

## 5. МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ТА ШВИДКОДІІ ВИМІРЮВАННЯ ПОВНИХ ФАЗОВИХ ЗСУВІВ

### 5.1. Стан проблеми підвищення точності вимірювань та шляхи її вирішення

На сучасному етапі розвитку фазовимірювальної техніки найбільш перспективним є метод прямого перетворення ФЗ в цифровий код. Інші методи вимірювання ФЗ, які мають залишкові проміжні перетворення у напругу, кут повороту і т.д., мають більш низький потенційний поріг точності при однаковому технічному рівні виконання основних вузлів [40, 41, 42, 128].

Метод прямого перетворення ФЗ в код відноситься до так званих прямих методів вимірювання ФЗ та реалізується за алгоритмом:

$$\varphi = \tau M_{\varphi} / T, \quad (5.1)$$

де  $\tau$  - часовий інтервал між синфазними точками сигналів опорного та вимірювального каналів;

$T$  - часовий інтервал між синфазними точками опорного каналу (період вихідного сигналу);

$M_{\varphi}$  - нормуючий множник, що характеризує системи одиниць вимірювань ( $M_{\varphi} = 360^{\circ}$  вимірювання в градусах,  $M_{\varphi} = 1$  частинах ФЦ,  $M_{\varphi} = 2\pi$  в радіанах і т.д.)

Як видно, для реалізації даного алгоритму необхідно виділити часовий інтервал між синфазними точками сигналів опорного каналу  $T_{on}$  і опорного та вимірювального часового зсуву  $\tau$ .

Як точки синфазності, між якими визначається  $\tau$  і  $T$ , можуть бути використані будь-які, але найбільш широке розповсюдження отримали методи які використовують точки максимальної крутизни (нуль-переходи) [40-42, 128], а також точки екстримальних значень [31] і точки деяких граничних значень [246]. Для виділення точок нуль-переходів найбільш ефективним є використання підсилювачів-обмежувачів (ПО) [91], хоча в деяких випадках використовують і компаратори нульового рівня [101, 102, 128, 259].

Для виділення  $\tau$  використовують перетворювачі, які мають назву перетворювачі фазового зсуву інтервалу часу, хоча насправді КФЗ пропорційний відносному інтервалу часу  $\tau / T$ , але за деяких умов

( $T=const$ , або  $T_{вум}=const$ ) період сигналу відомий або ж його вимірюють посереднім чином, за рахунок задавання  $T_{вум}$  [40-42, 128], і основним інформаційним параметром стає  $\tau$ . Для отримання коду пропорційного  $\tau$  використовують часо-імпульсне перетворення (ЧІП) [12, 37, 38, 41, 44, 128], яке полягає в перетворенні аналогової величини в її дискретний еквівалент, шляхом порівнювання до часової міри, якою є послідовність квантуючих імпульсів з періодом  $T_{кв}$ , і підрахунком кількості елементарних квантів міри  $T_{кв}$ , які вкладаються у часовий інтервал  $\tau$ .

Лічба кількості ФЦ ґрунтується на підрахунку (в загальному випадку реверсивному), із урахуванням напрямку кількості змін КФЗ, що перевищив один ФЦ ( $2\pi, 360^\circ$ ), тобто є реєстрація кількості квантів міри рівної періоду опорного сигналу  $T$ , які вкладаються в величину часового зсуву  $\tau$ . Перетворення кількості ФЦ в код здійснюється за допомогою пристроїв ліку ФЦ, які також іноді кумулятивні вимірювачі [23, 39, 88, 89, 100-102, 128, 162, 197, 206, 214], або вимірювачі ПФЗ [9-11, 172, 221 та інші]. Таким чином, вимірювання ПФЗ складається із двох вимірювальних перетворень, які проводять згідно алгоритмів (5.1) і (5.2):

$$N_{фц} = \left\{ \frac{\tau}{T_{он}} \right\}, \quad (5.2)$$

де  $\tau \geq T_{он}, \{ \}$  - ціла частина, та одного обчислювального алгоритму (5.3):

$$\psi = N_{фц} + \varphi. \quad (5.3)$$

Питанням побудови вимірювачів КФЗ та пристроїв лічби ФЦ, а також вимірювачам ПФЗ присвячена досить велика кількість робіт [39, 50, 51, 61, 71, 73, 76, 79, 87, 88, 90, 100-102, 128, 197, 240-244]. Але розгляд їх з позицій або вимірювачів КФЗ, або лічильників ФЦ не дозволяє в повній мірі виявити притаманні вимірювачам ПФЗ, які мають велику швидкодію, точність виміру КФЗ, просту реалізацію, специфічних особливостей. Для їх виявлення розглянемо узагальнені схеми вимірювача КФЗ (з постійним часом вимірювання) і пристрою для лічби ФЦ, які зображені на рис.5.1 а,б.

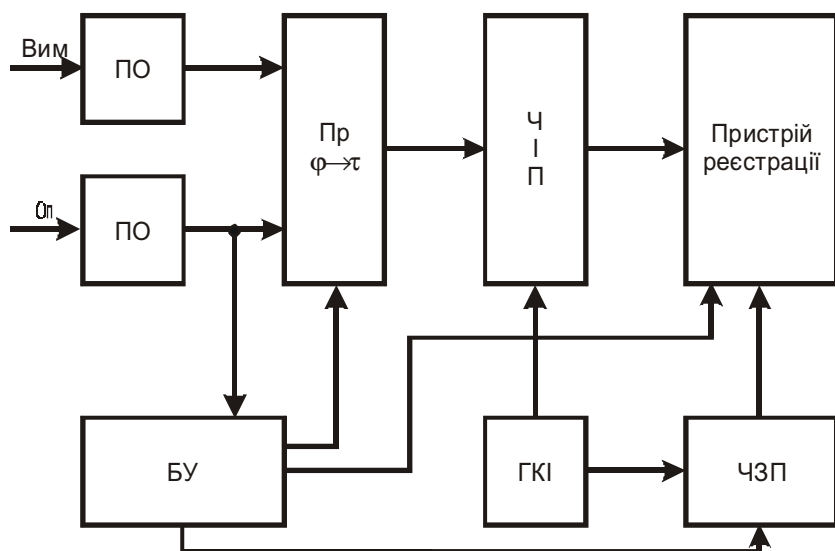


Рис.5.1а. Структурна схема вимірювача КФЗ

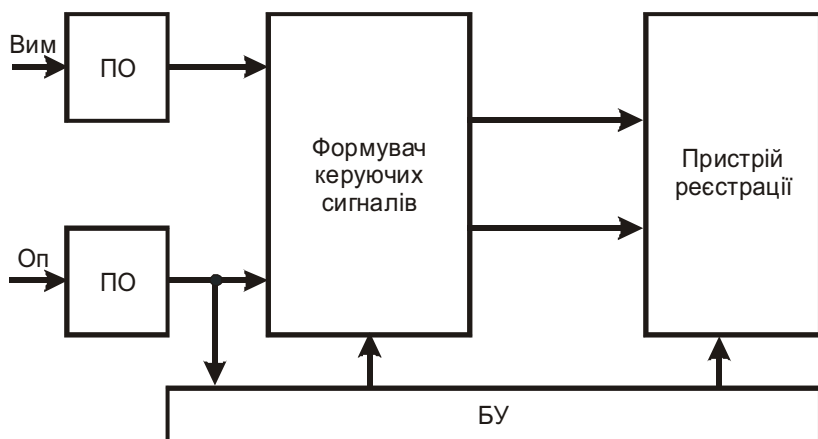


Рис.5.1б. Структурна схема пристрою лічби ФЦ

Як видно, (див рис.5.1) обидва вимірювачі мають аналогічні вузли: підсилювачі-обмежувачі (ПО); блок управління (БУ); пристрої реєстрації. Крім того, фазометр містить: перетворювач  $\varphi \rightarrow \tau$  (Пер.  $\varphi \rightarrow \tau$ ); часо-імпульсний перетворювач (ЧІП); генератор квантуючих імпульсів (ГКІ); часозадаючий подільник (ЧЗП), і пристрій лічби ФЦ - формувач управляючих сигналів.

Виходячи із процесів перетворення, які відбуваються, як в фазометрі, так і в пристрої лічби ФЦ (ПЛФЦ) автор пропонує структурну схему (рис.5.2) побудови вимірювачів ПФЗ, яка складається із трьох блоків: блока попередньої обробки та імпульсного кодування інформації (БПО і ІКІ); блока цифрового кодування та зберігання інформації (БЦК і ЗІ) і блока управління (БУ). Пристрій узгодження відліків ("зшивання") необхідний для об'єднання, "зшивання" результатів показу ПЛФЦ і фазометра, а інтерфейс для обміну інформацією із зовнішніми пристроями (дисплей, ЕОМ) [128, 197].

Запропонована блочна структура в повній мірі відповідає процесу перетворення вимірювальної інформації, а також типу її носія. Так, в БПО і ІКІ відбувається перетворення аналогових сигналів в послідовність прямокутних імпульсів, які формуються ПО по нуль-переходах. Далі здійснюється перетворення  $\varphi \rightarrow \tau$  та кодування числом імпульсів на виході ЧІП величин  $\tau$ . Формувач управляючих сигналів ПЛФЦ формує на виходах "+" або "-" відповідні імпульси лічби ФЦ. Таким чином, БПО і ІКІ здійснює тільки імпульсне кодування інформації, а БЦК і ЗІ здійснює перетворення послідовностей імпульсів у цифровий код і його подальшу обробку для отримання кінцевого результату, що дозволяє чітко розділити види перетворень та притаманні їм похибки, аналізує суть і місце їх виникнення.

Основним вузлом є БПО і ІКІ, хоча, такі методичні похибки як низькочастотна похибка фазовимірювача з постійним часом вимірювання, похибка неузгодження відліків і інші, [40,41, 44, 128, 197] виникають в БЦК і ЗІ і БУ.

Подальші дослідження глави будуть присвячені методам та засобам побудови вимірювальних перетворювачів, ПЛФЦ, ЧІП, які визначають похибки вимірювання ПФЗ. Необхідно вирішити наступні задачі дослідження:

1. Проаналізувати шляхи побудови перетворювачів БПО і ІКІ з точки зору зменшення внесених похибок перетворення і мінімізації апаратних затрат при їх реалізації;
2. Виявити і аналітично розрахувати основні та додаткові похибки перетворювачів  $\varphi \rightarrow \tau$  для випадків одно- та багатоканальних перетворювачів;

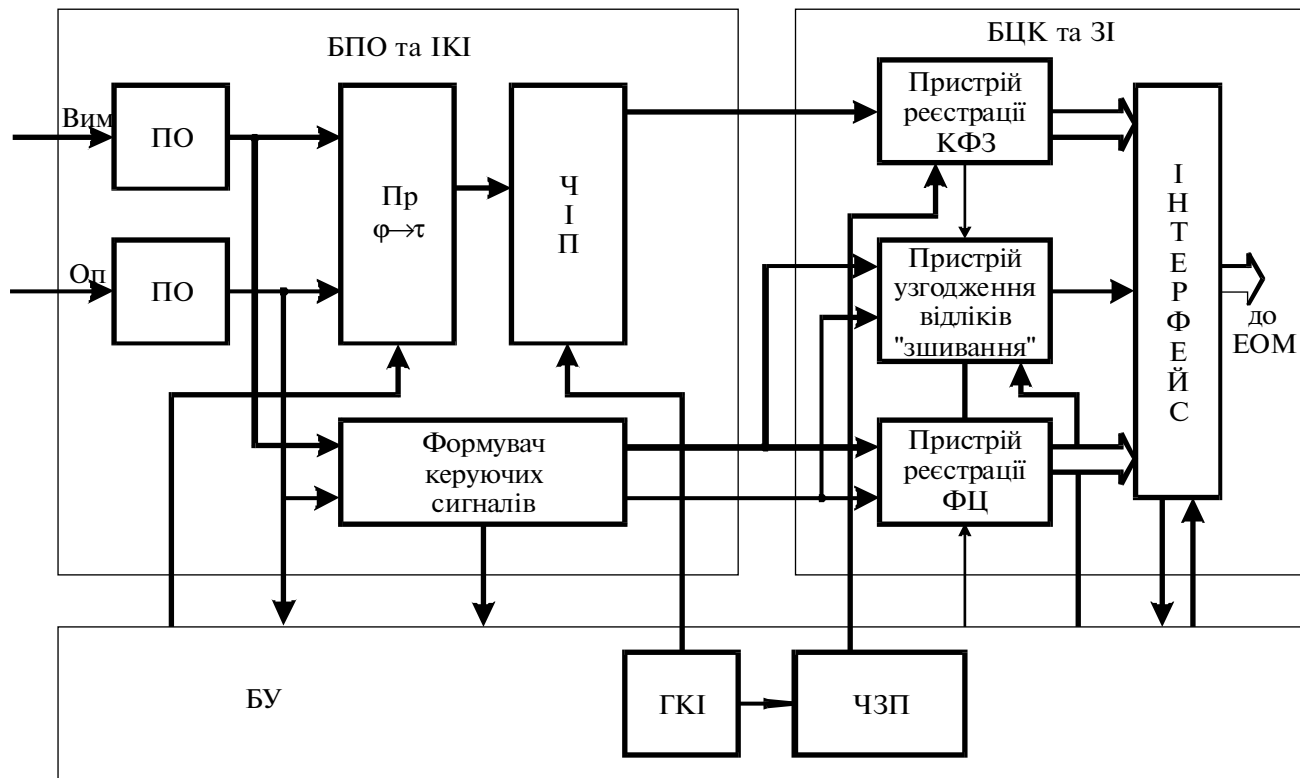


Рис. 5.2. Структурна схема вимірювача ПФЗ

3. Розробити базові варіанти ПО і перетворювачів  $\varphi \rightarrow \tau$  для цифрових фазометрів спеціального призначення та проаналізувати шляхи зменшення внесених ними похибок;

4. Проаналізувати та розробити пристрої для лічби ФЦ з підвищеними технічними характеристиками та простою практичною реалізацією;

5. Проаналізувати шляхи побудови сучасних ЧІП, їх основні похибки, а також шляхи їх зменшення і мінімізації апаратних затрат, провести класифікацію ЧІП;

6. Проаналізувати похибки багатофазних і багатоканальних ЧІП і виробити методи їх зменшення;

7. Виробити рекомендації з застосування ЧІП синхронного типу при розробці часо-виміральної апаратури.

## **5.2. Перетворювачі фазового зсуву в інтервал часу із автоматичним відходом від “мертвої зони”**

Перетворювач  $\varphi \rightarrow \tau$  БПО та ІКІ є основним вузлом, що визначає похибки перетворення часового зсуву фронтів прямокутних імпульсних сигналів з виходів ПО в часовий інтервал, що формується у вигляді прямокутного імпульсу тривалістю  $\tau$  на його виході. Перетворювачі  $\varphi \rightarrow \tau$  будуються за двома класичними схемами: тригерні та із перекриттям [40-42, 44, 128, 197]. За кількістю використаних інформативних періодів, тригерні та перетворювачі з перекриттям поділяються на однонапівперіодні та двонапівперіодні [41, 42, 128, 155]. Позитивні та негативні якості обох видів перетворювачів докладно висвітлені в літературі [40-42, 128, 155, 245 та інші].

Відмінними від класичних варіантів є сучасні перетворювачі, що будуються за більш складними схемами із використанням багатоканальних методів із повним використанням всіх фазових інтервалів ( $\Phi I$ ) та автоматичним відходом від “мертвої зони” [40-42, 128, 197].

Для вимірювачів КФЗ відсутність на фазовій характеристиці перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau$  “мертвої зони” є обов’язковою умовою [128, 197] і найбільш ефективно вирішується за рахунок розширення фазової характеристики перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau$  шляхом використання тригерних подільників частоти [40-42, 128]. Найбільш розповсюджені методи ділення на два, з вибором робочої ділянки в межах  $0,5T_{on} \div 1,5T_{on}$ , і синхронізацією тригерів-подільників перед вимірюванням [40-42, 128, 197]. Можливе також використання подільника на чотири [197], однак при цьому зростає складність реалізації.

Специфіка роботи вимірювачів ПФЗ потребує мінімального часу готовності фазометра до вимірювання КФЗ, який випадковим чином знаходиться в одному із значень КФЗ в межах  $0^\circ \div 360^\circ$ . В перетворювачах із автоматичним відходом від “мертвої зони”, які використовують синхронізацію тригерів-подільників при  $\varphi < 180^\circ$  вводиться додатковий фазовий зсув  $\varphi_{\text{доп}} = 180^\circ$  за рахунок примусового встановлення тригерів подільників вимірювального та опорного каналів у протифазі [128].

Відоме технічне рішення [128, 197], в якому встановлення тригера-подільника вимірювального каналу в “0” здійснюють заднім (неробочим) фронтом імпульсу опорного каналу з наступним відключенням синхронізації на час вимірювання  $T_{\text{вим}}$ . Початок часу вимірювання формується за імпульсом встановлення і може бути затримано на величину  $T_{\text{затр}}$ , яка лежить в межах  $0 \div 2\pi$ . Припускаючи закон розподілу  $T_{\text{затр}}$  рівномірним з густиною:

$$\rho(T_{\text{затр}}) = \frac{1}{2T_{\text{он}}},$$

знайдемо середнє значення та С.К.В.:

$$\Delta T_{\text{затр}} = \int_0^{2T_{\text{он}}} T_{\text{затр}} \rho(T_{\text{затр}}) d(T_{\text{затр}}) = \frac{2T_{\text{он}}}{2(2T_{\text{он}})} = T_{\text{он}} \quad (5.4)$$

$$\sigma_{T_{\text{затр}}} = \int_0^{2T_{\text{он}}} T_{\text{затр}}^2 \rho(T_{\text{затр}}) dT_{\text{затр}} = \frac{2T_{\text{он}}}{\sqrt{3}}; \quad (5.5)$$

Таким чином, використання даного методу змушує в середньому втрачати один період  $T_{\text{он}}$  на синхронізацію тригерів-подільників, а максимальне значення рівне  $2T_{\text{он}}$ , що суттєво відбивається на часі одиничного вимірювання, і в багатьох випадках є недопустимим.

Аналізуючи формування всіх чотирьох фаз формування ФІ в

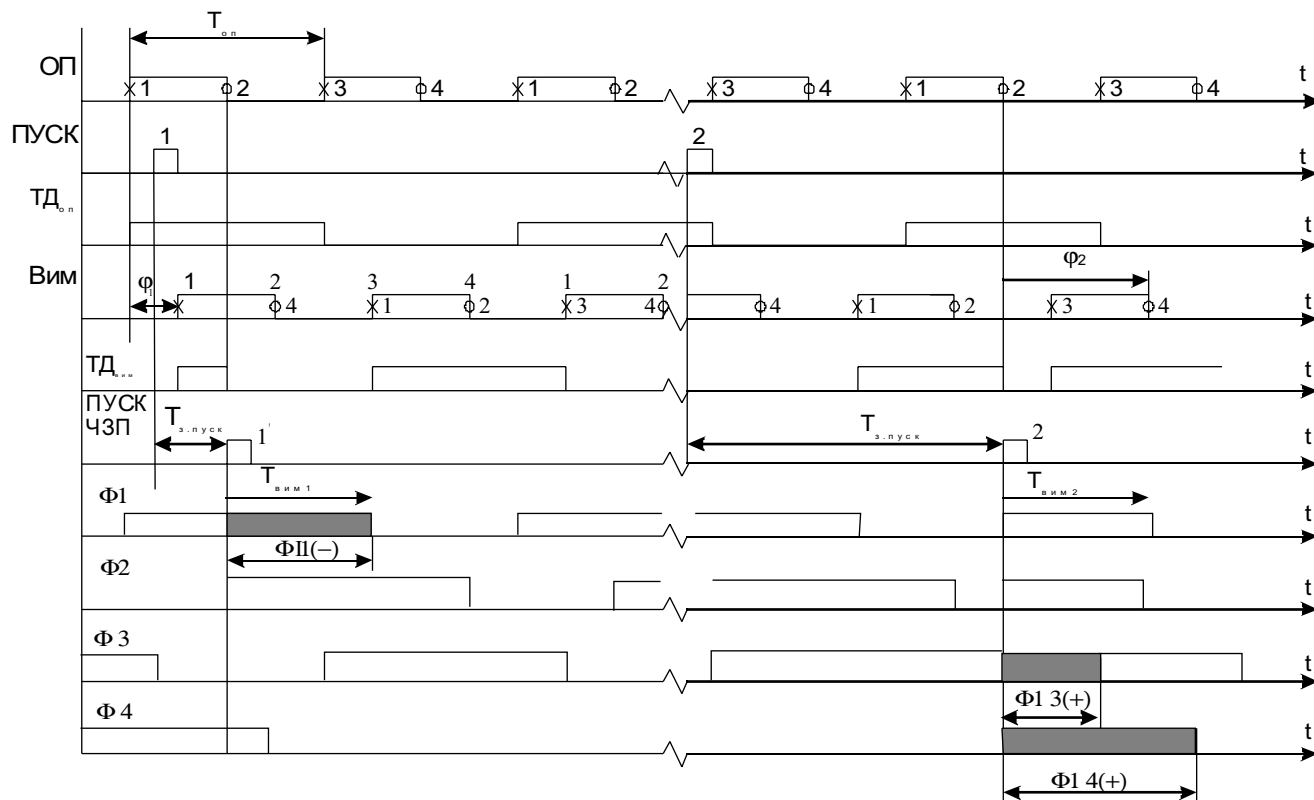


Рис. 5.3. Часові діаграми формування керуючих та вимірювальних сигналів чотирифазного перетворювача  $\phi \Rightarrow \tau$



перетворювачі з повним використанням усіх інформативних фронтів, можна помітити (див. рис.5.3), що навіть запускаючи фазометр (ЧЗП) не по імпульсу ПУСК, а по імпульсу ПУСК ЧЗП в фазах перетворювача виникають додаткові фазові інтервали ( $\Phi 1\ 3(+)$ ,  $\Phi 1\ 4(+)$ ), або відсутні ( $\Phi 1(-)$ ). Ці обставини викликані тим, що при примусовій установці тригера-подільника (ТП) вимірювального каналу по фронту 2 сигналу опорного каналу в залежності від початкового порядку слідування управляючих фронтів імпульсів, які формують  $\Phi 11$ - $\Phi 14$ , може виникнути зміна порядку їх проходження.

В прийнятій на рис.5.3 системі позначень з приходом імпульсу ПУСК 1 і ПУСК 2, відбувається пересинхронізація  $ТП_{вум}$ , і черговість проходження закриваючих фронтів вимірювального каналу змінюється. При цьому, до приходу ПУСК1  $\varphi_1 < 0,5\Phi Ц$ , а до приходу ПУСК2  $\varphi_2 < 0,5\Phi Ц$ . Сигнал запуску ЧЗП затримується відповідно на  $0 \leq T_{зат.пуск} \leq 2T_{оп}$ , що викликає формування відповідно  $T_{вум1}$  і  $T_{вум2}$ .

Отже, після примусової установки  $ТП_{вум}$  (рис.5.3) - порушується чергування закриваючих фронтів імпульсів, які формують  $\Phi 11$ - $\Phi 14$ , але при цьому, зміна кожного із них відбувається неоднаково. Проведений автором аналіз показав, що  $\Phi 12$  має значення, яке відповідає  $\varphi$  відразу ж після проходження імпульсу ПУСК ЧЗП. В першій фазі- $\Phi 11$  деякий час відсутній (див.  $\Phi 11(-)$  рис.5.3), і вірна послідовність  $\Phi 11$  встановиться лише протягом визначеного часу, який залежить від  $\varphi$  і  $T_{оп}$ . Аналогічним чином в  $\Phi 12$  і  $\Phi 13$  формуються "зайві" хибні імпульси  $\Phi 13(+)$  і  $\Phi 14(+)$ , які залежать від  $T_{оп}$ . Необхідно відмітити, що всі вказані зміни відбуваються у випадку пересинхронізації  $ТП_{вум}$ , тобто при переході із однієї частини фазової характеристики ( $180^\circ$  -  $360^\circ$ ) на іншу ( $360^\circ$  -  $540^\circ$ ), або ж навпаки, що відповідає  $\varphi > 0,5\Phi Ц$ , або  $\varphi < 0,5\Phi Ц$  [197].

Аналіз часових діаграм рис.5.3 показує, що у випадку  $\varphi < 0,5\Phi Ц$  і проведенні синхронізації другим фронтом ( 2), в  $\Phi 11$  формується послідовність фазових інтервалів із похибкою:

$$\Delta\varphi_{-1} = (T_{оп} / 2 + \varphi) / N_{\varphi 1},$$

де  $0 < \varphi < 0,5\Phi Ц$ .

Відповідно в ФІЗ і ФІ4 сумарна додаткова похибка:

$$\Delta\varphi|+| = (T_{on} + T_{on}/2) / N_{\phi 1}, \text{ при } 0,5\Phi\Omega < \varphi < 1\Phi\Omega,$$

де  $N_{\phi 1} = \left\{ \frac{T_{вим}}{2T_{on}} \right\}$  число фазових інтервалів що підлягають вимірюванню (ЧІП),  $\{ \}$  береться лише ціла частина виразу в дужках.

Таким чином, при пересинхронізації  $ТП_{вим}$  і  $\varphi$  належить  $(0 \div 0,5\Phi\Omega)$  виникає систематична похибка вимірювання  $\Delta\varphi| - |$ , а при пересинхронізації  $ТП_{вим}$  і  $\varphi \in (0,5\Phi\Omega \div 1\Phi\Omega)$  виникає систематична похибка вимірювання  $\Delta\varphi| + |$ . Абсолютне (максимальне) зміщення робочої фазової характеристики, що виникає в результаті пересинхронізації можна записати у вигляді:

$$\Delta\varphi_{синх.} = |\Delta\varphi_{-}| + |\Delta\varphi_{+}| = (2T_{on} + \varphi) / N_{\phi 1}, \quad (5.6)$$

де  $0 < \varphi < 0,5\Phi\Omega$  і при  $\varphi = 0,5\Phi\Omega = T_{on}/2$  досягає свого максимального значення:

$$\Delta\varphi_{синхр. \max} = \frac{(2T_{on} + T_{on}/2)}{4 \left\{ \frac{T_{вим}}{2T_{on}} \right\}} = \frac{5}{4} \cdot \frac{T_{on}}{4 \left\{ \frac{T_{вим}}{2T_{on}} \right\}}.$$

В градусному вираженні, враховуючи, що  $T_{on}$  відповідає  $\Phi\Omega(360^\circ)$ :

$$\Delta\varphi_{синхр. \max}^\circ = 5 \cdot 90^\circ / 4 \cdot T_{вим} \cdot F_{on}. \quad (5.7)$$

Порівнюючи цей вираз із загальною формулою для низькочастотної похибки двонапівперіодного фазометра [41]:

$$\Delta\varphi^{\circ}_{\max} = \frac{90^{\circ}}{p^2 \cdot F \cdot t_{\text{вим}}} . \quad (5.8)$$

і враховуючи, що для двонапівперіодного фазометра  $P=2$ ,

$$\Delta\varphi^{\circ}_{\max} = \frac{90^{\circ}}{4 \cdot F \cdot t_{\text{вим}}} , \quad (5.9)$$

що в 5 разів менше ніж  $\Delta\varphi^{\circ}_{\text{синх.макс}}$  .

