

инж. Ясен Пламенов Видолов

***УВЕЛИЧАВАНЕ БЪРЗОДЕЙСТВИЕТО
НА ИНТЕЛИГЕНТНИТЕ ИЗМЕРВАТЕЛНИ УСТРОЙСТВА
В СИСТЕМИТЕ ЗА ТЕХНОЛОГИЧЕН КОНТРОЛ***

АВТОРЕФЕРАТ

на
ДИСЕРТАЦИЯ

за придобиване на научната и образователна степен “доктор”

Научна специалност 02.21.08 “Автоматизация на производството”

Научно направление 5.2. “Електротехника, електроника и автоматика”

Научен ръководител: доц. д-р Диана Дечева Ташева

София, 2011 г.

Дисертационният труд е обсъден и насочен за защита от разширен катедрен съвет на катедра “Автоматизация на минното производство” при Минно-геоложкия университет “Св. Иван Рилски” – София.

Дисертационният труд е изложен на 152 страници обяснителна записка и 41 страници приложения, съдържащи разработени програми.

Списъкът на използваната литература съдържа 147 заглавия.

Основните резултати от дисертационния труд са отпечатани в 6 публикации.

Защитата на дисертационния труд ще се състои наот
в Минно-геоложки университет “Св. Иван Рилски”, зала

Автор: Ясен Пламенов Видолов

Заглавие: Увеличаване бързодействието на интелигентните измервателни устройства в системите за технологичен контрол

Тираж: 20

УВОД

Интелигентните измервателни устройства (ИИУ) са съществена част от съвременните системи за технологичен контрол и автоматизация. Наред с точността на измерването, бързодействието е показателят, който в значителна степен определя качествените характеристики не само на самото ИИУ, но и на системата, в която е вградено. Поради това усилията при разработване на тази дисертационна работа бяха насочени към търсене и изследване на подходи за повишаване на бързодействието при обработка на информацията в ИИУ.

Отчитайки широкото приложение на честотния анализ в системите за технологичен контрол и диагностика и относително тежката изчислителна процедура, свързана с реализацията му, в дисертационната работа са предложени множество алгоритмични и софтуерни методи позволяващи по-бързото изпълнение на Фурие преобразуванието при запазване или повишаване на точността на намерените оценки. Специално внимание е обърнато и на възможностите за използване на паралелна обработка на информацията.

I. ИНТЕЛИГЕНТНИ ИЗМЕРВАТЕЛНИ УСТРОЙСТВА – СТРУКТУРА, ИЗИСКВАНИЯ, ФУНКЦИИ. ЦЕЛ И ЗАДАЧИ НА ДИСЕРТАЦИОННАТА РАБОТА

В стандарт IEEE 1451.2 интелигентното измервателно устройство е дефинирано като сензор, предоставящ функции извън тези, необходими за генерирането на коректно представяне на измерената величина.

При анализа на съвременния етап на развитие и използване на ИИУ, извършен в раздел I, правят впечатление три факта:

A. Необходимост от повишаване на бързодействието при реализация на изчислителните операции.

Когато ИИУ се явяват част от системи, осъществяващи в реално време автоматичен контрол и управление, към тях, освен описаните в раздел I.2, се предявява още едно изискване – бързодействие. То е от съществено значение, когато:

- обектът е с малки времеконстанти;
- е наложително да се работи с малък интервал на дискретизация, какъвто е случаят с оценката на висшите хармоници при контрол на качеството в енергийните системи;
- ИИУ реализира и времево критични операции, каквито например са максималнотоковите защиты, защитите от пренапрежение и др.

Други фактори, които налагат сериозна научна работа в сферата на увеличение на бързодействието са:

- непрекъснато нарастващия брой сензори, включени в състава на ИИУ. Докато първите ИИУ са свързани с контрола обикновено на една технологична величина, то от съвременните ИИУ се очаква цялостна оценка на състоянието на дадена машина или технологичен процес въз основа измерване на множество показатели;
- увеличаването на нивото на интелигентност. В ИИУ се залагат за изпълнение все по-сложни алгоритми, чиято реализация изисква значителен изчислителен и времеви ресурс;
- пряката зависимост между точността и своєвременността на оценяване на технологичните параметри и качеството на системите за контрол и управление;
- увеличаване на функционалността. В едно ИИУ се залага изпълнението на все по-широк кръг задачи, като в някои случаи е наложително част от тях да бъдат изпълнявани паралелно или в режим на времеделение;
- разработването и внедряването на системи за моделно базирана диагностика и моделно-прогнозиращо управление. При тях на ИИУ освен считаните за традиционни задачи се възлагат и такива, свързани с оценка на параметрите на модели в реално време, като често това става чрез използване на съвременни, но тежки в изчислително отношение подходи като изкуствени невронни врежи, размити множества, адаптивни и генетични алгоритми и др. [10];
- необходимостта от комуникация и синхронизация между множество устройства в системата и др.

