



ДЕРЖАВНА СЛУЖБА
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ
УКРАЇНИ

УКРАЇНА

(19) UA

(11) 102807

(13) U

(51) МПК

G06F 17/14 (2006.01)

(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

(21) Номер заявки: **u 2015 03633**

(22) Дата подання заявки: **17.04.2015**

(24) Дата, з якої є чинними
права на корисну
модель: **25.11.2015**

(46) Публікація відомостей
про видачу патенту: **25.11.2015, Бюл.№ 22**

(72) Винахідник(и):

**Піх Володимир Ярославович (UA),
Николайчук Ярослав Миколайович (UA),
Кімак Володимир Любомирович (UA),
Круліковський Борис Борисович (UA)**

(73) Власник(и):

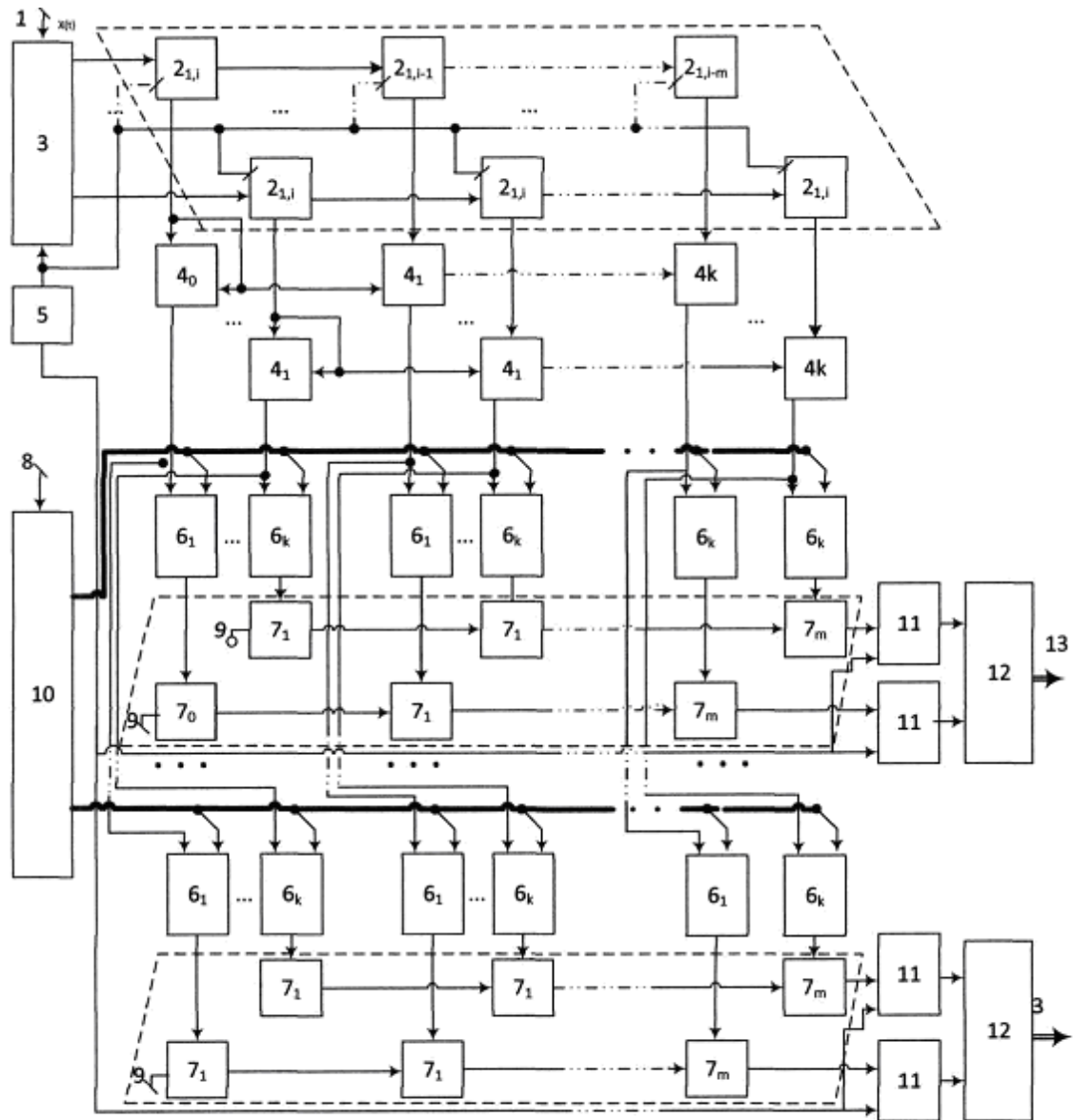
**ІВАНО-ФРАНКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ НАФТИ І ГАЗУ,
вул. Карпатська, 15, м. Івано-Франківськ,
76019 (UA)**

