УДК 621. 317. 7. 089
© Ю. Скрипник[1], О. Яненко[2], В. Куценко[2], 2012

АВТОМАТИЗОВАНИЙ СПЕКТРОАНАЛІЗАТОР НИЗЬКОІНТЕНСИВНИХ ШУМОВИХ СИГНАЛІВ

Проведено аналіз літературних джерел об'єкту дослідження. Визначені недоліки відомих методів та засобів аналізу спектрів низько інтенсивних шумових сигналів. Розроблено спосіб та схема автоматизованого модуляційного спектроаналізатора з придушенням дзеркальної складової вхідного спектра, що забезпечує підвищення точністі та роздільної здатністі аналізу структур низькоінтенсивних електромагнітних шумових полів природнього і техногенного походження.

It was considered the literature about research facility. We defined disadvantages of known methods and means of analysis of spectra of low intensity noise signals. There were developed the method and suppression of mirror component of the input spectrum automated spektroanalizator's modulation scheme that provides increased precision and resolution analysis of structures of low-intensive electromagnetic noise fields of natural and anthropogenic.

1. ВСТУП

Спектральний аналіз низькоінтенсивних електромагнітних випромінювань (ЕМВ) виконується за допомогою вузькосмугових вимірювальних приймачів, які мають в своєму складі переналагоджуваний за частотою вибірковий елемент (смуговий фільтр або селективний підсилювач). При аналізі низькоінтенсивних ЕМВ, співставлених за потужністю з власними шумами вимірювального приймача, частіше за все використовуються модуляційні схеми з гетеродинним перетворюванням частоти, прийнятого антеною надвисокочастотного (НВЧ) сигналу.

Відомі способи та засоби вимірювання спектру низько інтенсивних електромагнітних випромінювань [1,2], які базується на тому, що з прийнятого антеною НВЧ сигналу виділяється гетеродинним приймачем вузька ділянка спектру, дисперсію напруги якої після перетворення частоти ослаблюють і порівнюють з дисперсією еталонного НВЧ шуму, а спектральну густину ЕМВ визначають за формулою.

Однак, при аналізі ЕМВ з дуже складним спектром виникають значні похибки через потрапляння в смугу пропускання гетеродинного приймача дзеркальних завад. Ці завади обумовлені тим, що низькочас-

[1] Київський національний університет технології і дизайну
[2] Національний технічний університет "Київський політехнічний інститут"

тотний сигнал різницевої частоти формується як з ділянки спектру, що аналізується, частоти f_c, більшої за частоту гетеродина ($f_c > f_г$), так і з протилежної ділянки спектра з частотою меншою, ніж частота гетеродина ($f_c' < f_г$). При накладанні двох сигналів одної різницевої частоти, але з різних ділянок спектра, виникають значні амплітудні і фазові спотворення, які можуть призвести до зникнення вихідного сигналу [3].

Авторами [4] розглянутий спосіб вимірювання спектру низькоінтенсивного електромагнітного випромінювання, зміст якого полягає в тому, що з НВЧ-сигналу вхідним фільтром виділяється ділянка спектра, отримані сигнали спектру змішують з монохроматичним коливанням НВЧ-гетеродина, частота яких зміщена на значення проміжної частоти. Недоліком відомого способу є складність одночасного переналаджування двох НВЧ вибіркових елементів: хвилевідного вузькосмугового фільтра і монохроматичного НВЧ-гетеродина, в широкому діапазоні частот із збереженням постійності зміщення частоти гетеродина відносно частоти налаштування вузькосмугового фільтра .

Таким чином, створення пристрою для вимірювання спектру низькоінтенсивного електромагнітного випромінювання шумових сигналів, вільного від вказаних недоліків з підвищеною чутливістю, точністю та роздільною здатністю є актуальною задачею, вирішення якої пропонується авторами даного дослідження.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Для реалізації поставленої задачі авторами проведені дослідження та розроблений спосіб перетворення вхідних сигналів на базі модуляційного радіометра і відповідна структурна схема пристрою. На рис.1 представлена електрична функціональна схема розробленого автоматизованого спектроаналізатора для вимірювання і реєстрації спектра низько інтенсивного шумового ЕМВ.