За умови відсутності низькочастотної похибки ( $Ft_{\text{вим}} = K$ ,  $K$ -ціле), похибка синхронізації може вносити додаткову похибку при переході із однієї фазової характеристики на іншу, тобто фазова характеристика для  $0 < \varphi < 0,5\Phi_{\text{Ц}}$  отримає від'ємне зміщення від істинного значення:

$$\Delta\varphi^{\circ}_{-} = -\left(180^{\circ} + \varphi^{\circ}\right) / 4 \cdot F_{\text{оп}} \cdot T_{\text{вим}}, \quad 0 < \varphi < 180^{\circ}, \quad (5.10)$$

а для  $180^{\circ} < \varphi < 360^{\circ}$  буде мати позитивне зміщення:

$$\Delta\varphi^{\circ}_{+} = \frac{3}{2} \frac{180^{\circ}}{4 \cdot F_{\text{оп}} \cdot T_{\text{вим}}} = \frac{3}{4} \frac{90^{\circ}}{T_{\text{вим}} \cdot F_{\text{оп}}} \quad (5.11)$$

Дані похибки є додатковими методичними похибками, і за своїм проявом схожі із низькочастотною похибкою, але перевищують її за абсолютним значенням в 2 - 5 разів, і тому збільшення часу вимірювання  $T_{\text{вим}}$  не є ефективним засобом зменшення  $\Delta\varphi_{\text{синх}}$ . Вони також не зникають

( $Ft_{\text{вим}} = K$  -ціле число), коли низькочастотна похибка рівна нулю.

Єдиним кардинальним способом є виключення даної похибки, що вноситься хибними  $\Phi 1(-)$ ,  $\Phi 3(+)$ ,  $\Phi 4(+)$  із процесу вимірювання (ЧІП), за рахунок затримування початку часу вимірювання від проходження сигналу ПУСК ЧЗП, на час більший часу встановлення правильної послідовності  $\Phi 1$ . При цьому  $T_{\text{затр.ЧЗП}}$  повинно бути

більшим ніж  $T\Delta\varphi_{(-)}$  і  $T\Delta\varphi_{(+)}$ , тобто:

$$\begin{cases} T_{затр.УЗП} \geq T_{он} / 2 + \varphi \\ T_{затр.УЗП} \geq T_{он} \end{cases} \quad \text{де } \varphi_{\max} = T_{он} / 2, \text{ звідки } T_{затр.ЧЗП} \geq T_{он}$$

При цьому, загальний час підготовки до початку вимірювань:

$$T_{nidz} = T_{затр.ПВСК} + T_{затр.ЧЗП},$$

враховуючи (5.4) можна записати:

$$T_{nidz} = T_{затр.ПВСК} + T_{он} = 2T_{он},$$

а максимальне значення:

$$T_{nidz.\max} = T_{(затр.ПВСК)\max} + T_{затр.ЧЗП} = 3T_{он} \quad (5.12)$$

Таким чином, для підготовки до вимірювання необхідно затратити  $3T_{он}$  (в середньому  $2T_{он}$ ), що обмежує швидкодію вимірювача, тому необхідно шукати шляхи зменшення  $T_{nidz}$ , про деякі із них, які розроблені автором, йде мова в п. 5.7.

Перетворювачам  $\varphi \rightarrow \tau$ , які побудовані за сучасними схемами [128, 197] властиві також і інші похибки, що залежать від часу затримки розповсюдження сигналів від входів  $U_{он}$ ,  $U_{вим}$  до виду ФІ, а також визвані безпосередньо формуванням ФІ у вимірювальному тригері.

Наприклад, в технічному рішенні [42, 197], яке направлене на виключення хибних ФІ шляхом використання несинхронних  $ТП_{он}$  і

$ТП_{вим}$ , а використанням 8 замість 4 вимірювальних тригерів із керованою комутацією зашита ФІ із робочої тетради. Вхідні сигнали перетворюються в прямокутні імпульси по фронтах яких формують короткі імпульси, що проходять через схеми співпадиння на входи вимірювальних (RS) тригерів, а із їхніх виходів через мультиплексор (комутатор) на вхід ЧІП. Як видно, навіть при найпростішому виконанні вказаних пристроїв, час затримки проходження сигналів від входу до виходу перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau$  складається:

$$T_{3.\varphi \rightarrow \tau} = t_{ПО} + t_{ФКІ} + t_{C.C.} + t_{ФД} + t_{МП} \quad (5.13)$$

де  $t_{ПО}$  – час затримки підсилювача-обмежувача;

$t_{ФКІ}$  – час затримки формувача коротких імпульсів;

$t_{C.C.}$  – час затримки схеми співпадіння;

$t_{ФД}$ ,  $t_{МП}$  – час затримки фазового детектора і мультиплексора.

Знайдемо значення  $T_{3.\varphi \rightarrow \tau}$  для конкретних пристроїв, виконаних на мікросхемах ЕЗЛ серії 100(500), а також при умові, що лише ПО виконаний на ЕЗЛ, а всі інші вузли на швидкодіючих серіях ТТЛШ 530(531)[64]. Для підсилювача-обмежувача, виконаного на ІМС 100ЛП216:

$$t_{ПО} \gg 3t_{3.cер} = 3 \times 2,5 = 7,5 нс$$

$$t_{ФКІ} = t_{C.C.} = t_{3.cер} = 2,5 нс \text{ (100ЛЕ211) [64],}$$

$$t_{ФД} = t_{М.П.} = 2t_{3.cер} = 5 нс \text{ (100ТМ231, ТМ134), тобто:}$$

$$T_{3.\varphi \rightarrow \tau} = 7,5 + 2 \times 2,5 + 2 \times 5 = 22,5 нс .$$

Відповідно для серій ТТЛШ 530(531)  $t_{ФКІ} = t_{C.C.} = 5 нс$  [64],

$t_{ФД} = 7 нс$  (530ТВ9),  $t_{МП} = 7,5 нс$  (530КП11) [64], що дає:

$$T_{3.\varphi \rightarrow \tau} = 7,5 + 2 \times 5 + 7 + 7,5 = 32 нс .$$

Під дією дестабілізуючих факторів (зміни напруги живлення, температури, внутрішніх та зовнішніх шумів і т.п.)  $T_{3.\varphi \rightarrow \tau}$  змінюється на величину  $\Delta T_{3.\varphi \rightarrow \tau}$ , яка може складати до 10-25% від  $t_{3.cер}$  кожного із елементів [64, 128, 197]. Тоді, враховуючи кореляційний зв'язок факторів впливу на кожен із елементів, можна рахувати, що такий відхід може мати і  $\Delta T_{3.\varphi \rightarrow \tau}$  в % від  $T_{3.\varphi \rightarrow \tau}$ .

Запишемо вираз для похибки яка вноситься змінною  $\Delta T_{3.\varphi \rightarrow \tau}$

на частоті вхідних сигналів  $F_{оп}$ :

$$\Delta\varphi^\circ(\Delta T_{3,\varphi \rightarrow \tau}) = 360^\circ \Delta T_{3,\varphi \rightarrow \tau} \cdot F_{оп} / 2 = 360^\circ \Delta\% F_{оп} \cdot T_{3,\varphi \rightarrow \tau} / 2 \quad (5.14)$$

$$\text{де:} \quad \Delta\% = \frac{\Delta T_{3,\varphi \rightarrow \tau}}{T_{3,\varphi \rightarrow \tau}} \cdot 100\%; \quad \Delta\%_{\max} \leq 10 \div 25\% \quad [128, 197],$$

2 в знаменнику враховує, що  $\Phi I$  формується на поділеній частоті.

Враховуючи, що формується  $N$  фаз  $\Phi I$  і в кожній із них  $\Delta\varphi^\circ(T_{3,\varphi \rightarrow \tau})$  змінюється довільно за випадковими законами із розподіленням  $P(D)$ , визначимо середнє значення та С.К.В. похибки, яка вноситься зміною “електричної довжини” перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau$ :

$$\Delta^\circ(\Delta T_{3,N}) = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta P(\Delta) d\Delta = \int_{-\infty}^{\infty} P(\Delta) \sum_{i=1}^N \varphi_i d(\Delta\varphi_i). \quad (5.16)$$

Враховуючи, що затримки в каналах жорстко корельовані, тоді:

$$\sum_{i=1}^N \Delta\varphi_i = N\Delta\varphi$$

і (5.16) можна записати:

$$\overline{\Delta^\circ}(\Delta T_{3,N}) = N \int_{-\infty}^{\infty} \Delta P(\Delta) \Delta\varphi \cdot d\Delta\varphi. \quad (5.17)$$

Знайдено математичне чекання  $\Delta\varphi^\circ(T_{3,N})$  та С.К.В. з  $\sigma(\Delta T_{3,N})$  для випадку рівномірного зміщеного закону розподілу з густиною ймовірності:

$$\begin{cases} P(\Delta\%) = \frac{1}{\Delta\%} & \text{при } 0 \leq \Delta\% \leq \Delta\%_{\max} \\ P(\Delta\%) = 0 & \text{при } \Delta\% < 0 \text{ і } \Delta\% > \Delta\%_{\max} \end{cases}$$

Математичне чекання (середнє значення) в градусному вираженні рівне:

$$\overline{\Delta}^{\circ}(\Delta T_{3.N}) = N \int_0^{\Delta_{\%}} \frac{1}{\Delta_{\%}} \left( \frac{360^{\circ}}{2} F_{on} \cdot T_{3,\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\%} \right) d\Delta_{\%} = \frac{N}{2} 360^{\circ} F_{on} \cdot T_{3,\varphi \rightarrow \tau} \frac{\Delta_{\%}}{2};$$

позначимо:

$$\frac{N}{2} 360^{\circ} F_{on} \cdot T_{3,\varphi \rightarrow \tau} = A,$$

$$\text{тоді:} \quad \overline{\Delta}^0(\Delta T_{3.N}) = A \frac{\Delta_{\% \max}}{2} \quad (5.18)$$

С.К.В. визначимо за формулою центрального моменту другого порядку [84] :

$$\begin{aligned} \sigma(\Delta T_{3.N}) &= \left[ \int_0^{\Delta_{\% \max}} \frac{1}{\Delta_{\%}} \left( \Delta \varphi^{\circ}(\Delta T_{3,\varphi \rightarrow \tau}) - \overline{\Delta}^0(\Delta T_{3.N}) \right)^2 d\Delta_{\%} \right]^{\frac{1}{2}} = \\ &= \left[ \left( \frac{N}{2} 360^{\circ} F_{on} T_{3,\varphi \rightarrow \tau} \right)^2 \int_0^{\Delta_{\% \max}} \left( \Delta_{\%} - \frac{\Delta_{\%}}{2} \right)^2 d\Delta_{\%} \right]^{\frac{1}{2}} = \quad . \quad (5.19) \\ \frac{N}{2\sqrt{6}} 360^{\circ} F_{on} T_{3,\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\% \max} &= \frac{A \cdot \Delta_{\% \max}}{\sqrt{6}} \end{aligned}$$

Вирази (5.18), (5.19) дозволяють оцінити статистичні характеристики додаткової похибки, яка вноситься одним дестабілізуючим фактором із рівномірним законом розподілу [125]. Однак на практиці звичайно діють декілька дестабілізуючих факторів, наприклад, відхід напруги живлення і дрейф температури, сумісний розподіл яких підкоряється закону Сімпсона.

Розглянемо найгірший випадок, який описується одностороннім розподілом з густиною ймовірностей:

$$\left\{ \begin{array}{l} P(\Delta_{\%}) = 0 \dots \text{при} \dots \Delta_{\%} < 0, \Delta_{\%} > \Delta_{\% \max} \\ P(\Delta_{\%}) = \frac{2}{\Delta} \left( 1 - \frac{\Delta_{\%}}{\Delta_{\% \max}} \right) \dots \text{при} \dots 0 \leq \Delta_{\%} \leq \Delta_{\% \max} \end{array} \right.$$

для якого математичне чекання і С.К.В. рівні:

$$\begin{aligned}\overline{\Delta^{\circ}}(\Delta T_{3,N}) &= N \int_0^{\Delta_{\% \max}} \frac{2}{\Delta_{\% \max}} \left(1 - \frac{\Delta_{\%}}{\Delta_{\% \max}}\right) \Delta_{\%} d\Delta_{\%} = \frac{A}{3} \Delta_{\% \max} = \\ &= \frac{N}{6} 360^{\circ} F_{on} T_{3,\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\%}\end{aligned}\quad , \quad (5.20)$$

$$\begin{aligned}\sigma^{\circ}(\Delta T_{3,N}) &= \left[ \int_0^{\Delta_{\% \max}} \Delta_{\% \max}^2 \left(1 - \frac{\Delta_{\%}}{\Delta_{\% \max}}\right) \left( A \Delta_{\%} - \frac{A}{3} \Delta_{\% \max} \right) d\Delta_{\%} \right]^{\frac{1}{2}} = \\ &= A \frac{\Delta_{\% \max}}{3\sqrt{2}} = \frac{N}{6\sqrt{2}} 360^{\circ} F_{on} T_{3,\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\% \max}\end{aligned}\quad .(5.21)$$

Під впливом багатьох дестабілізуючих факторів густину розподілу сумарного збурення можна рахувати розподіленим за експоненційним законом [125, 126]:

$$\begin{cases} p(\Delta_{\%}) = 0 & \text{при } \Delta_{\%} < 0 \\ p(\Delta_{\%}) = \lambda e^{-\lambda \Delta_{\%}} & \text{при } \Delta_{\%} \geq 0. \end{cases}$$

Знайдемо математичне чекання та С.К.В.:

$$\overline{\Delta^{\circ}}(\Delta T_{3,N}) = A \int_0^{\infty} \lambda e^{-\lambda \Delta_{\%}} \Delta_{\%} d\Delta_{\%} = \frac{A}{\lambda} . \quad (5.22)$$

Враховуючи, що  $\lambda = \frac{3}{\Delta_{\% \max}}$ , при такому значенні  $\lambda$  всі значення

$\Delta_{\%}$  будуть знаходитись в межах  $\Delta_{\% \max}$  із  $P(\Delta_{\% \max}) = 0,95$ :

$$\overline{\Delta^{\circ}}(\Delta T_{3,N}) = \frac{A \Delta_{\% \max}}{3} = \frac{N}{6} 360^{\circ} F_{on} T_{3,\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\% \max} \quad (5.23)$$

С.К.В. за тих же умов  $\lambda = 3 / \Delta_{\% \max}$ :

$$\sigma(\Delta T_{3,N}) = \frac{\sqrt{2}}{9} 360^{\circ} F_{on} T_{3,\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\% \max} . \quad (5.24)$$



В таблиці 5.1 приведені вирази для  $\Delta^\circ(\Delta T_{3,N})$  і  $\sigma(\Delta T_{3,N})$  при різних законах розподілу і чотирифазному перетворювачі  $N=4$ .

Таблиця 5.1

Закон розподілу	Параметр	Загальний вираз	Для пер. $\varphi \rightarrow \tau$ ЕЗЛ.	Для пер. $\varphi \rightarrow \tau$ ТТЛШ.
Рівномірний зміщений	$\Delta^\circ \Delta T_{3,N}$	$\frac{N}{4} 360^\circ F_{on} N_{3\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\%max}$	$2,025^\circ F_{on} [МГц]$	$2,88^\circ F_{on} [МГц]$
	$\sigma^\circ \Delta T_{3,N}$	$\frac{\sqrt{N}}{2\sqrt{6}} 360^\circ F_{on} N_{3\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\%max}$	$1,659^\circ F_{on} [МГц]$	$2,351^\circ F_{on} [МГц]$
Трикутний, односторонній (Сіпсона)	$\Delta^\circ \Delta T_{3,N}$	$\frac{N}{6} 360^\circ F_{on} N_{3\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\%max}$	$1,35^\circ F_{on} [МГц]$	$1,95^\circ F_{on} [МГц]$
	$\sigma^\circ \Delta T_{3,N}$	$\frac{N}{6\sqrt{2}} 360^\circ F_{on} N_{3\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\%max}$	$0,957^\circ F_{on} [МГц]$	$1,36^\circ F_{on} [МГц]$
Експоненціальний, односторонній.	$\Delta^\circ \Delta T_{3,N}$	$\frac{N}{6} 360^\circ F_{on} N_{3\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\%max}$	$1,35^\circ F_{on} [МГц]$	$1,95^\circ F_{on} [МГц]$
	$\sigma^\circ \Delta T_{3,N}$	$\frac{N\sqrt{2}}{9} 360^\circ F_{on} N_{3\varphi \rightarrow \tau} \Delta_{\%max}$	$1,272^\circ F_{on} [МГц]$	$1,81^\circ F_{on} [МГц]$

На рис 5.4 приведені графіки залежності -  $\Delta^\circ(\Delta T_{3,N})$  і  $\sigma(\Delta T_{3,N})$  від частоти для різних варіантів виконання перетворювача на ЕЗЛ і ЕЗЛ-ТТЛШ, для яких відповідно  $T_{3,\varphi \rightarrow \tau}$  рівні 22.5нс і 32нс, а  $\Delta_{\%max} = 25\% = 0,25$ .

Як видно із рис.5.4 (масштаб логарифмічний), для забезпечення  $\Delta\varphi \leq 0,1^\circ$  необхідно у найгіршому випадку працювати на  $F_{on} \leq 37,4кГц$ . Особливо великий вклад похибок, зумовлених зміною часу затримки, має місце при  $F_{on} \leq 1МГц$ , що вказує на необхідність використовувати наступні міри:

- 1) зменшувати загальну часову затримку перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau$ ;
- 2) враховувати зміни, наприклад, періодичною калібровою;
- 3) підвищувати швидкодію вимірювань, за час яких зміни “електронної довжини” незначні;
- 4) застосовувати методи синхронізації та стробування часового положення фронтів у перетворювачі  $\varphi \rightarrow \tau$  [42, 128, 197].

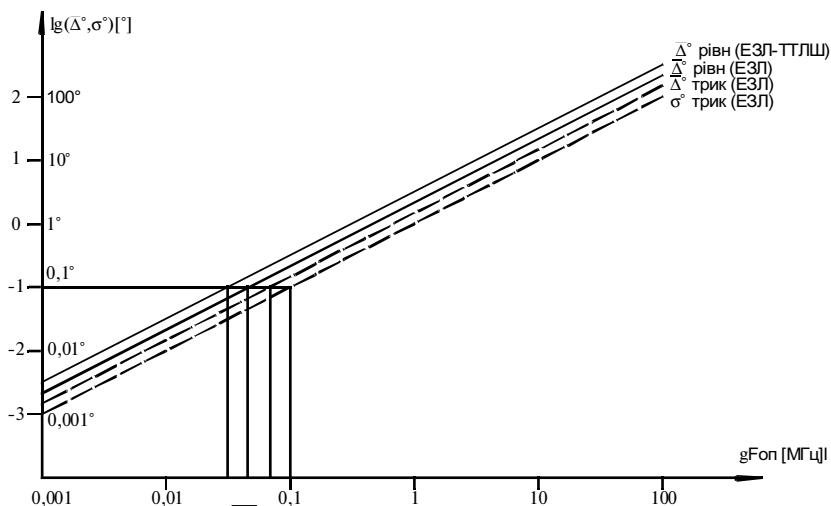


Рис.5.4. Залежності  $\Delta^{\circ}_{\Delta T \pm N}$  та  $\sigma^{\circ}_{\Delta T \pm N}$  від  $F_{on}$  для різних варіантів побудови перетворювачів  $\varphi \rightarrow \tau$

Потрібно відмітити, що похибка, яку вносить зміна часу затримки, має складний характер і залежить від багатьох параметрів ( $U_{жив}$ ,  $t_{зовн}^{\circ}$ ,  $U_{c/и}$  і т.п.) і не може бути осереджена за час вимірювання як похибки квантування та як низькочастотна.

Розглянемо ще одну похибку, що вноситься безпосередньо фазовим детектором, який виконаний за класичними схемами. У вигляді тригера або елемента ВИКЛЮЧНЕ АБО [40, 128, 197].

На рис.5.5а зображено RS тригер на елементах І-НІ (531ЛА3П). При подачі коротких відкриваючих імпульсів (на рис.5.5а показані умовно  $\bar{I}$ ) на виході отримаємо передній фронт  $\Phi^1$  затриманий на  $t = t_{3.cep}$  елемента 1 (рис.5.5а, цифра 1), а задній фронт з'являється лише через  $t = 2t_{3.cep}$ , тобто сигнал повинен пройти через елементи 2 і 1 (рис.5.6) цифри 2,1. Таким чином,  $\Phi^1 = \varphi + t_{3.cep}$ ; причому,  $t_{3.cep}$  -залежить як від типу елемента так і серії мікросхем і може лежати в межах  $t_{3.cep} = 2,5 \div 15нс$  (ЕЗЛ-ТТЛШ) [64].

Для схеми ФД із перекриттям, що виконана на елементі ВИКЛЮЧНО

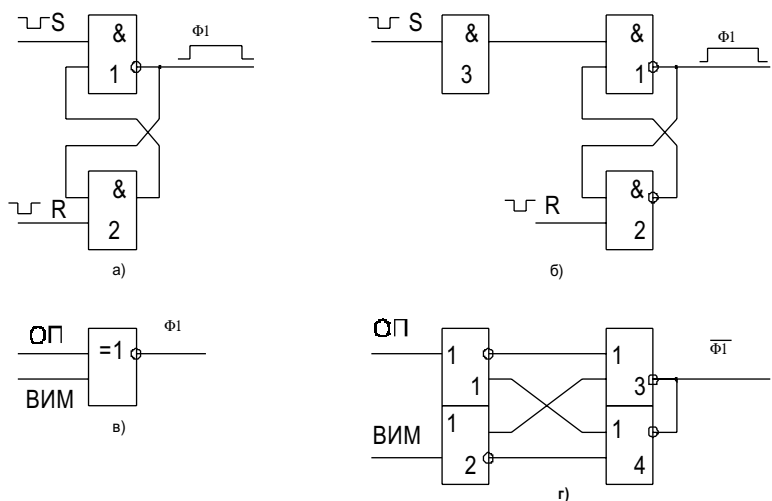


Рис.5.5. Схеми фазових детекторів, які вносять(а,б), та не вносять додаткових похибок (в,г)

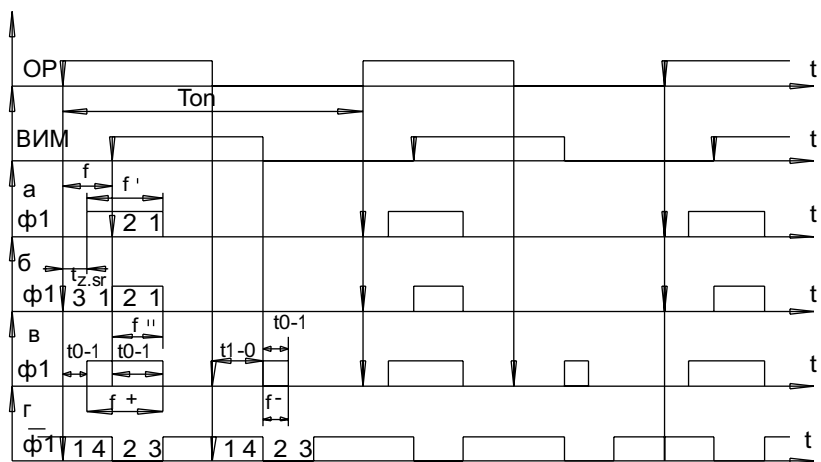


Рис.5.6. Часові діаграми формування  $\Phi 1$  тригерними та перемножуючими фазовими детекторами

АБО (531ЛПЗП), будуть формуватись ФІ два рази за період, але вони будуть різної довжини, що зумовлено структурою елемента, у якого час затримки залежить від рівня сигналу на другому вході ( $t_{01} = 5нс$ ,  $t_{10} = 10нс$ ) [64]. Фазові інтервали, які формуються,  $\varphi^+$  і  $\varphi^-$  відповідно більше (менше) істинного на  $t_{3,cep} = 5нс$ . (ТТЛШ), але в середньому за період:

$$\varphi_{cep} = (\varphi^+ + \varphi^-) / 2 = \varphi$$

Таким чином, фазові детектори рис.5.5в перетворюють КФЗ в часовий інтервал із систематичною похибкою рівною:

$$\Delta\varphi \approx 360^\circ F_{on} t_{cep}$$

під час перетворенні за період  $T_{on}$ . Як видно із рис.5.6а,в, навіть при однаковій часовій затримці формуючих каналі, на виході ФД формується ФІ не пропорційний  $\varphi$ , тобто є смисл говорити про вимірювання не абсолютних значень КФС приведених до входу фазометра сигналів, а лише про приріст значень КФС, при яких дані похибки виключаються [128, 197].

Але в той же час, враховуючи, що  $t_{3,cep} = 2,5 \div 15нс$ . однакового

порядку з часовою затримкою перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau$ , і зміна  $t_{cep}$  будуть викликати похибки, аналогічні приведеним в таблиці 5.1 і на рис.5.4.

На рис.5.5б,г приведені запропоновані автором структури побудови ФД із симетричністю затримок по обох входах (див рис.5.6б,г), що досягається ввімкненням елемента 3 на вхід S та побудовою елемента ВИКЛЮЧНЕ АБО на ЕЗЛ елементи АБО-І-НІ (500ЛМ102), які дозволяють практично виключити додаткові похибки асиметричності ФД.

Розглянуті вище додаткові похибки притаманні всім методам цифрового вимірювання КФЗ із прямим перетворенням [40] і їм потрібно приділяти серйозну увагу, поряд із такими, як низькочастотна похибка та похибки квантування, деякі із методів їх зменшення розроблені автором будуть розглянуті далі в п. 5.7.

### 5.3. Принципи побудови пристроїв для лічби фазових циклів

Пристрій лічби фазових циклів являє собою вимірювач величини фазової затримки сигналу вимірювального каналу відносно опорного, в якому одиницею міри виступає один ФЦ ( $2\pi, 360^\circ$  - у фазовому виразі,  $T_{on}$  - в часовому виразі). Таким чином, пристрій лічби ФЦ -пристрій квантування аналогової величини КФЗ дискретними значеннями, кількістю ФЦ, що відповідає узагальненому методу обробки вимірювальної інформації, який реалізується у БПО та ІКІ, БЦК та ЗІ [197].

Тепер склались два основних методи реверсивного підрахунку ФЦ:

1. Метод циклічного інтегрування кількості ФЦ в кожному із каналів (дволічильниковий метод) [23, 56, 76, 87- 89, 100, 102];

2. Метод імпульсного кодування переходу через ФЦ та його знаку [23, 50, 73, 100, 107, 120, 128, 197 та інші].

Перший має максимальну швидкодію ( $\Delta\varphi_{Ton} \geq 2\pi$ ), але з ростом ємності лічильника зростає і час інтегрування  $T_{\int} = T_{on} 2N$ , де  $N$  розрядність двійкового лічильника, та складність апаратної реалізації [100].