Б. Широкото разпространение на Фурие анализа като процесингова обработка в ИИУ.

Един от най-често прилаганите методи за оценка на качествени показатели в системите за управление и контрол представлява честотния анализ. Той намира приложение в медицината и фармацевтиката, например в диагностиката на сърдечната система с прилагане на ехокардиограмен анализ [101], за анализ на медицински изображения и снимки [125], инфрачервена микроспектроскопия на ракови клетки [22] и др. Фурие трансформацията намира и широко приложение в почти всички отрасли на производството, като еквализация на аудио записи [17, 111], участие в компресия на данни [87], премахване на шум и разпознаване на реч [37, 104]. Фурие анализът намира изключително широко приложение и при оценка на технологични параметри в системите за технологичен контрол и автоматизация на обекти от миннодобивната и преработвателна промишлености, както и при диагностика на минното оборудване. Най-

често на база на измерване и вибрации и/или шум на база честотен анализ се оценяват неизмерими пряко характеристики, касаещи условията на протичане на даден процес или техническата изправност на даден механизъм или група механизми [4].

В. Не може да се обособи единно решение свързано с реализацията на процесинговата обработка и повишаване на бързодействието ѝ. Тя силно зависи от спецификата и функционалния обхват на ИИУ.

На база на описаните по-горе особености, може да бъде формулирана следната **цел на дисертационната работа**: *търсене и изследване на подходи за повишаване на бързодействието при запазване или повишаване на качеството на процесинговата обработка на информацията в ИИУ, реализиращи честотен анализ.*

За постигането ѝ се предвижда решаването на следните задачи:

1. Анализ на подходи за намаляване на обема памет, необходима за съхраняване на стойностите на табулирани функции и генериране на решения, повишаващи бързодействието при реализиране на интерполационни процедури и достъп до едномерни и многомерни масиви от данни.

2. Разработване и изследване ефективността на методи за ускорена реализация на дигиталната и усреднената Фурие трансформации.

3. Реализиране и изследване на платформено-ориентирана времево оптимизирана реализация на БФТ.

4. Генериране на решения, позволяващи повишаване на бързодействието при реализация на приближени методи за оценка на фундаментални честоти и оценка на ефективността им.

5. Търсене на метод за повишаване на точността на оценка на фундаментални честоти в условията на зашуменост, изследване на работоспособността и ефективността му, предлагане на средства за времева оптимизация.

II. МЕТОДИ ЗА ПОВИШАВАНЕ НА БЪРЗОДЕЙСТВИЕТО ПРИ РЕАЛИЗАЦИЯ НА ИЗЧИСЛИТЕЛНИТЕ ПРОЦЕДУРИ В СПЕЦИАЛИЗИРАНИТЕ УСТРОЙСТВА ЗА ИЗМЕРВАНЕ И КОНТРОЛ

II.1. Оптимизационни задачи, решавани при проектирането на интелигентни измервателни устройства

II.1.1. Критерии за оптималност

Оптимизацията е целенасочена дейност за търсене на решения, осигуряващи екстремум на предварително дефиниран критерий при отчитане на наложените ограничения.

При оптимизацията, провеждана на етап проектиране на ИИУ, основното ограничаващо условие е изпълнението на всички предварително поставени изисквания, свързани с точност на измерване и набор от функционални възможности.

Критерият за оптималност може да бъде:

- максимално бързодействие;
- минимален обем използвана програмна памет и/или памет за данни;
- минимална консумирана мощност;
- минимизиране на размерите и броя на използваните хардуерни ресурси.

