

**Попередня обробка сигналів і зображень.
Цифрова фільтрація, компресія та відновлення**

**Signal and Image Preprocessing.
Digital Filtering, Compression and Reconstruction**

**Метод адаптивного підсилення контрастності
напівтонових зображень**

Роман Воробель

Фізико-механічний інститут АН України

Україна, 290601, Львів
вул. Наукова, 5
Тел.: (032) 265-48-03

Одним з методів підсилення контрастності напівтонових зображень, який набув широкого використання, є метод вирівнювання (еквалізації) гістограми [1-3]. Він був розвинутий в роботі [4] як метод локального (ковзаючого) вирівнювання гістограми. Основою цих методів є побудова гістограми зображення і кумулятивної гістограми як функцій, що відображають залежність біжучого значення інтегралу гістограми від величини яскравості зображення у всьому діапазоні зміни яскравостей. Після цього будується таблична функція перетворення яскравостей як відношення біжучого значення кумулятивної гістограми до значення інтегралу гістограми біля правої границі. Значення яскравостей вхідного зображення (або тільки одне значення яскравості центрального елемента апертури зображення — для локального вирівнювання) замінюються відповідними значеннями яскравості, отриманими по таблиці перетворень. При такій обробці вдається підвищити контрастність зображень. Однак при слабкоконтрастних зображеннях ефективність розглянутих методів є недостатньою. Тому в [5-7] запропоновано інший метод локального адаптивного підвищення контрастності зображення. В цьому методі обчислюється значення локального контрасту за формулою

$$C_{ij} = \frac{|G_{ij} - \tilde{E}_{ij}|}{|G_{ij} + \tilde{E}_{ij}|}, \quad (1)$$

де G_{ij} — значення яскравості в центральній точці локальної апертури; \tilde{E}_{ij} — усереднене значення яскравості в межах локальної апертури. Далі здійснюється функціональне перетворення значень контрастності у вигляді

$$C_{ij}^* = F(C_{ij}). \quad (2)$$

Оскільки функція перетворень F має бути однозначною, то використовувані перетворення повинні відповідати таким умовам

$$C_{ij} \in [0, 1]; F(C_{ij}) \geq C_{ij}; F(C_{ij}) \in [0, 1]. \quad (3)$$

Тому використовувалися такі функції перетворення $F(C_{ij})$:

$$(C_{ij})^{a/b}, \text{ де } a < b; 1 - \exp(-n C_{ij}); \ln(1 + n C_{ij}); \text{th}(n C_{ij}). \quad (4)$$

Після обчислень за допомогою відповідного функціонального перетворення (4) нового значення контрастності G_{ij}^* з формули (1) знаходили нове значення яскравості G_{ij}^* за формулами

$$G_{ij}^* = \begin{cases} \tilde{E}_{ij} \cdot (1 - C_{ij}^*) / (1 + C_{ij}^*) & \text{— при } G_{ij} \leq \tilde{E}_{ij}, \\ \tilde{E}_{ij} \cdot (1 + C_{ij}^*) / (1 - C_{ij}^*) & \text{— при } G_{ij} > \tilde{E}_{ij}. \end{cases} \quad (5)$$

Однак даний метод має той суттєвий недолік, що він чисельно не стійкий і нове значення яскравості G_{ij}^* може бути більшим від максимально допустимої яскравості. Для розширення можливості описаного методу підвищення контрастності нами використовувалися інші функціональні перетворення, а саме

$$F(C_{ij}) = 1 - (1 - C_{ij})^{a/b}, \quad (6)$$

що дозволило як підсилювати, так і ослаблювати контрастність напівтонових зображень. Проте обробка слабконтрастних зображень вимагає більш ефективних методів підсилення контрастності. Такий метод запропоновано нами. Особливість цього методу полягає в тому, що складовою частиною функціонального перетворення (2) є пронормована кумулятивна гістограма

$$\overline{CH}(G) = CH(G) / CH(G_{\max}).$$

Як функція однієї змінної вона повністю відповідає вимогам (2) щодо монотонно-зростаючого характеру зміни значень та області визначення. Тому пронормовану кумулятивну гістограму $\overline{CH}(G)$ можна використати для аналогічних до (4) і (6) функціональних перетворень $F(\overline{CH})$: $(\overline{CH})^{a/b}$, де $a < b$; $\ln(1 + n \overline{CH})$; $1 - \exp(-n \cdot \overline{CH})$; $\text{th}(n \cdot \overline{CH})$; $1 - (1 - \overline{CH})^{a/b}$, і результат підвищення контрастності зображень знаходити аналогічно до методу вирівнювання гістограми, а саме, будувати функцію табличного перетворення як функціональне перетворення пронормованої кумулятивної гістограми $F(\overline{CH})$, після чого яскравість елементів вхідного зображення потрібно замінити на відповідні перетворенню $F(\overline{CH})$ нові значення яскравостей. Якщо гістограма зображення обчислювалася для всього зображення, то заміна яскравостей здійснюється по всьому напівтоновому зображенню. Якщо ж гістограма обчислювалася лише в межах апертури, тобто використовувався метод адаптивної локальної еквалізації, то відповідну заміну значення яскравості потрібно здійснювати тільки для однієї центральної точки локальної апертури.

Таким чином, запропонований метод адаптивного підсилення контрастності зображення поєднує в собі як метод локальної еквалізації гістограми, так і метод функціонального підсилення контрастності зображень. Це дозволяє здійснювати більш ефективну обробку слабконтрастних напівтонових зображень за рахунок нелінійного підсилення їх контрастності.

