

Задача 4 решается аналогично задаче 2 для различных значений критерия 2. По заданному ограничению критерия 1 выбирается система центров с минимальным значением  $\Delta$ . Другим путем эта задача может решаться как задача 1 до достижения граничного значения  $K_n$ , а далее вдоль границы оптимизировать по  $\Delta$ .

Задача 5. Эта задача может рассматриваться как обратная к задаче 3 и решаться как задача 4 для 1, 2, ... центров. Далее выбирается число центров, обеспечивающее минимальное значение  $\Delta$  при ограничении на  $K_n$ .

## ЛИТЕРАТУРА

1. С. А. Пиявский. Об оптимизации сетей.— «Изв. АН СССР. Техническая кибернетика», 1968, № 1.
2. Ю. Н. Золотухин, В. И. Рабинович. О режиме периодического опроса источников информации.— «Автометрия», 1972, № 4.

Поступило в редакцию  
16 июня 1973 г.;  
окончательный вариант —  
18 ноября 1974 г.

УДК 62—503.32

Н. С. АНИШИН, Ю. В. ДЕНИСЕНКО, Л. Б. ЗОРЬЯН, Г. Г. ХАЧИЯН

(Краснодар)

### ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ И УСТРОЙСТВЕ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ

При цифровой обработке сейсмических и, в частности, вибросейсмических сигналов часто встречающаяся операция — вычисление корреляционной функции между оператором и сейсмическим сигналом. Поскольку и тот и другой представлен рядом цифровых (как правило, двоичных) отсчетов, то вычисление интеграла заменяется вычислением суммы

$$y_k = \sum_{i=0}^N f_i x_{i+k}, \quad (1)$$

где  $x_i$ ,  $f_i$  —  $i$ -е отсчеты зондирующего и сейсмического сигналов соответственно;  $y_k$  —  $k$ -й отсчет корреляционной функции,  $i=0, 1, 2, \dots, N$ ;  $k=0, 1, 2, \dots, M$  ( $M \leq N$ ).

При вычислении на универсальных ЭВМ, а также при использовании специализированных процессоров самой трудоемкой является операция умножения, составляющая значительную часть всех арифметических операций. Использование матричных умножений с целью значительного уменьшения времени выполнения умножения приводит к большим аппаратным затратам при многоуровневом представлении сомножителей.

Ниже рассматривается алгоритм вычисления приближенного значения корреляционной функции, исключающий операции умножения и сводящий все вычислительные операции к одному сложению и арифметическому сдвигу на каждое умножение.

Цель создания данного алгоритма — сокращение объема оборудования и повышение аппаратного быстродействия спецпроцессора при сравнительно небольших погрешностях вычисления. При необходимости алгоритм также может быть эффективно использован для приближенных вычислений на ЭВМ.

В основе предложенного алгоритма лежит замена действительного значения  $i+k$ -го отсчета зондирующего сигнала  $x$  ближайшим двоичным числом, представленным несколькими «0» и только одной «1». Умножение на такой множитель, по существу, является арифметическим сдвигом множимого. При этом разность между действительным и аппроксимированным значением зондирующего сигнала не теряется (как это делается в релейных корреляторах\*), а передается (подсуммируется) в  $[(i+1)+k]$ -й отсчет оператора и со вновь полученным значением зондирующего сигнала выполняется та же аппроксимация и т. д.

Алгоритм приближенного вычисления корреляционной функции можно записать в виде

\* Жовинский В. Н., Арховский В. Ф. Корреляционные устройства. М., «Энергия», 1974.

$$y_k = \sum_{i=0}^N f_i [2^{-r_i} \text{sign}(X_{i+k})], \quad (2)$$

где  $\text{sign}$  — функция знака

$$X_{i+k} = \begin{cases} +1, & \text{если } X_{i+k} \geq 0; \\ -1, & \text{если } X_{i+k} < 0; \end{cases}$$

$r_i$  — любое целое число, в том числе и «0», удовлетворяющее условию

$$\frac{3}{2} 2^{-r_i} > |X_{i+k}| \geq \frac{3}{4} 2^{-r_i},$$

причем  $X_{i+k} = [X_{i+k-1} - 2^{-r_{i-1}} \text{sign}(X_{i+k-1})] + x_{i+k}$ , при  $i=0$   $X_{0+k} = x_{0+k}$ .

С учетом использования в специализированном вычислительном устройстве алгоритм может быть записан в виде (в двоичной системе счисления)

$$y_k = \sum_{i=0}^N f_i [(0,1)^{r_i} \text{sign}(X_{i+k})], \quad (2')$$

где

$$r_i = \begin{cases} 0, & \text{если } 1,01 > |X_{i+k}| \geq 0,11; \\ 1, & \text{если } 0,11 > |X_{i+k}| \geq 0,011; \\ 10, & \text{если } 0,011 > |X_{i+k}| \geq 0,0011; \\ 11, & \text{если } 0,0011 > |X_{i+k}| \geq 0,0001; \\ \infty, & \text{если } 0,0001 > |X_{i+k}|. \end{cases}$$

При этом  $x_i$  и  $f_i$  представлены отсчетами с фиксированной запятой, отнормированы по модулю и меньше 1.

