

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ АПАРАТОБУДУВАННЯ

УДК 621. 317. 12

МАСШТАБНО-ЧАСОВЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ В ПРИСТРОЯХ РЕЄСТРАЦІЇ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВИРОБІВ ТА МАТЕРІАЛІВ

К. т. н. Рудик А. В., асп. Суп'ян Я. В.

Частотні характеристики виробів та матеріалів в процесі технологічного контролю оцінюються за амплітудою та фазою сигналу, який пройшов через датчик з досліджуваним зразком (виробом або матеріалом). Як випробувальний сигнал, що несе інформацію про частотні характеристики датчика з досліджуваним виробом або матеріалом, використовується гармонічний сигнал, частота якого змінюється в широких межах. Для підвищення точності вимірювання амплітуди та фази випробувального сигналу зручніше вимірювання проводити за сигналом низької постійної частоти або постійного струму. З цією метою використовується масштабно — часове перетворення (МЧП). При такому перетворенні інформативні параметри випробувального діапазонного сигналу повинні трансформуватися в низькочастотний сигнал з мінімальними похибками.

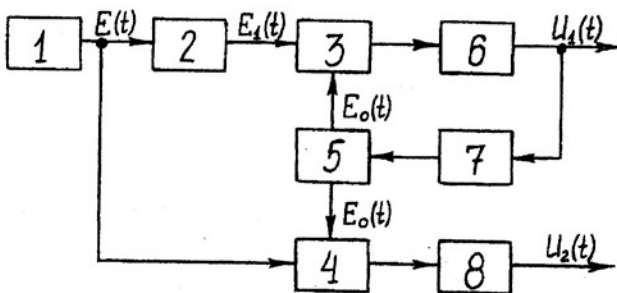


Рис. 1. Структурна схема двоканального масштабно-часового перетворювача

вигляд $E_1(t) = E_1 \cos(\omega t + \varphi)$. Зміна амплітуди і фази сигналу $E_1(t)$ в діапазоні частот дозволяє оцінити амплітудно-частотну (АЧХ) та фазо-частотну (ФЧХ) характеристики досліджуваного матеріалу.

Одноканальна побудова масштабно-часових перетворювачів використовується в радіовимірювальній техніці в частотомірах і вольтметрах, а двоканальна — фазометрах, вимірювачах відношення амплітуд двох напруг і т. і. [1].

До МЧП також відносять режим, який притаманний радіоприймальним пристроям, коли перетворювач здійснює зсув спектру вхідного радіосигналу в діапазон низьких частот зі збереженням його структури. Таке перетворення в радіотехніці називають перетворенням частоти або гетеродинуванням [2].

Як відомо, режим роботи масштабно-часового перетворювача, в якому форма вхідного сигналу та сигналу опорного генератора є гармонічною, має ряд недоліків. По-перше, зі зміною частоти вхідного сигналу необхідно переналаштовувати частоту опорного генератора, що ускладнює вимірювання частотних характеристик досліджуваного матеріалу. По-друге, квадратичний режим роботи нелінійного елемента призводить до виникнення похибки за рахунок наявності комбінаційних складових, які потрапляють в смугу пропускання резонансного фільтра, та до амплітудно-фазових похибок за рахунок зміни реактивних опорів нелінійних елементів помножувачів [3].

В релейному режимі роботи нелінійного елемента масштабно-часового перетворювача (форма вхідного сигналу гармонічна, а форма сигналу опорного генератора — строб-імпульсна або радіоімпульсна) амплітудно-фазові похибки не виникають і забезпечується діапазонна робота перетворювача на дискретній множині частот вхідного сигналу [1, 3]. Таким чином, релейний режим роботи нелінійного елемента масштабно-часового перетворювача дозволяє з меншими похибками (в порівнянні з іншими режимами роботи) трансформувати інформативні параметри випробувального діапазонного сигналу в параметри низькочастотного сигналу сталої частоти без переналаштування гетеродину за рахунок того, що помножувачі 3 та 4 працюють на гармоніках радіоімпульсного або строб-імпульсного сигналу опорного генератора 5.

Розрахунку похибок, які виникають в масштабно-часовому перетворювачі за рахунок перехідних процесів з кінцевою добротністю резонансних фільтрів 6 і 8 (рис. 1), в літературі приділено недостатньо уваги.

