

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ МЕТОДИЧНИХ ТА ІНСТРУМЕНТАЛЬНИХ ПОХИБОК НА ПРОЦЕС ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ ЦИФРОВИМИ ЧАСТОТОМІРАМИ

Встановлено, що в рамках фазочастотного підходу до вимірювання частоти за методом коінциденції (співпадіння) можливо утворити вимірювальну шкалу з розрізняльною здатністю на декілька порядків вищою ніж у існуючих цифрових методів при одночасному зменшенні часу вимірювання. Тільки використання фазочастотного підходу до визначення частоти, і застосування фазочастотних вимірювань, де первинною є повна фаза сигналу, а частота визначається як похідна, принципово вирішує зазначені вище проблеми, підвищуючи одночасно і точність і швидкість вимірювання частоти. Використання в цифрових вимірювачах фазочастотної моделі вимірювань усуває методичну похибку, залежність від часу вимірювання, і теоретично обмежена інструментальною та розрядною сіткою цифрового представлення результатів вимірювання. Встановлено, що схеми збігів і анти збігів мають досить багато різних методів та засобів реалізації, принципово дозволяють забезпечити розділення сигналів в діапазоні одиниць долей наносекунд, що забезпечує максимальні робочі частоти в 1-10ГГц. Найкращими характеристиками володіють схеми на лініях затримки, тунельних діодах, а також інтегральних схемах ЕЗЛ (на перемикачах струмів). В кожному конкретному випадку, можливо практично визначити фактичну роздільну спроможність схеми збігів, наприклад використовуючи метод само збігів, який і визначає потенційну можливість точності вимірювання обмежену апаратними похибками викликаних джиттером та шумами. Розроблено структурні схеми частотоміра коінциденції та вимірювального перетворювача які є досить простими і порівняно не дорогими у виготовленні, але при цьому здатні значно підвищити точність вимірювання і зменшити час доступу до сигналу, при цьому також можливе наближення і навіть зменшення методичної похибки нижче рівня інструментальної. На діючих макетах частотоміра коінциденції та вимірювального перетворювача частоти в код проведені експериментальні дослідження, які показали, що розроблені вимірювачі частоти здатні одночасно вимірювати частоту і точно і швидко, завдяки новому підходу до визначення частоти. Проведено додаткові порівняльні дослідження саме цифрових методів обробки сигналів для вимірювання частоти, та встановлено перевагу запропоновано методу коінциденції, який забезпечує найкращі тактико-технічні характеристики с сучасних РТС і ТКС під час вимірювання частоти сигналів із невідомим та обмеженим часом доступу. Розроблено практичні рекомендації по застосування вимірювальних перетворювачів частоти за методом коінциденції в сучасних радіотехнічних та телекомунікаційних системах, для забезпечення суттєво покращення їх тактико-технічних характеристик.

Ключові слова: вимірювання частоти, частотомір.

I.V. TROTSYSHYN, G.Yu. SHOKOTKO

Odesa National Academy of Telecommunications named after A.Popov

RESEARCH ON THE EFFECT OF METHODOLOGICAL AND INSTRUMENTAL CHANGES IN THE DIMENSIONAL FREQUENCY MEASUREMENT PROCESS

It is established that within the framework of the phase-frequency approach to the measurement of frequency by the method of coincidence (coincidence) it is possible to create a measuring scale with a resolution capacity several orders of magnitude higher than the existing digital methods with simultaneous reduction of the measuring time. Only the use of the phase-frequency approach to the determination of frequency and the use of phase-frequency measurements, where the primary phase is the full phase of the signal, and the frequency is determined as a derivative, essentially solves the above problems, simultaneously increasing both the accuracy and speed of measurement of the frequency. The use in digital meters of the phase-frequency measurement model eliminates the methodological error, the dependence on the measurement time, and is theoretically limited by the instrumental and bit network of the digital representation of the measurement results. It is established that the schemes of coincidences and anti-coincidences have a lot of different methods and means of implementation, in principle, will allow to ensure the separation of signals in the range of units of nanosecond fractions, which provides maximum operating frequencies of 1-10GHz. The best features are circuitry on delay lines, tunnel diodes, as well as integrated circuits of EZL (on switches of currents). In each case, it is possible to practically determine the actual resolution of the circuit of coincidence, for example, using the method of coincidence, which determines the potential for the accuracy of measurement limited to hardware errors caused by Jitter and Noise. The structural schemes of the co-incidence frequency meter and the measuring transducer are developed which are quite simple and relatively inexpensive in the manufactured, but they are capable of significantly improving the accuracy of the measurement and reducing the time of access to the signal, and it is also possible to approach and even reduce the methodological error below the instrumental level. Experimental studies have been carried out on the existing models of the co-incidence frequency co-meter and the frequency converter to the code, which showed that the developed frequency meters are capable of simultaneously measuring the frequency and accurately and quickly, thanks to a new approach to frequency determination. Additional comparative studies of digital signal processing techniques for frequency measurement have been carried out, and the coincidence method has been proposed to provide the best tactical and technical characteristics from the modern RTS and TCS during the measurement of signal frequencies with unknown and limited access times. Practical recommendations on the use of measuring converters of frequency by the method of coincidence in modern radio engineering and telecommunication systems have been developed, in order to provide significant improvement of their tactical and technical characteristics.

Keywords: frequency measuring.

Серед цифрових приладів частотно-часової групи електронно-лічильні частотоміри (надалі цифрові частотоміри - ЦЧ) є найбільш поширеними, що пояснюється, їх універсальністю, високими метрологічними і експлуатаційними характеристиками [1-5].

В основу побудови ЦЧ покладені загальні принципи, що дозволяють реалізувати ряд режимів роботи приладу для вимірювання кількох величин. Функціонально повні ЦЧ дозволяють вимірювати

наступні величини: частоту, період, відношення двох частот (іноді виражене у відсотках), тривалість імпульсу або інтервалу часу, що задається користувачем; передбачаються також режим рахунку подій (імпульсів) і використання ЦЧ як джерела сигналів з відомими (каліброваними) частотами. Режими роботи задаються і вибираються станом низки перемикачів (механічних або електронних) та інших органів управління. У простіших варіантах виконання ЦЧ використовуються для вимірювання меншого числа величин (наприклад, однієї або двох).

У кожному режимі частина структури ЦЧ залишається незмінною і в ній відбувається рахунок числа імпульсів, пропорційного вимірюваній величині. Ці імпульси проходять через електронний ключ ЕК, що знаходиться в замкнутому стані, на лічильник імпульсів СІ. Код числа, що утворюється в СІ, надходить на цифрове відліковий пристрій ЦВП. До складу ЦВП входить багатodeкадний цифровий індикатор із переміщенням, коми і, як правило, індикатор з позначенням одиниць вимірювання.