Позначення на рисунку: антена 1 і еквівалент антени 2 через автоматичний перемикач 3 підключені до хвилевідного фільтру 4 верхніх частот. НВЧ змішувач 5 одним з входів з’єднаний з виходом хвилевідного фільтра 4 верхніх частот, а другим входом з’єднаний з монохроматичним НВЧ гетеродином 6.

До виходу НВЧ змішувача 5 підімкнено послідовно з’єднані фільтр 7 нижніх частот, вибірковий підсилювач 8 і квадратичний детектор 9. Вихід квадратичного детектора 9 через аналого-цифровий перетворювач 10 з’єднаний з входом мікро ЕВМ (CPU) 11, до виходів якої підімкнено індикатор 12 і дисплей13.

Введення даних в мікроЕВМ 11 відбувається з пульту керування 14. Керувальні входи автоматичного перемикача 3, хвилевідного філь-

тра 4 верхніх частот, НВЧ гетеродина 6 і вибіркового підсилювача 8 підімкнені до відповідних виходів мікроЕВМ 11.

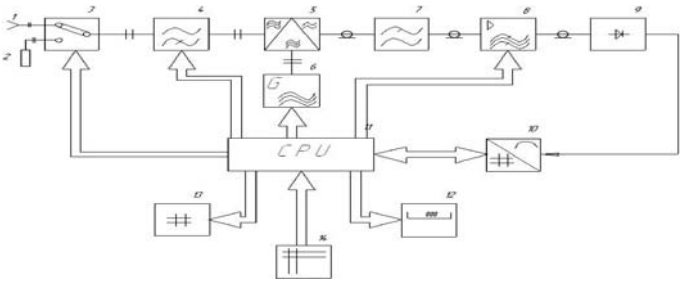


Рис. 1. Структурна схема автоматизованого спектроаналізатора шумових сигналів

Поставлена задача створення автоматизованого спектроаналізатора з покращеними метрологічними характеристиками вирішується способом, при якому з сигналів антени 1 і її еквівалента 2 почергово виділяють широкосмугові ділянки спектрів фільтром верхніх частот 4, частоту гетеродина 6 вибирають фіксованою, яка рівна частоті зрізу фільтра верхніх частот 4. Потім виділяють із змішаних коливань широку смугу різницевих частот фільтром нижніх частот 7. Із багаточастотного сигналу різницевих частот послідовно виділяють вузькосмугові сигнали покроковим кодовим переналаштуванням частоти настроювання вибіркового підсилювача 8 від мінімальної частоти пропускання фільтра нижніх частот 7 до його частоти зрізу, Потім згідно коду частоти настроювання вибіркового підсилювача 8 і різницевого коду виділяють дисперсії низькочастотних напруг та визначають густину електромагнітного випромінювання, яке приймається в діапазоні частот від ділянки зрізу фільтра високих частот 4 до частоти гетеродина 6, зміщену на частоту зрізу фільтра нижніх частот 8.

Запропонований спосіб втілюється в розробленому пристрої наступним чином.

З пульту керування 14 в мікроЕВМ 11 вводять необхідне значення частоти зрізу для хвилевідного фільтра 4 верхніх частот, фіксовану частоту НВЧ гетеродина 6 і початкову частоту налаштування вибіркового підсилювача 8. У відповідності з програмою, яка записана в пам’яті мікроЕВМ 11, автоматичний перемикач 3 підключає до антени 1 хвилевідний фільтр 4 верхніх частот . З сигналу, що приймається антеною 1 від джерела ЕМВ фільтром 4 пропускаються частоти НВЧ коливань від частоти зрізу до критичної частоти , яка визначається за розмірами хвилевода. НВЧ коливання, що пройшли крізь хвилевідний фільтр 4 , змішуються в НВЧ змішувачі 5 з монохроматичним коли-

