

ELECTRONIC AND ELECTRICAL ENGINEERING ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 004.415.2.031.43

А.Г. Ташлинский, М.Г. Царёв

ПСЕВДОГРАДИЕНТНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ ВРЕМЕННОГО СДВИГА СИГНАЛОВ РАЗНЕСЕННЫХ ПРИЕМНИКОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЛИС¹

Ташлинский Александр Григорьевич, доктор технических наук, профессор, окончил радиотехнический факультет Ульяновского политехнического института. Заведующий кафедрой «Радиотехника» Ульяновского государственного технического университета. Имеет статьи, монографии, изобретения в области цифровой обработки сигналов и изображений. [e-mail: tag@ulstu.ru].

Царёв Михаил Григорьевич, окончил радиотехнический факультет УлГТУ, аспирант того же университета. Имеет статьи в области цифровой обработки сигналов и изображений. [e-mail: michael.tsaryov@gmail.com].

Аннотация

Проведен анализ вычислительных затрат и быстродействия рекуррентных алгоритмов оценивания разности времен прихода сигналов пространственно разнесенных приемников, например, элементов антенной решетки, при реализации их на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС). Алгоритмы синтезированы на основе безыдентификационной псевдоградиентной адаптации, не требуют априорной оценки параметров исследуемых сигналов, устойчивы к импульсным помехам, применимы в условиях априорной неопределенности. При этом нахождение временного сдвига осуществляется как оценивание параметра совмещения принятых разными приемниками и оцифрованных сигналов. Рассмотрены особенности реализации алгоритмов на языке VHDL при использовании в качестве целевой функции среднего квадрата межкадровой разности. В качестве примера приведена реализация на ПЛИС одной из операций алгоритма – линейной интерполяции дискретного сигнала. Описаны алгоритм, структурная схема, диаграмма работы модуля и сравнительный анализ достижимой частоты ПЛИС различных типов.

Ключевые слова: цифровой сигнал, радиолокация, разнесенный прием, временное запаздывание, временной сдвиг, псевдоградиентное оценивание, целевая функция, ПЛИС.

PSEUDOGRADIENT TIME SHIFT ESTIMATION OF RADIO PULSES RECEIVED BY SPATIALLY DISTRIBUTED SENSORS USING FPLD

Aleksandr Grigorevich Tashlinskii, Doctor of Engineering, Professor; graduated from the Faculty of Radioengineering of Ulyanovsk Polytechnic Institute; Head of the Department of Radioengineering at Ulyanovsk State Technical University; an author of articles, monographs, and inventions in the field of digital signal and image processing. e-mail: tag@ulstu.ru.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке государственного задания Минобрнауки России № 2014/232 и гранта РФФИ, проект № 16-01-00276.

Mikhail Grigorevich Tsarev, Postgraduate Student at Ulyanovsk State Technical University; graduated from the Faculty of Radioengineering of Ulyanovsk State Technical University; an author of articles in the field of digital signal and image processing. e-mail: michael.tsaryov@gmail.com.

Abstract

The authors carried out the analysis of computational complexity and performance of recurrent algorithms for estimation of the difference in arrival times of radio pulses received by spatially distributed sensors such as antenna array elements in case of their realization on field programmable logic devices (FPLD). The algorithms are synthesized on the basis of non-identification pseudogradient adaptation; they do not require any prior assessment of the signal parameters. The algorithms are stable to impulse interference and used under conditions of prior uncertainty. The problem of measuring the time shift is considered as the problem of estimating the parameter of alignment of signals received by different receivers and digitized. The specificity of the algorithms implementation in VHDL in case of concerning mean square frame-to-frame difference as a target function is considered. An implementation of one of the algorithm operations (linear interpolation of discrete signal) on FPLD is shown as an example. The algorithm, the block diagram, the module diagram, and the comparative analysis of the achievable frequency for different types of FPLD are presented in the article.

Key words: digital signal, radiolocation, spatially distributed sensors, time shift, pseudogradient estimation, target function, FPLD.