Час замкнутого стану ЕК, називається часом рахунку ЛІ і визначається родом вимірюваної величини, а його конкретне значення низкою міркувань, про які буде сказано нижче. Методи вимірювання частоти які використовуються у сучасних приладах основані на класичному визначенні частоти я величини оберненої до періоду. Структурна схема ЦЧ в цьому режимі роботи наведена на рис.1. Напряга частоти f_x що вимірюється (Рис.1б) подається на вхід формувального пристрою (ФП), призначення якого - формування сигналів стандартної форми при досить довільній формі вхідного сигналу. Зазвичай до складу ФП входять підсилювач-обмежувач, що забезпечує задану амплітуду свого вихідного сигналу, і формувач для забезпечення малої тривалості фронту і зрізу імпульсів на виході ФП. Частота цих імпульсів дорівнює частоті вхідного сигналу (рис.1в). Ці імпульси подаються через ЕК на ЛІ протягом часу рахунку T_p , яке задається генератором опорної частоти (ГОЧ) і дільником частоти ДЧ. Частота ГОЧ стабілізована кварцовим резонатором. Необхідна величина T_p вибирається перемикачем ЧАС РАХУНКУ. При кожному запуску приладу на виході ДЧ з'являється один імпульс (рис.1в), під дією якого замикається ЕК. Вимірювання періоду цифровим частотоміром представлено на рис.2.

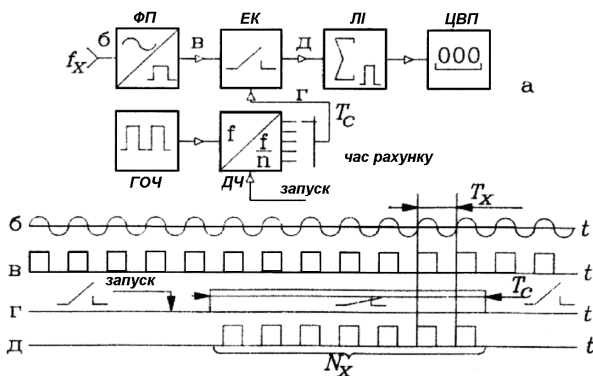


Рис.1. Структурна схема цифрового частотоміра в режимі вимірювання частоти та часові діаграми в характерних точках

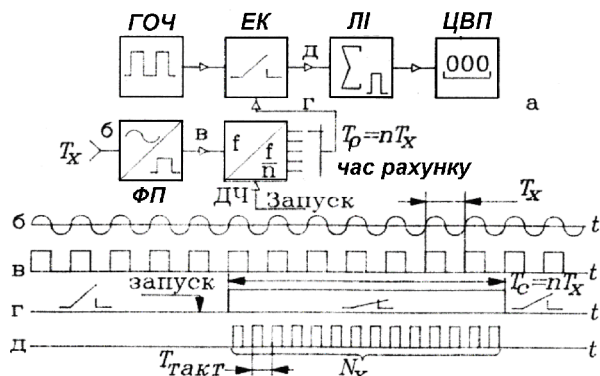


Рис.2. Структурна схема ЦЧ в режимі вимірювання періоду та часові діаграми в характерних точках

Число імпульсів N_x , що минуло на ЛІ, визначається наближеною формулою:

$$N_x = \frac{T_p}{T_x} = T_p f_x, \tag{1}$$

а значення вимірюваної частоти:

$$f_x = \frac{N_x}{T_p}. \tag{2}$$

Структура ЦЧ в цьому режимі наведена на рис.2а. У цьому режимі час замкнутого стану ЕК задається періодом (або n періодами). Вхідний сигнал, період якого T_x вимірюється (рис. 2б) так само, як і при вимірюванні частоти, подається на вхід ФП. Вихідний сигнал ФП (рис. 2в) надходить на дільник частоти ДЧ (множник періодів T_x). Число n (зазвичай n - це 1, 10, 10^2 , 10^3 або 10^4) вибирається перемикачем ЧАС РАХУНКУ, тобто, nT_x . При запуску на виході ДЧ з'являється імпульс по тривалості рівний nT_x (рис. 2г), протягом якого ЛІ підраховує пройдені за цей час імпульси з відомим періодом проходження $T_{такт}$ (рис. 2д), які часто називаються «мітками часу». Число імпульсів N_x і період T_x , наближено визначаються формулами (3) і (4):

$$N_x = \frac{nT_x}{T_{такт}}, \quad T_x = \frac{N_x T_{такт}}{n}. \tag{3-4}$$

Відомо, що частота f і період T пов'язані формулою:

$$1 = f \cdot T. \tag{5}$$

Тому, через пряме вимірювання однієї з цих величин можна знайти результат непрямого вимірювання іншої. Розглянемо більш детально похибки вимірювання частоти. У режимі вимірювання частоти протягом T_c підраховуються імпульси, поступаючи з вимірюваною частотою f_x (рис.3).

Для цього випадку маємо:

$$T_{\text{рах}} = N_x T_x - t_1 + t_2 \tag{6}$$

Якщо не докладати спеціальних заходів щодо синхронізації імпульсу $T_{\text{рах}}$ та імпульсів вимірюваної частоти (тобто, якщо не задається примусово певне положення цих імпульсів по відношенню один до одного), то інтервали t_1 і t_2 є незалежними величинами, значення кожної з яких лежить в інтервалі $\{0 - T_x\}$ і тому

$$-T_x \leq -t_1 + t_2 \leq +T_x. \tag{7}$$

Поділивши обидві частини рівняння (4.16) на добуток $T_c \cdot T_x$, отримуємо

$$f_x = \frac{N_x}{T_c} \pm \frac{q}{T_c} \tag{8}$$

з урахуванням, того що $f_x = \frac{1}{T_x}$ і $q = \frac{-t_1 + t_2}{T_x}$, $0 \leq q \leq 1$.

У режимі вимірювання частоти величина $\frac{1}{T_c}$ є ціною одиниці молодшого розряду лічильника ($C_f = \frac{1}{T_c}$), що має розмірність Герц (c^{-1}). Залежно від вибраного значення T_c будемо мати:

$$C_f = 1\text{Гц} (T_c = 1\text{с}); C_f = 10\text{Гц} (T_c = 0,1\text{с}); C_f = 0,1\text{Гц} (T_c = 10\text{с}) \text{ і т. д.}$$

Тому формулу (8) можна представити у вигляді:

$$f_x = N_x C_f \pm q C_f \tag{9}$$

Випадкову складову похибки називають $\Delta_1 = \pm q C_f$ похибкою рахунку (при більш строгому підході у цій похибці виділяють дві складові: похибку дискретності і похибку несінхронізації).

Відносне значення цієї похибки однакове:

$$d_1 = \frac{\Delta_1}{f_x} 10^2 = \frac{q}{T_c} 10^2, \tag{10}$$

Причому

$$d_{1\text{max}} \leq \frac{1}{T_c} 10^2. \tag{11}$$

Іншим джерелом похибок ЦЧ є відхилення T_c від номінального значення і його нестабільність. У ЦЧ T_c формується з цілого числа періодів коливань кварцового генератора, для якого характерна надзвичайно висока стабільність частоти генерованих ним коливань. Для зменшення впливу температури середовища в ЦЧ застосовується термостатування генератора.