ванням НВЧ гетеродина 6, частота якого встановлюється рівною до частоти зрізу фільтра 4 верхніх частот. Якщо частота гетеродина $f_г$, то змішування відбувається тільки із складовими прийнятого спектра ЕМВ Δf_c більшими за частоту гетеродина ($\Delta f_c > f_г$). В результаті з кожної складової НВЧ спектру утвориться низькочастотний сигнал різницевої частоти $f_c - f_г$, які потрапляють в смугу пропускання фільтра 7 нижніх частот. Дзеркальні складові різницевої частоти $f_c' - f_г$, які створюють завади , не виникають через придушення складових спектра $\Delta f_c'$ менших за частоти НВЧ гетеродина 6 фільтром 4 верхніх частот ($\Delta f_c' < f_г$). Однак, в смугу пропускання фільтра 7 нижніх частот потрапляють і продукти перетворення власних шумів антени і інших елементів НВЧ тракту. Тому, вибірковим підсилювачем 8, який переналаджується в смузі пропускання фільтра 7 нижніх частот, виділяється сумарний шумовий сигнал. Смуга різницевих частот $\Delta \boldsymbol{f}_н$, що виділяються визначається добротністю вибіркового підсилювача 8.

Спочатку частоту налаштування вибіркового підсилювача 8 з пульту керування 14 встановлюють рівну до початкової частоти $\boldsymbol{f}_{н1}$ смуги пропускання фільтра 7 нижніх частот. В цьому випадку в смугу пропускання вибіркового підсилювача 8 потрапляють складові досліджуваного спектра ЕМВ, найближчі до частоти зрізу фільтра 4 верхніх частот :

$$\boldsymbol{f}_{н1} = \boldsymbol{f}_{c1} - \boldsymbol{f}_{Г} \ ,$$

де $\boldsymbol{f}_{c1}$ – середня частота складових спектра поблизу частоти зрізу фільтра верхніх частот.

В смугу пропускання $\boldsymbol{S}_1$ вибіркового підсилювача 8 потрапляють також різницеві сигнали від гетеродинного перетворювача частоти власних шумів НВЧ тракту. В результаті цього з врахування некорельованості складових спектра ЕМВ і власних шумів НВЧ тракту дисперсії напруг результуючого сигналу, виділеного вибірковим підсилювачем 8, можна представити в вигляді суми дисперсій :

$$\begin{aligned} \overline{\boldsymbol{U}_{8(1)}^2} &= \boldsymbol{kS}_1(\overline{\boldsymbol{U}_{c1}^2} + \overline{\boldsymbol{U}_a^2} + \overline{\boldsymbol{U}_{5,6}^2})\Delta \boldsymbol{f}_н \\ \overline{\boldsymbol{U}_{8(1)}^2} &= \boldsymbol{kS}_1(\overline{\boldsymbol{U}_{c1}^2} + \overline{\boldsymbol{U}_a^2} + \overline{\boldsymbol{U}_{5,6}^2})\Delta \boldsymbol{f}_н , \end{aligned} \qquad (1)$$

$\overline{\boldsymbol{U}_{8(1)}^2} = \boldsymbol{kS}_1(\overline{\boldsymbol{U}_{c1}^2} + \overline{\boldsymbol{U}_a^2} + \overline{\boldsymbol{U}_{5,6}^2})\Delta \boldsymbol{f}_н$ – крутизна перетворення НВЧ коливань в низькочастотну напругу; $\boldsymbol{U}_{c1}^2$ – дисперсія низькочастотної напруги виділеної частини спектру ЕМВ; $\boldsymbol{U}_a^2$ – дисперсія низькочастотної напруги власних шумів антени; $\boldsymbol{U}_{5,6}^2$ – дисперсія низькочастот-

ної напруги від власних шумів НВЧ змішувача 5та гетеродина 6, $f_н$ – смуга пропускання вибіркового підсилювача 8.

В результаті квадратичного детектування шумової напруги (1) квадратичним детектором 9 утворюється постійна напруга , яка за допомогою аналого-цифрового перетворювача 10 перетворюється в цифровий код.

$$N_1 = \frac{1}{q} k S_1 S_2 (\overline{U_{c1}^2} + \overline{U_a^2} + \overline{U_{5,6}^2}) \Delta f_н , \qquad (2)$$

де q – одиниця молодшого розряду аналого-цифрового перетворювача;

S_2 – крутизна перетворення квадратичного детектора.

