m,n} - K_{m,n-1}|}{2}, \quad (4.1)$$

де від'ємне значення відповідає збільшенню секвентності, а додатне зменшенню.

6. Для елемента рядка ліворуч від основної діагоналі наступний рядок повторюється незалежно від елемента діагоналі. Для будь-якого такого елемента ви також можете написати циклічний вираз, щоб створити його значення

$$M_{m,n+1} = K_n \pm \frac{|K_n - K_{n-2}|}{2}, \quad (4.2)$$

Необхідно зазначити, що (4.2) не залежить від m , отже як і в випадку [31] формуються послідовності цифрових сигналів з однаковою секвентністю та різними формами і спектром з відповідними наслідками.

7. Грунтовний аналіз рекурентних віразів (4.1) та (4.2), а також послідовності коефіцієнтів ділення табл. 4.1 отримано пряму формулу для обчислення коефіцієнтів ділення:

$$M_{m,n} = \begin{cases} (1 - 2^{-m}) + 2^{-n}, & K.n > m \\ (1 - 2^{-n}), & K.n \leq m; \end{cases} \quad (4.3)$$

Формула (4.3) відповідає оптимальному двійковому наближенню при апроксимації, і отримані таким чином сигнали можуть знайти широке застосування у цифрових синтезаторах частоти, та схемах пошуку частоти, тобто у частотній автоматичній підстройці.

7. Матрицю можна зробити симетричною, ввівши кореляційну залежність вхідного декодера каналу за схемами "або" та "І". Насправді, згідно зі схемою [32], це призводить до подвоєння кількості сигналів з однаковою послідовністю та різними формами.

При використанні (4.3) для обчислення коефіцієнта ділення отриманий результат повністю узгоджується з похибкою вимірювання та математичною точністю фактичного експерименту. Основний висновок полягає в тому, що схема зворотного зв'язку є здійсненою, і для встановлених передумов можна знайти прямі та рекурсивні вирази для коефіцієнтів поділу послідовності.

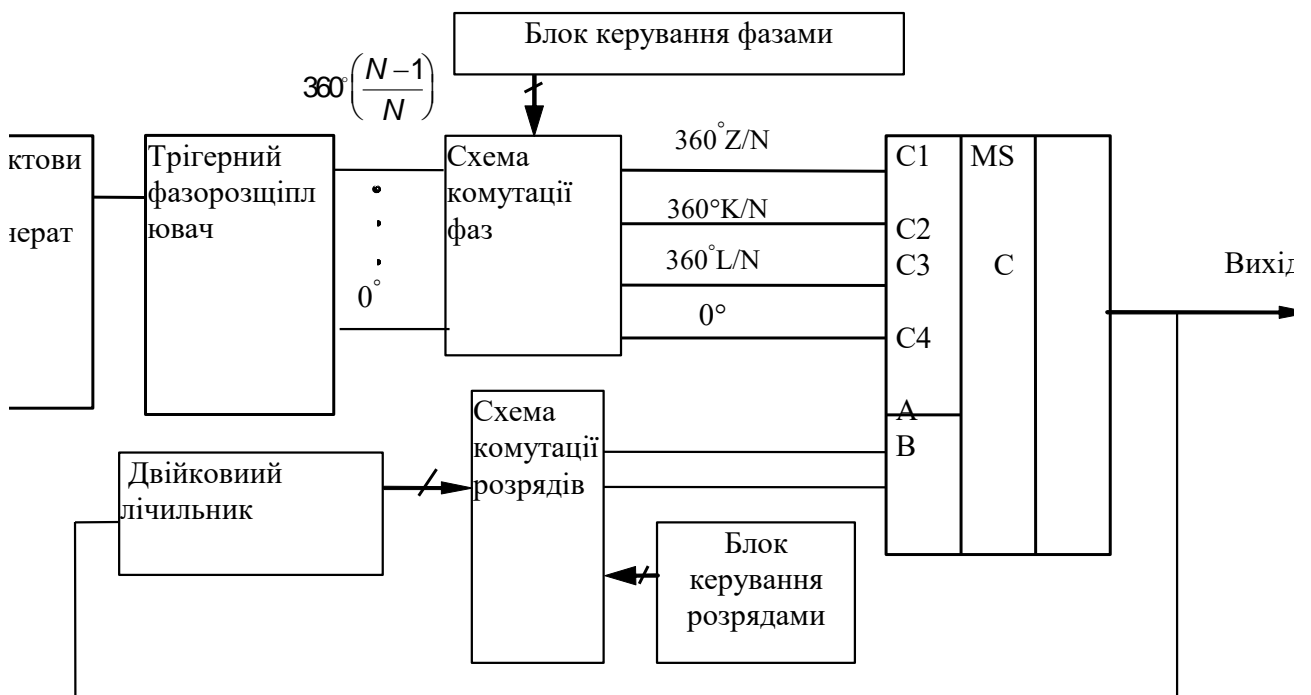


Рисунок 4.2.

Подальшою ціллю досліджень було винайти залежність коефіцієнта ділення для схеми подібної до рис.4.2, але збільшивши кількість можливих фаз опорного сигналу, зупиняючись на тому, що з усіх можливих використовується

лише декілька, (у нашому випадку, для спрощення практичної реалізації тільки 4). Структурна схема вимірювань за таких умов зображена на рис.4.2.

Перерахуємо умови досліду за структурною схемою рис.4.2:

- фазові сигнали з виходів лічильника Джонсона розташовані на еквідистантних відстанях $\varphi = \frac{360^\circ}{N}$, де N-загальна кількість фазових станів;

- використовуються із загальної кількості тільки 4 із значенням фазових зсувів:

$$\varphi_1=0, \varphi_2=\frac{360^\circ L}{N}, \varphi_3=\frac{360^\circ M}{N}, \varphi_4=\frac{360^\circ Z}{N};$$

- комутація фазових станів протікає послідовно і періодично згідно відношенню $\varphi_1 < \varphi_2 < \varphi_3 < \varphi_4$.

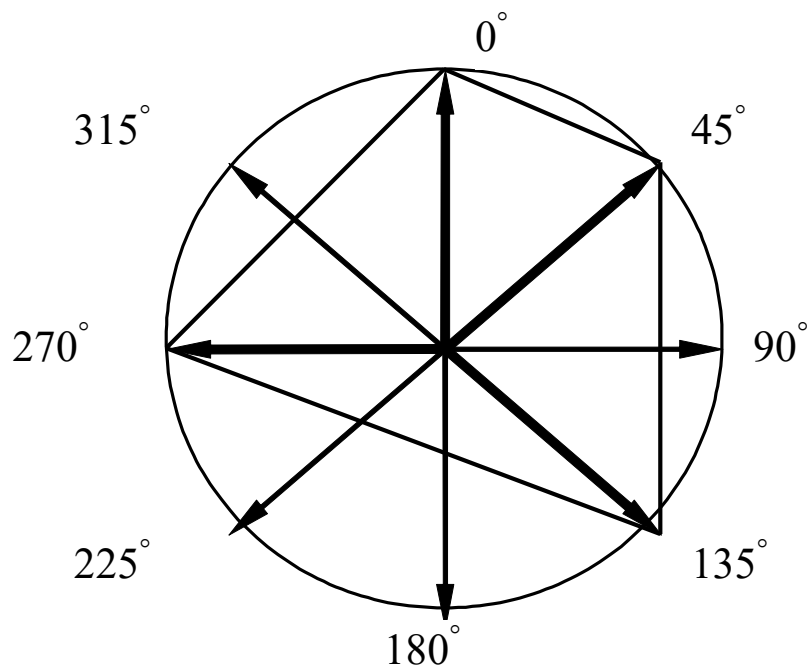


Рисунок 4.3

Більш наглядно це можливо пояснити за допомогою векторної діаграми рис.4.3, на якій маємо 8 фазових станів, а використовуємо лише 4:

для приклада Рис.4.3

$\varphi_1=45^\circ, L=1; K=3; Z=6;$

- коефіцієнт ділення розраховується відносно фазного сигналу з 0^0 фазою, незалежно від N , у режимі збільшення секвентності.

При проведенні досліду за вищезгаданих умов можливо констатувати висновки:

1. Коефіцієнт ділення фазної напруги не залежить від загальної кількості фазових станів N .
2. Коефіцієнт ділення фазної напруги не залежить від розташування фаз, що використовуються у комутації.
3. Коефіцієнт ділення фазної напруги для схем без зворотнього зв'язку теж не залежить ні від загальної кількості фаз, ні від їх вибору.

Такі загальні висновки були підтвержені для $N=4,6,8,12,14,16$, та більш як десятка розташувань векторів (див. рис.4.3), що використовуються у комутаціях.

З практичної точки зору кожне розташування фаз має формувати лише їй придатну форму сигналу на виході таких цифрових синтезаторів. Отже маємо сигнали з різними формами, але з однаковою секвентністю, загальна кількість яких різко збільшується із зростанням N , тобто ансамбль таких сигналів більш потужний ніж тих, що одержані за структурною схемою [32]. За певних умов вони могли б формувати оригінальний новий ортогональний базис, що будується на цифрових структурах еквівалентних однополосному модулятору, а не балансному як, наприклад, функції Уолша.