Аппроксимация отсчетов зондирующего сигнала всего лишь несколькими, например четырьмя, разрядами определяется тем, что погрешность, вызванная неподсуммированием ошибки аппроксимации предшествующего отсчета с последующим, оказывается доста-

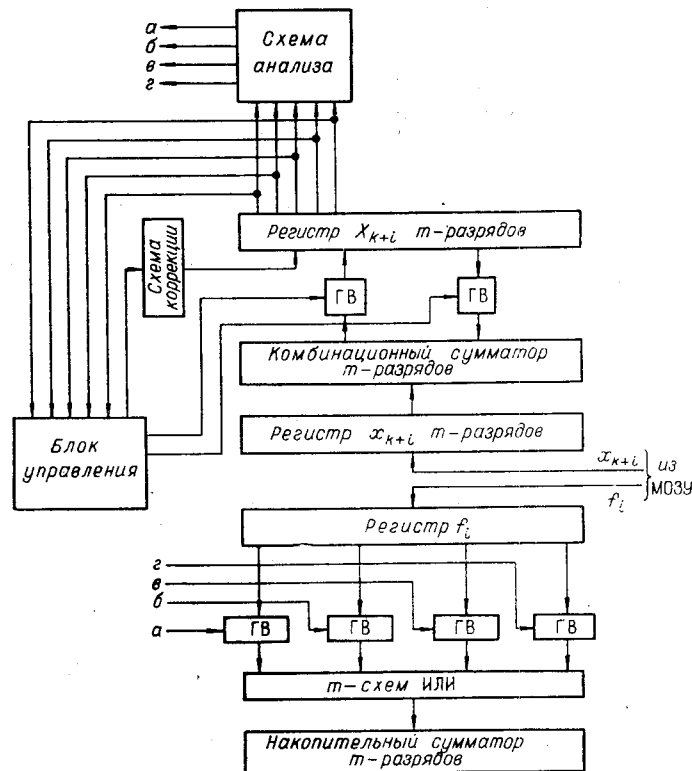


Рис. 1 Структурная схема устройства.

точно малой и, кроме того, частота выполнения самого условия  $r_i \geq 4$  при нормированном  $x_i$  невысока. Это упрощает аппаратную реализацию, так как подсуммирование со сдвигом может быть выполнено за счет применения нескольких групп входных вентилей занесения в сумматор, включенных со сдвигом на 0—3 разряда.

На рис. 1 представлена структурная схема специализированного устройства, реализующего алгоритм (2).

Исходные данные  $x_{i+k}$  и  $f_i$  поступают, например, из МОЗУ ЭВМ, с которой сочленено устройство, причем числа, содержащиеся в регистре  $x_{i+k}$ , представлены в модифицированном обратном коде. Схема анализа переводит отсчеты  $X_{i+k}$  в модифицированный прямой код и в зависимости от расположения и количества единиц в коде определяет, через какую группу вентилей (ГВ), т. е. с каким сдвигом, подсуммировать очередное значение  $f_i$  к содержимому накопительного сумматора, служащего выходом вычислительного устройства.

После этого подсуммирования в содержимом регистра  $X_{i+k}$  сбрасывается единица в соответствующем разряде, а оставшееся число в обратном коде складывается на комбинационном сумматоре (КС) с новым значением  $x_{i+k}$  и засылается вновь на регистр  $X_{i+k}$ . Далее цикл повторяется.

Рассмотрим несколько примеров, иллюстрирующих работу схемы анализа и коррекции содержимого регистра  $X_{i+k}$ .

Как видно из таблицы, работа схемы анализа сводится к следующему. После перевода 5 старших разрядов отсчета  $X_{i+k}$  (включая второй знаковый) в прямой код схемой анализа ищется первая после первого знакового разряда единица и проверяется рядом стоящий, более младший разряд. Если в нем помещен «0», то на выход схемы анализа выдается номер предыдущего разряда, содержащего «1», если же «1», то выдается номер разряда, предшествующего обнаруженной первой слева «1». Номер разряда определяет сдвиг и соответственно весовой коэффициент, с которым заносится очередной отсчет  $f_i$  в накопительный сумматор.

Разность между действительным и аппроксимированным значениями зондирующего сигнала формируется в регистре  $X_{i+k}$  схемой коррекции следующим образом. В случае обнаружения схемой анализа первой слева единицы, стоящей перед нулем, происходит сброс этой единицы (для отрицательных чисел, наоборот: обнаружение «0» — установка в «1»); при обнаружении хотя бы двух подряд стоящих единиц или единицы в четвертом (считая второй знаковый разряд нулевым) разряде при всех предыдущих нулях все более старшие разряды, включая и оба знаковых, устанавливаются в «1» (для отрицательных чисел — наоборот). Сформированная разность в обратном коде засылается в комбинационный сумматор, где складывается с очередным  $x_{i+k+1}$ -м отсчетом зондирующего сигнала. Корректировка отсчета может выполняться одновременно с приемом кода в регистр  $x_{i+k}$  и, таким образом, не занимать дополнительного времени. Возможна также одновременность выполнения операции сложения в накопительном и комбинационном сумматорах.