(54) ПРИСТРІЙ ДЛЯ ОБЧИСЛЕННЯ СПЕКТРАЛЬНОГО КОСИНУСНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ В ЗАЛИШКОВИХ КЛАСАХ

(57) Реферат:

Пристрій для обчислення спектрального косинусного перетворення в залишкових класах містить М блоків множення, виходи яких з'єднані з входами відповідних суматорів, аналого-цифровий перетворювач, інформаційних вхід. Вихід з'єднаний з інформаційним входом блока пам'яті, керуючі входи аналого-цифрового перетворювача та блока пам'яті об'єднані і підключені до першого виходу генератора імпульсів. Другий вихід генератора імпульсів з'єднаний з синхронізуючим виходом зчитування пристрою і входами стирання регістрів пам'яті, які є першими входами накопичувальних суматорів, виходи яких з'єднані з відповідними входами дешифраторів, виходи яких є виходами пристрою. На виході аналого-цифрового перетворювача формуються паралельні коди базису Хаара у вигляді кодів залишків системи залишкових класів по взаємно простих модулях $p-1, p_2, \dots, p_k$. У кожному каналі кожного модуля P_i додатково введений другий вентильний матричний перемножувач по модулю, перші входи якого з'єднані з відповідними виходами першого матричного перемножувача по модулю, а другі входи з'єднані з відповідними виходами додатково введеної пам'яті залишків ортогональних базисних функцій різних ТЧБ. Вхід управління введеної пам'яті є другим входом пристрою. Виходи других матричних перемножувачів з'єднані з першими входами других матричних суматорів, другі входи яких з'єднані з відповідними виходами других матричних суматорів. Входи нульових других матричних суматорів під'єднані до нульової шини, яка є третім додатковим входом пристрою. Виходи m -них других суматорів з'єднані з другими входами накопичувальних суматорів.

UA 102807 U



Фиг. 1.

Корисна модель належить до галузі обчислювальної техніки і призначена для статистичного аналізу випадкових процесів шляхом обчислення спектра на основі дискретного косинусного перетворення ортогональних функцій базису Фур'є та інших теоретико-числових базисів (ТЧБ) (Радемахера, Хаара, Крестенсона та їх комбінації) згідно з аналітичним виразом теореми Вінера-Хинчина в інтегральній формі для ТЧБ Фур'є

$$W(w) = 2 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos(w\tau) d\tau,$$

де $W(w)$ - спектральна щільність, (w) - кругова частота (гармоніка), $R(\tau)$ - автокореляційна функція, τ - часове зміщення.

Алгоритм обчислення спектра на основі косинусного перетворення у загальному вигляді для будь-якої ортогональної функції різних ТЧБ у цифровій формі виконується згідно з виразом: [теорія джерел інформації]

$$S(w) = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m K_{xx}(j) \cdot w_j,$$

де: w - ортогональна гармоніка певного ТЧБ;

m - число точок автоковаріаційної функції;

$K_{xx}(j)$ - автоковаріаційна функція;

$W(j)$ - узгоджена ортогональна функція відповідного ТЧБ.

Відомий аналог - пристрій для обчислення зрізаного перетворення Фур'є в залишкових класах [патент UA №14431 МПК G06F 17/14 (2006.05). Опублікований 15.05.2006, Бюл. № 5]. Недоліком цього пристрою є обмежені функціональні можливості, обумовлені обчисленням тільки зрізаного перетворення в системі ортогональних функцій ТЧБ Фур'є, а також нерегулярність структури, що ускладнює його синтез та реалізацію на сучасній мікроелектронній базі ПЛІС та ПЛМ.

Найближчим аналогом є цифровий автокорелятор, [патент UA № 76622 МПК G06F 17/15 (2006.01). Опублікований 10.01.2013, Бюл. № 1] даний пристрій характеризується високою швидкістю виконання операцій множення, які виконуються матричним способом над кодами цифрових відліків, представлених у теоретико-числовому базисі Хаара-Крестенсона.

