

4. МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ПОВНИХ ФАЗОВИХ ЗСУВІВ РАДІОСИГНАЛІВ

Всі відомі фазові системи і вимірювачі не можуть в повній мірі задовольнити сучасний рівень вимог, що пред'являються до спеціалізованих вимірювачів малих лінійних переміщень, радіогеодезичних та інтерферометричних систем, радіопеленгаторів і систем навігації, а також торсіометричних і інших механіко-оптичних систем. Основними вимогами до таких пристроїв є:

- висока розрізняльна здатність вимірювання $\Delta L(\Delta\varphi)$;
- мала похибка вимірювання $\Delta L(\Delta\varphi)$;
- висока швидкодія зняття та обробки інформації про вимірювану величину ПФЗ;
- простота апаратурних реалізацій;
- підвищена завадостійкість.

На відміну від класичної фазометрії, яка займається вимірюванням КФЗ в межах $0 - 360^\circ$ та часом близьким 1с, виникає задача вимірювань КФЗ більше 360° , тобто ПФЗ [206, 242]. Відмітимо деякі специфічні умови та існуючі практичні вимоги, що діють на техніко-економічні показники вимірювачів ПФЗ. Вхідні сигнали знаходяться в частотному діапазоні 0,1 - 10МГц, що впливають з вимог, максимального співвідношення сигнал/шум, яке зумовлене неінформативними діями на сигнал [197]. Вхідні сигнали в реальних системах мають велике значення сигнал/шум (більше 40 дБ), малий коефіцієнт нелінійних спотворень (КНС) (менше 0,1%), а також є рівними та стабільними за амплітудою (нестабільність не гірше 0,5%).

Таким чином, із подальшого розгляду можна виключити такі складові спотворення, як:

- фазоамплітудна - амплітуди вхідних сигналів рівні та стабільні;
- похибки, що вноситься нелінійними спотвореннями - КНС малий і похибка має більш високий порядок малості;
- похибка дії широкосмугових та вузькосмугових шумів настільки незначні ("чистий сигнал"), що в подальшому розгляді не враховуються.

Необхідно відзначити, що у випадку невиконання якої-небудь із цих умов та підвищення частини внеску відповідної похибки, можливе використання відомих методів їх зменшення, також нових, розглянутих нижче [128, 197].

4.1. Основні методи вимірювання повних фазових зсувів

На сучасному етапі розвитку кумулятивної фазометрії склалися три основних методи вимірювання ПФЗ (рис.4.1), які широко використовуються не тільки в класичній інтерферометрії чи фазометрії, але й в різних її застосуваннях: геодезії, голографії, радіонавігації, пеленгації і т.д. [6-8, 9,10, 16, 23, 128, 197 та інші].

Першим можна виділити метод, що тяжіє до оптичних методів інтерферометрії, для якого в основу поставлений під рахунок кількості ФЦ (інтерференційних смуг) з наступною інтерполяцією дрібної частини ФЦ. Даний метод має багато реалізацій, також і в серійній апаратурі, але особливо поширений в різних оптичних вимірювачах [6-8, 18, 59-62, 69, 71, 73, 79, 90].

Другий метод, тяжіє до класичної фазометрії, заснований на неперервному вимірюванні приростів ФЗ та відновленні за результатами їх вимірювань значення кількості ФЦ, і який використовує властивості періодичності та розривності фазової характеристики [87, 99, 101, 102, 107].

Третій метод є раціональною комбінацією перших двох і полягає у незалежному підрахунку кількості ФЦ та вимірюванні ФЗ.

Його реалізації не стільки багаточисленні, але завдяки своїй надлишковості він характеризується більш високими техніко-економічними характеристиками [9-11, 16, 60-62, 128, 197].

Всі відомі, та знову створені методи і засоби вимірювання можуть бути віднесені до одного із трьох основних методів, сукупність яких утворює завершену систему класифікації двопараметрової величини ПФЗ, що складається із двох частин: числа ФЦ (ціла частина), та КФЗ (дрібна частина), пов'язаних між собою періодичними властивостями фазової характеристики в межах повного ФЦ.

Розглянемо більш докладно особливості кожного із методів.

Методи підрахунку ФЦ та інтерполяції ФЗ (дрібної частини) можна розділити на оптичні методи інтерполяції, котрі використовують оптичні способи множення КФЗ з наступними амплітудними та фазовими методами реєстрації інтерференційної картини, та електронні методи інтерполяції, що ґрунтуються на ваговому кодуванні, нормуючим амплітудним перетворенням, та синхронізацією частот. Засоби, що реалізують перший метод, знайшли найширше використання в області класичних оптичних вимірювань, особливо інтерферометрії, голографії, поляриметрії [16, 23, 69, 76]. Використання мікропроцесорних обчислювачів для інтерполяції пов'язано із значними апаратурними та програмними затратами, а саме головне - втратою швидкодії. Крім

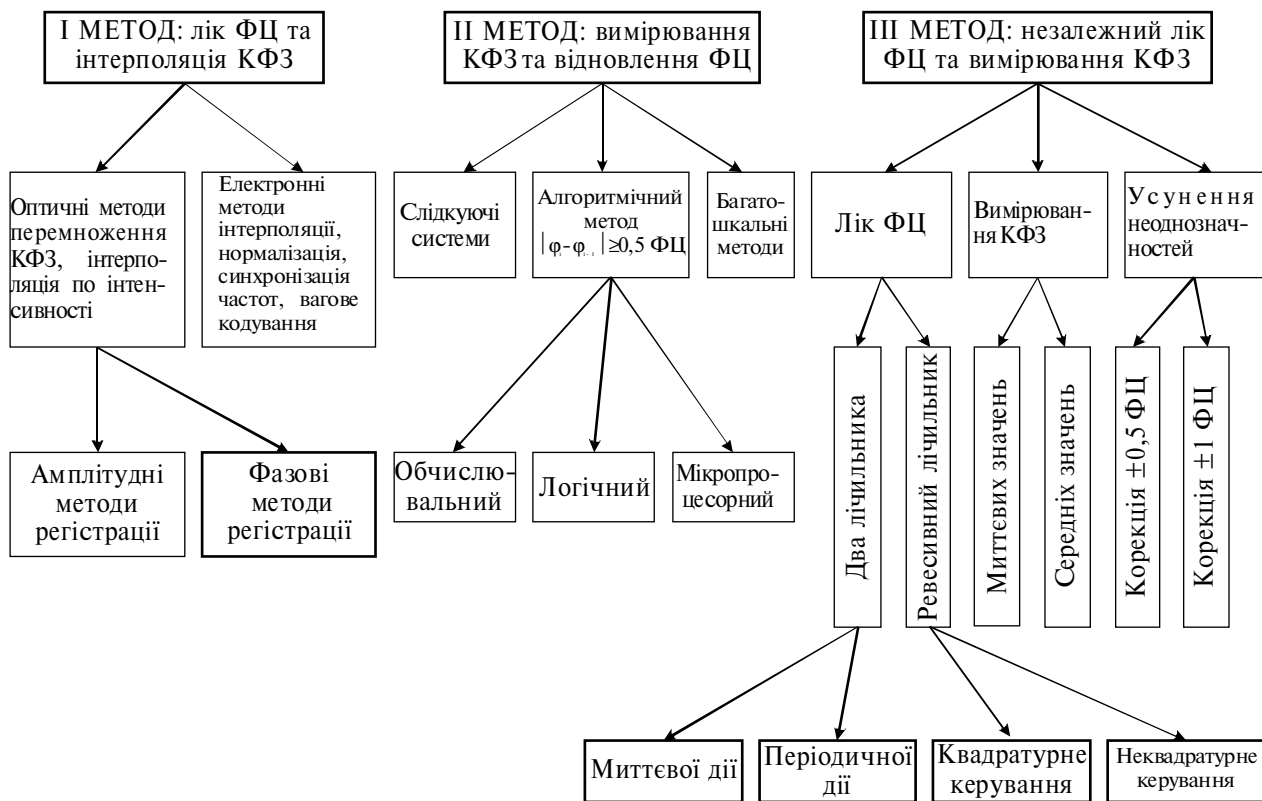


Рис.4.1. Класифiкацiя методiв вимiрювання повних фазових зсувiв

того, під час реалізації даного методу були розроблені декотрі принципи ефективного перетворення інформації, закладеної в ФЗ випромінення в радіодіапазон, а також методи побудови лічильників ФЦ.

Другий метод вимірювання ПФЗ, оснований на неперервному вимірюванні ФЗ та відновленні ФЦ, є підходом до проблеми вимірювань ПФЗ з точки зору класичної фазометрії. Через багатозначність фазової характеристики, що має періодичний характер з періодом 360° (2π) при вимірюванні тільки КФЗ в межах 0° - 360° (одного ФЦ), з'являється неоднозначність у визначенні кількості ФЦ. Таким чином, суть другого методу є усунення багатозначності фазової характеристики за результатами вимірювань в межах ФЦ.

Одним із класичних методів розв'язання багатозначності фазових вимірювань КФЗ, що широко застосований в дальнометрії, геодезії, радіонавігації є багатозначний метод, сутність якого зводиться до виміру ФЗ на декількох частотах, а відстань до об'єкта не перебільшує $\lambda/2$ зонduючого випромінення. Подальша обробка основана на розв'язок системи N рівнянь із N -невідомими. Але через свою складність, особливо при великому діапазоні значень ПФЗ, широкого застосування в інтерферометрії даний метод не знайшов [128, 197] і наряду з цим, саме широке поширення отримали слідкуючі системи вимірювання ПФЗ, в яких фазо-вимірювальний пристрій слідкує (неперервно) за зміною ФЗ на вході, і при кожному переході через ФЦ формує відповідний лічильний імпульс підрахунку числа ФЦ [128, 197].

Можливий також інший спосіб відновлення числа ФЦ, названий алгоритмічним. Сутність його полягає в тому, що у двох сусідніх вимірюваннях приріст ФЗ не змінюється більше ніж на 180° (π , 0,5ФЦ). Якщо вказані умови виконуються, можна, застосовуючи простий алгоритм, відновити число ФЦ. В основі алгоритмічного методу лежить вираз:

$$N_{\phi_i} = N_{\phi_{i-1}} + \text{sign}\{\varphi_i - \varphi_{i-1}\} \Psi(\varphi) ,$$

де $\Psi(\varphi) = 1$, якщо $(\varphi_i + \varphi_{i+1}) \geq 180^\circ$ (0,5ФЦ);

$\Psi(\varphi) = 0$, якщо $(\varphi_i + \varphi_{i+1}) < 180^\circ$ (0,5ФЦ).

Необхідно відмітити, що реалізація алгоритмічного методу посереднім чином існує і в слідкуючих фазових системах, так як лежить в основі використання періодичності фазової характеристики фазометра для відновлення ФЦ.

Розглянемо його окремо. Можна виділити три підходи в його реалізації: обчислювальний, логічний, мікропроцесорний.

Сутність першого підходу полягає в тому, що у арифметико-логічному пристрої (АЛП) проводиться віднімання двох результатів вимірювань, причому віднімання проводиться за всіма значущими розрядами.

Другий підхід оснований на логічному аналізі лише старших розрядів результатів вимірювань (округлених значень ФЗ із точністю до 0,5ФЦ). Він характеризується значним спрощенням апаратурної реалізації, при високих технічних характеристиках [128, 197].

Найбільш універсальним є третій підхід - мікропроцесорний, оснований на аналізі послідовностей результатів вимірювань за допомогою ЕОМ, так і вмонтованого в прилад мікропроцесора. Зміною програми можна реалізувати як обчислювальний, так і логічний підходи, а також використати інші алгоритмічні методи підвищення достовірності результатів вимірювань [128, 197].

Третій метод вимірювання КФЗ оснований на незалежному підрахунку кількості ФЦ та вимірюванні ФЗ в межах 0° - 360° (ФЦ), полягає у специфіці інтерференційних вимірювань, наприклад, довжини. При цьому існують два різних режими: режим переміщення об'єкта відносно міри (пересування давача); та режим позиціонування (рухомий давач не рухається) [128, 197].

Для першого режиму основною задачею є надійний підрахунок ФЦ, для другого - високоточне вимірювання ФЗ (дрібної частини ФЦ). Таким чином, третій метод вимірювань КФЗ складається із двох незалежних методів вимірювань - лічби ФЦ та вимірювань КФЗ, а також методу усунення неоднозначності відліків, що зветься: стикування шкал або як пропонує автор - "зшивання" показань ФЦ та ФЗ. Необхідність усунення неоднозначності викликана наявністю кінцевої точності та розрізняльної здатності вимірювання ФЗ, а також відсутністю ідеальної фазової ідентичності каналів двох пристроїв. Така невизначеність з'являється, звичайно, в районі ФЗ близьких 0° , 360° , 720° і називається в класичній фазометрії "мертвою зоною". Ділянки фазової характеристики 270° - 90° є ділянками "зшивання" показань лічильника ФЦ та фазометра [128, 197].

В залежності від вимог до пристроїв рахування ФЦ, вони можуть виконуватись за схемою із двома лічильниками або одним реверсивним лічильником, причому остання, значно більш проста в апаратурній реалізації. Система із двома лічильниками, за видом знімання інформації про кількість ФЦ можуть бути миттєвої дії, тобто, коли на виході віднімаючого пристрою є різниця значень кожного із лічильників; періодичної дії - коли показання кількості ФЦ лічильника вимірювального

каналу знімають в моменти обнулення лічильника опорного каналу. Системи миттєвої дії мають більш високу швидкодію, але більш складну апаратурну реалізацію.

Мінімально необхідний набір елементів мають системи із реверсивним лічильником та пристроєм керування.

Вимірювання ФЗ в залежності від потрібної точності вимірювань, динаміки вимірювального процесу, а також специфічних умов експлуатації можуть базуватись на методах вимірювання за один період вхідних сигналів (миттєвих значень), та за час більше одного періоду (середніх значень). Методи вимірювання миттєвих значень забезпечують максимальну точність, завдяки зведенню до середнього результатів вимірювань [128].