4.2 Розробка та дослідження цифрового квадратурного фазорозщеплювача

Для того, щоб перевірити придатність робочого вольтметра напруги, сигнал повинен синтезуватися в широкому діапазоні частот. Для вирішення цієї проблеми використовуються різні синтезатори частот. Проблеми цифрового синтезу на основі схем із використанням перемикачів зворотного зв'язку

вимагають використання широкосмугових квадратурних роздільників фаз. Однак загалом для того, щоб реалізувати цифровий синтезатор з низьким фазовим шумом, повинен бути реалізований фазоврацатель з N , а фазовий вихід вихідного терміналу розташований на однаковій відстані. Використовуючи фазообертач для цифрового синтезатора частоти, можна створити цифровий фазообертач із N виходами.

Запропонований цифровий метод квадратурного обертання фази полягає в наступному. Спочатку виміряйте половину періоду вхідної частоти. Потім розділіть результат вимірювання (код) на 2, щоб знайти час, необхідний для фазового зсуву. Завершальним етапом є відтворення інтервалу часу відповідно до отриманих результатів. Метод графічно показаний на рисунку 4.4.

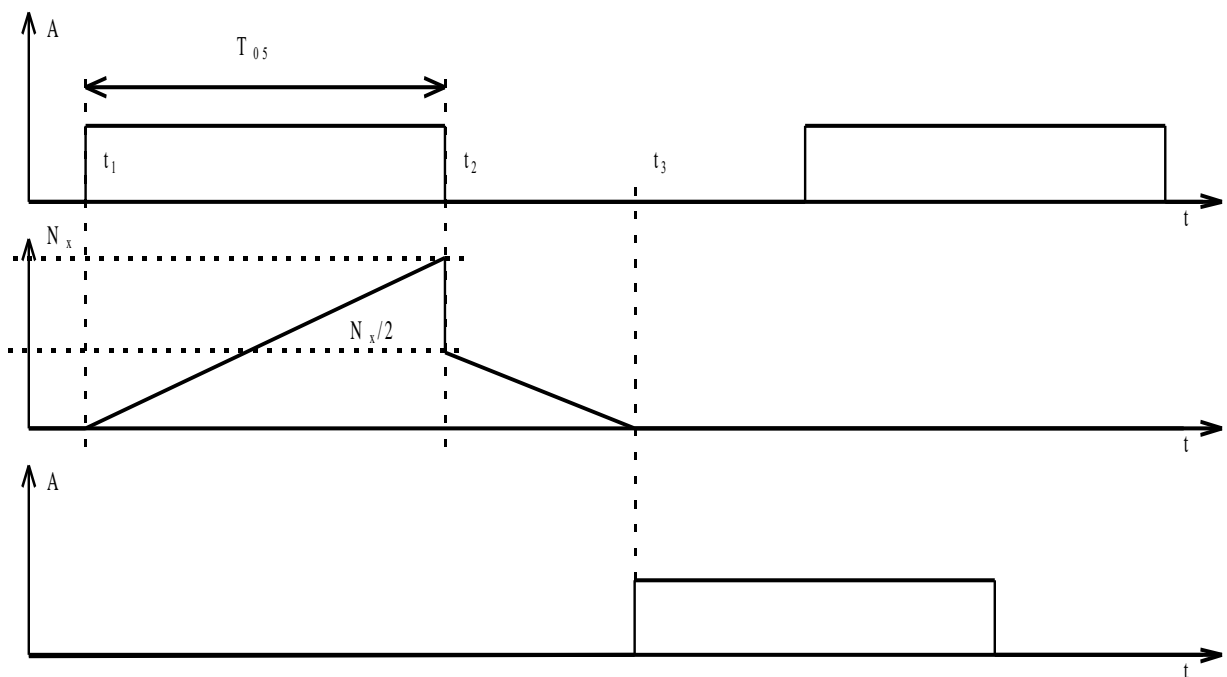


Рисунок 4.4. Метод квадратурного фазорозщеплення

Для поліпшення швидкості та точності потрібна половина інтервалу вимірювання. За період часу від t_1 до t_2 довжина цього інтервалу квантується $T_{0,5}$, і код рівномірно збільшується (рис. 4.4). Кінцеве значення N_x . В кінці вимірювання поділіть результат і отримайте результат $N_x / 2$. Потім, віднімаючи отримані значення в зворотному порядку, отриманий нами сигнал

зміщується в часі на $1/4$ періоду вхідної частоти, що еквівалентно зсуву фази на 90° .

На рисунку 4.4 показано реалізацію вищезазначеного способу, який являє собою 1-тактний генератор, 2-метровий прямий відлік, 3 оборотні лічильники, 4,5-імпульсні генератори та 6 вихідних тригерів.

Формувачі імпульсів 4, 5 керують роботою фазового ротатора. Відповідно до сигналу з FI 4, результат часового інтервалу вимірювання T_{05} ділиться, і отримане значення записується в лічильник 3. Відповідно до сигналу з FI 5, значення на лічильнику 2 скидається, і починається вимірювання інтервалу часу. Лічильник 3 відлічує у напрямку, протилежному коду, встановленому на його введенні даних. Передній фронт передавального сигналу відповідає передньому або задньому фронту сигналу, який з фазовим зсувом на 90° по відношенню до вхідного сигналу.

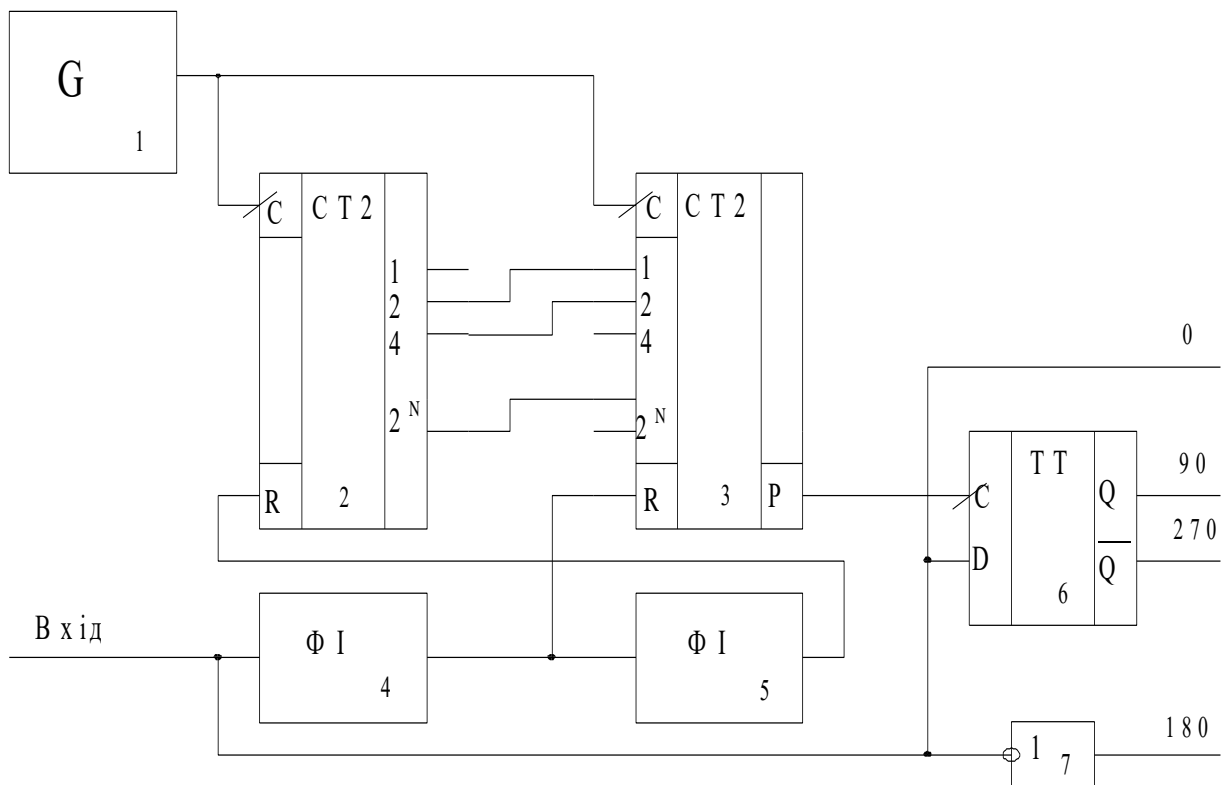


Рисунок 4.5 - Функціональна схема квадратурного фазорозщеплювача

Для аналізу похибок скористаємось методикою, наведеною в літературі [34].

Наведений метод базується на співвідношенні:

$$\frac{180^\circ}{\varphi} = \frac{T_{05}}{T_{зс}} = K, \quad (4.4)$$

у випадку фазового зсуву $\varphi=90^\circ$, $K=2$. Звідси можна виразити фазовий зсув φ :

$$\varphi = 180^\circ \frac{T_{зс}}{T_{05}}. \quad (4.5)$$

Час зсуву визначається через результат вимірювання половини періоду вхідної частоти T_{05} і дорівнює деякому значенню T_x . Тому, як $T_x = T_{кв} \cdot N_x$, де $T_{кв}$ - період квантуючої частоти, то можна записати:

$$T_{зс} = T_{кв} \text{INT}\left(\frac{N_x}{2}\right), \quad (4.6)$$

де $\text{INT}(A)$ - функція “ціла частина від числа A ”.

Враховуючи формули (4.4) та (4.5), виразимо фазовий зсув φ :

$$\varphi = 180^\circ \frac{1}{T_{05}} T_{кв} \text{INT}\left(\frac{N_x}{2}\right) = 180^\circ \frac{T_{кв}}{T_{05}} \left(\frac{N_x}{2} - \text{Fr}\left(\frac{N_x}{2}\right)\right), \quad (4.6)$$

де $\text{Fr}(A)$ - функція “дробова частина числа A ”.

