

6. МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ МЕТРОЛОГІЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ВИМІРЮВАНЬ ФАЗОЧАСТОТНИХ ПАРАМЕТРІВ РАДІОСИГНАЛІВ

Всі вимірювальні засоби і прилади потребують метрологічної атестації, тому розробка взірцевих засобів метрологічної атестації є актуальною задачею, особливо це ж стосується нового напрямку вимірювань фазочастотних параметрів радіосигналів [201]. Враховуючи, що при вимірюванні ПФЗ основним параметром все таки є КФЗ, особливо увагу потрібно приділити саме методам та засобам завдання каліброваних значень КФЗ, а точніше їх приростів [40, 41]. Що стосується питання створення каліброваних значень ПФЗ для радіосигналів, то тут потрібно використовувати нові нетрадиційні підходи, притаманні класичній радіовимірювальній техніці.

Прецизійні пристрої завдання КФЗ (в тому числі і серійні калібратори фази Ф1-4, Ф1-5, Ф5125), які використовують принцип фазової стійкості тригерних подільників частоти з дискретом $\Delta\varphi = 360^\circ / N_{\text{д\`ел}}$, хоч і мають

високу точність, але є пристроями низькочастотними $F_{\text{роб}} \leq 10 \text{ МГц}$.

Похибки задавання приростів КФЗ еталонними засобами в радіодіапазоні складає величину $\sigma\varphi \sim 10^{-5} \div 10^{-6}$ ФЦ [62], і в той же час, в області квантової електроніки досягнуто великих успіхів у вимірюванні одиниць часу, частоти і довжини [62, 145]. Використання фундаментальних констант швидкості світла і частоти лазерного випромінювання, які відомі з похибкою $\sigma \sim 10^{-9} \div 10^{-10}$, дозволяє виразити одиницю довжини через швидкість світла і частоту $L = c/\nu$ [145], забезпечивши тим самим похибки вимірювання лінійних розмірів $\Delta L = 1_m$, із $\sigma\Delta_L \leq 10^{-9}$ м. Добрі результати досягнуті також в метрологічному забезпеченні в області кутових переміщень [79, 90], які забезпечують $\sigma \sim 10^{-7} \div 10^{-9}$.

Використання методів та засобів, що використовують в своїй основі високоточні методи квантової електроніки для прецизійних вимірювань лінійних та кутових переміщень відкриває перспективи створення на їх основі зразкових засобів задавання приростів КФЗ в радіо, а також і оптичному діапазоні із метрологічними характеристиками на 12 порядків кращими ніж у існуючих засобах [62]. Доказом

перспективності даного напрямку є розробки калібраторів фази із використанням для задавання приростів КФЗ лінійних та кутових переміщень елементів лазерних пристроїв [6, 11, 16, 18, 59, 62, 73, 208, 209], в числі яких і роботи автора [8-11, 16, 59, 62, 73, 208, 209].

Забезпечення високих точностних параметрів, як метрологічної апаратури, так і засобів вимірювання неможливо безістотного якісного стрибка у проведенні експериментів автоматизації, широкого застосування засобів обчислювальної техніки для підвищення достовірності отриманих результатів. Найбільш ефективним шляхом автоматизації є створення автоматизованих вимірювальних систем на основі мікро ЕОМ (сімейства СМ ЕОМ, IBM PC), до складу яких не входять спеціальні вимірювальні перетворювачі, котрі безпосередньо вмонтовуються у канал системи і виконані у вигляді самостійних агрегатувальних блоків та плат, наприклад в системі КАМАК. Розробкам подібних автоматизованих систем присвячені роботи автора [49-51, 62, 163 і інші.].

В даній главі будуть розглянуті розроблені і запропоновані автором нові методи та засоби завдання приростів КФЗ в радіо та оптичному діапазоні як із використанням методів електроніки, так і властивостей лазерного випромінення і методів управління його параметрами, а також метрологічного забезпечення формування фазочастотних параметрів радіосигналів і деякі особливості побудови автоматизованих вимірювальних систем.

6.1. Методи електронного задавання каліброваних значень фазових зсувів.

Насамперед, потрібно відмітити, що каліброваними значеннями можуть слугувати лише прирости КФЗ, а не його абсолютні значення, тому що задавання та вимірювання останніх принципово неможливо, маючи на увазі наявності систематичних похибок як самих джерел, так і засобів з'єднувальних комунікацій, таким чином враховуючи, що в рамках теорії

ФЧВ і ПР $\text{ПФЗ} \leq 2\pi$, і є різниця $\Delta\varphi = \Psi_{\text{кін}} - \Psi_{\text{поч}}$ всі визначення щодо метрологічного забезпечення КФЗ справедливі і для ПФЗ. Наявні засоби прецизійного задавання приростів КФЗ називають калібраторами фази (Ф1-4, Ф1-5, Ф5125 і т.д.), але при цьому вони на практиці використовуються для атестації в режимі приростів КФЗ (дискретних значень). Задаючи прирости КФЗ із дискретом $\Delta\varphi$, можна привести та атестувати вимірювальний прилад за всіма значеннями діапазону робочої шкали, використовуючи для перевірки набір дискретних значень $\Delta\varphi, 2\Delta\varphi, \dots, N\Delta\varphi$, які задаються із високою

точністю, на відміну від абсолютного значення КФЗ, відповідно при $N\Delta\varphi > 2\pi$ перевіряють роботу вимірювача ПФЗ.

Електронні методи формування пристроїв КФЗ можуть бути самими різноманітними [40, 41], але найбільш широке розповсюдження отримали методи, які використовують природній еталон каліброваних дискретних значень пристроїв КФЗ на основі подільників частоти [41]. Найбільш простими та високочастотними є калібратори пристроїв КФЗ, які використовують як еталонне джерело - лічильник Джонсона [5, 41], на виходах якого присутній увесь набір можливих дискретних значень пристроїв КФЗ.

На рис.6.1а приведена структурна схема калібратора пристроїв КФЗ на лічильнику Джонсона, на рис.6.1б - часові діаграми в характерних точках.

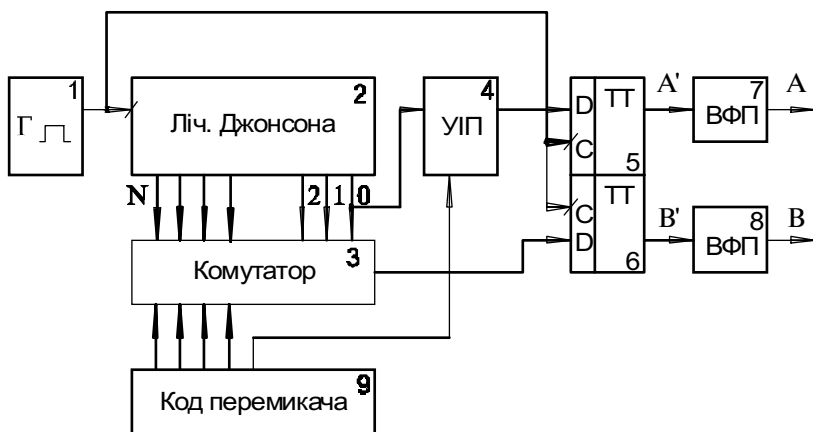
Калібратор містить [41] генератор тактових імпульсів 1, лічильник Джонсона 2, виконаний на кільцевому регістрі зсуву із зворотнім зв'язком, який управляється кодовим перемикачем 9, електронний комутатор 3, два синхронних D-тригери 5 і 6, вхідні формуючі пристрої 7,8. Калібратор працює наступним чином. Генератор 1 виробляє прямокутні імпульси із частотою f , які поступають на лічильний вхід лічильника Джонсона 2. По кожному робочому (передньому) фронту імпульсу лічильник зсуває імпульсну послідовність ("нулів" або "одиниць") на один розряд, формуючи на виходах лічильника Джонсона $2N$ -періодичних прямокутних послідовностей, зсунутих відносно один одного на величину дискрета задавання приросту КФЗ

$\Delta\varphi = 180^\circ / N$, які проходять із частотою $F_{вих} = f / 2N$, де N кількість тригерів в лічильнику Джонсона 2. Управляємий кодом перемикача 9, комутатор 3 підключає потрібний вихід лічильника Джонсона 2 на D-вхід D-тригера 6, а нульовий вихід через управляємий інвертор - повторювач 4 підключений до D-входу D-тригера 5 опорного каналу.