Цифровий код (2) вводиться в пам'ять мікроЕВМ 11. Далі, за програмою автоматичний перемикач 3 підключає хвилеводний фільтр 4 верхніх частот до еквіваленту антени 2, яка має рівень власних шумів такий як і антена 1. В результаті на виході вибіркового підсилювача 8 виділяється шумова напруга з дисперсією :

$$\overline{U_{8(2)}^2} = \frac{1}{q} k S_1 S_2 (\overline{U_e^2} + \overline{U_{5,6}^2}) \Delta f_н , \qquad (3)$$

де U_e^2 – дисперсія низькочастотної напруги від НВЧ шумів еквівалентного навантаження;

Напруга (3) також квадратично детектується і перетворюється в цифровий код:

$$N_2 = \frac{1}{q} k S_1 S_2 (\overline{U_e^2} + \overline{U_{5,6}^2}) \Delta f_н , \qquad (4)$$

Цифровий код (4) вводиться в пам'ять мікроЕВМ 11 і запам'ятовується.

В процесорі мікро ЕВМ 11 з цифрових кодів (2) і (4) формується різницевий код:

$$N_3 = N_1 - N_2 = \frac{1}{q} k S_1 S_2 (\overline{U_{c1}^2} + \overline{U_a^2} - \overline{U_e^2}) \Delta f_н , \qquad (5)$$

Враховуючи, що дисперсії шумів антени 1 і еквівалента 2 рівні між собою, отримаємо :

$$N_{31} = \frac{1}{q} k S_1 S_2 \Delta f_н \overline{U_{c1}^2} , \qquad (6)$$

Далі за програмою, керуючим кодом з мікроЕВМ 11 частота налаштування вибіркового підсилювача 8 збільшується на крок в напрямку частоти зрізу фільтра 7 нижніх частот. В результаті цього в смугу пропускання вибіркового підсилювача 8 потрапляють перетворені в різ-

ницеву частоту складові спектру ЕМВ, зсунуті вгору відносно частоти зрізу фільтра 4 верхніх частот:

$$f_{н2} = f_{н1} - \Delta f_{н} = f_{c2} - f_{Г}\,, \qquad (7)$$

де $\Delta f_{н}$ – крок зсуву частоти налаштування вибіркового підсилювача 8, який рівний смузі його пропускання; f_{c2} – середня частота сусідньої ділянки спектру ЕМВ.

Після вимірювань дисперсій низькочастотних шумових напруг, які виділяються вибірковим підсилювачем 8 при двох положеннях автоматичного перемикача 3 в мікроЕВМ 11 формується нове значення різницевого коду :

$$N'_{32} = \frac{1}{q} k S_1 S_2 \Delta f_{н} \overline{U_{c2}^2}\,, \qquad (8)$$

При наступних зсувах частоти вибіркового підсилювача 8 на смугу пропускання $\Delta f_{н}$ в мікро ЕВМ 11 формуються послідовно різницеві коди:

$$\begin{aligned} N_{33} &= \frac{1}{q} k S_1 S_2 \Delta f_{н} \overline{U_{c3}^2} \\ N_{34} &= \frac{1}{q} k S_1 S_2 \Delta f_{н} \overline{U_{c3}^2}\,, \\ &\ldots \\ N_{3n} &= \frac{1}{q} k S_1 S_2 \Delta f_{н} \overline{U_{cn}^2} \end{aligned} \qquad (9)$$

де U_{cn}^2 – дисперсія низькоінтенсивної шумової напруги від *n*-ої частини спектру ЕМВ.

За різницевими кодами $N_{31} \div N_{3n}$ в мікро ЕВМ 11 відтворюється спектральна характеристика ЕМВ, яке приймається антеною 1. Спектральна характеристика, що відображає залежність спектральної густини ЕМВ від частоти, виводиться на екран дисплея 13, а числове значення ординат цього графіка почергово виводиться на індикатор 12 за командою з пульту 14.

Діапазон частот вхідної частини спектра ЕМВ визначається мінімальною частотою, що задається частотою зрізу фільтра 4 верхніх частот, на яку налаштований гетеродин 6. Максимальна частота спектра ЕМВ визначається частотою зрізу фільтра 7 нижніх частот :

$$f_{c\ \max} = f_{Г} + F\,, \qquad (10)$$

де F – частота зрізу фільтра нижніх частот 7.