II.1.3. Основни подходи при оптимизация на бързодействието на ИИУ

Методите за повишаване на бързодействието при обработка на информацията в ИИУ могат да бъдат условно разделени в три групи:

- При **алгоритмичните** подходи се използват методи за обработка на информацията, които са с подобрени характеристики по отношение на скоростта на реализация на обработващите процедури, като например използване на табулирани функции [7], рекурентни зависимости, замяна на тежки изчислителни операции с регресионни модели и др. [113].
- **Софтуерните** подходи от своя страна могат да се разделят на:
 1. Платформено-независима оптимизация
 2. Софтуерно платформено-зависима оптимизация
 3. Хардуерно платформено-зависима оптимизация
- При **хардуерните** подходи, висока скорост на обработка на информацията в ИИУ се постига чрез различни решения, определящи архитектурата на използваната изчислителна техника, наборът и връзките между функционалните модули, изграждащи устройството.

II.5. Изводи

1. Бързодействието е един от главните качествени показатели на системите за контрол и управление, поради което оптимизацията с цел повишаване на бързодействието на ИИУ е от съществено значение.
2. Решенията, които се взимат при разработката на ИИУ обикновено не се базират на един единствен подход за увеличаване на бързодействието, а включват набор от подходи, подходящи за конкретната цел.

3. Не съществува универсален подход за повишаване бързодействието на всички ИИУ поради голямото разнообразие по отношение на изпълняваните от тях функции и задачи. То може да бъде постигнато както на ниво хардуер, така и чрез софтуерни подходи.
4. Един от значимите подходи за увеличаване на бързодействието при обработката на несвързани изчисления е прилагането на паралелизъм.
5. Специализираните платформи (ASIC) постигат най-голямо бързодействие на последователно изпълнение на инструкции.
6. Създаването на инструкции за специализирани изчисления (CISC) в процесорните архитектури позволява бързата реализация на често използвани и критични във времево отношение функционалности.
7. В софтуерен аспект бързодействието на критични функционалности може да бъде подоброено чрез множество софтуерни и алгоритмични подходи, обуславящи програмната архитектура.

На база на тези изводи може да се твърди, че решение на поставените в дисертационната работа задачи трябва да се търси не чрез един, а чрез обединяването на множество различни хардуерни, алгоритмични и софтуерни подходи.

III. ПОВИШАВАНЕ НА БЪРЗОДЕЙСТВИЕТО ПРИ ОПРЕДЕЛЯНЕ СТОЙНОСТИТЕ НА ФУНКЦИИ ЧРЕЗ ИЗПОЛЗВАНЕ НА ТАБЛИЧНО-ОРГАНИЗИРАНИ ДАННИ

III.1. Същност на таблично-ориентирания подход за определяне стойностите на функции

При решаване на множество практически задачи се налага изчислителните устройства да осъществяват обработка на данни, включваща пресмятането на множество математически функции, зависещи от един или няколко аргумента.

Стандартният начин за реализиране на изчислителни процедури в интелигентните измервателни и управляващи устройства е прякото им задаване. Негов основен недостатък е, че е необходимо много време за обработка на информацията, особено когато тя включва определянето на множество прави и обратни тригонометрични функции, изчисляване на логаритми, експоненти и др.

Един ефективен подход за повишаване на бързодействието е използване на табулирани функции. При таблично-ориентирания подход за определяне на стойности на функции, стандартното математическо описание при последователното изпълнение на програмните команди (SISD – single instruction single data) е заменено с директното прочитане

на резултатите от таблица (LookUp Table - LUT). Табулираните стойности на функцията са предварително пресметнати и въведени в масив от данни. Аргументите на преобразуването (n на брой) се интерпретират като индекси на n -мерен масив с k -елемента.

III.3. Оптимизиране на обема памет, необходим за съхраняване на таблично задавани стойности на функции

Прилагането на таблично-ориентирания подход е свързано с необходимостта от ползване на често значителна по обем памет за съхраняване на табличната информация. Този обем зависи от особеностите на самата функция и желаната точност. С цел намаляване на обема необходима памет при прилагане на табулирани функции, могат да се използват няколко подхода:

III.3.1. Въвеждане на фактор на повторение

Факторът на повторение указва колко пъти последователно се среща дадена стойност в таблицата и обикновено се записва в старшата част на първия информационен байт от всеки табличен елемент. Този подход е ефективен когато в таблицата има групи от съседни елементи с еднакви стойности.

III.3.2. Използване на особеностите на табулираните функции

С цел намаляване на броя на данните в таблиците и премахване на повтарящи се стойности, освен периодичност могат да се използват и други свойства на описваните функции, каквото е симетричността спрямо някоя от осите. Например при табличното описание на синусоидалната функция е достатъчно тя да бъде табулирана в интервала $[0; \pi/2]$.