Недоліком відомого пристрою є обмежені функціональні можливості, які обумовлені можливістю обчислення тільки автоковаріаційної функції випадкового процесу, яка містить всю інформацію про спектри незалежно від системи ортогональних функцій будь-якого теоретико-числового базису, але не дозволяє визначити цифрові значення спектральних щільностей опрацьованого випадкового процесу у конкретно вибраному теоретико-числовому базисі, у тому числі: Хаара, Радемахера, Уолша, Крестенсона або їх комбінацій.

В основу корисної моделі поставлена задача вдосконалення пристрою для обчислення спектрального косинусного перетворення в залишкових класах.

Поставлена задача вирішується тим, що пристрій для обчислення спектрального косинусного перетворення в залишкових класах, який містить M блоків множення, виходи яких з'єднані з входами відповідних суматорів, аналого-цифровий перетворювач, інформаційний вхід якого є входом пристрою, а вихід з'єднаний з інформаційним входом блока пам'яті, керуючі входи аналого-цифрового перетворювача та блока пам'яті об'єднані і підключені до першого виходу генератора імпульсів, другий вихід генератора імпульсів з'єднаний з синхронізуючим виходом зчитування пристрою і входами стирання регістрів пам'яті, які є першими входами накопичувальних суматорів, виходи яких з'єднані з відповідними входами дешифраторів, виходи яких є виходами пристрою, на виході аналого-цифрового перетворювача формуються паралельні коди базису Хаара у вигляді кодів залишків системи залишкових класів по взаємно простих модулях p_1, p_2, \dots, p_k , які надходять на відповідні входи блока пам'яті, виходи якого по кожному p_i модулю перемножують у перших вентильних матрицях по кожному модулю p_i у кожному каналі пристрою з відповідними текучими кодами Хаара-Крестенсона, які формуються на виходах аналого-цифрового перетворювача, згідно з корисною моделлю, у кожному каналі кожного модуля P_i додатково введеній другий вентильний матричний перемножувач по модулю, перші входи якого з'єднані з відповідними виходами першого матричного перемножувача по модулю, а другі входи з'єднані з відповідними виходами додатково введеної пам'яті залишків ортогональних базисних функцій різних ТЧБ, вхід управління якої є другим входом пристрою, а виходи других матричних перемножувачів з'єднані з першими входами других матричних суматорів, другі входи яких з'єднані з відповідними виходами других матричних суматорів, входи нульових других матричних суматорів під'єднані до нульової шини,

яка є третім додатковим входом пристрою, виходи m -них других суматорів з'єднані з другими входами накопичувальних суматорів.

На кресленні Фіг. 1 показана структурна схема пристрою, який реалізує обчислення спектрального косинусного перетворення, де 1 - вхід на шину, 2 - блок пам'яті, 3 - АЦП паралельного типу з вихідним кодом базису Хаара-Крестенсона, 4 - перші модульні перемножувачі, 5 - генератор імпульсу 6 - другі вентильні матриці перемноження по модулю, 7 - другі модульні матричні суматори, 8 - другий вхід пристрою, 9 - другий вхід матричного суматора нульового каналу 10 - додаткова пам'ять 11 - накопичувальний модульний суматор; 12 - дешифратор; 13 - вихідні шини кодів спектра.

Пристрій працює наступним чином.

Вхідні аналогові сигнали 1- $x(t)$ в АЦП 3 дискретизується в часі, квантується по амплітуді і перетворюється у цифрові розрядно-позиційні коди Хаара-Крестенсона по кожному взаємопростому модулю системи залишкових класів базису Крестенсона. Отримувані коди записуються в блок пам'яті, який виконує функції багаторозрядного регістру зсуву 2, де формується масив текучих даних $(x_i, x_{i-1}, \dots, x_{i-m})$, де m - число точок, а k - число модулів СЗК автоковаріаційної функції, на основі яких в режимі on-line в матричних модульних перемножувачах 4, обчислюються добутки $C_j = x_i \cdot x_{i-j} \pmod{p}$, які додатково перемножуються в модульних перемножувачах 6 $C_j \cdot W_j \pmod{p}$ з цифровими кодами відповідних точок базисних ортогональних функцій, які зберігаються в пам'яті. Отримані добутки послідовно додаються в матричних модульних суматорах 7 та накопичуючому суматорі 11, вихідний код яких представляє цифрове значення спектру спектральної щільності з базису Крестсона дешифрується 12 у двійковий код базису Радемахера, який подається на відповідну вихідну шину 13.