Таким чином, діапазон частот, що аналізуються в складі ЕМВ визначається смугою пропускання частот фільтра 7 нижніх частот, на які послідовно налаштовується вибірковий підсилювач 8. Зміна діапазону частот частини спектра ЕМВ, що аналізується , здійснюється з пульта керування 14 шляхом зміни кодів, які встановлюють частоту зрізу фільтра 4 верхніх частот і частоту гетеродина 6. При цьому на результат аналізу не впливають дзеркальні завади, від складових спектра ЕМВ, нижчих від частоти гетеродина. Сам аналіз структури спектра ЕМВ виконується покроковою перебудовою низькочастотного вибіркового підсилювача 8 за фіксованого настроювання НВЧ хвилевідних елементів 4 і 6. Виключення впливу власних шумів антени і інших елементів НВЧ тракту (змішувача, гетеродина) збільшує чутливість та точність аналізу різних низькоінтенсивних ЕМВ, а також дозволяє оцінювати властивості матеріалів, які розміщені в широкосмугове (шумове) електромагнітне поле. Використання запропонованого методу, наприклад, в гетеродинному радіометрі для глибинного зондування термонеоднорідностей та ранньої діагностики онкологічних захворювань на частоті гетеродина 4 ГГц (частота зрізу фільтра верхніх частот) і застосуванням ФНЧ на частоту зрізу 1 ГГц забезпечує збільшення чутливості до 10^{-21}-10^{-22} Вт/Гц, покращення точності та роздільної здатністі визначення границь джерел температурних аномалій на 20-25%. Окрім того, появляється можливість аналізу структури складових шумового сигналу в діапазоні від 4ГГц до 5ГГц.

3. ВИСНОВКИ

Використання запропонованого методу та розробленої структурної схеми спектроаналізатора в різних галузях науки і техніки дозволяє: досліджувати структуру низькоінтенсивних електромагнітних полів природного і техногенного походження (фізика, біологія, медицина [4,5].); оцінювати електромагнітні властивості діелектричних, провідникових і магнітних матеріалів в широкому діапазоні НВЧ (радіотехніка, радіоелектроніка, матеріалознавство); знаходити в спектрі випромінювання нерівномірності у вигляді спадів та підйомів інтенсивності коливань, які приймаються; виявляти дефекти в промислових виробах, враховуючи ослаблення радарного електромагнітного випромінювання на поверхні зразків (дефектоскопія виробів [6]); реєструвати форму електромагнітного каркасу живих організмів і резонанс клітин на різних довжинах хвиль опромінювання (біологія, медицина)

1. Скрипник Ю. О. Вузькосмуговий модуляційний радіометр-спектроаналізатор / Скрипник Ю.О., Яненко О.П., Куценко В.П //Вісник НТУУ "КПІ" Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - №47 – К.: 2011. - С.111-117.
2. Скрипник Ю.О., Манойлов В.П., Яненко О.П. Модуляційні радіометричні

пристрої та системи НВЧ- діапазону: Навчальний посібник.-Житомир: ЖІТІ, 2001.-374 с. 3. Суслов А.И. Перспективы использования на судах радиотеплокаторов в современных условиях судоходства / А.М.Суслов, А.Х. Пятен, Н.В. Калитёнков //Вестник МГТУ. – Т.12, №2, -2005. – С.239-249. 4. Куценко В.П. , Скрипник Ю.А. , Трегубов Н.Ф. и др. Методы и средства СВЧ-радиометрии. – Донецк. : ІПШІ «Наука і освіта», 2011 – 324 с. 5. Ситько С.П., Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф. Аппаратурное обеспечение современных технологий квантовой медицины. – К.: ФАДА ЛТД, 1999. – 200 с. 6. Яненко О.П. Радіометричний неруйнівний контроль діелектричних матеріалів /Яненко О.П., Куценко В.П // Вісник НТУУ "КПІ" Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – №4 – К.: 2010. - С.124-129.

УДК 681.325
© З. Верес[1], 2012

МОДИФІКОВАНИЙ АЛГОРИТМ ЗНАХОДЖЕННЯ КОЕФІЦІЄНТІВ ІНТЕРПОЛЯЦІЙНОГО ФІЛЬТРА НА ОСНОВІ АДАПТИВНОГО КОДУВАННЯ З ДИНАМІЧНИМИ ГРАНИЦЯМИ

Для просторового розширення зображень в режимі «реального часу» широко використовуються інтерполяційні фільтри на основі адаптивного кодування з динамічним діапазоном. Обчислення вагових коефіцієнтів фільтра відбувається одноразово, але вимагає значних затрат часу. Для підвищення швидкодії та надійності процесу навчання запропоновано модифікований алгоритм обчислення вагових коефіцієнтів.