Розглянемо більш детально похибки вимірювання періоду (рис. 4).

При вимірюванні періоду (рис.4) протягом T_x (або nT_x) на СІ проходять імпульси з відомим період проходження $T_{\text{макт}}$ і тому (див. рис. 4б):

$$T_x = N_x T_{\text{макт}} - t_1 + t_2. \tag{12}$$

Так само, як і в попередньому випадку, $-t_1 \div t_2$ - є випадковою величиною, причому:

$$-T_{\text{макт}} \leq -t_1 + t_2 \leq +T_{\text{макт}}, \text{ тобто:}$$

$$\Delta_1 = q T_{\text{макт}} = q C_T. \tag{13}$$

При вимірюванні за n періодів маємо:

$$nT_x = N_x T_{\text{макт}} - t_1 + t_2 \tag{14}$$

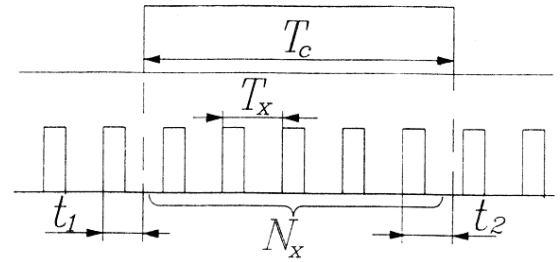


Рис.3. Визначення похибки вимірювання частоти

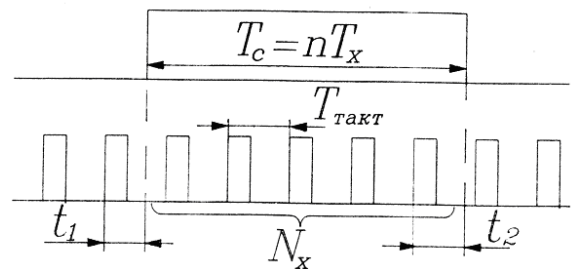


Рис. 4. Пояснення утворення похибки вимірювання періоду

Або,

$$T_x = N_x \frac{T_{макс}}{n} + q \frac{T_{макс}}{n} = N_x \frac{C_T}{n} \pm q_T \frac{C_T}{n}, \quad (15)$$

що еквівалентно зменшенню ціни одиниці молодшого розряду в n разів .

Період проходження імпульсів $T_{макс}$ задається тим же кварцовим генератором, і всі попередні зауваження щодо нестабільності T_c повністю справедливі і для цього режиму роботи. Тому:

$$\Delta_2 = N_x T_{макс} d_0 10^{-2} = T_x d_0 10^{-2}, \text{ і } d_2 = \frac{\Delta}{T_x} 10^2 = d_0 \quad (16)$$

Сумарні похибки (абсолютна і відносна) вимірювання періоду визначаються виразами:

$$\Delta_T = \Delta_1 + \Delta_2 = \pm(T_{макс} + T_x d_0 10^{-2}), [C], \quad d_T = d_1 + d_2 = \pm\left(\frac{T_{макс}}{n T_x} 10^2 + d_0\right), [\%] \quad (17)$$

Дослідження ефективності відомих шляхів підвищення ефективності обробки сигналів при оцінці частотно-часових параметрів

Вибір та оптимізацію алгоритмів обробки даних при оцінці частотно-часових параметрів досліджуваних сигналів виконують при розробці і побудові найрізноманітніших радіотехнічних та телекомунікаційних систем та приладів, що працюють на цих принципах. Найбільш поширеним методом побудови апаратури і висновки про граничні значення статистичних оцінок середнього значення частотно-часових параметрів у випадку відсутності апріорних даних щодо досліджуваному сигналі, є метод виявлення і оцінки значень невідомих параметрів по максимуму функції правдоподібності, який реалізується в кореляційних і багатоканальних пристроях. Труднощі, пов'язані з реалізацією таких пристроїв які забезпечують потенційні точнісні характеристики, призвели до того, що на практиці знайшли широке поширення класичні одноканальні цифрові пристрої обробки сигналів (цифрові вимірювачі середнього значення миттєвої частоти частотоміри), для яких дослідження механізму виникнення і зниження похибок при оцінці частотно-часових параметрів є актуальною задачею дослідження.

Можливості підвищення ефективності обробки сигналів при оцінці частотно-часових параметрів можна отримати, досліджуючи поширену модель адитивної суміші гармонійного сигналу і вузькосмугового детермінованого або випадкового процесу:

$$x(t) = s(t) + \chi(t) = U_m \cos(\omega_0 t + f_0) + A(t) \cos[\omega_0 t + q(t)] = \dots, \quad (18)$$

$$= U(t) \cos[\omega_0 t + f(t)] = U(t) \cos \Phi(t)$$

де U_m , ω_0 і f_0 - амплітуда, кутова частота і початкова фаза сигналу, а $A(t)$ і $q(t)$ - обвідна і фаза випадкового процесу $\chi(t)$; $U(t)$; $f(t)$; $\Phi(t)$ - обвідна, випадкова фаза і повна фаза адитивної суміші, що представляє собою випадковий нестационарний процес .

Однією з досліджуваних функцій, що представляє практичний інтерес, є миттєва частота, пов'язана з повною фазою відомим співвідношенням:

$$\omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} = \omega_0 + \Omega(t), \quad (19)$$

де $\Omega(t) = f'(t)$ - випадкова частота, яка визначається через похідну випадкової фази адитивної суміші та характеризує швидкість її зміни.

Оцінка математичного очікування випадкового процесу $\omega(t)$ на інтервалі часу усереднення T в

загальному вигляді може бути виконана за формулою: $m_1[\omega(t)] = \int_{t-T/2}^{t+T/2} g(t-t)\omega(t)dt$, де $g(t)$ - вагова

функція оператора згладжування, задовольняє умові незміщеності оцінки: $\int_{-T/2}^{T/2} g(t) = 1$

Середнє значення миттєвої частоти, яке обчислюється класичними цифровими частотоміром, визначається за приростом повної фази сигналу на інтервалі часу усереднення $T = t_k - t_n$ тобто використовується інформація про значеннях повної фази на початку $\Phi(t_n)$ і наприкінці $\Phi(t_k)$ вимірювального інтервалу зі збільшенням, рівним:

$$m_1(\omega(t)) = \frac{1}{T} [\Phi(t_k) - \Phi(t_n)] \quad (20)$$

або щодо середини вимірювального інтервалу:

$$m_1(\omega(t)) = \frac{1}{T} [\Phi(t + \frac{T}{2}) - \Phi(t - \frac{T}{2})] \quad (21)$$

З наведених аналітичних виразів випливає, що класичний вимірювач середнього значення миттєвої

частоти реалізує операцію диференціювання фази сигналу, а (21) є диференційно-різницевою рівнянням, для якого існує інтегральна форма, що є оператором поточного згладжування:

$$m_1(w(t)) = \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} w(t) dt \quad (22)$$

збігається з (19) при $g(t) = 1/T$ і здійснює вибірку усереднених значень миттєвої частоти з рівномірним кроком, кратним часу вимірювання.