Література

1. Andrews H.C., Tescher A.G., Kruger R.P. Image processing by digital computer. — IEEE Spectrum, 1972, V. 9, № 7. — P. 20–32.
2. Hall E.L. Almost uniform distribution for computer image enhancement. — IEEE Trans. Computer, 1974, V. C. — 23, № 2. — P. 207–208.
3. Andrews H.C. Monochrome digital image enhancement. — Applied Optics, 1976, V. 15, № 2. — P. 495–503.
4. Ketcham D.J. Real time image enhancement technique. Proceedings SPIE/OSA Conference on image processing. Pacific Grove, California, February 1976, V. 74. — P. 120–125.

5. Gordon R., Rangayan R.M. Feature enhancement of film mammograms using fixed and adaptive neighbourhood. — *Applied Optics*, 1984, V. 23. — P. 560-564.
6. Beghdadi A., Negrate A.L. Contrast enhancement technique based on local detection of edges. — *Computers Vision Graphics Image Processing*, 1989, V. 46. — P. 163-174.
7. Dash L., Chatterji B.N. Adaptive contrast enhancement and de-enhancement. — *Pattern Recognition*, 1991, V. 24, № 4. — P. 289-302.

Optimal Image Restoration for Optical Systems with Discrete Registration

Dmytro Dovnar, Jurij Lebedynsky, Kostiantyn Predko

Institute of Applied Optics of the AS of Belarus'

11, Bialinitsky-Birulia Str.
Mogiliov, 212793, Belarus'

Phone: (022) 226-71-24 Fax: (022) 222-55-18

The theory of image quality is well developed and is successfully used in practice for isoplanatic optical systems. But quantitative evaluation of the quality of nonisoplanatic systems is difficult now. In this report, the information quality criterium of isoplanatic system is generalized on the case of nonisoplanatic systems with a help of the developed by authors method of optimal image restoring in case of nonisoplanatic optical systems with discrete image registration by charge-coupled device (CCD) array.

The quantity of information $I(\nu_k)$ is shown on the figure by curve 1. This quantity has been calculated for the registration of one-dimensional vertically oriented random object. A pixel period is $17 \times 11 \mu\text{m}$ in horizontal and vertical directions, respectively. The size of one-dimensional random object

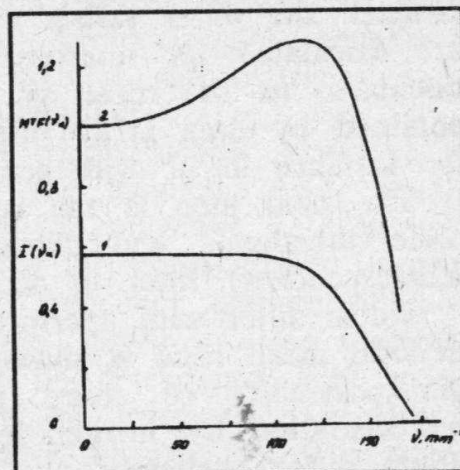
$$z(x) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k \exp(i k \pi x/s) \text{Rect}(x/s)$$

is described by statistical conditions $\langle C_k^2 \rangle = \exp[-(\pi k/s)^2]$. Here $\nu = k/2s$, $s = 125 \mu\text{m}$. The size of one photosensitive element of the CCD sensor is $7 \times 5.5 \mu\text{m}$. The power of white noise is $\gamma^2 = 0.05$. The Modulation Transfer Function (MTF) of optical system is supposed equal to 1.

There is only one isoplanatic system which is characterized by the same value of the quantity of information $I(\nu_k)$ at such parameters of random object and noise. The normalized MTF of this system is shown on the figure by curve 2. The MTF is calculated according to expression

$$MTF(\nu_k) = \left\{ \frac{\gamma^2}{\langle C_k^2 \rangle} [\exp I(\nu_k) - 1] \right\}^{1/2}$$

The value of MTF can be used for comparison of CCD-imaging. As a result, the theory of image quality is easily generalized onto the systems with discrete image registration. An appropriate library of programs has been developed for restoring of noisy images distorted by any liner imaging system. The library is intended for work with IBM PC AT 286 with math coprocessor or any more productive model under MS DOS.



Adaptive Filters for Image Processing

Olexandr Zelensky, Volodymyr Lukin, Volodymyr Mel'nyk

Харківський авіаційний інститут

*Україна, 310084, Харків
вул. Чкалова, 17
Тел.: (057) 244-23-52*

Digital filters for radiolocation image processing have to correspond to a lot of requirements: to provide the high efficiency of noise suppression (multiplicative or additive), to eliminate impulse noise, to remain object margins etc. In some cases one also needs to save onedimensional prolonged objects. At the same time there are additional requirements to computation efficiency and realization simplicity of algorithms which are especially important for operative processing of data array containing great number of elements (image pixels).

Evidently it is impossible to satisfy all requirements using only one type of digital filters: linear, rank, sigma, Lee, Frost, positive properties and disadvantages of which are wellknown. So we propose to combine two or three filters with radically different properties using preliminary local statistical parameters analysis of image to be processed for maximally grounded choice of filter type and its aperture dimension. There exist some local statistical parameters characterizing the peculiarities of image behavior (structure) for every data window — position of filter aperture.

Normalized local variance, maximal difference, differential and so-called Z-parameter and other values were examined. In the first two cases local parameters are calculated for unprocessed image, but differential and Z-parameter can be calculated as the result of comparison of unprocessed image and secondary one, obtained by data array filtering using simple, computationally effective algorithm, for instance linear with censoring (truncation of data samples) or modified rank.