Використання систем миттєвої дії, які засновані на відніманні кодів в довільний момент часу, може забезпечувати час обробки одиничного виміру порядку  $T_{on}$ , але різко ускладнює алгоритм та його апаратну реалізацію.

Найбільш ефективним, з точки зору узгодження потужності інформаційного потоку вимірювальних КФЗ вхідних сигналів, зі швидкістю обробки засобів технічної реалізації, при достатній простоті останніх є другий метод [23, 50, 100, 120, 128, 197]. Автором було розроблено декілька пристроїв лічби ФЦ, які використовують другий метод [240-242].

На рис.5.7 приведена функціональна схема пристрою лічби ФЦ, яка виконана на реверсивному лічильнику [240]. Робота пристрою проходить наступним чином. Вхідні сигнали, що подаються на вхід пристрою, перетворюються формуючими блоками 1 та 2 в прямокутні імпульси типу "меандр". При цьому імпульси опорного каналу подаються на D-входи синхронних тригерів 3 та 4. Переднім фронтом сигналу вимірювального каналу проводиться періодичне (через  $T_{on} \pm 1/f_{Don}$ ) стробування значень сигналів опорного каналу, тобто в моменти синхронізуючих (передніх) фронтів проводиться його зчитування.

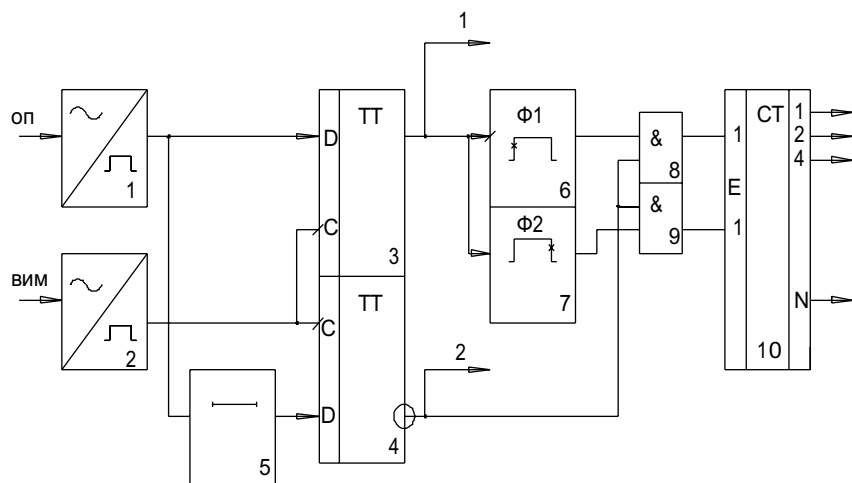


Рис.5.7. Функціональна схема пристрою для лічби фазових циклів [240]

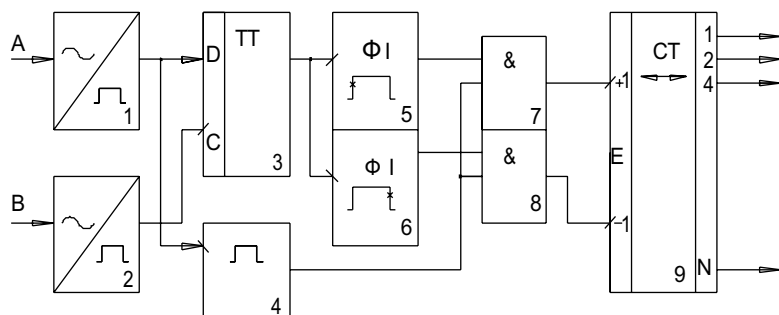


Рис. 5.8. Пристрій лічби ФЦ із синхронним лічильником [241]

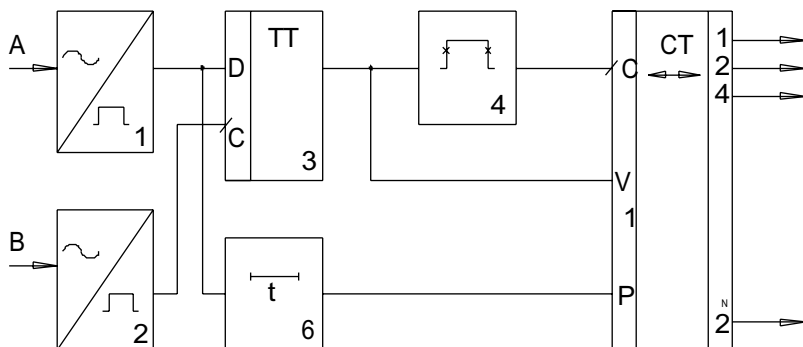


Рис.5.9. Функціональна схема пристрою для лічби ФЦ із перевагою [242]

Таким чином, при зміні КФЗ вимірювального каналу стробуючий фронт проходить по сигналу опорного каналу, при цьому його значення "1" або "0" перепишуться на вхід D-тригерів 3,4. Якщо прийняти за початок ФЦ позитивний фронт сигналу, тоді при його проходженні стробуючим фронтом вимірювального каналу в напрямку збільшення КФЗ (вправо), на виході D-тригера 3 отримано позитивний перепад із "0"  $\uparrow$  "1", при зворотному напрямку руху в сторону зменшення КФЗ (вліво), на виході D-тригера 3 буде перехід із "1" на "0", таким чином, наявність позитивного або негативного фронту імпульсу на виході D-тригера 3 несе інформацію про наявність переходу ФЦ та його напрям.

Формувачі імпульсів 6 та 7 формують лічильні імпульси на підсумовуючий та віднімаючий входи реверсивного лічильника 10, при цьому формувач 6 формує логічний імпульс по позитивному, а формувач 7 по негативному фронту вихідного сигналу D-тригера 3.

Однак, враховуючи те, що при проходженні "середини" ( $180^\circ$ ) опорного сигналу він має перехід "1"  $\downarrow$  "0" (негативний фронт), формуються хибні імпульси лічби ФЦ, які несуть інформацію про проходження значення  $180^\circ$  (0.5ФЦ), і тому для їх виключення автором запропоновано [25] другий D-тригер 4, на D-вхід якого поступає опорний сигнал затриманий на  $t_{zamp} = T_{on} / 4$ , тобто на його виході, в зоні попадання стробуючого фронту вимірювального каналу в діапазоні КФЗ= $90^\circ$ - $270^\circ$ ; присутній рівень "0" (інверсний вихід D-тригера 4), який блокує по других входах елементів І 8, 9 проходження хибних логічних імпульсів на входи лічильника 10.

Значення  $t$  елемента 5 може бути вибране іншим (більшим чи меншим  $T_{on} / 4$ ), але при цьому зменшиться завадостійкість пристрою до флуктуацій та швидких змін КФЗ вхідних сигналів. При  $t_{zamp} = T_{on} / 4$  пристрій забезпечує реверсивний лік ФЦ при максимально допустимій швидкості зміни КФЗ яке може досягти потенційної межі допустимої швидкості зміни [197, 240]:

$$\Delta\varphi_{Ton} = 2\pi / 2^N = 90^\circ.$$

У випадку вибору точки відліку ФЦ опорного каналу по негативному фронту сигналу, формувачі 6 і 7 лічильних імпульсів потрібно поміняти місцями і використовувати сигнал блокування із прямого входу D-тригера 4.

Відмінною особливістю пристрою ліку ФЦ [240] є його висока

швидкодія, що дозволяє зменшити час видачі інформації на лічильник до періоду вхідного сигналу  $T_{on}$ . Крім того, він володіє високою стійкістю до флуктуацій ФЗ вхідних сигналів, при достатньо простій реалізації на сучасних мікросхемах [64].

Величина виміряного ПФЗ (цілої частини) обмежена ємністю лічильника ФЦ, а при використанні лічильників з асинхронним нарощуванням (555ІЕ6, 555ІЕ7) пропорційно кількості інтегральних лічильників, зростає також час встановлення кожного із розрядів, визваний кінцевим часом розповсюдження сигналів послідовного переносу [64]. Через що, на високих вхідних частотах може виникнути ситуація, коли час встановлення:  $T_{вст} = K t_{3.рс.} \cdot T_{on}$  де  $K$  -кількість послідовно

включених лічильників;  $t_{3.рс.}$  -час затримки лічильника ( $t_{3.рс.} = 40нс$  555ІЕ7). Таким чином, пристрої лічби ФЦ виконані за схемою рис.5.7, можна виконувати на елементах ТТЛ (ТТЛШ) до  $F_{on} \leq 5МГц$  при  $K=4-8$ .

Підвищувати швидкодію та частоту вхідних сигналів дозволяє пристрій лічби ФЦ, розроблений автором і зображений на рис.5.8 [241]. Особливістю його реалізації є необхідність застосування синхронних реверсивних лічильників як лічильника ФЦ 5. В усіх перспективних типах мікросхем є відповідні лічильники ТТЛШ (531ІЕ6, 531ІЕ17), ЕЗЛ (500ІЕ136, 500ІЕ137), КМОНП (564ІЕ11, 564ІЕ14), що дозволяє будувати швидкодіючі багаторозрядні реверсивні лічильники синхронного типу. Як видно з рис.5.8, формуючі блоки 1 і 2 та D -тригер 3 ті ж, що і в попередньому варіанті, але елемент затримки 6 підключений безпосередньо до входу дозволу ліку (переносу) Р синхронного лічильника 5, а вихід D -тригера 3 підключений до входу управління реверсом безпосередньо, а до синхронного входу через формувач 4 лічильних імпульсів по обох фронтах керуючих сигналів.

Робота пристрою лічби рис.5.8 аналогічна схемі рис.5.7, але при цьому він має більш просту апаратну реалізацію і має більш високу максимально можливу швидкодію, завдяки синхронному встановленню тригерів лічильника 5:

$$T_{вст} = t_{3.ліч} \text{ та при } t_{3.ліч} = 25нс \text{ (531ІЕ16) } F_{on} \leq 40МГц ;$$

$$\text{при } t_{3.ліч} = 11нс \text{ (500ІЕ136), } F_{on} \leq 100МГц ; K \leq 2 ;$$

$$\text{при } t_{3.ліч} = 460нс \text{ (564ІЕ11), } F_{on} \leq 1МГц ;$$

У випадку переважання одного напрямку зміни КФЗ (наприклад,



в девіометрі), при роботі на низьких частотах ( $F_{on} \leq 10 \text{ кГц}$ ) можна збільшити допустиму швидкість зміни КФЗ в пріоритетному напрямку до  $\Delta\varphi_{Ton} \leq 180^\circ$  що досягається шляхом відповідного зміщення характеристики допустимих значень КФЗ у потрібну сторону.

На рис.5.9 зображено функціональну схему пристрою лічби ФЦ із перевагою, запропоновану автором [242].

Ефективність запропонованих пристроїв лічби ФЦ залежить в основному від правильного вибору та застосування конкретного пристрою для вирішення потреб задачі. Для отримання значення ПФЗ необхідно результати показань лічильника ФЦ і фазометра “зшити”, а використання пристроїв ліку виконаних за схемами рис.5.7, 5.8, дозволяє досить просто реалізувати алгоритм “зшивання”. Більш детально варіанти конкретної побудови кумулятивних фазометрів (вимірювачів ПФЗ) будуть розглянуті в 7 главі.

При роботі на низьких частотах  $F_{on} \leq 10 \text{ кГц}$  при формуванні прямокутних імпульсів та квадратурних складових на ЕЗЛ елементах можуть виникнути хибні імпульси нуль-переходів і точок компарації, що призведе до збоїв у роботі лічильника ФЦ, тому розглянемо більш детально особливості реалізації вхідних вузлів лічильників ФЦ.

Елемент затримки з  $t_{затр.} = T_{on} / 4$  може бути виконаний у вигляді квадратурного розщеплювача прямокутних імпульсів або іншого елемента затримки прямокутних імпульсів на  $t_{затр.} = T_{on} / 4$ .

Вважаючи на те, що робота лічильників ФЦ і фазометра можлива лише при наявності правильно сформованих сигналів, розглянемо специфічні вимоги та умови побудови формуючих вхідних пристроїв кумулятивних фазометрів.

Насамперед потрібно відзначити, що маючи “чисті” вхідні сигнали на входах, найбільш ефективним методом перетворення вхідних сигналів:

$$U_{on} = A_{on} \cos(2\pi F_{on} t + \varphi_{on});$$

$$U_{вим} = A_{вим} \cos(2\pi F_{on} t + \varphi(t) + \varphi_{вим}),$$

де  $\varphi(t)$  - КФЗ вхідних сигналів, що підлягають вимірюванню, є метод формування прямокутних імпульсів по точках нуль-переходів [76,

77, 84, 151, 185, 208, 214 і інші].

Найбільше розповсюдження отримали дві концепції:

1. Підсилення сигналів з обмеженням.

2. Компарування нульового рівня.

Аналізуючи відомі рішення [40, 46, 56, 91, 100, 120, 246], а також роботи автора [1128, 197, 240, 242], можна зробити висновок, що перевагу потрібно віддавати формуючим вхідним пристроям, які реалізовані за першою концепцією тоб-то підсилювачам-обмежувачам (ПО). Особливостям побудови ПО присвячено багато публікацій [40, 41, 246 і інші], хоча в зарубіжних розробках широко використовуються компаратори [1, 4, 5, 65, 66], які мають високі технічні параметри. Найбільш ефективним є схеми побудови ПО на елементах ЕЗЛ (100ЛП216, 500ЛП216, 1500ЛП114), які мають добру симетрію (диференційні підсилювачі постійного струму), широку смугу частот ( $f_{\text{ПТ}} = 1,87 \text{ ГГц}$  [64]), а також великий коефіцієнт підсилення на каскад

$$K_U = 7 \div 9 \text{ [64]}.$$

Сучасні швидкодіючі компаратори 597CA1, 597CA2, 597CA4, які виготовлені за аналогічною технологією, мають таку ж швидкодію як і ЕЗЛ, але більш високий  $K_U = 750$  (597CA1), при  $t_3 = 6 \text{ нс}$  [64]. Компаратори забезпечують більш високі параметри з імпульсів за крутизою фронтів, але при цьому значно програють в стабільності порогу спрацювання та наявністю гістерезиса [64, 128, 197]. Останні два фактори притаманні компараторам (великий  $K_U$ , позитивний зворотній зв'язок) [40, 44, 197], і не дозволяє їх використовувати у вхідних формуючих пристроях.

Підсилювачі-обмежувачі на послідовно з'єднаних дифкаскадах [64, 91] забезпечують покаскадне підсилення вхідного сигналу з цього обмеженням на рівні ЕЗЛ, і можуть бути виконані на одній мікросхемі диференційного приймача з лінії 100ЛП216 (100ЛП116) (3 каскади), або 1500ЛП114 (5 каскадів), або декількох послідовно з'єднаних (3-6 каскадів) [91].

В результаті експериментальних досліджень було встановлено, що найбільш ефективним з точки зору стабільності, чутливості, завадостійкості, а саме ці параметри і характеризують якість перетворення КФЗ в часовий зсув фронтів прямокутних імпульсів, є ПО на ЕЗЛ мікросхемах [64, 91] 100(500)ЛП216 із нахрестними зв'язками в першому дифкаскаді. Для підвищення чутливості, а також розташування завадоподавляючих RC кіл необхідно використовувати дві мікросхеми 100ЛП216, хоча застосування замість другої компаратора 597CA1, значно

збільшує крутизну вихідних фронтів за умови однакової стабільності, яка визначається стабільністю перших дифкаскадів [91].

Для підвищення завадостійкості до широкосмугових завад та підвищення стійкості ПО на його входах необхідно вмикати стабільний конденсатор ємністю 3-100пФ для частот 10МГц-50кГц [128, 197], а один із входів блокувати на “землю” через стабільний конденсатор С1 ємністю 1 мкФ [197].

На рис 4.10 зображено фрагмент функціональної схеми побудови ПО із виділенням вказаних вище особливостей.

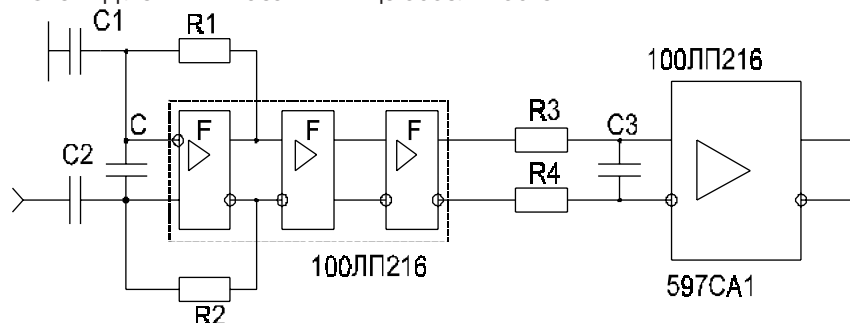


Рис.4.10. Функціональна схема ПО на мікросхемах ЕЗЛ

Резистори R1,R2 в колах зворотнього зв'язку (1-10кОм) залежать від потрібного  $R_{вх}$  ПО, який рівний величині R2. Ланцюжок R3, R4, C3-служить для подавлення хибних коротких імпульсів, що можуть формуватись на низьких частотах ( $F_{on} < 1МГц$ ) під дією широкосмугових завад. Основною перевагою схеми рис.5.10 є відсутність корегуючих елементів, а також складних зворотних зв'язків по шпаруватості [40, 197], що є досить важливим для побудови автоматизованих вимірювальних приладів.

При наявності у вхідних сигналах широкосмугових та імпульсних високочастотних завад під час багатократного пересікання сумісного сигналу із завадами нульового рівня можуть виникати випадки формування коротких хибних імпульсів нуль-переходів [128, 142, 197]. Наявність хибних нуль-переходів робить неможливим вимірювання ПФЗ, так як лічба ФЦ стає неможливою із-за перевищення теоретичної потенційної межі швидкості зміни КФЗ за  $T_{on}$ ,  $\Delta\phi_{on} \leq 2\pi$ , а також збільшує похибки вимірювання КФЗ фазометром із перекриттям [40], та практично стає неможливим вимірювання тригерним фазометром [197].

Окрім вказаного вище використання RC-кіл (див. рис.5.10) одним із

ефективних шляхів боротьби із похибками та збоями, що вносять хибні нуль-переходи, є використання метода часової фільтрації, який полягає в виключенні із сигналу на виході ПО всіх виходів, які коротші визначеної тривалості  $t$  [128, 197]

На рис.5.11. і 5.12. зображені найпростіші пристрої виключення хибних нуль-переходів та епюри напруг в характерних точках приведених вище пристроїв.

Робота пристроїв рис.5.11а-г, основана на порогових властивостях логічних елементів і суттєвій різниці постійних часу заряду та розряду конденсатора  $C$  [197].

При жорстких обмеженнях на фіксацію фронту або спаду формувального вихідного імпульсу відносно вхідного, необхідно застосувати відповідно схеми (рис.5.11б,г), а при відсутності таких обмежень достатньо використовувати одновходові логічні елементи, на вільних входах яких відповідно "0" та "1" [197].

В результаті експериментальних досліджень пристроїв захисту від широкосмугових завад, які виконані за схемами (рис.5.11б,г) при різних підборах логічних елементів, як виходу формуючого пристрою (вихід), елемента І(АБО)-входу, типу діода  $VD$ , були отримані залежності  $t$ -хібних імпульсів, які подає пристрій від ємності  $C$  (рис.5.13). Із аналізу таблиці 4.2 маємо, що найбільш сприятливим є застосування на виході формуючого пристрою низькоомних вхідних каскадів серій 133, 155, 530, 531, а як логічний елемент І(АБО) високоомні каскади серій 134, 533, 555, 1533. Діод найкраще застосувати германієвий з малим падінням напруги при прямому ввімкненні.

Найбільш ефективним є пристрій, запропонований автором [128] і зображений на рис.5.11д, який має одновібратор з повторним запуском і синхронний D-тригер [128]. Робота пристрою основана на подавленні (часовій фільтрації) усіх хибних імпульсів, які коротші тривалості імпульсу  $t$ , що формується одновібратором  $G$ , і зображена на рис.5.12.1,7,8 [197].

Як одновібратор з повторним запуском можна використовувати для ТТЛ і ТТЛШ серій 155АГЗ, 555АГЗ, а для серій ЕЗЛ потрібно зібрати на D-тригері [64].

Застосування вказаного пристрою захисту від широкосмугових завад [128] дозволило повністю виключити збої лічильників ФЦ кумулятивного фазометра при роботі на  $F_{on} = 12,5 \text{ кГц}$  [61]. Таким чином, застосування пристроїв захисту від широкосмугових завад в ПО і на їх виході є необхідною умовою роботи пристроїв лічби ФЦ, а також підвищення точності вимірювання КФЗ на частотах  $F_{on} \leq 1 \div 10 \text{ МГц}$  [128, 197].

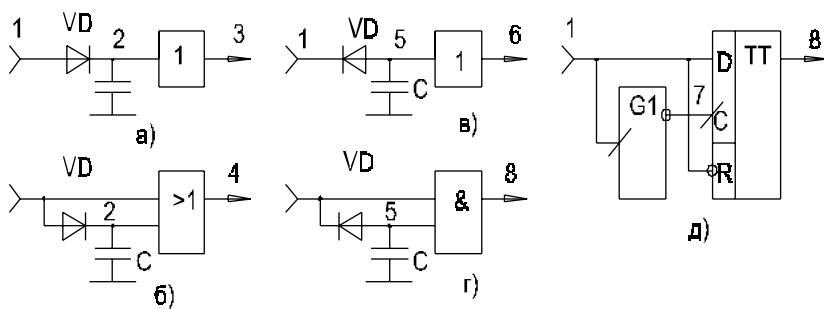


Рис.5.11. Пристрої виключення хибних нуль-переходів

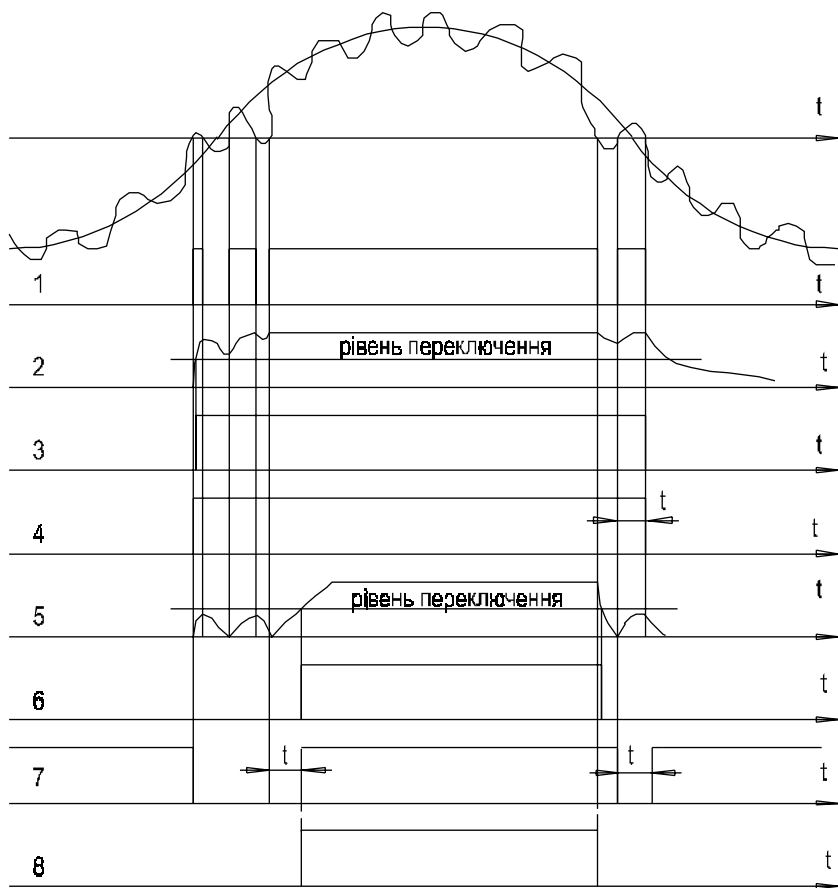


Рис.5.12. Епюри напруг в точках схем виключення хибних нуль-переходів

Таблиця 5.2

Серія мікросхем		Діод	№ залежності $\lg(t) = f(\lg C)$ Рис.4.13
Вихід	Вхід		
155	555	Д9	1
531	155	Д9	2
531	531	Д9	3
155	155	Д9	4
555	155	Д9	5
555	155	Д223	6
555	555	Д9	7
555	555	Д223	8

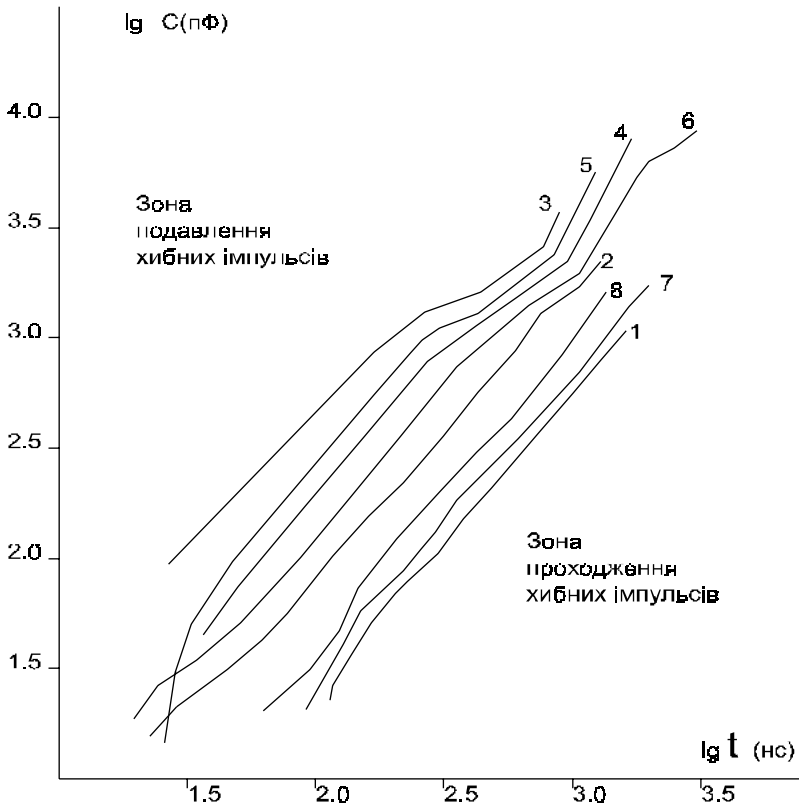


Рис.5.13. Експериментальні залежності тривалості (в нс) хибних імпульсів, що подавляються, від величини ємності конденсатора, типів діодів Д та мікросхем (Табл.5.2)

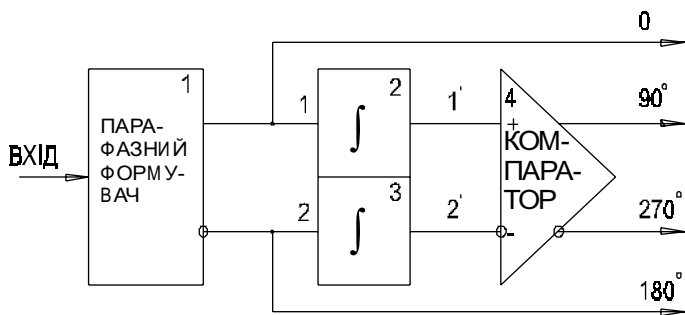
Для забезпечення оптимальної побудови лічильників ФЦ потрібно мати на входах керуючого пристрою лічильником ФЦ квадратурні складові вхідних сигналів [240-242]. Особливістю побудови потрібних квадратурних розщеплювачів є можливість роботи при прямокутних вхідних сигналах (типу “меандр”) в діапазоні частот  $\Delta F = \pm F_{Дон}$ , де  $F_{Дон} \leq 0,25 F_{он}$  максимально можлива частота Доплера, підтримуючи при цьому квадратуру сигналів з високою точністю за простої практичної реалізації. Перераховані вище вимоги в повній мірі відповідає схема, часові діаграми і принципова схема, одного із варіантів наведена на рис.5.14.