The interpolation filters based on adaptive coding with dynamic ranges (ADRC) widely uses for real-time, high quality video interpolation. Filters weight coefficients once calculates, but this training process needs time consuming. The issue and performance improving for modified algorithm for coefficients calculation have proposed.

1. ВСТУП

В останній час праці багатьох вчених присвячені розгляду низки методів та алгоритмів для просторового розширення зображень на основі адаптивного кодування блоку зображення з динамічним діапазоном [2,3,5,9]. Дані методи у процесі навчання характеризуються високою швидкодією та простотою обчислення їх інтерполяційних коефіцієнтів. Згадані коефіцієнти оптимізуються відносно метрики оцінювання якості зображення.

В роботі [3] запропонований новий алгоритм отримання коефіцієнтів інтерполяційного фільтра з використанням метрики структурної подібності зображення (англ. Structural Similarity – SSIM) [6, 7, 8]. Такий алгоритм вимагає значно більшого числа обчислень в процесі навчання, а також збереження значень усіх пікселів навчальних відеозображень у оперативній пам’яті. Враховуючи, що процес навчання відбувається лише один раз, дані вимоги не змінюють характеристики процесу інтерполяції в режимі «реального часу». Отримані інтерпольовані зображення суттєво вищої якості у порівнянні з зображеннями отриманими при використанні коефіцієнтів фільтра, оптимізованих відносно значення метрики MSE.

[1] Національний університет «Львівська політехніка»

Під час розробки нових алгоритмів розширення зображень на основі адаптивного кодування блоку зображення з динамічним діапазоном проводиться значна кількість експериментів, що зумовлює потребу проводити процес навчання неодноразово. Таким чином є необхідним підвищення його швидкодії та надійності.

2. ІНТЕРПОЛЯЦІЙНИЙ ФІЛЬТР НА ОСНОВІ АДАПТИВНОГО КОДУВАННЯ З ДИНАМІЧНИМ ДІАПАЗОНОМ

Одним з найбільш відомих інтерполяційних фільтрів є фільтр побудований на основі адаптивного кодування з динамічним діапазоном – АКДД (англ. Adaptive Dynamic Range Coding – ADRC) [1, 2, 3, 4, 5], вихідний сигнал якого залежить від вхідних даних. Моментні коефіцієнти фільтра протягом інтерполяції залежать від вмісту локального блоку зображення.

На рис. 1. наведена узагальнена блок-схема інтерполювання зображення з використанням фільтра на основі АКДД. На вхід схеми подається зображення формату стандартної роздільної здатності (англ. Standard-definition – SD). Інтерполяція проводиться в межах блоку 3×3 пікселів. У кожному блоці виконується адаптивне кодування і знаходиться бітова маска блоку. На основі отриманої маски з пошукової таблиці вибираються коефіцієнти інтерполяційного фільтра і обчислюється результуюче значення.

Нехай F_{HD} – яскравість оригінальних пікселів формату високої роздільної здатності (англ. High-definition – HD), тоді F_{HI} – значення яскравості отримане в результаті інтерполювання, яке є зваженою сумою 9-ти пікселів формату SD інтерполяційного вікна і обчислюється згідно виразу:

$$F_{HI} = \sum_{l=0}^{8} w_c(k) \cdot F_{SD}(k), \qquad (1)$$

де $w_c(k)$ – вагові коефіцієнти класу c.

Для обчислення коефіцієнтів фільтра необхідно проводиться процес навчання. Коефіцієнти інтерполяційного фільтра знаходяться шляхом мінімізації значення SSIM. Результуючі коефіцієнти зберігаються в пошуковій таблиці (англ. Look Up Table – LUT). Використання критерію SSIM є доволі складним, оскільки великим є число класів. Однак навчання проводиться лише один раз.