The next step is the comparison of calculated local parameters with one or some thresholds and choosing the type and aperture dimension of necessary (corresponding) filter in accordance with the result of comparison.

Linear filter with aperture varying in correspondence to local root mean square to local mean ratio is shown to be satisfactory alternative to Frost filter providing the possibility of sharp processing time decreasing in conditions of image representation by integer byte values data array. Other characteristics of these filters differ negligibly.

The properties of proposed adaptive algorithms were investigated using test model images for different configurations and intensity differences of objects and background level. Distribution laws of multiplicative noises can be varied also. The full-side comparison of adaptive filter properties was held using total and local integral criteria. For wide conditions of noise situation recommendation concerning the principles of filter type and aperture dimension choosing are presented. The main advantage of adaptive algorithms is their ability to process data with close to maximal efficiency in conditions of apriori information lack about average object size and dynamic bandwidth of intensities.

The proposed approach to digital image filtering is illustrated for processing of remote sensing data, obtained by synthetic aperture radar and other types of radioimages. The required volume of information about the noise characteristics and image spatial structure as well as the ways of this data acquirement evaluation are discussed. Some peculiarities of algorithm computer realization providing high computational characteristics are mentioned.

Image Grid Spacing for Biomagnetic Current Reconstruction

Roman Kuc

Yale University

New Haven, Connecticut 06520-2157, U.S.A.
Phone: (203) 432-42-91 Fax: (203) 432-77-69
E-mail address: Roman@venus.ycc.Yale.edu

Abstract. In medical imaging, measurements outside the body are employed to determine the values of parameters at a set of grid points inside the body. In this paper, the measurements of the magnetic field normal to the body surface are used to determine the current distribution within the body. Since the current is due to repolarization of neurons, this biomagnetic system generates an image of the *functional components* within the body rather than the more common images of morphology produced by computed tomography (CT), magnetic resonance imaging (MRI) and ultrasound (US). In the standard current density reconstruction approach, the forward problem is set up by using physical principles to specify the magnetic measurements at a number of measurement points produced by current dipoles at a set of source points. The image is obtained by computing the pseudoinverse of the resulting system of linear equations. The singular value decomposition method is employed to provide stability at the expense of resolution.

This paper addresses the problem of determining the grid spacing in the reconstruction of the current distribution. The grid spacing should be dense enough that the solution to the model, a discrete approximation, agrees reasonably well with the true case, a continuous solution to the Biot—Savart integral equation. However, the number of grid points determines the size of the matrices and should be kept to a minimum for computational considerations.

To determine the tradeoff between grid density and reconstruction accuracy, a linear filter model is presented for the generation of the magnetic field, equal to the convolution of the true current distribution with the magnetic field kernel produced by a dipole at the corresponding location. Since the processing is linear, the spectrum of the convolution kernel determines the frequency content of the magnetic field as well as that of the current distribution. Given a noise spectral level, the highest frequency in the reconstruction can be determined. The grid spacing is determined from the numerical evaluation of the integral relationship.

It is argued that a reasonable solution is obtained if the grid points sample the field at more than eight points per period of the highest frequency component. The method is illustrated with experimental measurements obtained from single and distributed dipoles located in a saline water tank.



Запам'ятовуючі пристрої сортувального типу для систем цифрової обробки сигналів

Анатолій Мельник

Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут

Україна, 290060, Львів
буль. Наукова, 7
Тел.: (032) 263-30-14

В процесорах і системах цифрової обробки сигналів (ЦОС) використовуються різні типи пам'яті. На основі аналізу задач ЦОС, а також структур процесорів і систем ЦОС можна сформулювати головні вимоги до їх пам'яті:

— велика ємність і врахування особливостей роботи з векторами і матрицями даних, одержаних в результаті дискретизації сигналів;

- широка розрядна сітка, тому що необхідно зберігати багаторозрядні дані, які паралельно обробляються в операційних пристроях і, крім того, часто поступають багатьма каналами;
- висока швидкодія (малий час запису/зчитування) для забезпечення видачі даних в операційні пристрої і прийому даних з операційних пристроїв в такті їх роботи, а також для забезпечення швидкісного обміну з зовнішнім інтерфейсом, особливо при прийомі високочастотних сигналів;
- забезпечення одночасного прийому вхідного масиву даних і видачі раніше прийнятого масиву, дані в якому переставлені в заданому порядку;
- робота на прийом і видачу як з однаковою, так і з різною тактовою частотою;
- виконання функцій затримки вектора даних на задане число тактів без перестановки або з перестановкою даних за заданим законом;
- забезпечення багатоканального прийому і видачі даних, причому число входів і виходів може бути різним.

