

Роцин Б.В. Информационная система модульной космической станции // Зарубежная радиоэлектроника, 1975. №11. С. 76-85. 11. Калашников И.Д., Мазепа Р.Б., Роцин Б.В., Ивахив О.В. Устройство программируемого многоканального опроса абонентов // А. с. СССР № 650240. // Бюл. изобрет., 1979. № 8. 12. Калашников И.Д., Мазепа Р.Б., Роцин Б.В., Ивахив О.В. Устройство для адресации псевдокадров в многоканальных адаптивных системах передачи информации / А.с. СССР №516086 // Бюл. изобрет., 1979. № 8. 13. Ватутин С.И., Ивахив О.В., Кушнир З.О., Пацарнюк Я.В., Пуйда В.Я. Устройство формирования адресного сигнала псевдокадра / А. с. СССР № 1417204 // Бюл. изобрет., 1988. № 30. 14. Ивахив О.В. Аналіз інформаційного стану об'єкта загалом // Вісн. ДУ "Львівська політехніка". 1997, № 314. С. 22-28. 15. Data compressor. Patent USA № 31369.222, 340-172.5. 16. Ивахив О. Нумераційне кодування джерела вимірювальної інформації // Контрольно-вимірювальна техніка. 1993, № 50. С. 12-22. 17. Бегота Р., Ивахив О., Кушнир З., Толопко Я. Асимптотическая оптимальность нумерационного кодирования источника // Контрольно-измерительная техника, 1989, № 46. С. 3-9. 18. Кошевой А. Телеметрические комплексы летательных аппаратов. М., 1975. 19. Левин Б. Теоретические основы статистической радиотехники. Т.1. М., 1969.

УДК 621.317:621.396

Ю.О. Скрипник, О.П. Яненко*

Київський державний університет технології та дизайну,

* Науково-дослідний центр квантової медицини "Відгук"

ШЛЯХИ ЗНИЖЕННЯ ФЛУКТУАЦІЙНОГО ПОРОГУ ЧУТЛИВОСТІ ВИМІРЮВАЧІВ СЛАБКІХ СИГНАЛІВ

© Скрипник Ю. О., Яненко О. П., 2001

Розглянуті вимірювачі слабких сигналів на основі модуляційних радіометричних систем (МРС). Показана структурно-алгоритмічна можливість зниження флуктуаційного порогу МРС без зниження швидкодії системи.

The devices for measurement of weak signals based on modulation radiometric systems (MRS) were considered. Structural-algorithmic possibility of decreasing of the MRS fluctuation threshold without decreasing the system's speed of operation was shown.

Радіометричні системи (РС) як вимірювачі слабких сигналів широко використовуються в різних галузях науки і техніки для оцінки, вимірювання та реєстрації інтенсивності сигналів, рівень яких значно менший за рівень власних шумів в РС. Подібні задачі актуальні для радіоастрономії, фізики, біології та медицини [1–3]. Основним елементом подібних РС є високочутливий приймач-радіометр, який виконується із застосуванням компенсаційної, кореляційної або модуляційної схеми [1].

Вимірювання сигналу, що сприймається антеною, зводиться до виділення малого приросту напруги сигналу на фоні великої напруги власних шумів радіометра. В компенсаційному радіометрі (рис. 1,а) напруга власних шумів (антени X1, підсилювача A1,

квадратичного детектора U1 та фільтра нижніх частот Z1) компенсується в пристрої порівняння A2 постійною напругою від опорного джерела (генератора) G1.