Із (4.6) легко одержати вираз для похибки формування сигналу із фазовим зсувом 90° .

$$\Delta\varphi = 90^\circ - 180^\circ \frac{T_{кв}}{T_{05}} \left(\frac{N_x}{2} - \text{Fr}\left(\frac{N_x}{2}\right)\right). \quad (4.7)$$

В літературі широко розглянуті похибки вимірювання часового інтервалу, тому на них не будемо зупинятись. Розглянувши вираз (4.7) можна зробити висновок, що значення функції $Fr(N_x/2)$ може приймати два значення: 0.5 для усіх непарних N_x , та 0 при всіх парних N_x . Тому (4.7) можна переписати:

$$\Delta\varphi = \begin{cases} 90^\circ \left(1 - \frac{T_{KB} N_x}{T_{05}} \right), & \text{при } N_x = 2m, m = 1,2,3,\dots \\ 90^\circ \left(1 - \frac{T_{KB} (N_x - 1)}{T_{05}} \right), & \text{при } N_x = 2m + 1, m = 1,2,3,\dots \end{cases} . \quad (4.7)$$

З [34] значення $N_x = \text{INT} \left[\frac{T_{BK} + \tau}{T_{KB}} \right]$, де τ - інтервал часу від моменту появи імпульсу квантуючої частоти до початку інтервалу, який вимірюється.

Враховуючи (4.7), можна зробити кілька висновків. По-перше, похибка фазового зсуву залежить від результату вимірювання інтервалу часу ($Tq N_x$). Ця помилка розглядається в літературі, і помилка є не випадковою функцією випадкових величин. По-друге, максимальна похибка залежить від значення вимірюваного інтервалу часу T_{05} . Як інтервал часу зменшується (і збільшується), похибка збільшується. По-третє, значення похибки залежить від результату вимірювання, поділеного на число K . У випадку, коли N_x - парне число, цей поділ не призведе до помилок. При N_x -непарному числі похибка становить половину періоду частоти квантування.

Слід також зазначити, що для фазових зсувів, відмінних від 90° , похибка має більш складну залежність.

Існує кілька способів зменшити помилку фазового зсуву. Впровадьте синхронізацію при вимірюванні інтервалів часу та збільшенні частоти квантування. Крім того, щоб зменшити похибку, слід враховувати помилку ділення частоти на половину періоду тактової частоти.

ВИСНОВКИ

1. Дослідження методів вимірювання напруги довели, що всі методи можна розділити на аналогові та цифрові методи, а цифрові методи можуть забезпечити найбільшу точність і швидкість.

2. Для підвищення точності та швидкості пропонується метод вимірювання фазової частоти, заснований на вимірюванні фазової частоти та теорії перетворення радіосигналу.

3. Встановлено математичну модель перетворення фазово-частотної частоти з поточного значення напруги гармонічного сигналу в цифровий код. Модель складається з виразу, сформованого опорною напругою, порівняння з вихідним гармонічним сигналом та порівняння часового інтервалу, де: опорна напруга більше вихідного сигналу; Опорна напруга менше вихідного сигналу. Коли опорна напруга змінюється, два часові інтервали рівні, це означає, що опорна напруга дорівнює ефективному значенню напруги вхідного гармонічного сигналу.

4. Досліджено помилку методу встановленої математичної моделі перетворення. Видно, що основним впливом на цю помилку є помилка встановлення опорної напруги та помилка квантування. Визначено, що в міру формування опорної напруги та збільшення медіанної частоти квантування точність перетворення зростає. Коли використовується 16-розрядний формуючий пристрій і частота квантування 10 МГц, помилка перетворення дорівнює $4,46 \cdot 10^{-5}$ В.

5. Загальна блок-схема вимірювального обладнання, що використовується для знаходження фактичної величини напруги гармонічного сигналу в широкому діапазоні частот. Порівняльний аналіз показує, що найбільш доцільно реалізувати схему на основі методу послідовного наближення, оскільки вона забезпечує високошвидкісну та просту у реалізації технологію.

ЛІТЕРАТУРА

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 2-е, переработанное и дополненное. М., «Советское радио», 1971. – С. 672.
2. Основи метрології та вимірювальної техніки: Підручник у 2 т. 2-й т./ М.Дорожовець і інші за ред. Б.Стадника.-Львів: Видівництво НУ «Львівська політехніка», 2005. – С. 656.
3. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелий И.Г. Электрорадиоизмерения: Учебное пособие для радиотехнич. спец. вузов/Под ред. В.И.Винокурова. – 2-е изд., перераб. и доп.– М.: Высш. шк., 1986. – 315 с.: ил.
4. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые) - К.:Выща школа, 1986. -504с.
5. Измерения в электронике: Справочник /В.А.Кузнецов, В.А.Долгов, В.М. Коневских и др.; Под. ред. В.А.Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – С. 512: ил.
6. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения: Учебное пособие для вузов.- М.:Радио и связь. –1985. – С. 386.
7. Е.С.Поліщук, М.М.Дорожовець, В.О.Ящук та ін. Метрологія та вимірювальна техніка: Підручник/ Е.С.Поліщук, М.М.Дорожовець, В.О.Ящук, В.М. Ванько, Г.Т.Бойко; За ред.проф. Е.С.Поліщука – Львів: Видавництво “Бескид Біт”, 2003. – С. 544.
8. Шведский Б.И. Электронные цифровые приборы: 2-е.изд.перераб. и допол., 1991. – С. 191.
9. Троянов Г.Ю., Троцишин І.В. Огляд методів вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми//Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Матеріали VI наук. - техн. конф.- Хмельницький: ТУП, 1999. – С. 91.
10. Троянов Г.Ю., Троцишин І.В. Особливості застосування амплітудно-часового перетворення при вимірюванні змінної напруги синусоїдальної

форми//Вісник технологічного університету Поділля: №4, Ч2, 1999. – С. 132-135.

11. Основы метрологии и электрические измерения/Под ред. Е.М. Душина - Л: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1987.

12. Автоматизация проектирования радиоэлектронных средств: Учеб. пособие для вузов/О.В. Алексеев, А.А. Головков, И.Ю. Пивоваров и др.; Под ред. О.В. Алексеева. —М.: Высш. шк., 2000. — 479 с., ил.

13. Губарь В. И., Туз Ю. М., Володарский Е. Т. Аналого-цифровые преобразователи переменного тока.- Киев: Техніка, 1979.-213с.

14. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990.-535 с.

15. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. -13-е изд., исправленное.-М.:Наука, 1986. - 544с.

16. ГОСТ 16465-70. Сигналы радиотехнические измерительные. Термины и определения.

17. Розробка та дослідження фазочастотних методів вимірювання параметрів радіосигналів з кутовою модуляцією. НДР. Керівник – І.В.Троцишин –Хмельницький: ТУП, 1998.–80 с.

18. Троцишин І.В. Вимірювання та перетворення фазочастотних параметрів радіосигналів: Монографія.–Хмельницький, ПП Ковальський В.В. – 2002. – 382 с.: іл.

19. Куликовский К.Л., Купер В.Я. Методы и средства измерений. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 448с.

20. ГОСТ 15094-69. Приборы электронные радиоизмерительные. Классификация. Наименования и обозначения.

21. Спосіб вимірювання середньоквадратичного значення змінної напруги синусоїдальної форми та пристрій для його здійснення: Пат. 36074А. України МКИ G 01 R 19/02/ Г.Ю.Троянов, І.В.Троцишин – 99105934; Заявлено 29.10.99, Опубл. 16.04.01, Бюл. №3. -1 с.іл.

22. Гитис Э. И., Пискулов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи.- М.: Энергоиздат, 1981.- 243с.
23. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. - К.:Выща школа, 1983. -455с.
24. Зубчук В.И., Сигорский В.П., Шкуро А.Н. Справочник по цифровой схемотехнике – К.: Техника, 1990.-448с.
25. Спектор С.А. Электрические измерения физических величин (методы измерений) -Л.: Энергоатомиздат,1987.-144с.
26. Безкоровайный И. М., Широков Н. Г. Электрические измерения.- М.: Машиностроение, 1971.- 435с.
27. Троцишин І.В. Розробка фазочастотних методів формування радіосигналів із каліброваними параметрами//Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Технологічний університет Поділля, м.Хмельницький). - 1998. - №4. -С.28-23.
28. ГОСТ 8.011-72. Показатели точности измерений и формы представления результатов измерений.
29. ГОСТ 8009-72 ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений.
30. ДСТУ 4363:2004. Метрологія; Державна повірочна схема для засобів вимірювання електричної напруги змінного струму в діапазоні частот від 30МГц до 1000МГц / Павленко Ю. – Офіц.вид. – К.: Держпоживстандарт України, 2005.
31. Новицкий П.В. Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. - Л.: Энергоатомиздат. 1985.-248с.
32. Пивовар О.С., Троцишин І.В., Рибій В.О., Войтюк О.П., Любчик В.Р. Багатофазні генератори для фазочастотних перетворень // Матеріали ІІІ НТК «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах і конверсії виробництва». - Хмельницький.- 1995.- С.111.
33. Устройство защиты от широкополосных помех: А.с. 1167525 СССР, МКИ G 01 R 25/00 / Т.В. Горошкова, В.В. Малицкий, А.А.Похилюк,

И.В.Троцишин (СССР). - №3360685/24-21; Заявлено 02.01.84; Опубликовано 15.07.85, Бюл.№26.- 1с.

34. Троцишин І.В., Любчик В.Р., Семкіяш О.А. Вимірювання середньоквадратичних значень гармонійних сигналів// Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 2007. — №2. - С.203-205.