В даний час в процесорах і системах ЦОС використовуються стекова (регістрова) пам'ять, оперативні запам'ятовуючі пристрої з довільною вибіркою, а також багатопортова пам'ять, коли для кожного входу/виходу існує свій адресний вхід. В даних типах пам'яті не враховуються розглянуті вище вимоги до пам'яті процесорів і систем ЦОС, тому створена на їх основі пам'ять часто являється надлишковою або не задовольняє поставленим вимогам. Досягнення інтегральної технології сприяють створенню спеціалізованої пам'яті, яка б максимально враховувала перераховані вимоги. Пропонується концепція побудови такої пам'яті, названої сортувальною. Головною функціональною вимогою до пам'яті процесорів і систем ЦОС є забезпечення одночасного прийому по i каналах ($i=1, 2, \dots, k$) і видачі по j каналах ($j=1, 2, \dots, l$) матриць даних, з впорядкуванням даних в вихідній матриці по заданому закону. Тому користувачеві під час запису даних в пам'ять необхідно вказати номер виходу, з якого повинне зчитуватись дане число, і також вказати, яким по порядку в векторі, який зчитується по цьому виходу, повинне бути дане число. Йому не потрібно вказувати (і знати) номери комірок пам'яті, в які мають записуватись числа, що поступають, і номери комірок пам'яті, з яких мають зчитуватись числа, що підлягають обробці. Замість задання адрес запису і адрес зчитування користувачеві такої пам'яті досить задати одну адресу, яка вказує порядковий номер числа в вихідному масиві. Всі необхідні додаткові перетворення повинні виконуватись всередині пам'яті. В порівнянні з оперативним запам'ятовуючим пристроєм з довільною вибіркою створення такої пам'яті може дати користувачу такі переваги: суттєво спрощується робота з масивами даних, в два рази зменшується кількість адресних команд, в два рази зменшується розрядність адресних входів пам'яті, що особливо актуально при її реалізації у вигляді ВІС, суттєво спрощується процес проектування і відлагодження процесорів і систем ЦОС.

Розглядаються структури і принципи роботи сортувальних запам'ятовуючих пристроїв з використанням двох підходів до їх побудови: на основі оперативних запам'ятовуючих пристроїв з довільною вибіркою і на основі процесорів сортування чисел. Аналізуються питання їх реалізації і використання в процесорах і системах ЦОС, що дозволяє зменшити кількість блоків пам'яті, спростити управління, виключити вплив конвейера операційних пристроїв на швидкодію, зменшити кількість формувачів адрес, позбавитись комутаційних елементів на шинах даних.



Процесори спектрального аналізу і синтезу сигналів на основі швидких алгоритмів ортогональних тригонометричних перетворень

Анатолій Мельник

Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут

Україна, 290060, Львів
вул. Наукова, 7
Тел.: (032) 263-30-14

Алгоритми ортогональних тригонометричних перетворень серед процедур цифрової обробки сигналів (ЦОС) використовуються найбільш широко. В більшості випадків вони повинні використовуватись в реальному масштабі часу, що ставить високі вимоги до швидкодії апаратури ЦОС. Тому не спадає активність досліджень в напрямках оптимізації даних алгоритмів, а також розробки ефективних структурних і схемотехнічних рішень. Серед нових алгоритмів ортогональних тригонометричних перетворень, які характеризуються малою обчислювальною складністю при збереженні регулярності структури графа і однотипності операцій, в першу чергу необхідно виділити алгоритми швидкого перетворення Хартлі (ШПХ) і Фур'є (ШПФ) дійсної і ермітово-симетричної послідовностей за основою два і розщепленою основою два—чотири.

В доповіді розглядаються результати синтезу і реалізації процесорів і обчислювальних систем для спектрального аналізу і синтезу сигналів на основі алгоритмів ШПХ і ШПФ дійсної і ермітово—симетричної послідовностей. Виділені базові операції даних алгоритмів, обґрунтована можливість їх апаратної реалізації і запропоновані структури відповідних операційних пристроїв, реалізація яких є простішою, ніж реалізація базової операції ШПФ комплексної послідовності. Запропоновані структури і принципи організації обчислень в процесорах рекурсивного і нерекурсивного типів, а також в лінійних багатопроцесорних системах, в яких $N = k^n$ — точкове перетворення реалізується послідовним з'єднанням n процесорів нерекурсивного типу для виконання базової операції за основою k . Наведені параметри створених і перспективних процесорів спектрального аналізу і синтезу сигналів, а також аналізуються вимоги до номенклатури і рівня їх елементної бази.

Rank Filters for Image Processing

Volodymyr Ponomariov, Olexij Pohrebniak

Харківський авіаційний інститут

Україна, 310084, Харків
вул. Чкалова, 17
Тел.: (057) 244-23-53

The usual median filter is widely used in image processing as heuristical algorithm without any theoretical prove. In difference our approach bases on rank criterion statistical theory conclusions and allows both to explain median filter useful properties and to produce new image filters with desired stability and smoothing.

We propose the rank image filter based on rank mean estimation wich described as

$$\hat{S}_R = 0,5 \text{ med } \{ U(i+h, j+l) + U(i+h_1, j+l_1) \};$$

$$h < h_1, \quad h = \overline{-p, p}, \quad l \leq l_1, \quad l = \overline{-k, k}, \quad i = \overline{1, M}, \quad j = \overline{1, N}$$

(p and k denote window sizes on X , Y axis, $U(i, j)$ — discrete image, $\hat{S} = \hat{S}(i, j)$ — pixel estimation, $M \times N$ — image size). In oder to increase the robust properties of \hat{S}_R we propose to implement the preliminary censorization

of the primary sequence elements, i. e. pick out γ minimal and γ maximal elements. That worked out the censored rank image filter

$$\hat{S}_{CR} = 0,5 \operatorname{med}_{h \leq f} \{ (A_f + A_h); f, h = \overline{\gamma, (2p+1)(2k+1) - \gamma} \},$$

where $h = R[U(i+l, j+h)]$, $R[U]$ is the element U rank among the all elements in the filter window $l = \overline{-p, p}$, $h = \overline{-k, k}$, $f = R[U(i+l_1, j+h_1)]$, $l_1 = \overline{-p, p}$, $h_1 = \overline{-k, k}$.