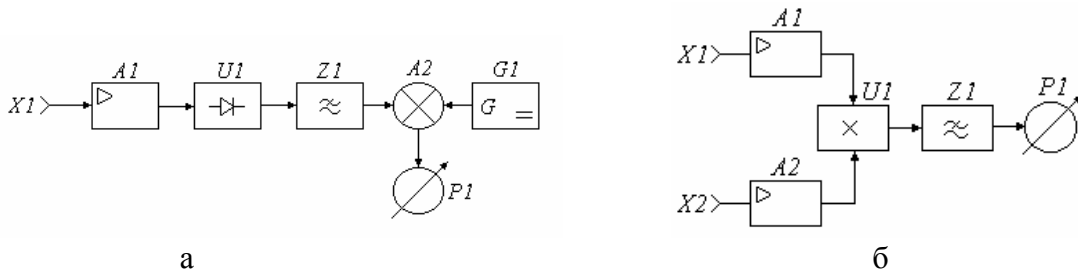


Рис. 1. Схема компенсаційного та кореляційного радіометрів

Кореляційний радіометр (рис. 1,б) має в своєму складі два канали із послідовно з'єднаних антени X1 або X2 та підсилювачів A1 або A2, виходи яких під'єднуються до перемножувача U1. Корельовані сигнали формують на виході перемножувача U1 постійну напругу, яка виділяється фільтром Z1, на відміну від власних шумів каналів, що не корельовані між собою і не створюють постійної напруги.

Під флуктуаційним порогом MPC розуміють таке значення сигналу, яке формує на виході системи співвідношення сигнал/шум, що дорівнює одиниці.

Джерелом власних шумів радіометрів є дробові та теплові шуми, які мають рівномірний розподіл потужності в широкому діапазоні частот (типу "білий шум"), а також низькочастотні шуми, інтенсивність яких змінюється за законом $1/f$ (фліккер-шум). Зазвичай частота, на якій інтенсивність фліккер-шуму відповідає інтенсивності теплового шуму, знаходиться в межах сотень герц.

Спектральна щільність потужності теплового шуму визначається формулою:

$$I_T = kT = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К} \cdot 293 \text{ К} = 4,04 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц}, \quad (1)$$

де k – стала Больцмана; T – температура елемента (в нормальних умовах $T=293 \text{ К}$).

Водночас фліккер-шум переважно розташований в області частот від 10^{-4} до 10^2 - 10^3 Гц [4]. Максимальну інтенсивність фліккер-шуму можна записати у вигляді [5]:

$$I_\Phi = I_T \left(1 + \frac{f_0}{f} \right) = kT \left(1 + \frac{f_0}{f} \right), \quad (2)$$

де f_0 – частота, на якій інтенсивність фліккер-шуму та теплового збігаються ($f_0 \approx 1 \text{ кГц}$); f – найнижча частота, що виділяється фільтром Z1 (наприклад, 1 Гц).

З урахуванням наведених значень частот та інтенсивності теплового шуму (1) інтенсивність фліккер-шуму на частоті 1 Гц становить:

$$I_\Phi \approx 4,04 \cdot 10^{-17} \text{ Вт/Гц}. \quad (3)$$

На рис. 2 показаний розподіл інтенсивності шуму $1/f$ в частотному діапазоні до 1 кГц.

Отже, рівень інтенсивності фліккер-шуму значно перевищує інтенсивність теплового шуму, а це призводить в радіометрах компенсаційного та кореляційного типу до його виділення фільтром нижніх частот Z1 (зона ΔF_{Z1} від 1 до 10 Гц, рис. 2) та зменшення чутливості пристроїв за рахунок збільшення рівня флуктуацій показника індикатора.