В роботі [4] розглянуто випадок, коли форма сигналу опорного генератора 5 радіоімпульсна. В цьому випадку стаціонарна напруга на контурі (резонансному фільтрі) в першому каналі на інтервалі часу $0 < t < T_1$ буде мати такий вигляд (за умови налаштування контуру в резонанс на частоту $\Omega = \omega - \omega_0 = 2\pi/T_1$, де ω_0 — частота сигналу опорного генератора 5):

$$U_1(0 < t < T_1) = K_3 E_0 E_1 A_\tau A_Q \sin(\Omega t + \varphi + \Delta\varphi_\tau + \Delta\varphi_Q), \quad (1)$$

де

$$A_\tau = \frac{\rho e^{-\alpha t}}{2(1 - e^{-\pi/Q})} \sqrt{1 + e^{2\alpha\tau} - 2e^{\alpha\tau} \cos 2\Omega\tau}; \quad (2)$$

$$A_Q = \sqrt{\left\{ 2 \sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \cos^2 \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} - \frac{\Delta\varphi_\tau}{2} \right] \right\}^2 + \left\{ \sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \sin \left[2\varphi + \frac{4\pi(k-1)}{N} - \Delta\varphi_\tau \right] \right\}^2}; \quad (3)$$

$$\Delta\varphi_\tau = \operatorname{arctg} \frac{e^{\alpha\tau} \sin 2\Omega\tau}{1 - e^{\alpha\tau} \cos 2\Omega\tau}; \quad (4)$$

$$\Delta\varphi_Q = \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \sin \left[2\varphi + \frac{4\pi(k-1)}{N} - \Delta\varphi_\tau \right]}{2 \sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \cos^2 \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} - \frac{\Delta\varphi_\tau}{2} \right]}; \quad (5)$$

K_3 — коефіцієнт передачі помножувача 3; E_0 та E_1 — амплітуди напруг опорного генератора 5 та вихідного сигналу датчика 2 з досліджуванним виробом або матеріалом; $N = T_1/T$ — кількість радіоімпульсів на інтервалі часу $0 < t < T_1$; T і τ — відповідно період радіоімпульсів та їх тривалість; $\rho = 1/\Omega C$, $\alpha = \Omega/2Q$ та C — відповідно, характеристичний опір, коефіцієнт загасання та ємність контуру з добротністю Q .

Спектри сумарної $(\omega + \omega_0)$ та різницевої $(\omega - \omega_0)$ частот помножувачів 3 та 4 не будуть перекриватися за умови $2\omega_0 > 2\pi n/\tau$, де n — кількість нулів спектра радіоімпульсу.

В роботі [4] детально розглянуто характер фазової похибки $\Delta\varphi_Q$ в залежності від добротності Q резонансних фільтрів 6 та 8 і кількості імпульсів N на інтервалі $0 < t < T_1$, однак амплітудні помилки проаналізовані недостатньо.