The developed rank filters \hat{S}_R and \hat{S}_{CR} have been tested on 512×512 images contaminated by an additive Gaussian noise with different variance in addition with distortion by random impulses in comparison with standard median filter. It was been found when the both Gaussian noise variance and impulse probability were significantly large the proposed rank filters has the visible advantage in the output image characteristics and visual quality.



Broadband Signal Processing in the Image-Forming and Image-Recognition Systems

Olexandr Totsky, Borys Gorbunenko

Kharkiv Aviation Institute

17, Chkalova Street, Kharkiv
310084, Ukraine
Phone: (057) 244-23-52

Jan Peřina

Palacky University

15, Videnska Street, Olomouc
77146, Czechoslovakia
Phone: (42) 682-24-51

The theoretical results on the improving of the images for the optical image-forming systems, interferometry-astrophotography systems and remote sensing ones are generalized in this paper.

All the images of the mentioned systems are usually distorted with random noise, they are blurred by defocusing or by linear object motion, the image-forming system resolution is limited and the images are smoothed by diffraction function.

Improving the images may be achieved with several effective methods which are the inverse filtration, analytic continuation of the spectrum and spectral synthesis of the optimal diffraction function.

The most important progress in the image-forming and image-recognition systems has been done for the coherent signal.

The processing of the broadband incoherent signals in the multichannel signal processing systems seems perspective. The utilization of the broadband signal structure not only reduces the coherent artifact noise but opens several new possibilities for improving the images.

The purpose of our paper is to demonstrate the effectiveness of the improving the images with utilizing the broadband structure of the processing signals.

The technique of spectral synthesis of the optimal inverse filter transfer function based on the criterion of minimal errors in the spatial Fourier spectrum for image-restoration system is proposed for incoherent signal processing [1]. This technique is based on finding such suitable combination of the spectral components of the broadband signal which gives minimal error in the restored spatial Fourier spectrum. The optimal inverse transfer function for two- and three-channel inverse

filter which was computed with the help of the iterative method of Davidon's—Fletcher's—Powell's is presented. As a result of optimization the errors in restored spatial Fourier spectral density are minimized up to the level of 10^{-5} .

The possibility of the optimization of the spectral component combination for joint reduction of the random noises and diffraction distortions is investigated [2]. The finding of the optimal combinations of the normalized temporal frequencies is based on the solution of the optimization problem with Monte-Carlo method and with criterion of minimal errors in the restored images. We compared the images which were restored with one-channel Wiener's filter and with three-channel optimal inverse filter. The comparison of the results shows that utilization of the Wiener's filter gives the smoothing of the high-frequency details in the images as well as the noise improves. At the same time the high-frequency details are preserved in the images which were restored with three-channel optimal filter for higher levels of the additive noise.

The analytic continuation technique of the spatial Fourier spectrum of the image mutual intensity function in broadband partially coherent radiation in prolate spheroidal functions basis is discussed [3]. The stability limits of the solution of the inverse problem for the case of two-point object for one- and for two-channel systems are determined. We have shown that the quality of the restoration can be considerably improved, even in the case of a great level of additive noise, by using a broadband multichannel partially coherent signal processing.

The effectiveness of the utilizing of the multichannel coherent and incoherent image-forming systems for the reduction of the diffraction distortions is estimated. The problem of joint optimization and window smoothing of diffraction function by the criterion of the minimum of its side lobes for the multichannel image-forming system is solved [4]. The results of our investigations permit to recommend the four-channel image-forming system as a good image system with octave frequency band (for white light for example). This system permits to lower the side lobes level of diffraction function to -27 dB and -33 dB even without the window smoothing. It should be noted that further increase of the channel number is not suitable because this way does not improve the diffraction function form. Joint utilization of the spectral synthesis and Harris's—Blackman's—Nuttall's windows lowers the side lobes level of the coherent diffraction function even for two-channel system to -90 dB for coherent and to -106 dB for incoherent systems respectively.

References

1. Krepelka J., Peřina J., Tockij A. Optimization of inverse filter transfer function in restoration of blurred images with incoherent light — *Optic.* — 1987. — V. 76. — № 2. — P. 57–60.
2. Totsky A., Gorbunenko B. Synthesis of the multichannel inverse filter for image restoration with white light. — *News of High Schools. Radioelectronics.* — 1990. — V. 33, № 11 — P. 30–33 (in Russian).
3. Tockij A., Peřina J. Analytic continuation of the spectrum in a broadband partially coherent image-forming system with noise—*Optic.* — 1989. — V. 81, № 3. — P. 119–123.
4. Gorbunenko B., Tockij A., Peřina J. Improving the images by joint spectral synthesis and window smoothing of diffraction function—*Optic.* — 1992. — V. 90, № 1. — P. 5–8



Short-Millimeter Wave Radiometric Images: Characteristics and Algorithms of Processing

Volodymyr Churylov, Iryna Lukina, Mykola Ruzhentsev

Радіоастрономічний інститут АН України

*Україна, 310002, Харків
вул. Червонопрапорна, 4
Тел.: (057) 244-11-27*

There exist only some practically used radiometric imagery systems allowing to obtain remote sensing data in short-millimeter waveband. This fact explains the lack of information concerning the corresponding images statistical characteristics and digital algorithms of their processing.

The brief review of analogous systems technical parameters and application is presented. Their common structure elements and principles of operation are pointed. The necessity of noise and distortion factors including experimental data analysis for specific imagery system elaborated in Radioastronomy Institute of Ukrainian Academy of Science is grounded.