35. Ушаков В.Н., Долженко О.В. Электроника: от транзистора до устройства. М.: Радио и связь, 1983. — 320 с., ил.

36. Троцишин І.В., Петрушак В.С., Петрушак О.М. Розробка та дослідження прямого методу квантування за рівнем для вимірювання амплітуди електричних сигналів // Вимірювальна техніка та метрологія. 2006. - №68. - С.189-192.

37. Скрипник Ю.А. та ін. Автоматизація фазовимірювальних пристроїв - Київ УМК.В.О 1992 - 204с.

38. Пивовар О.С., Любчик В.Р. Аналіз цифрових синтезаторів частот на базі комутаторів у режимі зсуву частоти. //Актуальні проблеми техніки та суспільства: Збірник статей викладачів та наукових співробітників ТУП. Вип. 2. — Хмельницький: ТУП, 1996.

Додаток А
(довідковий)
Презентація

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Рубцова А.О.

Метод квадратурного вимірювання гармонійного сигналу

Мета роботи – дослідити відомі методи вимірювання напруги та розробити високошвидкісний метод вимірювання діючої напруги гармонійних сигналів.

Об'єкт дослідження процес квадратурного вимірювання діючого значення напруги гармонійного сигналу.

Предмет дослідження прилади вимірювання діючих значень напруги гармонійних сигналів.

ЗАВДАННЯ ДОСЛІДЖЕННЯ

- дослідити методи вимірювання напруги сигналів;
- розробити метод квадратурного вимірювання діючого значення напруги гармонійного сигналу;
- провести аналіз похибок перетворення сигналів;
- розробити структурні схеми вимірювальних приладів.

Наукова новизна одержаних результатів. В роботі є наступні наукові результати:

Розроблено математичну модель квадратурного перетворення значення діючої напруги гармонійного сигналу у цифровий код, яка складається із виразів формування опорної напруги, порівняння її з вихідним гармонійним сигналом та порівнянням часових проміжків на яких: опорна напруга більше вихідного сигналу; опорна напруга менша за вихідний сигнал. Досягнення рівності обох часових проміжків, при зміні опорної напруги, вказує на досягнення рівності опорної напруги значенню діючої напруги вхідного гармонійного сигналу.

Проведено дослідження методичних похибок розробленої математичної моделі перетворення. Показано, що основний вплив на похибку мають похибка задавання опорної напруги та похибка квантування. Встановлено, що із збільшенням кількості розрядів при формуванні опорної напруги та квантуючої частоти точність перетворення зростає. При застосуванні 16 – розрядного пристрою формування та квантуючій частоті 10 МГц похибка перетворення складає В.

Практична цінність роботи полягає у розробленні узагальненої структурної схеми вимірювального пристрою для знаходження значення діючої напруги гармонійних сигналів в широкому діапазоні часто, на основі якої розроблено структурні схеми вольтметрів діючої напруги гармонійних сигналів із застосуванням паралельного, послідовного методів та методу послідовного наближення. Порівняльний аналіз показав, що найбільш доцільним є реалізація схема на снові методу послідовного наближення, тому як вона забезпечує високу швидкодію та простоту технічної реалізації.

МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНИХ ЗНАЧЕНЬ НАПРУГИ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ

Середнє значення:
$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$$

Середнєвипрямлене значення:
$$U_{cv} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt$$

Середньоквадратичне значення:
$$U_{ck} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$$

Гармонійний запис сигналів

$$U(t) = U_a \cos \omega t$$

$$U(t) = U_a \sin \omega t$$

МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНИХ ЗНАЧЕНЬ НАПРУГИ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ

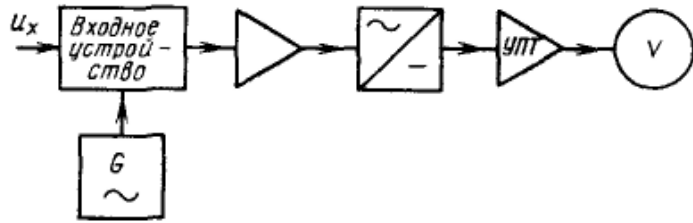


Рисунок 1 - Структурна схема вольметра змінної напруги

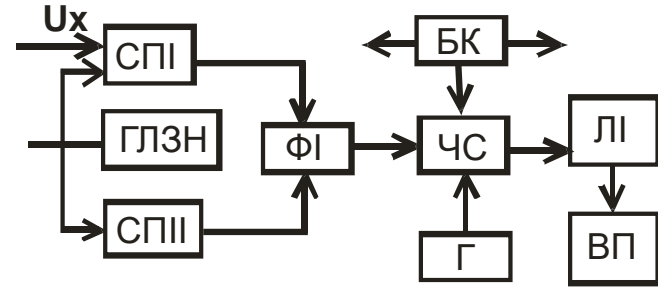


Рисунок 2 - Вольтметр з АЦП "напруга-часовий інтервал-цифровий код"

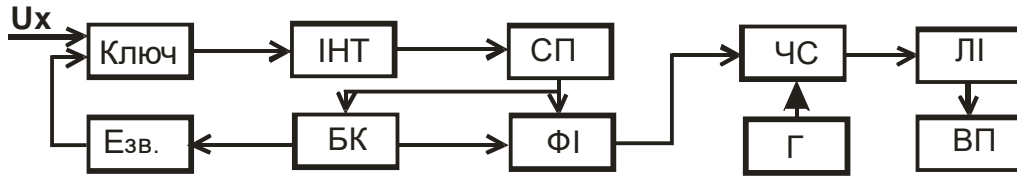


Рисунок 3 - Вольтметр з часо-імпульсним АЦП інтегруючого типу

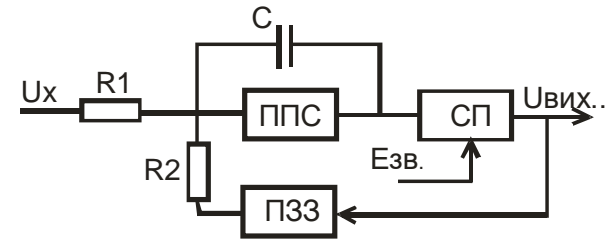
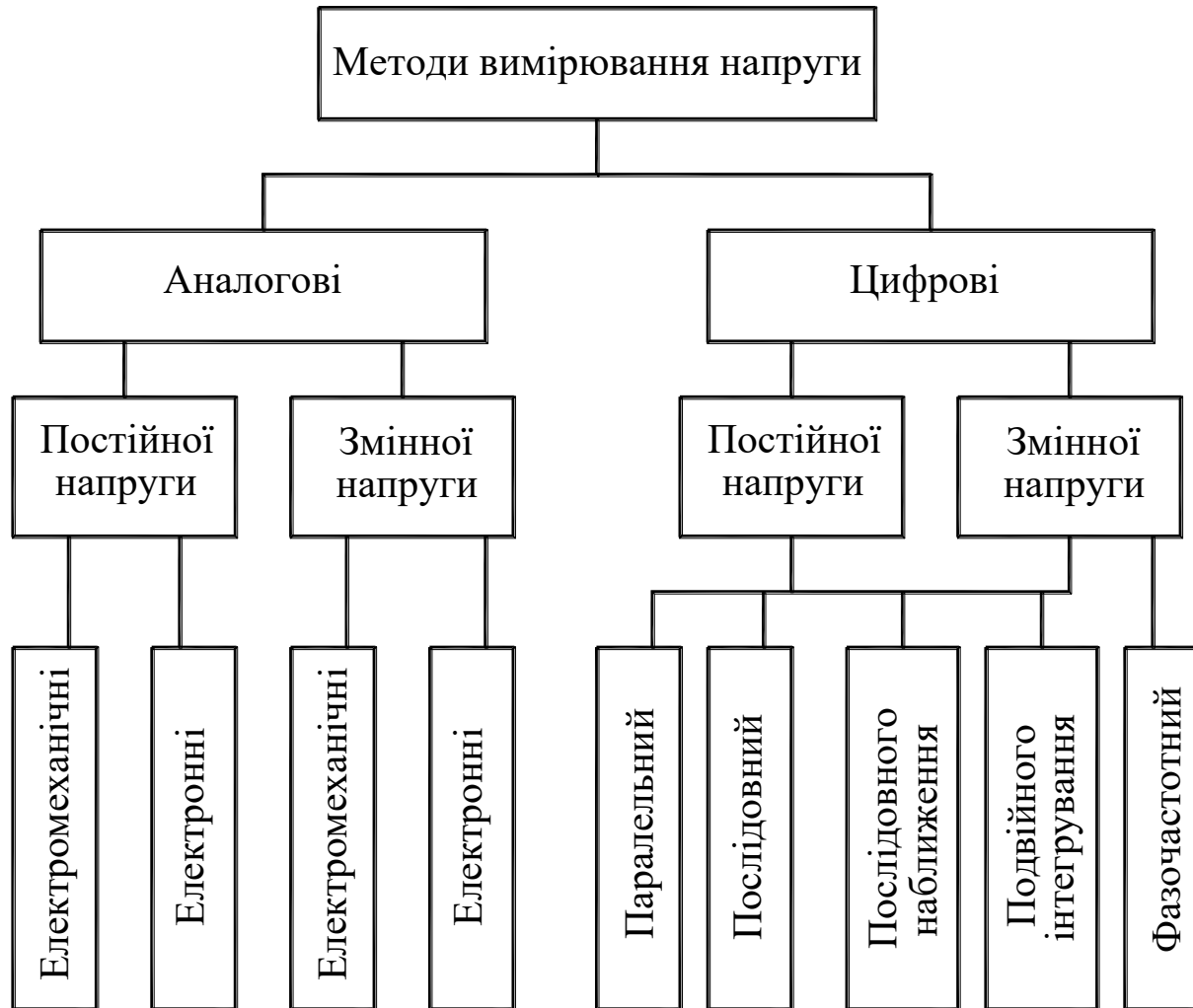