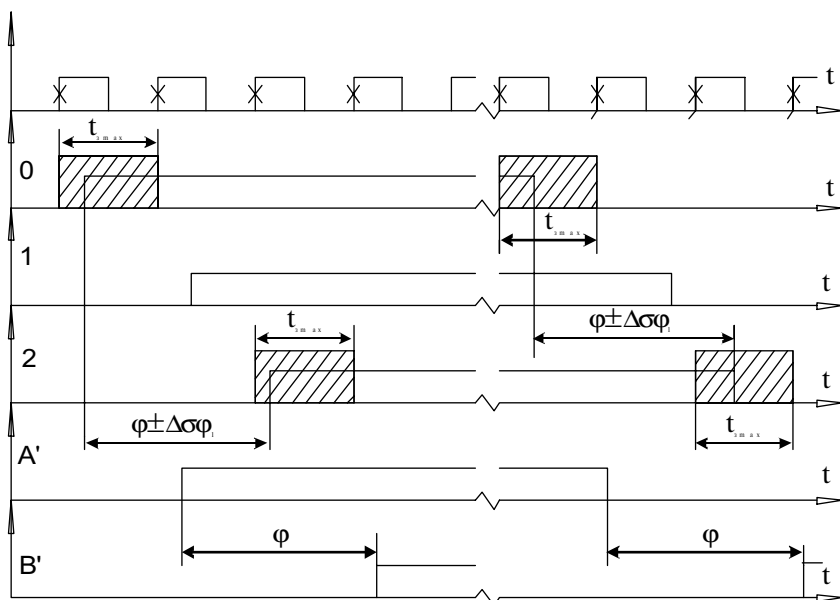
Якщо фазовий зсув лежить в межах $0^\circ \div 180^\circ$, то нульовий сигнал береться без інверсії на тригер 6; якщо $180^\circ \leq \Delta\varphi \leq 360^\circ$, то сигнал інвертується керованим інвертором-перетворювачем 4. Величина приросту КФЗ, що задається, визначається номером (відносно нульового) виходу лічильника Джонсона 2, який комутується на задаючий канал, тобто:

$$\varphi = k\Delta\varphi \quad \text{коли} \quad (0^\circ \leq \Delta\varphi \leq 180^\circ)$$

$$\varphi = 180^\circ + k\Delta\varphi \quad \text{коли} \quad (180^\circ \leq \Delta\varphi \leq 360^\circ),$$



а)



б)

Рис. 6.1: а) структурна схема калібратора пристроїв КФС на лічильнику Джонсона;
б) часові діаграми в характерних точках

де $k=1,2,3,\dots,N$

Зсунуті по фазі на кут φ два прямокутні сигнали поступають на D-входи тригерів синхронізації 5,6 із деякими фазовими зсувами $\sigma\varphi_1$, $\sigma\varphi_2$, які викликані розкидом затримок в каналах лічильника 2, комутатора 3 і інвертора повторювача 4 (рис.5.16).

На входах А',Б' (рис.5.16) сигнали з'являються із затримкою на один такт (період повторення імпульсів генератора 1) пізніше відносно вхідних, однак розкид $\sigma\varphi_1$, $\sigma\varphi_2$ на їх виходах усунено, тому що вихідна інформація (фронт сигналу) на виході D-тригера появляється синхронно із тактовим фронтом на С-вході. Для нормальної роботи потрібно виконати умову $t_{з.кан.макс} < 1/f$, де $t_{з.кан.макс}$ максимальний час затримки в каналі.

Таким чином, усувають похибку викликану розкидом затримок в каналах аждо максимальних робочих частот, яка без застосування тригерів синхронізації може досягати значення дискрету $\Delta\varphi$. Використання керованого інвертора-повторювача 4 дозволяє використовувати лише половину виходів (прямих) лічильника Джонсона 2, що спрощує практичну реалізацію [74]. Далі сигнали в яких присутня лише похибка затримок тригерів синхронізації (яка значно менша $\sigma\varphi$), поступає на вихідні формуючі пристрої (ВФП) 8, 9, тип яких визначає форму та величину вихідних сигналів.

На рис.6.2 приведена структурна схема розробленого автором ще одного калібратора приростів КФЗ на основі лічильника Джонсона із комутаторами в опорному (ОК) та задаючому(ЗК) каналах [75]. На відміну від калібратора (рис.6.1а) в ньому використовується лише частина виходів лічильника Джонсона 2.

Якщо позначити через L номер зони задавання КФЗ, то будь-який кут можливо представити як:

$$\varphi = \frac{2k\pi}{LMN},$$

де $k=0,1,2,\dots(L, M, NI)$, MN кількість входів комутаторів ОК і ЗК.

$$L = 1 \ (0 \leq \varphi < \pi), \quad L = 2 \ (\pi \leq \varphi < 2\pi).$$

Комутатор ЗК 3 комутує дискрететні значення приростів КФЗ в межах сектору М:

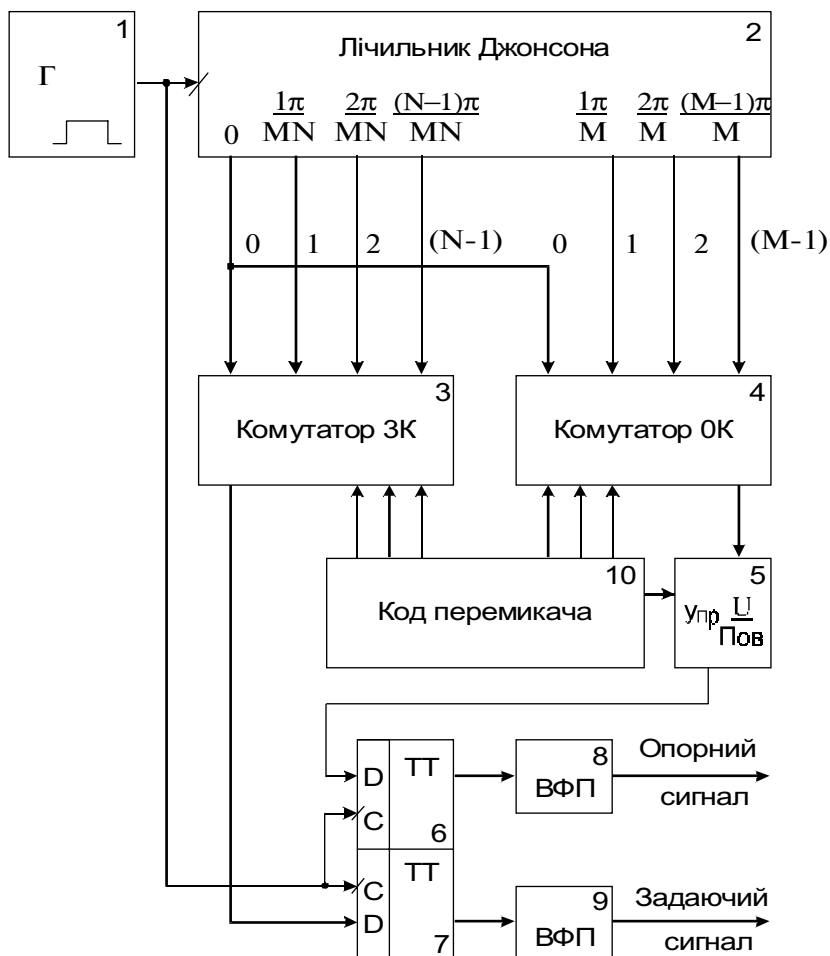


Рис.6.2. Структурна схема калібратора пристроїв КФЗ на лічильнику Джонсона із комутаторами в опорному та задаючому каналах

$$\Delta\varphi = \frac{n\pi}{MN},$$

де $n=0,1,2,\dots,(N1)$

Комутатор ОК 4 комутує сектор, в межах якого $\Delta\Psi\pi/M$ задаються дискретні значення $\Delta\varphi$.

Основні вузли працюють аналогічно, як і у калібратора (рис.6.1а) із тою лише різницею, що кількість виходів лічильника, які комутують зменшилась, що є важливим при практичній реалізації пристрою на швидкодіючих ЕЗЛ мікросхемах [64].

Описані вище калібратори приростів КФЗ служать для задавання каліброваних значень приростів КФЗ в межах $0^\circ < \varphi \leq 360^\circ$ [74], але вони можуть також використовуватись і для задавання ПФЗ шляхом відповідної послідовності кодів які утворюються комутаторами [75].

На рис.6.3 приведена функціональна схема цифрового фазообертача та принципова схема блока управління ним, який безпосередньо призначений для задавання КФЗ в широких межах. Основною позитивною якістю цифрового фазообертача є його простота практичної реалізації. Він містить лише необхідні вузли: лічильник-подільник 2 (формував опорного каналу), арифметичний суматор 4 (формував задаючого каналу). Ємність двійкового лічильника 2 визначає дискретність задавання $\Delta\varphi = 360^\circ / 2N$.

Прирости ПФЗ задаються між старшими розрядами лічильника і суматора 4 шляхом арифметичного циклічного сумування кодів лічильника-подільника 2 із кодами блоку управління(БУ). Як видно із рис.5.3б, простим схемним рішенням БУ можливо забезпечити як реверсивне задавання дискретних значень приростів КФЗ (S1,S3), так і реверсивне кругове обертання ПФЗ (S2, S3). Робота D-тригерів 5,6 і ВФП 7,8 аналогічна розглянутим вище.

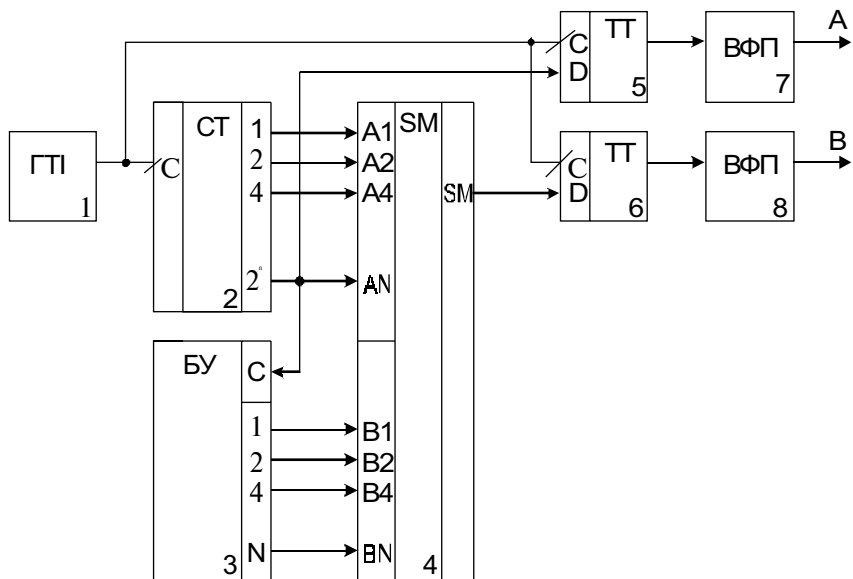
Таким чином, використовуючи приведені вище описи розроблених автором калібраторів приростів ПФЗ і КФЗ [74,75 234] можливо будувати калібратори фази радіодіапазону із високими метрологічними характеристиками та простою апаратною реалізацією.