Временная задержка одной функции относительно другой обеспечивается путем переадресации начала выборок из МОЗУ или любым другим путем, известным из

Положительные числа		Отрицательные числа	
Исходный код	Код после коррекции	Исходный код	Код после коррекции
00,10010110 +	00,00010110	11,10010110 —	00,00010110
00,01101001 +	11,11101001	11,01110110 —	11,11110110
00,11010110 +	11,11010110	11,11010011 —	11,11110011
00,00010011 +	11,11110011	11,00011011 —	00,00011011
00,00101101 +	00,00001101	11,11101100 —	00,00001100
01,00101110 +	00,00101110	10,11001011 —	11,11001011
00,00001110	00,00001110	11,11110001	11,11110001

Примечание. Значки + и — под тем или иным разрядом означают алгебраическое подсуммирование или вычитание множимого с весовым коэффициентом данного разряда.

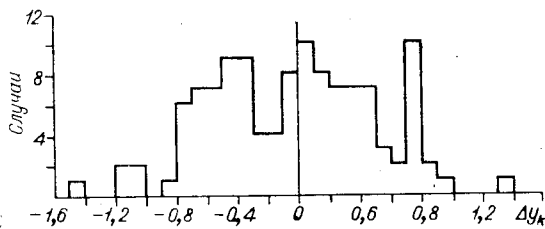


Рис. 2. Гистограмма абсолютной погрешности (для 160 отсчетов).

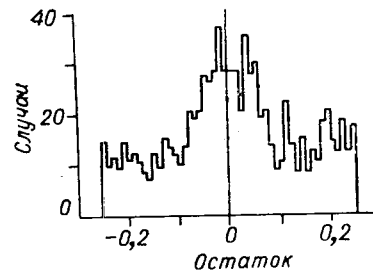


Рис. 3. Гистограмма остатков.

практики корреляционных устройств\*. Быстродействие вычислительного устройства при использовании достаточно скоростных логических микросхем практически определяется быстродействием МОЗУ. Если же исходные данные поступают из аналого-цифрового канала, то быстродействие определяется элементной базой логических схем и может достигать миллиона подсуммирований.

Для качественной оценки погрешности вычисления корреляционной функции было проведено моделирование работы устройства на универсальной ЭВМ.

В качестве исходной функции взята синусоида, у которой с целью исключения повторений отсчетов частота принята медленно изменяющейся:

$$A(n) = \sin[\pi/15 + (22/135\pi + \pi/252n)n], \quad n=0, 1, 2, \dots, 160.$$

Для этой функции вычислялась автокорреляционная функция в пределах 80 отсчетов. Для сравнения вычислялась та же функция автокорреляции обычным способом (с использованием умножения).

На рис. 2 приведена гистограмма значений абсолютных погрешностей вычисления корреляционной функции приближенным путем в 120 точках по сравнению с точным значением. Заметим, что абсолютное значение автокорреляционной функции при  $\tau=0$  равно +40. Отсюда можно определить относительную погрешность предложенного метода, которая с большой степенью вероятности не превосходит  $\pm 3\%$ .

На рис. 3 представлена гистограмма величин остатков, передаваемых в следующий отсчет функции  $x_{i+k}$ . Здесь заметно проявление арксинусного закона распределения остатков.

Таким образом, предложенный алгоритм вычисления корреляционной функции и устройство, реализующее его, позволяют разработать коррелятор, отличающийся несложным аппаратным решением и высоким быстродействием при сравнительно небольших погрешностях вычислений.

Использование таких корреляторов особенно предпочтительно при обработке многоканальной сейсмической, в частности вибросейсмической, информации, когда зондирующий сигнал является общим опорным сигналом для всех  $j$  каналов. В этом случае коррелятор будет включать в себя  $j$  узлов подсуммирования  $f_i$  и лишь один узел преобразования оператора  $x_{i+k}$ .

Поступило в редакцию  
29 августа 1974 г.

УДК 519.27

А. П. ГИТНИК  
(Калинин)

### О РАСЧЕТЕ ДВУМЕРНОЙ ФУНКЦИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОГИБАЮЩЕЙ СТАЦИОНАРНОГО УЗКОПОЛОСНОГО НОРМАЛЬНОГО ПРОЦЕССА

Двумерная функция распределения огибающей — одна из важных вероятностных характеристик узкополосного нормального случайного процесса. Для стационарного процесса в [1] было получено выражение для плотности распределения

\* Жовинский В. Н., Арховский В. Ф. Корреляционные устройства. М., «Энергия», 1974.