Методи усунення неоднозначності можна розділити на методи із корекцією кількості ФЦ на $\pm 0,5\text{ФЦ}$ або 1ФЦ . Точність вимірювання КФЗ визначається похибкою вимірювання ФЗ як в режимі позиціонування, так і у випадку повільного сканування. Найбільш високу точність забезпечують зведені до середнього алгоритми цифрового вимірювання КФЗ. Основним їх недоліком можна вважати значний час вимірювання $T_{\text{вим}} \gg T_{\text{он}}$. При

вимірюванні КФЗ за один період $T_{\text{он}}$, час вимірювання мінімальний, але точність вимірювань залежить від співвідношення вхідної частоти та частоти квантуючих імпульсів часо-імпульсного перетворювача. Вимірювання миттєвого і середнього значення КФЗ використовується і в слідкуючих, і багатошкальних системах вимірювання КФЗ та відновлення кількості ФЦ.

Для оцінювання швидкодії кожного з методів вимірювання КФЗ необхідно врахувати, який час необхідний безпосередньо для вимірювань КФЗ, підрахунку ФЦ, так і час обробки видачі результатів вимірювань ПФЗ.

Пристрої, що використовують 1-й метод вимірювання КФЗ мають високі швидкості рахування ФЦ, але низьку точність інтерполяції КФЗ, та більший час обробки результатів. Найбільш перспективними є II та III методи вимірювання ПФЗ, але останній, завдяки своїй надмірності, має більш високі техніко-економічні характеристики [128, 197].

Наступний пункт присвячений вибору оптимального методу вимірювання ПФЗ та його реалізації за комплексним критерієм якості, який запропонований автором для порівняння та аналізу методів, що використовуються при вимірюваннях повних фазових зсувів, а також нових методів вимірювань розроблених на основі теорії фазочастотних вимірювань.

4.2. Оптимізація методів та засобів вимірювання повних фазових зсувів

Для вибору методу вимірювання ПФЗ та засобів його реалізації спочатку необхідно визначити критерій оптимізації для порівняння відомих методів (рис. 4. 1). Критерій повинен бути комплексним, тобто порівнювати будемо за кількома параметрами, причому для кожного показника необхідно визначити його ступінь значимості (ваговий коефіцієнт).

Порівняння методів проведемо за наступними важливими параметрами:

- допустима швидкість зміни КФЗ;
- час обробки одиничного вимірювання;
- точність вимірювання КФЗ;
- складність практичної реалізації.

Перший метод вимірювання ПФЗ, що ґрунтується на підрахунку ФЦ та інтерполяції КФЗ, характеризується високою допустимою швидкістю зміни КФЗ, яка може досягати при використанні гетеродинного перетворювача $\Delta\varphi_{Ton} = 2\pi$. Однак, точність вимірювання КФЗ (інтерполяції) обмежена, а її підвищення потребує значних апаратних затрат, а також значного часу обробки одиничного вимірювання, тобто, ефективність - низька.

Другий метод вимірювання ПФЗ, що ґрунтується на вимірюванні КФЗ та відновленні ФЦ, характеризується низькою допустимою швидкістю зміни КФЗ, яке за час $T_{вим}$ не повинно перевищувати в найкращому випадку 180° , а $T_{вим} \geq T_{on}$ при таких вимірюваннях.

Час одиничного вимірювання принципово обмежений для часових методів вимірювання з використанням часо-імпульсного перетворення. Для одержання однозначного відліку КФЗ в діапазоні $0^\circ - 360^\circ$, час перетворення повинен бути не меншим періоду сигналу, тобто $T_{вим\min} \geq T_{on}$. Вибір досить малого періоду вимірювання створює значні труднощі у забезпеченні високої точності виміру, їх завадостійкості, складності апаратної реалізації. Точність вимірювання пов'язана із часом вимірювання та обробки результатів $\Delta \approx a \cdot \sqrt{T_{обр}}$, а допустима швидкість зміни КФЗ рівна:

$$\Delta\varphi_{Тобр} = \frac{\Delta\varphi_{Тобр}}{Тобр} T_{вим} = \frac{\Delta\varphi_{Ton} \cdot T_{on}}{(K \cdot T_{on})}.$$

Через це, другий метод вимірювання ПФЗ, незважаючи на простоту алгоритму, для більшості задач є недопустимим, хочапри деяких обмежених

$\Delta\varphi_{\text{Тон}}$, є достатньо ефективним і лежить в основі множини слідкуючих систем, тобто його ефективність - середня.

Третій метод вимірювання ПФЗ, розроблений та запропонований автором, що ґрунтується на незалежному підрахунку кількості ФЦ та вимірюванні КФЗ з їх наступним “зшиванням” є надлишковим методом, тому що він є раціональною комбінацією перших двох, і при належних умовах він перетворюється у перший або другий із методів [128,197].

Надлишковість, як відомо, тягне за собою ускладнення апаратурної реалізації, що перш за все, викликано появою третьої компоненти процесу вимірювання ПФЗ - “зшивання” показників лічильника ФЦ та значення КФЗ, вимірюного фазометром.

На рис.4.2 зображені варіанти можливих положень векторів ФЗ лічильника ФЦ (ФЦ) та фазометра (ФЗ) на тригонометричному колі. На рис.4.2а розглянутий випадок, коли обидва вектори лежать в одному квадранті (1). Значення їх завжди неоднакові, тому що вони вимірюються незалежними пристроями, фазометром та лічильником ФЦ, через фазову неідентичність їх каналів та кінцеву точність вимірювань.

Значення ФЗ вектора ФЦ показано умовно, насправді воно може мати два значення відносно точки переходу через “0”, тобто $\varphi_{\text{фц}} > 0^\circ$ або $\varphi_{\text{фц}} < 360^\circ$.

Нехай таж ситуація склалась після підрахунку: $N = N_0$ ФЦ і фазометр виміряв, що КФЗ є $0^\circ < \varphi_i < 180^\circ$, $\varphi_i, \varphi_{\text{фц}} > 0^\circ$, тобто належить I та II квадрантам, тоді:

$$\Psi_a = N_0 + \varphi_i.$$

Коли ж, під час реєстрації, φ_i ($0^\circ < \varphi_i < 180^\circ$) із яких небудь причин (асиметричність, флуктуація, кінцева точність вимірювання $\varphi_{\text{фц}} < 360^\circ$ (див. рис.4.2б), тоді виконання підсумування дає невірний результат з похибкою - 1 ФЦ, що недопустимо. Для правильності результату показань лічильника ФЦ, необхідно їх відкорегувати, тобто вектор ФЦ потрібно з III, IV квадрантів перевести в I,II, що можна записати як:

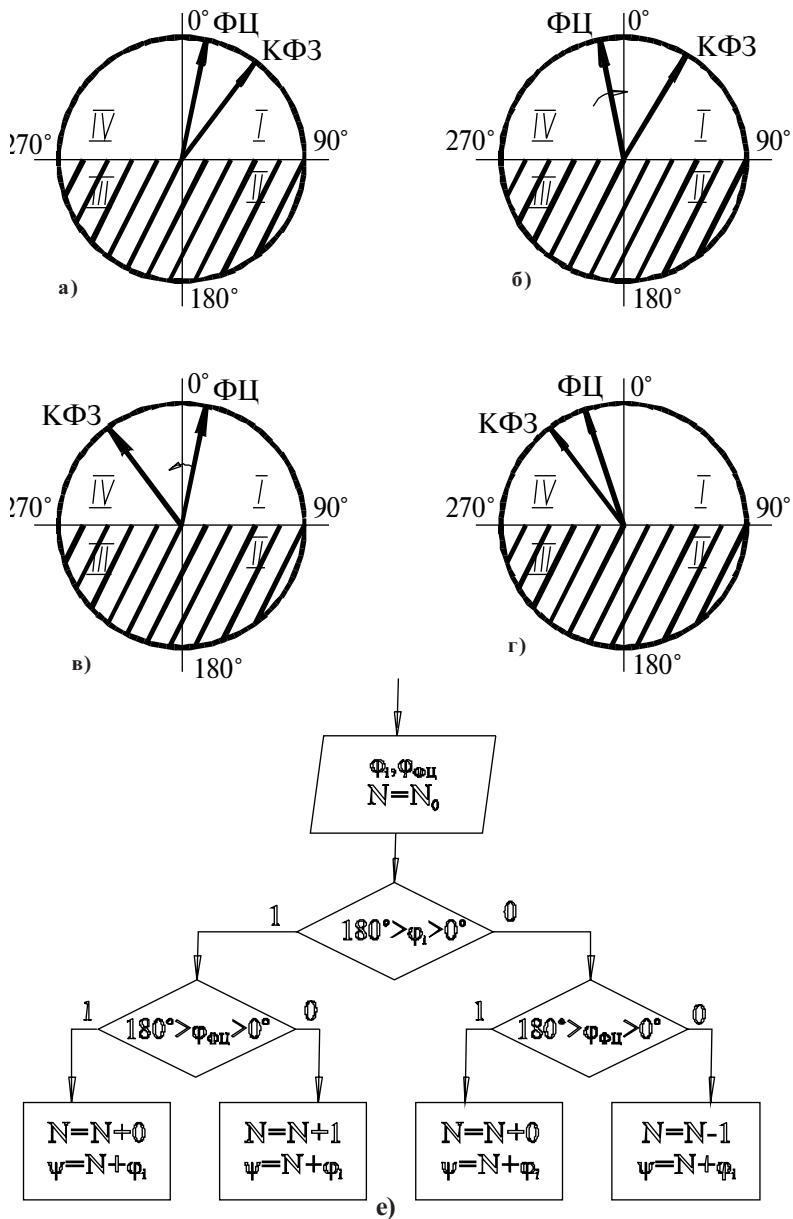


Рис. 4.2: а-г) варіанти можливих положень векторів КФЗ лічильника ФЦ та фазометра; е) структурна схема фрагмента алгоритма “зшивання”

$$\Psi_{\sigma}) = (N + 1) + \varphi_i$$

При умові, що зображена на рис.4.2в, необхідно показання лічильника ФЦ зменшити на 1, та перевести в III, IV квадранти, де знаходяться показники фазометра:

$$\Psi_{\sigma}) = (N - 1) + \varphi_i .$$

Для випадку рис.4.2г, де КФЗ та ФЦ знаходяться в одній площині $\Psi_{\sigma}) = \Psi_{\alpha})$, що дає таблицю 4.1 корекції згідно алгоритму “зшивання”.

Таблиця 4.1

ФЦ	КФЗ	корекція
0	0	0
1	0	-1
0	1	+1
1	1	0

Із специфіки проведення вимірювання ПФЗ виходить, що реєстрація ФЗ виконується в режимі позиціонування, коли зміна $\Delta\varphi_{Ton} \gg 0^\circ$ та переходи значень ФЦ можуть проходити лише близько від точки КФЗ (0° , 360°). Для фазометрів ця точка є “мертвою зоною”, викликана розривністю фазової характеристики, а її ширина визначається часовим розрізненням елементної бази (тригера фазового детектора) та флуктуаційними параметрами вхідних сигналів [197]. Звідси виходить важливий для практики висновок: **фазометр вимірювача ПФЗ не повинен мати “мертвої зони” в районі ФЗ (360° , 0°).**

Враховуючи, що $\Delta\varphi_{Ton} \gg 0^\circ$ або навіть якщо $\Delta\varphi_{Ton} \leq 90^\circ$, тоді корекція показника лічильника ФЦ необхідна не на всій напівплощині, а лише в I та II квадрантах (незаштриховані).

Із цього виходить, що для проведення “зшивання” показань КФЗ необхідно, щоб показання обох вимірювань знаходились в одній і тій же напівплощині фазового кола або в одному і тому ж квадранті. Практична реалізація методу “зшивання”, запропонованого автором, як видно з алгоритму, близька до алгоритму відновлення ФЦ і не є складною.

Необхідно підкреслити, що “зшивання” проходить в наступній часовій послідовності:

- вимірюється та реєструється значення ФЗ;
- реєструється найближча кількість ФЦ та її положення;
- проводиться аналіз положення ФЦ та КФЗ;

- проводиться необхідна корекція кількості ФЦ;
- проводиться підсумовування відкорегованого значення ФЦ та КФЗ;
- запуск нового циклу вимірювання КФЗ.

Швидкість лічби ФЦ третього методу вимірювання ПФЗ залежить від реалізації лічильника та методу обробки інформації. При гетеродинному перетворенні та використанні двох лічильників, межі зміни ФЗ при $+f_D \div -f_D$ згідного [128, 197]:

$$\Delta^- \varphi_{Ton} = -2\pi; \Delta^+ \varphi_{Ton} = 2\pi \left(\frac{T_{on}}{4t_{з.сеп}} - 1 \right).$$

Для реверсивного лічильника з квадратурним управлінням:

$$\Delta^- \varphi_{Ton} = -90^\circ; \quad \Delta^+ \varphi_{Ton} = +90^\circ$$

Час обробки одиничного вимірювання третього методу складається із трьох складових відповідно:

- часу реєстрації ФЦ;
- часу вимірювання;
- часу виконання “зшивання”.

При використанні двох лічильників, час реєстрації ФЦ, навіть при використанні системи миттєвої дії, відповідно $T_{обр} \gg 12t_{з.сеп}(N+1)$, тобто при $N=16$, $T_{обр} = 200t_{з.сеп}$, що накладає обмеження на $T_{on} \geq T_{обр}$. Наприклад, для $t_{з.сеп} = 5нс$ (ТТЛШ) $N=16$; $T_{on} \geq 1мкс$, що обмежує $f_{on} \leq 1МГц$. [128, 197].

Для системи з квадратурним управлінням реверсивним лічильником час $T_{обр}$ складається із двох величин: часу аналізу $T_{ан} \leq T_{on}$ та часу реєстрації $T_{реєстр} = T_{вст.ліч}$ звичайно час встановлення N розрядного лічильника:

$$T_{вст.л} = \left(\frac{N}{4}\right)T_{обр} + T_{техн} = 2\left(\frac{N}{4}\right)T_{обр} = 2Nt_{з.сеп},$$

де $T_{техн} = T_{вст.л}$.

Таким чином, при рівних ємностях лічильників та $N=16$:

$$t_{з.сер} = 5нс, T_{обр.} = T_{он} + 2Nt_{з.сер} = T_{он} + 160нс,$$

тому що $T_{он} \geq T_{вст.л}$, то $T_{обр} \geq 160нс$, а $T_{обр} \geq 2T_{он} = 320нс$, що в три рази менше, ніж при використанні двох лічильників.

З ростом N більш швидкодіючим за часом одиничного вимірювання будуть реверсивні лічильники з квадратурним управлінням [128, 197].