ВВЕДЕНИЕ

Задача оценивания разности времени прихода (временного сдвига) сигналов на пространственно разнесенные приемники в условиях помех, например, радиоимпульсов на элементы антенной решетки, является одной из ключевых задач радиолокации и радиоэлектронной борьбы [1, 2]. Ее решение необходимо для определения параметров местоположения источника сигнала и предполагает два этапа: обнаружение сигналов от источника излучения и измерения временных (фазовых) сдвигов обнаруженных сигналов в разнесенных приемниках. Кроме помех, при распространении сигналов в неоднородных и турбулентных средах возникают также случайные флуктуации амплитуды и фазы радиоимпульсов. Поэтому обработка сигналов часто выполняется в условиях априорной неопределенности, когда, кроме времени прихода, неизвестны искажения интенсивности импульса. В работе [3] определение временного сдвига радиоимпульсов осуществляется на основе анализа кросскорреляционной функции огибающих входящих радиоимпульсов в разных приемниках. Применяется также нелинейная робастная фильтрация [4], основанная на условно-параметрическом подходе [5]. При этом решение сводится к проверке сложных статистических гипотез относительно распределения наблюдаемой выборки. Оба приведенных подхода требуют достаточно больших вычислительных затрат. Меньшую вычислительную трудоемкость предполагает подход к нахождению временного сдвига сигналов как параметра совмещения (привязки) сигналов, в том числе и оцифрованных. Так в работе [6] моменты прихода импульсов определяются по превышению сигналом половины его нормы. Такой прием является вычислительно привлекательным, но применим только для фильтрованных сигналов (для огибающей радиоимпульсов). Однако фильтрация в условиях помех вносит существенные искажения в форму огибающей, и, соответственно, в измеряемый временной сдвиг. В работе [7] рассмотрен подход к синтезу рекуррентных алгоритмов

оценивания временного сдвига, основанный на безыдентификационной псевдоградиентной адаптации [8]. Эти алгоритмы могут быть использованы как для обработки фильтрованных, так и нефильтрованных сигналов, и предполагают небольшие вычислительные затраты. Поэтому представляет интерес исследование возможностей их реализации в системах реального времени.

ОПИСАНИЕ АЛГОРИТМОВ

При синтезе псевдоградиентных алгоритмов оценивания временного сдвига оцифрованных сигналов $Z^{(1)}$ и $Z^{(2)}$ в качестве целевой функции используются меры подобия [9], отражающие сходство между парами сигналов, а задача оценивания сводится к нахождению экстремума заданной целевой функции. На каждой итерации алгоритма вычисляются оценки параметров привязки сигналов в соответствии с выражением $\hat{\alpha}_{t+1} = \hat{\alpha}_t - \Lambda_t \bar{\beta}_t$, где $\bar{\alpha}$ – вектор оцениваемых параметров модели привязки сигналов $Z^{(1)}$ и $Z^{(2)}$; Λ_t – матрица усиления; $\bar{\beta}_t$ – псевдоградиент целевой функции $J(\bar{\alpha})$; $t = 0, T$ – номер итерации. При этом вектор $\bar{\beta}_t$ будет псевдоградиентом функционала $J(\bar{\alpha})$ в точке $\bar{\alpha}_{t-1}$, если он в среднем составляет острый угол с точным значением градиента функционала [8].

Положительно определенная матрица усиления, как правило, выбирается диагональной, что позволяет в вычислениях уйти от матричных операций. При оценивании стационарных параметров сигналов последовательность элементов λ_t матрицы усиления Λ_t целесообразно выбирать убывающей и удовлетворяющей условиям $\sum_{t=1}^{\infty} \lambda_t = \infty$ и $\sum_{t=1}^{\infty} \lambda_t^2 < \infty$. Однако при решении практических задач условие стационарности, как правило, никогда не выполняется, и для обеспечения вариабельности оценок значения элементов матрицы усиления приходится ограничивать снизу. При этом устойчивые в условиях помех результаты обеспечивает использование знаковой функции от псевдоградиента [9]:

$$\hat{\alpha}_{t+1} = \hat{\alpha}_t - \Lambda_t \text{sign } \bar{\beta}_t, \quad (1)$$

что, кроме того, упрощает практическую реализацию.

Важным фактором, снижающим объем вычислений в релейной псевдоградиентной процедуре (1) является то, что псевдоградиент $\bar{\beta}_t$ на каждой итерации может находиться не по всем отсчетам исследуемых сигналов $Z^{(1)}$ и $Z^{(2)}$, а по небольшой локальной выборке отсчетов $Z_t = \{z_{jt}^{(2)}, \tilde{z}_{jt}^{(1)}\}$; $z_{jt}^{(2)} \in Z^{(2)}$, $\tilde{z}_{jt}^{(1)} = \tilde{z}^{(1)}(\bar{j}_t, \hat{\alpha}_{t-1}) \in \tilde{Z}$, где $z_{jt}^{(2)}$ – отсчеты уровня сигнала $Z^{(2)}$, взятые в локальную выборку на t -й итерации, а $\tilde{z}_{jt}^{(1)} = \tilde{z}^{(1)}(\bar{j}_t, \hat{\alpha}_{t-1})$ – значения уровня сигнала, взятые из непрерывного сигнала $\tilde{Z}^{(1)}$, полученного из опорного сигнала $Z^{(1)}$ с помощью некоторой интерполяции при текущих значениях оцениваемых параметров [10]; \bar{j}_t – координаты отсчетов $z_{jt}^{(2)}$. Число μ отсчетов $\{z_{jt}^{(2)}\}$ в Z_t – объем локальной выборки. Отсчеты $z_{jt}^{(2)}$ можно брать в случайном порядке или детерминированно, например, равномерно. Последний подход обеспечивает меньший объем вычислений. Случайный выбор отсчетов способствует выводу оценок из локальных экстремумов целевой функции, поскольку в этом случае локальная выборка уникальна на каждой итерации [11]. Вариантом, упрощающим интеграцию алгоритма в системы реального времени, является последовательная обработка поступающих отсчетов.