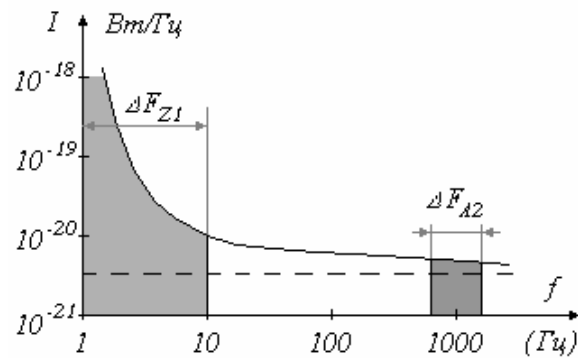


Рис. 2. Розподіл інтенсивності флікер-шуму

У модуляційному радіометрі (рис. 3) сигнал, що приймається антеною X1, до надходження у підсилювач приймача A1 модулюється за інтенсивністю комутатором S1 з низькою частотою генератора G1. Слабка напруга обвідної частоти модуляції, яка формується на виході квадратичного детектора U1, виділяється з флюктуаційного фону власних шумів вузькосмуговим фільтром підсилювача A2. Останній найчастіше виконується за схемою — вибіркового підсилювача низької частоти модуляції A2 — синхронний детектор U2, який керується напругою частоти модуляції. Амплітуда низькочастотної обвідної, яка виділена синхронним детектором, пропорційна інтенсивності сигналу, що приймається антеною X1.

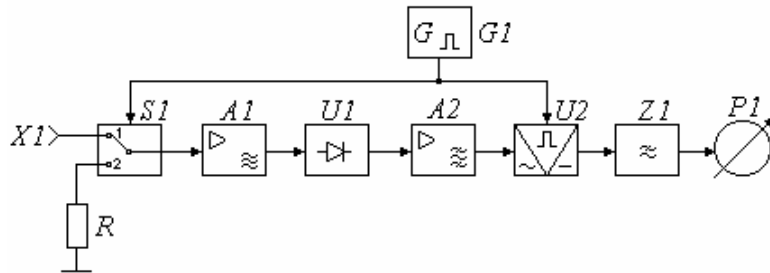


Рис. 3. Модуляційний радіометр

Частота комутації та смуга ΔF_{A2} фільтра підсилювача A2 вибираються так, щоб забезпечити значне придушення низькочастотних складових флікер-шуму, що забезпечує перевагу та ширше застосування модуляційних радіометрів [6].

Інтегральну потужність флікер-шуму, що проходить через фільтр нижніх частот Z1, в компенсаційному радіометрі можна записати:

$$P_K = \frac{\sum_{i=1}^n I_{i\Phi}}{n} \Delta F_{Z1} = I'_{\Phi} \Delta F_{Z1}, \quad (4)$$

де I'_{Φ} — середнє значення інтенсивності флікер-шуму у смузі фільтра Z1.

Аналогічно виразимо потужність шумів, що проходять через смуговий підсилювач A2 модуляційного радіометра:

$$P_M = \frac{\sum_{i=1}^n I_{i\Phi}}{n} \Delta F_{A2} = I'_T \Delta F_{A2} \quad . \quad (5)$$

Флуктуаційна перевага модуляційної схеми перед компенсаційною має вигляд:

$$N = \frac{P_K}{P_M} = \frac{I'_\Phi}{I'_T} \frac{\Delta F_{Z1}}{\Delta F_{A2}}. \quad (6)$$

Із (6) видно, що смугу ΔF_{A2} фільтра підсилювача А2 модуляційного радіометра необхідно зменшувати. Водночас за вибраних параметрів смуг фільтрів ΔF_{Z1} та ΔF_{A2} перевага модуляційного радіометра визначається співвідношенням інтенсивностей шумів, що проходять через фільтр Z1 компенсаційного та фільтр підсилювача А2 модуляційного радіометра і може становити $N > 10$.

Однак слід зазначити, що повністю реалізувати перевагу модуляційної схеми технічно складно, оскільки через фільтр підсилювача А2 частково проходять складові шуму ($\Omega \pm \Delta\Omega_i$) близькі до частоти комутації, які на виході синхронного детектора U2 формують шум низької частоти.

Авторами запропонована схема модуляційного радіометра, що дозволяє знизити його флуктуаційний поріг і тим самим підвищити чутливість без збільшення часу на усереднення вихідного сигналу [7].

На рис. 4 наведено функціональну схему розробленого модуляційного радіометра.