Атестовані Органами Держстандарту похибки задавання приростів КФЗ калібраторами які використовуються в розроблених автором вимірювальних комплексах [49-51, 143] наступні:

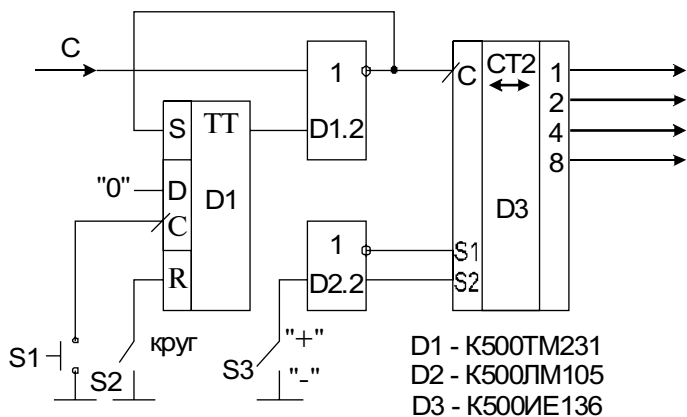
$$F = 50\kappa\Gamma\text{ц}, \quad \sigma\varphi = \pm 0,01^\circ,$$

$$F = 8M\Gamma\text{ц}(10M\Gamma\text{ц}), \quad \sigma\varphi = 0,5^\circ(0,6^\circ),$$

що підтверджується метрологічними свідоцтвами.



а)



б)

Рис.6.3.а) Функціональна схема цифрового фазообертача
б) Принципова схема блока керування

6.2. Методи метрологічного забезпечення фазочастотних вимірювань у радіооптичних системах

Поряд із чисто електронними методами задавання приростів КФЗ в радіодіапазоні були розроблені методи та засоби задавання ПФЗ, як в радіо, так і оптичному діапазонах, які використовують методи лазерної інтерферометрії та фазометрії [9-11, 16, 120], а також методи модуляції та перетворення лазерного випромінювання [16, 18, 59, 61, 165, 244]. На їх основі автором були розроблені нові методи та засоби регулювання КФЗ як радіо [6, 9-11, 59-61] так і оптичному [16, 163, 204, 243] діапазонах які будуть розглядатись нижче.

Суть використання методів лазерної фазометрії до задач регулювання КФЗ виходить із загального виразу фази електромагнітної хвилі:

$$\Psi(t, r) = (kr + \omega t) = \left(\frac{2\pi}{\lambda} l + 2\pi \nu t\right),$$

де l - довжина хвилі вимірювання ν , l лінійна відстань.

Перша складова є просторова фазова компонента, друга часова.

Як видно, фаза лінійно пов'язана із l (лінійним переміщенням) тобто:

$$\Delta\varphi = \left(\frac{2\pi}{\lambda} \Delta l\right).$$

Таким чином, змінюючи Δl можна задавати $\Delta\varphi$ враховуючи, що Δl вимірюється із більш високою точністю, ніж $\Delta\varphi$ радіодіапазона. Принципово можливі три методи задавання $\Delta\varphi$ за рахунок вимірювання Δl :

1) зміна Δl проходить вздовж напрямку розповсюдження випромінювання;

2) зміна Δl проходить поперек напрямку випромінювання;

3) використання поляризаційних ефектів при зміні кута орієнтації α .

Спочатку розглянемо суть та особливості пристроїв, що реалізують другий метод [16, 33, 143].

На рис.6.4 зображена структура прецизійного калібратора фази із використанням пересувного акустооптичного модулятора (АОМ) для

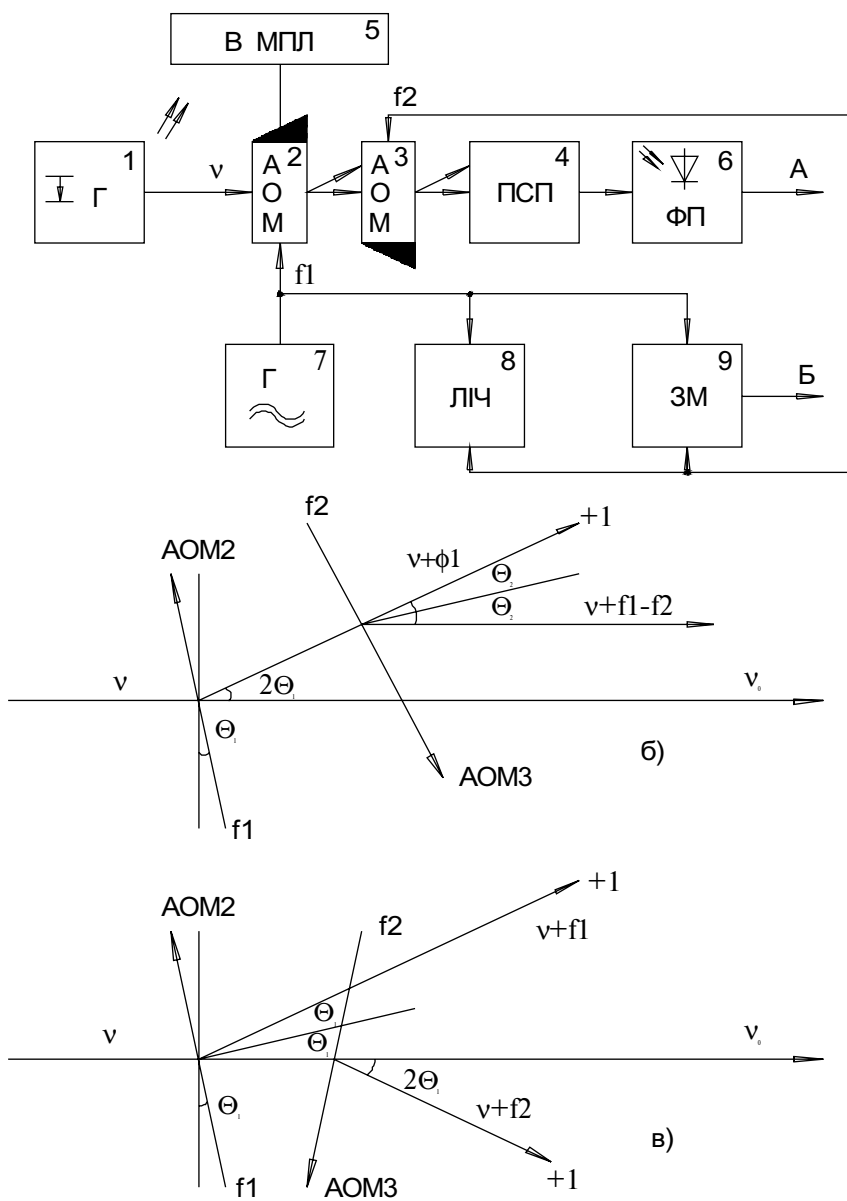


Рис.6.4: а) структурна схема прецизійного калібратора фази;
б),в) напрямок ходу променів в модуляторах

задавання приростів КФЗ, а також діаграми ходу променів в АОМ.

Прецизійний калібратор містить лазер, два АОМ 2,3, пристрій зведення променів (ПЗП) 4, фотоприймач 5, вимірювач малих лінійних переміщень (ВМЛП) 6, генератор 7, синтезатор частоти 8 та змішувач 9 радіодіапазону. Задавання приростів КФЗ здійснюється за рахунок лінійного пересування АОМ 2, який працює в режимі дифракції Бреґа в +1 порядок (рис.6.4б,в) [9-11, 16, 143]. При цьому лінійне зміщення АОМ вздовж напрямку розповсюдження акустичної хвилі в модуляторі з довжиною l , на величину $\Delta l = \Lambda$, викликає зміну КФЗ променя з частотою $\nu + f$ (+1 порядок) відносно ν (0 порядок) на величину $\Delta\varphi_A = 360^\circ$. Але, якщо частоти $\nu + f_1$ (+1) і ν (0) різні, то говорити про приріст КФЗ в класичному розумінні неможливо, тому для організації другого оптичного (опорного) виходу використовують АОМ 3, який може бути встановлений двояко:

- 1) під кутом Бреґа до +1 порядку на виході АОМ 2 (рис.6.4б);
- 2) під кутом Бреґа до 0 порядку на виході АОМ 2 (рис.6.4в).

В першому випадку (рис.6.4в) АОМ 3 служить пристроєм зміщення частоти $\nu + f_1$ на частоту $\nu + f_1 - f_2$.

У другому випадку (рис.6.4в) АОМ 3 зміщує частоту нульового порядку на $\nu + f_2$.

За умови $f_1 = f_2$ отримаємо класичний калібратор приростів КФЗ із вихідними частотами ν (рис.6.4б) і $\nu + f$ (рис.6.4в), де в якості фазообертача використовується АОМ 2, лінійне пересування якого вимірюється ВМЛП 6 із високою точністю ($\sigma\Delta l \sim 0,01 \text{ мкм}$). Неважко впевнитись, що при $\Delta l \sim 1 \div 10 \text{ мм}$, що відповідає робочим частотам АОМ $f = 100 \div 10 \text{ МГц}$ [18], цілком реально забезпечити:

$$\sigma_\varphi = \sigma_{\Delta l} \frac{360^\circ}{\Lambda} = \frac{360^\circ}{(10^{-3} \div 10^{-2})} \cdot 10^{-8} = 360^\circ (10^{-5} \div 10^{-6}),$$

що відповідає вимогам до прецизійних вимірювань КФЗ. Зводячи, за допомогою ПЗП 4, обидва вихідних промені оптичного калібратора у площині фоточутливого шару фотоприймача 5, і вибираючи

$F = |f_1 - f_2| \neq 0$, на його виході в обох випадках отримаємо сигнал з частотою F та фазою, що визначається лінійним переміщенням модулятора АОМ 2. Для організації опорного каналу використовується змішувач 9. Різницева частота F , на якій задаються прирости КФЗ, визначається частотою f синтезатора частоти 8, при фіксованій частоті опорного генератора 7. Необхідно підкреслити, що при орієнтації АОМ 3 згідно рис.6.4в оптична частина ПЗП буде більш компактною і менше чутливою до впливу зовнішніх факторів.