Preliminary theoretical investigations have shown the probable negative influence of various factors: additive external and internal noises, conditioned by mechanical scanning distortions, speckle and inhomogeneity of surfaces (objects), analog to digit converter errors etc. Effects of interpolation fulfilled for transformation of image data into rectangular array net must be taken into consideration too.

Conditions and methodics of physical experiment conducting are stated. It is shown that no one of factors can be considered dominant. This conclusion is proved by the results of experimental data statistical analysis. Image behavior (statistical and correlation characteristics) for different homogenous sections depends not only upon the average intensity of radiobrightness as well as upon object type and its surface roughness. Presence of different types of distortions makes difficult correct grounded choose of image processing algorithms synthesized mainly for conditions of additive and multiplicative noises dominant influence. Anomal and other specific distortions result in necessity of robust processing algorithms usage for data filtering. The disadvantages of linear algorithms are illustrated by result of experimental image smoothing for test object. Median or modified sigma filters are preferable. Some of sigma-filter parameters choose are discussed.

The specific characteristics of noises and distortions determine limitations upon other procedures of image processing and interpretation: object detection and segmentation, radiometric parameters estimation, spatial location of homogeneous sections, boundary and texture analysis. Some results and recommendations dealing with the problems of secondary image processing are presented. The using of nonlinear algorithms correction for taking noise properties into consideration is expedient and beneficial.

Summarizing the results of investigation and analysis we consider the continuation of different surfaces irradiation characteristics estimation for more grounded choose or synthesis of image processing algorithms can be useful.



Адаптивні властивості алгоритмів швидкого перетворення Фур'є-Хартлі

Михайло Яцимирський

Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут

Україна, 290060, Львів
вул. Наукова, 7
Тел.: (032) 63-30-14

Адаптивна організація засобів цифрової обробки сигналів широко використовується при побудові інтелектуальних систем різного призначення і ґрунтується на проблемно-орієнтованих адаптивних алгоритмах, що здатні пристосовуватись до специфічних умов конкретної задачі [1].

До числа адаптивних алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), в першу чергу, належать відомі спеціальні алгоритми ШПФ, котрі дозволяють скоротити обчислення врахуванням таких особливостей перетворюваної послідовності, як її дійсність, парність, непарність, ермітова симетричність, а також усічені за входом і виходом алгоритми. Останні зменшують кількість обчислень при наявності великого числа нульових елементів у вхідній послідовності і необхідності знаходження лише невеликої частини елементів спектральної послідовності.

Дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) можна трактувати як обчислення інтегрального перетворення Фур'є за допомогою квадратизації в часовій і частотній областях [2]. З властивостей ДПФ випливає, що при зменшенні кроку дискретизації в часовій області збільшується довжина спектральної послідовності (розширюється смуга спектрального аналізу) і підвищується точність обчислення її елементів (оцінки гармонійних складових сигналу). В доповіді розглядаються адаптивні алгоритми ШПФ, що дозволяють автоматично вибирати крок дискретизації в часовій області в залежності від потрібної точності і смуги аналізу. Зокрема, при заданні перетворюваного сигналу у вигляді числової послідовності та обрізу його ШПФ за виходом вони автоматично вибирають розмір ДПФ.

Запропоновані адаптивні алгоритми будуються на основі квадратурних формул чисельного інтегрування високого порядку та формул розкладу алгоритмів ШПФ і швидкого перетворення Хартлі (ШПХ) за основою два і розщепленою основою два—чотири. Використовується наявність тісного зв'язку останніх формул з виразами для оцінки точності в адаптивних алгоритмах чисельного інтегрування [3]. В обох випадках маємо наближення інтегралу за двома квадратурними формулами з числом вузлів, що відрізняється в два рази. Крім того, забезпечується врахування раніше згаданих властивостей перетворюваної послідовності та обрізу ШПФ за входом.

Враховуючи, що в цілому адаптивні алгоритми ШПФ зберігають структуру і обчислювальні затрати алгоритмів ШПФ (ШПХ) данної розмірності і оптимізують розмірність перетворення, вигаш від їх використання досягає сотні процентів, особливо, в випадках задання сигналу за допомогою обчислювальної функції чи необхідності досягнення високої точності перетворення.

Література

1. Сигорский В.П. Проблемная ориентация в системах автоматизированного проектирования // Радиоэлектроника. — 1988. — № 8 — С. 5–22.
2. Задирака В.К. Теория вычисления преобразования Фурье. — Киев: Наук. думка, 1983. — 216 с.
3. Яцимирский М.Н. Адаптивные алгоритмы вычисления преобразования Фурье // Теоретическая электроника. — 1989. — Вып. 46. — С. 40–47.



Скорочені алгоритми швидкого перетворення Фур'є-Хартлі дійсної, ермітової, парної і непарної послідовностей

Михайло Яцимирський

Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут

Україна, 290060, Львів
вул. Наукова, 7
Тел.: (032) 263-30-14

Нехай $x(n) \in N$ — точкова дійсна послідовність, $N = 2^m$, $X(k)$ і $H(k)$ — відповідно її дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) і Хартлі (ДПХ)

$$X(k) = \text{ДПФ}_N \{ x(n) \}, \quad H(k) = \text{ДПХ}_N \{ x(n) \}.$$

Відомо [1], що

$$\text{Re} \{ X(k) \} = (H(k) + H(N-k))/2 = -HC(k),$$

$$\text{Im} \{ X(k) \} = -(H(k) - H(N-k))/2 = -HS(k),$$

$$H(k) = \text{Re} \{ X(k) \} - \text{Im} \{ X(k) \} = HC(k) + HS(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1,$$