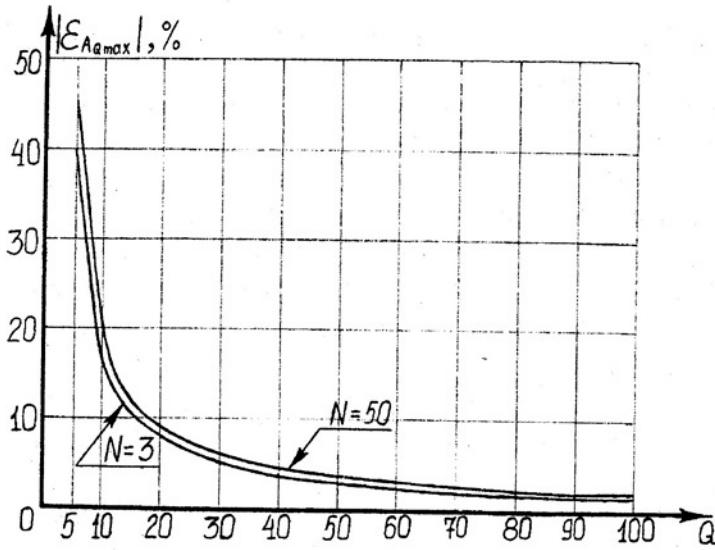


Рис. 2. Залежності $|\epsilon_{A_{Qmax}}| = f(Q)$ з різними значеннями N

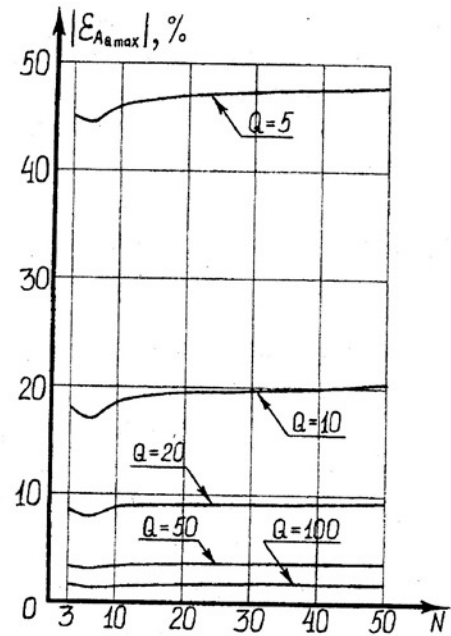


Рис. 3. Залежності $|\epsilon_{A_{Qmax}}| = f(N)$ з різними значеннями Q

На рис. 2 та 3 показані залежності $|\epsilon_{A_{Qmax}}| = \left| \frac{A_{Qmax} - N}{N} \right| = f(Q)$ з різними значен-

нями N та $|\epsilon_{A_{Qmax}}| = f(N)$ з різними значеннями Q . Аналіз кривих, зображених на рис. 2 та 3, показує, що максимального значення відхилення амплітудного коефіцієнта A_Q від N (з постійним значенням N) досягає за умови мінімальних значень Q (якщо $Q \geq 40$, то $\epsilon_{A_{Qmax}} \leq 4,6\%$, а якщо $Q = 100$, то $\epsilon_{A_{Qmax}} \leq 1,82\%$). Крім того, значення $\epsilon_{A_{Qmax}}$ практично не залежить від N (з фіксованим значенням Q) та досягає мінімуму, якщо $N = 6$ (див. рис. 3). Зміна шпаруватості імпульсів $q = \frac{T}{\tau}$ майже не впливає на хід залежностей.

Таким чином, якщо $Q \geq 40$, то $A_Q \approx N$ з похибкою не більше $4,6\%$, а $|\Delta\phi_Q| \leq 0,8^\circ$ [4]. Тоді співвідношення (1) можна переписати так:

$$U_1(0 < t < T_1) = K_3 E_0 E_1 N A_\tau \sin(\Omega t + \phi + \Delta\phi_\tau). \quad (6)$$

Отримане рішення (6) можна продовжити на подальші інтервали часу, що кратні періоду T_1 . Максимальну зміну амплітуди напруги $U_1(0 < t < T_1)$ можна оцінити за формулою $\epsilon_{A_{Qmax}} \approx \frac{50\pi}{Q} (\%)$, тобто, якщо $Q = 100$, то амплітуда змінюється не більше, ніж на $1,57\%$, що співпадає з точними розрахунками. Кут фазового зсуву ϕ відтворюється з похибкою $\Delta\phi = \Delta\phi_\tau + \Delta\phi_Q$, яку можна оцінити за формулами (4) та (5).

Аналогічні результати можна отримати у випадку, коли форма сигналу опорного генератора являє собою короткі імпульси (строб-імпульси).

Амплітуда відгуку резонансного фільтра істотно залежить від множника A_τ . В першому наближенні з рівняння (2) отримаємо (за умови $\frac{\tau}{T_1} \ll 1$, що виконується на практиці):

$$A_\tau \approx \frac{\rho(1 - e^{-\alpha\tau})}{2(1 - e^{-\pi/Q})} e^{-\alpha t} \approx -\frac{\alpha\tau\rho Q}{2\pi} e^{-\alpha t} = -\frac{\Omega\tau\rho}{4\pi} e^{-\alpha t} = -\frac{\rho}{2} \frac{\tau}{T_1} e^{-\alpha t},$$

тоді співвідношення (1) можна переписати таким чином:

$$U_1(0 < t < T_1) = -\frac{N\rho}{2} \frac{\tau}{T_1} K_3 E_0 E_1 e^{-\alpha t} \sin(\Omega t + \varphi + \Delta\varphi_\tau + \Delta\varphi_Q). \quad (7)$$

З великими значеннями відношення T_1/τ амплітуда відгуку резонансного фільтра може бути одного порядку з рівнем власних шумів масштабно-часового перетворювача. Зміна тривалості імпульсів та періоду повторення, а також неточність налаштування контуру в резонанс призводять до систематичних помилок, які можна виключити встановленням «нуля» на початку вимірювань.