Ако таблицата съдържа m елемента, получени при стъпка $\Delta\omega = \pi/2m \text{ rad}$, стойностите на функцията в целия изчислителен диапазон на аргумента могат да се получат с използване на зависимости:

$$\begin{aligned} \text{При } \omega \in [0; \pi/2) &\rightarrow y[x_i \bmod m], \\ \text{при } \omega \in [\pi/2; \pi) &\rightarrow y[m - (x_i \bmod m)], \\ \text{при } \omega \in [\pi; 3\pi/2) &\rightarrow -y[x_i \bmod m], \\ \text{при } \omega \in [3\pi/2; 2\pi) &\rightarrow -y[m - (x_i \bmod m)], \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

където:

- ' x_i ' е индексът на елементите от масива ' y ', $x_i=0, 1, \dots, m-1$; $x_i \in \mathbb{N}_0$;
- ' ω ' представлява ъглов аргумент на синусоидалната функция, в rad , чието синусоидално преобразуване съответства на табулираната стойност с индекс ' x_i '.

Връзката между ' ω ' и ' X_i ' за конкретния случай се дава със зависимостта:

$$x_i = \text{floor}\left(\frac{2\omega m}{\pi}\right), \quad (\text{III.16})$$

където $\text{floor}(\cdot)$ е функция за целочислено преобразуване.

По този начин обемът памет, необходим за съхраняване на данните в рамките на един период се намаля със 75% за сметка на две допълнителни операции изваждане и едно сравнение на аргумента.

III.3.3. Апроксимация

Компромисен подход по отношение на обема необходима памет и постигнатото бързодействие е табличното задаване на неголям брой “реперни” стойности на функцията, комбинирано с интерполация, позволяваща изчисляването на междинни резултати в границите на допустима грешка.

III.3.3.1. Линейна интерполация

При нея приемаме, че всеки две базови точки се свързват с прави линии, формиращи сегмент. Всяка междинна точка на даден сегмент може да се пресметне независимо от останалите сегменти, т.е. всеки сегмент се интерполира поотделно.

Линейната интерполация се описва чрез зависимостта:

$$y = y_i + (x - x_i) \frac{y_{i+1} - y_i}{x_{i+1} - x_i} = \frac{(x - x_i)y_{i+1} + (x_{i+1} - x)y_i}{x_{i+1} - x_i} \text{ при} \quad (\text{III.18})$$

$$x \in [x_i, x_{i+1}],$$

$$i \in (0, N-1), \quad i \in \mathbb{Z}_0,$$

където ‘i’ и ‘i+1’ са индексите на табулираната зависимост, дефиниращи интерполяционен сегмент, а N - обемът на табличните данни.

След въвеждане на интерполяционен коефициент

$$t = \frac{x - x_i}{x_{i+1} - x_i}, \quad t \in [0,1], \quad (\text{III.19})$$

линейната интерполация приема вида

$$\text{Linear}(y_i, y_{i+1}, t) = y_i + t(y_{i+1} - y_i). \quad (\text{III.20})$$

Тъй като функциите се табулират при постоянна стъпка на аргумента, инверсната стойност на знаменателя $(x_{i+1} - x_i)$ в (III.19) би могла да се зададе в началото на програмата и да участва като множител по време на изчислението:

$$d = 1 / (x_{i+1} - x_i),$$

$$y = y_i + d(x - x_i)(y_{i+1} - y_i). \quad (\text{III.21})$$

Предложен е метод за повишаване на бързодействието на линейната интерполация, когато стъпката на изменение на аргумента при табулиране на функцията е кратна на 2^h ($h \in \mathbb{N}_0$). Това допълнително поставено изискване позволява операцията деление (III.19) (респективно умножението с 'd' (III.21)) да се замени със значително по-бързата операция изваждане.

За да се раздели стойност на променлива от тип IEEE754 на 2 е необходимо да се извади единица от групата битове, формиращи експонентата; за да се раздели на 4 - 2 единици и т.н. Следователно когато стъпката на табулиране на функцията може да се представи във вида 2^h , действието деление в (III.19) или умножение в (III.21) може да се замени с изваждане на числото h .