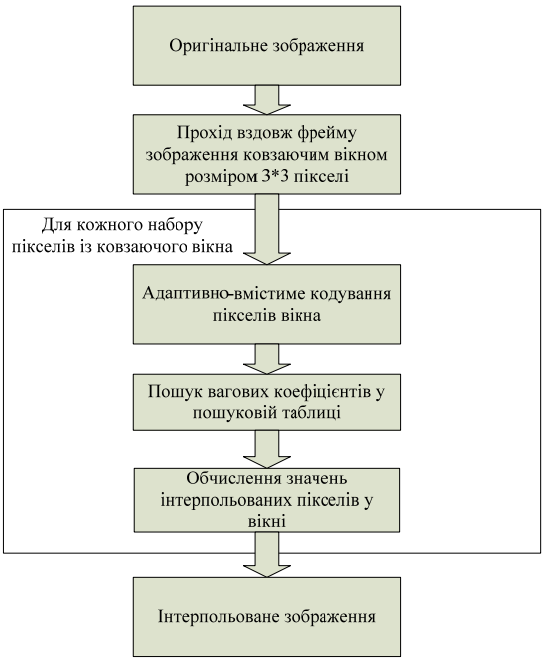


Рис. 1. Схема алгоритму адаптивного кодування з динамічним діапазоном

2. МОДИФІКОВАНИЙ АЛГОРИТМ ЗНАХОДЖЕННЯ КОЕФІЦІЄНТІВ ІНТЕРПОЛЯЦІЙНОГО ФІЛЬТРА НА ОСНОВІ АДАПТИВНОГО КОДУВАННЯ З ДИНАМІЧНИМ ДІАПАЗОНОМ

Знаходження вагових коефіцієнтів інтерполяційного фільтра $w_c(k)$ з виразу (1) у роботі [3] відбувається з допомогою методу Ньютона для систем нелінійних рівнянь. Даний метод є ітераційним – розв'язання виконується доки абсолютні значення координат вектора приростів не стануть менше від заданої похибки ε. На кожній ітерації використовуються пікселі формату SD, що належать певному класу. Вагові коефіцієнти інтерполяційного фільтра в багатьох працях [1, 4, 5] обчислюються за допомогою методу Гауса для систем лінійних рівнянь. Використання вагових коефіцієнтів для інтерполяції зображень різних типів можливе лише за умови використання зображень із аналогічною структурою під час навчання. Це зумовлює необхідність використання значної кількості тестових відеопослідовностей, що представляють різні сцени. При цьому процес навчання проводиться одноразово, під час якого відбувається обчислення всіх вагових коефіцієнтів.

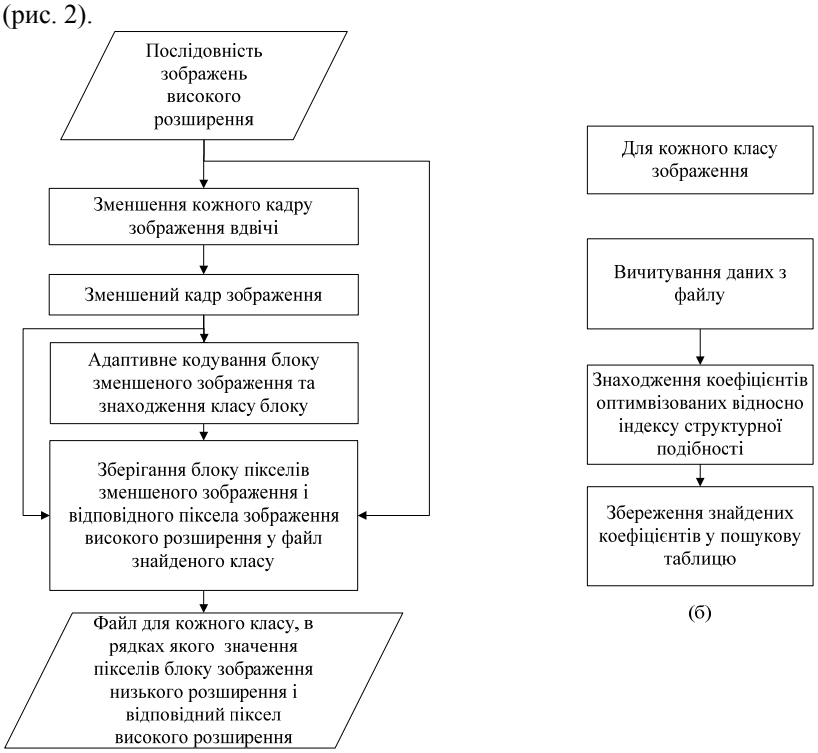
Такий підхід має ряд недоліків, серед яких варто відзначити наступні:

– зростання кількості пам'яті, яка необхідна для збереження пікселів зменшеного зображення для кожного класу при збільшенні кількості тестових відеопослідовностей;

– обчислення коефіцієнтів відбувається протягом одного запуску і триває значну кількість часу. При виникненні критичної помилки під час навчання необхідно проводити класифікацію і обчислення інтерполяційних коефіцієнтів повторно для всіх класів;

– неможливе отримання інтерполяційних коефіцієнтів лише для конкретних класів.