Таким чином, МЧП дозволяє без суттєвих похибок перенести інформацію з амплітуди E_1 та фази φ вхідного сигналу (вихідного сигналу датчика) на низькочастотний гармонічний процес. Наприклад, з $Q = 100$, $N = 5$, $\Delta\varphi_Q \leq \pm 0,25^\circ$, а значення A_Q відрізняється від N не більше, ніж на 1,6 %. Якщо $Q = 50$ і $N = 5$, то похибка $\Delta\varphi_Q \leq \pm 0,47^\circ$, а значення A_Q відрізняється від N не більше, ніж на 3,25 %.

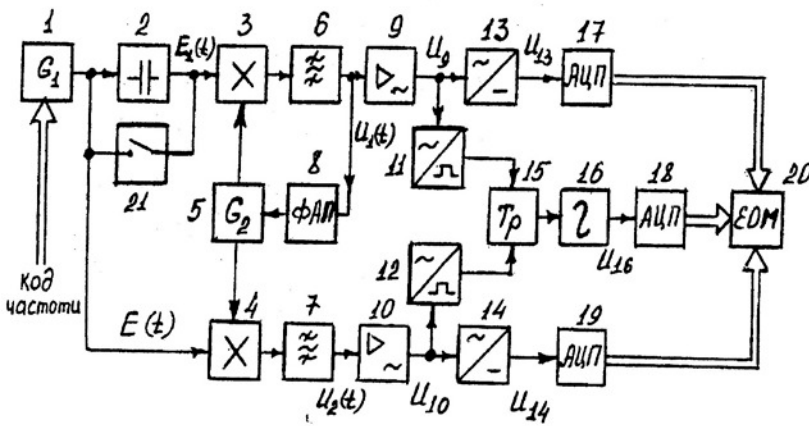


Рис. 4. Структурна схема пристрою реєстрації частотних характеристик виробів та матеріалів

Розглянемо застосування масштабно-часового перетворення в пристрої реєстрації частотних характеристик виробів та матеріалів, структурна схема якого показана на рис. 4.

Пристрій працює таким чином. Гармонічний сигнал з виходу цифрового генератора 1 потрапляє на вхід датчика 2 з досліджуванним матеріалом (в першому каналі) і на перший вхід помножувача 4 в другому каналі. Сигнал з виходу датчика 2 подається на перший вхід помножувача 3 в першому

каналі. На другі входи помножувачів подаються строб-імпульси з виходу генератора 5. Тоді напруга на виході підсилювача 9 дорівнює

$$U_9(t) = K_9 K_2(\omega) E_1 (1 + \gamma_1) E_0 K_3 A_1 \sin[\Omega t + \varphi_2(\omega) + \delta_1^1 + \delta_2^1],$$

де K_9 — коефіцієнт передачі підсилювача 9; γ_1 — коефіцієнт, який враховує зміну амплітуди напруги цифрового генератора 1 зі зміною частоти; $K_2(\omega)$ та $\varphi_2(\omega)$ — відповідно модуль та аргумент комплексного коефіцієнта передачі датчика 2 з досліджуванним матеріалом; $A_1 = A_\tau^1 A_Q^1$ — амплітудна похибка першого каналу; K_3 — коефіцієнт передачі помножувача 3 першого каналу; $\delta_1^1 = \Delta\varphi_\tau^1 + \Delta\varphi_Q^1$ — фазова похибка першого каналу; δ_2^1 — амплітудно-фазова похибка першого каналу, яка виникає за рахунок зміни рівня сигналу в каналі.

Напруга на виході підсилювача 10 у другому каналі дорівнює

$$U_{10}(t) = K_{10} E_1 (1 + \gamma_1) E_0 K_4 A_2 \sin(\Omega t + \delta_1^2 + \delta_2^2),$$

де K_{10} — коефіцієнт передачі підсилювача 10 в другому каналі; K_4 — коефіцієнт передачі помножувача 4 другого каналу; $A_2 = A_\tau^2 A_Q^2$ — амплітудна похибка другого каналу; $\delta_1^2 = \Delta\varphi_\tau^2 + \Delta\varphi_Q^2$ — фазова похибка другого каналу; δ_2^2 — амплітудно-фазова похибка другого каналу; $\Omega = m\omega - \omega_0$ — резонансна частота фільтрів 6 і 7.