В качестве целевых функций при оценивании разности времени прихода импульсов целесообразно использовать средний квадрат разностей (СКР) интенсивностей отсчетов и коэффициент их корреляции [12]. Оценку СКР на очередной t -й итерации можно получить, используя локальную выборку Z_t и оценки $\hat{\alpha}_{t-1}$, полученные на предыдущей итерации: $\hat{J}_t = \mu^{-1} \sum_{l=1}^{\mu} (\tilde{z}_{jl}^{(1)} - z_{jl}^{(2)})^2$. Псевдоградиент СКР может быть найден через нормированные конечные разности:

$$\beta_{it} = (2\mu\Delta_{ai})^{-1} \times \sum_{l=1}^{\mu} (\tilde{z}_{jl+}^{(1)} - \tilde{z}_{jl-}^{(1)}) (\tilde{z}_{jl+}^{(1)} + \tilde{z}_{jl-}^{(1)} - 2z_{jl}^{(2)}), \quad (2)$$

где β_{it} – компонента $\bar{\beta}_t$, соответствующая i -му оцениваемому параметру; $z_{jl}^{(2)} \in Z^{(2)}$, $\tilde{z}_{jl\pm}^{(1)} = \tilde{z}^{(1)}(\hat{\alpha}_{t-1} \pm \Delta_{ai}) \in Z_t$ – значения интерполированного сигнала в точке (j_t) , определяемые моделью привязки сигналов и текущими оценками параметров $\hat{\alpha}_{t-1}$; Δ_{ai} – задаваемое приращение оцениваемого параметра.

Оценку коэффициента корреляции сигналов $Z^{(1)}$ и $Z^{(2)}$ можно получить, используя выражение:

$$\hat{J}_t = (\mu\hat{\sigma}_{z1}\hat{\sigma}_{z2})^{-1} \left(\sum_{l=1}^{\mu} \tilde{z}_{jl}^{(1)} z_{jl}^{(2)} - \mu \tilde{z}_m^{(1)} z_m^{(2)} \right),$$

где $\hat{\sigma}_{z1}^2$, $\hat{\sigma}_{z2}^2$ и $\tilde{z}_m^{(1)}$, $z_m^{(2)}$ – оценки дисперсий и средние значения $z_{jt}^{(2)}$ и $\tilde{z}_{jt}^{(1)}$. Тогда псевдоградиент коэффициента корреляции находится как

$$\beta_{it} = 0,5 (\mu\hat{\sigma}_{z1}\hat{\sigma}_{z2}\Delta_{ai})^{-1} \sum_{l=1}^{\mu} (\tilde{z}_{jl+}^{(1)} - \tilde{z}_{jl-}^{(1)}) (z_{jl}^{(2)} - z_m^{(2)}).$$

Заметим, что, помимо разницы во времени прихода, сигналы $Z^{(1)}$ и $Z^{(2)}$ в общем случае имеют разный уровень интенсивности. Поэтому при выборе в качестве целевой функции СКР требуется использование двухпараметрической модели привязки сигналов, параметрами которой являются временной сдвиг между сигналами и коэффициент усиления, выравнивающий сигналы по уровню. При использовании в качестве целевой функции коэффициента корреляции число параметров сокращается до одного – временного сдвига, поскольку линейное изменение уровня сигнала не меняет корреляции.

Таким образом, рассмотренные псевдоградиентные алгоритмы оценивания разности времен прихода оцифрованных сигналов не требуют предварительной оценки параметров исследуемых сигналов, применимы при обработке сигналов в условиях априорной неопределенности и устойчивы к импульсным помехам. Небольшие вычислительные затраты делают их привлекательными для реализации в системах реального времени, в частности, с использованием программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Ниже анализируется возможность такой реализации.