III.3.3.2. Косинусова интерполация

Тя се реализира с използване на зависимост (III.23). С 't' е означен интерполационният коефициент (III.19).

$$y = y_i + \frac{1 - \cos \pi t}{2} (y_{i+1} - y_i). \quad (\text{III.23})$$

За повишаване на бързодействието на косинусовата интерполация е предложено:

А. използване на вградена табулация, като за определяне на стойностите на тригонометричната функция се използва отново табличен подход. При това трябва да се има предвид, че оценката на грешката от косинусовата интерполация трябва да се определя комплексно, а не поотделно за двете вградени табулирани функции. Резултатите показват, че относителното време за изпълнение на табулираната косинусова трансформация на тази архитектура е 72.3% спрямо обикновената косинусовата трансформация

Б. използване на механизма, разгледан в III.3.3.1, позволяващ замяна на операция деление на 2 с изваждане на единица от експонентата на делимото.

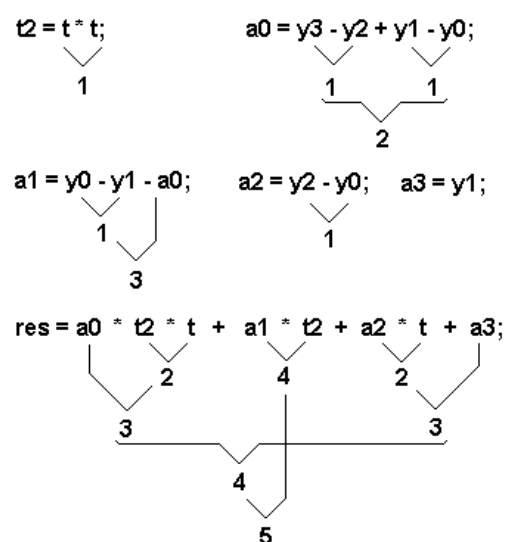
III.3.3.3. Кубична интерполация на база 4 равноотстоящи последователни табулирани стойности

Тя е най-простия метод, позволяващ постигане на плавност и истинска непрекъснатост между сегментите без необходимост от съвпадане на контролните точки с екстремумите на интерполираната функция. Реализира се с използване на зависимостта:

$$y = (-y_i + y_{i+1} - y_{i+2} + y_{i+3})t^3 + (2y_i - 2y_{i+1} + y_{i+2} - y_{i+3})t^2 + (y_{i+2} - y_i)t + y_{i+1}, \quad (\text{III.27})$$

където с $y_i \div y_{i+3}$ са означени 4 равноотстоящи последователни табулирани стойности, описващи 4 контролни точки. Интерполираният сегмент се намира между двете контролни точки с индекси 'i+1' и 'i+2' [51, 81].

Кубичната интерполация изисква реализирането на 14 последователни операции - 5 умножения и 9 сумирания. С цел повишаване на бързодействието е предложена паралелна обработка за осъществяване на кубичната интерполация, която може да се сведе до 5 последователни етапа, всеки с по 5 паралелни операции (фиг.III.8).



фиг.III.8.

III.3.3.4. Сравнителен анализ на бързодействието на различните интерполационни подходи

С цел изследване на бързодействието на различните интерполационни подходи е разработена програма, описана в Приложение П.III.5. Резултатите са представени в Табл.III.1.

Табл.III.1

вид интерполация	брой операции			Относително време за изпълнение, %
	умножение	сумиране	тригонометрични	
Линейна	1	2	-	8.22
опростена Хермит	4	3	-	24.77
Кубична	5	9	-	37.46
Косинусова	2	3	1	100.00

III.4. Увеличаване на бързодействието при достъп до елементите на таблици с данни

III.4.1. Използване на особеностите на хардуерни решения

На практика определянето на стойности на математическата функция чрез прилагане на LUT се свежда до изчисляване на линеен адрес на памет и извличане на съответната й стойност. Индексирането представлява адресно отместване в паметта за данни спрямо базов адрес, което се изчислява с операции умножение и сумиране. При функция с един аргумент адресът на резултата в паметта се пресмята чрез формулата:

$$p = base + t_2 i, \quad (III.28)$$

където ' i ' е индексът на елемента от масива, който ще се адресира, ' t_2 ' е размерността на типа на резултата, а ' $base$ ' е базов адрес от паметта, на който се намира масивът.