Працює розщеплювач наступним чином: прямокутний (або синусоїдальний) сигнал подається на вхід парафазного формувача 1, на парафазних виходах якого формуються прямокутні імпульси із стандартними рівнями типу “меандр” (див. рис.5.14а,б) які є двома із квадратурних виходів  $0^\circ$  і  $180^\circ$ . Поступаючи на вхід інтеграторів 2, 3 ці послідовності імпульсів, внаслідок інтегрування перетворюються в послідовності парафазних трикутних імпульсів (див. рис.5.14 (1,2)) точки перетину яких визначають моменти спрацювання компаратора 4, тобто розташування фронтів вихідних імпульсів.

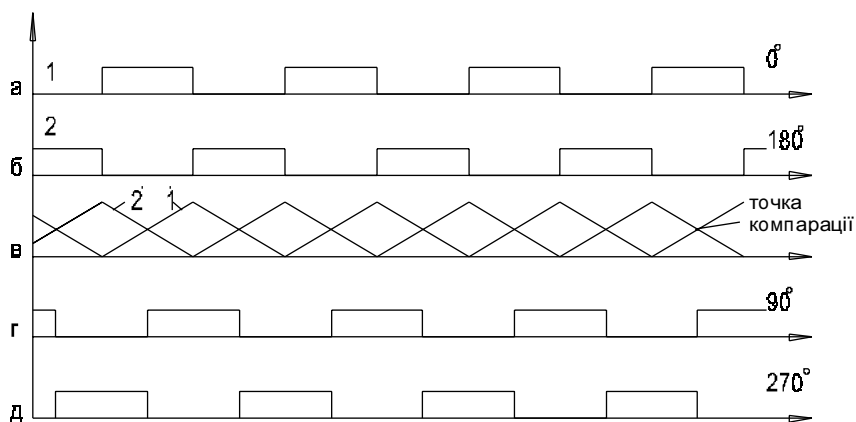
Компаратор виробляє на виходах парафазну послідовність (див. рис.5.14б  $90^\circ$ ,  $270^\circ$ ) імпульсів, зсунутих на  $T_{ex} / 4$ , тобто його виходи є другими парафазними квадратурними виходами  $90^\circ$  і  $270^\circ$  розщеплювача. Точка компарування (див. рис.5.14) знаходиться точно посередині інтегровальних імпульсів  $0^\circ$  і  $180^\circ$  і не залежить від їх періоду слідування  $T_{ex}$  і амплітуди імпульсів. Зміщення точок компарування може викликати зміна шпаруватості (відмінності від “меандру”) і різниці амплітуд.

Але на практиці, відмінність від “меандру” незначна і амплітуди рівні (парафазні виходи одного лічильного елемента), що дозволяє простим схематичним шляхом реалізувати конкретний пристрій квадратурного розщеплювача (див. рис.5.14в). Пристрій містить два компаратори 597CA1, при цьому перший виконує роль формувача парафазних прямокутних імпульсів як із синусоїди, так і обмежених сигналів. Елементи R1,R2,C1 утворюють два суміщені інтегратори. Умови роботи та вимоги до елементів інтегратора наступні

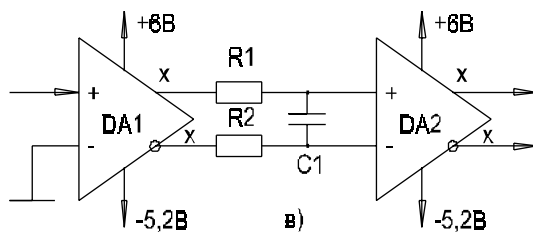
$$t_1 = (R1 + R2) \times C \geq (5 \div 10) T_{ex}, \quad R1 = R2 \ll R_{ex} \text{ [197].}$$



а)



б)



в)

DA1,2 - 597CA1

R1, R2 - МЛТ-0,125

C1 - КМ56

R - 510M

$U_{дж} = -2V$

Рис. 5.14. Квадратурний розщеплювач прямокутних імпульсів



## 5.4. Принципи побудови засобів часо-імпульсного перетворення

Другим найважливішим вузлом БПО та ІКІ, який визначає похибку перетворення ФЗ кількість імпульсів, є часо-імпульсний перетворювач (ЧІП). Він являє собою пристрій, який кодує числом імпульсів (квантуючих), що поступають із періодом  $T_{КЗ}$ , котрі вкладаються в тривалість часового (фазового) інтервалу, що підлягає перетворенню. Оскільки ЧІП має саме широке розповсюдження серед різного роду вимірювальних приладах, подальший розгляд методів та засобів побудови ЧІП будуть розглядатись із загальних позицій ЧІП, до складу яких входять і ЧІП цифрових фазометрів.

### 5.4.1. Класифікація методів часо-імпульсного перетворення

Часо-імпульсне перетворення - один із найбільш розповсюджених методів перетворення аналогової величини в дискретну (цифрову), коли величина вимірювального інтервалу  $T_{в.и.м.}$  замінюється його дискретним еквівалентом з вагою одиниці міри (квантом)  $T_{КЗ}$ . Таким чином:

$$T = \left\{ \frac{T_{в.и.м.}}{T_{КЗ}} \right\} T_{КЗ} + \left[ \frac{T_{в.и.м.}}{T_{КЗ}} \right] T_{КЗ} = n T_{КЗ} + \alpha,$$

$$\text{де } \left\{ \frac{T_{в.и.м.}}{T_{КЗ}} \right\}, \left[ \frac{T_{в.и.м.}}{T_{КЗ}} \right] - \text{відповідно ціла та дробова частини } \frac{T_{в.и.м.}}{T_{КЗ}}.$$

Величина  $\alpha$  характеризує методичну похибку перетворення, максимальне значення якої  $\Delta M = \pm T_{КЗ}$ .

Математичне очікування:

$$M(\Delta M) = \pm T_{КЗ} / 2,$$

дисперсія:

$$D(\Delta M) = \frac{T_{КЗ}}{\sqrt{6}}$$

Розроблено багато різних методів зменшення методичної похибки перетворення  $T_{\text{вим}}$  в число імпульсів, що використовують синхронізацію першого квантуючого імпульсу з початком  $T_{\text{вим}}$ , метод затриманих збіжностей, методи розширення та множення  $T_{\text{вим}}$  і т.д. [70, 85]. Але для фазометрів з малим часом вимірювання перераховані методи непридатні [76], і на практиці використовується метод квантування  $T_{\text{вим}}$  послідовністю квантуючих імпульсів з періодом  $T_{\text{кв}}$ . Не дивлячись на істотну відміну реального ЧІП, що має крім методичної похибки  $\Delta M = \pm T_{\text{кв}}$ , ще й інструментальну похибку реальних елементів, виконуючих квантування, практично всі ЧІП будуються за класичною схемою, що складається із селектора (квантуючого елемента) на логічних елементах І(АБО) та послідовно включеного лічильника імпульсів [40, 197].

В той же час, у декількох роботах проведений розрахунок основних інструментальних похибок реальних ЧІП [40, 42, 103, 197], який не одержав зараз розповсюдження, як при аналізі відомих, так і при розробці нових методів ЧІП. Автором запропонований новий підхід до розгляду похибок ЧІП реальних пристроїв з урахуванням специфіки їх інструментальних похибок, який дозволив провести аналіз похибок, та встановити тенденції шляхів їх зменшення і розробити нові методи побудови ЧІП із підвищеними метрологічними характеристиками [37, 38, 197, 253-255].

Сутність нового підходу полягає в наступному. На основі аналізу варіантів побудови ЧІП, як одноканальних [37, 38, 161], так і багатоканальних [52, 53, 251-255] та багатофазних [53, 54, 254], а також враховуючи проведений аналіз впливу параметрів реальних сигналів та параметрів реальних логічних елементів [128, 197], похибка реального ЧІП проявляється у вигляді трьох складових:

1. Методичної похибки квантування ідеального ЧІП.
2. Інструментальної похибки, викликану деформацією міри при квантуванні.
3. Інструментальної похибки, котру вносить кінцева крутизна фронтів квантуючих імпульсів.

Для схеми ЧІП із логічним елементом І похибку квантування можна записати у вигляді:

$$\Delta = \Delta_m + \Delta_{11} + \Delta_{12},$$

де  $\Delta_m$  - методична похибка;

$\Delta_{11}$  -інструментальна похибка деформації міри;

$\Delta_{12}$  -інструментальна похибка за рахунок кінцевої крутизни фронтів.

Для того, щоб визначити правило підсумовання результовуючої похибки, розглянемо кожен із них.

На рис.5.15а зображено класичний ЧІП, в якому як квантуючий пристрій використано логічний елемент І.

На рис.5.15б зображена функціональна схема синхронного лічильника, що має режим ЛІЧБА-ЗБЕРІГАННЯ (вхід V), в якому квантування здійснюється фронтом  $T_{KB}$ . Часові діаграми, що відображають процеси часо-імпульсного перетворення, наведені на рис.5.15в. Як видно із рис.5.15в у ЧІП із елементом І виникає похибка, що викликана деформацією міри, яка проявляється тим, що міра останнього кванта  $T_{KB}^I = T_{KB} - \Delta T_{KB}$  і є наслідком невизначеності що виникає за рахунок рівноправності потенціальних входів елемента І (лічильним фронтом лічильника на виході логічного елемента І можуть бути як фронти  $T_{вум}$ , так і  $T_{KB}$ ).

Визначити математичне очікування похибки перетворення для ЧІП із елементом І за умови, що лічильник має нескінченну розрізняючу здатність, фіксує імпульси із  $t_{KB} = 0$ . Ймовірність реєстрування лічильників N лічильних імпульсів визначаються відношенням тривалості інтервалу  $T_{вум} / T_{KB}$ . Тривалість  $T_{вум}$  невідома і її можна записати як:

$$T_{вум} = NT_{KB} + \beta T_{KB},$$

де  $\beta = [T_{вум} / T_{KB}]$  -дробова частина числа взятого в “[ ]” і може приймати значення  $[0 \div 1]$ , підкоряючись рівномірному закону розподілу [122]. Ймовірність реєстрації N імпульсів:

$$P_N = (T_{KB} - \tau_{вк} - \beta \cdot T_{KB}) / T_{вк},$$

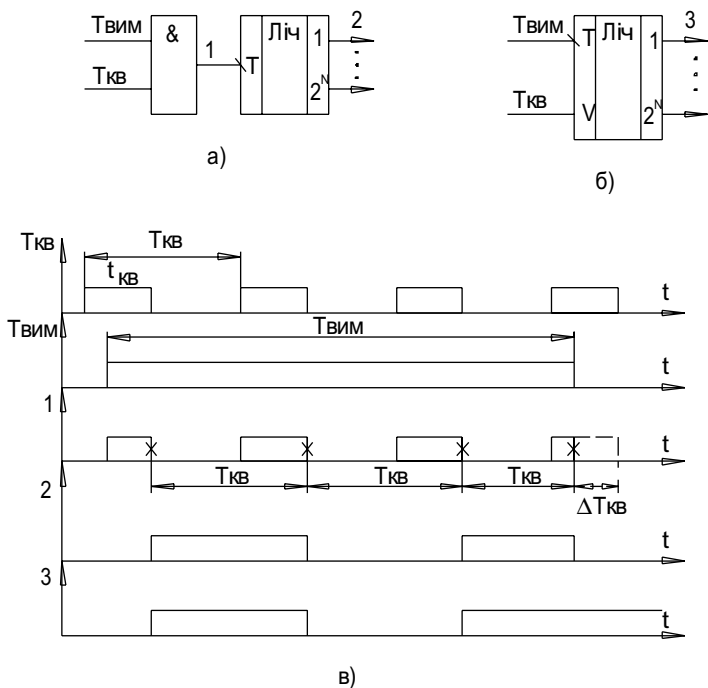


Рис.5.14а). Функціональна схема ЧІП асинхронного типу;  
 б). Функціональна схема ЧІП синхронного типу;  
 в). Часові діаграми часо-імпульсного перетворення у ЧІП синхронного та асинхронного типів

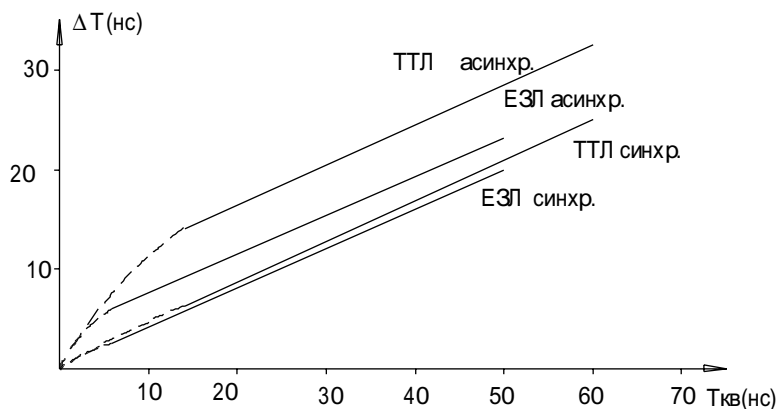


Рис.5.16. Залежності  $\Delta T$  від  $T_{КВ}$  асинхронного та синхронного типів  $TTL$  та  $E3L$  серій

а ймовірність реєстрації  $N+1$  імпульсів:

$$P_{N+1} = (\tau + \beta \cdot T_{\kappa\theta}) T_{\kappa\theta} = 1 - P_N.$$

Дискретні значення похибки відліку  $N$  і  $N+1$  імпульсів відповідно рівні:

$$\Delta T_N = -\beta \cdot T_{\kappa\theta}, \quad \Delta T_{N+1} = (1 - \beta) T_{\kappa\theta},$$

звідки:

$$\begin{aligned} M(\Delta T_{\text{вум}}) &= \Delta T_N \cdot P_N + \Delta T_{N+1} \cdot P_{N+1} = \frac{-\beta T_{\kappa\theta} (T_{\kappa\theta} - \tau_{\kappa\theta} - \beta T_{\kappa\theta})}{T_{\kappa\theta}} + \\ &+ \frac{(1 - \beta) T_{\kappa\theta} (\tau_{\kappa\theta} + \beta T_{\kappa\theta})}{T_{\kappa\theta}} = \tau_{\kappa\theta} \end{aligned}$$

що співпадає із виразом отриманим в [41].

Таким чином, в системах квантування, що використовують як квантуючий елемент потенціальні логічні елементи І(АБО), що мають рівноправні входи для  $T_{\text{вум}}$  і  $T_{\kappa\theta}$  виникає систематична похибка:

$$M(\Delta T_{\text{вум}}) = t_{\kappa\theta},$$

що є еквівалентним перетворенню подовженого імпульсу:

$$T_{\text{вум}}^! = T_{\text{вум}} + t_{\kappa\theta}.$$

Автор назвав дану інструментальну похибку реального ЧІП похибкою деформації міри ( $\Delta_{11}$ ), тому що вона викликана зміною величини міри

$T_{\kappa\theta} \rightarrow t_{\kappa\theta}$ , а ЧІП, якому вона властива є ЧІП асинхронного типу (до них як правило відносяться всі ЧІП радіовимірjuвальних приладів) [128, 197].

В ЧІП (рис.5.156) похибка деформації міри відсутня, тому що квантування здійснюється фронтами імпульсів, які поступають на лічильний вхід Т (динамічний), а управління ( $T_{\text{вум}}$ ) подається на потенційний вхід V, і автор назвав їх відповідно ЧІП синхронного типу. Головними ознаками

їх є подача сигналів міри на динамічний (чутливий лише до фронтів імпульсу) вхід ЧІП і сигналів  $T_{вим}$ , що підлягають перетворенню на потенційний (чутливий до порогового рівня сигналу).

Далі будуть розглядатись лише ЧІП синхронного типу розроблені автором та захищені А.с. СРСР [37, 38, 53, 54, 253-255], а також інші перспективні розробки, в яких похибка деформації міри відсутня.

Друга інструментальна похибка  $\Delta_{12}$  викликана кінцевою крутизною квантуючих фронтів (обмежена смугою пропускання ІМС) і є принципово неусувною, її можливо лише зменшити, підвищуючи швидкодію елементів (крутизну фронтів). В [76] отримані вирази для середньої дисперсії:

$$\overline{D} = \frac{2}{\tau^{\kappa}} \int_0^{T_{кв}/2} D(\alpha) d\alpha = \frac{2}{3} \tau + \frac{T_{кв}}{6},$$

де  $2\tau$  - ширина критичної зони по входу квантуючого пристрою ( $2\tau \approx t_{фр.}$ );

$T_{кв}$  - період квантуючих фронтів.

Другою складовою є дисперсія ідеального квантуючого пристрою [180,181].

Похибки реальних пристроїв викликані флуктуаціями фронтів часових інтервалів та квантуючих імпульсів, вони досить детально викладені в [41, 128, 197] і тут не розглядаються, до того ж, вони створюють додаткові похибки які мають менші значення ніж ті що розглянуті вище, тому що  $t_{кв}, \tau \gg t_{флукт.}$ .

Тому на основі проведеного вище аналізу можливо записати вираз для максимальних похибок часо-імпульсного перетворення ЧІП асинхронного і синхронного типів:

$$\Delta T_{вим.ас.} = \tau_{кв} + \frac{2}{\sqrt{6}} \sqrt{\tau^2 + T_{кв}^2}, \quad (5.25)$$

$$\Delta T_{вим.синх.} = \frac{2}{\sqrt{6}} \sqrt{\tau^2 + T_{кв}^2}. \quad (5.26)$$

Із (4.25) (4.26) виходить, щоб зменшити  $\Delta T_{\text{в.и.м}}$  потрібно використовувати ЧІП синхронного типу із високою крутизною фронтів та малим періодом квантуючих імпульсів  $T_{\text{кв}}$ , однак обидві величини потрібно зменшувати одночасно.

На рис.5.16 приведені залежності  $\Delta T_{\text{в.и.м}}$  для ЧІП виконаних на ІМС ТТЛШ серії 531 і ЕЗЛ серії 500, для яких:

$$t_{\text{кв.мін}} = 7\text{нс}, T_{\text{кв.мін}} = 14\text{нс}, \tau = 2\text{нс} \text{ (531)}$$

і

$$t_{\text{кв.мін}} = 3\text{нс}, T_{\text{кв.мін}} = 6\text{нс}, \tau = 1\text{нс} \text{ (500) [64]},$$

із яких виходить, що ЧІП синхронного типу більш ефективні в порівнянні із асинхронними, а також те, що ЕЗЛ серії мікросхем а також КМОН (1554,1564) мають несуттєвий вигравш при  $T_{\text{кв}} \geq 15\text{нс}$  у порівнянні з ТТЛШ.

Для реалізації субнаносекундної розрізняючої здатності та похибок перетворення можливо досягнути використовуючи надшвидкодійні ІМС серії 1500 (ЕЗЛ), 6500 (КМОНП AsGa) які мають типові робочі частоти 500МГц і 1,2ГГц [64].

На рис.5.17 приведена таблиця класифікації сучасного стану розвитку ЧІП за найбільш важливими признаками:

- тип квантуючого пристрою;
- канальність входів перетворення;
- фазність квантуючих імпульсів;
- метод об'єднання результатів.

В основу класифікації закладені [12,13, 20, 40-44, 46, 47, 85, 86 і інші], а також розробки автора [37, 38, 53, 54, 253-255 і інші]. Основну увагу приділено ЧІП синхронного типу, які направлені на зменшення похибок перетворення та спрощення практичної реалізації.

Під одноканальним ЧІП розуміють методи та пристрої, що виконують перетворення одного часового інтервалу  $T_{\text{в.и.м}}$ , при цьому підвищення точності та розрізняючої здатності досягається підвищенням фазності квантуючих імпульсів, яке може бути виконане двояко - фазорозщипленням  $T_{\text{кв}}$  [37], або еквівалентним зсувом  $T_{\text{в.и.м}}$  [38, 254].

Сказане вище відноситься до багатоканальних ЧІП, в яких кількість

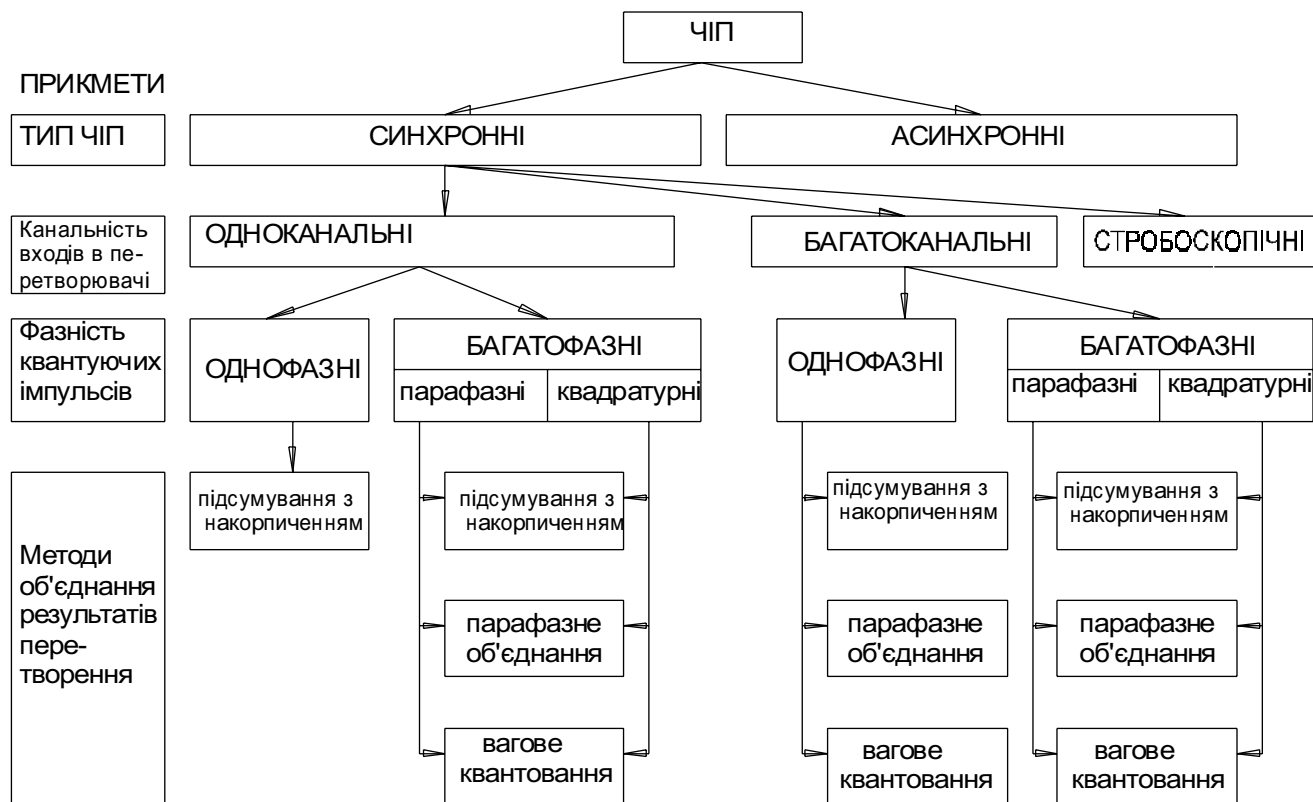


Рис.5.17. Класифікація методів та засобів часо-імпульсного перетворення



каналів перетворення  $T_{вим}$  більше одного і часто рівне 2 [53, 54] або 4 [253-255] і т.д. Основною властивістю розроблених методів та засобів ЧІП є вирішення питання об'єднання результатів квантування в кожному із каналів та фаз в єдиний результат, що підраховується одним пристроєм ліку, а не групою паралельних [251], тобто зберігаючи всі переваги паралельного перетворення практично без збільшення об'єму апаратної реалізації [161].

Стробоскопічні ЧІП дозволяють одержати суттєвий вииграш у підвищенні точності та розрізняючої здатності перетворення періодичної послідовності перетворюючих інтервалів, причому при їх реалізації можна використати всі розроблені багатоканальні та багатofазні методи та їх комбінації.

Більш детально особливості та питання побудови ЧІП багатofазного та багатоканального перетворення будуть розглянуті далі.

### **5.5. Похибки багатofазних методів та засобів часо-імпульсного перетворення синхронного типу**

Зменшення методичної похибки дискретності можливе лише шляхом зменшення міри квантування, тобто зменшення  $T_{кв}$  (збільшенням  $f_{кв}$ ) [41, 128, 197]. Наявність обмежень на  $f_{кв.max}$ , що накладені кінцевою швидкодією елементної попередньої бази, збільшувати  $f_{кв}$  можна лише до  $f_{кв.max}$ . Існуючі методи [41, 155] підвищення розрізняючої здатності ЧІП, що використовують ноніусне, масштабно-часове перетворення, метод затриманих збіжностей, хоча дозволяють підвищувати розрізняючу здатність і зменшити їх похибку  $\Delta_{кв}$  в кілька разів, достатньо складні, або ж потребують додаткового часу на перетворення [41, 44, 156, 197], що практично несприйнятливим для швидкодіючих ЧІП.

Іншим шляхом зменшення похибки дискретності є використання паралельної обробки в багатоканальних ЧІП, у яких квантування здійснюється у  $N$  паралельних ЧІП квантуючими імпульсами зсунутими по фазі на  $\Delta\phi = 360^\circ / N$  в кожному із каналів [141].

Але при цьому необхідно, після закінчення перетворення, підсумувати показники  $N$  лічильників, тобто такий шлях вирішення є інтенсивним і при  $N > 2$  та великій розрядності лічильника достатньо

складний при практичній реалізації.

Автором запропонований інший шлях вирішення задачі підвищення точності ЧІП, коли зберігаються всі переваги паралельної обробки інформації, але відсутня паралельність елементів накопичення результатів (лічильників), тобто інтенсивний путь, при якому зберігається загальний багаторозрядний лічильник для  $N$  каналів паралельної обробки.[37, 38, 161, 253-255.

На початку розглянемо методи підвищення точності ЧІП в два рази. На рис.5.18 приведена блок-структура алгоритму методу парафазного імпульсного перетворювача, сутність якого полягає в тому, що часовий інтервал  $T_{вим}$  квантується як передніми так і задніми фронтами квантуючих імпульсів типу “Меандр” два рази за період  $T_{кв}$  в паралельних каналах, після чого, результат квантування ділиться на два і результати ділення підсумовують по MOD2, причому вихід результату підсумування є молодшим розрядом результату перетворення, а старші розряди утворюються методом послідовного ліку одним лічильником.