Порівнюючи методи рахунку із двома лічильниками та реверсивним лічильником за складністю практичної реалізації видно, що останні містять в 2-3 рази менше тригерних та логічних елементів та більш прості за схемними рішеннями.

Таким чином, єдиним параметром за яким система із реверсивним лічильником та квадратурним управлінням поступається дволічильниковим системам - це швидкість зміни ФЗ, яка в 4 рази нижча і складає:

$$\Delta\varphi_{Ton}^- = -90^\circ; \Delta\varphi_{Ton}^+ = +90^\circ.$$

Отже, третій метод має відповідно "добру" і "високу" ефективність, у порівнянні з іншими, для двох лічильників та реверсивного відповідно. На практиці при вимірюванні ПФЗ в реальних системах КФЗ не перевищує допустимих меж $\Delta\varphi_{Ton} \leq \pm 90^\circ$, тому останній метод найбільш часто застосовується в прецезійних вимірюваннях [128, 197].

Однак вибір методу вимірювання ПФЗ ще не визначає його точносних характеристик та швидкодії вимірювання. Він визначається методами, які застосовані при побудові головних вузлів кумулятивного фазометра: перетворювача фазового зсуву - інтервал часу, часо-імпульсного перетворювача; інтервал часу - кількість лічильних імпульсів, лічильника ФЦ, а також алгоритму обробки результатів. Важливі питання побудови головних вузлів кумулятивних фазометрів і їх технічні характеристики будуть розглянуті далі.

Тому результати оптимізації методів та засобів вимірювання ПФЗ зведені в таблицю (рис.4.4) і будуть слугувати орієнтиром при виборі конкретного методу, виходячи із потреби розроблення та виготовлення вимірювача ПФЗ.

Критерій оцінки	I метод вимірювання КФЗ	II метод вимірювання КФЗ	III метод вимірювання КФЗ (два лічильника)	III метод вимірювання КФЗ (реверсивний лічильник)
Допустима швидкість вимірювання КФЗ	ВЕЛИКА $\Delta\varphi_{\text{Топ}} \geq 2\pi$	НИЗЬКА $\Delta\varphi = \frac{\varphi_{\text{Топ}}}{K}$ $K \gg 1$	ВЕЛИКА $\Delta\varphi_{\text{Топ}} = -2\pi$ $\Delta\varphi_{\text{Топ}} \geq 2\pi$	СЕРЕДНЯ $\Delta\varphi_{\text{Топ}} = -\pi/2$ $\Delta\varphi_{\text{Топ}} = \pi/2$
Час обробки одиночного вимірювання	ЗНАЧНО ВЕЛИКИЙ $T_{\text{обр}} \gg T_{\text{оп}}$	СЕРЕДНІЙ $T_{\text{обр}} = K T_{\text{оп}}$	СЕРЕДНІЙ $T_{\text{обр}} \gg 12 t_{\text{рл}} (N+1)$	ВИСОКИЙ $T_{\text{обр}} = T_{\text{оп}} + 2N t_{\text{рл}}$
Точність вимірювання КФЗ	НИЗЬКА $\sigma_{\varphi} \sim 0.001 \text{ФЦ}$ (0.36°)	(ВИСОКА), при малих $T_{\text{обр}}$ СЕРЕДНЯ	ВИСОКА	ВИСОКА
Складність практичної реалізації	СКЛАДНА, особливо при малих σ_{φ}	ПРОСТА реалізація	СКЛАДНА реалізація: 2 лічильника, реєстри, суматор	ПРОСТА реалізація
Ефективність	НИЗЬКА	СЕРЕДНЯ	ДОБРА	ВИСОКА

Рис.4.4. Таблиця оцінки ефективності методів вимірювання ПФЗ

4.3. Фазочастотні методи вимірювання параметрів частотно-модульованих сигналів

Всі реальні сигнали із “гармонічною несучою”, які використовуються у радіовимірвальній техніці, можна представити у загальному вигляді:

$$S(t) = A(t) \cos \Psi(t).$$

Якщо при фазочастотних вимірюваннях цифровими методами, як правило, сигнали попередньо обмежуються, тоді головним інформаційним параметром стає повний фазовий зсув ПФЗ ($\Psi(t)$). Навіть при досить “чистих гармонічних сигналах” введення поняття середньої частоти f_0 є досить суттєвою, але все ж таки є наближеною моделлю реальних радіосигналів. Тому в рамках теорії фазочастотних вимірювань і перетворень радіосигналів (ФЧВ і ПР) головним інформаційним параметром є $\Psi(t)$, а через нього відповідно визначаються $f(t) = d\Psi(t)/dt$, а також класична f_0 :

$$f_0 = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{\infty} f_i(t) = \frac{1}{T_{вим}} \int_0^{T_{вим}} f(t) dt,$$

але все це за визначенням теорії ФЧВ і ПР. При такій послідовності визначень не втрачаються важливі особливості радіосигналів, а головне не виникає методичних похибок методів вимірювань [129, 158].

На основі розробленої автором моделі представлення кутової модуляції сигналу (ЧМ, ФМ) її параметри пропонується вимірювати методами прямих вимірювань, використовуючи поняття ПФЗ, який може бути в межах $-\infty < \Psi < +\infty$, і може значно перевищувати 2π , але при цьому $Mod_{2\pi}\{\Psi(t)\} = \varphi(t)$ - кут фазового зсуву у класичному розумінні.

Для пояснення суті методу прямих вимірювань розглянемо схему на рис.4.5.

Генератор опорних коливань G1 (носіїної частоти f_0) через кутовий модулятор 2 під'єднується до входів кумулятивного фазометра 3. На модуляційний вхід KM2 подають сигнал модуляції $S_m(t) = A_m \cos \Omega t$ і

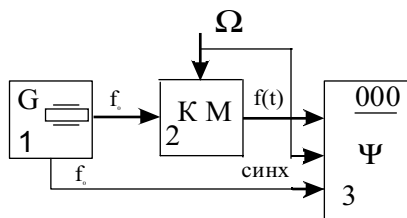


Рис.4.5. Структурна схема вимірювання параметрів кутової модуляції кумулятивним фазометром

сигнал на його виході має відповідний закон зміни

девіації $f_D(t) = f_D \cos \omega t$ (див. рис.4.6).

Вимірювання здійснюється кумулятивним фазометром (вимірювачем ПФЗ)

фазовим методом, відносно немодульованого коливання f_0 . В подальшому буде показано, що f_0 може бути вибрана не обов'язково на рівні нуль-переходів функції модуляції, а може також бути створена синтетичним шляхом або задана оператором [203].

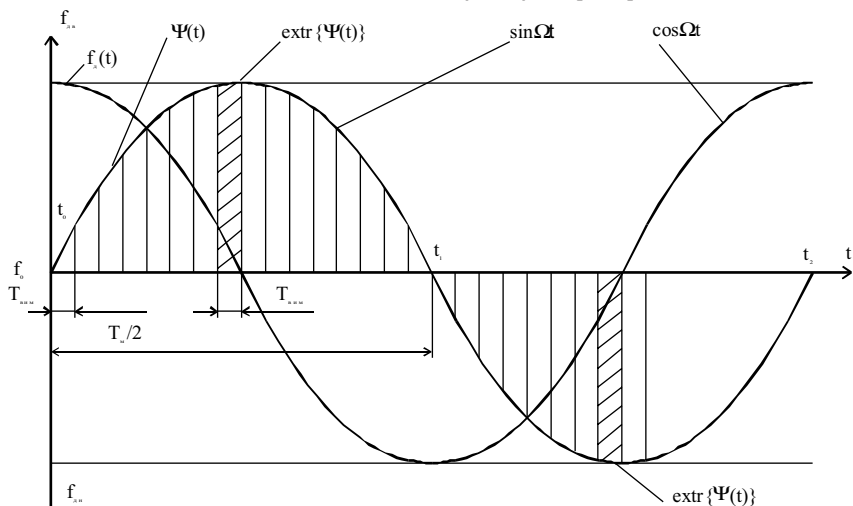


Рис.4.6. Залежність f_D , $\Psi(t)$ від закону модуляції

Як видно із рис.4.6, при вибраному законі модуляції і його параметрах f_D і Ω :

$$f(t) = f_0 + f_D \cos \Omega t,$$

- синусоїдальна ЧМ, тоді ПФЗ, який буде вимірюватись КФ між f_0 (пряма лінія) і $f(t)$ - синусоїда модуляції може бути знайдена як:

$$\begin{aligned}\psi(t) &= \psi_{on}(t_{\text{вум}}) - \psi_{\text{вум}}(t_{\text{вум}}) = \int_0^{t_{\text{вум}}} (\bar{\omega}_0 t - \bar{\omega}_0 t + 2\pi f_{\partial} \cos \Omega t) dt = \\ &= \int_0^{t_{\text{вум}}} 2\pi f_{\partial} \cos \Omega t dt = \frac{f_{\partial}}{F} \cdot \sin 2\pi F t_{\text{вум}} = m \sin 2\pi F t_{\text{вум}}.\end{aligned}$$

Якщо, КФ запустити в точці $t=0$, то $\Psi(t)$ буде змінюватися за законом $m \sin 2\pi F_{\text{м}} t_{\text{вум}}$, тоді:

$$\Delta \Psi(t) = \Psi(t_{\text{вум}}) - \Psi(t_0).$$

Можливі наступні варіанти вимірювання $f_{\partial}(m)$.

Як видно із рис.4.6 та закону зміни $\Psi(t)$:

$$\Delta \Psi_{\text{max}}(t = T/4) = \Psi(T/4) - \Psi(t_0) = \Psi(T/4),$$

або:

$$\begin{aligned}\Delta \Psi(T/4) &= \Psi_{\text{вум}}(T/4) - \Psi_{\text{он}}(T/4) = \\ &2\pi f_0 T/4 + m \sin 2\pi F T/4 - 2\pi f_0 T/4 = m,\end{aligned}$$

тобто:

$$\Delta \Psi(T/4)_{\text{max}} = m,$$

і ПФЗ за $T_{\text{вум}} = T/4$, є індекс ЧМ, звідки знаючи F , отримаємо:

$$f_{\partial} = m F_{\text{м}}.$$

Таким чином, параметри ЧМ вимірюються кумулятивним фазометром безпосередньо (прямі вимірювання), що забезпечує найвищий рівень точності.

Але визначити з високою точністю два значення $t = 0$ і $t_{\text{вим}} = T/4$ функції модуляції, крім випадку зовнішньої синхронізації (рис.4.5) є досить складною задачею.

Інший варіант, який може також забезпечити вимірювання $m(f_d)$, полягає у знаходженні екстремальних значень $\Psi(t)$ кумулятивного фазометра, який неперервно вимірює $\Psi(t)$, тобто $\text{extr}\Delta\Psi^+$ і $\text{extr}\Delta\Psi^-$ - знаки "+" і "-" говорять про відхилення від середнього значення $\Delta\Psi$:

$$\overline{\Delta\Psi} = (\psi^+ + \psi^-) / 2.$$

Для знаходження $\text{extr}\Psi(t)$ досить проглянути послідовність вимірюваних значень ПФЗ у цифрових кодах на виході КФ і вибрати ті значення, які є відповідно $\text{extr}\Delta\Psi^+$ і $\text{extr}\Delta\Psi^-$.

Якщо КФ запустити в $t = 0$, тоді:

$$\text{extr}\Delta\Psi^+ = \Delta\Psi_{\text{max}}(T/4), \text{ а } \text{extr}\Delta\Psi^- = \Delta\Psi_{\text{max}}(3T/4).$$

Але це не є необхідною умовою, тому що $\Psi(t)$ завжди при ЧМ буде мати $\text{extr}\Delta\Psi^+$ і $\text{extr}\Delta\Psi^-$, але вже в інших точках.

На відміну, від ще одного із варіантів екстремального методу, стробування приростів $\Delta\varphi(t_{\text{вим}})$, де $t_{\text{вим}} < 1/f_0$, дає знаходження:

$$\text{extr}\Delta\varphi^- = \int_0^{1/f_0} \cos 2\pi F_m dt = m \sin 2\pi \frac{F}{f_0} \cong 2\pi F_m / f,$$

при умові що $f_0 \gg F_m$, звідки $m = \text{extr}\Psi^+ \frac{f_0}{F_m}$ і при модуляції

$$f(t) = f_d \cos \Omega t, \text{ коли } f_0 \gg F_m:$$

$$extr\Psi^+ = 2\pi f_{\Delta} t_{вим} = 2\pi \frac{f_{\Delta}}{f_0} ,$$

$$\text{тоді} \quad 2\pi m \approx \frac{2\pi f_{\Delta}}{f_m} ,$$

і точність вимірювань буде залежати від співвідношення f_0 / F_m та значення f_{Δ} . Розглянутий метод знаходження $extr\Delta\Psi$ при неперервному вимірюванні $\Psi(t)$ забезпечує високі метрологічні характеристики [216].

В загальному випадку $|extr\Psi^+| \neq |extr\Psi^-|$, тому середнє значення m можна визначити як:

$$m = \frac{extr\Psi^+ - extr\Psi^-}{2} .$$

При $t_{вим}$ і $1/f_0$, визначається частотою f_0 (вимірювання $\Delta\varphi$ за період носійного коливання).

Для встановлення $N_{\varphi\Delta} = 0$, найкраще використовувати точки “0”- переходів $f_{\Delta}(t)$ (див.рис.4.6), тоді $N_{\varphi\Delta}(t_1) = 0$. Залежно від того, яким фронтом проведено $N_{\varphi\Delta} \rightarrow 0$, $\Psi(t)$ буде досягати $extr\Psi^+$, ($extr\Psi^-$), тобто:

$$m = \Delta\Psi = |extr\Psi^+| \neq |extr\Psi^-| ,$$

і повний фазовий зсув є індексом ЧМ, причому:

$$\{m\} = \{\Psi\} = \varphi , \quad [m] = [\Psi] = N_{\varphi\Delta} .$$

Якщо $m \leq 1$, ($\Delta\varphi \leq 360^\circ$), тоді можна проводити вимірювання

класичним фазометром.

При такому методі вимірювання f_0 не фігурує, але воно обмежується $t_{вим}$ і $1/f_0$.