Изчисленията, свързани с индексването на масив се опростяват при имплементацията на табулирания подход върху програмируема логика. Предлага се използване на вграден блок памет (ROM или RAM), който да съдържа единствено масивът ' y ', с което отпада необходимостта от базов адрес. Това спестява една допълнителна инструкция за сума. Размерността на резултата ' t_2 ' също може да се премахне поради гъвкавостта на типовете данни в RAM-блоковете на програмируемата логика, които могат да са с произволен размер. Това редуцира и умноженията с единица. Тогава пресмятането на линейния адрес на n -мерен масив се свежда до изчисляване на:

$$\begin{aligned} p &= p_n, \text{ където} \\ p_n &= k_n p_{n-1} + i_n, \quad n \geq 2, \\ p_1 &= i_1. \end{aligned} \tag{III.29}$$

За целта е необходимо извършване на $(n-1)$ операции сумиране и $(n-1)$ умножения. В резултат на това скоростта на изпълнение на индексването ще се увеличи с $1/n$ спрямо прилагането на стандартна RAM-памет, съдържаща и други информационни блокове освен съответния масив. Например за пресмятането на линеен адрес на елемент от тримерен масив ще се използва изразът:

$$p = k_c(k_b i_a + i_b) + i_c, \tag{III.30}$$

чиято реализация е свързана с две операции сумиране и две умножения.

Поради често срещаното изпълнение в програмния код на последователно умножение и сумиране ($A \leftarrow A + B \times C$) се е наложило внедряването на MAC-операция (multiply-accumulate) в някои компютърни архитектури (ARM, NEC V850ES/SA2, Fujitsu FR60Lite, PIC24, dsPIC и др.) и в повечето специализирани бързодействащи сигнални процесори. MAC-модулите са базирани на комбинационни умножители, които включват в себе си голямо количество логически елементи, но доставят резултат обикновено за 1 такт процесорно време. Предложен е метод за формиране на линейния адрес на тримерен масив за два такта с помощта на 2 MAC-инструкции:

$$\begin{aligned} x_{tmp} &= k_b i_a + i_b \quad \text{MAC1} \\ p &= k_c x_{tmp} + i_c \quad \text{MAC2} \end{aligned} \tag{III.31}$$

Когато операциите сума и умножение се изпълняват отделно една от друга е целесъобразно да се разгледа оптимизацията им на ниво хардуер.

Операцията „сумиране“ се среща два пъти в уравнение (III.30). Използването на двубитови суматори с предаване на преноса (Ripple carry adder) е нежелателно, понеже те са относително бавни. Вместо това често се използват суматори с предвиждане на преноса (Carry look-ahead adder) [53]. Той съдържа допълнителна логика, която пресмята преносните битове паралелно с изчисляването на сумите.

Предложен е метод за оптимизиране на бързодействието чрез прилагане на целочислено положително равномерно кодиране (аналог на *unsigned* C-тип). Използва се специфика на простите цифрови кодове, съгласно която добавянето на символа 0 след последния кодов разряд е равносилно на умножение на числото с основата на числената бройна система. Операцията „*побитово отместване наляво*“ е аналогична на добавянето на '0' в края на числото, което при двоичен код съответства на умножението на стойността с 2. Тя се изпълнява за по-кратко време от умножението.

Ако дължината на координатите на тримерен масив, по-специално k_b и k_c са кратни на 2^h ($h \in \mathbb{N}_0$), то умноженията при определянето на линейния адрес могат да се заменят с операцията „*побитово отместване наляво*“. Пресмятането му ще е аналогично на C-кода:

$$p = (((i_a \ll r_b) + i_b) \ll r_c) + i_c, \quad (III.32)$$

където

$$\begin{aligned} r_b &= \log_2 k_b, \\ r_c &= \log_2 k_c, \quad (i_a, i_b, i_c) \in \mathbb{N}_0. \end{aligned} \quad (III.33)$$

Операцията „побитово отместване“ може да бъде изпълнена чрез хардуерен модул, реализиращ *барел отместване* (barrel shifter) [97]. Той представлява цифрова схема, която е в състояние да отмести една машинна дума с произволен брой битове за един процесорен такт.

III.4.2. Метод за ускорен достъп до многомерни масиви от данни

Намаляване на времето за достъп до елементите на табулирани функции може да бъде постигната чрез използване на предложения по-долу метод, който се базира на представянето на многомерните масиви като едномерни.