Використання вагової обробки відповідно з виразом (19), дозволяє істотно підвищити точність і завадостійкість пристроїв, робота яких заснована на використанні формули (22). Як показано, оптимізація вагової обробки дозволяє отримувати практично потенційні оцінки середньої значення миттєвої частоти при стаціонарних флуктуаціях випадкової фази досліджуваного сигналу.

Ефективність вагової обробки при переході до цифрового вимірювання середнього значення миттєвої частоти знижується в порівнянні з узагальненим алгоритмом (18). При цифрових вимірюваннях з ваговою обробкою результатів проміжних відліків шукане значення середнього значення миттєвої частоти визначається в дискретні моменти часу, а оцінка середнього значення миттєвої частоти при циклічних вимірюваннях проводиться з інтервалом дискретності, пропорційним часу усереднення, тобто на виході вимірювача формується функція $m_1(w(kT))$, де k - число циклів усереднення.

Усереднене значення миттєвої частоти дискретної вибірки при цих умовах можна представити як зважену суму різниці відліків проміжних значень повної фази адитивної суміші на інтервалі часу вимірювання:

$$\begin{aligned} m_1(w(i\Delta t)) &= g_1 \frac{\Phi(t_1) - \Phi(t_0)}{\Delta t} + g_{-1} \frac{\Phi(t_0) - \Phi(t_{-1})}{\Delta t} + g_2 \frac{\Phi(t_2) - \Phi(t_1)}{\Delta t} + \\ &+ g_{-2} \frac{\Phi(t_{-1}) - \Phi(t_{-2})}{\Delta t} + \dots + g_{n/2} \frac{\Phi(t_{n/2}) - \Phi(t_{n/2-1})}{\Delta t} + g_{n/2} \frac{\Phi(t_{-n/2+1}) - \Phi(t_{-n/2})}{\Delta t} = \\ &= \frac{1}{\Delta t} (g_1 \Delta \Phi_1 + g_{-1} \Delta \Phi_{-1} + g_2 \Delta \Phi_2 + g_{-2} \Delta \Phi_{-2} + \dots + g_{n/2} \Delta \Phi_{n/2} + g_{-n/2} \Delta \Phi_{-n/2}) \end{aligned} \quad (23)$$

де $\Delta \Phi_i$ - приріст повної фази досліджуваного сигналу на тимчасовому інтервалі Δt в i -му проміжному вимірюванні. Відповідно з виразом (23), усереднене значення миттєвої частоти визначається через підсумовування приростів повної фази результуючого сигналу $\Delta \Phi_i$.

У зв'язку з квантуванням за часом постає завдання вибору інтервалу квантування випадкового нестационарного процесу, що забезпечує мінімальне збільшення дисперсії оцінки середнього значення миттєвої частоти гармонійного сигналу. Вирішення цього завдання проведемо для дискретної вагової функції Бартлетта, що володіє високою ефективністю згладжування орієнтир перешкод. Оптимізувати інтервал квантування можна як у спектральній області на основі частотних характеристик усереднюючих пристроїв, що залежать від використовуваних вагових функцій і спектральних особливостей впливають перешкод або тимчасовим методом, дослідивши похибки оцінки (23). Останнє в даному випадку є найбільш доступним, тому, враховуючи умову незміщеності оцінки (19) і дискретну вагову функцію Бартлетта, визначимо дисперсію оцінки (23) за загальними правилами для суми залежних випадкових величин:

$$S_{gn}^2 = \frac{S_f^2}{(2\Delta t \sum_{i=1}^{n/2} i)^2} [n + 2[\sum_{i=1}^{n/2} (n+1-3i)R(i\Delta t) - \sum_{i=n/2+1}^n (n+1-i)R(i\Delta t)]] \quad (24)$$

де S_f^2 - дисперсія фазових флуктуацій усередненої реалізації; $R(i\Delta t)$ - значення нормованої кореляційної функції фазових флуктуацій, розділених часовим інтервалом $t = i\Delta t$. Після перетворень, формула (24) зводиться до вигляду:

$$S_{gn}^2 = \frac{16S_f^2}{(\Delta t^2 n(n+2))^2} [1 + 2\sum_{i=1}^{n/2} (1 + \frac{1}{n} - \frac{3i}{n})R(i\Delta t) - 2\sum_{i=n/2+1}^n (1 + \frac{1}{n} - \frac{i}{n})R(i\Delta t)], \quad (25)$$

а так, як кількість проміжних вимірювань $n = T / \Delta t$, то з (25) отримаємо:

$$S_{gn}^2 = \frac{32\Delta t S_f^2}{T^3} [\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^{n/2} (1 + \frac{\Delta t}{T} - \frac{3i\Delta t}{T})R(i\Delta t) - \sum_{i=n/2+1}^n (1 - \frac{\Delta t}{T} - \frac{i\Delta t}{T})R(i\Delta t)]. \quad (26)$$

При великих n вираз (25) спрощується і, переходячи до безперервного часу, перетворюється в інтегральну форму обчислення дисперсії оцінки середнього значення миттєвої частоти:

$$S_g^2 = \frac{32S_f^2}{T^3} [\int_0^{T/2} (1 - \frac{3t}{T})R(t)dt - \int_{T/2}^T (1 - \frac{t}{T})R(t)dt] \quad (27)$$

Обчислимо дисперсію оцінки середнього значення миттєвої частоти на прикладі деяких моделей фазових флуктуацій, наприклад з експоненційної кореляційною функцією, нормований варіант якої буде

мати вигляд: $R_1(t) = e^{-\frac{|t|}{t_{kf}}}$, де t_{kf} - час кореляції фазових флуктуацій.

Виконавши обчислення у відповідності з (39), в результаті одержимо:

$$s_{f\Delta}^2 = \frac{16p^2 s_f^2}{b^2 T^2} \left(2e^{\frac{b}{p}} - \frac{1}{2} e^{\frac{2b}{p}} + \frac{b}{p} - \frac{3}{2} \right) \quad (28)$$

де $b = w_e$ а $w_e = 2pF_e$ - ефективна ширина спектру фазових флуктуацій.

При великих часах усереднення, які відповідають $T \gg t_{kf}$, формули для обчислення дисперсії (26) і (28) перетворюються до спрощеного виразу для обчислення дисперсії оцінки середнього значення миттєвої

частоти: $s_{f\Delta}^2 = \frac{32s_f^2}{T^3} t_{kf} = \frac{8s_f^2}{T^3 F_e}$, яка у порівнянні з оцінкою класичного вимірювача, рівною $s_{KC}^2 = 2s_f^2 / T^2$

, дає вигоду у точності, рівний:

$$Q = s_{KC}^2 / s_{f\Delta}^2 = T / 16t_{kf} = F_e T / 4 \quad (29)$$

якого можна досягти, оптимізувавши обробку досліджуваного сигналу.