причому $X(k)$ — ермітово-симетрична (ермітова) комплексна послідовність, тому що $\text{Re} \{ X(k) \}$ і $HC(k)$ задовольняють умові парності $HC(k) = HC(N-k)$, а $\text{Im} \{ X(k) \}$ і $HS(k)$ — непарності $HS(0) = HS(N/2) = 0$, $HS(k) = -HS(N-k)$, $k = 1, 2, \dots, N/2 - 1$. Послідовності $HC(k)$ і $HS(k)$ можна розглядати як дискретні косинус-Фур'є (ДКФП) і синус-Фур'є (ДСФП) перетворення послідовності $x(n)$, причому останні мають симетричну форму $HC(k) = \text{ДКФП}_N \{ xc(n) \}$, $xc(n) = N \text{ДКФП}_N \{ HC(k) \}$, $HS(k) = \text{ДСФП}_N \{ xs(n) \}$, $xs(n) = N \text{ДСФП}_N \{ HS(k) \}$, де $xc(n)$ і $xs(n)$ відповідно парна і непарна складові $x(n)$;

$$HC(k) = 1/N \sum_{n=0}^{N-1} xc(n) C_N^{kn}, \quad HS(k) = 1/N \sum_{n=0}^{N-1} xs(n) S_N^{kn},$$

$$C_N^r = \cos(2\pi r/N), \quad S_N^r = \sin(2\pi r/N).$$

Розглядаються скорочені алгоритми швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) дійсної (ШПФд), оберненого ШПФ ермітової (ОШПФе) послідовностей, ДКФП (ШКФП) і ДСФП (ШСФП), котрі зменшують обчислювальні витрати більш ніж в два рази порівняно з комплексним ШПФ, відповідно — ШПФд, і без втрат в кількості арифметичних операцій реалізують ШПФ комплексної послідовності як суму ШПФд її дійсної і уявної частин, або в свою чергу, ШПФд як суму ШКФП і ШСФП [1-3].

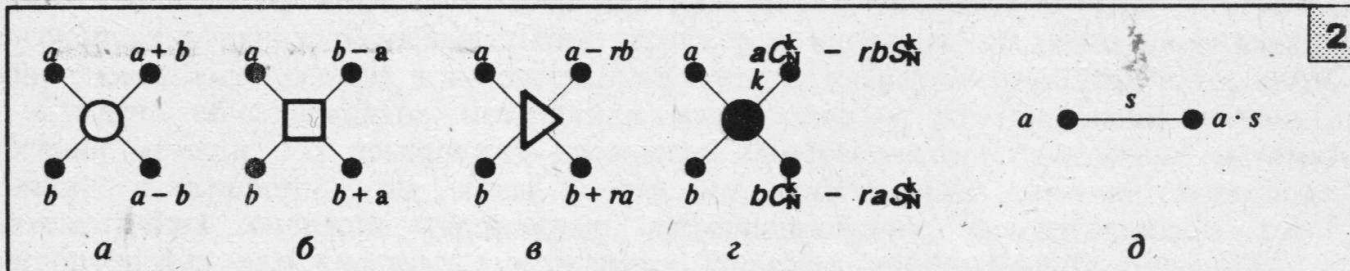
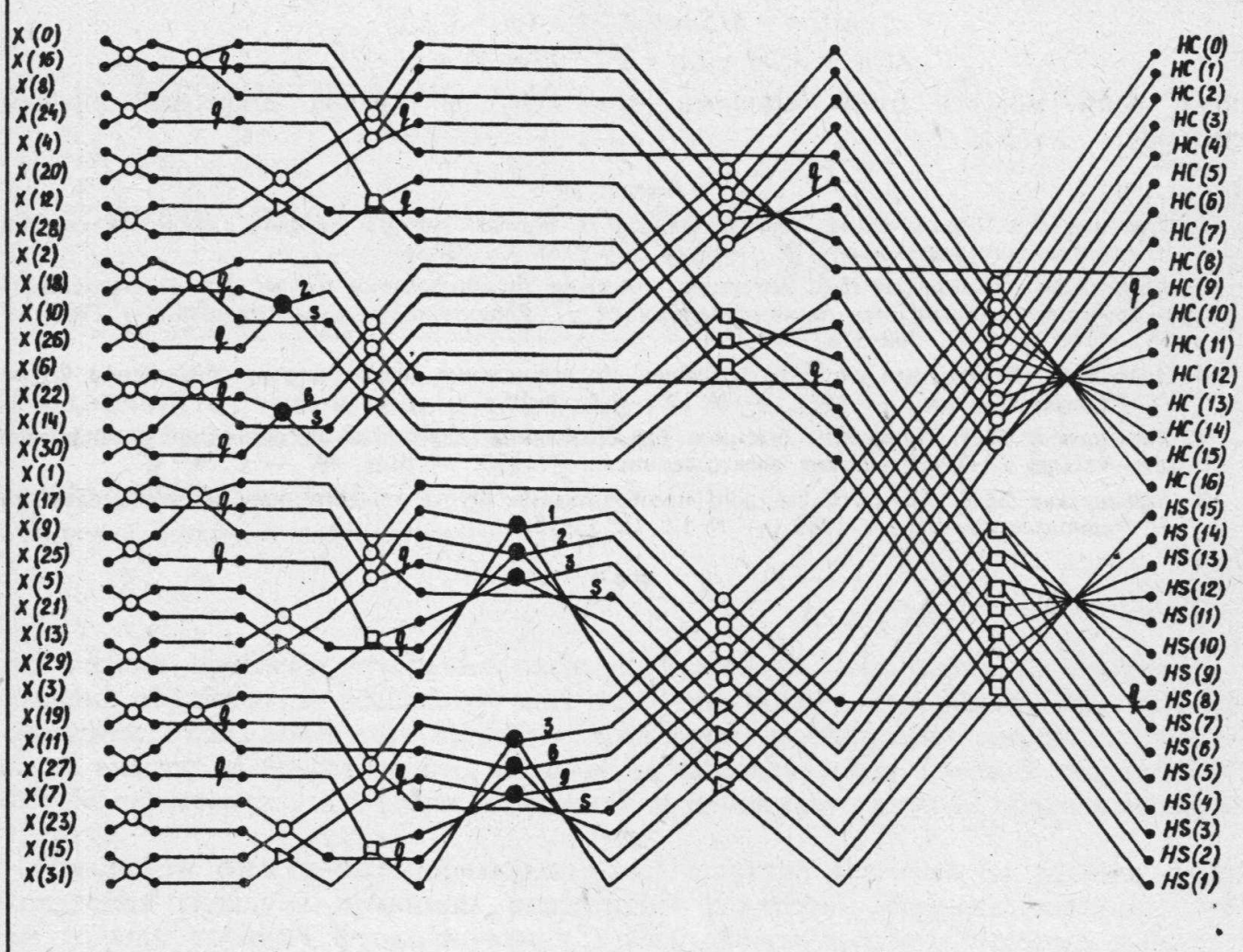
В доповіді синтезовані скорочені алгоритми ШПФд, ОШПФе, ШКФП і ШСФП на основі формул розкладу алгоритму ШПХ за розщепленою основою два-чотири (ШПХ24), відповідно ШПФд24, ОШПФе24, ШКФП24 і ШСФП24, котрі простіші в реалізації від відомих, а також розглянуті питання їх застосування в задачах цифрової обробки сигналів.