Виконання запропонованого пристрою представлено графом на Фіг. 2.

Таким чином запропонований пристрій характеризується розширеними функціональними можливостями за рахунок того, що як базисні функції W_j , які представлені в залишках по модулю P_i можуть бути відповідно обчислені спектри у базисах Фур'є Радемахера Кресентсона та інших. Матричні перемножувачі та суматори реалізуються на вентильних матрицях, описані в прототипі.

Швидкодія запропонованого пристрою визначається сумарною затримкою сигналів в наступних компонентах пристрою згідно з виразом:

$$\tau_w = (\tau_{АЦП} + 2\tau_x + m\tau \sum + \tau_{ш}) \nu, \text{ де}$$

τ_w - швидкодія пристрою спектрального косинусного перетворення;

ν - час затримки переключення мікроелектронного вентиля ПЛМ або ПЛІС;

$\tau_{АЦП} = 5\nu$ - часова складність паралельного АЦП;

$\tau_x = 2\nu$ - часова складність матричного модульного перемножувача;

$m\tau = (m^{+2}) \cdot 2\nu$ - часова складність лінійки модульних матричних суматорів з врахуванням нульового та накопичувальних суматорів;

$\tau_{ш} = 2\nu$ - часова складність шифратора.

При $m=32$ m - часова складність складає $24 + 64\nu = 88\nu$,

При швидкодії мікроелектронних компонентів 1 Гц - обчислення спектра для одної базисної функції складає $100 \cdot 10^6$.

При реалізації 64 точок одної базисної функції не перевищує $1 \cdot 10^6$ операцій в секунду.

При обчисленні спектра в 3-х базисах Фур'є Радемахера Крестенсона часова складність не буде менша $3 \cdot 10^5$ обчислень в секунду.

ФОРМУЛА КОРИСНОЇ МОДЕЛІ

Пристрій для обчислення спектрального косинусного перетворення в залишкових класах, який містить M блоків множення, виходи яких з'єднані з входами відповідних суматорів, аналого-цифровий перетворювач, інформаційний вхід якого є входом пристрою, а вихід з'єднаний з інформаційним входом блока пам'яті, керуючі входи аналого-цифрового перетворювача та блока пам'яті об'єднані і підключені до першого виходу генератора імпульсів, другий вихід

генератора імпульсів з'єднаний з синхронізуючим виходом зчитування пристрою і входами стирання регістрів пам'яті, які є першими входами накопичувальних суматорів, виходи яких з'єднані з відповідними входами дешифраторів, виходи яких є виходами пристрою, на виході аналого-цифрового перетворювача формуються паралельні коди базису Хаара у вигляді кодів залишків системи залишкових класів по взаємно простих модулях p -і, p_2, \dots, p_k , які надходять на відповідні входи блока пам'яті, виходи якого по кожному p_i модулю перемножують у перших вентильних матрицях по кожному модулю p_i у кожному каналі пристрою з відповідними текучими кодами Хаара-Крестенсона, які формуються на виходах аналого-цифрового перетворювача, який **відрізняється** тим, що у кожному каналі кожного модуля P_i додатково введений другий вентильний матричний перемножувач по модулю, перші входи якого з'єднані з відповідними виходами першого матричного перемножувача по модулю, а другі входи з'єднані з відповідними виходами додатково введеної пам'яті залишків ортогональних базисних функцій різних ТЧБ, вхід управління якої є другим входом пристрою, а виходи других матричних перемножувачів з'єднані з першими входами других матричних суматорів, другі входи яких з'єднані з відповідними виходами других матричних суматорів, входи нульових других матричних суматорів під'єднані до нульової шини, яка є третім додатковим входом пристрою, виходи m -них других суматорів з'єднані з другими входами накопичувальних суматорів.