Розроблений та описаний вище метод задавання приростів КФЗ як оптичному, так і радіодіапазоні може бути використаний при побудові прецизійних широкосмугових калібраторів фази як оптичного так і радіодіапазона [9-11]. Можливий також інший шлях побудови калібраторів, які реалізує перший метод, який оснований на лінійному переміщенні вздовж напрямку випромінювання n .

На рис.6.5 наведені функціональні схеми широкосмугового і прецизійного калібраторів приростів КФЗ із амплітудними модуляторами.

Калібратор (рис.6.5а) містить лазер 1, два послідовно встановлених амплітудних модуляторів (АМ) 2,3, фотоприймач 4, фільтр нижніх частот (ФНЧ) 8,9 та вимірювач лінійних переміщень 10. Калібратор (рис.6.5б) містить додатковий оптичний канал, утворений за допомогою світлоподільника 16 і дзеркала 17, двох амплітудних модуляторів 12,13, фотоприймача 14, ФНЧ 15 та опорного стандарту частоти 11, який синхронізує роботу синтезаторів частоти 5 і 6. Даний метод оснований на вимірюванні КФЗ огинаючої амплітудно-модульованого сигналу лазерного випромінювання при переміщенні АМ2 відносно АМ3. Сутність нового методу полягає в наступному.

Після амплітудної модуляції інтенсивність випромінювання вздовж напрямку світлового променя розподілена за синусоїдальним законом (гармонічний моделюючий сигнал), причому повна фаза Ψ розподілу інтенсивності випромінювання відносно точки модуляції буде залежати не лише від часового множника:

$$\varphi_t = 2\pi f_1 t,$$

але і просторового множника:

$$\varphi_l = \frac{2\pi f_1}{c} l,$$

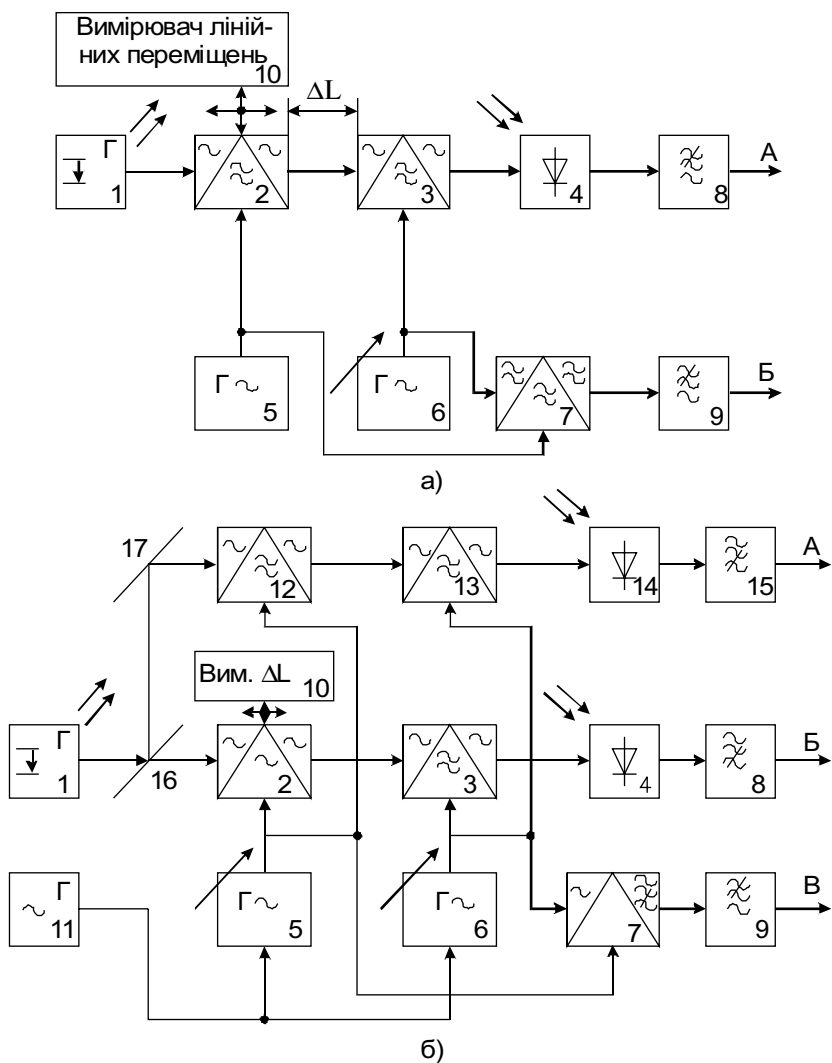


Рис.6.5: а) функціональна схема широкосмугового калібратора КФЗ із амплітудними модуляторами;
б) функціональна схема прецизійного калібратора пристроїв КФЗ

де f_1 частота першої модуляції (АМ2);

l - відстань від точки спостереження до точки взаємодії із модулятором;

c - швидкість світла.

Таким чином, враховуючи точкою спостереження фотоприймач 5, а точкою модуляції АМ2, і змінюючи між ними відстань на величину Δl , можна задавати прирости КФЗ:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi f_1}{c} \Delta l ,$$

відносно електричного сигналу точки модуляції на частоті f_1 .

Після повторної модуляції амплітудно-модульованого випромінення моделюючим сигналом із частотою $f_2 = f_1 \pm F$, де F - різницева частота, причому $A \ll f_1$, на виході другого модулятора інтенсивність випромінення лазера буде розподілена по складному гармонічному закону, в спектрі якого буде і залежність інтенсивності на різницевій частоті F із фазою:

$$\begin{aligned} \varphi(t, l) &= (2\pi f_1 t - 2\pi f_2 t) + (2\pi f_1 l_1 / c - 2\pi f_2 l_2 / c) = \\ &= 2\pi (Ft + f_1 \Delta l / c + 2Fl_2) \end{aligned} ,$$

де l_1, l_2 - відстань точки модуляції із частотою f_1, f_2 до точки спостереження;

$\Delta l = l_2 - l_1$ - відстань між точками модуляції (модуляторами).

Вибравши за точку спостереження фотоприймач 5, на його виході, після виділення електричного сигналу із частотою F , отримаємо сигнал із фазою задаючого каналу:

$$\Psi_{\text{зад}} = 2\pi Ft + 2\pi f_1 \Delta l / c + \varphi_{0.\text{зад}} ,$$

де $\varphi_{0.\text{зад}}$ - систематичний набіг фаз в задаючому каналі.

Задані прирости КФЗ $\Delta\varphi$ на виході задаючого каналу А будуть визначатися лише величиною приростів лінійного переміщення одного модулятора відносно іншого $\Delta L = \Delta l_2 - l_1$, тобто:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi f}{c} \Delta L,$$

де $f = f_1$, $\Delta l_2 = 0$ -при пересуванні першого модулятора(АМ2);

$f = f_2$, $\Delta l_1 = 0$ -при пересуванні другого модулятора(АМ3).

В обох випадках один із модуляторів нерухомий. Змінюючи ΔL в межах $0 \div c/f$, можливо регулювати прирости КФЗ в діапазоні $0^\circ \div 360^\circ$, при цьому ΔL може бути невеликий ($1 \div 3\text{ м}$ при $f = 300 \div 100\text{ МГц}$), а F може лежати в межах $0 \div 10\text{ МГц}$ та вище. Вимірюючи ΔL із похибкою $\sigma_{\Delta L} \sim 10^{-8}$ ($\Delta L = 1\text{ м}$) можливо регулювати прирости КФЗ в діапазоні $0^\circ \div 360^\circ$, і задавати $\Delta\varphi$ у діапазоні $0^\circ \div 360^\circ$ і більше з похибкою $\sigma_{\Delta\varphi} = (3,6 \times 10^{-6})^\circ$. Таким чином, модулятори АМ2, АМ3 служать ніби еквівалентними фазообертачами, які встановлені на вході змішувача(фотоприймача), кожен із яких незалежно може змінювати внесений КФЗ на різних частотах f_1, f_2 , але результируюче значення КФЗ на виході А відносно опорного (вихід Б змішувача 9) задається на різницевій частоті F , а величина його визначається лінійним переміщенням ΔL (рис.6.5а).

Прецизійний калібратор (рис.6.5б) містить два ідентичних оптичних канали А, Б і третій радіоканал В. Синтезатори частоти 6,7 живляться від загального зовнішнього стандарту частоти, чим досягається підтримання вихідної частоти із похибкою $\sigma_f \sim 10^{-10} - 10^{-12}$. За даною схемою можна будувати зразкові (еталонні) калібратори приростів КФЗ в широкому частотному діапазоні, піднявши тим самим рівень метрологічного забезпечення, тому що КФЗ пов'язаний із довжиною ΔL та частотою, які мають більш високі метрологічні характеристики [201].

Третій метод задавання приростів КФЗ оснований на використанні поляризаційних ефектів при зміні кута повороту та поляризатора. На

рис.6.6 приведена структурна схема фазового компаратора лінійно-кутових переміщень [244].