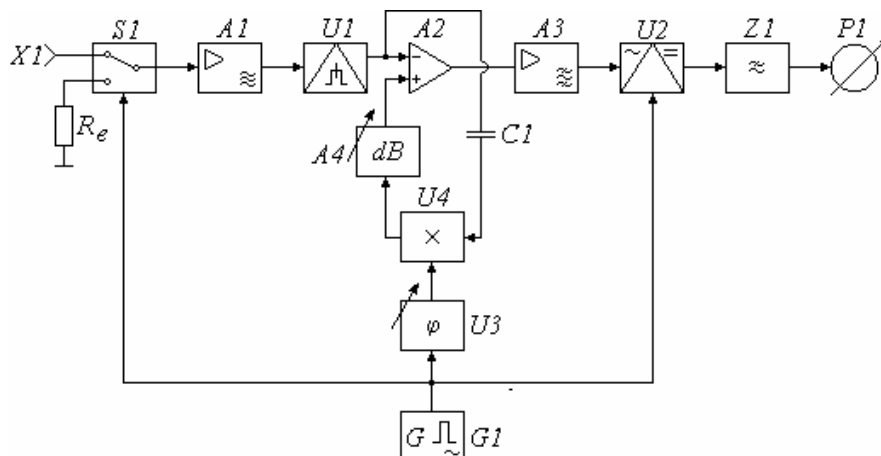


Рис. 4. Схема модуляційного радіометра з пригніченням шумових компонент

Радіометр містить антену X1, до якої під'єднані послідовно сполучені комутатор S1 з еквівалентним навантаженням R_e на другому вході, підсилювач А1 високої частоти, амплітудний детектор U1, диференційний підсилювач А2, смуговий підсилювач А3 низької частоти, синхронний детектор U2, фільтр Z1 нижніх частот і реєстратор P1. Генератор G1 низької частоти з'єднаний з керуючими входами комутатора S1 і синхронного детектора U2 та регульованим фазообертачем U3, вихід якого з'єднаний з одним входом помножувального блока U4, а другий вхід через розподіляючий конденсатор C1 — з виходом диференційного підсилювача А2, другий вхід генератора через регульований атенюатор А4 з'єднаний з виходом помножувального блока U4.

Модуляційний радіометр працює так.

Радіотеплове випромінювання, яке приймається антенною X1, через комутатор S1 надходить на вхід підсилювача А1 високої частоти (ПВЧ). При означеному положенні комутатора S1 рівень шумів ПВЧ А1 визначатиметься вихідним опором антени X1, який шунтує вхід ПВЧ. Інтенсивність сигналу, що приймається:

$$\bar{U}_1^2 = S_1 T_i \Delta f, \quad (7)$$

де S_1 – чутливість антени; T_i – температура джерела випромінювання; Δf – смуга частот, які підсилюються ПВЧ.

Потужність власних шумів ПВЧ на його вході:

$$\bar{U}_2^2 = R(F - 1)T_o \Delta f, \quad (8)$$

де R – вхідний опір ПВЧ; F – коефіцієнт шуму ПВЧ; $T_o = 273$ К – температура, що відповідає нулю градусів за Цельсієм.

У радіометрах сигнал, що приймається, набагато слабкіший від власних шумів підсилювача ($\bar{U}_1^2 \ll \bar{U}_2^2$). Тому ПВЧ А1 підсилює суміш шумових сигналів, яка детектується амплітудним детектором U1 з квадратичною характеристикою. Оскільки сигнали, що підсилюються, некорельовані між собою, то вихідна напруга детектора:

$$U_3' = S_2 K_1^2 (\bar{U}_1^2 + \bar{U}_2^2), \quad (9)$$

де S_2 – чутливість амплітудного детектора; K_1 – коефіцієнт підсилення ПВЧ.