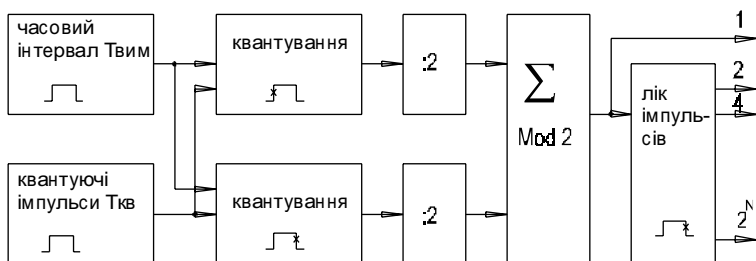


Рис.5.18. Блок-структура алгоритму методу парафазного часо-імпульсного перетворення

Аналіз похибок двофазного (багатофазного) методу ЧІП можна проводити, використовуючи поняття сумісної густини розподілу  $c(x, y)$  двох незалежних випадкових величин  $c(x)$  і  $c(y)$  розглядаючи похибки двофазного ЧІП як:

$$\Delta = m_{\chi, y} = \int_{-\infty}^{\infty} \chi \cdot y \cdot \rho(\chi, y) \cdot d\chi \cdot dy;$$

$$\delta = \sqrt{D} = \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (\chi - m_{\chi})^2 (y - m_y)^2 \rho(\chi, y) \cdot d\chi \cdot dy \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Таким чином аналіз похибок зводиться до знаходження сумісної густини розподілу  $\rho(\chi, y)$ . Суттєвий закон розподілу є композиція законів розподілу похибок квантування в кожному із каналів перетворення з густинами розподілу  $\rho(\chi)$  та  $\rho(y)$ . Як відомо [84, 85] похибка дискретності підкоряється трикутному закону Сімпсона, який є композицією двох рівноймовірних законів розподілу похибок початку  $\rho(\chi_{\Pi})$  та кінця  $\rho(\chi_K)$  інтервалу  $T_{\text{вим}}$ , що перетворюється.

Універсальним методом знаходження сумісної густини розподілу (композиції закону) є використання характеристичної функції:

$$\Theta(jv) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{jvx} p(x) \cdot dx, \quad (5.27)$$

а:

$$\Theta_{x,y}(jv) = \Theta_x(jv) \Theta_y(jv), \quad (5.28)$$

звідки:

$$P(x, y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-jvx} \Theta_{xy}(jv) dv. \quad (5.29)$$

Але, враховуючи те, що  $\rho(\chi, y)$  є композиція двох законів  $\rho(\chi)$ ,  $\rho(y)$  Сімпсона, або композиція чотирьох рівноймовірних законів з густинами  $\rho(\chi_{\Pi})$ ,  $\rho(\chi_K)$  та  $\rho(y_{\Pi})$ ,  $\rho(y_K)$ , та знаходження  $\rho(\chi, y)$  за формулою (5.29) в замкнутій формі являє собою досить складний та трудомісткий процес [103].

В той же час можливо із достатньою ступенню точності проаналізувати основні характеристики похибок ЧІП, використовуючи спрощений метод аналізу, запропонований автором, який базується на понятті еквівалентної частоти квантування:

$$f_{\text{кв.екв}} = \frac{\delta_{\text{Ni}}}{\delta} f_{\text{кв}}, \quad (5.30)$$

де  $\delta, \delta_{N_i}$  - відповідно похибки дискретності еквівалентного однофазного та реального багатофазного ЧІП;

$f_{кв}$  - реальна частота квантування в  $N_i$  фазі, яка є інтегральною характеристикою процесу паралельного квантування у  $N$  каналах частотою  $f_{кв}$ , та дає однакові результати, при умові, що квантування здійснюється у одному каналі ( $N=1$ ) із  $f_{кв} = f_{кв.екв}$ .

Так, для випадку, що розглядається, квантування парафазними фронтами  $N=2$  і  $f_{кв.екв} = 2 f_{кв}$ . Однак, це є справедливим лише для квантуючих імпульсів, що мають форму меандра, для яких квантуючі фронти зсунуті на  $180^\circ$  (парафазні).

При довільній двофазній системі  $f_{кв.екв}$  можна оцінити за формулою:

$$f_{кв.екв} = \frac{S \cdot f_{кв}}{S - 1},$$

де  $S$  - шпаруватість квантуючих імпульсів ( $2 \div \infty$ ), причому:

$$S = T_{кв} / t_{кв.min},$$

де  $t_{кв.min}$  - тривалість меншого із квантуючих імпульсів. Таким чином,

$f_{кв.екв}$  досягає свого максимального значення при парафазному квантуванні, а похибка дискретності при цьому зменшується в  $N$  разів.

На рис.5.19 та 5.20 приведені функціональні схеми ЧІП із парафазним квантуванням на D- та JK - тригерах.

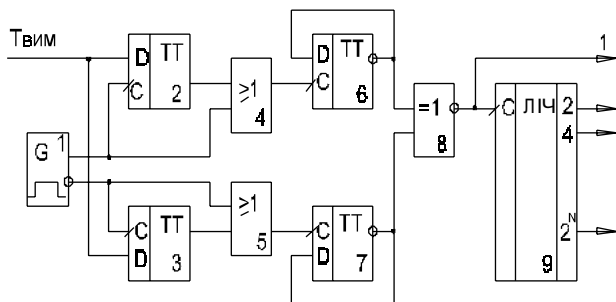


Рис.5.19. Функціональна схема ЧІП із парафазним квантуванням на D-тригерах

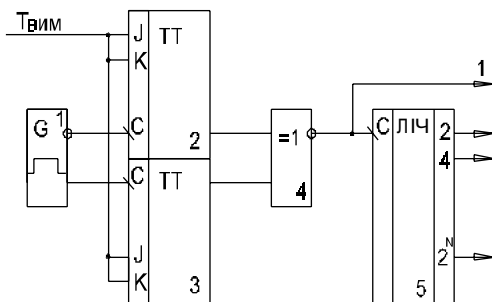


Рис.5.20. Функціональна схема ЧІП із парафазним квантуванням на JK-тригерах  
Генератор G,1 виробляє парафазні квантуючі імпульси з частотою

$f_{кв}$ , котрими здійснюється синхронне квантування в D-тригерах 2,3 та елементах АБО 4,5. D-тригери 6, 7 здійснюють операцію ділення на два і ВИКЛЮЧНЕ АБО 8 підсумовує по MOD2. Лічильник 9 підраховує кількість формуючих на виході ВИКЛЮЧНОГО АБО 9 негативних лічильних фронтів з вагою кванта рівного двом.

При реалізації ЧІП на JK-тригерах 2,3 схема ще більш спрощується, тому що в них суміщаються функції квантування та ділення ЧІП, які реалізують алгоритм і можуть працювати до граничних частот  $f_{гран.}$  конкретної елементної бази, тобто при цьому на всі елементи, в тому числі і на лічильник 5 поступає сигнал із частотою

$$f \leq f_{кв.гран.} \text{ (а } f_{кв.екв} = 2f_{гран.} \text{ )}.$$

Прикладом зменшення в два рази похибки дискретності може бути ЧІП (рис.5.21), що використовує еквівалентність фазності квантуючих імпульсів часової затримки одного каналного  $T_{в.ум}$  відносно другого на  $t = T_{кв} / 2$  [38].

Найбільш просто та наглядно можна розглянути роботу ЧІП користуючись часовими діаграмами (рис.5.22). Сигнал  $T_{в.ум}$  (рис.5.22) квантується по першому каналу ЧІП негативними фронтами один раз за  $T_{кв}$ . Сигнал другого (затриманого каналу, рис.5.22б) зсунутий на  $t = T_{кв} / 2$ , що еквівалентно квантуванню також  $T_{в.ум}$  позитивними фронтами квантуючих імпульсів типу “меандр”. При сумісному перетворенні обох інтервалів це еквівалентно квантуванню  $T_{в.ум}$  два

рази за період  $T_{КБ}$ , тобто  $f_{КБ.екБ} = 2f_{КБ}$  та похибка дискретності  $\sigma_{КБ} = T_{КБ} / 2$ .

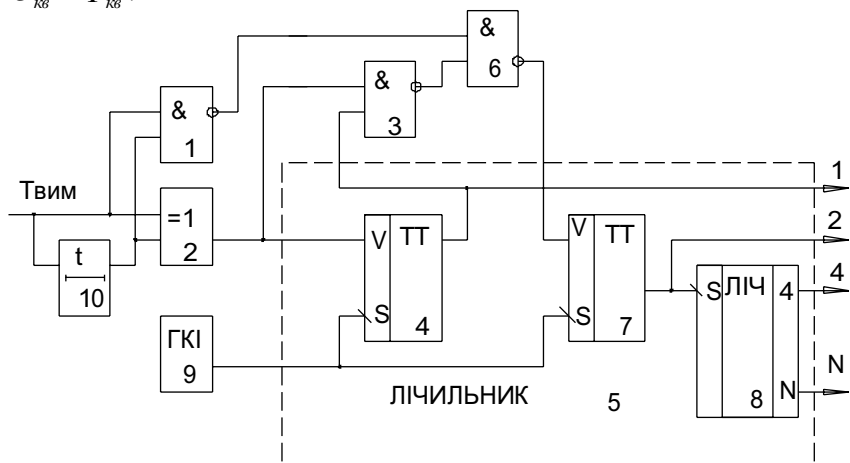


Рис.5.21. Функціональна схема еквівалентнодвофазного ЧІП

Можливий і інший розгляд роботи ЧІП за реальною принциповою схемою. На виході елемента ВИКЛЮЧНЕ АБО 2 формуються імпульси тривалістю  $T_{КБ} / 2$ , на час котрих дозволена робота молодшого розряду лічильника. Під час перекриття входних каналних імпульсів  $T_{П} = T_{в.и.м} - T_{КБ} / 2$  працює старший розряд (тригер 7). Таким чином, перетворенню підлягають три інтервали  $T_{КБ} / 2$ ,  $T_{П}$  та  $T_{КБ} / 2$ , при цьому останній з них тісно прив'язаний до перших двох.

Нехай в перший інтервал  $T_{КБ} / 2$  квантуючий фронт не попадає, тоді похибка початку  $\Delta t_{П} \leq 0,5T_{КБ}$ , тобто перший квантуючий фронт буде обов'язково в зоні  $T_{П} \in (0 \div 0,5T_{КБ})$ . Далі розглянемо похибку квантування  $T_{П}$  по його закінченню. Тут похибка в кінці може бути  $\Delta t_{П} \leq T_{КБ}$ , але якщо  $\Delta t_{П} \geq 0,5T_{КБ}$  то в третій інтервал  $T_{КБ} / 2$  попадає фронт лічби із вагою кванта  $T_{КБ} / 2$ , та  $\Delta t_{p} \leq T_{КБ} - 0,5T_{КБ} = 0,5T_{КБ}$ .

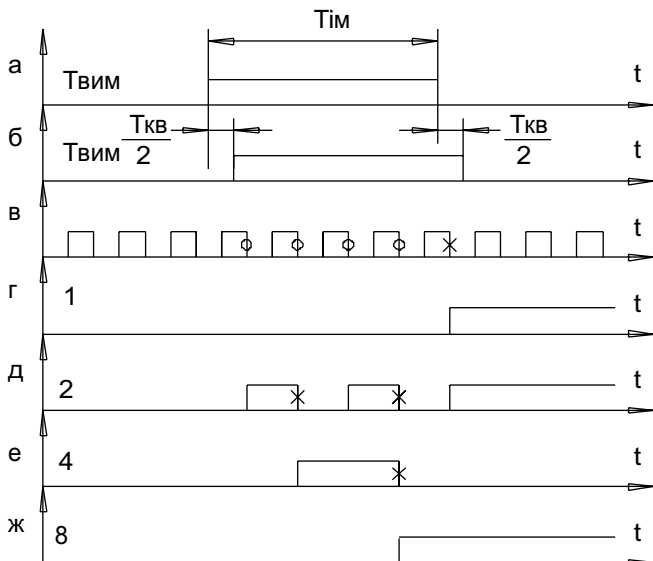


Рис.5.22. Часові діаграми перетворення в ЧІП рис.5.21

Таким чином  $\Delta t_p$  та  $t_k \leq 0,5T_{кв}$ , що в два рази менше

одноканального ЧІП, де  $\Delta t_p$  та  $\Delta t_k \leq T_{кв}$ , тобто похибка дискретності та розрізняюча здатність покращується в два рази [38]. Необхідно відмітити, що систематична похибка  $\Delta T = T_{в.м} - T_p = T_{кв} / 2$  - виключається, тому що в крайні інтервали завжди попадає один лічильний імпульс із вагою кванта  $T_{кв} / 2$  і компенсує  $\Delta T$ . На відміну від ЧІП з парафазним методом квантування та об'єднанням результатів ЧІП (рис.5.21) з еквівалентним двофазним квантуванням, використовується для об'єднання результатів інший принцип, котрий отримав назву методу вагового кодування [38, 52, 53, 161, 253-255].

На рис.5.23, 5.24 приведені відповідно блок-структура алгоритму чотирифазного методу, принципова схема ЧІП, що його реалізує.

Як видно [161], метод чотирифазного (квадратурного) квантування заснований на двох зміщених в часі на  $t = T_{кв} / 4$  методах парафазного квантування та об'єднання, результати яких можуть об'єднуватися як методом парафазного об'єднання, [37, 253] так і вагового кодування [161] і методом логічного підрахунку одноіменних лічильних фронтів [254]. При реалізації ЧІП на елементах ЕЗЛ серії 500 з  $f_{гран.} = 200 МГц$ ,

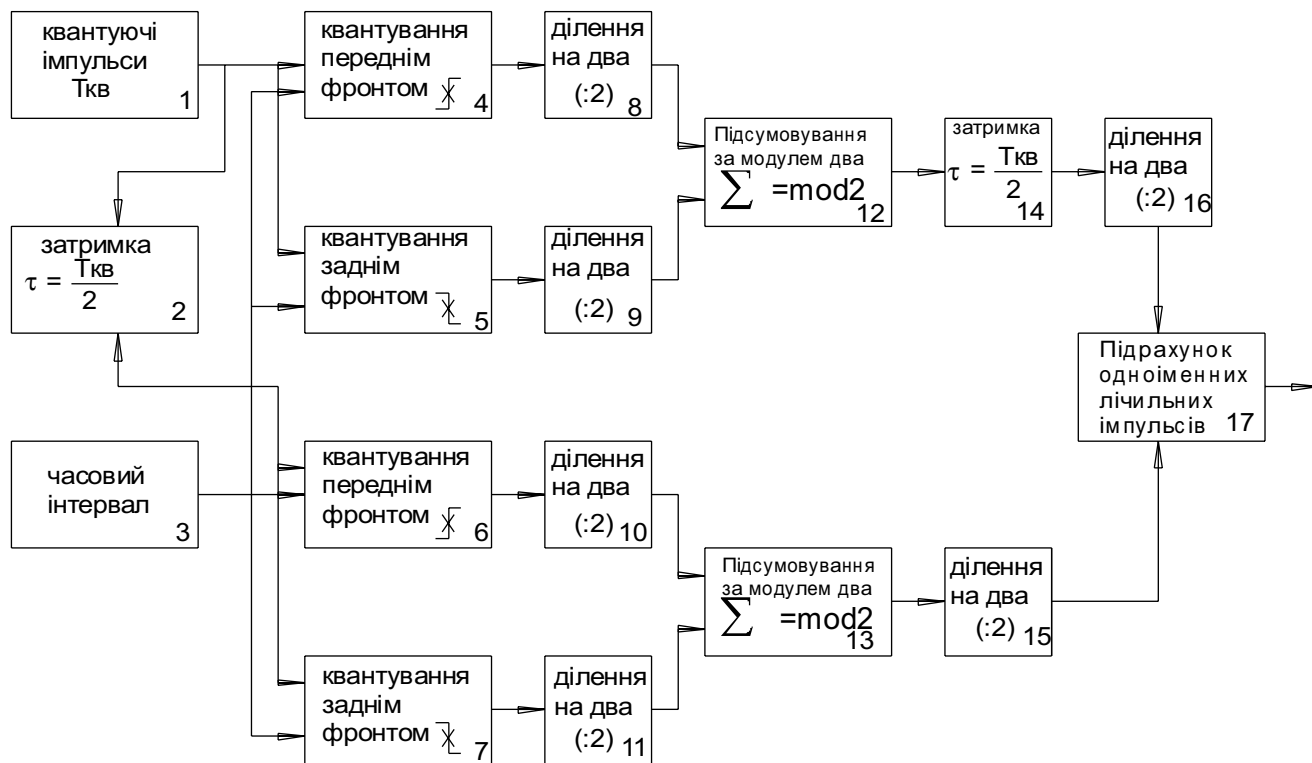


Рис.5.23. Блок-схема алгоритму чотирифазного методу часо-імпульсного перетворення



**Рис.5.24. Принципова схема чотирифазного часо-імпульсного перетворювача**

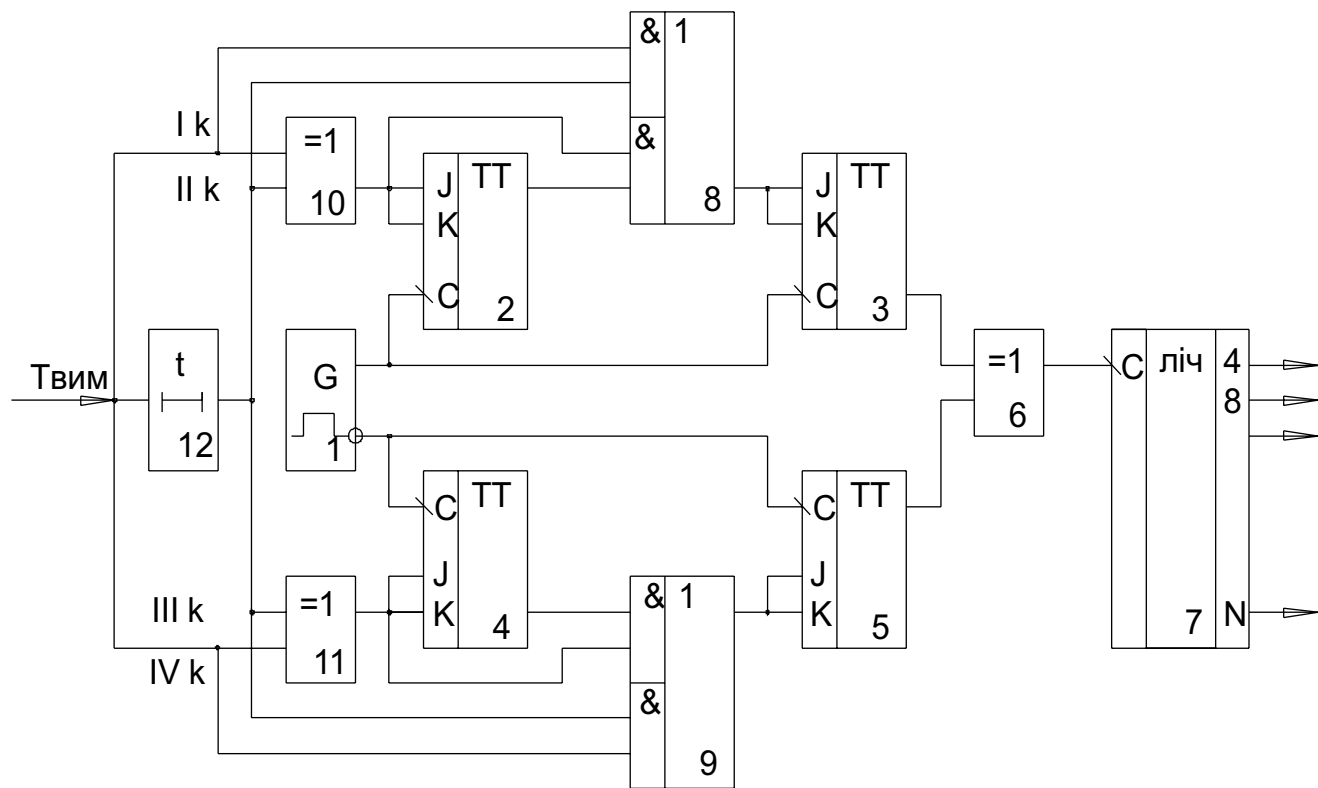


Рис.5.25. Функціональна схема еквівалентно-чотирифазного ЧІП

$f_{кв.екв.} = 4f_{гран.} = 4 \times 200 = 800 МГц$  . Підвищення еквівалентної частоти в чотири рази досягається при квадратурному розташуванні квантуючих фронтів в межах  $T_{кв}$  . Схема ЧІП трохи ускладнилась, але лічильник накопичення результату залишився, як і у випадку парафазного квантування, один замість чотирьох.

На рис.5.25 приведена функціональна схема еквівалентно-чотирифазного ЧІП, котрий являє собою два паралельних канали I, II та III, IV, в яких використовують метод вагового кодування, виконаних на JK-тригерах 2, 3 та 4, 5 з парафазним квантуванням в кожному із каналів I, II, III, IV та парафазним об'єднанням результатів з допомогою елемента ВИКЛЮЧНЕ АБО 6 з підрахунком результату одним лічильником 7. Вага кванта з вихода ВИКЛЮЧНЕ АБО 6 - дорівнює 4. Елемент затримки 12 ( $t = T_{кв} / 4$ ) забезпечує квадратурний режим квантування внаслідок чого,  $T_{кв.екв} = 4f_{гран.}$  при дуже простій практичній реалізації [37].

Розглянуті вище багатофазні методи часо-імпульсного перетворення та засобів їх реалізації мають регулярну структуру та дозволяють підвищити еквівалентну частоту квантування в  $N = 2^k$  раз, де  $K=1, 2, 3 \dots n$  , без практичного ускладнення схеми реальних пристроїв, а саме головне, ці методи інваріантні до конкретної елементної бази і дозволяють в N раз перевищувати її граничні значення робочих частот.

Одним із прикладів застосування одноканальних багатофазних ЧІП в цифрових фазометрах може бути застосування його в цифровому фазометрі з часом вимірювання кратним періоду сигналу [251], структурна схема якого зображена на рис.5.26а, а часові діаграми роботи рис.5 26б.

Перетворювач ( $\varphi \rightarrow q$ ) формує ФІ, які піддаються синхронно в лічильнику 3 з результатом N1, а прив'язаний до фронтів ФІ інтервал часу вимірювання  $T_{вим} = kT$  синхронно квантується в лічильнику 4 з результатом N2 шляхом подачі дозволяючого сигналу на вхід дозволу ліку Р синхронного лічильника. В арифметичному пристрої 6 КФС обчислюється за формулою:

$$\varphi = 360^\circ N_1 / N_2 \text{ [251].}$$

В даному фазометрі відсутня методична “низькочастотна похибка”, він простий в практичному виконанні і може мати час вимірювання від одного до K періодів вхідного сигналу [41, 44].

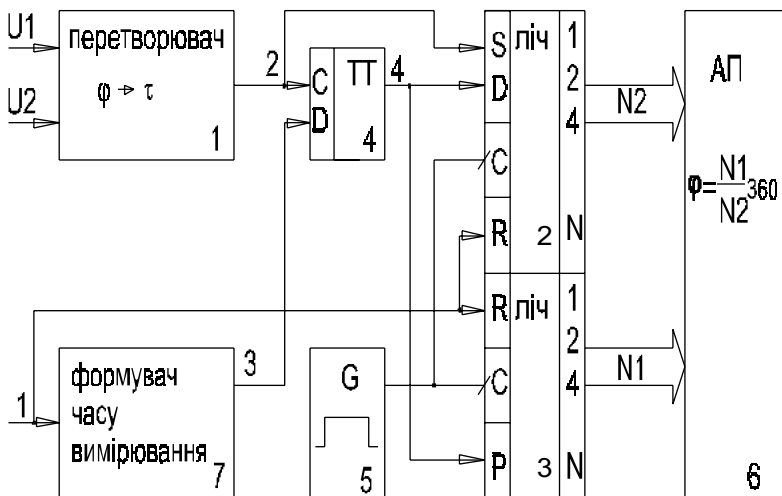


Рис.4.26а). Структурна схема цифрового фазометра з часом вимірювання кратним періоду вхідного сигналу

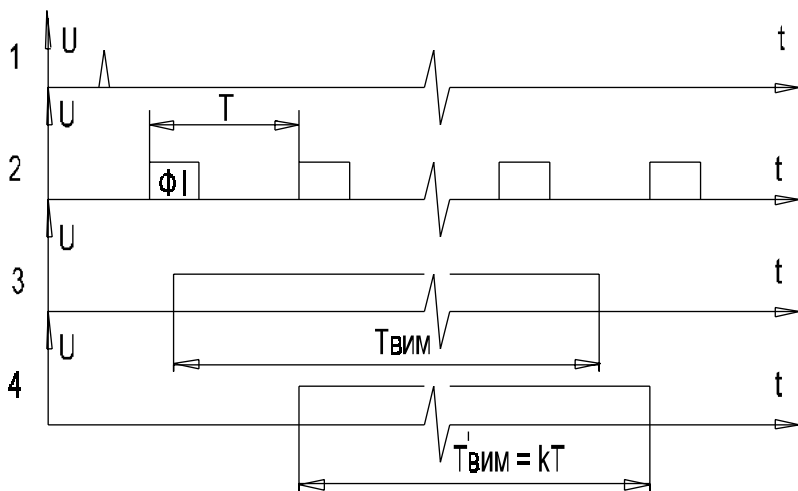


Рис. 5.26 б). Часові діаграми у характерних точках фазометра

Всі розглянуті вище методи та засоби їх реалізації багатофазних ЧІП захищені 4-ма авторськими свідоцтвами. Вважаючи на те, що перетворювачі ( $\varphi \rightarrow q$ ) звичайно мають більше ніж один вхід, наступний пункт буде присвячено методам багатоканального часо-імпульсного перетворення.

## 5.6. Похибки багатоканальних методів та засобів часо-імпульсного перетворення

Багатоканальні ЧІП цифрових фазометрів з прямим перетворенням, є специфічним вузлом, характерним тільки цьому класу перетворювачів і завжди мають кількість каналів, що дорівнює сумі числа фаз  $M$  і числа каналів  $N$  перетворювача ( $\varphi \rightarrow q$ ) [41, 44, 178]. Найбільше розповсюдження одержали двоканальні ЧІП ( $M=2$ ) двопівперіодних фазометрів [41, 155, 246], чотириканальні ( $M=4$ ) двопівперіодних фазометрів з поділом частоти, вісьмиканальні ( $M=8$ ) [197] та ( $M=4, N=2$ ) [141]. В усіх перерахованих застосуваннях багатоканальних ЧІП, за винятком декотрих [41], вирішення задачі багатоканального перетворення зводилось до формування  $N$  паралельних каналів квантування, в кожному із яких частота квантуючих імпульсів вибирались в  $N$  раз нижче частоти генератора з такою умовою, щоб у випадку перекриття  $\Phi$  квантуючі імпульси можна було об'єднати з допомогою елемента АБО та підрахувати одним лічильником.