Рисунок 4 - Вольтметр з АЦП із пертворенням напруги в частоту

МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ СЕРЕДЬОКВАДРАТИЧНИХ ЗНАЧЕНЬ НАПРУГИ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ



РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ КВАДРАТУРНОЇ МОДЕЛІ ВИМІРЮВАННЯ ДІЮЧОГО ЗНАЧЕННЯ НАПРУГИ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^1 (U_a \cos \omega t)^2 dt} \quad (1)$$

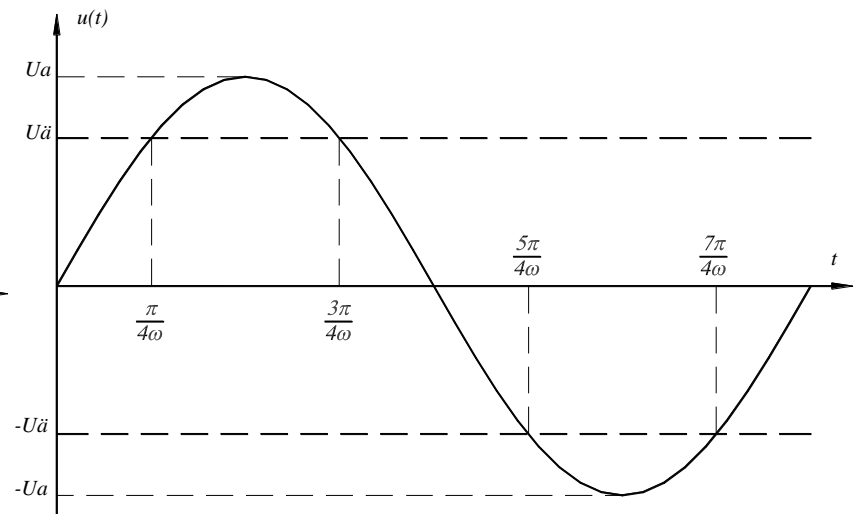
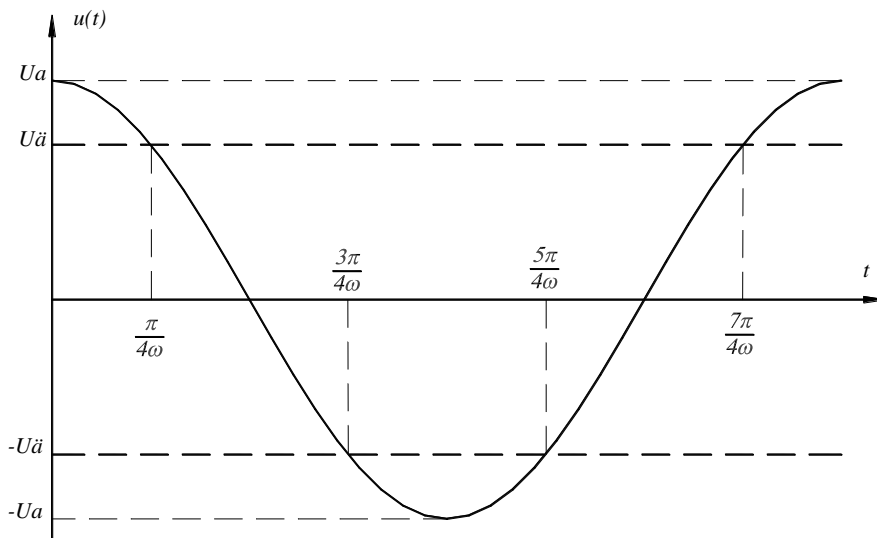
$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{2} U_a \quad (2)$$

$$U_a \cos(\omega t) = U_d = \pm \frac{\sqrt{2}}{2} U_a \quad (3)$$

$$\cos \omega t = \pm \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (4)$$

$$\omega t = \frac{\pi}{4} + \pi_n, n = 1, 2, \dots \quad (5)$$

$$t = \frac{1}{\omega} \left(\frac{\pi}{4} + \pi_n \right), n = 1, 2, \dots \quad (6)$$



МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СПЕКТРАЛЬНОЇ МОДУЛЯЦІЇ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛУ

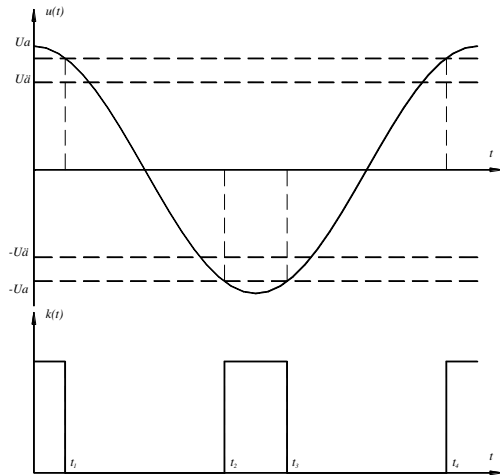


Рис. 1

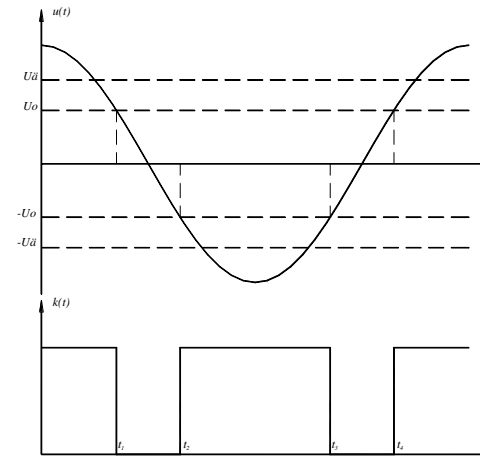


Рис. 2

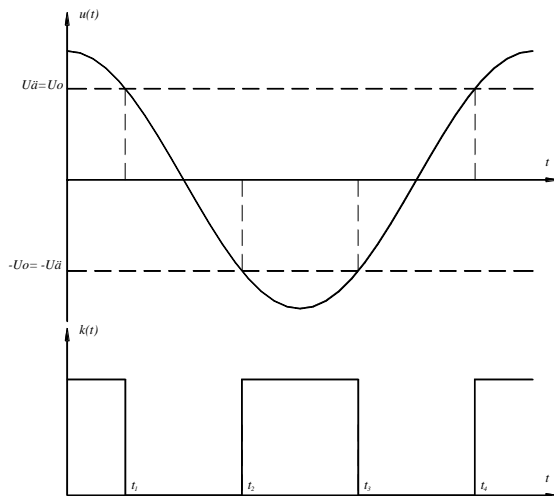
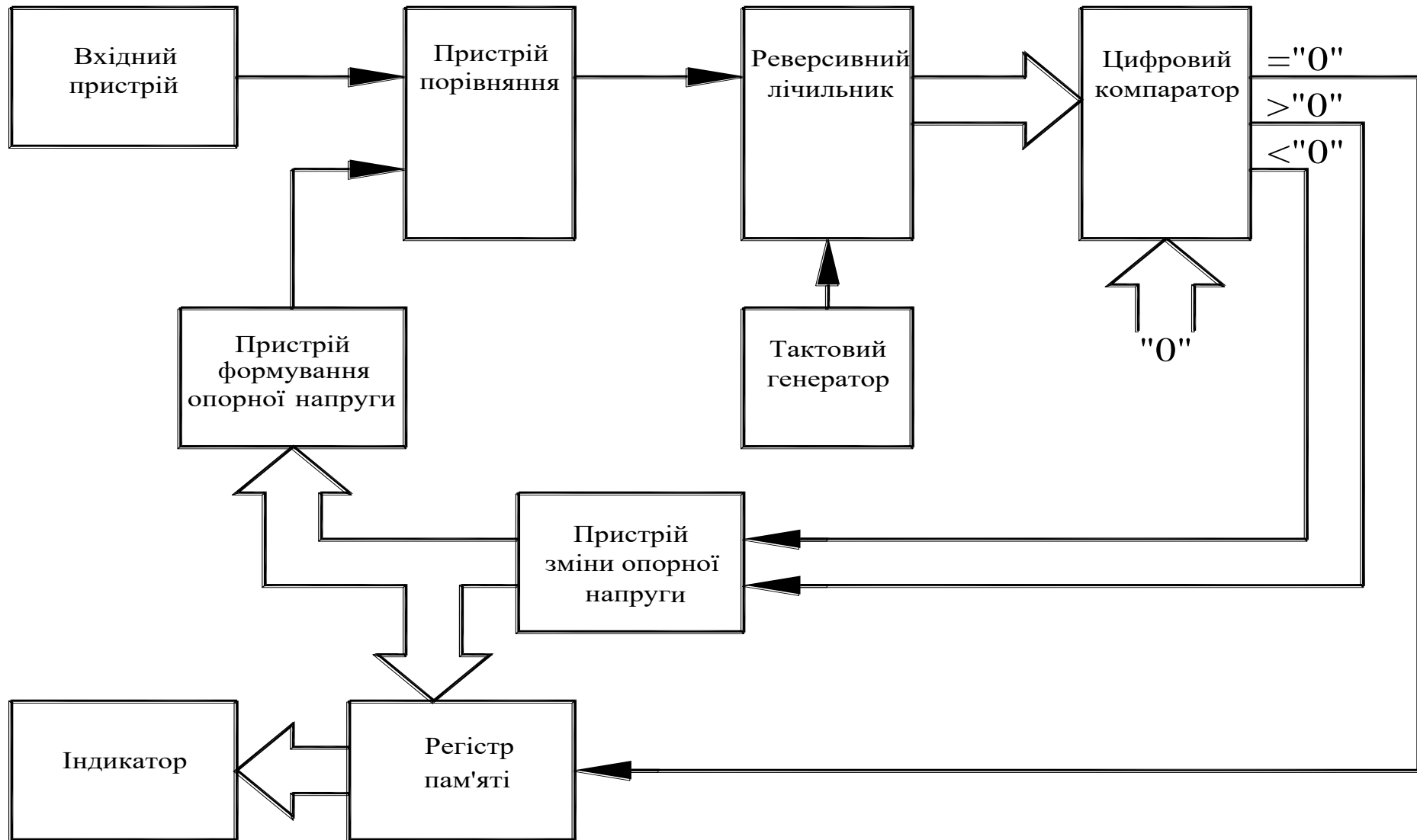