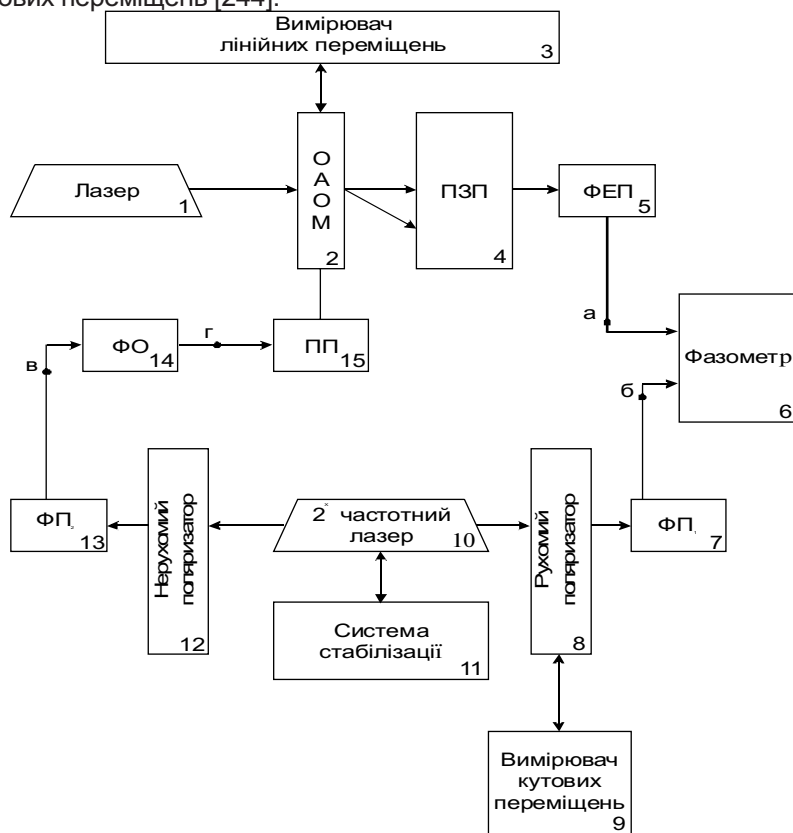


Рис.6.6. Структурна схема фазового компаратора лінійно-кутових переміщень

Він складається із двох видів регуляторів КФЗ: лінійного- за рахунок поперечного переміщення односмугового акустооптичного модулятора АОМ2 під кутом Бреґґа до випромінення лазера 1 [16,244]; кутового - за рахунок повороту рухомого поляризатора 8 на одному із кінців двочастотного лазера 10. Особливістю компаратора є послідовне ввімкнення по КФЗ радіодіапазону опорного виходу калібратора $\alpha \rightarrow \varphi$ (вихід ФП13) до входу/ виходу опорного радіосигналу калібратора $L \rightarrow \varphi$ (точка д). Задаючі виходи (точки а, б) обох калібраторів замкнуті у "фазове кільце" за допомогою зразкового фазометра радіодіапазону. Частота F визначається різницею аксіально розщеплених мод двочастотного

лазера 10 і підтримується системою стабілізації 11. Фазообертач 14 може бути компенсаційним.

Подібна побудова фазових компараторів дозволяє пов'язати між собою величини α - кутове переміщення, L - лінійне переміщення і φ - кут фазового зсуву в єдину метрологічну установку, провідною в якій буде ланка із найкращими метрологічними характеристиками (L або α , або φ). Установка може служити як калібратором всіх величин L , α , φ ,

вимірювачем L , α , φ , так і компаратором $L \xrightarrow{\rightarrow} \alpha$, $L = \varphi$, $\alpha = \varphi$ [244].

На рис.6.7 зображено запропонований автором двофазний генератор оптичного діапазону, який використовує два Брегговських модулятори для здійснення односмугового двоканального трансформування ПФЗ із радіодіапазону в оптичний. Хід променів в модуляторах пояснює принцип роботи калібратора на вихідній робочій частоті $\nu + f$ в обох оптичних каналах.

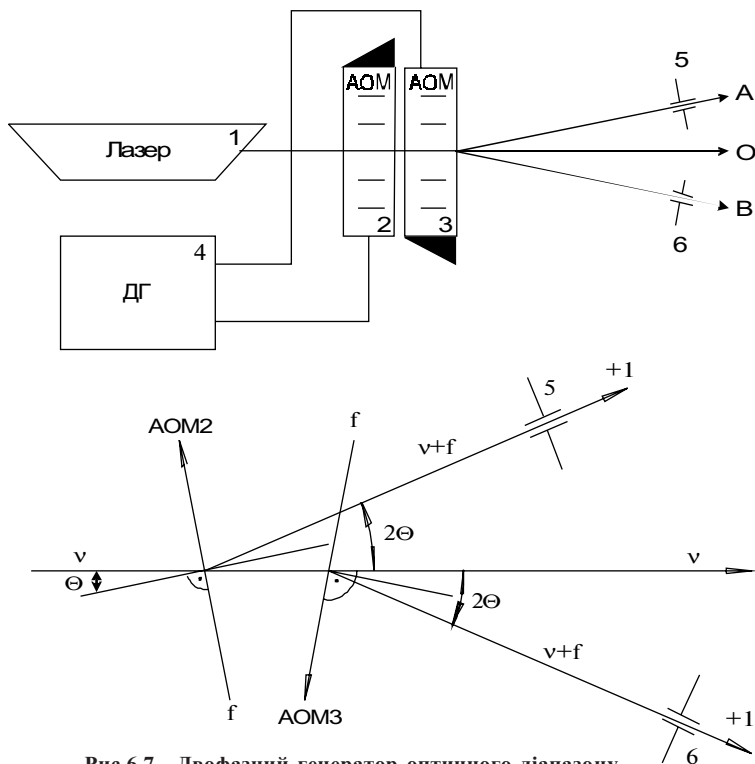


Рис.6.7. Двофазний генератор оптичного діапазону

Враховуючи, що у розглянутих вище пристроях діапазон задавання КФЗ не обмежений 360° , то вони одночасно є і калібраторами ПФЗ [9-11, 128]. Використання методів лазерної фазометрії, інтерферометрії, модуляції і поляризаційних властивостей лазерного випромінення дозволяє створювати метрологічні пристрої і установки задавання і регулювання ПФЗ(КФЗ) в широкому частотному діапазоні, які спираються на більш високоточні первинні еталони частоти, довжини, плоского кута[113, 114].

6.3. Фазочастотні методи формування радіосигналів із каліброваними параметрами

Проблема метрологічного забезпечення завжди була та залишається актуальною для завдань радіовиміральної техніки. Незважаючи на значний прогрес технологій виготовлення електронних пристроїв, всі класичні вимірювачі, як правило, реалізують алгоритми посередніх вимірювань за рахунок знаходження частотних параметрів через напругу, що принципово знижує чутливість та параметри точності вимірювання, а також метрологічну атестацію засобів вимірювання.

Основними параметрами при фазочастотних вимірюваннях для сигналів із кутовою модуляцією є:

f_0 -центральна частота модуляції (носіїна);

f_δ -девіація частоти ЧМ(ФМ);

m -індекс модуляції ФМ(ЧМ);

σ_{f_0} -відносна нестабільність носійного коливання,

а також допоміжні:

f_δ^+ - позитивна девіації частоти ;

f_δ^- - негативна девіація частоти;

-лінійність модуляційної характеристики та інші [129].

Враховуючи, що в Україні знаходиться еталон девіації ЧМ коливаний, а також зразкова апаратура в галузі метрологічного забезпечення [129] вимірювання параметрів ЧМ сигналів (ДНВО “Метрологія”, м. Харків), а вся апаратура для практичних вимірювань випускається лише за кордоном, в подальшому будемо розглядати лише принципово нові, запропоновані та розроблені автором методи та пристрої задавання каліброваних параметрів радіосигналів, які базуються на теорії ФЧВ і ПР, що були розглянуті в 2 і 3 главах книги [223, 227].

В основі побудови таких калібраторів є методи формування сигналів із потрібними фазочастотними параметрами [223, 225], які дозволяють створити зразкові цифрові генератори сигналів з ЧМ, яка має калібровані значення f_δ , m та інші.

Найбільш перспективними є два напрямки:

- створення генераторів із каліброваною зовнішньою ЧМ;
- використання ЧМ генератора із фазочастотним вимірювачем f_δ та m .

При цьому для перевірки вимірювачів параметрів ЧМ сигналів пропонується схема (рис.6.8), що реалізує метод порівняння із мірилом (взірцевим ЧМ генератором).

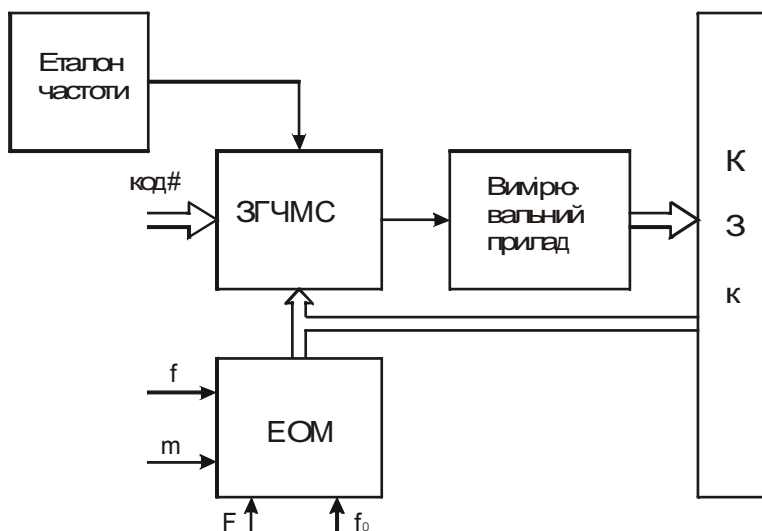


Рис.6.8. Метод порівняння із мірилом при перевірці параметрів ЧМС

Як правило, всі сучасні прилади автоматизовані, тому і взірцевий генератор ЧМ сигналів (ЗГЧМС) і вимірювач який перевіряється, мають вихід на канал загального користування (КЗК). За допомогою клавіатури із ЕОМ вводяться зразкові параметри f_0 , F , f_δ , m , f_δ^+ , f_δ^- та інші, які програмує ЗГЧМС, що виконаний на основі методу зовнішньої ЧМ із каліброваними за еталоном частоти параметрами модульованого сигналу.