Отримані вирази для обчислення дисперсії оцінки середнього значення миттєвої частоти, можуть бути використані для визначення оптимальної кількості вибірок на інтервалі усереднення і кроку квантування за часом. Оптимальний крок квантування визначимо, склавши та дослідивши ставлення дисперсій (27) і (29), рівний:

$$Q_{g1} = \frac{s_g^2}{s_{f\Delta}^2} = \frac{\Delta t}{t_{kf}} \left[\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^{n/2} \left(1 - \frac{3i}{n}\right) R(i\Delta t) - \sum_{i=n/2+1}^n \left(1 - \frac{i}{n}\right) R(i\Delta t) \right] \quad (30)$$

де $R(\Delta t) = R_1(i\Delta t) = e^{-\frac{i\Delta t}{t_{kf}}}$ дискретний аналог кореляційної функції (30), або для порівняння - модель фазових флуктуацій з рівномірним енергетичним спектром:

$$R_2(i\Delta t) = \sin\left(2p \frac{i\Delta t}{t_{kf}}\right) / 2p \frac{i\Delta t}{t_{kf}} \quad (31)$$

Іншим виразом, що становить інтерес для досліджень, є відношення дисперсії оцінки середнього значення миттєвої частоти цифрового вимірювача з ваговою обробкою і дисперсії оцінки середнього значення миттєвої частоти класичного вимірювача, яке рівне:

$$Q_{g2} = \frac{s_g^2}{s_{f\Delta}^2} = \frac{16}{n} \left[\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^{n/2} \left(1 - \frac{3i}{n}\right) R\left(i \frac{\Delta t}{t_{kf}}\right) - \sum_{i=n/2+1}^n \left(1 - \frac{i}{n}\right) R\left(i \frac{\Delta t}{t_{kf}}\right) \right] \quad (32)$$

Порівняння ефективності сучасних відомих та розробленого методу і частотоміра коінцидентції за критерієм точність x швидкодія

Для знаходження конкретних цифрових значень покращення визначального для випадку вимірювання частоти в РТС і ТКС (сигналу типу радіоімпульс рис. 3.25) є сенс провести саме порівняння трипараметрової величини яка пов'язує вивчені параметри для випадку вимірювання частоти цифровими методами. Лише за цих умов, якісні характеристики та переваги методу коінцидентції отримані в попередніх розділах набудуть аналітичної доказової бази і можуть слугувати методичним матеріалом уже для проектування частотомірів коенцидентції із наперед заданими параметрами точності та швидкодії вимірювання частоти в РТС і ТКС.

Такими параметрами виступають:

f_{on} - частота опорного генератора (опорна частота вимірювань);

f_x - частота сигналу який підлягає вимірюванню;

$T_c(T_{вим})$ - час вимірювання, він же час доступу до сигналу;

Δ_f - абсолютна похибка вимірювання частоти (роздільна здатність).

Так відомі методи прийнято оцінювати за узагальненою формулою:

$$f_o \geq 3 \frac{f_x}{\Delta_f T_c} \quad (33)$$

Дана форма запису є незручною для порівняння тому перепишемо її у вигляді:

$$d_{f_x} = \frac{3}{f_{on} T_{вим}} \quad (34)$$

Для методу коінцидентції можливо записати систему рівнянь які пов'язують вказані параметри і розглянути:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{вим} = \frac{N_{on}}{f_{оп}} \\ f_x = \frac{N_x}{N_{on}} f_{он} \\ \Delta f_x \cong \frac{f_x}{2^{2n_{он}-2}} \\ d_{f_x} \cong \frac{1}{2^{2n_{он}-2}} \end{array} \right. \quad (35)$$

Якщо перші два рівняння відомі і є наслідком методу коінциденції, то третя і четверта формули (досить наближена оцінка) є аналітичним відображенням збільшення густоти поділок на шкалі відношень за умови розрядності цифрових значень в двійковій системі $n_{он}$, а $N_{он}, N_x$ відповідно цифрові значення чисельника та знаменника дробово-раціональної шкали вимірювань.

Із системи рівнянь (35) досить легко можливо знайти всі параметри частотоміра, і необхідний нам для порівняння комплексний параметр, який пов'язує визначальні величини, який можна записати як:

$$d_{f_x} \cong \frac{4}{T_{вим}^2 f_{он}^2} = \left(\frac{2}{T_{вим} f_{он}} \right)^2. \quad (36)$$

Звідки вираз методу коінциденції над іншими відомими цифровими методами можливо оцінити як:

$$B = \frac{d_{f_{класич}}}{d_{f_{коінц}}} = \frac{3}{\left(\frac{2}{T_{вим} f_{он}} \right)^2} = \frac{3}{4} \cdot f_{он} T_c = \frac{3}{4} \cdot N_{он} = 3 \cdot 2^{n_{он}-2}. \quad (37)$$

Вказаний аналітичний вираз оцінки виразу у комплексному параметрі (точність вимірювання х швидкість вимірювання) показує таку ж функціональну залежність, яку ми спостерігали досліджуючи кількість поділок на шкалі вимірювання частотоміра коінциденції в залежності від розрядності (значень) представлення результатів у лічильниках чисельника та знаменника.

Вимірювання частоти радіоімпульсних сигналів за допомогою частотоміра коінциденції

Вимірювання частоти як звичайних (необмежених у часі) так і радіосигналів за схемами підключення не має принципової різниці, але при невиконанні умови, коли час вимірювання є більшим або рівним часу існування (доступу) до сигналу вірне вимірювання відбуватися не може.

Для практичних досліджень теоретичних висновків та результатів моделювання були проведено практичні дослідження двох зразків вимірювачів частоти за методом коінциденції (рис. 5.), які являють собою частотомір FETRONICS RFM-01 (завершений прилад із індикатором), а також швидкодіючий вимірювальний перетворювач у вигляді блока з USB виходом, для підключення до комп'ютера.



Рис. 5. Частотомір FETRONICS RFM-01, і вимірювальний перетворювач частоти за методом коінциденції

Спочатку проведено перевірку роботи та ідентичності показів результатів вимірювання для синусних сигналів генератора із необмеженим часом доступу рис. 6, при цьому результати вимірювань майже не відрізняються, що для серійних частотомірів (ЧЗ-34, ЧЗ-57), що для частотомірів за методом коінциденції,

різниця полягає лише у швидкодії.

У випадку наявності класичного радіоімпульсного сигналу який є типовим для сучасних РТС ТКС і телевізійних систем рис.7.самого широкого призначення питання часу доступу до сигналу стає домінуючим, і класичні схеми вимірювання принципово не здатні забезпечити роздільну здатність вимірювання менше 1Гц, за час вимірювання менший 1с (сучасні обчислювальні частотоміри шляхом використання методів інтерполяції можуть зменшити час доступу, так як частоту вони обчислюють шляхом вимірювання періоду, і точність вимірювання катастрофічно зменшується вже при часі вимірювання 1-10мс.