Рис. 3

$$U_0 = \frac{U_m}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i \quad (1)$$

$$\left| U_a \cos \omega t \right|_{\substack{k(t)=1 \\ k(t)=0}} \langle \rangle U_o \quad (2)$$

СТРУКТУРНА СХЕМА ФАЗОЧАСТОТНОЇ МОДЕЛІ ПЕРЕТВОРЕННЯ



Висновки по роботі

1. Дослідження методів вимірювання напруги довели, що всі методи можна розділити на аналогові та цифрові методи, а цифрові методи можуть забезпечити найбільшу точність і швидкість.
2. Для підвищення точності та швидкості пропонується метод вимірювання фазової частоти, заснований на вимірюванні фазової частоти та теорії перетворення радіосигналу.
3. Встановлено математичну модель перетворення фазово-частотної частоти з поточного значення напруги гармонічного сигналу в цифровий код. Модель складається з виразу, сформованого опорною напругою, порівняння з вихідним гармонічним сигналом та порівняння часового інтервалу, де: опорна напруга більше вихідного сигналу; Опорна напруга менше вихідного сигналу. Коли опорна напруга змінюється, два часові інтервали рівні, це означає, що опорна напруга дорівнює ефективному значенню напруги вхідного гармонічного сигналу.

4. Досліджено помилку методу встановленої математичної моделі перетворення. Видно, що основним впливом на цю помилку є помилка встановлення опорної напруги та помилка квантування. Визначено, що в міру формування опорної напруги та збільшення медіанної частоти квантування точність перетворення зростає. Коли використовується 16-розрядний формуючий пристрій і частота квантування 10 МГц, помилка перетворення дорівнює

5. Загальна блок-схема вимірювального обладнання, що використовується для знаходження фактичної величини напруги гармонічного сигналу в широкому діапазоні частот. Порівняльний аналіз показує, що найбільш доцільно реалізувати схему на основі методу послідовного наближення, оскільки вона забезпечує високошвидкісну та просту у реалізації технологію.

Додаток Б
(довідковий)
Апробація роботи

**ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПОШУКУ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ МОНІТОРИНГУ ТА
КОНТРОЛЮ ПОШКОДЖЕНЬ КАБЕЛЬНИХ ЛІНІЙ**

В статті наведено дослідження методів пошуку автоматизованих систем моніторингу та контролю пошкоджень кабельних ліній. Представлені результати дослідження, встановлюють, що методи пошуку автоматизованих систем моніторингу та контролю пошкоджень кабельних ліній характеризуються низькою точністю визначення дальностей до декількох пошкоджень у низькочастотних провідних лініях передачі, тому існуючі методи не мають можливості дозволити ефективно вирішувати задачу пошуку та ідентифікації пошкоджень кабельних низькочастотних ліній зв'язку.

Ключові слова: автоматизована система моніторингу та контролю, методи пошуку, методи вимірювання, пошкодження, кабельні лінії.

A. S. KASHTALIAN, D.A. MAKARYSHKIN, V.H. RUBTSOV, A.O. RUBTSOVA
Khmelnytsky national university

**RESEARCH OF METHODS OF SEARCH FOR AUTOMATED SYSTEMS OF MONITORING
AND DAMAGE CONTROL OF CABLE LINES**

The paper presents a study of methods for finding automated systems for monitoring and controlling damage to cable lines. The presented results of the research establish that the methods of searching for automated systems for monitoring and controlling damage to cable lines are characterized by low accuracy in determining the distances of several interferences in low-frequency transmission lines, so the existing methods cannot be improved. language. The study of voltage measurement methods showed that all methods can be divided into analog and digital methods, and digital methods can provide the greatest accuracy and speed.

As a result of the study of known methods of measuring the distances of automated systems for monitoring and controlling damage to cable lines, it was found that known methods do not allow to effectively solve the problem of finding and identifying damage to low-frequency cable lines.

Studies of voltage measurement methods have shown that all methods can be divided into analog and digital methods, and digital methods can provide the highest accuracy and speed. Analog methods correspond to those measurement methods that are applied to all continuous values of input constant and variable signals. The digital method is suitable for discrete signal values. All analog and digital methods are divided into methods for measuring constant values and methods for measuring variable signals.

Key words: automated monitoring and control system, search methods, measurement methods, damage, cable lines.

Вступ

Актуальність виміру характеристик ліній зв'язку зумовлена необхідністю швидко визначити параметри провідних кабельних ліній та визначити відстань пошкодження з найменшою похибкою, ніж передбачають сучасні методи для цих ліній низької частоти.

Немає сумнівів, що необхідні дослідження для автоматизованого контролю параметрів лінії, щоб мати можливість контролювати стан провідної лінії та швидко і точно визначити відстань до пошкодження у разі пошкодження провідної лінії [1, 2], тому актуальною проблемою є вивчення відомих методів визначення відстані пошкодження у кабельних ліній автоматизованими системами їх контролю, електропередачі визначення функцій цих методів для автоматизованих систем моніторингу та контролю пошкоджень кабельних ліній.

На провідній лінії зв'язку припадає значна частина існуючої системи передачі інформації, що обумовлено зручністю, високою ефективністю та постійним імпедансом провідної лінії в процесі підключення. Постійне збільшення потоку інформації свідчить про важливість контролю за дотриманням параметрів провідної лінії зв'язку та заданих параметрів, що визначає якість передачі інформації від пристрою, що передає, до приймача.

Аналіз останніх досліджень та публікацій.

Відповідно до призначення кожен тип провідної лінії зв'язку має різні вимоги, які можна розділити на такі [3]: функціонування, експлуатація, а також технологія та економія.

Кабель передачі даних особливо важливий для системи передачі даних. За відсутності спеціального методу захисту цілісності інформації втрати передачі даних кожного символу телефонної провідної лінії становлять 10^{-3} - 10^{-5} біт, тоді як втрати передачі даних кожного символу багатьох каналів зв'язку становлять 5×10^{-2} особи. Для більшості сучасних ліній зв'язку частота помилок не повинна перевищувати 10^{-5} - 10^{-9} біт [4]. Це вимагає використання контролю якості та швидких методів виявлення несправностей.

Слід також пам'ятати, що розташування провідної лінії зв'язку необхідно визначати відповідно до найменш ускладнених умов, умов експлуатації, кліматичних умов та вимог в процесі будівництва, щоб мінімізувати витрати на захист кабелів від різних видів впливів та механічних впливів [5]. Тому найчастіші провідні лінії зв'язку, тобто кабельні лінії, розташовані у важкодоступних місцях, таких як під землею, що обмежує використання методів усунення несправностей при контакті та значно збільшує потребу у виконанні операцій з пошуку та заміни пошкоджених ділянок час.

Під впливом різних зовнішніх і внутрішніх факторів внутрішня структура виробничої провідної лінії змінилася, тобто пошкодилися. Для кожного відомого типу трубопроводу різні типи пошкоджень, які можуть виникнути в трубопроводі під час його експлуатації, є більш-менш ефективними. Основними видами пошкобок та втрат, що сталися, є [1]:

- замикання між жилами або між жилою та екраном та обриви (так звані "кінцеві" пошкодження);
- зміна фізичних параметрів лінії, таких як поздовжній опір, зміна ємності або опору між жилами ("часткові" пошкодження).

Виклад основного матеріалу дослідження.

Існуючі методи керування та виміру високочастотних ліній зв'язку мають можливість дозволити забезпечити досить хороші характеристики для контролю вимірюваних значень. Низькочастотна лінія в основному представлена коаксіальною лінією телефонної провідної лінії. Як і високочастотні лінії, ці провідні лінії також повинні контролюватися.

Для вирішення проблеми виміру відстані пошкодження існує велика кількість приладів, заснованих на використанні одного з вищезазначених методів (як правило, імпульсного). Далекоміри, засновані на вимірюванні фазового зсуву, ще не знайшли широкого практичного застосування. Пристрої, які засновані на виявленні імпульсних ліній, набули все більшого поширення [6, 7]. Тільки за допомогою наступних технічних засобів для поліпшення його характеристик: підвищення чутливості, збільшення потужності виявленого імпульсного електричного сигналу, використання спеціальної форми електричного сигналу, виконання математичної обробки, використання інформації статистичної обробки (фільтрації, апроксимації, відновлення), оцінка параметрів електричного сигналу (таких як амплітуда, електричний сигнал затримки). Загальні параметри обладнання наведені в таблиці.