Різниця між прийнятими за еталонні значення параметрів сигналу ЗГЧМС вимірюються вимірювачем девіації (СКЗ-45 або аналогічним) і їх відхилення від заданих значень визначає похибки вимірювань [203, 205].

Враховуючи, що основним вузлом для даного методу метрологічної

атестації є ЗГЧМС, розглянемо більш детально його структуру та характеристики.

На рис.6.9 наведено загальну функціональну схему зразкового генератора ЧМС, яка може працювати як від внутрішнього зразкового генератора 2 (“Гіацинт”), так і від зовнішнього еталона або стандарту частоти 1. Синтезатор сітки несучих частот G_n 3 генерує пари квадратурних складових $f_{01}, f_{01}^* - f_{0k}, f_{0k}^*$, які за допомогою комутатора 4 вибираються і подаються на входи фазочастотного перетворювача 6. На інші входи ФЧП6 надходять сигнали із цифрового генератора девіації частоти 7, який синхронізується частотою опорного генератора 2(1) через перетворювач 5. Рівень сигналів на його виході встановлюється атенюатором 8, що управляється кодом, а параметри ЧМС, що генеруються, відображаються на індикаторі 9. Всі режими управління можуть задаватись як від БУ 10, так і по шині КЗК від ЕОМ.

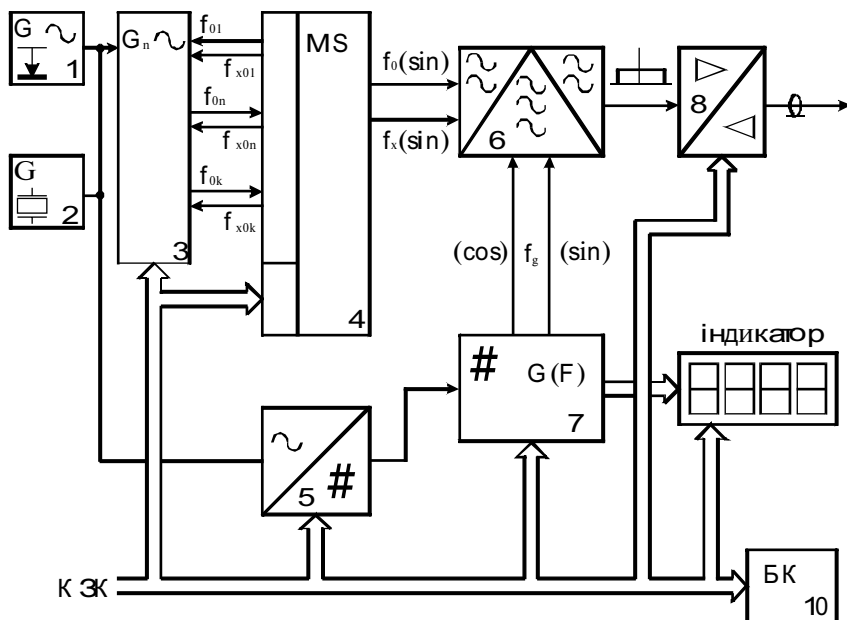


Рис.6.9. Загальна функціональна схема зразкового генератора ЧМС

Як видно, стабільність всіх частот f_0, f_ϕ і F досить висока, і визначається стабільністю опорного генератора (“Гіацинт”)- 10^{-7} - 10^{-8} , що дозволяє не розглядати вклад похибок, які залежать від

Основним вузлом, що визначає параметри встановлених f_{δ} , F та їх похибок, є цифровий синтезатор квадратурних сигналів f_{δ} , f_{δ}^* із частотою модуляції F . Для прикладу розрахунку технічних характеристик такого синтезатора розглянемо його реалізацію на перетворювачі код частота типу 155IE8 [194].

[illegible]

Рис.6.10. Функціональна схема синтезатора сигналів f_{∂} на базі лічильника типу 155IE8

295

забезпечення рівня $df_{\partial} \sim 10^{-3}$ потрібно вибрати:

$$N = \log_2 \frac{1}{\delta f} \geq 10.$$

Базовий варіант перетворювача на двох ІМС 155ІЕ8 дозволяє реалізувати перетворювач код - частота (2) із $N \leq 12$, тоді, із урахуванням подільника 3(4):

$$f_{\partial} = \frac{f_{32}}{2^k}; \left(n \in (0 \div 2^N - 1) \right),$$

де 2^k - коефіцієнт ділення лічильника 3(4).
Крок задавання девіації:

$$\Delta f_{\partial \min} = \frac{f_{32} N}{2^N 2^k} = \frac{f_{32}}{2^{N+k}}.$$

Максимальне значення:

$$\Delta f_{\partial \max} = \frac{f_{32} (2^N - 1)}{2^N 2^k} \approx \frac{f_{32}}{2^k}.$$

Тоді для $f_{32} = 16 \text{ МГц}$ (f_{\max} -155ІЕ8); $k=4$, $N=12$:

$$\Delta f_{\partial \min} = 16 \cdot 10^6 / 2^{16} \approx 250 \text{ Гц}, f_{\partial \max} \leq 1 \text{ МГц}, \delta \alpha_{\partial} = 10^{-3}.$$

Лічильник 4 має попереднє встановлення коду, рівне 90° зсуву відносно лічильника 3 і реалізує квадратурний канал. Функціональні перетворювачі 5,6 формують із сигналів типу "меандр" синусоїдні сигнали, наприклад, за рахунок вагової апроксимації функції $\sin(\cos)$ [223].

Частота модуляції F встановлюється окремо в залежності від частоти повторювання кодів f_{∂} , що надходять із БУ(ЕОМ) або генератора F , і перетворюються перетворювачем 1 в коди f_{∂} для управління К155ІЕ8. Сигнал управління реверсом, відповідно, перемикає синтезатор на

формування f_{∂}^{+} і f_{∂}^{-} , які в загальному випадку можуть бути різними і задаються кодами f_{∂} і F .

Для знаходження F_{\max} можна скористатись таким припущенням: для мінімальної кількості відліків f_{∂} потрібно лише два значення f_{∂}^{+} і f_{∂}^{-} (синусоїда закону модуляції вироджується в меандр), тобто $F_{\max} \leq f_{\partial \max} / 2$, але на практиці, як правило, працюють із сигналами $\sin(\cos)$, тому, враховуючи, що їх закон зміни:

$$f(t) = f_{\partial} \cos 2\pi F t,$$

апроксимується достатньою кількістю ступенів, реально можна вважати:

$$F_{\max} \leq f_{\partial \max} / 2^k, \text{ де } k=(5-6).$$

Таким чином, для нашого випадку з $f_{\partial \max} \leq 1 \text{ МГц}$, $\delta f_{\partial} \sim 10^{-3}$, $F_{\max} = 16 \text{ Гц}$, а нижня частота може сягати $F_{\min} = 0$. Змінюючи кількість кроків апроксимації, за рахунок погіршення $\delta f_{\partial} \sim 10^{-2} \div 10^{-1}$, можливе збільшення F_{\max} . Іншим шляхом збільшення F і f є використання більш швидкодіючих перетворювачів на ЕЗЛ ($f_{\text{зс}} = 500 \text{ МГц}$, серії 1500, 6500), а також на сучасних КМОНП (150 МГц, К1554) [192, 194], що дозволяє конкурувати по точності з прецизійними приладами для вимірювання та формування ЧМС [70, 129].

Несуча частота f_0 та її нестабільність цілком визначаються опорним генератором і може складати значення до ГГц, при стабільності $10^{-7}-10^{-9}$ ("Гіацинт"). Для діапазону до 1 МГц синтезатор G_n 3 може бути виконаний як багатоканальний квадратурний генератор із використанням методів синтезу, які базуються на теорії ФЧВ і ПР [221, 222]. В інших діапазонах можуть застосовуватись інші схематичні рішення синтезатора 3, необхідно лише виконати умову генерування рівноамплітудних квадратурних складових на потрібній частоті f_{on} , f_{on}^* .

Реалізації комутатора 4 та фазочастотного перетворювача 6 також залежать від діапазону частот і можуть бути виконані на ВЧ комутаторах контактного типу “геркони”, так і електронні (564КП1, 1561КТ3, 590КН7 і т.п.), а перетворювач 6 відповідно -на мікросхемах 174ХА7(до 10 МГц), 525ПС2(3) (до 80 МГц), 174ПС4 (до 1 ГГц) і т.п.

Калібратор ЧМС може також видавати сигнали із різними значеннями девіації f_{∂}^{+} і f_{∂}^{-} , які задаються програмним шляхом і не потребують зміни схеми. При цьому є можливість перевірити покази вимірювачів f_{∂} за значеннями f_{∂}^{+} і f_{∂}^{-} окремо [177].

Для роботи із зовнішньою модулюючою частотою F досить вхідний сигнал:

$$f(t) = A(t) \cos(2\pi Ft + \varphi)$$

піддати аналогово-цифровому перетворенню і отримані в його результаті коди подавати на вхід перетворювача 1. При використанні АЦП типу К1113ПВ1, що має 10 двійкових розрядів і швидкодію 12,5 мкс можна здійснювати зовнішню ЧМ сигналами з $F_{\max} \leq 15 \text{ кГц}$ і динамічним діапазоном $A(f_{\partial}) \geq 60 \text{ дБ}$, який визначає рівень похибки $f_{\partial} \leq 10^{-3}$ [192, 194].