Можливі два крайні випадки:

- $m \gg 1$, тоді $\Delta\varphi$ можна не вимірювати і $[m] = N_{\varphi_i}$;

- $m \ll 1$, тоді не має сенсу вимірювати $[\Psi] = N_{\varphi_i} = 0$.

Для оцінки і порівняння запропонованого методу вимірювання параметрів ЧМ, розглянемо його метрологічні значення основних технічних характеристик.

Динамічний діапазон вимірювання:

$$A\{m\} = \frac{360^\circ}{\Delta\varphi_{вим}},$$

де - $\Delta\varphi_{вим}$ - чутливість (розрізняюча спроможність) вимірювань.

При вимірюванні φ за період, із використанням часо-імпульсного перетворення із частотою $f_{кв}$, а також враховуючи, що сигнал модуляції змінюється за законом $\sin(\cos)$:

$$\delta\varphi_{\min} = \delta\varphi + \delta_{кв}, \text{ де } \delta_{кв} = 1/f_{кв} T_{вим} = f_0/f_{кв}, \text{ а}$$

$$\delta\varphi_{\max} \leq \int_0^{t_{вим}} f_{\partial} \cos 2\pi F t dt = \frac{f_{\partial}}{2\pi F} \left(1 - \cos \frac{t_{вим}}{T} \right).$$

Враховуючи, що $\cos z = 1 - \frac{z^2}{2!} + \frac{z^4}{4!} \dots$, і обмежуючись першими двома членами:

$$\delta\varphi_{\max f} \approx \frac{f_{\partial}}{2\pi f} \left(1 - 1 + \left(\frac{t_{вим}}{\sqrt{2}T} \right)^2 \right) = \frac{m}{4\pi} \left(\frac{t_{вим}}{T} \right)^2,$$

тоді при $t = T/10$, $\delta\varphi_{\text{дин}} \leq m/400\pi$, а при $m \leq 1$, $\delta\varphi_{\text{дин}} \leq 1/400\pi$.

Така незначна динамічна похибка пояснюється тим, що вимірювання $\varphi(t)$ відбувається в точках, коли значення $f(t) \rightarrow f_0$, тобто в точках "0" переходів функції модуляції F .

Динамічний діапазон вимірювань складе:

$$A\{m\} = -20 \lg \left[\frac{f_0}{f_{\text{кв}}} + \frac{m}{2\pi} \left(1 - \cos \frac{kF}{f_0} \right) \right],$$

де $\kappa = f_0 t_{\text{вим}}$ - кількість періодів f_0 , що вкладаються в $t_{\text{вим}}$.
Перша складова є похибка квантування, друга - динамічна похибка.
Можно записати також результат у вигляді:

$$A\{m\} = -20 \lg \left[\frac{f_0}{f_{\text{кв}}} + \frac{mk^2 F^2}{4\pi f_0^2} \right].$$

Якщо задати умову, $\delta\varphi_{\text{кв}} = \delta\varphi_{\text{дин}}$, тоді:

$$\frac{f_0}{f_{\text{кв}}} = \frac{mk^2 F^2}{4\pi f_0^2},$$

звідки:

$$f_0 \leq \left(\frac{mk^2}{4\pi} (f_{\text{кв}}^2 F^2) \right)^{1/3}.$$

Важливим є обмеження $f \geq 4f_d$ [172, 174], наприклад, для $f_d = 1\text{МГц}$, $f_0 = 5\text{МГц}$, $F = 1\text{кГц}$, $f_{\text{кв}} = 500\text{МГц}$, тоді:

$$A\{m\} = -20 \lg \left[\frac{5 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^8} + \frac{10^6}{2\pi} \left(k \frac{10^6}{25 \cdot 10^{12}} \right) \right] \approx 40\text{Дб},$$

тобто $\delta f_D(m) \leq 1\%$.

Таким чином, навіть при високих f_D , f_0 , вказані вище методи вимірювання забезпечують досить високі метрологічні характеристики на рівні кращих вимірювачів девіації [70,129].

Розглянемо тепер запропонований автором [] метод вимірювання середніх значень f_D , m , за допомогою кумулятивного фазометра. Нехай, зміна $f(t)$ відбувається згідно рис.4.7,

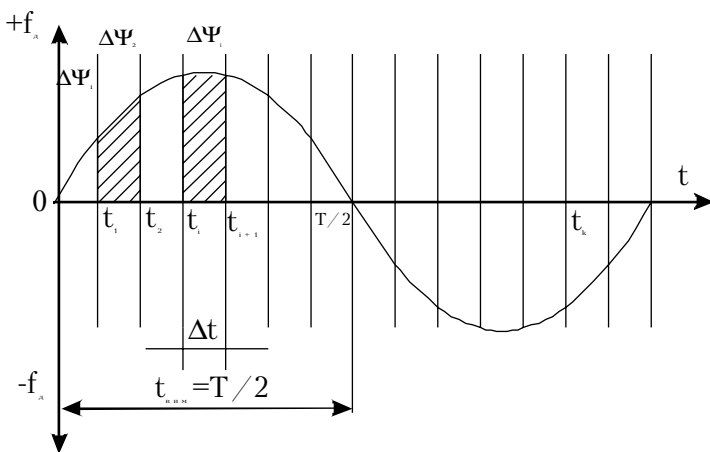


Рис.4.7. Вимірювання середніх значень f_D , m , як $\Sigma \Psi_i$

тоді на інтервалі $t_i \div t_{i+1}$:

$$\begin{aligned} \Delta \Psi &= \int_{t_i}^{t_{i+1}} f_D \sin \Omega t dt = -\frac{f_D}{\Omega} \cos \Omega t \Big|_{t_i}^{t_{i+1}} = -\frac{f_D}{2\pi F} \left[\cos 2\pi \frac{t_{i+1}}{T} - \cos 2\pi \frac{t_i}{T} \right] = \\ &= \frac{2f_D}{2\pi F} \left[\sin 2\pi \frac{t_{i+1} + t_i}{2T} \cdot \sin 2\pi \frac{t_{i+1} - t_i}{2T} \right] = -\frac{f_D}{\pi F} \sin \frac{2\pi}{T} \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) \cdot \sin \frac{\Delta t}{2}; \end{aligned}$$

при умові, що:

$$t_{i+1} = t_i + \Delta t,$$

тоді:

$$\Delta\Psi = \frac{f_D}{\pi F} \sin \pi \frac{\Delta t}{T} \cdot \sin \frac{2\pi}{T} \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right).$$

Знайдемо умову за якої $\Delta\Psi = \Delta\Psi_{\max}$:

$$\frac{\partial \Psi}{\partial t_i} = \frac{f_D}{\pi F} \sin \pi \frac{\Delta t}{T} \left(\cos \frac{2\pi}{T} \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) \right) \frac{2\pi}{T} = 0,$$

звідки:

$$\cos \frac{2\pi}{T} \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) = 0, \frac{2\pi}{T} \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) = \pm \frac{\pi}{2} + n\pi,$$

тоді $t_i + \Delta t / 2 = \pm (T / 4 + nT / 2)$, $\Delta t / 2 = T / 4$, для $n = 0$, $\Delta t = T / 2$, тобто мінімальний крок вимірювання $\Delta\Psi$ буде складати $\Delta t = T / 2$.

Знайдемо значення $\Delta\Psi$ і f_D при $t_{вим} = T / 2$:

$$f_D = \frac{\Delta\Psi_{\max} \pi F}{\sin \pi \frac{T}{2T} \cdot \sin \frac{2\pi}{T} \left(t_i + \frac{T}{4} \right)} = \pi F \Delta\Psi_{\max} (t_{вим} = T/2).$$

Таким чином, запускаючи вимірювач ПФЗ в точці "0" і закінчуючи її в точці $t = T / 2$, отримаємо $\Delta\Psi_{\max}$, і величину:

$$f_D = \pi F \Delta\Psi,$$

звідки:

$$m = \pi \Delta\Psi_{\max}.$$

Потрібно відзначити, що вказаний результат справедливий коли модулююча функція ЧМ сигналу $\sin(\cos)$ і її максимальне значення

визначають через коефіцієнт амплітуди:

$$k_a = \frac{A_{\max}}{A_{\partial}} = \frac{A_{\max}}{\sqrt{\frac{L}{T} \int_0^T [f(t)^2] dt}},$$

і коефіцієнт форми:

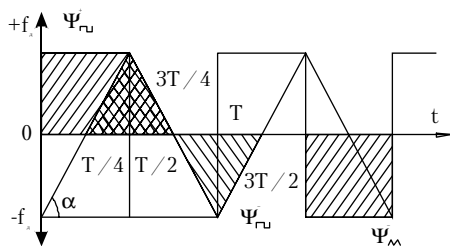
$$k_{\phi} = \frac{A_{\partial}}{|A_{cp}|} = \sqrt{\frac{\frac{L}{T} \int_0^T [f(t)^2] dt}{\frac{L}{T} \int_0^T [f(t)^2] dt}},$$

$$\text{тобто } A_{\max} = A_{cp} k_{\phi} k_a.$$

При інших законах модуляції k_{ϕ} і k_a будуть інші, але суть прямого методу вимірювання $m(f_D)$ при цьому не змінюється.

Розглянемо важливі для практики види модуляції сигналами типу “меандр” та “трикутник”.

Як видно із рис.4.8, під час модуляції меандром на інтервалі $t \in (0 \div T/2)$ КФ буде неперервно вимірювати:



$$\Delta\Psi^+ = \int_0^{T/2} f_{\partial} dt = f_{\partial} T/2 [\Phi\Omega],$$

$$\text{тоді } f_D = 2\Delta\Psi^+ F,$$

Рис.4.8. Вимірювання $m(f_D)$ при модуляції $m = 2\Delta\Psi$.

“меандром” та “трикутником”

Для сигналу модуляції

“трикутник” з кутом нахилу α :

$$\Delta\Psi^+ = 2 \int_{T/4}^{T/2} f_{\partial} k t dt = 2 f_{\partial} k(\alpha) \frac{t^2}{2} \Big|_{T/4}^{T/2} = k(\alpha) f_{\partial} \left(\frac{t^2}{4} - \frac{T^2}{16} \right) = \frac{3}{16} k(\alpha) f_{\partial} T^2,$$

враховуючи, що $k = tg\alpha = \frac{4f_{\partial}}{T}$, тоді:

$$\Delta\Psi^+ = \frac{3 \cdot 4 f_{\partial}}{16T} f_{\partial} T^2 = \frac{3}{4} f_{\partial}^2 T = \frac{3}{4} f_{\partial} m,$$

звідки:

$$f_{\partial} = \frac{4}{3} \frac{\Delta\Psi^+}{m}, \quad m = \frac{4}{3} \Delta\Psi^+ / f_{\partial}.$$

Враховуючи, що сигнали можуть бути асиметричними, потрібно вимірювати f_{∂}^+ і f_{∂}^- і знаходити середнє значення як:

$$\overline{f_{\partial}} = \frac{f_{\partial}^+ - f_{\partial}^-}{2}.$$

Точність вимірювань при $t_{вим} = T/2$ значно вища ніж при вимірюваннях шляхом знаходження $extr\Delta\Psi$, і швидкодія його рівна T , тобто для знаходження $f_D(m)$ досить одного періоду моделюючого коливання, що не забезпечується ні одним із відомих методів [129], при цьому, в залежності від конкретних f_0 , f_D , F , можливо забезпечити рівень точності краще ніж 0,1%, що вище ніж в еталонних приладах [68, 70, 129].

Єдиним недоліком можна вважати, що вказаний рівень гарантується лише для "чистих" сигналів, у яких відхилення реального закону модуляції від $\sin(\cos)$, "меандр", "трикутник" не відхиляється також на частки % [216]. Якщо ж, сигнали мають викривлення, а час вимірювання не має обмежень, тоді завдяки проведенню статистичного осереднення та обробки результатів багатьох вимірювань за $t_{вим} = T/2$, можливо значно підвищити точність та завадостійкість результатів вимірювань.

Так, наприклад, за $T_{вим} = 1c$ і $F = 1k\Gamma\mu$ можна провести 2000 вимірювань і зменшити статистичні характеристики похибки у $\sqrt{2000}$

разів (44 рази), що вказує на величезні потенційні можливості запропонованого автором нового методу вимірювання параметрів ЧМ сигналів вимірювачами ПФЗ [216].

На рис.4.9 зображена структурна схема одного із можливих варіантів вимірювачів параметрів ЧМС.

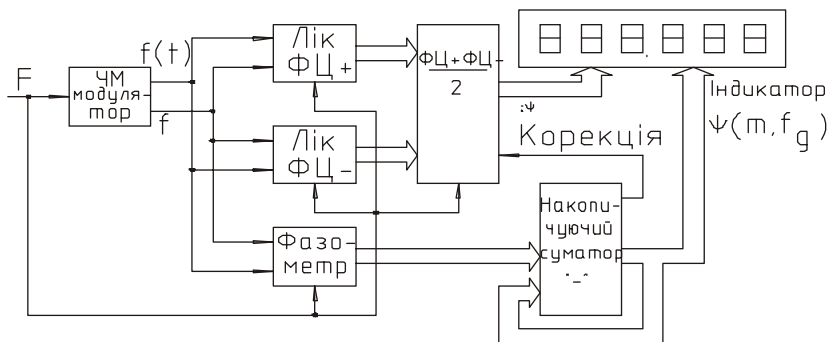


Рис.4.9. Структурна схема вимірювача параметрів ЧМС

Вимірювач містить два лічильники $\Phi\zeta^+$, $\Phi\zeta^-$ та фазометр і реалізує алгоритм вимірювання як за $t_{вим} = T/2$, так і $t_{вим} \gg T$.

Відзначимо іще один із нових методів, які стають можливими завдяки теорії ФЧВ і ПР, котрий автор назвав - компенсаційним. Схема працює за принципом слідування за фазою сигналу на виході ЧМ генератора 6 (рис.4.10), величину $f_d(m)$ якого потрібно виміряти.