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ НА ЯЗЫКЕ VHDL

Реализации алгоритма (1) на ПЛИС предполагает его портирование на высокоуровневые языки (VHDL, Verilog и др.), формально описывающие структуру разрабатываемой цифровой системы. Для достижения высокого быстродействия цифровой системы эта процедура требует изменения представления алгоритма с целью обеспечения распараллеливания операций и использования конвейерной обработки.

Возможно использование двух способов представления вещественных чисел в двоичной системе счисления – с фиксированной и плавающей запятой [13]. Формат с плавающей запятой позволяет получить большую точность вычислений, но требует неприемлемого для данной задачи объема вычислительных ресурсов. Поэтому в нашем случае целесообразно использовать числа с фиксированной запятой формата Q4.4 [14]:

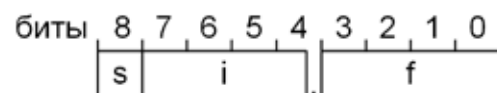


Рис. 1. Запись вещественных чисел с фиксированной запятой в формате Q4.4 (s – бит знака числа, i – биты целой части числа, f – биты дробной части числа)

Такой формат представления дает возможность хранить числа в диапазоне от -16 до $15,9375$ с разрешением в $s = 0,0625$ и обеспечивает максимальную погрешность расчетов, равной половине младшего разряда, т. е. $\delta = 0,03125$, что вполне допустимо для решаемой задачи.

Вычислительные затраты алгоритма

Этап расчета	Общее число операций		Число последовательных операций	
	+, -	×	+, -	×
Вычисление $\hat{\alpha}_{i,t-1} \pm \Delta_{ai}$	2μ	-	1	-
Интерполяция отсчетов сигнала $Z^{(1)}$	8μ	4μ	2	1
Учет оценки коэффициента усиления $\tilde{Z}^{(1)}$	-	4μ	-	1
Вычисление оценки производной $(\tilde{z}_{jl}^{(1)} - z_{jl}^{(2)})^2$	6μ	4μ	2	1
Вычисление псевдоградиента β_{it}	2(μ-1)	-	μ-1	-
Вычисление оценок параметров $\hat{\alpha}_{t+1}$	2	-	-	-

Рассмотрим вычислительные затраты алгоритма (1) для ситуации использования в качестве целевой функции СКР. Как уже отмечалось, в этом случае набор параметров $\bar{\alpha}$ модели привязки сигналов включает временной сдвиг сигналов и коэффициент усиления, которые вычисляются параллельно.

Заметим, что с точки зрения возможности распараллеливания вычислений при нахождении псевдоградиента СКР целесообразно использовать не формулу (2), а выражение $\beta_{it} = (2\mu\Delta_{ai})^{-1} \sum_{l=1}^{\mu} (z_{jl}^{(2)} - \tilde{z}_{jl+}^{(1)})^2 - (z_{jl}^{(2)} - \tilde{z}_{jl-}^{(1)})^2$, реализация которого при большем объеме вычислений требует меньшего числа последовательных операций. Тогда с учетом распараллеливания операций и использования конвейерной обработки реализацию алгоритма (1) можно представить в виде ряда последовательных этапов, приведенных в таблице 1. Здесь строки соответствуют последовательному выполнению операций, внутри каждой из которых может быть ряд параллельных вычислений, объем которых зависит от локальной выборки μ. Приведенное в таблице число параллельных операций получено в предположении, что локальная выборка формируется из последовательно поступающих отсчетов. Видно, что для этого случая общее число операций сложения/вычитания составляет 18μ, а операций умножения 12μ. При этом число последовательных операций, определяющих быстродействие алгоритма, составляет (7+μ). Здесь учтено, что использование в (1) при нахождении псевдоградиента знаковой функции *sign* дает возможность априорно (например, одновременно и расчетом β_{it}) вычислять возможные исходы изменения оценки $\hat{\alpha}_{t+1}$, выбирая затем нужный результат без дополнительных последовательных операций.

Допустимый объем локальной выборки ограничивается лишь логической емкостью конкретной модели ПЛИС. Заметим, что при сокращении объема локальной выборки до одного отсчета распараллеливание и использование конвейеризации в арифметических действиях позволяет уйти при вычислении псевдоградиента от операции суммирования и довести число последовательных арифметических операций до 8.

Учитывая, что при реализации алгоритма оценки вре-

менного сдвига оцифрованных сигналов максимальные вычислительные затраты приходятся на процедуру интерполяции цифрового сигнала, рассмотрим возможную реализацию этой процедуры на ПЛИС.

ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИИ ИНТЕРПОЛИРУЮЩЕГО МОДУЛЯ

С точки зрения вычислительной сложности, привлекательным выглядит использование интерполяции по методу «ближайшего соседа» [15], когда значение интенсивности сигнала в искомой точке (в заданный момент времени) принимается равным величине ближайшего отсчета. Такой подход обеспечивает минимальные вычислительные затраты, но, как показало моделирование, не позволяет достичь удовлетворительной точности оценки временного сдвига. Следующая по объему вычислительных затрат линейная интерполяция, которая является частным случаем интерполяции Лагранжа [16]. Использование более сложных видов интерполяции (второго, третьего порядка, сплайновой) для рассматриваемой задачи, как правило, не оправдано, поскольку их реализация предполагает значительное увеличение вычислительных затрат. При этом, как показали исследования, уменьшение интерполяционной погрешности не приводит к заметному повышению точности оценивания временного сдвига. Поэтому рассмотрим реализацию на ПЛИС линейной интерполяции цифрового сигнала, которая, в частности, использовалась авторами при апробации описанного в [17] алгоритма.

В общем виде линейную интерполяцию между отсчетами z_{x_0} и z_{x_1} значений сигнала в узлах с координатами x_0 и x_1 можно записать как:

$$z_x = z_{x_0} + \frac{z_{x_1} - z_{x_0}}{x_1 - x_0} (x - x_0). \tag{3}$$



Рис. 2. Графическое представление модуля

Если цифровые сигналы заданы регулярной сеткой отсчетов, интервал $(x_1 - x_0)$ становится фиксированным и равным одному шагу сетки, который обычно принимают единичным. Поэтому выражение (3) можно представить как:

$$\tilde{z}_x = z_{[x]} + (z_{[x]} - z_{[x]})\{x\}, \quad (4)$$

где $\{x\}$ – выделение дробной части x , $[x]$ и $\lceil x \rceil$ – округления «вниз» и «вверх» до ближайшего целого, соответственно. Таким образом, вычислительная сложность линейной интерполяции составляет всего три операции – по одной операции умножения, сложения и вычитания.

Модуль интерполяции, условно представленный на рисунке 2, будет иметь пять входов: *clock* – тактовый вход (глобальный сигнал синхронизации); *shift[8..0]* – входная шина значения сдвига; *data[8..0]* – шина входных данных; *latch* – вход сигнала фиксации данных в буфере; *clear* – вход сброса, и три выхода: *result[8..0]* – выходная шина значения результата; *result_over* – сигнал переполнения результата; *ready* – сигнал готовности результата. Логическая единица на входе глобального сигнала сброса *clear* приводит к обнулению всех внутренних сигналов и сигнала готовности *ready*. На выходную шину *result* при этом выводится последнее рассчитанное значение. В противном случае модуль выполняет расчет.

Структурная схема модуля линейной интерполяции приведена на рисунке 3. При этом использовались язык проектирования VHDL [18] и система автоматизированного проектирования для работы с ПЛИС – Altera Quartus II.

Обработка сигнала модулем начинается в момент прихода низкого логического уровня на вход *clear*. Внутренний массив модуля *buf* представляет собой буфер *M* последних отсчетов обрабатываемого сигнала, поступивших на входную шину *data*, и организован по принципу FIFO (от «First In, First Out» – «первым пришел – первым ушел»). По сигналу высокого логического уровня на входе *latch* данные из буфера *buf* фиксируются в массиве *F*, содержимое которого и используется для расчета. Для обеспечения возможности оценки как положительных, так и отрицательных временных сдвигов сигналов, за нулевой принимается центральный отсчет $F_{(M+1)/2}$ массива (где *M* – размер буфера, который целесообразно выбирать нечетным). При этом необходимо учитывать, что такой подход вносит в обработку задержку в *M* тактов, которые нужны на заполнение массива. Данная задержка требуется однократно в начале обработки, далее данные всегда доступны для расчета.

Значение величины сдвига, оцененное на предыдущей итерации, подается на входные порты шины *shift*. Для хра-

нения адреса ячейки массива *F*, содержащей элемент $[shift]$, используется переменная *address*, для получения которой в модуле выделяется целая часть из сигнала *shift* путем обнуления в нем битов с 0 по 3 (фактически, это побитовое логическое И сигнала и двоичного числа 111110000). Хранить отдельно адрес ячейки с элементом $\lceil shift \rceil$ не требуется – искомый элемент находится в следующей ячейке массива. Одновременно с этим модуль обнуляет биты с 4 по 9 сигнала *shift* (побитовое И сигнала и 000001111), получая его дробную часть – сигнал $\{shift\}$. Затем производится арифметический расчет интерполированного значения сигнала с использованием сумматора, вычитателя и умножителя в виде готовых IP-блоков (Intellectual Property Cores) из состава библиотеки Quartus II [19] в соответствии с формулой (4). Данные блоки работают с использованием конвейеризации, которая хоть и вносит задержку в один такт для каждой из арифметических операций, но позволяет минимизировать время работы блока в целом.