Враховуючи, що даний метод повірки базується на відтворенні каліброваних значень f_{∂} , m , f_0 , F у цифровому вигляді, котрі формуються від загального зразкового генератора (еталона частоти), можна говорити про високий рівень точності задавання каліброваних значень вказаних параметрів, а також їх прив'язки до єдиного еталона частоти-часу [145], його потенційні можливості вищі, ніж у наявних зразкових засобів формування ЧМС.

Другий напрямок метрологічного забезпечення при формуванні ЧМС із каліброваними значеннями параметрів сигналу потребує звичайного ЧМ генератора та зразкового вимірювача ПФЗ, який працює у робочому діапазоні і забезпечує рівень похибок вимірювань $f_{\partial} \leq 10^{-3}$ [177, 203].

На рис.6.11 зображена структурна схема що реалізує вказаний метод, де звичайний ЧМ генератор 1 модулюється по частоті сигналом НЧ генератора 2, а до виходу паралельно підключені вимірювач

девіації 4, що перевіряється, та зразковий вимірювач ПФЗ у режимі вимірювання $m(f_\delta)$.

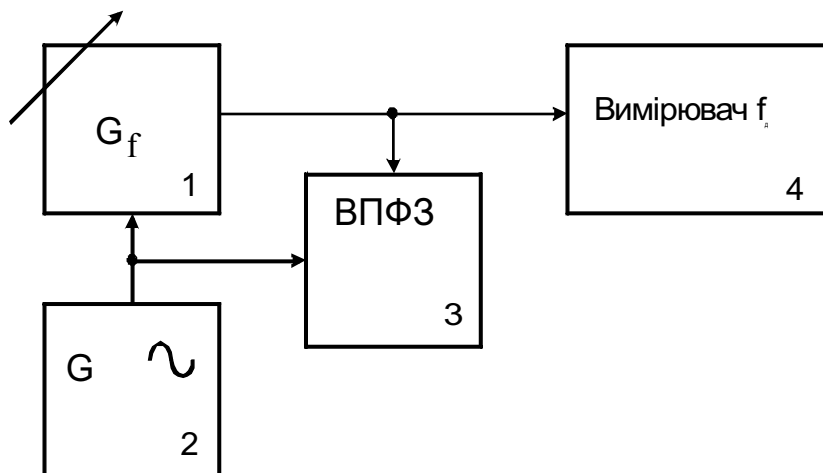


Рис.6.11. Структурна схема метрологічної перевірки вимірювачів із генератором ЧМС та вимірювачем повних фазових зсувів

В главі 4 розглянуті методи вимірювання параметрів ЧМС за допомогою кумулятивних фазометрів, тому в подальшому розглянемо лише методику оцінки метрологічних параметрів для запропонованого автором методу вимірювання $m(f_\delta)$ за період $(T/2)$ сигналу модуляції F [177, 203]. Як відомо із глави 4 при фазочастотних вимірюваннях ЧМС з центральною частотою f_0 , яка подається на опорний канал вимірювача ПФЗ за час вимірювання рівний:

$$t_{\text{вим.}} = T/2 = 1/2F,$$

дає результат:

$$m = \pi\varphi\left(T/2\right),$$

звідки:

$$f_\delta = \pi\psi F.$$

Відносна похибка визначення девіації δf_{∂} буде визначатись двома складовими $\delta\Psi, \delta F$, і може бути записана як:

$$\delta f_{\partial} = \sqrt{\left(\frac{\partial\Psi}{\partial f_{\partial}} \delta\Psi\right)^2 + \left(\frac{\partial F}{\partial f_{\partial}} \delta F\right)^2} \approx \delta\Psi,$$

так-як $\delta\Psi \gg \delta F$,
тобто точність цілком визначається похибками вимірювання $(T/2)$. Окрім похибки дискретності при вимірюванні $\psi_n(0) i \psi_k(T/2)$, потрібно також враховувати і динамічні похибки визначення точок “0” частоти модуляції F , коли її потрібно виділяти із ЧМС.

Розглянемо цей загальний випадок більш детально. Відносна похибка дискретності при квантуванні фазових інтервалів на частоті f_0 генератором квантуючих імпульсів з частотою $f_{\kappa\delta}$ буде:

$$\delta f_{\kappa\delta} = 100 \times \frac{f_0}{f_{\kappa\delta}} [\%],$$

і не залежить від m , f_{∂} , і F .

В той же час, динамічна похибка визначення “0” сигналу F може бути знайдена при умові, що сигнал модуляції є функція $\sin 2\pi F t$, тоді в точках переходу її через “0”:

$$\Delta\Psi_{\partial\text{ин}} = \Psi_{T/2} - \Psi_{T/2} \cos 2\pi \frac{F}{f_0} = \Psi_{T/2} \left(1 - \cos 2\pi \frac{F}{f_0}\right),$$

звідки, позначивши $\pi F / f_0 = \alpha$, і використавши співвідношення:

$$\sin^2 \alpha = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2},$$

отримаємо:

$$\Delta\psi_{\text{дин.}} = 2\psi_{T/2} \sin^2\left(\pi \frac{F}{f_0}\right),$$

а відносна динамічна похибка визначення точок “0” F :

$$\Delta\psi_{\text{дин}} = 2\psi_{T/2} \sin^2\left(\pi \frac{F}{f_0}\right) \times 100\%,$$

і залежить по закону \sin^2 від F/f_0 .

На практиці:

$$F/f_0 \ll 1, \text{ тоді } \sin \alpha \approx \alpha,$$

і похибка складе:

$$\delta\psi(T/2) \approx 2\left(\pi F/f_0\right)^2 \times 100\%,$$

або:

$$-\alpha \rightarrow 0,01 f_0 > 40F\delta\psi_{\text{дин}}(T/2) \approx 0,2\%;$$

$$-\alpha \rightarrow 0,005 f_0 > 60F\delta\psi_{\text{дин}}(T/2) \approx 0,05\%,$$

що відповідає $F_{\text{max}} = 20\text{кГц}$, на несучій частоті $f_0 > 1\text{МГц}$.

Навіть ці наближені оцінки показують, що даний метод метрологічної перевірки може бути застосований до вимірювачів девіації (СКЗ-42, СКЗ-45), які мають похибку $\delta f_0 \sim 1\%$.

При використанні зовнішнього генератора F , його сигнал може бути заведений на вимірювач ПФЗ і тоді проблема динамічної похибки знаходження “0” сигналу модуляції F відпаде, але при малому співвідношенні f_0/F , потрібно враховувати “синусоїданість” сигналів при вимірюванні, тому що їх значення також будуть мати динамічну складову похибки [203].

На рис.6.12 наведено структурну схему вимірювача ПФЗ для вимірювання девіації та індексу модуляції ЧМС.

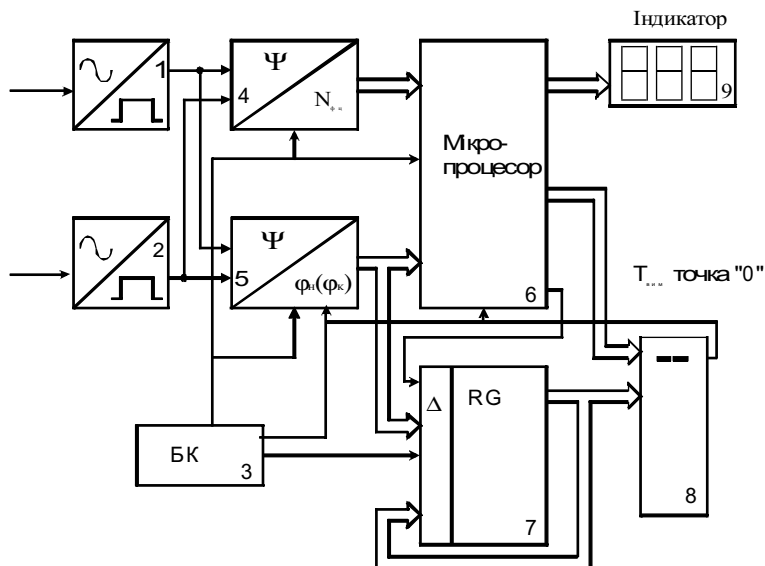


Рис.6.12. Структурна схема вимірювача ПФЗ для вимірювання f і m із знаходженням точок "0" частоти модуляції

Вхідні перетворювачі 1,2 і перетворювачі 3 ($\Psi \rightarrow N_{\phi_i}$) і 4 ($\psi \rightarrow \phi_n(\phi_k)$) являють собою класичний вимірювальний перетворювач кумулятивного фазометра [216]. Мікропроцесор 5 здійснює "зшивання" показань лічильника ФЦ та фазометра, а також обчислює значення $m(f_\delta)$ і визначає F , а також порогові значення $\Delta\phi$ для знаходження "0" сигналу частоти модуляції F . Нулі сигналу частоти модуляції F знаходяться як точки досягнення мінімального приросту фази. Для цього різницю вимірювань знаходить накопичуючий суматор 6, який працює у режимі знаходження приростів значень, і визначаються вони за допомогою цифрового компаратора 7. Управління роботою здійснює БУ 3, а інформація про виміряні значення m , f_δ , F відображається на індикаторі 8.