Разгледаният пример (III.32) не е в състояние да бъде подложен на паралелна обработка поради зависимостта на всяка операция от предходната. Това ограничение е валидно и за общия случай, дефиниран чрез изразите (III.29). Но при подходящо групиране на индексите, такова че всеки един да заема точно определени битове на

адресния регистър 'р', ще бъде освободено от индексни отмествания за пресмятане координатите на масива. Това позволява да се състави регистър 'р' чрез паралелни операции върху изграждащите го индекси. Тук възниква необходимостта от наличие на регистри с произволна размерност в изчислителното устройство, което прави удобно използването на програмируеми логики за осъществяване на този алгоритъм. Операцията „отместване наляво” се заменя с „конкатенация”. При размерности на масива $k_j \{1 \leq j \leq n, j \in \mathbb{N}_0\}$, кратни на 2^h ($h \in \mathbb{N}_0$) отпада необходимостта от сумиране на отместените вляво индекси, поради факта, че всеки индекс оформя определени битове на линейния адрес, които могат директно да бъдат конкатенирани. Тогава n-мерен масив се представя във вид на едномерен такъв. Дължината на линейния адрес r_p се формира от сумата на индексните размерности r_j :

$$r_p = \sum_{j=1}^n r_j, \text{ bit}, \quad r_j = \log_2 k_j, \quad (1 \leq j \leq n), \quad j \in \mathbb{N}, \quad (\text{III.34})$$

$$r_p = \log_2 \left(\prod_{j=1}^n k_j \right), \text{ bit}, \quad (\text{III.35})$$

където k_j е дължината на всяка координата на n-мерен масив.

Намиране на линейния адрес на LUT и извличане на съдържанието на съответната клетка от паметта се извършва за един процесорен такт, нужен за установяване на адреса и самото прочитане на съдържанието на съответната му клетка от паметта.

Ограничение на метода се явява необходимостта от машинни регистри с нестандартна разрядност, съобразена с броя на елементите за всяка една координата, които да бъдат “слепени” в обща адресна стойност. Това означава, че броят на индексите за всяка координата k_j трябва да е кратен на 2^h ($h \in \mathbb{N}_0$).

III.4.3. Изследване на ефективността на предложения метод за ускорен достъп до многомерни масиви от данни

Беше поставена задача да се сравни времето за достъп до елементите на едномерен масив, изграден от 3, 4 и 5 аргумента и времето за достъп до елементите на 3, 4 и 5-мерен масив. За целта бе написана програма на езика C, представена в приложение П.III.3.

В таблица III.3 са представени резултатите от експеримента, проведен на 64-битова машина с архитектура Intel.

Табл.III.3. Сравнителни експериментални стойности

Брой координати (n) на многомерния масив	3	4	5
Време за достъп до новопредложения едномерен масив спрямо многомерния му стандартен еквивалент, %	75.70	68.11	62.25

Методът не се влияе от броя координати, като запазва скоростта си за изпълнение еднаква $O(1)$. Това го прави подходящ за използване в системите с изисквания за детерминирано време на изпълнение на програмния код, каквито са строго реално-времевите системи. Ограничението на метода се изразява в необходимостта от машинни регистри с нестандартна разрядност, съобразена с броя на елементите за всяка една координата, което налага използването на гъвкави логически схеми.

Резюме на изследванията в глава III

Един от най-бързите начини за намиране на решение на математическа функция в изчислителните устройства е използването на таблица с предварително пресметнати резултати (LUT). Този подход е много ефективен при определяне на стойностите на трудно изчислими функции. Едновременно с това трябва да бъдат отчетени и някои проблеми, свързани с използването му като:

- големият обем памет, необходим за съхраняване на табулираните данни, особено в случаите, когато се изисква висока точност при определяне на функцията;
- намаляването на бързодействието при използване на интерполационни методи;
- нарастващото време за индексирание на таблиците при увеличаване на броя на аргументите.

С цел намаляване на тяхното влияние в дисертационната работа са:

1. Разгледани възможностите за намаляване на обема на табличните данни чрез въвеждане на фактор на повторение, използване на специфични свойства на функциите и интерполация.

2. Предложени подходи за повишаване на бързодействието при реализация на интерполационни процедури, свеждащи се най-общо до замяна на по-бавната операция деление с умножение, подходящ избор на стъпка на аргумента при табулация, извършване на деление с четен делител чрез изваждане от експоненциалната група битове в представянето на данните от реален тип, паралелна обработка на информацията, и табулиране на косинусовата интерполация.