Таким чином, похибка дискретності в кожному із каналів квантування збільшувалась в  $N$  разів [41, 141], а при перекритті всіх інтервалів ставала рівною похибці квантування одноканального ЧІП з частотою квантування рівною неподіленій частоті генератора квантуючих імпульсів.

Таким чином, похибка дискретності багатоканальних ЧІП має складну залежність від ступеня взаємного перекриття каналних  $\Phi$  і знаходиться в межах  $\Delta T_{\text{кв. max}} = NT_{\text{кв}}$  ( $\Phi$  каналів не перекриваються), що в свою чергу буде вносити додаткову систематичну похибку, яка залежить від  $\Phi 3$  (ступеня перекриття) із діапазоном зміни в  $N$  разів.

Однією із спроб здійснити багатоканальні ЧІП без зниження частоти квантуючих імпульсів може служити рішення [41], в якому квантування здійснюється паралельно в усіх каналах однією частотою  $f_{\text{кв}}$ , з наступним динамічним підсумовуванням результатів з усіх каналних квантувань одним загальним лічильником, шляхом ускладнення вузла ЧІП [41].

Автором розроблені нові методи багатоканального часо-

імпульсного перетворення та засобів їх реалізації, в яких квантування здійснюються в кожному з каналів з  $f_{кв} \leq f_{гран.}$  та підрахунком результатів одним лічильником [161].

На рис.5.27 зображена функціональна схема двоканального ЧІП, що реалізує метод вагового квантування [37,38], суть якого полягає в тому, що наявності тільки одного ФІ здійснюється синхронне квантування з вагою кванта один в першому тригері 4, а при перекритті ФІ, вага кванта подвоюється і квантування здійснюється тригером 7.

На рис.5.28 приведені часові діаграми, які відображають процес перетворення двох ФІ 1 та ФІ 2 які частково перекриваються.

Іншим прикладом побудови двоканального парафазного квантування, часові діаграми якого наведені на рис.5.28 функціональні схеми ЧІП аналогічні рис.5.21, 5.22 із тією лише різницею, що їх загальні входи роз'єднані на два каналних. Як видно із часових діаграм (рис.5.28) багатоканальне перетворення каналних часових інтервалів здійснюється таким чином, що результат підрахований лічильником дорівнює загальній кількості квантуючих фронтів які попадають в інтервали, що перетворюються. Похибки дискретності обох методів однакові, але залежать від ступеня перекриття та кореляційних зв'язків інтервалів, що перетворюються, та квантуючих фронтів по-різному.

Для ЧІП рис.5.27  $\Delta T_{кв. max} = T_{кв}$ , що відповідає повному перекриттю ФІ 1 та ФІ 2, або зсуву їх один відносно іншого на величину кратну  $T_{кв}$  при умові, що  $T_{ФІ1} = T_{ФІ2}$ .

Для випадку кореляційного зв'язку ФІ1 та ФІ2 з  $T_{кв}$  при умові, що  $T_{ФІ1} = T_{ФІ2}$ , вони зсунуті на величину кратну  $T_{кв} / 2$  досягається мінімальне значення похибки  $\Delta T_{кв. min} = T_{кв} / 2$ . При відсутності вказаних кореляційних зв'язків при випадковому розташуванні ФІ1 та ФІ2, їх результуючу похибку можна розглянути як похибку незалежного квантування N часових інтервалів.

Систематичну похибку двоканального ЧІП визначено як початковий момент першого порядку розподілу дискретної випадкової величини X, що приймає два значення  $X1 = T_{кв}$  та  $X2 = T_{кв} / 2$  з ймовірністю P та 1-P.

$$\Delta = M(\chi) \sum_{i=1}^2 \chi_i p_i = T_{кв} \cdot p + (1-p) \cdot T_{кв} / 2 = T_{кв} \frac{p+1}{2} = \frac{3T_{кв}}{4}$$

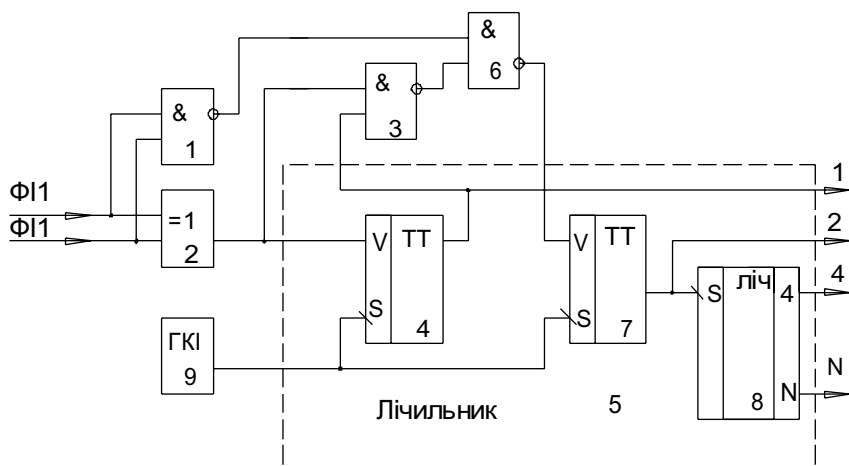


Рис.5.27. Функціональна схема двоканального ЧП

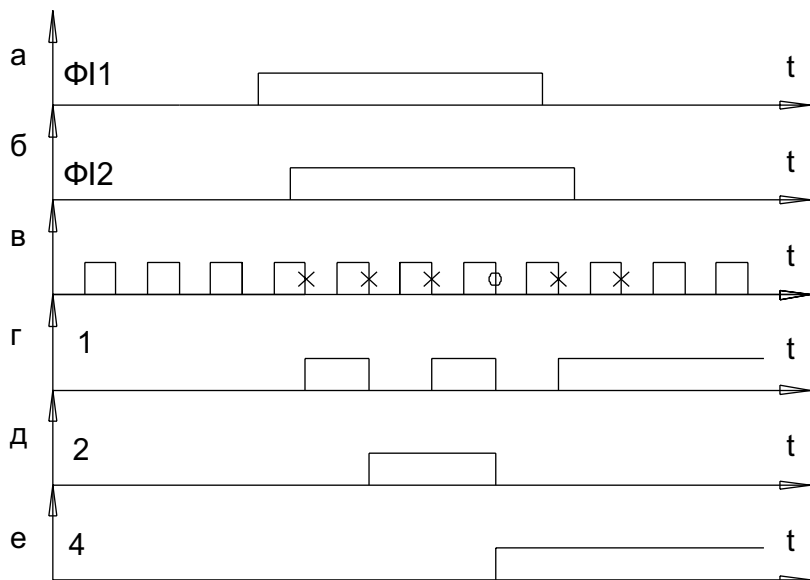


Рис.5.28. Часові діаграми роботи двоканального ЧП із ваговим квантуванням

при  $P=0.5$ .

Середньоквадратичне відхилення похибки від середнього значення  $D$  можна визначити як центральний момент другого порядку дискретної величини  $X$  :

$$\sigma = \sqrt{D} = \left[ \sum_{i=1}^2 (X_i - M(X_i))^2 P_i \right]^{\frac{1}{2}} = \left[ \frac{1}{2} \left[ \left( T_{KB} - \frac{3T_{KB}}{4} \right)^2 + \left( \frac{T_{KB}}{2} - \frac{3T_{KB}}{4} \right)^2 \right] \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{T_{KB}}{4}.$$

Для двоканального парафазного ЧІП  $\Delta T_{KB, \max} = T_{KB}$  відповідає випадку кореляційного зв'язку  $\Phi 11$  та  $\Phi 12$  з  $T_{KB}$  при умові, що вони зсунуті один відносно іншого на величину кратну  $T_{KB}/2$  і рівні між собою.

Для випадку повного перекриття  $\Delta T_{KB, \min} = T_{KB} / 2$ , що еквівалентно двофазному одноканальному ЧІП. Практично, ЧІП реалізуючи метод парафазного двоканального перетворення є більш швидкодіючими, особливо при виконанні їх на JK-тригерах, ніж ЧІП, що використовують метод вагового квантування.

На рис.5.29 приведена функціональна схема чотириканального ЧІП з ваговим квантуванням та парафазним об'єднанням [253]. Він виконаний у вигляді двоканальних ЧІП із ваговим квантуванням, старші розряди яких об'єднуються за допомогою елемента ВИКЛЮЧНЕ АБО 6, який утворює з JK-тригерами пристрій парафазного об'єднання.

Особливістю даного ЧІП є те, що у випадку перекриття всіх чотирьох каналів похибка дискретності  $\Delta T_{KB} = T_{KB} / 2$ , тому що JK-тригери 3, 5 та елемент ВИКЛЮЧНЕ АБО 6 утворюють парафазний ЧІП. Для випадку незалежного квантування, стаціонарності та ергодичності часових інтервалів, які перетворюються і квантуючих імпульсів, похибку перетворення можна розглядати як середню кількість  $N$  перетворень, де  $N$ -рівне числу каналів таким чином:

$$\sigma_N = \frac{\sigma}{\sqrt{N}} = \frac{\sigma}{\sqrt{2}},$$

де  $\sigma = \frac{T_{KB}}{\sqrt{6}}$  - похибка одноканального ЧІП.

Чотириканальний ЧІП (рис.5.29) має саму просту практичну



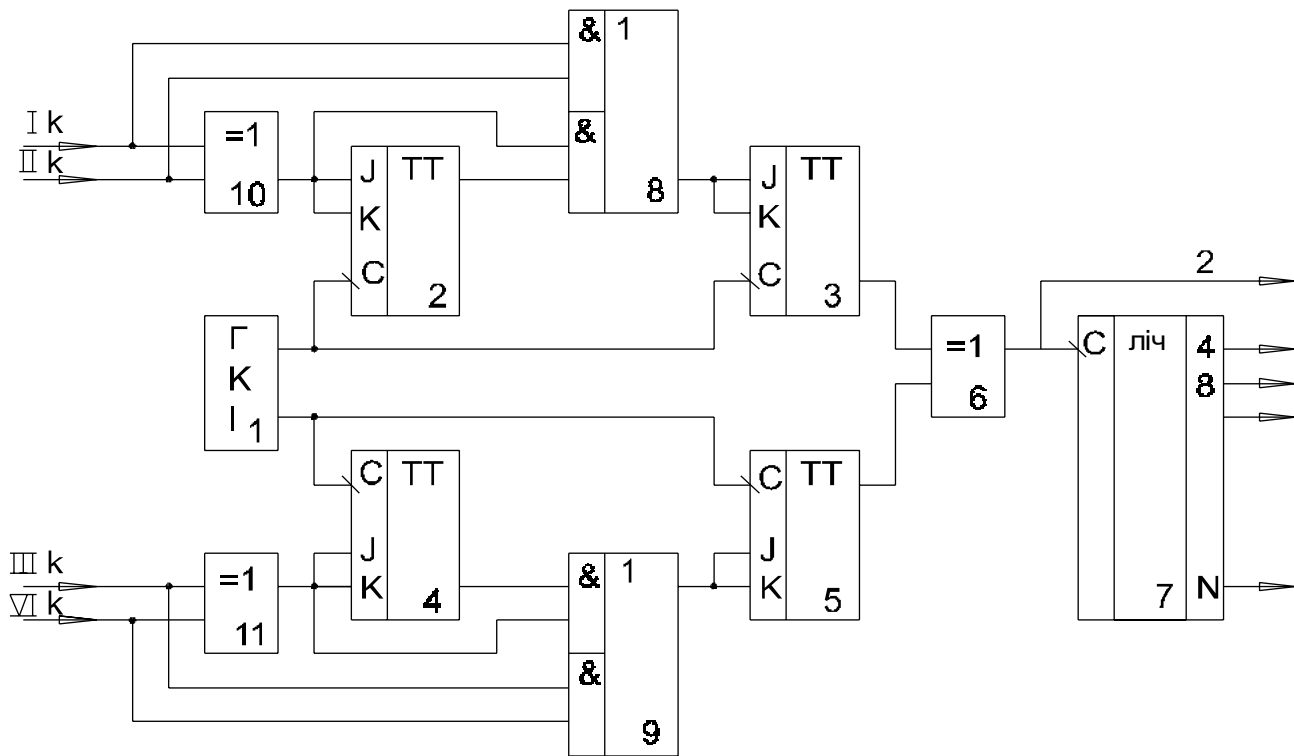


Рис.5.29. Чотириканальний часо-імпульсний перетворювач

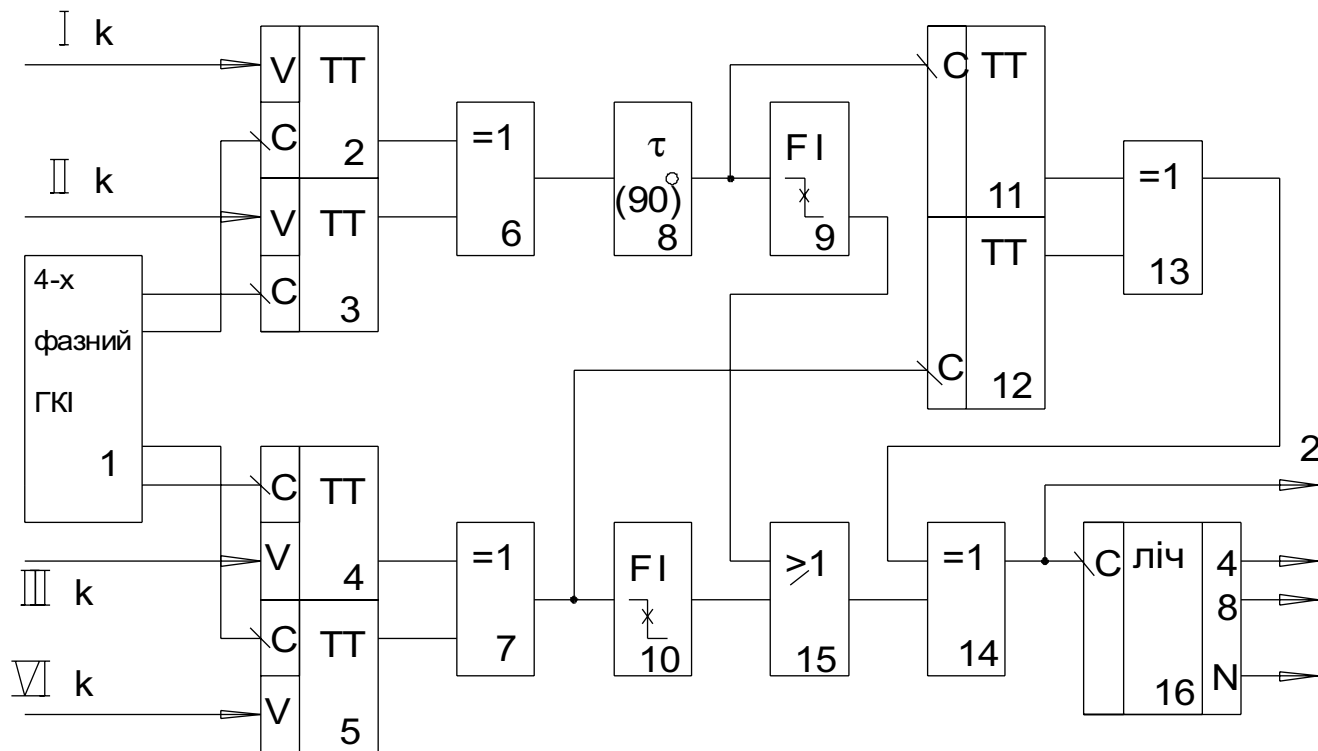


Рис. 5.30. Структурна схема чотириканального ЧП з імпульсним об'єднанням

реалізацію, тому що в ньому суміщені вузли квантування та об'єднання в кожній парі каналів I та II, III та IV. Особливістю є об'єднання результатів перетворення пар каналів за допомогою імпульсно-логічного вузла зібраного на формувачах імпульсів ФІ 6 та ФІ 9, 10 лічильних тригерах 11, 12, елементах АБО 13, 14 та елементі АБО 15. Сутність роботи схеми об'єднання полягає в наступному. Якщо після вирівнювання затримок в каналах за допомогою елемента затримки 8, лічильні фронти імпульсів об'єднання обох пар каналів парафазні, на лічильних тригерах 11, 12 та елементі АБО -реалізується метод парафазного об'єднання і на лічильник 16 проходять лічильні імпульси з вагою 4. У випадку синфазності імпульсів на вході ФІ 9 та ФІ 10, тригери 11, 12 переключаються синхронно і інформація на лічильник 16 не поступає. Щоб підрахувати синфазні імпульси використовується паралельний канал імпульсного об'єднання на елементі АБО 15 та АБО 14, через який проходить  $T_{\text{кв}}$  формуючи по негативних фронтах імпульсів об'єднання формувачами ФІ 9 та ФІ 10 негативні лічильні імпульси з вагою кванта 4. У випадку перекриття всіх чотирьох каналів, похибка дискретності:

$$\Delta T_{\text{кв. min}} = T_{\text{кв}} / 4.$$

На рис.5.31 приведена функціональна схема чотиріканального ЧІП з підвищеною розрізняючою здатністю [255].

Як видно із рис.5.31 молодшим інформаційним розрядом служить розряд з вагою кванта 2, що вказує на погіршення в два рази розрізняючої здатності ЧІП з імпульсним об'єднанням[253]. ЧІП [254] з підвищеною розрізняючою здатністю вільний від вказаного недоліку і його розрізняюча здатність дорівнює одному кванту. Робота його вузлів еквівалентна ЧІП із суміщеними вузлами квантування та об'єднання результатів, з тією особливістю, що в ньому аналізується стан всіх JK-тригерів 2-5 після закінчення виміру 20.

Аналізатор виконаний на арифметичному суматорі 17 реалізує метод до рахунку розряду з вагою 4, у випадку належності сумарної остачі числа в JK-тригерах 2-5 К і4. Наявність на виході суматора 17 логічної "1", відкриває шлях проходження [255] коректуючого лічильного імпульсу по закінченні виміру в лічильник 8.

Всі розглянуті вище багатоканальні ЧІП працюють, використовуючи метод безпосереднього квантування, з наступним підрахунком приквантованих імпульсів [255].

Розроблені також методи та засоби реалізації багатоканального ЧІП, які використовують метод посереднього квантування.

На рис.5.32 приведена блок-структура методу посереднього

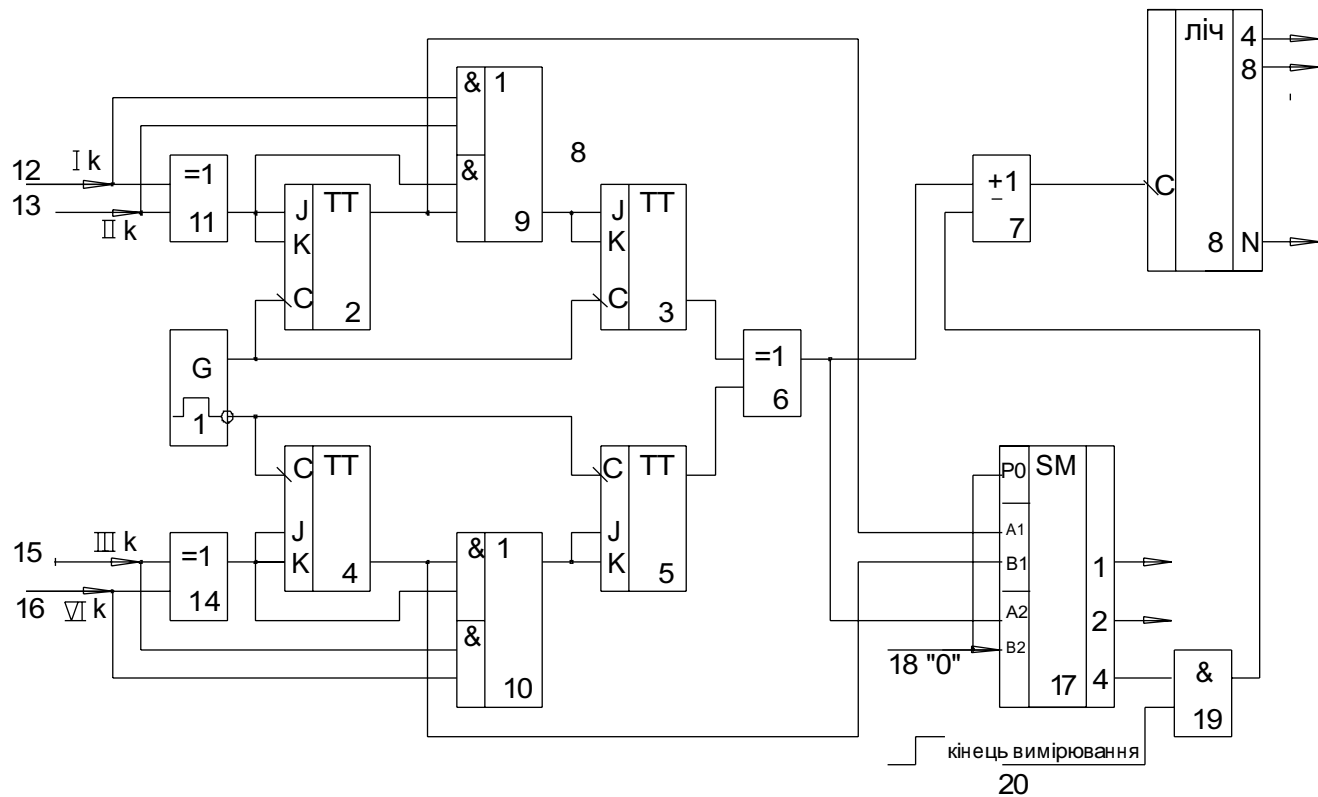


Рис. 5.31. Функціональна схема чотирикнального ЧП з підвищеною розрізнявальною здатністю

багатоканального квантування, суть якого полягає в синхронізації часових інтервалів T1-T4 фронтом квантуючих імпульсів, здійснюючи тим самим посередньо синхронне квантування. Реєстрація результату перетворення здійснюється арифметичним сумуванням з накопиченням, під час якого перетворення підраховуються лічильником. Для здійснення арифметичного сумування кодів, наявність синхронізованих часових інтервалів, кількість каналних інтервалів в даному такті синхронізації (квантування) кодується двійковим кодом, розрядність якого визначають за формулою:  $K = \{\log_2 N + 1\}$ ,  $\{ \}$  - ціла частина в дужках.

На рис.5.33 приведено функціональну схему ЧІП з посереднім квантуванням. Чотири часових інтервали синхронізуються квантуючими імпульсами генератора G2 в синхронному регістрі 1. Бінарний квантувач і арифметичний суматор, виконаний на програмованому запам'ятовуючому пристрої 3, і утворюють разом з регістром 4 накопичувальний суматор. Сигнали переносу поступають на лічильник старших розрядів 5.

Застосування ЧІП із посереднім квантуванням та накопичуючим суматором найбільш ефективно при кількості входів  $N \geq 4$ , де починаються ускладнення схем об'єднання результатів багатоканальних ЧІП, які використовують методи вагового кодування і багатофазного квантування.

Загальною перевагою розглянутих вище методів та засобів реалізації багатоканальних ЧІП є їх висока швидкодія, регулярність структурних побудов, простота практичної реалізації, висока розрізняюча здатність, відсутність інструментальної похибки деформації міри. При вирішенні конкретної практичної задачі необхідно, виходячи з потрібної канальності  $N$ , вибрати ЧІП, що найкращим чином забезпечує виконання вимог з точності перетворення, швидкодії, складності реалізації.

Окрім використання ЧІП за прямим призначенням вони можуть служити так як кодировані перетворювачі  $\# \rightarrow S$  - секвента імпульсної послідовності і завдяки своїй регулярній структурі реалізують схеми цифрового синтезу частот для методів ФЧВ і ПР. Окремі приклади їх нетрадиційного використання наведені в VI главі.

Враховуючи важливість ЧІП для радіовимірювань, розглянемо також деякі шляхи підвищення точності часо-імпульсного перетворення розроблені автором для перетворювання інтервалів часу які періодично перетворюються, а також технологічні методи підвищення метрологічних і техніко-економічних характеристик, яким присвячено наступний пункт 5.7.

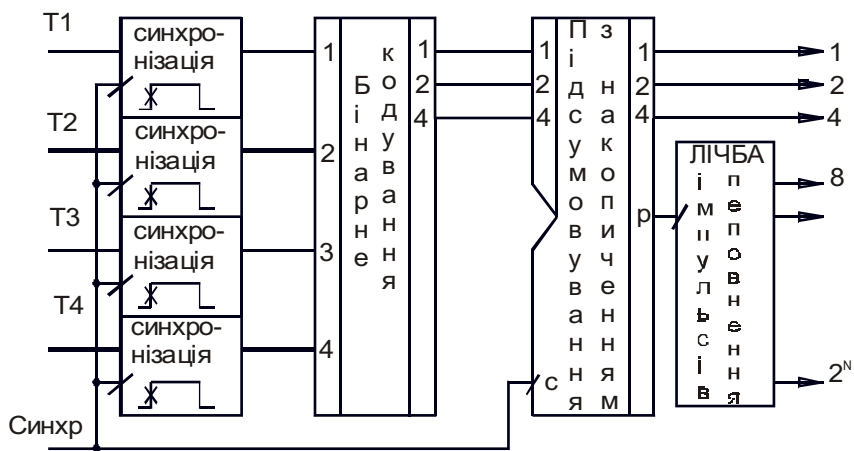


Рис.5.32. Блок-структура методу посереднього квантування

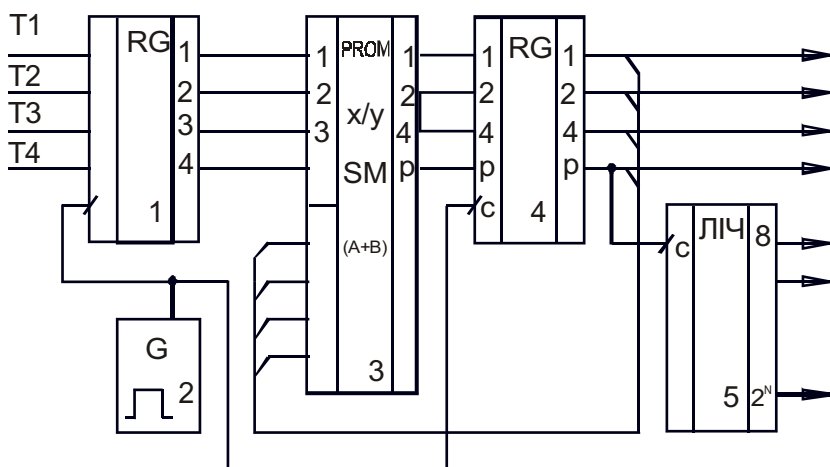


Рис. 5.33. Функціональна схема багатоканального ЧІП з посереднім квантуванням

## 5.7. Принципи побудови швидкодіючих блоків попередньої обробки та імпульсного кодування інформації вимірювачів ПФЗ

### 5.7.1. Шляхи реалізації швидкодіючих перетворювачів $\varphi \rightarrow \tau$

Спираючись на аналіз похибок перетворень сучасних перетворювачів  $\varphi \rightarrow \tau$  та проаналізувавши стан вимог до перетворювачів вимірювачів ПФЗ, автором розроблено та запропоновано декілька пропозицій і технічних рішень вузлів та блоків, які значно покращують техніко-економічні характеристики перетворювачів  $\varphi \rightarrow \tau$ .