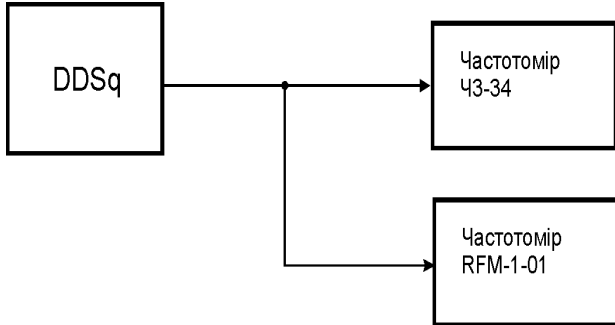


Рис. 6. Схема установки для порівняння швидкодії перебудови та точності вимірювання частотомірів ЧЗ-34 та RFM-1-01

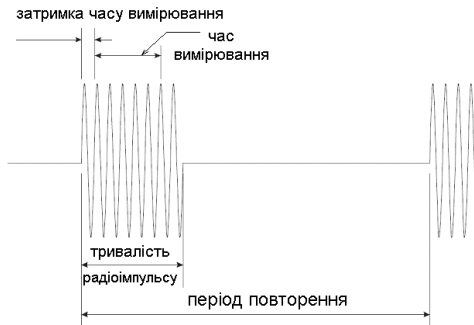


Рис. 7. Радіоімпульсний сигнал

Схеми вимірювань та проведення лабораторних занять наведено на рис. 8-10.

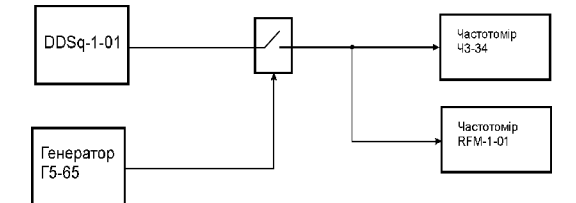


Рис. 8. Схема установки для Дослідження можливості вимірювання частоти частотомірами ЧЗ-34 та RFM-1-01 у присутності радіочастотного заповнення

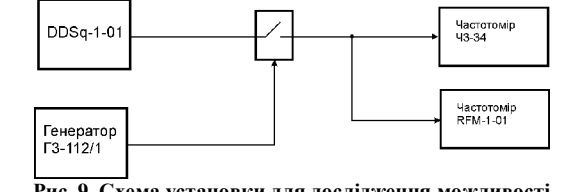


Рис. 9. Схема установки для дослідження можливості вимірювання частоти частотомірами ЧЗ-34 та RFM-1-01 у присутності радіочастотного заповнення

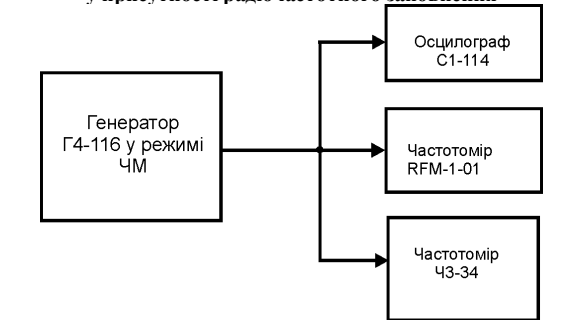


Рис.10. Схема установки для вимірювання ЧМС сигналів частотомірами ЧЗ-34 та RFM-1-01

Хід роботи

Для вимірювання частот вибрані два частотоміри: ЧЗ-57 та Fetronics RFM-1-01. Задані частоти для виміру: 170-180кГц, 150-160кГц, 130-140кГц.

Таблиця 1. Вимірювання частоти 130-140кГц

кГц	ЧЗ-57	RFM-1-01
130	130,003	130
131	131,252	131,251
132	132,328	132,322
133	133,350	133,390
134	134,353	134,348
135	135,377	135,323
136	136,439	136,434
137	137,472	137,468
138	138,518	138,514
139	139,320	139,316

Таблиця 2. Вимірювання частоти 130-131кГц

кГц	ЧЗ-57	RFM-1-01
130,0	130,006	130,002
130,1	130,128	130,123
130,2	130,174	130,170
130,3	130,271	130,263
130,4	130,376	130,370
130,5	130,488	130,482
130,6	130,598	130,595
130,7	130,686	130,683
130,8	130,789	130,790
130,9	130,869	130,865

Таблиця 3. Вимірювання частоти 150-160кГц

кГц	ЧЗ-57	RFM-1-01
150	149,999	150,0
151	151,287	151,283
152	152,366	152,380
153	153,396	153,392
154	154,396	154,390
155	155,429	155,423
156	156,499	156,492
157	157,535	157,530
158	158,587	158,580
159	159,355	159,350

Таблиця 4. Вимірювання частоти 150-151кГц

кГц	ЧЗ-57	RFM-1-01
150,0	149,998	150
150,1	150,126	150,121
150,2	150,164	150,159
150,3	150,247	150,234
150,4	150,358	150,353
150,5	150,447	150,470
150,6	150,591	150,588
150,7	150,644	150,674
150,8	150,783	150,779
150,9	150,852	150,848

Таблиця 5. Вимірювання частоти 170-180кГц

кГц	ЧЗ-57	RFM-1-01
170	170,003	170
171	171,302	171,296
172	172,402	172,396
173	173,439	173,441
174	174,436	174,430
175	175,478	175,473
176	176,556	176,551
177	177,593	177,586
178	178,651	178,646
179	179,394	179,387

Таблиця 6. Вимірювання частоти 170-171кГц

кГц	ЧЗ-57	RFM-1-01
170,0	170,003	170
170,1	170,140	170,134
170,2	170,158	170,152
170,3	170,242	170,212
170,4	170,359	170,352
170,5	170,483	170,477
170,6	170,596	170,590
170,7	170,684	170,678
170,8	170,789	170,783
170,9	170,855	170,851

Рис.11. Дані реального звіту з лабораторної роботи по дослідженню вимірювання частоти за методом коінцидентії

Типовий вигляд звіту із результатами лабораторної роботи з курсу «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах» наведено на рис.11

Методика проектування та метрологічного розрахунку вимірювача частоти за методом коінцидентії

Проектування частотомірів за методом коінцидентії подібне до розрахунків класичного обчислювального частотоміра із тією різницею, що вона базується на фазочастотному підході до визначення частоти (Теорія ФЧВ і ПР), а також використання дробово-раціональної шкали вимірювань (шкали відношень) яка утворюється при використанні методу коінцидентії.

За основу беруть систему рівнянь (35) :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{вим} = \frac{N_{on}}{f_{op}} \\ f_x = \frac{N_x}{N_{on}} f_{on} \\ \Delta f_x \cong \frac{f_x}{2^{2n_{on}-2}} \\ d_{f_x} \cong \frac{1}{2^{2n_{on}-2}} \end{array} \right. \quad (38)$$

де f_{on} - частота опорного генератора (опорна частота вимірювань);

f_x - частота сигналу який підлягає вимірюванню;

$T_c(T_{вим})$ - час вимірювання, він же час доступу до сигналу;

Δ_f - абсолютна похибка вимірювання частоти (роздільна здатність).