У протилежному положенні комутатора S1 до виходу ПВЧ А1 під'єднується еквівалентне вихідному опору антени X1 навантаження R_e з температурою, що дорівнює температурі антени. Тому вихідна напруга детектора у цьому випадку набуває значення:

$$U_3'' = S_2 K_1^2 \bar{U}_2^2. \quad (10)$$

Комутатор S1 керується прямокутною напругою генератора G1 низької частоти. Тому на виході амплітудного детектора U1 за період комутації буде присутня змінна складова частоти комутації Ω і шумовий сигнал від наявності власних шумів ПВЧ та детектора і флуктуацій коефіцієнта підсилення ПВЧ:

$$U_4(t) = \frac{U_3' - U_3''}{2} \text{sign} \sin \Omega t + V_w(t), \quad (11)$$

де $V_w(t)$ – напруга низькочастотних шумів, з урахуванням постійної складової.

Низькочастотний сигнал (11) підсилюється диференційним підсилювачем А2 і надходить на вхід смугового підсилювача А3, центральна частота якого вибирається такою, що дорівнює частоті комутації Ω . У смугу підсилення нарівні з корисним сигналом потрапляють також спектральні складові шуму, близькі до частоти комутації ($\Omega_i \approx \Omega$). Підсилена напруга, яка являє собою суміш детермінованого сигналу частоти Ω і вузькосмугового сигналу, що складається зі спектральних складових $\Sigma \Omega_i$, надходить на синхронний детектор U2, який керується напругою генератора G1 низької частоти. Змінна напруга частоти комутації Ω випрямляється, а спектральні складові шумової напруги утворюють низькочастотну флуктуючу напругу комбінаційних частот. Тому результатом синхронного детектування є сигнал:

$$U_5 = \frac{K_2}{2} (U_3' - U_3'') + K_2 V_1(\Omega \pm \Omega_i), \quad (12)$$

де K_2 – коефіцієнт підсилення смугового підсилювача; $V_1(\Omega \pm \Omega_i)$ – низькочастотний шум комбінаційних частот Ω і Ω_i .

Перша складова напруги (12) є постійною складовою, яка з урахуванням виразів (9) і (10) має вигляд:

$$U_6 = 0,5S_2K_2K_1^2\bar{U}_1^2 = 0,5S_1S_2K_2K_1^2T_D\Delta f. \quad (13)$$

Друга складова

$$U_7 = K_2V_1(\Omega \pm \Omega_i) = K_2V_1(\Delta\Omega_i) \quad (14)$$

є вузькосмуговим шумом з максимальною спектральною щільністю, близькою до нуля ($\Delta\Omega_i \ll \Omega$).

Постійна складова напруги (13) є корисним сигналом, який виділяється фільтром Z1 нижніх частот та реєструється вихідним реєстратором РА. Рівень пригнічення низькочастотного шуму $V(\Omega \pm \Omega_i)$ тим більший, чим більша стала часу фільтру Z1, яка визначає час усереднення сигналу. Інтенсивність низькочастотного шуму $V(\Omega_i)$ визначається спектральною щільністю потужності шумового сигналу $V_w(t)$ в околі частоти комутації Ω . Оскільки розподіл щільності низькочастотних шумів обернено пропорційний до частоти ($1/\Omega$), то з підвищенням частоти комутації Ω інтенсивність прилеглої частини низькочастотного шуму $V(\Omega_i)$ знижується, що й визначає вигравш модуляційного радіометра порівняно з компенсаційним. Однак підвищення частоти комутації понад 1000 Гц істотного вигравшу у зменшенні шумів виду $V(\Omega \pm \Omega_i)$ не дає, бо високочастотніший шум є тепловим і має рівномірний розподіл.