За допомогою керування від ЕОМ 20 частота генератора 1 змінюється дискретно в діапазоні $f_{\min} \div f_{\max}$ зі сталим значенням частоти $F = \Omega/2\pi$, тому що змінюється номер гармоніки $m = 1, 2, 3, \dots$, яка формує (рис. 5) сигнал на виході масштабно-часового перетворювача. Система частотно-фазової автопідстройки частоти (ЧФАПЧ) 8 забезпечує смугу захвату та утримання для стійкої роботи масштабно-часового перетворювача тільки за умови $\omega > m\Omega$ [5]. Якщо з виходу генератора 5 на помножувачі подається радіоімпульсний за формою сигнал, спектр якого зображений на рис. 6, частота вихідної напруги фільтрів 6 та 7 визначається з рівняння $\Omega = \omega - (\omega_1 \pm m\omega_n)$, де $\omega_n = 2\pi f_n$ — частота повторення радіоімпульсів; $\omega_1 = 2\pi f_1$ — частота несучого коливання. В цьому випадку система ЧФАПЧ 8 забезпечує стійку роботу за умови $\omega > \omega_1 \pm m\omega_n$.

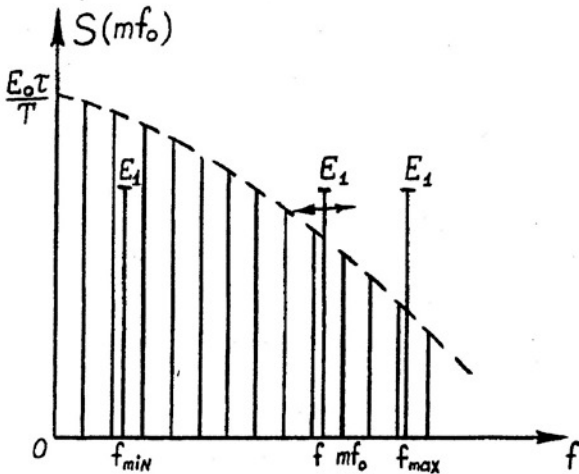


Рис. 5. Спектр строб-імпульсного сигналу

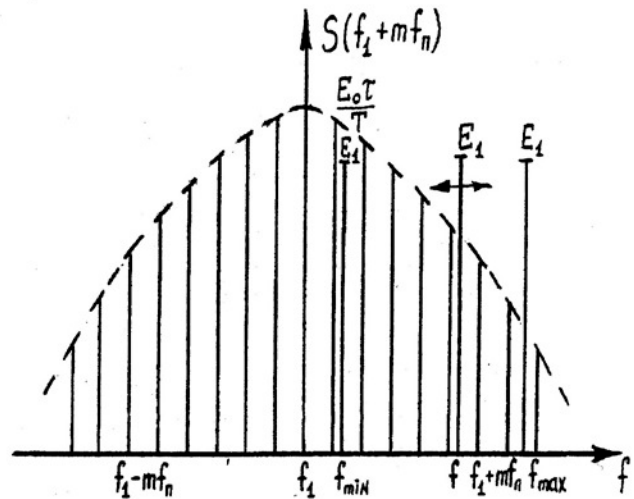


Рис. 6. Спектр радіоімпульсного сигналу

Далі напруги $U_9(t)$ та $U_{10}(t)$ подаються на амплітудні детектори 13 і 14 в першому та другому каналах відповідно. На виходах детекторів постійні напруги визначаються як

$$U_{13} = K_{13}K_9K_2(\omega) E_1(1 + \gamma_1) E_0K_3A_1 ;$$

$$U_{14} = K_{14}K_{10}E_1(1 + \gamma_1) E_0K_4A_2,$$

де K_{13} та K_{14} — коефіцієнти передачі амплітудних детекторів 13 та 14.

Після цього напруги U_{13} і U_{14} аналого-цифровими перетворювачами 17 та 19 перетворюються в цифрові коди, які потрапляють в ЕОМ 20 (див. рис. 4). В результаті ділення величини напруги U_{13} на величину напруги U_{14} отримаємо

$$\varepsilon_U = \frac{U_{13}}{U_{14}} = K_2(\omega) \frac{K_{13}K_9K_3A_1}{K_{14}K_{10}K_4A_2} = K_2(\omega) D. \tag{8}$$

Зі зміною частоти напруги $E_1(t)$ змінюється модуль коефіцієнта передачі датчика 2 з досліджуваним матеріалом $K_2(\omega)$ і кут фазового зсуву $\phi_2(\omega)$, який вноситься досліджуваним матеріалом. Коефіцієнти підсилення K_9 і K_{10} не залежать від частоти, тому що підсилювачі 9 і 10 працюють на постійній низькій частоті Ω . Тому що період повторення і тривалість строб-імпульсів або радіоімпульсів постійні в процесі вимірювання, то $A_1 = A_2$. Коефіцієнти передачі помножувачів можна вважати однаковими, тому що вони працюють в ключових режимах ($K_3 = K_4$), а коефіцієнти передачі амплітудних детекторів не залежать від частоти, тому $K_{13} \approx K_{14}$.