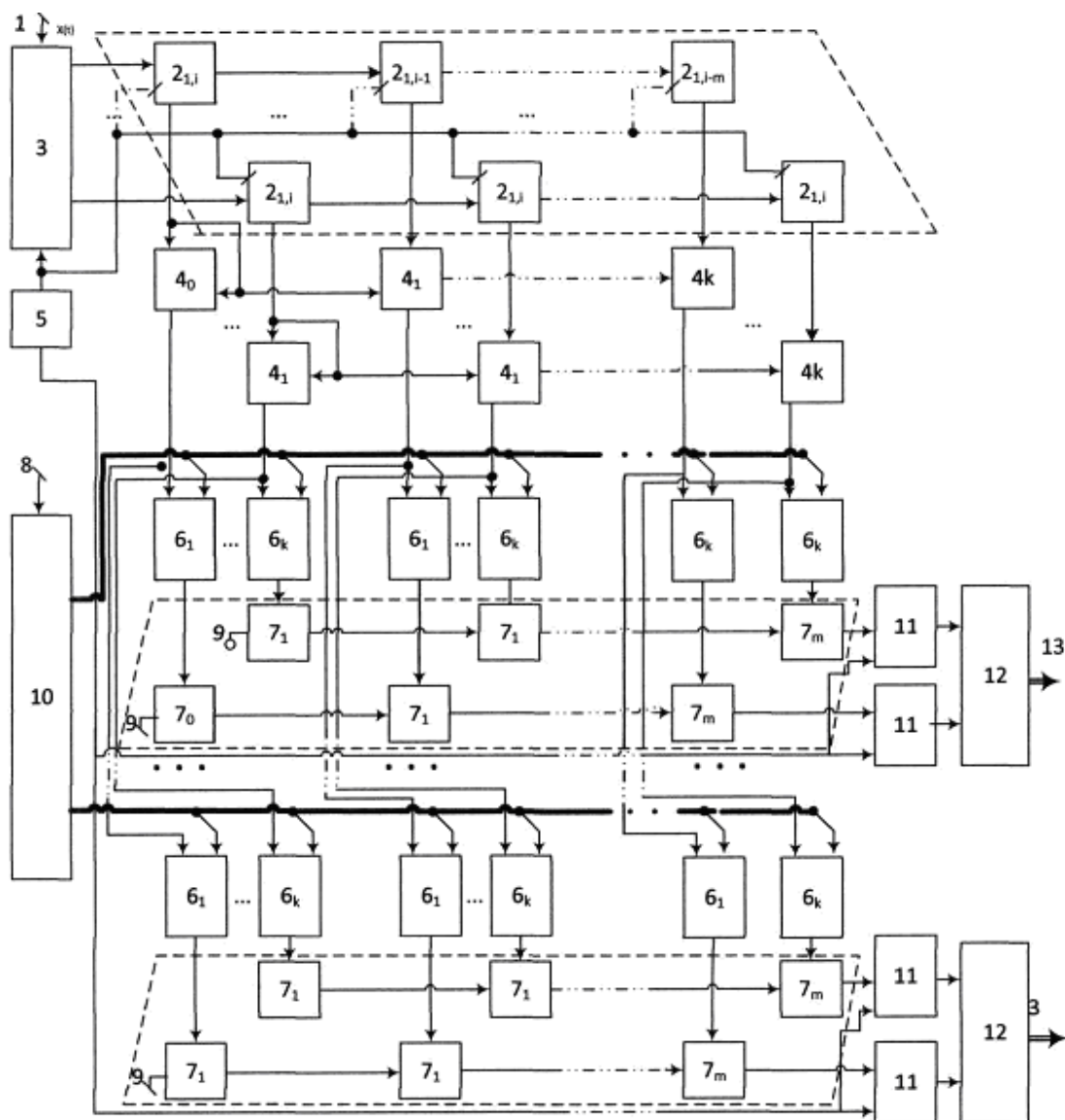


Fig. 1.