Для пригнічення спектральних складових шуму в околах частоти комутації Ω вихідна напруга квадратичного детектора U1 надходить на вхід диференційного підсилювача A2 та через розділяючий конденсатор C1 подається на перший вхід помножувального блока U4, на другий вхід якого надходить напруга низької частоти Ω від генератора G1 через фазообертач U3. В результаті перемножування сигналу частоти Ω з низькочастотними компонентами шумової напруги $V_w(t)$ на виході блока U4 формуються спектральні складові з частотами виду $\Omega \pm \Delta\Omega_i$, де $\Delta\Omega_i$ – частоти спектральних складових шуму, близьких до нуля. Складова частоти комутації Ω у вихідній напрузі відсутня, оскільки розділяючий конденсатор C1 не пропускає постійну складову шумової напруги $V_w(t)$. Складова напруги (9) частоти комутації перемножується з напругою генератора G1 і дає на виході блока U4 змінну напругу подвоєної частоти комутації (2Ω).

Отже, вихідна напруга помножувального блока має вигляд:

$$U_7(t) = V_2[(\Omega + \Delta\Omega_i)\varphi] + K_3U_m \text{sign} \sin(2\Omega t + \varphi), \quad (15)$$

де φ – фазовий зсув, що спричиняється регулюючим фазообертачем U3; U_m – амплітуда напруги генератора G1; K_3 – коефіцієнт передачі, який враховує передавальні властивості фазообертача U3 і помножувального блока U4.

Фазові співвідношення спектральних складових $\Omega \pm \Delta\Omega_i$ визначаються фазовим зсувом φ , який зумовлює фазообертач U3.

Напруга (15) надходить на другий вхід диференційного підсилювача A2. На виході диференційного підсилювача формується різницева напруга:

$$U_8 = K_4[U_4(t) - U_7(t)], \quad (16)$$

де K_4 – коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача.

Різницева напруга (16) підсилюється смуговим підсилювачем А3 з коефіцієнтом підсилення K_2 у смузі пропускання. Підсилена напруга з урахуванням значень напруг (11) і (15) має вигляд:

$$U_9 = 0,5S_1S_2K_1^2K_2K_4T_i\Delta f \cdot \text{sign} \sin \Omega t + \\ + K_2K_4\{V_1(\Omega_i) - K_5V_2[(\Omega \pm \Delta\Omega_i)\varphi]\} + K_3K_4U_m \text{sign} \sin(2\Omega t + \varphi), \quad (17)$$

де $V_1(V_i)$ – частина шумової напруги $V_w(t)$, яка потрапляє у смугу пропускання підсилювача А3; K_5 – коефіцієнт передачі регульованого атенюатора А4.

Враховуючи, що спектральні складові шуму $\Omega \pm \Delta\Omega_i$ близькі до частоти комутації, можна вважати:

$$\Omega \pm \Delta\Omega_i = \Omega_i \approx \Omega. \quad (18)$$

Тоді другу складову у виразі (17) можна мінімізувати та наблизити до нуля:

$$V_1(\Omega_i) \cong K_5V_2(\Omega_i, \varphi). \quad (19)$$

Для досягнення (19) фази φ і коефіцієнт передачі K_5 регулюють так, щоб рівень комбінаційних складових $(\Omega \pm \Omega_i)$ на виході синхронного детектора U2 був мінімальним. Регулювання фази та амплітуди компенсуючої напруги $K_5V_2(\Omega_i, \varphi)$ здійснюють за мінімальним значенням коливань показників реєстратора РА.

Третій доданок у виразі (17) не є постійною складовою на виході синхронного детектора U2, оскільки складові з комбінаційними частотами Ω і 2Ω пригнічуються фільтром Z1 нижніх частот.

Перша складова напруги (17) випрямляється синхронним детектором U2 і згладжується фільтром Z1 нижніх частот. В результаті реєструється лише корисна напруга:

$$U_{10} = 0,5S_1S_2K_1^2K_2K_4T_i\Delta f. \quad (20)$$

Враховуючи, що вузькосмуговий шум зі спектральними складовими Ω_i у смузі пропускання підсилювача А3 послаблений компенсуючою напругою з виходу атенюатора А4, стала часу фільтра Z1 нижніх частот може бути істотно знижена, що сприяє підвищенню його швидкодії. При збереженні припустимої інерційності фільтра значно підвищується чутливість модуляційного радіометра.