После выполнения расчетов результат выводится на шину *result* (в случае ее переполнения задействуется выход *result_over*), а выход *ready* переводится в состояние высокого логического уровня на время, равное одному такту сигнала *clock*, после чего модуль готов к новому вычислению.

Моделирование работы модуля проведено в среде для симуляции и отладки Mentor Graphics ModelSim SE. Пример результата моделирования приведен на рисунке 4, на котором показано вычисление значения сигнала в точке 2,75 при известных значениях сигнала $F_2=0$ и

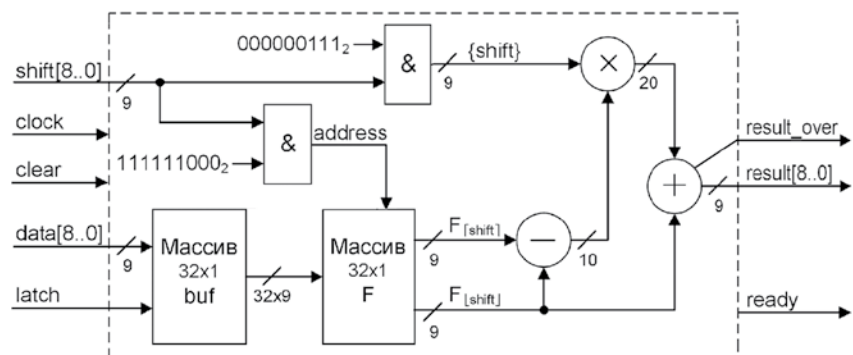


Рис. 3. Структурная схема модуля

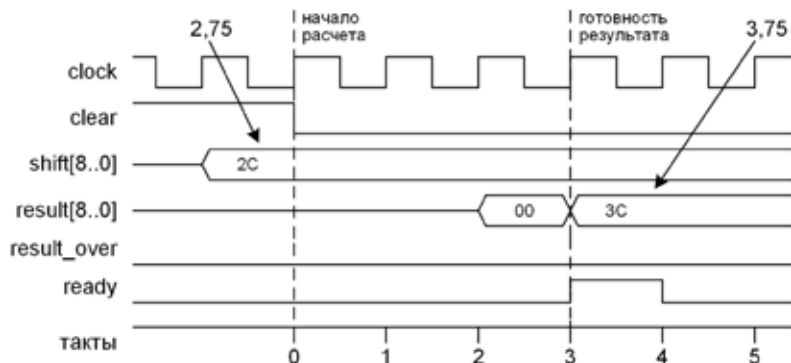


Рис. 4. Временная диаграмма работы модуля

$F_3=5$. Видно, что верный результат, равный 3,75, появляется уже после трех тактов сигнала *clock*. В этот же момент выход *ready* устанавливается в высокий логический уровень, сигнализируя о появлении результата.

Для определения максимальной частоты работы алгоритма был проведен дополнительно анализ работы модуля с учетом временных задержек. В качестве временного ограничения выступала максимально допустимая задержка распространения выходных сигналов, равная 20% от периода сигнала синхронизации *clock*. При этом исследовались четыре модели из трех семейств ПЛИС фирмы Altera. Результат анализа сведен в таблицу 2. Следует отметить, что полученные значения частот являются прогнозируемыми и могут в некоторой степени варьироваться в зависимости от расположения модуля на кристалле, распределения выводов для входных и выходных сигналов, т. е. от итоговых путей распространения для каждого из сигналов, а также от модели ПЛИС.

Таблица 2
Сравнительный анализ максимальной частоты работы модуля на разных типах ПЛИС

Семейство ПЛИС	Модель ПЛИС	Максимальная прогнозируемая частота работы модуля, МГц
Cyclone IV E	EP4CE115F29C7	130,36
Cyclone V GT	5CGTFD7D5F31I7	104,57
Arria II GX	EP2AGX45DF29I5	127,98
	EP2AGX45CU17C4	136,41