Таким чином, якщо вимірювати ϵ_U з різними значеннями частоти вхідного сигналу, можна оцінити АЧХ датчика з виробом або матеріалом $K_2(\omega)$. Уточнити значення коефіцієнта D в співвідношенні (8) можна лише тоді, коли $K_2(\omega) = 1$, тобто коли ключ 21 з'єднує вхід помножувача 3 з виходом цифрового генератора 1.

Для вимірювання ФЧХ датчика 2 з досліджуваним виробом або матеріалом напруги з виходів підсилювачів 9 та 10 подаються на підсилювачі-обмежувачі 11 та 12, які формують короткі імпульси запуску вимірювального тригера 15. Прямокутні імпульси, тривалість яких пропорційна куту фазового зсуву між напругами U_9 та U_{10} , з виходу вимірювального тригера 15 подаються на інтегратор 16. Постійна напруга на виході інтегратора дорівнює

$$U_{\pm} = \frac{360^{\circ}}{T_1} \left\{ \varphi_2(\omega) + \delta_1^1 - \delta_1^2 + \delta_2^1 - \delta_2^2 \right\}.$$

Тому що підсилювачі-обмежувачі 11 та 12 працюють на низькій постійній частоті, амплітудно-фазові похибки δ_2^1 та δ_2^2 можна звести до величини $\pm(0,1 \div 0,2)^{\circ}$ зі зміною рівня сигналу на 60 дБ [6]. Якщо фільтри в каналах вимірювача ідентичні, то можна записати, що $Q_1 = Q_2 = Q$, $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ та $\delta_1^1 = \delta_1^2$.

Таким чином, зі зміною частоти вхідного сигналу ω напруга U_{\pm} буде залежати від значення $\varphi_2(\omega)$, а її величина за допомогою АЦП 18 перетворюється в цифровий код і вимірюється за допомогою ЕОМ 20.

Висновки

1. Розроблена методика розрахунку амплітудних і фазових похибок, що виникають під час масштабного-часового перетворення сигналів.
2. Показано, що МЧП дозволяє з достатньо малими похибками трансформувати амплітуду і фазу гармонічного сигналу високої частоти на низькочастотний електричний процес.
3. Застосування МЧП дозволяє з малими похибками реєструвати амплітудно-частотні та фазо-частотні характеристики виробів та матеріалів в діапазоні частот без переналаштування опорного генератора.
4. Розроблена структурна схема пристрою реєстрації частотних характеристик виробів та матеріалів в широкому діапазоні частот.

ЛІТЕРАТУРА

1. Скрипник Ю. А., Глазков Л. А. Частотные методы контроля технологических процессов. — К.: Учебно-методический кабинет Минвуза УССР, 1991. — 173 с.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Радио и связь, 1986. — 512 с.
3. Супьян В. Я., Жилин Н. С. Некоторые амплитудно-фазовые погрешности в фазометрах с преобразованием частоты // Труды ТИАСУР. — 1973. — Т. 9. — С. 28—33.
4. Рудик А. В., Суп'ян Я. В. Методика аналізу похибок відтворення сигналу фільтром синтезу цифро — аналогового перетворювача // Вісник ВПІ. — 1997. — № 2. — С. 70—76.
5. Супьян В. Я., Рождественский А. Н. Подавление паразитной синхронизации в системе ФАПЧ // Известия Вузов СССР, серия «Радиоэлектроника». — 1976. — № 6. — С. 25—30.
6. Супьян В. Я. Способ преобразования частоты с повышенной фазовой стабильностью // Рационализаторские предложения по радиоэлектронике. — 1963. — № 21. — С. 30—32.

Кафедра радіотехніки

Надійшла до редакції 7.07.1998 р.
Рекомендована до опублікування 8.06.1999 р.

Рудик Андрій Вікторович — доцент кафедри радіотехніки ВДТУ, **Суп'ян Яків Віліамінович** — аспірант кафедри АТІП Державної академії легкої промисловості України.