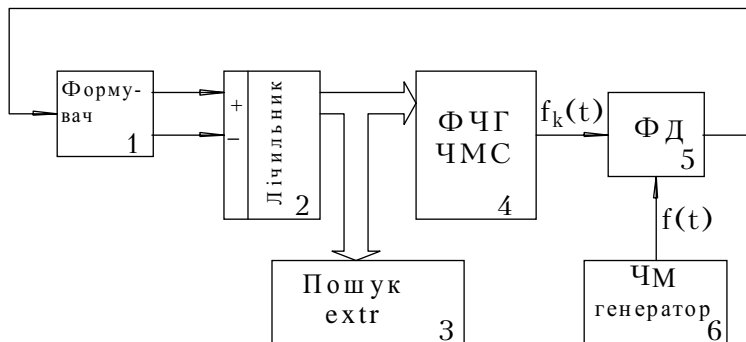


Рис.4.10. Компенсаційний вимірювач девіації

Вважаємо, що f_0 - відома, хоча це не має істотного значення для роботи фазочастотного генератора частотно-модульованих сигналів

(ФЧГ ЧМС) 4, що керується двійковим кодом лічильника 2, який створюється за допомогою схеми формування імпульсів 1 за сигналом розходження фазового детектора 5.

Використовуючи ФЧГ ЧМС із зовнішньою ЧМ і розрядністю коду керування $N=10$, можливо забезпечити похибку слідування

$$\delta f_0 \leq 0,1\%.$$

І наприкінці приведемо запропоновану автором класифікацію розроблених методів вимірювання параметрів ЧМС методами теорії ФЧВ і ПР (рис.4.11).

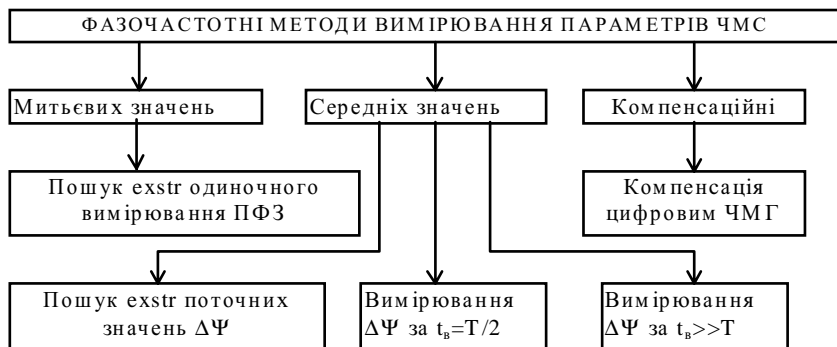


Рис.4.11. Класифікація фазочастотних методів вимірювання параметрів частотномодульованих сигналів

Враховуючи, що ЧМС зустрічаються у вимірювальній техніці не лише в радіотехнічних, а також і в оптичних, механічних, акустичних вимірювальних системах тому ефективність розроблених методів вимірювання має найперспективніші аспекти застосування нових підходів при вимірюваннях неелектричних величин [132, 133, 230].

4.4. Методи вимірювання повних фазових зсувів в оптоелектричних та механічних системах

На відміну від тільки фазових або тільки частотних методів вимірювань, які досить широко застосовуються у досить широкому класі оптоелектронних та механічних вимірювальних та інформаційних системах [125, 126, 130], фазочастотні методи посідають особливо важливе місце, так -як можуть одночасно виконувати в техніці фазочастотних вимірювань в оптоелектронних та механічних системах всі можливості. Найбільш характерними для них є широкий клас вимірювальних завдань, які відносяться до фізичного явища інтерферометрії в більш широкому розумінні хвильових процесів [79, 80, 124].

Тут інформаційними параметрами слугують повні фазові зсуви двох

або більше інтерферуючих коливань, які можуть мати електромагнітну (оптичні, радіотехнічні інтерферометри), або акустичні (ультразвукові), і іншу природу, тобто поняття ПФЗ розповсюджується на будь-який хвильовий процес, і може застосовуватись у вимірювальних цілях. Враховуючи, що найбільш наглядним і досить широко відомим явищем є оптичні інтерферометричні вимірювання, на їх прикладі розглянемо та проаналізуємо можливості фазочастотних вимірювань [6-8, 76, 180, 181].

Методи теорії ФЧВ і ПР дозволяють в загальному випадку розглядати лазерний вимірювальний інтерферометр, як первинний давач-перетворювач $L(\Delta L) \rightarrow \Psi(\Delta \Psi)$, тощо, хоча в рівній мірі є більш складною функцією досить багатьох параметрів довколишнього середовища, до яких можна віднести:

- температуру (α_T°);
- вологість;
- тиск;
- густину;
- прозорість, (e,m);
- інші параметри фізичного середовища, які впливають на фазочастотні параметри електромагнітної хвилі:

$$\psi(t, r) = \alpha r + \omega t = \frac{2\pi}{\lambda} l = 2\pi \nu t, \quad (4.1)$$

де l - довжина хвилі випромінювання із частотою ν .

Як відомо l залежить від параметрів середовища, що видно із хвильових рівнянь:

$$\nabla^2 E - \varepsilon \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0, \nabla^2 H - \varepsilon \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} = 0, \quad (4.2)$$

а також виражається через коефіцієнт фази:

$$\alpha = \omega \sqrt{\varepsilon \varepsilon_0 \mu \mu_0} = \frac{\omega}{v}. \quad (4.56)$$

Розглянуті вище параметри однозначно характеризують середовище, його фізико-хімічні властивості, і за допомогою різного роду перетворювачів

практично завжди можливо отримати на виході електричний сигнал у вигляді ЧМС і фазочототними параметрами пропорційними величині, котру потрібно виміряти.

В шостій главі будуть розглянуті оптоелектронні системи для потреб інтерферометрії, лінійних та кутових переміщень у просторі, методи та засоби, які дозволяють використовувати єдиний інформаційний параметр -ПФЗ [6-8, 10,11, 16, 180, 181 та інші].

Тому, враховуючи, що в сьомій главі наведено приклад ще одного специфічного практичного застосування лазерного багатоканального інтерферометра для визначення електронної густини плазми в реакторах типу ТОКАМАК [173, 198, 205, 211, 253-255], розглянемо вказані напрямки застосувань теорії ФЧВ і ПР.

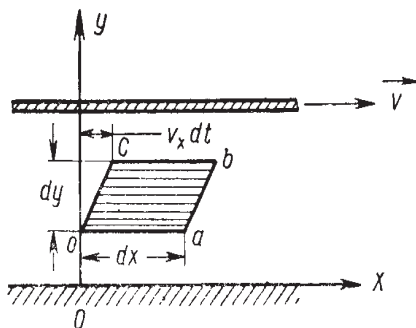
Прикладом, що демонструє широкі можливості та всеохоплення областей вимірюнь може слугувати навіть такий віддалений від радіовимірювань напрямок, як вимірювання в'язкості рідин та виначення їх властивостей.

Взагалі в'язкість рідких речовин визначають для аналізу складу речовини, для визначення реологічних властивостей рідини, прогнозування поведінки рідини в певних умовах. Вимірювання в'язкості рідких речовин проводять в медицині для визначення реологічних властивостей таких біологічних рідин, як кров, плазма, сироватка, мокрота, жовч, спинномозкова рідина та інше, що дає безпосереднє уявлення про однорідність, склад рідини і навіть дає можливість зробити певні висновки щодо стану здоров'я людини. Сутність явища в'язкості речовини полягає в тому, що в статичному стані речовина може мати тільки нормальні напруження, а при її русі виникають дотичні напруження, які характеризують сили внутрішнього тертя.

З погляду механіки суцільних середовищ основна розбіжність між твердими тілами і рідинами виявляється в тім, що при статичній рівновазі в перших можуть існувати як дотичні, так і нормальні напруги, тоді як у других при рівновазі існують тільки нормальні напруги (гідростатичний тиск). Дотичні напруження в рідині виникають лише при її русі. Саме ця властивість рідких і газоподібних речовин дозволяє створювати опір взаємному переміщенню сусідніх шарів і характеризувати в'язкість речовини. Тому всі методи вимірювання в'язкості полягають в тому, що певний об'єм рідкої речовини призводять до руху, а потім визначають або час витікання визначеної кількості рідини, або момент оберту, або швидкість падіння тіла в рідині тощо.

Дотичні напруження характеризують сили внутрішнього тертя, дію яких можна уявити, розглядаючи стаціонарний рух рідини між двома необмеженими паралельними площинами [21, 132, 133, 146], з яких

одна нерухома, а інша переміщається з постійною швидкістю \vec{v} у напрямку осі X як це показано на рис. 4.12.



Внутрішнє тертя, тобто в'язкість, характеризується як це видно із рис.4.12 тензором швидкостей деформації.

$$\vec{\Gamma} = \begin{pmatrix} \dot{\gamma}_{xx} & \dot{\gamma}_{xy} & \dot{\gamma}_{xz} \\ \dot{\gamma}_{yx} & \dot{\gamma}_{yy} & \dot{\gamma}_{yz} \\ \dot{\gamma}_{zx} & \dot{\gamma}_{zy} & \dot{\gamma}_{zz} \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Рис.4.12. Схема деформації елементарного об'єму речовини

Відповідно швидкість об'ємної деформації [21] буде

визначатись як:

$$\dot{\gamma}_v = \frac{\partial v_x}{\partial x} + \frac{\partial v_y}{\partial y} + \frac{\partial v_z}{\partial z} = \text{div } \vec{v} \quad (4.5)$$

Для речовини, яка знаходиться в статичному стані рівноваги [21] :

$$\dot{\gamma}_v = \text{div } \vec{v} = 0 \quad (4.6)$$

Система сил, що діють при русі речовини, яка обумовлена її в'язкістю показана на рис.4.13.

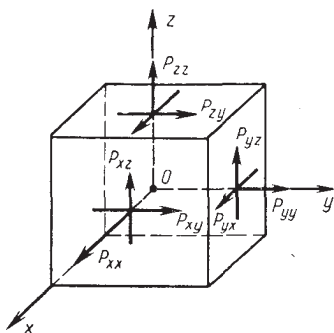


Рис. 4.13. Система сил, що діють на елементарний об'єм

При цьому напружений стан середовища характеризується тензором напружень $\vec{\Pi}$ [28] :

$$\vec{\Pi} = \begin{pmatrix} P_{xx} & P_{xy} & P_{xz} \\ P_{yx} & P_{yy} & P_{yz} \\ P_{zx} & P_{zy} & P_{zz} \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

Тензор напружень [28] можна розкласти на ізотропну складову і девіатор:

$$\vec{\Pi} = -p\vec{I} + \vec{\Pi}_0 \quad (4.8)$$

де $p = -\frac{1}{3}(p_{xx} + p_{yy} + p_{zz})$ - гідростатичний тиск, що виникає в речовині при її русі.

Ізотропна складова тензора напружень описує всестороннє стискання під дією гідростатичного тиску, а девіатор тензора напружень $\vec{\Pi}_0$ характеризує дію напружень на формозміну частинок речовини.

В таких випадках в'язкість середовища описують [21] за законом Ньютона як:

$$\vec{\Pi}_0 = 2 \cdot \eta \cdot \vec{\Gamma} \quad (4.9)$$

де $\vec{\Pi}_0$ —девіатор тензора напружень; $\vec{\Gamma}$ -тензор швидкостей деформацій, що співпадає в даному випадку зі своїм девіатором; η - коефіцієнт в'язкості речовини.

Одним з перспективних методів для визначення реологічних характеристик дослідної речовини є ротаційний метод [21, 133]. Перевагою ротаційних віскозиметрів серед інших є швидкість та простота вимірювання в'язкості речовини, відносно мала похибка вимірювання, так в деяких ротаційних віскозиметрах вона становить 1%. Ротаційні віскозиметри використовуються в багатьох галузях народного господарства. Так для визначення кінетичної в'язкості технічних мастил використовують капілярний віскозиметр, а для визначення динамічної в'язкості - ротаційний віскозиметр.

Одним із варіантів вирішення проблеми зменшення похибки і збільшення динамічного діапазону та чутливості ротаційного віскозиметра є застосування фазочастотного перетворювача для визначення реологічних характеристик речовини з подальшою автоматизацією процесу вимірювання. Застосування фазочастотного методу пов'язане з високими метрологічними характеристиками як вимірюваної величини так відповідно із такими характеристиками цієї величини як діапазон вимірювання, розрізняювальна здатність, а також похибка вимірюваної величини. Відповідно всі ці переваги фазочастотного методу розповсюджуються і при визначенні таких фізичних величин як лінійне переміщення, кут закручування та в'язкість речовини.

В основу ротаційного віскозиметра із торсіометричним

перетворювачем покладене визначення повного фазового зсуву за інтервал часу рівний часу розгортки кута закручування торсіону відносно корпусу і перетворенні визначеного фазового зсуву у відповідне значення реологічної характеристики речовини.

Механічний перетворювач в такій моделі виконує функцію перетворення реологічних характеристик речовини в механічні деформації, як правило це кут закручування торсіону α , тобто:

$$\alpha = f(\eta, \vec{\Pi}_0, \vec{\Gamma}) \quad (4.10)$$

Фазочастотний перетворювач в структурній моделі виконує функцію перетворення кута закручування торсіону в конкретне значення повного фазового зсуву (4.11), яке також залежить і від швидкості обертання ω [133, 196].

$$\Psi = f(\alpha, \omega) \quad (4.11)$$

В'язкість в таких ротаційних експрес-віскозиметрах залежить від зміни повного фазового зсуву між частотами $-\omega_1(t)$ та $\omega_2(t)$ і визначається за формулою [133, 196]:

$$\Psi(\omega, t) = \iint_s d\omega dt \quad (4.12)$$

Визначення повного фазового зсуву за час t_2 фазочастотним перетворювачем відбувається за формулою [196]:

$$\Psi(\omega, t) = Int \left[\frac{2 \cdot \pi}{n} \cdot N_{\phi\psi} \right] + Fr \left[\frac{2 \cdot \pi}{n} \cdot \frac{N_i}{N_{i\phi\psi}} \right] \quad (4.13)$$

де $N_{\phi\psi}$ - кількість фазових циклів;

N_i - кількість імпульсів на виході фазочастотного детектора в межах фазового циклу;

$N_{i\phi\psi}$ - кількість імпульсів квантування в фазовому циклі.

В'язкість рідини в такому ротаційному експрес-віскозиметрі [133, 196] на інтервалі $[0, t_2]$ визначається як:

$$\eta = \frac{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}{k \cdot n \cdot \omega_0} \cdot \left[N_{\phi u} + \frac{N_i}{N_{i\phi u}} \right], \quad (4.14)$$

де R - геометрична стала сприймаючого елемента;

C - жорсткість торсіона;

ω_0 - постійна кругова частота оберту торсіона;

n - кількість зубців на феромагнітній шестерні;

$k \leq 1$ - коефіцієнт, що залежить від форми $\omega(t)$, значення якого для

частот $\omega_1(t)$ і $\omega_2(t)$ [133, 196].