Минимальное время, которое нужно потратить на одну итерацию оценивания $\hat{\alpha}_i$; $t_{\min} = N f_{\max}^{-1}$ где N – число тактов сигнала синхронизации, требуемое на расчет; f_{\max} – максимально возможная частота сигнала синхронизации. В частности, при использовании ПЛИС модели Arria II GX EP2AGX45CU17C4 минимальное время расчета составит $t_{\min} \approx 58,6$ нс, что определяет и максимальную допустимую частоту поступления отсчетов сигнала в локальную выборку, равную 17,05 МГц.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подход к синтезу рекуррентных алгоритмов оценивания временного сдвига цифровых сигналов, основанный на безыдентификационной псевдоградиентной адаптации, позволяет получать алгоритмы с небольшой вычислительной сложностью, поскольку они не предполагают априорной оценки параметров исследуемых сигналов. Нахождение временного сдвига осуществляется через оценивание параметра совмещения принятых разными приемниками сигналов. При этом алгоритмы в релейном варианте устойчивы к импульсным помехам и применимы в условиях априорной неопределенности, когда, кроме времени прихода, неизвестны искажения интенсивности импульса. Сказанное делает их привлекательными для

реализации в системах реального времени, в частности с использованием ПЛИС.

Рассмотренный вариант реализации алгоритма на языке проектирования аппаратуры VHDL для ситуации использования в качестве целевой функции СКР показал, что для этого случая общее число операций, необходимых для выполнения итерации алгоритма, составляет всего 18μ для сложения/вычитания и 12μ для умножения (μ – объем локальной выборки). При этом число определяющих быстроедействие алгоритма последовательных операций – (7+μ). В частности, при использовании ПЛИС модели Arria II GX EP2AGX45CU17C4 минимальное время на выполнение одной итерации алгоритма составляет около 59 нс, что соответствует максимальной частоте поступления отсчетов сигналов в локальную выборку примерно 17 МГц и частоте работы модуля ПЛИС 136 МГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с.
2. Радиотехнические системы / под ред. Ю.М. Казаринова. – М. : Академия, 2008. – 592 с.
3. Дмитриев Ю.А., Клецов А.В. Применение радиопередатчиков на основе сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов для решения задачи позиционирования // ТРУДЫ МФТИ. – 2012. – Т. 4, № 2. – С. 30–39.
4. Неволин В.И. Робастные информационные системы. Методы синтеза и анализа. – М. : Радио и связь, 2008. – 312 с.
5. Пирсол А., Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных. – М. : Мир, 1989. – 540 с.
6. Потапова Т.П., Топорков Н.В., Шабатура Ю.М. Алгоритм определения координат источников радиоизлучения с летательного аппарата на основе фазово-временной сигнальной информации от двух приемных модулей // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2010. – № 1. – С. 52–61.
7. Алгоритм оценивания временного сдвига радиоимпульсов с разнесенных приемников / А.Г. Ташлинский [и др.] // Радиотехника. – 2015. – № 6. – С. 24–28.
8. Цыпкин Я.З. Информационная теория идентификации – М. : Наука. Физматлит, 1995. – 336 с.
9. Tashlinskii A.G. Computational expenditure reduction in pseudo-gradient image parameter estimation // Lecture Notes in Computer Science. – 2003. – Vol. 2658. – pp. 456–462.
10. Tashlinskii A.G. Pseudogradient Estimation of Digital Images Interframe Geometrical Deformations // Vision Systems: Segmentation & Pattern Recognition. – Vienna, Austria: I Tech Education and Publishing, 2007. – pp. 465–494.
11. Taslinskii A. G. Optimization of goal function pseudogradient in the problem of interframe geometrical deformations estimation // Pattern Recognition. – Vienna, Austria: I-Tech, 2008. – pp. 249–280.

12. Tashlinskii A. G. The Specifics of Pseudogradient Estimation of Geometric Deformations in Image Sequences // *Pattern Recognition and Image Analysis*. – 2008. – Vol. 18. – No. 4. – pp. 701–706.

13. Harris D. and Harris S. *Digital Design and Computer Architecture*. – Burlington, Massachusetts, USA: Morgan Kaufmann Publishers, 2010.

14. Erick L. Oberstar. *Fixed Point Representation and Fractional Math*, Oberstar Consulting, 2007.

15. Цифровая обработка изображений в информационных системах : учеб. пособие / И.С. Грузман [и др.] – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2002. – 352 с.

16. Самарский А.А., Гулин А.В. Численные методы: учебное пособие для вузов. – М. : Наука. Гл. ред. физ-мат. лит., 1989. – 432 с.

17. Tashlinskii A.G. and Tsarev M.G. An algorithm for time shift estimation of radio pulses received by spatially distributed sensors // *International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, IEEE Conference № 35463. – 2015. DOI: 10.1109/SIBCON. 2015.7147237.