Дуже зручним є використання графіка збільшення роздільної здатності від розрядності представлення результатів у двійкових лічильниках рис.12.

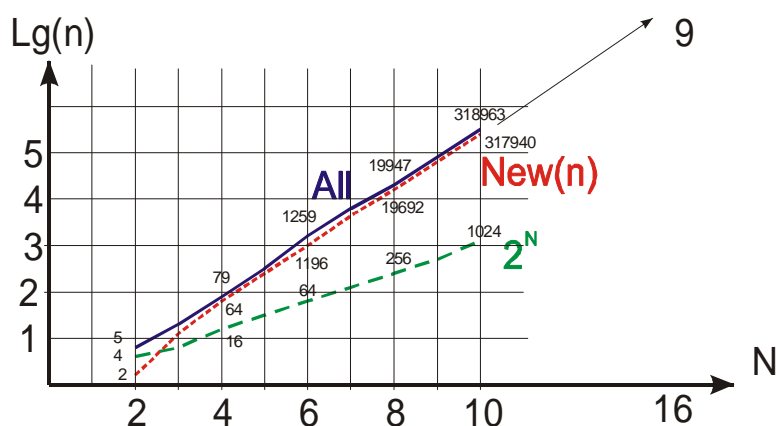


Рис.12. Збільшення роздільної здатності від розрядності представлення результатів у двійкових лічильниках

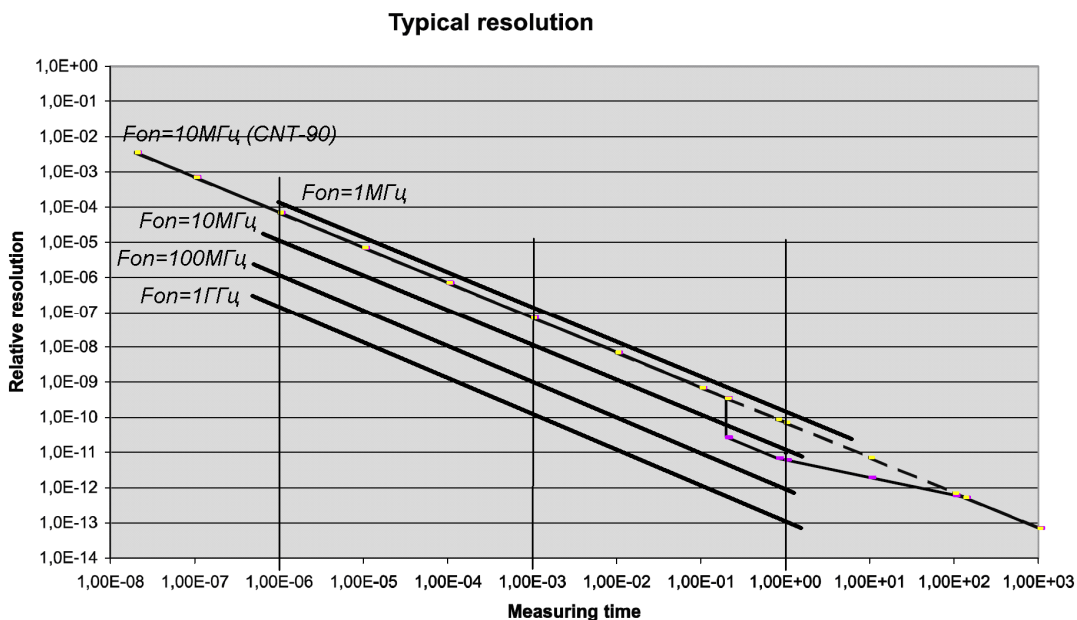


Рис. 13. Порівняння характеристик частотомірів коінцидентції із «найкращим у світі» частотоміром CNT-90

Як правило, достатніми є використання 16-20 розрядних лічильників, для легко знайти оцінки роздільної здатності шкали вимірювань:

Так, для $N = 16$, $d_{f_x} \cong \frac{1}{2^{2N_{on}-2}} = \frac{1}{2^{2 \cdot 16 - 2}} = \frac{1}{2^{30}} \sim 10^{-9}$.

Для $N = 20$, $d_{f_x} \cong \frac{1}{2^{2N_{on}-2}} = \frac{1}{2^{2 \cdot 20 - 2}} = \frac{1}{2^{38}} \sim 10^{-12}$, що забезпечує роздільну здатність в од Герц в

діапазоні 1-40ГГц, в якому працюють сучасні РТС і ТКС.

Питання часу вимірювання визначається вибором f_{on} - частоти опорного генератора (опорна частота вимірювань), яка для сучасної елементної бази може лежати в цьому ж діапазоні. Наприклад, для $f_{on} = 1ГГц, T_{вим} = \frac{N_{on}}{f_{op}} = \frac{2^{16}}{10^9} \sim 65$ мікросекунд (максимальне значення).

Наглядним є використання графіка залежності роздільної здатності у залежності від часу відмірювання для «найкращого у світі» частотоміра CNT-90 з нанесеними разом характеристиками частотоміра коінциденції рис. 13.

При опорних частотах вище 10 МГц частотомір коінциденції значно більш точно і швидко вимірює частоту радіосигналів.

Синтез програмних алгоритмів підвищення точності та швидкодії вимірювача частоти за методом коінциденції

Основним проблемним моментом, який напряду впливає на отримання кінцевого результату є наявність процедури ділення двох цілих чисел по закінченні часу вимірювання (або сигналу) за алгоритмом:

$$f_x = \frac{N_x}{N_{on}} f_{on} \quad (39)$$

де f_{on} - частота опорного генератора (опорна частота вимірювань);

f_x - частота сигналу який підлягає вимірюванню;

N_x, N_{on} - числа цілих фазових циклів невідомої та опорної частоти.

Для сучасних мікроконтролерів а також сигнальних процесорів час виконання операцій ділення двох трибайтних чисел складає одиниці десятки-мікросекунд, і є значно меншим за час вимірювання, тому результат можливо отримати на протязі декількох мікросекунд після завершення вимірювання.

Іншим принциповим моментом є величина розрядної сітки представлення результатів, яка визначається розумними межами та потенційною точністю, і як правило не перевищує 32-40 двійкових розрядів, що лежить в межах розрядної сітки сучасних процесорів.

Для усунення проблем при практичному проектуванні приладів, рекомендовано прогнати апаратну частину за алгоритмом обчислення числових значень отриманих в результаті вимірювання (Рис.14) та порівняти їх результати із результатами моделювання, які і будуть визначати апаратні похибки викликані обмеженнями розрядної сітки представлення результатів.