Одним із можливих шляхів підвищення швидкодії фазовимірювача є зменшення  $T_{нідз.}$ , зменшуючи його складову  $T_{з.ПВСК.мах}$ , тому що  $T_{з.ЧЗП.}$  - принципово зменшити неможливо, він є методичним часом встановлення перехідних процесів в перетворювачі  $\varphi \rightarrow \tau$ , викликане введенням додаткового фазового зсуву  $\pm \pi$ , ( $\pm T_{он}$ ) [76, 118]. Можливі два підходи зменшення  $T_{з.ПВСК.}$ , за рахунок синхронізації ТП вимірювального каналу не за  $2T_{он}$ , а наприклад кожним із робочих фронтів 1, 2, 3, 4, (див. рис.5.3).

При цьому  $T_{з.ПВСК.мах} \leq T_{он} / 2$ , а час  $T_{нідз.мах} = 1,5T_{он}$ . Подальше зменшення  $T_{з.ПВСК.мах}$  можливе за рахунок використання реперних точок в середині імпульсів  $T_{он} / 2$ , які можна отримати шляхом квадратурного розщеплення вхідних сигналів, при цьому  $T_{з.ПВСК.мах} \leq T_{он} / 4$ . Можливе і подальше зменшення  $T_{з.ПВСК.мах}$  шляхом підвищення кількості реперних точок синхронізації в межах  $T_{он}$  (метод підвищення фазності сигналів запуску).

Другий шлях направлений на суміщення (перекриття) часу  $T_{з.ПВСК.мах}$  і  $T_{з.ЧЗП.}$  - метод суміщення синхронізації та затримування запуску ЧЗП. Недоліками обох методів є необхідність ускладнення алгоритму функціонування та більш складна практична реалізація.

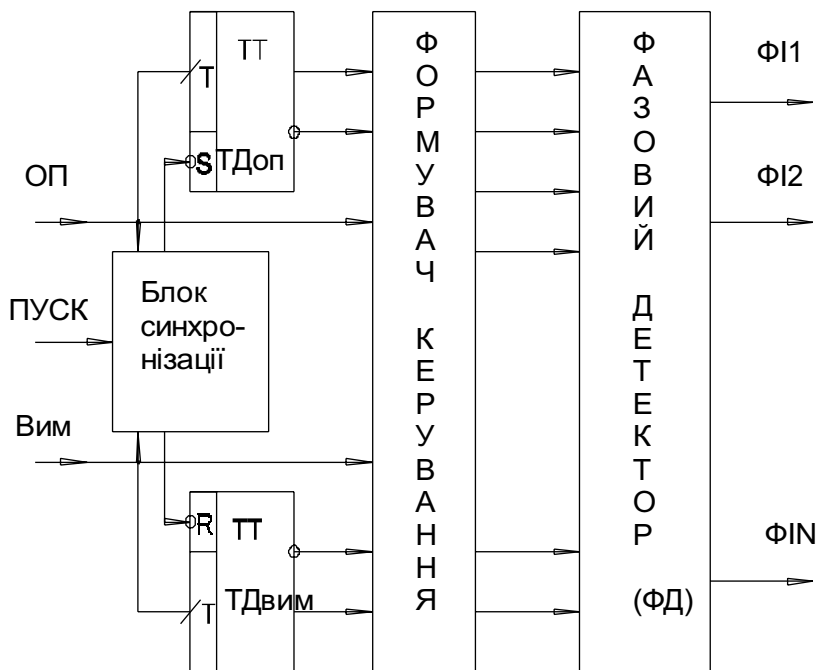


Рис.5.34. Функціональна схема перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau$

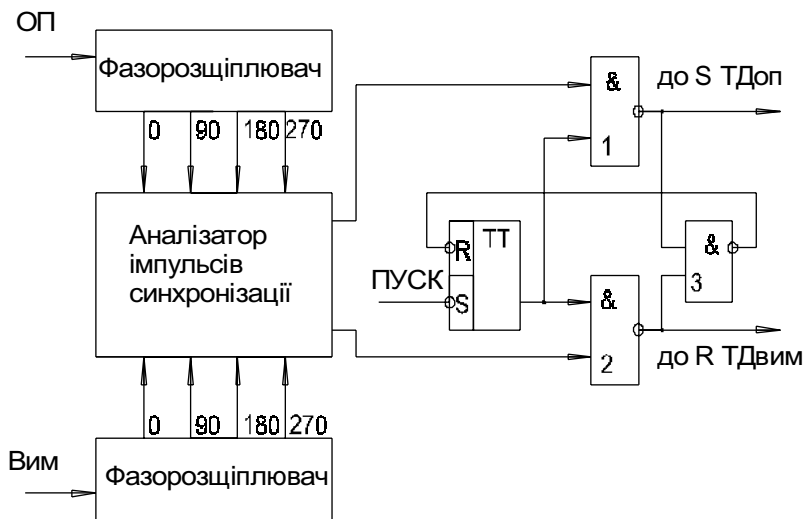


Рис.5.35. Функціональна схема блоку синхронізації



Потрібно також відмітити, що зменшення  $T_{зПУСК.мах} < T_{он} / 2$ , окрім ускладнення пристрою синхронізації викликає зменшення допустимих флуктуацій КФЗ під час вимірювання з  $\Delta\varphi_{флукт.} = \pm 180^\circ$  [41], до  $\Delta\varphi_{флукт.} = \pm 90^\circ$ , тому що аналізу при синхронізації менше  $T_{он} / 2$  (до  $90^\circ$ ).

На рис.5.34 і 5.35 зображено функціональні схеми перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau$  і блок синхронізації, в яких реалізовано метод підвищення фазності сигналів для зменшення  $T_{з.ПУСК.мах}$ . Тригери-подільники  $ТП_{он}$  і  $ТП_{вим}$  встановлюватимуть у протифазі однією із найближчих до імпульсу ПУСК реперних точок сигналу опорного каналу, а формувач управління фазовим детектором (ФД) здійснює формування багатофазної в загальному випадку послідовності фазових інтервалів ( $\Phi I_1$  і  $\Phi I_N$ ).

Блок синхронізації за допомогою аналізатора імпульсів синхронізації в залежності від значення КФЗ, формує дозволяючі-потенціали на входах схем співпадіння 1 і 2, на другі входи яких поступають сигнали ПУСК із RS-тригера прив'язки. На виходах елементів 1 і 2 формуються імпульси синхронізації  $ТП_{он}$  і  $ТП_{вим}$ , які повертають також RS-тригер у вихідний стан.

Додаткову похибку вимірювання, яку вносять перехідні процеси в перетворювачі  $\varphi \rightarrow \tau$ , автор пропонує виключати, затримуючи початок часо-імпульсного перетворення на час  $T_{з.ЧПЗ} = T_{он}$  [197].

На рис.5.36 зображені структурна схема і часові діаграми в характерних точках, а також функціональна схема варіанта побудови блока синхронізації і затримки фазометра, який реалізує метод виключення додаткової похибки. Перетворювач  $\varphi \rightarrow \tau$ , в загальному випадку N-фазний, містить в своєму складі тригери-подільники та вимірювальні тригери, фазові детектори аналогічно рис.5.34. Блок синхронізації і блок за тримки формують відповідно, сигнали синхронізації  $ТП_{он}$  і  $ТП_{вим}$  і сигнал ПУСК ЧЗП, затриманий на

$T_{затр} = T_{он}$ , виключаючи хибні  $\Phi I$  із процесу часо-імпульсного перетворення в блоці ЧІП. Блоки синхронізації та затримки можуть бути виконані на D-тригерах та логічних елементах за схемою (рис.5.36в).

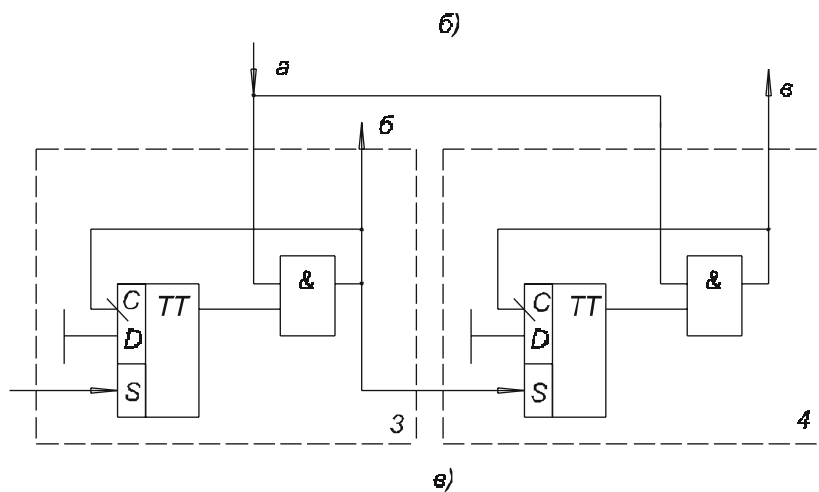
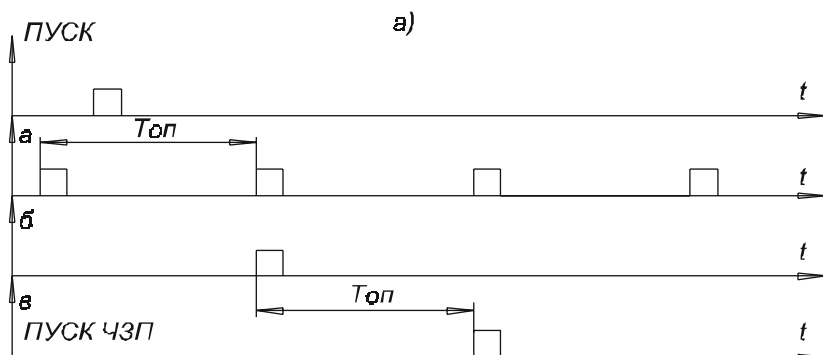
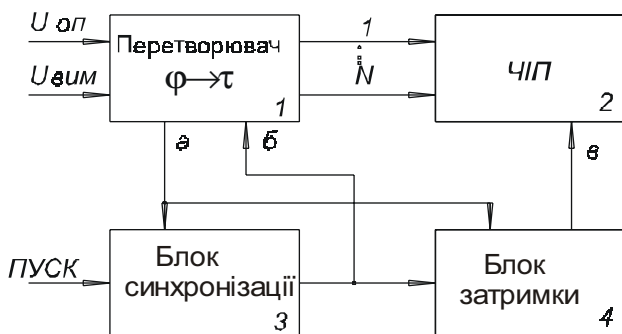


Рис.5.36. а). Структурна схема фазометра;  
 б). Часові діаграми;  
 в). Функціональні схеми блока синхронізації та затримки

Другим прикладом побудови перетворювача із мінімальною часовою затримкою проходження сигналів від входу перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau$  ( $\varphi \rightarrow q$ ) до його виходу є пристрій, функціональна схема якого приведена на рис.5.37.

Підсилювачі-обмежувачі опорного та вимірювального каналів формують на своїх виходах парафазні сигнали 1, 2, які здійснюють управління вимірювальними RS-тригерами Т1-Т4, утворені логічними елементами 2-3-АБО-НІ, починають формування ФІ1-ФІ4, а сигнали 1', 2'- вимірювального каналу закінчують формування ФІ1-ФІ4. Затримані сигнали 3, 4 (3', 4') і сигнали із виходів синхронізувальних тригерів-подільників Т5, Т6, дозволяють формування кожної фази ФІ1-ФІ4. На тригерах Т7, Т8 і логічних елементах 2-АБО-НІ, 2АБО - виконано схему синхронізації тригерів-подільників Т5, Т6, (примусове встановлення в протифазі) і вузол затримки ПУСК ЧЗП. При цьому також формується сигнал СКИДАННЯ.

Як видно із рис.5.37 час затримки складається із двох складових:

$$T_{\varphi \rightarrow \tau} = t_{П.О.} + t_{ФД}.$$

Для мікросхем ЕЗЛ  $t_{П.О.} = 3t_{з.сеп} = 7,5нс$  (500ЛП216)

$t_{ФД} = t_{з.сеп} = 3,4нс$  (500ЛК117) [64], тобто  $T_{\varphi \rightarrow \tau} = 7,5 + 3,4 = 11нс$ , що в 2 рази менше, ніж в технічному вирішенні [42] і практично рівно  $T_{\varphi \rightarrow \tau}$  перетворювача, з описаного в [41], але при цьому практична і апаратна реалізація перетворювача (рис.5.37) значно простіша і надійніша порівняно із [41].

Запропонований метод побудови ФД на комбінованих елементах АБО-НІ/(І-АБО-НІ) із використанням багатовходових RS-тригерів дозволяє до мінімуму скоротити  $T_{\varphi \rightarrow \tau}$  перетворювачів  $\varphi \rightarrow \tau$  на будь-якому із типів мікросхем, але найбільш ефективним є побудова на ЕЗЛ схемах, у яких час затримки комбінованого елемента практично рівний базовому (3,4/2,9нс) [64].

Розроблені перетворювачі мають регулярну структуру, досить прості та високоефективні, тому цілком можливо їх використання у вигляді спеціалізованої ГІС або твердотільної ВІС, при цьому технічні характеристики завдяки технології, ще більш покращуються [3, 5].

Під час використання фазометрів із постійним часом вимірювання

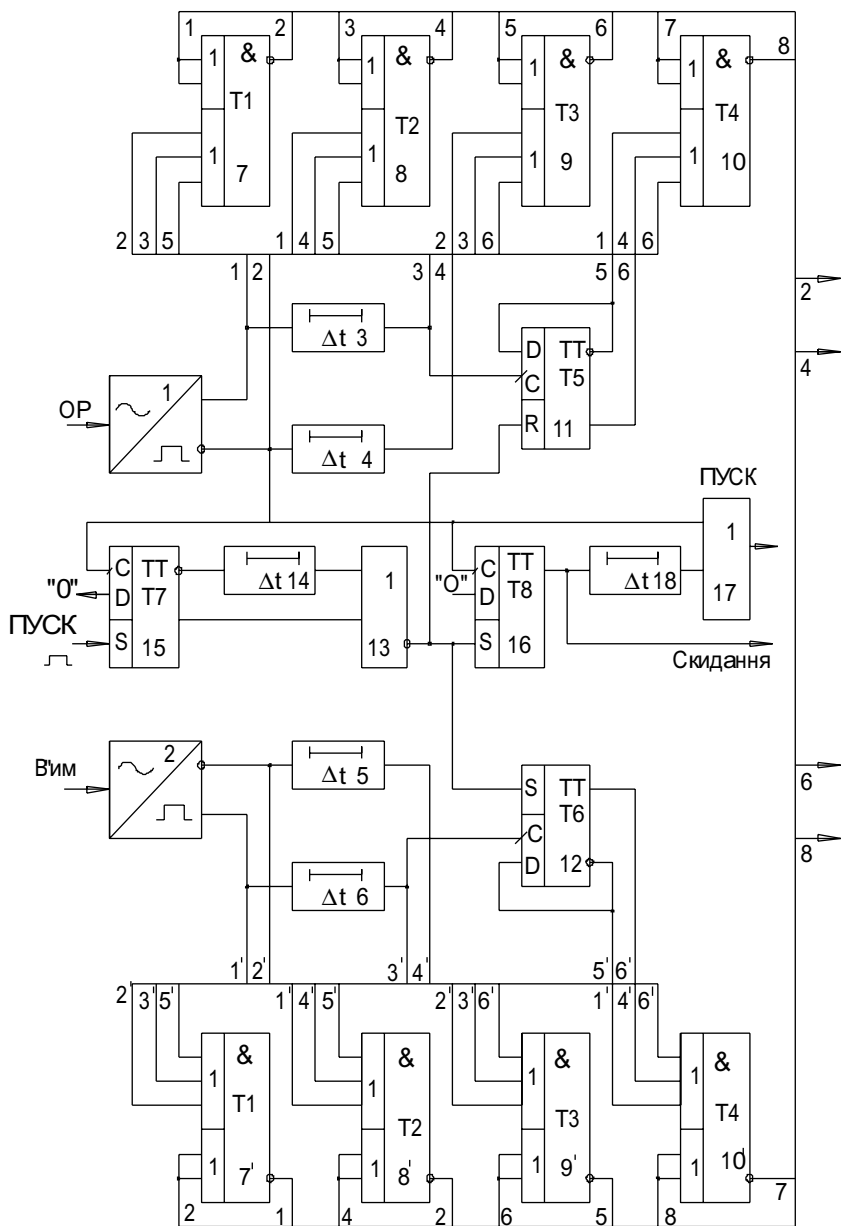


Рис.5.37. Функціональна схема перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau$  з мінімальною "електронною довжиною" каналу перетворення

(інтегруючих фазометрів) у вимірювачів ПФЗ, окрім розглянутих вище похибок, з'являється ще одна специфічна похибка, яка є методичною і пов'язана із роботою БПО та ІКІ так і БЦК і ЗІ [197]. Вона з'являється внаслідок того, що час вимірювання  $T_{\text{вим}} = \text{const}$ , а частоти вхідного сигналу  $F_{\text{он}}$  може бути будь-якою, тоді за умови не кратності періоду вхідних сигналів  $T_{\text{он}}$ , часу  $T_{\text{вим}}$  виникає методична похибка вимірювання КФЗ, яка зростає із зниженням частоти  $F_{\text{он}}$  і називається низькочастотною похибкою НЧ [41, 155]. Вона виникає в БЦК і ЗІ при задаванні  $T_{\text{вим}}$  не кратного  $T_{\text{он}}$ , внаслідок пропуску частки, або пачки квантуючих імпульсів з БПО і ІКІ.

Зменшити НЧП можливо трьома шляхами [41, 141]:

- підвищуючи фазність  $\Phi$ ;
- збільшуючи канальність БЦК і ІКІ;
- вводячи вигову функцію дискретного перетворення.

В перетворювачі  $\Phi \rightarrow \tau$  із автоматичним відходом від "мертвої зони" та використання всіх інформативних фронтів для формування чотирьох  $\Phi$  за період сигналу на поділеній  $F_{\text{он}}$ .

Крім підвищення фазності  $M$ , можна використовувати також збільшення канальності  $N$  БЦК і ЗІ, в кожному із каналів якого потрібно затримувати початок часу вимірювання на кут  $2\pi / MN$  [44].

Результат вимірювання в  $N$ -канальному  $M$ -фазному вимірювачі можна записати в загальному вигляді [83]:

$$q = \frac{q_1}{N} \sum_{i=1}^N \exp \left[ -jkM(i-1) \left( \frac{2\pi}{M} + \Delta\gamma \right) \right] = \frac{1}{f} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_K \sin \frac{kM\varphi}{2} \sin \frac{kM\alpha}{2} \exp \times$$

$$\left[ jkM(1-N) \frac{\Delta\gamma}{2} + (n-1)\pi + \frac{\pi}{MN} + \gamma + \frac{a}{2} - \frac{\varphi}{2} \right] \times (-1)^{k(Mn+M-1)} \quad , (5.31)$$

$$\text{де } f = F_{\text{он}} \Theta \pi^2 M^2 N^2, A_K = \frac{\sin kMN(\pi / MN + \Delta\gamma / 2)}{k^2 \sin kM(\pi / MN + \gamma / 2)},$$

де  $\Theta$  - час вимірювання, який має фазовий вираз  $2\pi n + \alpha$  ;

$\gamma$  - фазовий вираз часового зсуву початку  $\Theta$  відносно першого  $\Phi$ ;

$\varphi$  - фазовий вираз тривалості імпульсу  $\tau$  в  $\Phi$ ;

$\Delta\gamma$  - похибки запуску каналів.

У виразі (5.31) постійною складовою є коефіцієнт заповнення  $q$ , що вимірюється, а гармоніки починаючи із першої похибки [141].

Систематичну похибку можна записати [44]:

$$\overline{q(\varphi, \gamma, \Delta\gamma)} = \frac{M^{2\pi/m}}{2\pi} \int_0^{\Delta\gamma} \Delta q(\varphi, \alpha, \gamma, \Delta\gamma) d\alpha = \frac{1}{f} \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin \frac{kM\varphi}{2} \sin kM \times \\ \times \left[ (N-1) \left( \frac{\pi}{MN} + \frac{\Delta\gamma}{2} \right) - \gamma + \frac{\varphi}{2} \right] \quad (5.32)$$

а С.К.В. матиме вигляд:

$$\sigma(\varphi, \Delta\gamma) = \frac{1}{f\sqrt{2}} \left( \sum_{k=1}^{\infty} A_k^2 \sin^2 \frac{kMN}{2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (5.33)$$

Осереднення по  $\varphi$  і  $\Delta\gamma$  С.К.В. похибки в градусному вигляді можна записати як [44]:

$$\sigma^\circ = \frac{26,83^\circ}{F_{on} \Theta M^2 N \sqrt{N}}; \quad (5.34)$$

При відсутності синхронізації запуску часу вимірювання БЦК і ЗІ систематична похибка буде відсутня. Синхронізація же зменшує дисперсію НЧП в два рази, але з'являється систематична похибка [141]:

$$\Delta q^\circ(\gamma) = 15 \left( 3M^2 N^2 \gamma^2 - 6 \cdot 180^\circ MN \gamma + 2 \cdot 180^\circ \right) / \left( 180^\circ F_{on} \Theta M^2 N^2 \right) [44].$$

Математичне чекання систематичної похибки  $\Delta\gamma(\gamma)$  буде рівне

нулю при:

$$MN\gamma = \frac{\pi}{3} \left( 3 \pm \sqrt{3} \right) + 2\pi n \approx \pm 76^\circ + 360^\circ n.$$

Основний висновок використання М-фазного N-канального БЦК і ЗІ, а відповідно і М-фазного БПО і ІКІ полягає в тому, що при оптимальному запуску каналів із зсувом на  $2\pi / MN$  можна зменшити характеристики НЧП в  $M^2 N^2$  раз.

На рис.5.38 приведена структурна схема цифрового фазометра із М-фазним і N-канальним перетворенням. Квантування здійснюється паралельно в N квантуючих пристроях затриманими один від одного імпульсами N-фазного ГКІ із наступним об'єднанням результатів схемою АБО і підрахунком імпульсів одним лічильником. Час вимірювання в кожному із N-каналів зсунуто на час  $T_{on} / NM(2\pi / MN)$ , що дозволяє зменшити НЧП в  $M^2 N^2$  разів [44].

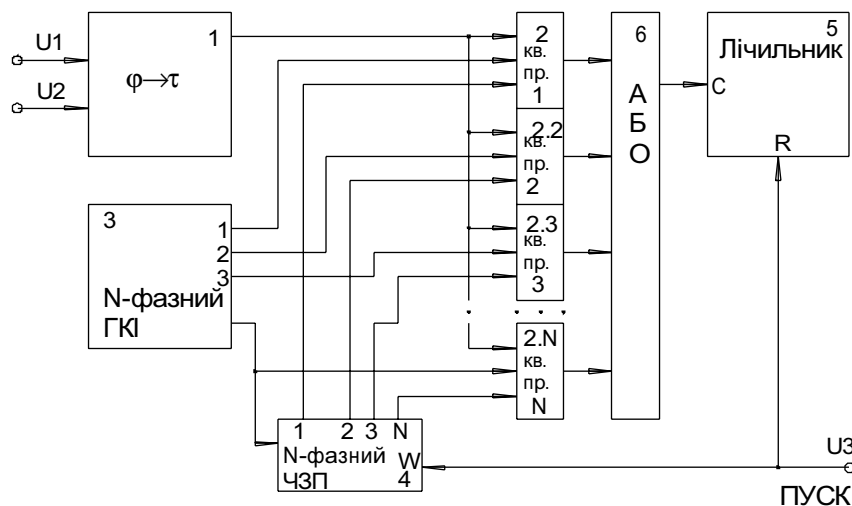


Рис. 5.38. Структурна схема цифрового фазометра із багатоканальним вимірювачем

## 5.8. Шляхи підвищення точності часо-імпульсного перетворення

Наряду із описаними вище методами зменшення методичної похибки квантування часового інтервалу при вимірюванні часових інтервалів, які періодично повторюються використовуються методи осереднення, а також методи оптимального квантування [41, 125, 126].

Статистичні методи осереднення послідовності некорельованих значень вимірів часового інтервалу, який повторюється, дозволяє зменшити похибку квантування в  $\sqrt{N}$  разів [41, 125], а методи оптимального квантування однократного вимірювання в  $N$  разів [41]. Перші із них малоефективні, а другі складні при технічній реалізації [41, 42, 125].

Вимірювання інтервалів часу  $t$  які повторюються з періодом  $T$  широко застосовується в цифрових вимірювальних приладах (частотомірах, фазометрах, вольтметрах і т. п.) які використовують ЧІП інтервалу часу  $t$ , що вимірюється в послідовності квантуючих імпульсів з періодом  $T_{кв}$ , при цьому результатом вимірювання є кількість імпульсів, підрахована лічильником за час наявності інтервалу часу  $t$ . При вимірюванні за один період  $T$  відносна похибка вимірювання  $t$ , яка визвала квантування (дискретизацією):

$$\delta t_1 = \pm T_{кв} / t.$$

Якщо вимірювання  $t$  проводиться за  $N$  періодів сигналу  $T$ , і при цьому  $T$  і  $T_{кв}$  статистично-незалежні, то похибка дискретності зменшується в  $\sqrt{N}$  разів, тобто:

$$\delta_{\tau_N} = \pm T_{кв} / \sqrt{N}$$

Підвищити точність вимірювання  $t$  можна, якщо перед ЧІП здійснювати масштабно-часове перетворення (МЧП) інтервалу  $t$ , що вимірюється, наприклад, за допомогою стробоскопічного перетворювача.

Похибка вимірювання в цьому випадку буде складатись із двох складових: похибка дискретності  $\delta t_{np}$  і похибка МЧП -  $\delta_{МЧП}$ .



Для стробоскопічного перетворювача із коефіцієнтом МЧП  $K_{np}$  можна записати:

$$\delta_{МУП} = \pm \frac{T_{cmp}}{\tau \cdot K_{np}}; \delta_{t_{np}} = \pm \frac{T_{кв}}{\tau \cdot K_{np}},$$

де  $T_{cmp}$  -період стробуючих імпульсів.