Експериментальна перевірка проводилася на макеті одноканального модуляційного радіометра зі сталою часу вихідного фільтра 30 с та частотою комутації 1000 Гц, поріг чутливості якого до шумових сигналів становив 10^{-19} Вт/Гц·см². Після введення у схему одноканального радіометра компенсуючого блока з регульованим атенюатором і фазообертачем з тією ж чутливістю стали часу вдалося знизити у 10 разів (3 с). За початкової інерційності фільтра поріг чутливості знизився до 10^{-20} Вт/Гц·см².

Отже, розглянутий структурно-алгоритмічний метод дозволяє значно знизити флуктуаційний поріг вимірювачів слабких сигналів і тим самим сприяє підвищенню чутливості МРС. Окрім того, подібне технічне рішення відкриває можливість повної і надійної структурної реалізації модуляційних радіометрів із позитивним зворотним зв'язком [8] та підвищення їх флуктуаційної чутливості.

1. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. – М., 1972. – 415 с. 2. Ситько С. П., Скрипник Ю. А., Яненко А. Ф. Аппаратурное обеспечение современных технологий квантовой медицины. – К. 1999. 3. Яненко А. Ф. Микроволновая радиометрия – инструментальная основа физики живого и квантовой медицины // Физика живого. – Т. 7. – № 1. – 1999. – С. 12-18. 4. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. – М. 1985. 5. Робинсон Ф. Н. Шумы и флуктуации в электронных схемах и цепях. – М. 1980. 6. Троицкий В. С. К теории измерения слабых сигналов, имеющих сплошной спектр // ЖТФ. – Т. XXI, Вып. 8. – 1951. – С. 994-1003. 7. Скрипник Ю. О., Яненко О. П., Колісниченко М. В. Модуляційний радіометр. Заявка на винахід № 2000074129 від 12.07.2000 р. 8. Скрипник Ю. О., Яненко О. П., Перегудов С. М. Патент України № 27625 від 15.09.2000 р. Бюл. № 4.

УДК 536.532

А. І. Озгович, П. І. Скоропад, Я. Т. Луцик
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра інформаційно-вимірювальної техніки

КОМПЛЕКС ДЛЯ ДОСЛІДЖЕНЬ ЕЛЕКТРОФІЗИЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ЕЛЕКТРОДНИХ МАТЕРІАЛІВ ТА ГРАДУЮВАННЯ І ВЕРИФІКАЦІІ ЗАСОБІВ ТЕРМОМЕТРІЇ

© Озгович А.І., Скоропад П. І., Луцик Я.Т., 2001

Описано створений комплекс для досліджень електрофізичних властивостей електродних матеріалів та градуювання і верифікації засобів термометрії.

The created complex for researches of electrophysical properties of electrodes materials and also grading and verification of thermometric means is circumscribed.

Вступ. Відомо, що дослідження електрофізичних властивостей, зокрема термоелектричних – процес трудомісткий, отже, завдання їх автоматизації дуже актуальне. Сучасний розвиток техніки дозволяє використовувати ЕОМ при дослідженні специфічних характеристик матеріалів [1]. Вдалося автоматизувати вимірювання різноманітних функціональних залежностей термо-ЕРС. Автоматизація в кільканадцять разів підвищила швидкість досліджень, які можна проводити і в динамічному режимі [2, 3]. Висока швидкість вимірювання і обробки інформації дає можливість виконувати виміри з незначним температурним кроком, що майже на порядок підвищує достовірність одержуваних результатів [4].

Проведена авторами в цьому напрямку протягом кількох літ робота була продиктована необхідністю створення комп'ютеризованого комплексу для дослідження електрофізичних властивостей як нових термоелектродних матеріалів, так і для градуювання та верифікації стандартних засобів вимірювання температури, що було зумовлено відсутністю вітчизняних систем такого призначення.