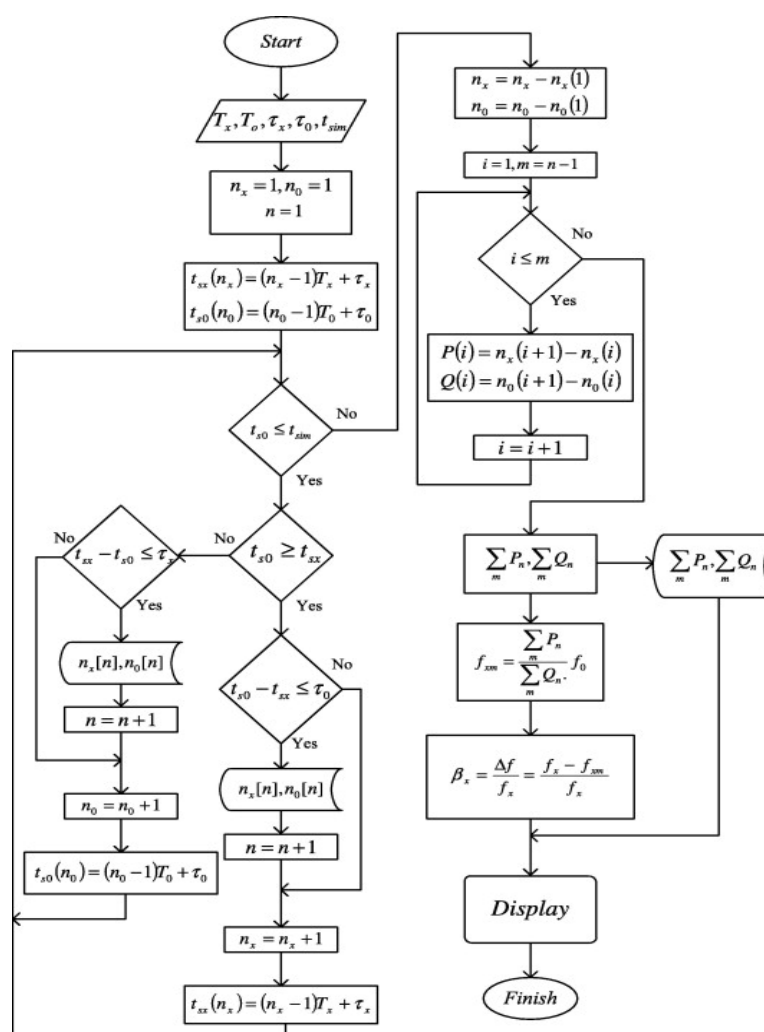


Рис. 14. Типовий алгоритм обчислення значень вимірювань за методом коінциденції

Перспективи покращення метрологічних та тактико-технічних хараткетристик пристроїв вимірювання частоти за методом коінциденції у сучасних радіотехнічних і телекомунікаційних системах

Завершуючи розгляд застосувань методу коінциденції та частотомірів реалізованих за його принципами необхідно відзначити, що навіть найпростіша схема вимірювань, яка не містить будь яких додаткових вимірювальних чи інших перетворень, навіть у порівнянні з найсучаснішими частотоміра дає

суттєві переваги за параметром точність x швидкість вимірювання час той, що є визначальним при апіорі невідомому часу доступу до сигналу. Саме таким є сигнали РТС і ТКС, тому використання нових частотомірів як вищого рівня ієрархії в цифрових методах вимірювання частоти дозволить досягти поставлених в роботі завдань, і на 10-100 разів покращити суперечливий параметр.

Але необхідно відзначити, що так само як методи інтерполяції дозволяють покращити (зменшити похибку дискретності) у відомих схемах частотомірів, в рамках теорії ФЧВ і ПР розроблено багатофазні та багатоканальні методи підвищення роздільної здатності (еквівалентної частоти квантування) у 2К разів, де К може сягати 8-32, без суттєвого ускладнення апаратури [78].

Тому саме вказані методи дозволять досягнути потенційно можливих результатів вимірювань у РТС і ТКС [69-72] шляхом використання паралельно із існуючими, або їх заміною вузлів та блоків вимірювання частоти. Таким чином тактико-технічні характеристик таким модернізованих систем будуть здатні до вирішення нових задач, які до цього стримувались використанням класичних вимірювачів частоти.

Крім того, методи Теорії ФЧВ і ПР використовуючи методи пірамідальних напівсуматорів секвент, дозволять спростити процедури підсумовування багатофазних та багатоканальних інформаційних потоків що прискорить час цифрової обробки результатів та отримання кінцевого значення частоти виміряних сигналів із розділення у одиниці Герц за час одиниці мілісекунд.

Висновки

Встановлено, що схеми збігів і анти збігів мають досить багато різних методів та засобів реалізації, принципово дозволять забезпечити розділення сигналів в діапазоні одиниць долей наносекунд, що забезпечує максимальні робочі частоти в 1-10ГГц. Найкращими характеристиками володіють схеми на лініях затримки, тунельних діодах, а також інтегральних схемах ЕЗЛ (на перемикачах струмів). В кожному конкретному випадку, можливо практично визначити фактичну роздільну спроможність схеми збігів, наприклад використовуючи метод само збігів, який і визначає потенційну можливість точності вимірювання обмежену апаратними похибками викликаних джиттером та шумами.

Розроблено структурні схеми частотоміра коінцидентії та вимірювального перетворювача які є досить простими і порівняно не дорогими у виготовленні, але при цьому здатні значно підвищити точність вимірювання і зменшити час доступу до сигналу, при цьому також можливе наближення і навіть зменшення методичної похибки нижче рівня інструментальної

На діючих макетах частотоміра коінцидентії та вимірювального перетворювача частоти в код проведені експериментальні дослідження, які показали, що розроблені вимірювачі частоти здатні одночасно вимірювати частоту і точно і швидко, завдяки новому підходу до визначення частоти.

Проведено додаткові порівняльні дослідження саме цифрових методів обробки сигналів для вимірювання частоти, та встановлено перевагу запропоновано методу коінцидентії, який забезпечує найкращі тактико-технічні характеристики с сучасних РТС і ТКС під час вимірювання частоти сигналів із невідомим та обмеженим часом доступу.

Розроблено практичні рекомендації по застосування вимірювальних перетворювачів частоти за методом коінцидентії в сучасних радіотехнічних та телекомунікаційних системах, для забезпечення суттєво покращення їх тактико-технічних характеристик.

References

1. <http://www.Agilent.com>. Agilent Technologies, Understanding Frequency Counter Specifications, Applications, Note 200-4.
2. Fundamentals of the Electronic Counters. Application Note 200. Electronic Counter Series. Hewlett-Packard Co.
3. Pat. USA. № 3924183. J. C. Fletcher, Frequency measurement by coincidence detection with standard frequency. U. S. Patent 3, 924,183. 1975.
4. D. Hernández B., V. E. Tyrsa. Método para la medición de frecuencia usando aproximaciones racionales. Revista Mexicana de Física, 52 (4) 359-364. 2006.
5. L. Busrtseva, V. E. Tyrsa. Maedición de la frecuecnia según el método de las aproximaciones racionales. Electro 2002. Octubre 2002. ISSN 1405-2172. pp 441-446.

Рецензія/Peer review : 06.07.2017 р. Надрукована/Printed :19.10.2017 р.
Стаття рецензована редакційною колегією