Пристрій автоматичного контролю і відображення реологічних характеристик перетворює інформацію про повний фазовий зсув, швидкість оберту сприймаючого елемента, температуру і тиск, за спеціальними алгоритмами, відображаючи її у вигляді реологічних кривих та конкретних значень реологічних характеристик.

Для вирішення проблеми пов'язаної із багатофакторною залежністю параметра в'язкості, який контролюється, пропонується узагальнена типова схема побудови комп'ютеризованої системи контролю, ідентифікації та вимірювання параметрів речовини (рис. 4.14) [133, 196].



Рис.4.14. Узагальнена типова схема комп'ютерної системи контролю, ідентифікації та вимірювання реологічних характеристик речовини

Наявність каналу зворотнього зв'язку дозволяє створювати адаптивні інформаційно-вимірювальні системи з елементами

інтелектуалізації. На думку автора, досить перспективним є використання в складі таких вимірювальних систем портативних ЕОМ типу Notebook, спряженого із ротаційним вимірювальним перетворювачем та системою давачів факторів зовнішнього впливу.

Мобільний варіант вимірювача реологічних властивостей речовини розміщується в звичайному кейсі і може використовуватись в польових умовах роботи медичних бригад швидкої допомоги для оперативної медичної діагностики.

Для контролю якості та ідентифікації нафтопродуктів система доповнюється набором еталонних зразків палива (А-95, А-92 тощо) та відповідним програмним забезпеченням для режимів "Ідентифікація", "Вимірювання" [133, 196, 230] .

Розглянутий вище приклад є лише демонстрацією тих можливостей що з'являються в області вимірювання фазочастотних параметрів радіосигналів у вторинних вимірювальних перетворювачах неелектричних величин. Розглядаючи вимірювальну систему рис.4.10 можна також знайти методи, які дозволять також всі неінформаційні (в даному випадку паразитні) параметри середовища вимірювати також за допомогою фазочастотних перетворювачів, які можуть бути двох типів.

Якщо явище формування пов'язане із формуванням активного радіосигналу (генеруючий давач), тоді основна увага приділяється завданню аналізу фазочастотних параметрів таких сигналів, і вирішується застосуванням методів вимірювання в рамках теорії ФЧВ і ПР.

Коли ж вимірювання неелектричного параметру пов'язане із впливом на вже існуючий радіосигнал електричного чи навіть оптичного виду, і при цьому інформаційний параметр середовища змінює саме фазочастотні параметри вже існуючого сигналу, потрібно користуватись також і методами синтезу (наприклад теорією здійснення ЗЧМ, тощо).

Тому основну увагу будемо приділяти не побудові конкретних вимірювачів неелектричних параметрам, а їх фазочастотним методам та засобам перетворення, які мають широкі функціональні можливості.

Для прикладу розглянемо один із характерних для теорії ФЧВ і ПР момент, коли потрібно проводити високоточні вимірювання ПФЗ у сигналів, котрі змінюються по частоті, і між ними виникає змінний у часі фазовий зсув, що і є інформативним параметром для динамічної торсіометрії [132, 133] і використовується не лише для вимірювання в'язкості [132, 218, 219].

4.4.1. Вимірювання тангенційних компонент моментів кручення валів, що обертаються

Проблеми із високоточної торсіометрії валів, що обертаються, в основному стосувались спеціальної техніки і основну увагу приділяли допустимому куту кручення силових валів гелікоптерів та підводних човнів, де перевантаження призводили до катастрофи. Особливістю таких вимірювань є те, що потрібно вести неперервний контроль і вимірювання значення кута кручення валопроводу при змінах кількості обертів та діапазону навантаження на вал, які сягають значень в 10-100 разів, але точність вимірювання при цьому в широкому діапазоні значень повинна бути незмінною і якомога вищою.

Найбільш ефективними системами вважались фазові вимірювачі кутів кручення валів, які використовували два генератори -давачі синусоїдальних (прямокутних) коливань, що були встановлені на кінцях валопроводу і мали ідентичні характеристики перетворення кута кручення - синусоїдальний (прямокутний) сигнал. Вимірюючи кут фазового зсуву електричних сигналів, що генерувались при обертанні валопроводу маємо інформацію про кручення валу на різних частотах обертання.

Наряду із незаперечними перевагами над іншими методами вимірювання, які є амплітудними, фазовий метод має один суттєвий недолік, який полягає у залежності розрізняючої здатності кута кручення $\Delta(\alpha)$ від діапазону вимірювання $D(\alpha)$.

Для збільшення точності (зменшення $\Delta\alpha$) використовують електричну редукцію збільшуючи кількість періодів коливання електричних сигналів на один період обертання вала, але при цьому в стільки ж разів зменшується діапазон $D(\alpha)$, що створює патову ситуацію при

$D(\alpha) / \Delta\alpha \geq 100 - 300$, штучно обмежуючи можливості високоточних вимірювань.

Вирішенням вказаної проблеми є застосування теорії фазочастотних вимірювань [220], яка базується на понятті повного фазового зсуву і методів його вимірювання, коли вимірюють не кут фазового зсуву $\varphi(0^\circ - 360^\circ)$, а повний фазовий зсув:

$$\Psi = N_{\varphi\omega} + \varphi, \quad (4.15)$$

для якого немає обмеження для $N_{\varphi\omega}$. Таким чином збільшуючи

коефіцієнт електричної редукції, можливо отримати досить малі значення $\Delta\alpha(\varphi) \sim 0,001^\circ$ на валу і менше при динамічному діапазоні $D(\alpha) > 100\text{дБ!}$, і однаковій точності вимірювання на будь якій ділянці діапазону кута кручення валопроводу.

Розглянемо більш детально побудову та основні вузли вимірювачів тангенційних складових кручення валів, що обертаються. В загальному випадку, не вдаючись в особливості первинного датчика-перетворювача $\alpha_{\text{tg}} \rightarrow \Psi$, прилад містить кумулятивний фазометр та систему обробки і видачі інформації, і його функціональна схема із виділенням принципово важливих вузлів наведена на рис.4.15.

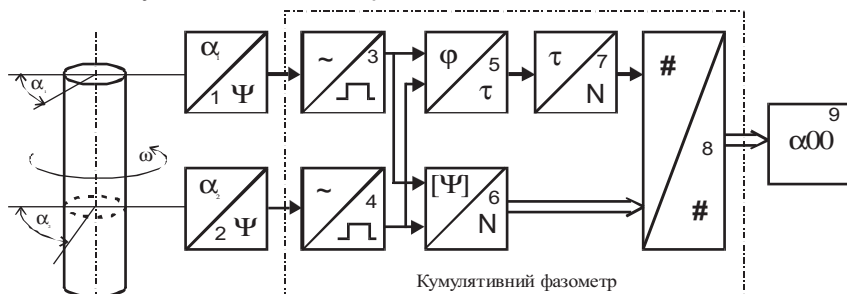


Рис.4.15. Функціональна схема вимірювача тангенційних складових кручення валів, що обертаються

Вимірювальні перетворювачі $\alpha \rightarrow \Psi$ 1,2 формують два гармонічні сигнали:

$$S_1(t) = A_1(t) \cos \omega t, \quad (4.16)$$

$$S_2(t) = A_2(t) \cos(\omega t + \Psi(t)), \quad (4.17)$$

котрі можуть мати у загальному випадку синусну (або ж іншу гармонічну форму) і різнитися за $A(t)$, $\Psi(t)$.

Для спрощення аналізу будемо вважати, що інформаційні сигнали в усталеному режимі є радіосигналами із синусною формою сигналу у якого змінюється такий параметр як ПФЗ. Оскільки інформативним параметром є $\Psi(t)$, то для відходу від впливу $A_1(t), A_2(t)$ - сигнали піддають підсиленню з обмеженням і перетворенням у прямокутні імпульси, при цьому вся інформація

про α буде закладена лише в часовому розташуванні (відносному зсуві) фронтів прямокутних імпульсів [218, 219].

Побудований за класичною схемою кумулятивний фазометр окрім вхідних формувачів 3,4 містить фазометричний перетворювач 5 $\varphi \rightarrow \tau$, та часо-імпульсний перетворювач 7 $\tau \rightarrow N_{им}$ і лічильник фазових циклів 6. Блок цифрового кодування та обробки результатів 8 перетворює інформацію про $\Psi(t)$ в показання кута кручення α , що і відображається на індикаторі 9.

Як вже говорилося вище, протиріччя в даній системі вимірювання відсутні [219], оскільки допускається підвищення розрізняювальної здатності (чутливості) кутового кручення за рахунок механічної або електричної редукції.

Розрахунок нижньої межі чутливості та потрібного коефіцієнта редукції можна визначити за наведеною нижче методикою:

1. Визначають потрібну чутливість $\Delta\alpha$ кута кручення яка може складати величини $\Delta\alpha \in (0,01^\circ - 0,0001^\circ)$, що задовольняє будь-які реально існуючі потреби.

2. В залежності від максимальної швидкості обертання валу та технічно задовільних характеристик кумулятивного фазометра і коефіцієнта редукції визначають $K_{ред}$, та підбирають його тип (механічний, електричний, тощо).

Наприклад.

Частота (максимальна) вхідних сигналів буде визначатися:

$$f_{\max \text{ вх}} = \frac{\omega_{\max}(t)}{2\pi} \times K_{ред} \quad (4.18)$$

де $\omega_{\max}(t)$ -максимальне значення частоти обертання валу;

$K_{ред}$ -сумарний коефіцієнт редукції.

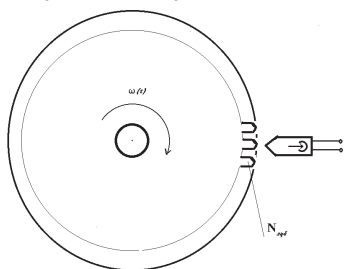
Оскільки:

$$K_{ред} = N_{зуб} K_{ред}' , \quad (4.19)$$

для зубчастого колеса перетворювача типу “шестерня”, і може мати додаткову систему редукції $K_{ред}'$, але на практиці намагаються вибрати

$K_{ред}^I \equiv 1$, тобто -перетворювач без додаткової редукції.

Розріз перетворювача такого типу із зубчастою шестернею зображено на рис.4.16.



Феромагнітне зубчасте колесо (шестерня) надіте на вал створює в зазорі магнітної головки (наприклад магнітофона) змінне магнітне поле, яке наводить ЕРС на виходах головки у вигляді:

$$U_{вих} = A(t) \cos(N_{зуб} \omega t + \phi(t)), \quad (4.20)$$

Рис.4.16. Розріз перетворювача із зубчастою шестернею

але форма сигнал що генерується таким тахометром істотно залежить від форми та конфігурації зубців ротора. Типові форми вихідних сигналів для деяких видів роторів зображені на рис.4.17 [219].

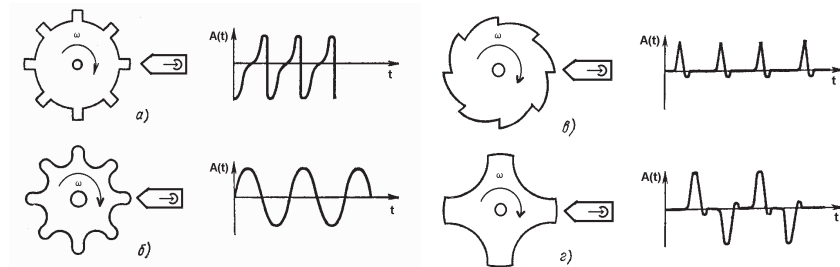


Рис.4.17. Типові форми вихідних сигналів тахометрів

Як видно з рис. 4.17б, лише шестерня із закругленим профілем зубців дає сигнал синусоїдальної форми, який є найбільш придатним для роботи кумулятивного фазометра.

Оскільки частота:

$$f_{вих} = N_{зуб} \frac{\omega(t)}{2\pi} \quad (4.21)$$

то одночасно є і збільшення чутливості:

$$\Delta\alpha = \frac{360^\circ}{N_{зуб}} \cdot \delta(\phi), \quad (4.22)$$

де $\Delta\varphi$ -відносна похибка вимірювання кута фазового зсуву кумулятивного фазометра.

Наприклад: для $N_{зуб} = 36$, (досить рідка шестерня), і $\delta(\varphi) = 0,01\%(0,0001)$ -типове значення вимірювання $\varphi(t)$ в частотному діапазоні $f \in (1 \div 10 \text{кГц})$ [218, 219], легко знайти:

$$\Delta\alpha = \frac{360^\circ}{36} \cdot 0,0001 = 0,001^\circ, \quad (4.23)$$

що відповідає вимогам прецизійної динамічної торсіометрії.

Типові залежності:

$$\lg \alpha = F(\lg N_{зуб}, \lg \delta(\varphi)), \quad (4.24)$$

зображені на рис.4.18.