Далекоміри, засновані на вимірюванні фазового зсуву, не дуже поширено використовуються, ці пристрої надають свої параметри лише за таких умов:

- низьке затухання у високочастотному діапазоні;
- точним визначенням інтервал часу між сформованим сигналом та відгуком, отриманим від лінії.
- у міру підсилення затухання електричного сигналу стає важче проводити вимір на великі відстані.

Використання імпульсного обладнання в лініях передачі низької частоти обмежується такими факторами:

- у порівнянні з радіочастотною лінією, для зменшення тривалості електричного сигналу необхідно більше послаблення сигналу;
- у деяких випадках обмежена смуга пропускання провідної лінії може значно скоротити відстань для проведення вимірювання.

Відповідно до цього, можна констатувати, що на сьогодні проблема виміру дальностей у низькочастотних лініях передачі залишається актуальною.

Як зазначалося вище, проблема визначення відстані до об'єкта відома давно [8, 9]. Визначивши відстань до об'єктів, що використовуються при радіолокаційних та геодезичних зйомках, можна досягти найбільшого практичного розвитку в цьому напрямку.

На передньому плані є велике обмеження - всі об'єкти знаходяться в одновимірному просторі. Тому неможливо безпосередньо застосувати більшість з цих методів до ліній зв'язку.

В даний час відомі методи визначення пошкоджень на лініях передачі [10, 11] засновані на вимірюванні різних фізичних параметрів провідної лінії або вимірювального електричного сигналу (часу відображення або електричного сигналу виявлення та електричного сигналу відображення, зміщення фаз).

За часом виміру, методи виміру відстані можна розділити на дві групи:

- виміру динамічних параметрів (виміру величин, що змінюються з часом);
- виміру статичних параметрів (виміру величин, значення яких є постійними протягом усього часу вимірювання).

Слід зазначити, що якщо межа зміни вимірюваного значення менше чутливості вимірювального пристрою, виміряне значення можна вважати постійним протягом часу вимірювання. Розглянемо переваги та недоліки кількох основних методів визначення відстані пошкодження.

Метод виміру опору жил є найпростішим методом визначення пошкодження у лінії. Він має підґрунтя на вимірюванні опорів двох жил провідної лінії за допомогою мостової схеми [11].

Опір відрізків L_x та L_y пропорційна довжині відповідних жил, то з умов рівноваги моста отримаємо рівняння:

$$L_x = 2L \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

де R_1 , R_2 - опір резисторів моста; L - довжина лінії.

З вище вказаного можна визначити наступні переваги методу:

- для виміру використовується мостова схема;
- використання постійного струму у вимірювальній системі дозволяє значно зменшити вимоги до технічної реалізації вузлів приладів.

Визначення статичних параметрів у процесі виміру призводить до таких істотних недоліків:

- немає можливості визначити характер пошкодження (метод дозволяє визначити лише коротке замикання сердечника на корпус або на інший сердечник через деякий опір);
- неможливість розрізнити кількість пошкоджень;
- потреба вживати для виміру двох приладів та доступу до двох сторін лінії.

Відомо, що характеристики та властивості об'єктів відображаються у характеристиках процесів, які відбуваються у об'єкті протягом деякого часу як реакція на зовнішній вплив [10]. Одним з таких впливів на досліджуваний об'єкт, є вплив електромагнітною хвилею, і як результат хвиля, яка створена досліджуваним об'єктом несе інформацію про його внутрішню структуру.

Суть методу імпульсної рефлектометрії полягає у визначенні часу між зондуючим імпульсом та імпульсами, які утворюються при відбитті від пошкоджень, які розташовані у провідній лінії [10]. Далі визначаються параметри, які змінюються під час виміру, а саме час появи сигналу відбиття та його амплітуда у кожний момент часу.

Характер рефлектограми залежить від еквівалентних складових провідної лінії (ємності C та індуктивності L).

Час проходження електричного сигналу t в провідній лінії визначає дальність до кожного пошкодження l . Дальність можна знайти як:

$$l = \frac{v \cdot t}{2},$$

де v - швидкість поширення електричного сигналу в лінії;

t - час появи відбитого сигналу. Основні параметри, що можна визначити, це:

- час появи відбитого імпульсу відносно початку подачі імпульсу в лінії (час визначає дальність від початку провідної лінії до пошкодження, яка створила це відбиття);
- амплітуда імпульсу (відносне значення);
- тип пошкодження, що можна визначити за формою електричного сигналу

Переваги цього методу полягають у:

- визначенні практично необмеженої кількості пошкоджень у провідній лінії через динамічне визначення зміни параметрів прийнятого електричного сигналу (рефлексу) з провідної лінії у часі;
- вимірі лише з однієї сторони лінії.

У такому процесі явище дисперсії призводить до збільшення часів зростання та падіння попереднього фронту, тоді як амплітуда самого електричного сигналу одночасно зменшується. Оскільки вплив дисперсії пропорційний відстані, яку проходить сигнал, і частоті самого електричного сигналу, обмежить максимальну частоту виявленого сигналу. Тому, щоб отримати точні результати, потрібно:

- формувати сигнали тривалістю у сотні або десятки;
- забезпечити максимально короткі фронти імпульсів;
- знаходити часовий проміжок між сформованим сигналом та отриманим відгуком з кабельної лінії;
- збільшення чутливості вимірювача внаслідок збільшення затухання у кабельній лінії при збільшенні і частоти електричного сигналу.

Для точного вимірювання відстаней в кабельних лініях потрібно вимірювати діючі значення напруги зондувального сигналу, тому розглянемо деякі методи вимірювання.

Всі методи вимірювання напруги можна розділити на аналогові та цифрові. Аналогові методи відповідають тим методам вимірювання, які застосовані до всіх безперервних значень вхідних постійних та змінних сигналів. Цифровий метод підходить для дискретних значень сигналу. Всі аналогові та цифрові методи поділяються на методи вимірювання постійних значень та методи вимірювання змінних сигналів. Характеристиками вимірювального змінного сигналу, є деякі характерні параметри: значення амплітуди напруги, випрямлене ефективне значення або ефективне значення. Унікальність цифрового методу вимірювання напруги змінного струму полягає в тому, що для вимірювання інваріантність сигналу повинна забезпечуватися протягом певного часу вимірювання. Аналоговий метод поділяється на електромеханічний та електронний метод. Електронний метод використовує електромеханічне обладнання для безпосереднього вимірювання напруги сигналів змінного струму та постійних сигналів. Електронний метод використовує електронні схеми для попереднього перетворення сигналу змінного струму в постійний сигнал, а потім використовує електромеханічне обладнання для вимірювання постійне напруги. Цифрові методи вимірювання постійної напруги поділяються на паралельне, послідовне, послідовне наближення та подвійне інтегрування.

Для вимірювання параметрів сигналу змінного струму цифровим методом викопристовується електронна схема, аналогічна тій, що використовується в аналоговому методі вимірювання напруги змінного струму, для попереднього перетворення сигналу в сигнал постійного струму, а потім вимірюється напруга постійного струму цифровим методом.

Наведену узагальнену класифікацію методів вимірювання напруги представлено на рисунку 1.

З вищезазначених досліджень методу вимірювання напруги можна зробити висновок, що завдяки використанню електромеханічних вимірювальних приладів точність методу моделювання є низькою, а час вимірювання довшим. Тому недоцільним є подальше вдосконалення методу моделювання.

З точки зору розвитку цифрові методи є більш перспективними. Однак обмеження пов'язано з тим, що цифровий метод використовується для вимірювання параметрів змінного сигналу, тобто схема випрямлення використовується для перетворення параметрів, в константу заздалегідь, що спричинене неправильним відтворенням математичної моделі.

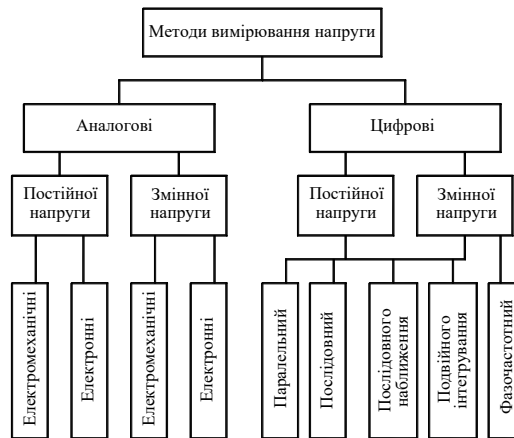


Рис. 1 – Узагальнена класифікація методів вимірювання напруги

Тому необхідно детально розглянути гармонічний сигнал, щоб встановити функцію вимірювання середньоквадратичного значення, щоб розробити нову математичну модель вимірювання, яка не використовує електронну схему випрямляча, а перетворює сигнал у форму, що дозволяє отримати більше інформації.

Розглядаючи гармонічний сигнал як вектор, який обертається із заданою кутовою швидкістю, можна побачити, що більше інформації можна отримати, перетворивши значення прикладеної напруги у фазовий зсув. Тому пропонуються подальші дослідження в напрямку пошуку методу перетворення значення напруги гармонічного сигналу у фазовий зсув.

Висновки

1. В результаті проведеного дослідження відомих методів виміру дальностей автоматизованих систем моніторингу та контролю пошкоджень кабельних ліній, встановлено, що відомі методи не мають можливості дозволити ефективно вирішити задачу пошуку та ідентифікації пошкоджень кабельних низькочастотних ліній зв'язку.