18. IEEE 1076-2008 Standard VHDL Language Reference Manual. September 2008.

19. Integer Arithmetic IP Cores. User Guide. – Altera, 2014.

REFERENCES

1. Tikhonov V.I. *Optimalnyi priem signalov* [Optimal Signal Detection]. Moscow, Radio i sviaz Publ., 1983. 320 p.

2. Kazarinova Yu.M. *Radiotekhnicheskie sistemy* [Radioengineering Systems]. Moscow, Akademiia Publ., 2008. 592 p.

3. Dmitriev Yu.A., Kletsov A.V. Primenenie radioperedatchikov na osnove sverkhshirokopolosnykh khaoticheskikh radioimpulsov dliia resheniia zadachi pozitsionirovaniia [Application of Transceivers based on Ultrawideband Chaotic Pulses to a Positioning Problem]. *Trudy MFTI* [Proc. of MPTI], 2012, vol. 4, no. 2, pp. 30–39.

4. Nevolin V.I. *Robastnye informatsionnye sistemy. Metody sinteza i analiza* [Robust Information Systems. Methods of Analysis and Synthesis]. Moscow, Radio i sviaz Publ., 2008. 312 p.

5. Persol A., Bendat J. *Prikladnoi analiz sluchainykh dannykh* [Applied Analysis of Random Data]. Moscow, Mir Publ., 1989. 540 p.

6. Potapova T.P., Toporkov N.V., Shabatura Iu.M. Algoritm opredeleniia koordinat istochnikov radioizlucheniia s letatel'nogo apparata na osnove fazovo-vremennoi signalnoi informatsii ot dvukh priemnykh modulei [Algorithm of Determination of Radio Source Coordinates from Flying

Vehicle Using Phase-Time Data of Two Receiving Modules]. *Vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. N.E. Baumana. Ser. Priborostroenie* [Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Instrument Engineering], 2010, no.1, pp. 52–61.

7. Tashlinskii A.G., T.P. Potapova, M.G. Tsarev. Algoritm otsenivaniia vremennogo sdviga radioimpulsov s raznesennykh priemnikov [An Algorithm for Time Shift Estimation of Radio Pulses Received by Spatially Distributed Sensors]. *Radiotekhnika* [Radioengineering], 2015, no. 6, pp. 24–28.

8. Tsytkin Ya.Z. *Informatsionnaia teoriia identifikatsii* [Information Identification System]. Moscow, Nauka. Fizmatlit Publ., 1995. 336 p.

9. Tashlinskii A.G. Computational Expenditure Reduction in Pseudogradient Image Parameter Estimation. *Lecture Notes in Computer Science*, 2003, vol. 2658, pp. 456–462.

10. Tashlinskii A.G. Pseudogradient Estimation of Digital Images Interframe Geometrical Deformations. *Vision Systems: Segmentation & Pattern Recognition*, Vienna, Austria, I-Tech Education and Publishing Publ., 2007. pp. 465–494.

11. Tashlinskii A. G. Optimization of Goal Function Pseudogradient in the Problem of Interframe Geometrical Deformations Estimation. *Pattern Recognition*, Vienna, Austria, I-Tech, 2008, pp. 249–280.

12. Tashlinskii A. G. The Specifics of Pseudogradient Estimation of Geometric Deformations in Image Sequences. *Pattern Recognition and Image Analysis*, 2008, vol. 18, no. 4, pp. 701–706.

13. Harris D. and Harris S. *Digital Design and Computer Architecture*. Burlington, Massachusetts, USA, Morgan Kaufmann Publishers, 2010.

14. Erick L. Oberstar. *Fixed Point Representation and Fractional Math*. Oberstar Consulting, 2007.

15. Gruzman I.S., Kirichuk I.S. et al. *Tsifrovaia obrabotka izobrazhenii v informatsionnykh sistemakh: ucheb. posobie* [Digital Image Processing in Information Systems. Textbook]. Novosibirsk, Izd-vo NSTU Publ., 2002. 352 p.

16. Samarский А.А., Гулин А.В. *Chislennye metody. Uchebnoe posobie dlia vuzov* [Numerical Methods. University-and-College Textbook]. Moscow, Nauka. Gl. red. fiz-mat. lit. Publ., 1989. 432 p.

17. Tashlinskii A.G. and Tsarev M.G. An Algorithm for Time Shift Estimation of Radio Pulses Received by Spatially Distributed Sensors . *International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, IEEE Conference. no. 35463, 2015. DOI: 10.1109/SIBCON. 2015.7147237.

18. IEEE 1076-2008 Standard VHDL Language Reference Manual. September 2008.

19. Integer Arithmetic IP Cores User Guide, Altera, 2014.