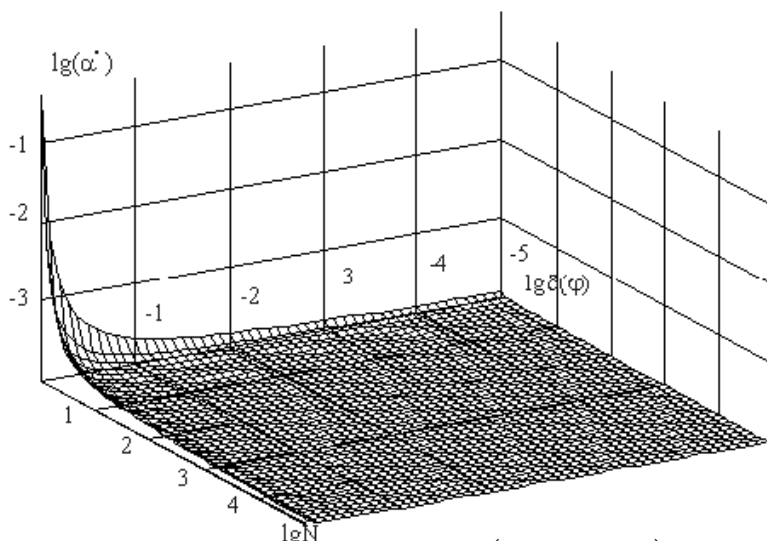


Рис.4.18. Типові залежності $\lg \alpha = F(\lg N_{зуб}, \lg \delta(\varphi))$

При наявності відповідних вимог отримання $\Delta\alpha \leq 0,00001^\circ$ і менше виникають проблеми виготовлення шестерні із потрібними допусками. При цьому також недосконалість технології їх виготовлення істотно обмежує чутливість, тоді компромісним буде рішення використання

додаткової редукції та $K_{ред}^!$, яку бажано робити електронними методами, наприклад шляхом множення частоти. Адже відомо [258], що під час множення частоти множаться і фазові співвідношення радіосигналів, тобто:

$$\psi_N(t) = N\psi(t), \quad (4.25)$$

і при $K_{ред}^!$ шестерня з $N_{зуб} = 36$, еквівалентна шестерні з $N_{екв} = 360$ зубців, але точність та розміри менш критичні до рівня технології виготовлення. Динамічний діапазон вимірювання кручення :

$$D = \frac{\Delta\alpha_{max}}{\Delta\alpha_{min}} = \frac{\Psi_{max}}{\Phi_{min}} = \frac{\Psi_{max}}{360^\circ \cdot \delta(\varphi)} \times K_{ред}^! = N_{max \PhiЦ} \cdot N_{зуб} \cdot K_{ред}^! / \delta(\varphi); \quad (4.26)$$

N_{max} - максимальна кількість фазових циклів які вимірює кумулятивний фазометр, (розрядна сітка цілих чисел).

Для двійкової системи $N_{max} = 2^{K_{ціл}}$ (де $K_{ціл}$ -кількість розрядів цілої частини), і для типових форматів складе:

$$1 \text{ байт } (K=8) \quad N_{max} = 356$$

$$2 \text{ байти } (K=16) \quad N_{max} = 65536$$

тобто, два байти перекривають всі реальні завдання торсіометрії. В той же час при:

$$N_{зуб} \cdot K_{ред}^! \leq 1000, f_{max} \leq 100 \text{кГц}, \quad (4.27)$$

частота обертання валу складе:

$$\omega(t) \sim 100^{06}/_c = 6000^{06}/_{хв}, \quad (4.28)$$

що перекриває номінальний діапазон швидкостей обертання реальних валів.

Похибка $\Delta\varphi \sim 0,01^\circ$, що складе $n = 16$ (кількість розрядів представлення коду кута фазового зсуву $\Delta\varphi$):

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{2^n} = 0,0054^\circ. \quad (4.29)$$

Тоді для $k = 16$, $n = 16$, і загальній сітці кодування інформації при α рівній 32- двійковим розрядам:

$$D(\alpha) = \frac{2^K}{2^{-n}} = 2^{K+n} = 2^{32} = 192[\text{дБ}]!. \quad (4.30)$$

Наприкінці проектування, як правило, точність і особливо $N_{\Phi U}$ - вибирають значно меншими, але навіть і тоді при $D(\alpha) \geq 100\text{дБ}$ забезпечується звичайним обладнанням на основі вимірювачів або вимірювальних перетворювачів кумулятивних фазових зсувів [218, 219].

На описаних вище принципах розроблено універсальну вимірювальну систему для потреб торсіометрії, що може працювати в діапазоні частоти обертання валопроводу 0 - 20000 об/хвилину, при цьому розрізнення за кутом кручення в цілому визначається можливостями виготовлення давача перетворювача. Наприклад, якщо в якості давача використати зубчасту шестерню із 360-ти зубцями (коефіцієнт редукції

360), тоді при куті кручення валу рівного $\alpha = 1^\circ$ відповідний йому зсув фаз електричних сигналів складе 360° . При роздільній здатності цифрового фазометра на частоті $f \sim 120\text{кГц}$ (20000 об/хв) може сягати

значення $0,001^\circ - 0,005^\circ$ (при вимірюванні за $T = 1\text{с}$) і $0,01^\circ - 0,05^\circ$ (при часі вимірювання рівному одному оберту валу), що складатиме

$$\Delta\alpha = 0,01'' \div 0,1'' \text{ (кутової секунди).}$$

Динамічний діапазон $D(\alpha) = 256$ (8-двійкових розрядів) і може бути необмежено розширений, але і при цьому діапазон кручення валопроводу може сягати 256° ! що задовольняє будь-яким гнучким валопроводам механізмів силового приводу.

Особливу увагу при виготовленні давача системи потрібно приділяти ідентичності форми зубців, тому ефективним є виготовлення шестерні на прецизійному зуборізальному верстаті з наступним розрізом шестерні навпіл по периметру і встановлення половинок синфазно. При діаметрі більше 50мм допуск на виготовлення зубів не повинен перевищувати

1 – 2 *мкм* , для забезпечення високої точності при вимірюванні за один оберт валу, при вимірюванні середніх значень точність виготовлення шестерні може бути на порядок нижча, але не бажано збільшувати похибку виготовлення гіршу 10 – 15 *мкм* .

Електронний блок представляє собою кумулятивний фазометр на робочі частоти до 200 *кГц* і може бути виконаний на одній мікросхемі FLEXlogic типу EPX780LC84-10, до якої підключені формуючі пристрої, засоби управління та відображення інформації [215, 218].

Областю застосування вимірювальних систем є автоматизовані системи контролю за дотримання технологічних режимів систем передачі енергії валами, що обертаються, і забезпечення заданої якості та безпеки торсіонного навантаження.

4.5. Вимірювання характеристик нестабільності частоти зразкових та опорних генераторів

Всі прилади як для вимірювання частотних так і часових характеристик та параметрів сигналів, а також формування точних значень частоти в генераторах та синтезаторах потребують взірцевих опорних генераторів (стандартів, еталонів) частоти, які і служать мірилом та визначають точність вимірювання. Існуючі стандарти (рубідієвий, цезієвий, та еталон (водневий) забезпечують рівень

значень $\frac{\Delta f}{f} \sim 10^{-10} \dots 10^{-12}$, але всі ці параметри досягаються лише

в спеціалізованих лабораторних умовах та інтервалах часу виходу на стабільний режим роботи (десяти хвилин-години), котрий необхідний для нормальних умов формування еталонних значень частоти [52, 70, 85, 115]. Для потреб вимірювальної техніки розроблені та випускаються малогабаритні взірцеві генератори типу "Гіацинт -М", які мають досить

високі значення відносної нестабільності $\frac{\Delta f}{f} \sim 10^{-7} \dots 10^{-9}$, і масово

використовуються в частотомірах, хронометрах , синтезаторах тощо [52, 70, 115]. Але знову ж таки, всі ці параметри досягаються після прогрівання термостата та виходу кварцового резонатора на номінальний частотний режим генерації [24-28, 70], тобто час готовності до вимірювання (формування) частотно-часових характеристик сигналів складає десятки хвилин [24, 27, 52, 70, 85, 115 та інші].

Використання малогабаритних кварцових резонаторів (вакуумних, герметизованих) здатне також забезпечити достатній рівень

$$\frac{\Delta f}{f} \sim 10^{-5} \dots 10^{-6}, \text{ але характеристики нестабільності в початковий}$$

момент після вмикання невідома, і вимірювання її класичними методами викликає значні труднощі, а у багатьох випадках є неможливим.

В [24-28, 229] розглядались методи вимірювання нестабільності частоти, як класичні, так і фазочастотний, що базується на теорії фазочастотних вимірювань і перетворень радіосигналів (ФЧВ і ПР) [221], серед яких можна виділити найбільш відомі рис.4.19 [24-28,52,70,229].

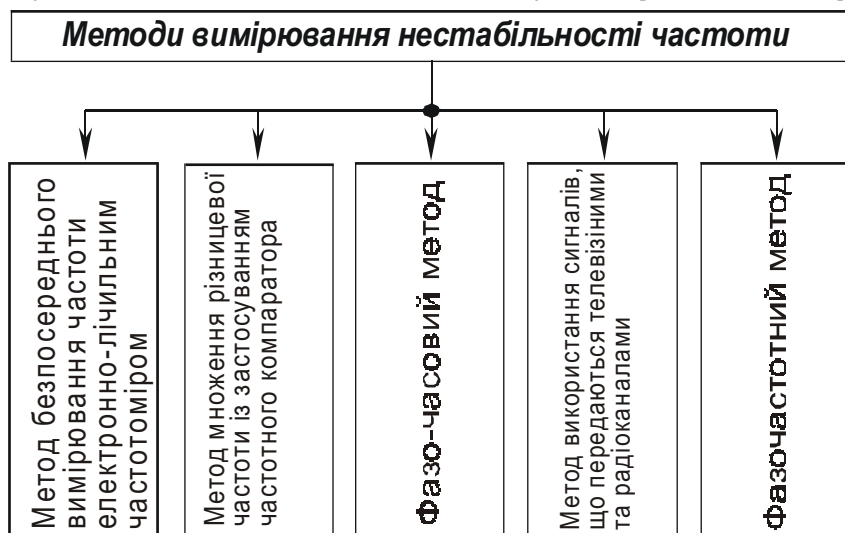


Рис.4.19. Класифікація основних методів вимірювання нестабільності частоти

Всі вони зорієнтовані на визначення однієї із найважливіших характеристик - стабільності частоти.

На рис.4.19 зображений один із варіантів класифікації методів вимірювання нестабільності частоти, тому розглянемо можливості основних із них, які регламентовані стандартами та методиками [52,70,85,115,224].

Згідно вимог [52, 70] під час атестації генераторів обов'язково визначають наступні метрологічні характеристики:

- δf - відносну похибку частоти;
- σ_f - середньоквадратичну похибку відтворення частоти;

- $\sigma_{\Delta f}$ - середньоквадратичне відносне відхилення частоти.

Менше використовуються параметри що характеризують відносну систематичну зміну частоти та середньоквадратичну відносну випадкову варіацію частоти.

Найпоширенішим і найпростішим є метод безпосереднього вимірювання частоти електронно-лічильним частотоміром (ЕЛЧ) (рис.4.19). Для підвищення точності вимірювання опорна частота внутрішнього генератора G_0 може бути замінена сигналом із зовнішнього еталонного генератора.

Відносна методична похибка вимірювання частоти даним методом буде рівною [28, 52, 70]:

$$\delta_f = \frac{1}{\tau f_x} = \frac{1}{\tau (f_H + \Delta f)} \quad (4.31)$$

де f_x - частота, яка вимірюється;

τ - інтервал часу вимірювання;

Δf - відхилення частоти сигналу від номінального значення;

f_H - номінальне значення частоти.

Даний метод використовують для визначення нестабільності частоти генераторів, відносна похибка по частоті яких на порядок вища відносної похибки визначеної по формулі (4.31). Однак даний метод у багатьох випадках не задовольняє вимог по розрізнявальній здатності вимірювання f_x .

Більшу точність вимірювання відносного відхилення частоти можна досягти використовуючи метод множення різницевої частоти за допомогою частотного компаратора [52,70]. Даний метод є різновидом гетеродинного методу. Для вирішення вимірювальної задачі, частоти які порівнюються, множать в К разів. Коефіцієнт помноження К визначає розрізнявальну здатність компаратора. Множення частот може бути прямим та декадним. Однак компаратори з прямим помноженням частоти мають ряд суттєвих недоліків. Основні з них - це громіздкість та велика вартість, викликані не ідентичністю ступіней множення змішувачів. Більш досконалими з цієї точки зору є компаратори з декадним помноженням частоти. Тому саме вони набули найбільшого розповсюдження [52,70,85,115].

Вихідний сигнал із частотного компаратора вимірюється ЕЛЧ, який працює в режимі вимірювання періоду. Відносне відхилення частоти визначається за формулою [24-28,52,70,85]:

$$\frac{\Delta f}{f_H} = \frac{1/T_B - f_H}{Kf_H}, \quad (4.32)$$

де Δf - відхилення частоти від її номінального значення;

f_H - номінальне значення частоти вихідного сигналу;

T_B - період сигналу з виходу частотного компаратора;

K - коефіцієнт множення на компараторі.

Методична похибка визначення відносного відхилення частоти даним методом буде рівною [52,70]:

$$\delta_f = \frac{\delta_T}{K}, \quad (4.33)$$

де δ_T - похибка вимірювання тривалості періоду.

Враховуючи, що:

$$\delta_T = \frac{T_0}{nT_B}, \quad (4.34)$$

отримаємо:

$$\delta_f = \frac{T_0}{nT_B k} = \frac{T_0(f_H + k\Delta f)}{nk}, \quad (4.35)$$

де T_0 - період слідування квантових імпульсів;

n - кількість періодів, що усереднюються ЕЛЧ.

Фазо-часовий метод [52,70,85] доцільно застосовувати при

великому часі вимірювання - 1 год, 1 доба і більше і реалізується наступним чином. Сигнал імпульсної форми з частотою 1 Гц від еталонного генератора подають на вхід "Запуск" електронно-лічильного частотоміра, який працює в режимі вимірювання інтервалів часу. Сигнал імпульсної форми з частотою 1 Гц від генератора, який перевіряється, подають на вхід "Зупин." частотоміра. Якщо генератор, який перевіряється не має виходу сигналу частотою 1 Гц, то цей сигнал формують з сигналу генератора частотою 5 МГц за допомогою синхронметра (наприклад, кварцового синхронметра Ч7-15) [24-28,70,115,229].

Метод використання сигналів частоти, які передаються по телевізійних і радіоканалах не потребує наявності зрозумілих генераторів у складі вимірювального приладу [52,70]. Даний метод базується на порівнянні частоти вихідного сигналу генератора із сигналом еталонної частоти за допомогою приймачів-компараторів [52,70].

В залежності від побудови приймача-компаратора є декілька різновидів реалізації даного методу [52,70]. Спільним для них є використання прийомного пристрою і фазометричної системи. В прийомному пристрої сигнал еталонної частоти фільтрується від завад і підсилюється. Фазометрична система вимірює різницю фаз між сигналами еталонної частоти, і частоти, яка вимірюється за калібрований інтервал часу.