2. Відомі методи пошуку автоматизованих систем моніторингу та контролю пошкоджень кабельних ліній характеризуються низькою точністю визначення дальностей до декількох пошкоджень у низькочастотних кабельних ліній передачі.

3. Дослідження методів вимірювання напруги довели, що всі методи можна розділити на аналогові та цифрові методи, а цифрові методи можуть забезпечити найбільшу точність і швидкість.

Література

1. Chuck Lane, A 10-bit 60 Msps Flash ADC, Proceedings of the 1989 Bipolar Circuits and Technology Meeting // IEEE Catalog No. 89CH2771-4, September 1989, pp. 44-47.
2. F.D. Waldhauer, Analog to Digital Converter, U.S. Patent 3-187-325, 1965.
3. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиоизмерения: Учеб. пособие для радиотехнических вузов/ Под ред. В.И. Винокурова.– 2–е изд. перераб. и доп.– М.: «Высш. шк.», 1986. - 351 с.
4. Гойжевский В.А., Дворский В.Я., Трилис В.Г., Шарпан О.Б. Исследование линейных четирёхполосников с помощью дискретного множества частот. //Радиотехнические измерения в физических исследованиях. - М: «Наука», 1977. - С. 57-60.
5. Дворский В.Я., Трилис В.Г. Цифровая индикация в системе измерения времени распространения сигналов. // Радиотехнические измерения в физических исследованиях. : М «Наука», 1977. - С. 60-63.

6. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые) - К.:Выща школа, 1986. - 504с.
7. Измерения в электронике: Справочник /В.А.Кузнецов, В.А.Долгов, В.М. Коневских и др.; Под. ред. В.А.Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – С. 512: ил.
8. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения: Учебное пособие для вузов.-М.:Радио и связь. –1985. – С. 386.
9. Поліщук Е.С., Дорожовець М.М., Ящук В.О. та ін. Метрологія та вимірювальна техніка: Підручник/ Е.С.Поліщук, М.М.Дорожовець, В.О.Ящук, В.М. Ванько, Г.Т.Бойко; За ред.проф. Е.С.Поліщука – Львів: Видавництво “Бескид Біт”, 2003. – С. 544.
10. Шведский Б.И. Электронные цифровые приборы: 2-е.изд.перераб. и допол., 1991. – С. 191.
11. Троянов Г.Ю., Троцишин І.В. Огляд методів вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми//Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Матеріали VI наук. - техн. конф.- Хмельницький: ТУП, 1999. – С. 91.

Завідувачу кафедри телекомунікацій та
радіотехніки

д.т.н., професору Бойку Ю.М.

здобувача вищої освіти

Рубцової А.О.

ФПКТС, гр. ТРМ-19-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений. Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений (а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї роботи для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

23 листопада 2020 р.

дата


підпис

Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 98.0%

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибок в документах: 56%

ID: 84080 Название: Метод квадратурного вимірювання гармонійного сигналу Добавлено в БД: 2020-12-11 Авторы: Рубцова Алла Олександрівна Руководитель: Макаришкін Денис Анатолійович Консультанты: Оponentы: Корещька Людмила Олександрівна	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	83123	766	81776 (98%)	765 (100%)

Источник плагиата

ID	Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы
83126	Название: Метод квадратурного вимірювання гармонійного сигналу Добавлено в БД: 2020-12-09 Авторы: Рубцова Алла Олександрівна Руководитель: Макаришкін Денис Анатолійович Консультанты: Оponentы: Метод квадратурного вимірювання гармонійного сигналу	81776 (98.0%)	781 (100.0%)



Имя користувача:
Kafedra telekom_radiotechniki

ID перевірки:
1005455154

Дата перевірки:
14.12.2020 17:41:18 EET

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:
14.12.2020 19:52:26 EET

ID користувача:
100005656

Назва документа: Рубцова А.О. _ ТРМ-19-2 (1)

Кількість сторінок: 85 Кількість слів: 13315 Кількість символів: 101640 Розмір файлу: 2.11 MB ID файлу: 1005745080

Виявлено модифікації тексту (можуть впливати на відсоток схожості)

4.21%
Схожість

Найбільша схожість: 0.69% з джерелом з Бібліотеки (ID файлу: 1005700016)

3.72% Джерела з Інтернету 393 Сторінка 87

1.19% Джерела з Бібліотеки 39 Сторінка 90

0% Цитат

Вилучення цитат вимкнено

Вилучення списку бібліографічних посилань вимкнено

95.8%
Вилучень

Деякі джерела вилучено автоматично (фільтри вилучення: кількість знайдених слів є меншою за 8 слів та 0%)

Немає вилучених Інтернет-джерел

95.8% Вилученого тексту з Бібліотеки 2 Сторінка 90

Модифікації

Виявлено модифікації тексту. Детальна інформація доступна в онлайн-звіті.

Замінені символи 6938

Підозріле форматування 76 сторінок

РІШЕННЯ КАФЕДРИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ ТА РАДІОТЕХНІКИ

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Метод квадратурного вимірювання гармонійного сигналу

Автор: Рубцова Алла Олексіївна

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник: к.т.н., доцент Макаришкін Денис Анатолійович

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	-
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	відповідає
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	-
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	-
5	Інше:	-

Підтвердження: Запозичення у розмірі 4.21%, виявлені в роботі відповідають тексту стандартних бланків та списку літератури, решта запозичень є випадковими, або на них є посилання, тому ці запозичення не є плагіатом, бо вони не стосуються наукової новизни і практичної значущості роботи.

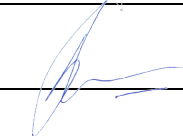
«14» грудня 2020 р.

Науковий керівник



Макаришкін Д.А.

Завідувач кафедрою ТР



Бойко Ю.М.

РЕЦЕНЗІЯ

на дипломну роботу ст. гр. ТРМ-19-1 Рубцової Алли Олексіївни
«Метод квадратурного вимірювання гармонійного сигналу»,
другий освітній рівень (магістр), спеціальність 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

Тема дипломної роботи Рубцової Алли Олексіївни відповідає спеціальності, а зміст роботи – затвердженій темі та технічному завданню. Схвально, що у роботі використаний міждисциплінарний підхід, який полягає у широкому застосуванні методів теорії сигналів та спектральних перетворень.

Актуальність. Проблема вимірювання параметрів та характеристик сигналів є не новою. Швидке та точне вимірювання різних фізичних величин залежить від розробки і застосування адекватних і точних математичних і фізичних моделей процесів і величин. Однією із важливих характеристик гармонійного сигналу, який застосовуються у переважній більшості пристроїв та систем, є діюче значення напруги або струму. Тому розробка нових методів вимірювання є задачею актуальною.

Стиль викладення матеріалу. Результати, одержані автором, викладені послідовно і добре обґрунтовані. Робота містить достатньо повну інформацію щодо методів досліджень, а тому дає змогу легко оцінити достовірність і правильність проведених розрахунків.

Наукова новизна. У роботу увійшли результати, отримані під час виконання наукової роботи, а саме: Розроблено математичну модель квадратурного перетворення значення діючої напруги гармонійного сигналу у цифровий код, яка складається із виразів формування опорної напруги, порівняння її з вихідним гармонійним сигналом та порівнянням часових проміжків на яких: опорна напруга більше вихідного сигналу; опорна напруга менша за вихідний сигнал. Досягнення рівності обох часових проміжків, при зміні опорної напруги, вказує на досягнення рівності опорної напруги значенню діючої напруги вхідного гармонійного сигналу.

Проведено дослідження методичних похибок розробленої математичної моделі перетворення. Показано, що основний вплив на похибку мають похибка задавання опорної напруги та похибка квантування. Встановлено, що із збільшенням кількості розрядів при формуванні опорної напруги та квантуючої частоти точність перетворення зростає. При застосуванні 16 – розрядного пристрою формування та квантуючій частоті 10 МГц похибка перетворення складає В.

Практична цінність. Цінність викладених у роботі результатів для практики полягає у роботі полягає у розробленні узагальненої структурної схеми

вимірювального пристрою для знаходження значення діючої напруги гармонійних сигналів в широкому діапазоні часто, на основі якої розроблено структурні схеми вольтметрів діючої напруги гармонійних сигналів із застосуванням паралельного, послідовного методів та методу послідовного наближення. Порівняльний аналіз показав, що найбільш доцільним є реалізація схема на основі методу послідовного наближення, тому як вона забезпечує високу швидкодію та простоту технічної реалізації.

Недоліки. На жаль, автор не навів дані щодо практичного впровадження своїх досліджень на сучасних підприємствах. Очевидно, що такі впровадження мали б значний економічний ефект. В кінці роботи бажано було б подати узагальнюючі рекомендації щодо інженерних методик розрахунку параметрів та характеристик пристроїв вимірювання за запропонованим методом.

Мало уваги приділено експериментальній частині роботи. Окрім того, бажано було б надати більше рисунків і таблиць з результатами розрахунків.

Висновки. Тема роботи є актуальною і сучасною, а рівень використання сучасних технологій у дослідженнях – задовільним. Тема роботи у достатній мірі розкрита. Задачі дослідження виконані, а висновки відповідають пунктам задач. В цілому робота свідчить про достатній рівень загальнотеоретичної і практичної підготовки її автора. Вважаю, що робота відповідає всім вимогам, які ставляться до кваліфікаційних робіт другого освітнього рівня (магістр) спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка і вона заслуговує оцінки «добре».

Доцент кафедри автоматизацій,
комп'ютерно-інтегрованих технологій і телекомунікацій
Хмельницького національного університету,
канд. техн. наук, доц.

Корецька Л.О.