Для побудови алгоритму ШПФд24 виділяємо парну $HC(k)$ і непарну $HS(k)$ складові формули розкладу алгоритму ШПХ24 [4]:

$$HC(k) = HC_0(k) + \sum_{l=1,3} HC_l(k) C_N^{lk} - HS_l(k) S_N^{lk},$$

$$HS(k) = HS_0(k) + \sum_{l=1,3} HS_l(k) C_N^{lk} + HC_l(k) S_N^{lk}, \quad k = 0, 1, \dots, N/2.$$

На її основі по аналогії з алгоритмом ШПФд за основою два [5] синтезуємо алгоритм ШПФд24, граф якого для $N=32$ показаний на рис. 1 при $r=1$, $q=1$, $s=\sqrt{2}/2$. На рис. 2 приведені його базові операції.



Для синтезу алгоритму ОШПФ₂₄ використовуємо формулу розкладу алгоритму ШПХ₂₄ з проріджуванням в частотній області [4], враховується, що $x(n) = \text{ОШПФе} \{ HC(k) - j HS(k) \}$. Граф алгоритму ОШПФ₂₄ показаний на рис. 1 в напрямку справа наліво при $r = -1, q = 2, s = \sqrt{2}$. Відмітимо, що ОШПФе і ШПФд можуть бути використані при обчисленні ДПФд і ОДПФе без збільшення сумарних обчислювальних витрат, тому що

$$\begin{aligned} \text{ОДПФ}_N \{ HC(k) - j HS(k) \} &= N \text{ДПФ}_N \{ HC(k) + j HS(k) \} = \\ &= N \left[\text{Re} \{ \text{ДПФ}_N \{ H(k) \} \} - \text{Im} \{ \text{ДПФ}_N \{ H(k) \} \} \right]. \end{aligned}$$

Суттєва відмінність одержаних алгоритмів ШПФд і ОШПФе від аналогічних відомих [1-3] полягає в узгодженні процедури розкладу за кількістю вхідних і вихідних елементів, що виключає надлишковість представлення спектрального вектора дійсної послідовності. При цьому вони рівноцінні за кількістю обчислень.

Обчислювальні витрати одержаних $N = 2^m$ -точкових алгоритмів ШКФП (MCm і ACm) і ШСФП (MSm і ASm) оцінюються виразами

$$MCm = MSm = 2^{m-2} \times (m - 3) + 1,$$
$$ACm = ASm + 2m = 2^{m-2} (3m - 7) + m + 3,$$

тому вони можуть бути базовими при побудові засобів цифрової обробки сигналів.

Література

1. Власенко В.А., Лаппа Ю.М., Ярославський Л.П. Методы синтеза быстрых алгоритмов свертки и спектрального анализа. — М. : Наука. — 1990. — 180 с.
2. Крот А.М., Минервина Е.Б. Алгоритмы быстрого преобразования Фурье для действительных и эрмитово-симметричных последовательностей // Радиотехника и электроника. — 1989. — 34. — № 2. — С. 369–376.
3. Арро И.О. Обобщенный алгоритм сокращенного вычисления дискретного преобразования Фурье // Радиоэлектроника. — 1987. — № 12. — С. 5–10.
4. Яцимирский М.Н. Алгоритмы быстрого преобразования Хартли по расщепленному основанию два—четыре // Теоретическая электротехника. — 1990. — Вып. 49. — С. 9–14.
5. Яцимирский М.Н. Алгоритм быстрого преобразования Фурье вещественной последовательности // Радиоэлектроника. — 1989. — № 12. С. 53–55.