6.4. Методи автоматизації вимірювань і метрологічної атестації вимірювальних приладів та систем

Розробка методів та засобів автоматизації направлена на забезпечення управління роботою, проведення тестування, вимірювання та обробки результатів за допомогою мікро ЕОМ сімейства CM ЕОМ з каналом типу “загальна шина” (ЗШ) [13,14],а також ВОК на базі керуючих машин CM1420, або типу IBM PCAT [113, 117, 121]. Для забезпечення вирішення задачі спряження потрібно забезпечити вимірювальні пристрої та ЕОМ відповідними апаратурними та програмними засобами [111, 118]. Одним із найбільш перспективним на думку автора [128, 197] є метод виконання вимірювальних пристроїв у вигляді самостійних окремих блоків, які виконані в конструктиві стандартного крейта(слота) мікро ЕОМ, і мають свій вмонтований інтерфейс. Блоки вимірювальних пристроїв у цьому випадку являють собою плату (первинний давач-перетворювач) яка вставляється безпосередньо в крейт мікро ЕОМ і підключаються до внутрішнього каналу машини (ЗШ, ША, ШД).

На рис.6.20 зображена структурна схема автоматизованого фазометричного комплексу. Підхід у побудові вимірювальних блоків, що вмонтовуються безпосередньо в канал мікро ЕОМ є найбільш універсальним та більш простим і економічним, ніж вмонтовування мікропроцесорів у вимірювальні прилади [13, 14, 40, 111], так як не потребує жорсткої спеціалізації машини, і одна мікро ЕОМ може обслуговувати велику кількість різних блоків, розширюючи тим самим апаратурно свої функціональні можливості [128, 197].

На рис.6.20 показаний варіант ввімкнення блока калібратора і блока фазометра в режимі тестування калібратором (задавання приростів КФЗ), що здійснюється через встроєний інтерфейс, який працює лише на введення інформації із каналу ЗШ управляючих слів.

Блок фазометра містить управляємий від ЕОМ кумулятивний фазометр та інтерфейс, який працює на введення в ЕОМ кодів даних про число ФЦ та КФС. Для забезпечення автоматизованого режиму роботи мікро ЕОМ повинна мати мінімальну конфігурацію: процесор (наприклад М2); відеотермінал; АЦДП для реєстрації результатів на папері. Подібне вирішення апаратурного спряження вимірювальних приладів та мікро ЕОМ потребує розробки відповідного програмного забезпечення.

Програмне забезпечення складається із чотирьох основних блоків:

- 1.Програми управління (АСЕМБЛЕР, ФОРТРАН, ПАСКАЛЬ).
- 2.Програми вимірювань (АСЕМБЛЕР, СІ, ПАСКАЛЬ).
- 3.Програми обробки результатів (БЕЙСІК, ФОРТРАН).
- 4.Програми тестування (АСЕМБЛЕР, ПАСКАЛЬ, СІ).

Блоки програм тестування є необхідним елементом програмного забезпечення автоматизованих комплексів, тому що до проведення вимірювань потрібно впевнитись у правильності роботи засобів вимірювання та оцінити їх похибки (при наявності еталонних джерел КФЗ). Програма тестування може бути програмою мікрОВимірювання, яке проводиться при підключенні еталонного джерела (калібратора прирОств КФЗ). В главі 7 наведені алгоритми та листинги програм тестування роботоздатності та оцінки метрологічних характеристик виготовлених автором кумулятивних фазометрів.

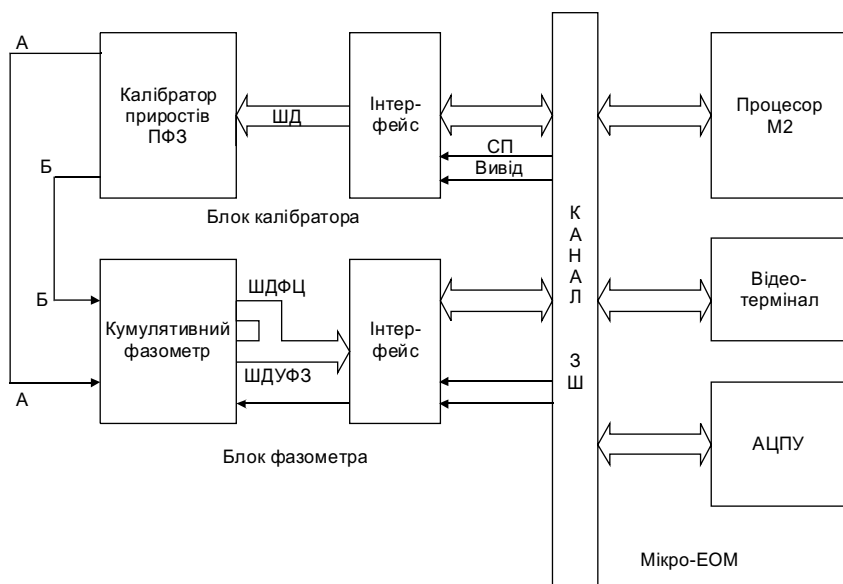


Рис. 6.20. Структурна схема автоматизованого фазометричного комплексу в режимі тестування

Наявність мікро ЕОМ у складі вимірювальної системи корінним чином змінює можливості окремих приладів, підвищуючи швидкОдію вимірювань, а також забезпечує підвищення достОВірності та точності вимірювань за рахунок застосування методів математичної статистики [125, 126, 128].

Використання перефІрійних пристроїв мікро ЕОМ: графічних дисплеїв, графопобудовачів, кольорових моніторів різко збільшує ступінь сприйняття та наглядність результатів вимірювань.

Ефективність методів побудови автоматизованих вимірювальних систем у вигляді вмонтованих автономних блоків давачів-перетворювачів безпосередньо в канал мікро ЕОМ значно вища від добре

зарекомендованого стандарту КАМАК [14,113], тому що виключаються проміжні засоби спряження і зберігаються всі позитивні сторони системи КАМАК.

На основі даного методу автоматизації автором були розроблені одноплатні, які вмонтовуються в канал мікро ЕОМ типу “Електроніка 60” (сімейство СМ ЕОМ) кумулятивний фазометр[128, 197], і калібратор приростів КФЗ разом із генераторним блоком для живлення АОМ лазерного інтерферометра [197]. Розроблені блоки мають вмонтовані інтерфейси і можуть бути застосовані в каналі будь-якої із ЕОМ СМ ЕОМ (Електроніка 60,СМ4, СМ1420, ДВК2, ДВК3.), що робить їх універсальними давачами автоматизованих вимірювальних систем.

Наряду із розглянутими вище, автором було розроблено декілька вимірювальних модулів вимірювачів ПФЗ в стандарті КАМАК у конструктиві 2М, що було основною вимогою автоматизації фізичних установок типу реактора ТОКАМАК ТСП [128, 173, 197, 206]. Структурні схеми перетворювачів та системи в цілому детально розглянуті в главі 7, де також приведено фрагменти програмування модулів [128, 206]. В цілому ж, метрологічні аспекти модулів в стандарті КАМАК такі ж самі, як і в каналі ЗШ, тому детально розглядатись в даній главі не будуть.

ВИСНОВКИ ДО ШОСТОЇ ГЛАВИ

1. Найбільш високочастотними та швидкодіючими калібраторами приростів КФЗ із простими апаратурними реалізаціями є пристрої які виконані на лічильниках Джонсона із комутаторами в опорному та задаючому каналах та використанням D-тригерів синхронізації для усунення похибок, що викликані розкидом затримок в каналах.

2. Використання методів лазерної фазометрії та інтерферометрії, модуляції та перетворення частот лазерного випромінення дозволяє будувати зразкові калібратори приростів КФЗ в радіо і оптичному діапазонах, використовуючи для регулювання фази лінійні переміщення амплітудних та частотних модуляторів лазерного випромінення.

3. Використання засобів метрологічного забезпечення лінійних та кутових переміщень, які мають більш високі метрологічні характеристики, дозволить створити нові методи та засоби метрологічного забезпечення фазочастотних вимірювань в радіо та оптичному діапазонах, які перевищують на 1-2 порядки сучасний рівень метрологічного забезпечення.

4. З метою метрологічного забезпечення розроблених в рамках теорії ФЧВ і ПР методів і засобів вимірювання фазочастотних параметрів радіосигналів, розроблено та запропоновано метод порівняння з мірилом при повірці параметрів з ЧМС із використанням зразкового цифрового генератора ЧМС та засобів автоматизації процесу повірки, що дозволить підвищити ефективність продуктивність метрологічної атестації вимірювачів ЧМС.

5. Розроблені функціональні та структурні схеми зразкового генератора ЧМС із цифровим управлінням та схеми синтезаторів сигналів f_d , що мають регулярну структуру, і можуть забезпечувати калібровані значення носійної та девіації цифровими методами від еталонного генератора.

6. Запропонована та розроблена методика оцінки метрологічних параметрів ЧМС методом вимірювання індексу девіації за півперіод сигналу модуляції, що дозволить значно (сотні разів) скоротити час вимірювання, а також проводити вимірювання параметрів ЧМС із обмеженим часом доступу до сигналів, що є актуальним для сучасних радіотехнічних систем.

7. Виявлені та проаналізовані додаткові методичні похибки вимірювача ПФЗ в режимі вимірювання параметрів ЧМ $m(f_d)$ і знайдено їх оціночні значення які лежать в межах 0,2 - 0,05% для

типового значення $F_m = 20 \text{ кГц}$, $f_0 = 1 \text{ МГц}$, що дозволяє розраховувати похибки вимірювачів та проводити їх мінімізацію, знаючи вклад кожної із них.

8. Застосування методів теорії фазочастотних вимірювань та перетворень радіосигналів відкриває нові можливості формування каліброваних значень параметрів радіосигналів, а також високоточних (0,1%) вимірювань параметрів ЧМС (девіації частоти, індексу модуляції) прямими методами.

9. При побудові автоматизованих вимірювальних комплексів, вимірювальні прилади потрібно виконувати у вигляді вмонтованих в канал мікро ЕОМ агрегатувальних блоків, які виконані у вигляді давачів-перетворювачів із своїми встроєними інтерфейсами, якщо іншого не вимагає стандарт використаного обладнання (КАМАК, Євростандарт).