Для усунення даних недоліків і підвищення надійності процесу обчислення коефіцієнтів існуючий алгоритм розділяється на два етапи (рис. 2).



(а)

Рис. 2. Блок-схема алгоритму знаходження коефіцієнтів інтерполяційного фільтра а) перший етап – підготовка тестової множини даних; б) знаходження коефіцієнтів фільтра для кожного класу

На першому етапі (рис. 2.а.) тестові відеопослідовності зменшуються вдвічі. Для кадрів зменшеного зображення відбувається адаптивне кодування і класифікація кожного блоку та знаходження значення відповідного піксела із оригінальної послідовності. Отримані дані для кожного класу зберігаються у відповідних файлах файлової системи. Кількість таких файлів рівна $2^{n-1}-1$, де n – кількість пікселів, що входять у блок. Дані що відповідають нульовому класу ігноруються. Отримана множина файлів використовується як база тестових даних. Знаходження вагових коефіцієнтів відбувається послідовно на другому етапі (Рис. 2.б.). Дані для кожного класу отримуються з відповідного файлу після чого відбувається ітеративне знаходження вагових коефіцієнтів. Обчисленні значення коефіцієнтів зберігаються у пошуковій таблиці.

Даний алгоритм дозволяє проводити необхідні обчислення для знаходження вагових коефіцієнтів конкретного класу; при цьому будь-які помилки при обчисленнях є ізольованими для кожного класу окремо, і не впливають на обчислення коефіцієнтів інших класів. Обчислення коефіцієнтів може проходити паралельно на декількох ЕОМ або на ЕОМ з багатоядерними процесорами .

4. ВИСНОВКИ

У даній роботі запропоновано новий алгоритм для обчислення коефіцієнтів інтерполяційного фільтра. Пропоновані зміни дозволяють проводити обчислення вагових коефіцієнтів паралельно на різних обчислювальних машинах або на обчислюваних машинах з багатоядерними процесорами, що дозволяє суттєво збільшити швидкодію обчислень.

1. Верес З.Є., Наконечний А.Й. Класифікація методів просторового розширення зображення // Методи та прилади контролю якості. – 2009. – №22. – С. 76-80. 2. Верес З.Є., Наконечний А.Й. Методи оцінки якості зображень та шляхи їх вдосконалення //Комп'ютерні технології друкарства. – 2008. – №20. – С. 69-81. 3. Верес З.Є., Наконечний А.Й. Використання індексу структурної подібності для знаходження коефіцієнтів інтерполяційного фільтра // Комп'ютерні технології друкарства. – 2011. – №26. – С. 92-100. 4. Kondo T., Fujiwara T., Okumura Y., and Node Y, Picture conversion apparatus, picture conversion method, learning apparatus and learning method //US-patent 6,323,905, 2001. 5. Shao L. An Overview and Performance Evaluation of Least Mean Square Trained Filters // Technical Note PR-TN 2007/00230, Philips Research Europe. – 2007. – P. 35. 6. Wang Z., Bovik A. C. and Lu L. Why is image quality assessment so difficult? //Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Proc. – 2002. – № 4. – P. 3313-3316 7. Wang Z., Bovik A. C., Sheikh H. R. and Simoncelli E.P. Image Quality Assessment: From Error Visibility to Structural Similarity //IEEE

Transactions on Image Processing. – 2004. – 13, № 4. – P. 600–612. 8.Wang Z., Lu L. and Bovik A. C. Video quality assessment based on structural distortion measurement //Signal processing: Image communication. – 2004. – 19, № 2. P. 121-132. 9. Zhao M., et al. Content adaptive image de-blocking //Proc. IEEE International Symposium on Consumer Electronics. – 2004.