В загальному випадку  $\delta_{МЧП}$  і  $\delta_{t_{np}}$  статистично незалежні і максимальне значення відносної похибки вимірювання часового інтервалу  $t$  буде:

$$\delta_{\Sigma \tau} = \sqrt{\delta_{МУП}^2 + \delta_{t_{np}}^2} = \pm \frac{1}{\tau \cdot K_{np}} \sqrt{T_{cmp}^2 + T_{кв}^2};$$

Під час роботи на граничних частотах елементної бази  $f_{cmp} \gg f_{кв}$  і однаковому часі вимірювання, тобто  $N = K_{np} = K - 1$ :

$$\frac{\delta_{\tau N}}{\delta_{МУП}} = \frac{K_{np}}{\sqrt{K_{np}}} = \sqrt{K_{np}};$$

звідки виходить, що похибка стробоскопічного МЧП в  $\sqrt{K_{np}}$  разів менша ніж похибка вимірювання за  $N$  періодів рівних  $K_{np}$ . Але перетворений інтервал часу  $t_{np} = K_{np}t$  ще потрібно проквантувати. При цьому можливі три випадки квантування:

1.Квантування здійснюється імпульсами генератора стробімпульсів з частотою  $f_{cmp} = 1/T_{cmp}$ , тоді похибка квантування  $t_{np}$ :

$$\delta_{t_{np}} = \frac{1}{f_{кв}(K_{np} \cdot \tau)} = \pm \frac{1}{f_{cmp} \cdot K_{np} \cdot \tau};$$

2.Квантування здійснюється із частотою  $f = 1/T$ , тоді:

$$\delta'_{впр} = \pm \frac{1}{f_{кв}(K_{нр} \cdot \tau)} = \pm \frac{K}{f_{cmp}(K \pm 1)K_{нр} \cdot \tau},$$

де (K-1) - при  $f_{cmp} < f$  (нижня настройка);

(K+1) - при  $f_{cmp} > f$  (верхня настройка);

3. Квантування здійснюється від додаткового незалежного генератора із частотою  $f_{кв} \gg f_{cmp}$ , тобто:

$$\delta''_{впр} = \pm \frac{1}{f_{кв}K_{нр} \cdot \tau} \approx \pm \frac{1}{f_{cmp}K_{нр} \cdot \tau}.$$

Враховуючи, що похибка МЧП і квантування незалежні і не корельовані, визначимо сумарну похибку як геометричну суму:  $\delta_{МЧП}$  і  $\delta_{впр}$ :

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\delta_{МУП}^2 + \delta_{впр}^2} = \sqrt{\left(\frac{T_{cmp}}{\tau \cdot K_{нр}}\right)^2 + \left(\frac{1}{f_{cmp} \cdot K \cdot \tau}\right)^2} = \sqrt{2}T_{cmp} / K_{нр} \cdot \tau;$$

$$\delta'_{\Sigma} = \frac{T_{cmp}}{K_{нр} \cdot \tau} \sqrt{\left(\frac{K \pm 1}{K}\right)^2 + 1^2} = \sqrt{2}T_{cmp} / K_{нр} \cdot \tau;$$

тому що  $K \gg 1$  і  $\sqrt{\left(\frac{K \pm 1}{K}\right)^2 + 1^2} \approx \sqrt{2}$  і тоді:

$$\delta''_{\Sigma} = \sqrt{2}T_{сер} / K_{нр} \cdot \tau$$

В трьох випадках  $\delta_{\Sigma} \approx \sqrt{2}\delta_{впр}$ , що вказує на те, що при

однаковому часі вимірювання ( $K_{np} = N$ ) вираш у зменшенні похибки квантування із застосуванням попереднього стробоскопічного МЧП складає величину:

$$B_{\Sigma} = \frac{\delta_{rN}}{\delta} = \sqrt{K_{np}} \sqrt{\frac{1}{1 + (T_{cmp} / T_{кс})^2}},$$

звідки при  $T_{кс} = T_{mp}$ ,  $B = \sqrt{K_{np}} / 2$  і практично однакові для всіх трьох випадків квантування.

Таким чином, є доцільним при вимірюванні малих значень  $t$  попередньо стробоскопічно розширити інтервал, що вимірюється, а квантування здійснювати однією із частот ( $f$ ,  $f_{cmp}$  або  $f_{кс} \gg f_{cmp}$ ).

Тому що стробоскопічне МЧП проводиться на рівних сигналах, що відповідають стандартним рівням ІМС, які використовуються в ЧІП, то він має досить просту схемну реалізацію на цифрових мікросхемах.

Автором запропонований спосіб МЧП, що має просту технічну реалізацію, який використовує МЧП часових інтервалів, що періодично повторюються.

На рис.5.39, 5.40 приведена функціональна схема ЧІП із стробоскопічним МЧП і часові діаграми в характерних точках.

Суть способу в тому, що інтервал часу  $t$  з періодом  $T$  квантують фронтами (в даному випадку передніми) квантуючих імпульсів, що складають з періодом  $T_{кс} = T_{cmp} = T + \Delta t$ , близьким до періоду повторення вхідного сигналу  $T$ , при цьому в кожний із періодів  $T$  потрапляє лише один квантуючий фронт, а його положення в кожному із наступних періодів зсувається на  $\Delta t$  (див. рис.5.40а). Таким чином, часовий інтервал ніби заповнюється фронтами квантуючих імпульсів, які проходять із кроком  $\Delta t$  (див. рис.5.40г, е.).

Підрахунок кількості фронтів квантуючих імпульсів, що складаються в перетворений часовий інтервал, просто реалізується за допомогою пристрою (рис.5.39), який містить D-тригер 1, на D-вхід якого подають часовий інтервал, що спадає з періодом  $T$ , а на С- вхід поступають квантуючі (стробуючі) імпульси від генератора 2, які одночасно поступають на синхровхід підключений до виходу D-тригера.

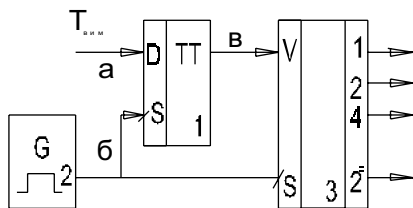


Рис.5.39. Функціональна схема ЧІП із стробоскопічним МЧП

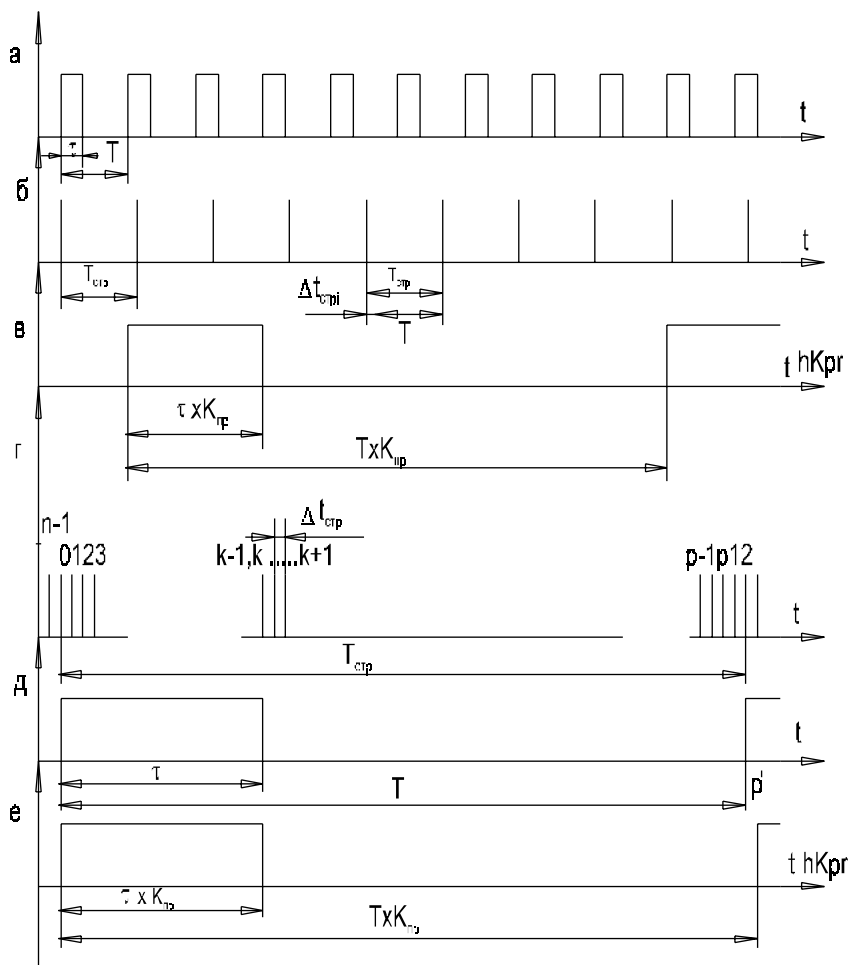


Рис.5.40. Часові діаграми в характерних точках ЧІП із стробоскопічним МЧП

Тривалість часового інтервалу визначають як  $t = N_{лич} \Delta t$ , де  $N_{лич}$  - число квантуючих імпульсів, що зафіксував лічильник за цикл перетворення:

$\Delta t = T_{кв} - T$  (при  $T_{кв} > T$ ) або  $\Delta t = T - T_{кв}$  (при  $T > T_{кв}$ ),  
тобто:

$$\Delta t = \frac{1}{f_{кв}} - \frac{1}{f} = \frac{f - f_{кв}}{f_{кв} \cdot f} = \frac{F}{f_{кв} \cdot f} = \frac{1}{f_{пр} \cdot K} \approx \frac{F}{f_{кв}^2},$$

де  $F = f - f_{кв}$ , а  $K_{пр} = f / F \gg 1$  коефіцієнт МЧП.

Таким чином, досить знати два часових параметри сигналів, які поступають на D-тригери,  $T(f)$ ,  $T_{кв}(f_{кв})$  або один із них і різницю між ними  $F$ , щоб визначити  $t$ .

Для багатьох завдань вимірювань  $T$  і  $T_{кв}$  фіксовані, або відомі, для невідомих їх необхідно попередньо виміряти або розрахувати, що досить легко, які в першому так і другому випадках дозволяють зробити методи ФЧВ і формувач сигналів із потрібними частотами [226].

При розгляді ЧІП синхронного типу, як багатофазних так і багатоканальних, можна виділити декілька базових вузлів, які утворюють набір елементарних елементів, необхідних для побудови ЧІП потрібної фазності та канальності. Кожний ЧІП містить два основних вузли вузол квантування та вузол об'єднання [253].

Автором розроблені варіанти базових універсальних вузлів квантування придатних для побудови ЧІП потрібної точності та складності із використанням стандартних функціональних вузлів мікросхем [64, 93].

На рис.5.41 приведено суміщений модуль парафазного двоканального квантування із парафазним об'єднанням на D-тригерах. На елементі 1 зроблено парафазний формувач квантуючих імпульсів, які використовуються також як опорні сигнали схеми парафазного об'єднання, що виконані на D-тригерах 4, 5, які працюють в лічильному режимі. Квантування здійснюється за допомогою D-тригерів 2, 3, виходи яких об'єднані схемою монтажного АБО із парафазними квантуючими імпульсами. Модуль має канальні входи I, II квантуючих імпульсів і входи скидання тригерів R1-R2, а також входи кожного із каналів  $Q'_2, Q'_2$  і  $\bar{Q}$ -сумарного результату. Цей функціональний модуль призначений для реалізації в

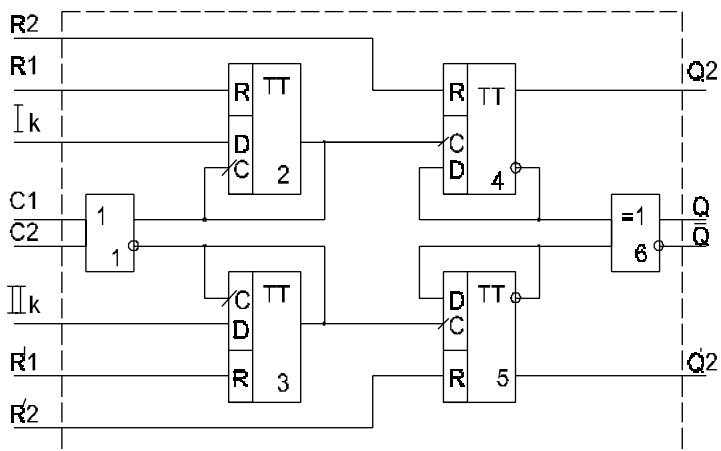


Рис.5.41. Функціональна схема парафазного двоканального квантування та парафазного об'єднання на D-тригерах

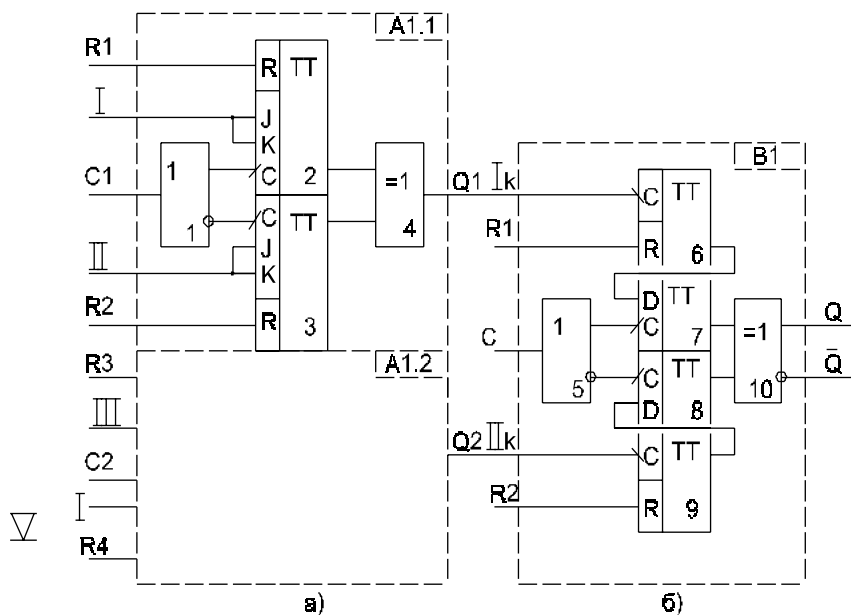


Рис.5.42.а). Функціональна схема мпареного парафазного двоканального квантування на JK-тригерах;  
 б). Функціональна схема модуля парафазного об'єднання на D-тригерах

основному на ЕЗЛ елементах (500ТМ231, 500ЛП107, 500ЛМ105) і може забезпечити:

$$f_{кв.екв.} \leq 2f_{пром} = 2 \times 200 МГц = 400 МГц \text{ [64].}$$

При використанні елементів серій 1500, 6500:

$$f_{кв.екв.} = 1000 МГц, \quad f_{кв.екв.} = 2500 МГц.$$

Реалізація ЧІП на БМК 571ХМ1, ХМ2 дозволить отримати одномікросхемний вузол з  $f \sim 1000 МГц$  [64].

На рис.5.42 приведена функціональна схема вузлів квантування А, вузла об'єднання Б в складі чотириканального ЧІП.

Квантуючий модуль А1.1 виконано за схемою парафазного двоканального квантування на JK-тригерах 1,2 і є блоком максимальної швидкодії та мінімальної складності, який містить елементи фазорозщеплення 1 та сумування 4, а також суміщені в JK-тригерах 2,3 квантуючи та об'єднуючі елементи. Блок квантування виконано у вигляді спареного функціонального елемента А1.1, А1.2 і разом із модулем парафазного об'єднання забезпечує побудову чотириканального ЧІП. Модуль парафазного об'єднання виконаний на двох лічильних тригерах 6, 9 і D-тригерах прив'язки 7, 8, а також елементах парафазного розщеплення 5 і сумування 10. Наявність каналних входів Q дозволяє простим комбінуванням блоків А та Б будувати ЧІП потрібної фазності та каналності.

Як видно, у складі присутні лише цифрові елементи, що забезпечують регулярність ЧІП будь-якої ступені складності та простоту його реалізації у вигляді єдиної мікросхеми. В режимі квадратурного квантування модулі А і Б зможуть забезпечити:

$$f_{кв.екв.} \leq 4f_{пром} = 4 \times 250 = 1 ГГц \text{ (для серії 500) ;}$$

$$f_{кв.екв.} = 2.0 ГГц \text{ (для серії 1500),}$$

і можуть із успіхом використовуватись для підвищення точності ЧІП в 4 рази без практичного ускладнення пристрою [253-255], вирішуючи одночасно проблему уніфікації ЧІП. Останній аспект особливо важливий при побудові ЧІП високої точності на КМОНП схемах, для яких:

$$f_{np} \leq 10 \text{ МГц} \text{ (561, 564)}, f_{np} \leq 50 \text{ МГц} \text{ (1564)}, f_{np} \leq 150 \text{ МГц} \text{ (1554)},$$

а застосування модульних вузлів дозволить відповідно досягнути:

$$f_{\text{кв.екв.}} \leq 40 \text{ МГц} \text{ (564)}, f_{\text{кв.екв.}} \leq 200 \text{ МГц} \text{ (1564)},$$

$$f_{\text{кв.екв.}} \leq 600 \text{ МГц} \text{ (1554)}.$$

На рис.5.43 приведена принципова схема вузла двоканального квантування, яка виконана на JK-тригерах 2, 4, і елементах ВИКЛЮЧНО АБО 1 і 2, 2І-АБО 3 [54]. ЧІП які збудовані на основі даного вузла, хоча і поступаються за швидкістю схеми (рис.5.41), але при побудові багатоканальних ЧІП мають більш просту реалізацію [53, 54, 253-255], що виходить із функціональної схеми чотириканального ЧІП, які зображені на рис.5.44б. Блоки двоканального квантування В1 досить просто і ефективно об'єднуються за допомогою елемента ВИКЛЮЧНО АБО 5.

На рис.5.44.а зображена функціональна схема чотирифазного ЧІП із використанням модулів квантування А1 і модуля об'єднання В1. Квадратурність квантуючих фронтів генератора G1 забезпечує елемент затримки 2 який має  $t_{\text{зам}} = T_{\text{кв}} / 4$ .

Нарощуючи кількість каналів або фаз квантуючих імпульсів, можна будувати ЧІП потрібної канальності та фазності перетворення, при цьому модулі об'єднання при  $N > 4$  нарощуються пірамідально. Практично, ЧІП фазометрів мають  $N=2$  або  $N=4$  і наявність базових модулів дозволить уніфікувати їх, а саме головне, спростити проектування ЧІП, зменшити похибку дискретності в  $\sqrt{N}$  -N разів, при простій і регулярній структурі [253-255].

Враховуючи наявність великої потреби у ЧІП, які широко застосовуються в серійній апаратурі (частотоміри, цифрові вольтметри, фазометри і т. п.) автор пропонує виготовляти універсальні модулі в складі перспективних серій ЕЗЛ, ТТЛШ і КМОНП мікросхем у вигляді окремих мікросхем.

В той же час, вказаним багатоканальним і багатофазним ЧІП притаманні властивості генераторів функцій трансверсії та функцій із поступовим збільшенням секвентності, і на їх базі можна ефективно будувати перетворювачі  $U \rightarrow f$ , тобто реалізувати методи фазочастотного аналізу і синтезу радіосигналів. Таким чином, частини



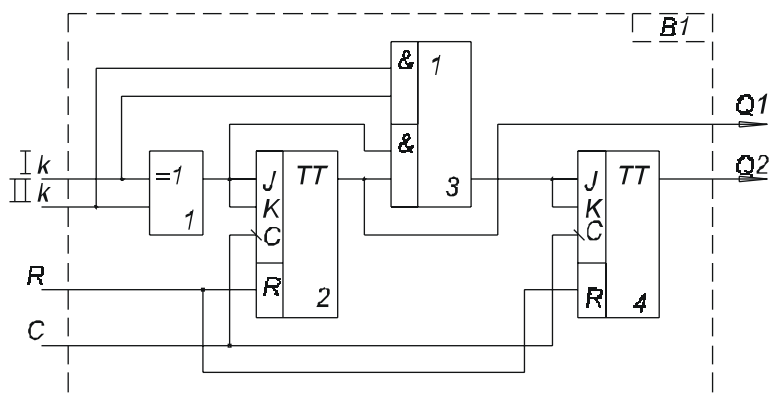


Рис.5.43. Принципова схема вузла двоканального квантування із ваговим кодуванням

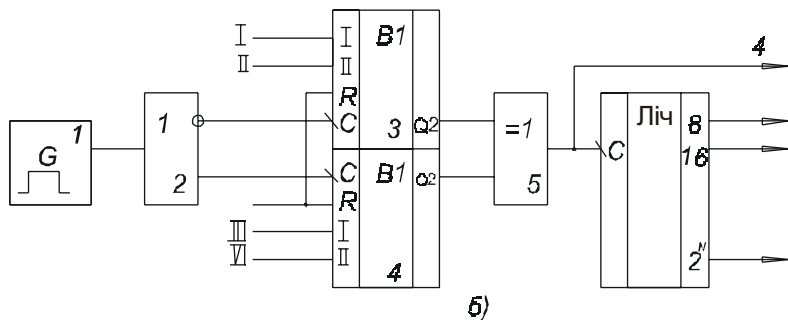
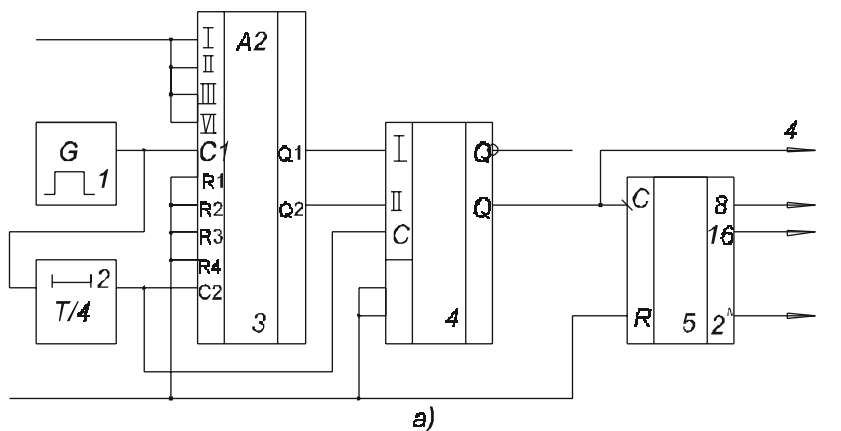


Рис.5.44. а). Функціональна схема чотирифазного ЧІП;  
б). Функціональна схема чотиріканального ЧІП

теорії ФЧВ та ПР органічно переплітаються в ЧІП і дозволяють отримувати на їх основі не тільки вимірювальні прилади та перетворювачі, але також і генератори ортогональних функцій трансверсії, послідовності секвентних імпульсів, синтезаторів із миттєвим перескоком з частоти на частоту (секвенту) без розриву фази, що ще раз підтверджує велике наукове і практичне значення розробленої теорії і її застосування. Більш детально особливості синтезу сигналів на базі модулів ЧІП будуть розглянуті в 6 главі.

## 5. ВИСНОВКИ ДО П'ЯТОЇ ГЛАВИ

1. Основним вузлом сучасного вимірювача ПФЗ (кумулятивного фазометра), який визначає його точності характеристики, швидкодію, надійність, простоту апаратної реалізації є узагальнений блок попередньої обробки та імпульсного кодування (БПО і ІКІ).

2. Найбільш ефективним методом побудови перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau (\varphi \rightarrow q)$  при вимірюванні середніх значень  $\varphi$  є використання розширення фазової характеристики в використання розширення фазової характеристики в два рази із синхронізацією тригерів подільників обох каналів.

3. Маючи на увазі відсутність абсолютної симетричності каналів формування, так і самих ключових фазових детекторів, є говорити при вимірюванні не абсолютних значень КФС, а їх приростів.

4. Похибка, яку вносить під дією дестабілізуючих факторів зміна часової затримки перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau (\varphi \rightarrow q)$ , носить систематичний багатфакторний характер впливу з лінійною залежністю від  $F_{оп}$  і координальним шляхом її зменшення є максимально можливе зменшення часу затримки за рахунок схемотехнічних рішень, а також підвищенням швидкодії вимірювання, за час при якому внесена похибка незначна.

5. Для зменшення НЧП цифрових фазометрів з постійним часом вимірювання потрібно збільшувати фазність (М) формування ФІ і багатоканальність (N) формування інтервалів часу вимірювання, при яких всі статистичні характеристики НЧП зменшується в  $M^2N^2$  разів.

6. Для забезпечення мінімального впливу зміни "спектральної довжини" перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau (\varphi \rightarrow q)$  його потрібно будувати на швидкодіючих ЕЗЛ елементах із безпосереднім підключенням виходів ПО до входів вимірювальних тригерів, які виконані на комбінованих лічильних елементах.

7. Вхідні формуючі пристрої потрібно виконувати на інтегральних мікросхемах ЕЗЛ диференційних приймачів з лінії із послідовним ввімкненням дифкаскадів і навхрестним зворотнім зв'язком по постійному струму, який охоплює перший каскад.

8. Подавлення хибних нуль-переходів необхідна умова роботи пристрою лічби ФЦ і стійкої роботи перетворювача  $\varphi \rightarrow \tau (\varphi \rightarrow q)$ , найбільш ефективно досягається методами часової фільтрації.

9. Формування квадратурних сигналів для пристроїв лічби ФЦ, найбільш просто і ефективно реалізується розщепленням прямокутних

імпульсів і в ПО шляхом інтегрування парафазних імпульсів із наступним компаруванням фронтів квадратурних складових.

10. При побудові пристроїв ліку ФЦ, які забезпечують оптимальне узгодження технічної швидкості реверсивного лічби ФЦ із потенційною межею допустимої швидкості зміни КФЗ необхідно використовувати метод імпульсного кодування сигналів переходів через ФЦ із квадратурним управлінням.

11. Максимальна швидкодія пристроїв лічби ФЦ при великих ємностях лічильника ФЦ досягається в простих пристроях ліку ФЦ із квадратурним управлінням на синхронних реверсивних лічильниках.

12. Виділення вхідних і управляючих вузлів у вигляді єдиного блоку БПО і ІКІ дозволить істотно спростити та уніфікувати структури вимірювачів ПФЗ.

13. Всі методи та засоби часо-імпульсного перетворення можна розділити на ЧІП асинхронного і ЧІП синхронного типів, застосування ЧІП синхронного типу дозволить виключити похибку деформації "міри", а також створити цілий клас багатофазних багатоканальних методів часо-імпульсного перетворювача.

14. Універсальним методом побудови багатофазних ЧІП є метод парафазного квантування і парафазного об'єднання результатів, які дозволяють досягнути еквівалентної частоти квантування в два рази вище ніж гранична частота елементної бази.

15. Застосування методу вагового квантування до еквівалентно-фазових та багатоканальних ЧІП дозволяє спростити практичні схеми перетворювачів, а для підвищення їх розрізняючої здатності всіх лічильних тригерів по закінченню часу перетворення.

16. Ефективним методом підвищення точності інтервалів часу, які повторюються, є метод стробоскопічного МЧП із синхронним квантуванням.

17. Розроблені універсальні алгоритми побудови багатоканальних, багатофазних ЧІП синхронного типу, які дозволяють зменшити похибку дискретності (квантування) в  $\sqrt{N}$  -N разів, де  $N=2^k$ ,  $k=1,2,3,\dots$  без істотного збільшення апаратних затрат, реалізації яких захищені 8 авторськими свідоцтвами.

18. Застосування розроблених автором універсальних базових модулів квантування та об'єднання, які можна виготовляти у вигляді окремих мікросхем або ПЛІС, дозволить уніфікувати схеми ЧІП широкого класу вимірювальних пристроїв і значно підвищити їх точність та швидкодію, спростити проектування і вартість.