Найчастіше для даної мети використовується приймач-компаратор Ч7-10. Його основні характеристики такі [52,70,85,115]:

- діапазон вхідних частот: $66,6(6)\text{кГц}$, 200кГц ;

- рівень вхідних сигналів: 1мкВ ;

- похибка порівняння частот: $\pm 5 \cdot 10^{-11}$ за 24 год, $\pm 1 \cdot 10^{-9}$ за 1 год.

Однак застосування приймачів-компараторів обмежене високою короткочасною нестабільністю еталонних сигналів частоти, які передаються по телевізійних і радіоканалах. Вони непридатні для визначення метрологічних характеристик високостабільних генераторів за малі (менше 1000с) інтервали часу [24-28,229].

При вимірюванні параметрів нестабільності частоти високо стабільних генераторів за короткі інтервали часу (1000с і менше) єдиним придатним методом визначення відносної різниці частот еталонного генератора і генератора, що перевіряється є метод множення різницевої частоти з застосуванням частотного компаратора [52,70]. Цей метод застосовують тільки для сигналів з номінальним значенням частоти 1 МГц чи 5 МГц при відносній різниці між частотами еталонного генератора і генератора, який перевіряється не більше $1 \cdot 10^{-6}$.

На відміну від розглянутих класичних методів пропонується вимірювати відхилення частоти Δf від її номінального значення фазочастотним методом за допомогою кумулятивного фазометра [128, 221], що вимірює повний фазовий зсув (ПФЗ) сигналу генератора, який перевіряється f_x , відносно сигналу еталонного генератора f_n .

Значення ПФЗ можна записати, як [128,221]:

$$\Psi(t) = \left\{ Ent \left[\frac{\Psi(t)}{2\pi} \right] + Fr \left[\frac{\Psi(t)}{2\pi} \right] \right\} = 2\pi N_{\Phi} + \Phi(t), \quad (4.36)$$

де Φ - кут фазового зсуву (КФЗ) ;

N_{Φ} - кількості фазових циклів.

Маючи інформацію про ПФЗ сигналів f_x та f_n можна легко визначити відхилення f_x від f_n взявши похідну по часу від $\Psi(t)$ [28,229]:

$$df = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Psi(t)}{dt}. \quad (4.37)$$

Також можна знайти швидкість зміни відхилення частоти як другу похідну по часу від $\Psi(t)$:

$$\frac{df}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2\Psi(t)}{dt^2}. \quad (4.38)$$

Фазочастотний метод здійсню внутрішнє гетеродинування в середині вимірювача, а не зовнішнім гетеродином, як в компараторі частот, що значно розширює динамічний діапазон вимірюваних нестабільностей[28, 229]. Типова схема вимірювання наведена на рис.4.20 [28]. Суть цього методу полягає в наступному. Сигнали від

еталонного генератора і генератора, який перевіряється надходять на входи кумулятивного фазометра, як показано на рис.4.20 [28,229].

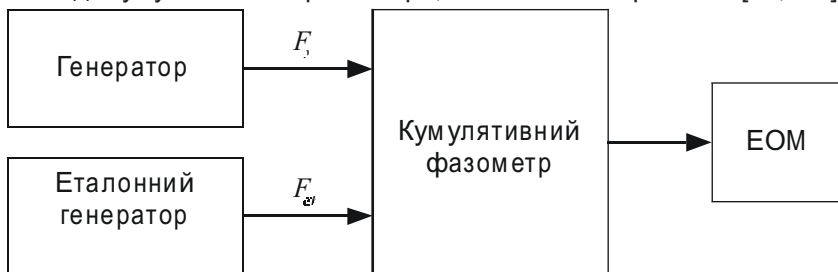


Рис.4.20. Типова схема вимірювання нестабільності фазочастотним методом

Кумулятивним фазометром вимірюються і порівнюються повні фази вихідних сигналів еталонного генератора і генератора, який перевіряється [28, 229]:

$$\psi_{em}(t) = 2\pi f_{ном}t + \varphi_{em}(t); \quad (4.39)$$

$$\psi_x(t) = 2\pi f_{ном}t + \varphi_x(t), \quad (4.40)$$

де $f_{ном}$ - номінальне значення частоти;

$\varphi_{em}(t)$, $\varphi_x(t)$ - флуктуації фаз вихідних сигналів, відповідно еталонного генератора і генератора, який перевіряється.

Відхилення частоти f_x від f_{em} визначається за формулою [28, 229]:

$$\Delta f = \frac{d(\psi_{em} - \psi_x)}{dt}, \quad (4.41)$$

де Δf - відносна різниця частот генераторів;

Ψ_{em} - повна фаза частоти еталонного сигналу;

Ψ_x - повна фаза сигналу генератора, який перевіряється;

f - номінальне значення частоти генератора.

Так, як вимірювання і порівняння повних фаз сигналів Ψ_{et} і Ψ_x відбувається неперервно, то це дає змогу прослідкувати динаміку

зміни частоти f_x , її абсолютного та відносного відхилення з часом. Даний метод представляється перспективним і вимагає проведення подальших досліджень і розробок [28, 229].

У [128] запропоновано новий оригінальний підхід до вимірювання повного фазового зсуву незалежним вимірюванням його складових $N_{\phi\zeta}$ та $\varphi(t)$ вимірювачем фазових циклів (ФЦ) та вимірювачем кута фазового зсуву (КФЗ), із наступним узгодженням ("зшиванням") результатів вимірювання ФЦ та КФЗ, без якого ПФЗ вимірювався б із грубими похибками.

Вимірювач фазових циклів фактично є пристроєм, що фіксує різницю частот за заданий інтервал часу. Тобто без застосування вимірювача КФЗ кумулятивний фазометр слід розглядати, як модифікований метод ЕЛЧ. Застосування ж додатково вимірювання КФЗ значно підвищує точність. Тому даний метод відноситься до прямих методів вимірювання і добре підходить для визначення нестабільності частоти генераторів.

Структурна схема фазочастотного вимірювача нестабільності частоти приведена на рис. 4.21 [28, 128, 229].

Із розглянутого вище можна зробити висновок, що лише фазочастотний метод вимірювання нестабільності генераторів зможе в повній мірі забезпечити сучасні вимоги, котрі висуваються до швидкісних процесів, адже він дозволяє знімати також фазочастотну характеристику динаміки зміни на будь якому проміжку часу. Тому розглядаючи його в рамках теорії ФЧВ і ПР, досить просто забезпечити вирішення задачі вимірювання, усунувши принципові протиріччя класичних методів в напрямку точність-час вимірювання [28, 128, 229].

Провівши статистичну обробку масивів результатів поточних значень вимірювань ПФЗ, можна не лише знайти параметри нестабільності, а також використовуючи їх прогнозуємо зміну в часі, та використовуючи фазочастотні методи здійснення зовнішньої модуляції проводити необхідну корекцію, із врахування типових відхилень від номіналу на ділянках виходу на режим кварцових генераторів.

Необхідно звернути увагу що розроблені в даному розлі методи вимірювання фазочастотних параметрів радіосигналів повністю підтверджують адекватність теоретичних математичних моделей, які складають теоретичні основи ФЧВ і ПР, більш того, вони дозволили

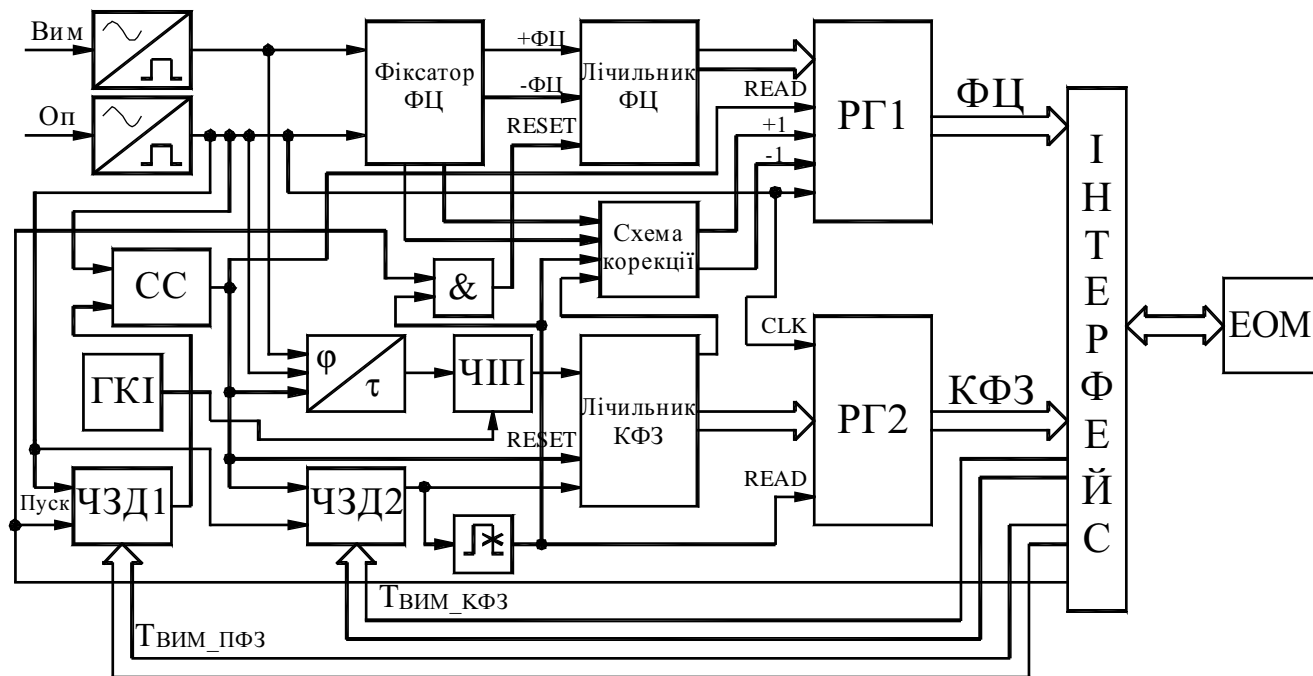


Рис.4.21. Структурна схема фазочастотного вимірювача нестабільності частоти

вирішити поновому такі важливі завдання як вимірювання параметрів ЧМС та вимірювання динамічної торсіметрії. Оскільки дослідження проведені на складних радіосигналах із нелінійними видами модуляції (ЧМ) та фомування (особливо в режимі динамічної торсіціометрії, коли одночасно змінюється і повна фаза і частота обртання валу (опорного каналу)), можна стведжувати, спираючись на результати вимірювань кумулятивної фази в лазерних інтерферометричних системах [153, 173, 175, 198, 206, 208, 215], що розроблені моделі успішно пройшли перевірку на адекватість.

Для підтвердження метрологічних апектів розроблених методів та засобів вимірювання фазочастотних парметрів потрібно розглянути та проаналізувати методи відповідного метрологічного забезпечення, та можливості використання нових технологічних можливостей, що вікриваються в рамках теорії ФЧВ і ПР, тому шоста глава присвячена вказаним питанням.

ВИСНОВКИ ДО ЧЕТВЕРТОЇ ГЛАВИ

1. На основі аналізу моделі представлення кутової модуляції вперше запропоновано вимірювати параметри ЧМС прямими методами, використовуючи поняття ПФЗ, що дозволило розробити нові методи вимірювання девіації із підвищеною точністю та швидкодією.

2. Розроблено та проаналізовано методи вимірювання параметрів ЧМС шляхом вимірювання ПФЗ модульованого коливання відносно опорної (носіїної), і показано що може бути використано як вимірювання миттєвих та середніх значень ПФЗ, в залежності від вимог точності або швидкості отримання результатів.

3. Проаналізовано запропонований метод вимірювання параметрів кутової модуляції кумулятивним фазометром миттєвої дії і показана істотна залежність точності вимірювання від співвідношення постійної f_0 , девіації f_δ та модулюючої F частот, що дозволяє провести розрахунок допустимої похибки вимірювання.

4. Показано, що методи стробування екстремальних значень девіації дозволяють вимірювати важливі для практики відхилення девіації “вниз” та “вверх”, а також визначити класичне значення f_δ , і розширює функціональні можливості вимірювань реальних сигналів із несиметричними каналами.

5. Розроблено та проаналізовано метод вимірювання середніх значень девіації за час вимірювання кратний півперіоду модулюючої функції і доведено їх висока ефективність на рівні кращих вимірювачів девіації, та вказані шляхи подальшого підвищення точності шляхом осереднення, що дозволить покращити точність в 44 рази (за час $T_{вим} = 1с$), при

$F_{мод} = 1кГц$, у порівнянні із $T_{вим} = 0,5с$.

6. Розроблено та запропоновано компенсаційний метод вимірювання девіації із використанням швидкодійного цифрового генератора ЧМС, що нечутливий до форми сигналу модулюючої функції і здатен вимірювати пікові f_δ .

7. Розглянуті та визначені похибки вимірювання девіації частоти при використанні модулюючих сигналів із формою “трикутних” та “пилкоподібних” коливаний встановлено, що для вірного відліку значень f_δ при цьому потрібно змінити значення нормуючого коефіцієнта, який

враховує коефіцієнт форми функції модуляції.

8. Запропонована класифікація фазочастотних методів вимірювання параметрів ЧМС, розроблених в рамках теорії ФЧВ і ПР, що дозволяє визначати та вибирати для реалізації конкретний метод, виходячи із особливостей та потреб вимірювань.

9. Проведений аналіз методів вимірювання повних фазових зсувів радіосигналів при вимірюванні різного роду неелектричних параметрів в оптоелектронних та механічних системах, і показана ефективність параметра ПФЗ в напрямку збільшення точності та динамічного діапазону вимірювань.

10. Розроблено та проаналізовано на прикладі моделі ротаційного віскозиметра проблеми зменшення похибки вимірювання і вказано на її вирішення шляхом використання вимірювання ПФЗ, запропоновано узагальнену структурну схему побудови вимірювальних систем.

11. Запропонована функціональна схема універсального вимірювача тангенційних складових кручення валів що обертаються, проаналізовані метрологічні можливості та розроблені вимоги до основних вузлів вимірювачів, що дозволяють проектувати та розраховувати вимірювальні перетворювачі із потрібними характеристиками.

12. Досліджено та розроблено фазочастотний метод вимірювання нестабільності частоти, встановлено, що він є найбільш ефективним (за параметром точність-швидкодія), і вказано, на нові можливості використання результатів вимірювання ПФЗ та його зміни у часі, для покращення характеристики нестабільності генератора на етапі виходу на номінальний режим.