$$\begin{array}{l}
 \begin{array}{l}
 \rightarrow x_i(\bmod p_1) = b_{1i} \Rightarrow C_{01} = b_{1i} \cdot b_{1i} - 0(\bmod p_1) C_{11} = b_{1i} \cdot b_{1,i-1}(\bmod p_1) C_{n1} = b_{1i} \cdot b_{1i} - m(\bmod p_1) \\
 \rightarrow x_i(\bmod p_2) = b_{2i} \Rightarrow C_{02} = b_{2i} \cdot b_{2i} - 0(\bmod p_2) C_{12} = b_{2i} \cdot b_{2,i-1}(\bmod p_2) C_{n2} = b_{2i} \cdot b_{2i} - m(\bmod p_2) \\
 \dots \\
 \rightarrow x_i(\bmod p_k) = b_{ki} \Rightarrow C_{0k} = b_{ki} \cdot b_{ki} - 0(\bmod p_k) C_{1k} = b_{ki} \cdot b_{k,i-1}(\bmod p_k) C_{nk} = b_{ki} \cdot b_{ki} - m(\bmod p_k)
 \end{array}
 \end{array} \left. \vphantom{\begin{array}{l} \rightarrow x_i(\bmod p_1) = b_{1i} \Rightarrow C_{01} = b_{1i} \cdot b_{1i} - 0(\bmod p_1) C_{11} = b_{1i} \cdot b_{1,i-1}(\bmod p_1) C_{n1} = b_{1i} \cdot b_{1i} - m(\bmod p_1) \\ \rightarrow x_i(\bmod p_2) = b_{2i} \Rightarrow C_{02} = b_{2i} \cdot b_{2i} - 0(\bmod p_2) C_{12} = b_{2i} \cdot b_{2,i-1}(\bmod p_2) C_{n2} = b_{2i} \cdot b_{2i} - m(\bmod p_2) \\ \dots \\ \rightarrow x_i(\bmod p_k) = b_{ki} \Rightarrow C_{0k} = b_{ki} \cdot b_{ki} - 0(\bmod p_k) C_{1k} = b_{ki} \cdot b_{k,i-1}(\bmod p_k) C_{nk} = b_{ki} \cdot b_{ki} - m(\bmod p_k) \end{array}} \right\} S_0$$

$$\begin{array}{l}
 \downarrow \qquad \qquad \qquad \downarrow \qquad \qquad \qquad \downarrow \\
 [C_{01} \cdot W_{00}(\bmod p_1) + C_{11} \cdot W_{01}(\bmod p_1) \dots C_{n1} \cdot W_{0n}(\bmod p_1) = S_{01}] \\
 [C_{02} \cdot W_{02}(\bmod p_2) + C_{12} \cdot W_{02}(\bmod p_2) \dots C_{n2} \cdot W_{0n}(\bmod p_2) = S_{02}] \\
 \dots \\
 [C_{0k} \cdot W_{0k}(\bmod p_k) + C_{1k} \cdot W_{0k}(\bmod p_k) \dots C_{nk} \cdot W_{0n}(\bmod p_k) = S_{0k}]
 \end{array} \left. \vphantom{\begin{array}{l} [C_{01} \cdot W_{00}(\bmod p_1) + C_{11} \cdot W_{01}(\bmod p_1) \dots C_{n1} \cdot W_{0n}(\bmod p_1) = S_{01}] \\ [C_{02} \cdot W_{02}(\bmod p_2) + C_{12} \cdot W_{02}(\bmod p_2) \dots C_{n2} \cdot W_{0n}(\bmod p_2) = S_{02}] \\ \dots \\ [C_{0k} \cdot W_{0k}(\bmod p_k) + C_{1k} \cdot W_{0k}(\bmod p_k) \dots C_{nk} \cdot W_{0n}(\bmod p_k) = S_{0k}] \end{array}} \right\} S_0$$

$$\begin{array}{l}
 \dots \\
 [C_{01} \cdot W_{l0}(\bmod p_1) + C_{11} \cdot W_{l1}(\bmod p_1) \dots C_{n1} \cdot W_{ln}(\bmod p_1) = S_{l1}] \\
 [C_{02} \cdot W_{l2}(\bmod p_2) + C_{12} \cdot W_{l2}(\bmod p_2) \dots C_{n2} \cdot W_{ln}(\bmod p_2) = S_{l2}] \\
 \dots \\
 [C_{0k} \cdot W_{lk}(\bmod p_k) + C_{1k} \cdot W_{lk}(\bmod p_k) \dots C_{nk} \cdot W_{ln}(\bmod p_k) = S_{lk}]
 \end{array} \left. \vphantom{\begin{array}{l} [C_{01} \cdot W_{l0}(\bmod p_1) + C_{11} \cdot W_{l1}(\bmod p_1) \dots C_{n1} \cdot W_{ln}(\bmod p_1) = S_{l1}] \\ [C_{02} \cdot W_{l2}(\bmod p_2) + C_{12} \cdot W_{l2}(\bmod p_2) \dots C_{n2} \cdot W_{ln}(\bmod p_2) = S_{l2}] \\ \dots \\ [C_{0k} \cdot W_{lk}(\bmod p_k) + C_{1k} \cdot W_{lk}(\bmod p_k) \dots C_{nk} \cdot W_{ln}(\bmod p_k) = S_{lk}] \end{array}} \right\} S_l$$

Фиг. 2