4. Предложени са:

4.1. Методи за повишаване на бързодействието при индексирание на едномерни масиви от данни;

4.2. Метод за ускорен достъп до многомерни масиви от данни. Базира се на подходящо групиране на индексите на многомерните масиви, позволяващо постигане на паралелизъм при формиране на адреса. При него намирането на линейния адрес на LUT и извличането на съдържанието на съответната клетка от паметта се извършва за един процесорен такт и не зависи от броя на аргументите на табулираната

функция. Основните елементи на предложения метод са реализирани на езика за описание на хардуер Verilog. Изследвана е ефективността на метода, като е доказано, че тя нараства експоненциално с увеличаване на размерността на използваната таблица.

IV. АЛГОРИТМИЧНИ И ПРОГРАМНИ РЕШЕНИЯ ПОВИШАВАЩИ БЪРЗОДЕЙСТВИЕТО ПРИ РЕАЛИЗАЦИЯ НА ФУРИЕ АНАЛИЗ

IV.1. Повишаване на бързодействието при реализация на усреднения Фурие анализ

IV.1.1. Усреднен Фурие анализ – същност, математическа формулировка, необходимост от повишаване на бързодействието

Един от разпространените методи за осъществяване на спектрален анализ в реално време, когато има припокриване на времеви сегменти, е усредненият Фурие анализ [121]. При него търсената амплитуда с честота ' ω ' се определя по зависимостта:

$$A(\omega) = \frac{1}{M} a_M^H(\omega) \cdot g(\omega), \quad (IV.1)$$

където:

- M е параметър, задаващ степента на усредняване на Фурие трансформацията. При извадка с обем N , трябва да бъде изпълнено неравенството $M \leq N / 2$;
- $a_M^H(\omega)$ - комплексно-спрегнат транспониран Фурие вектор от хармоници:

$$a_M^H(\omega) = [1 \quad e^{-j\omega} \quad e^{-2j\omega} \quad \dots \quad e^{-(M-1)j\omega}]; \quad (IV.2)$$

- $g(\omega)$ е вектор от усреднени стойности на изследвания сигнал:

$$g(\omega) = \frac{1}{L} Y \cdot a_L^*(\omega). \quad (IV.3)$$

В зависимост (IV.3) са използвани следните означения:

- L е размерност на вектора $a_L(\omega)$; $L = N - M + 1$;
- $a^*(.)$ - комплексно спрегнатата стойност;
- Y - матрица на Хенкел с размерност $M \times L$, изградена от данните на дискретизирания изследван сигнал.

За реализация на усреднен фурие анализ са необходими ($M \cdot L$) на брой операции степенуване, които са относително бавни, ($2M \cdot L$) умножения, както и ($2M \cdot L - 1$)-броя сумирания. Това налага търсене на методи и средства за ускоряване на изчислителната процедура.

IV.1.2. Рекурентна зависимост за усреднен Фурие анализ

Рекурсия се прилага в случаите, когато решаването на дадена задача с определена размерност може да бъде сведено до

няколкократно решаването на аналогична задача с по-малка размерност.

Матричният вид на (IV.1) е:

$$A(\omega) = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} x_0 + x_1 e^{-j\omega} + x_2 e^{-2j\omega} + \dots + x_{L-1} e^{-(L-1)j\omega} \\ x_1 e^{-j\omega} + x_2 e^{-2j\omega} + x_3 e^{-3j\omega} + \dots + x_L e^{-Lj\omega} \\ \dots \\ x_{M-1} e^{-(M-1)j\omega} + x_M e^{-Mj\omega} + \dots + x_{N-1} e^{-(N-1)j\omega} \end{bmatrix}. \quad (IV.8)$$

При анализа на вектор-стълба (IV.8) се забелязва, че всеки следващ ред е изграден от предходния полином, като от него е отстранен първия му член и е добавен нов, съответстващ на текущия ред. Например за i -ти ред към сумата на предходната редица се добавя член $W_i^R = x_{L-1+i} e^{-(L-1+i)j\omega}$ и се премахва $W_i^L = x_{i-1} e^{-(i-1)j\omega}$. Като се вземе предвид тази особеност на формиране на вектор $A(\omega)$, той може да се представи във вида:

$$A(\omega) = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} W_0 \\ W_1 = -W_1^L + W_0 + W_1^R \\ W_2 = -W_2^L + W_1 + W_2^R \\ \dots \\ W_{M-1} = -W_{M-1}^L + W_{M-2} + W_{M-1}^R \end{bmatrix}. \quad (IV.9)$$

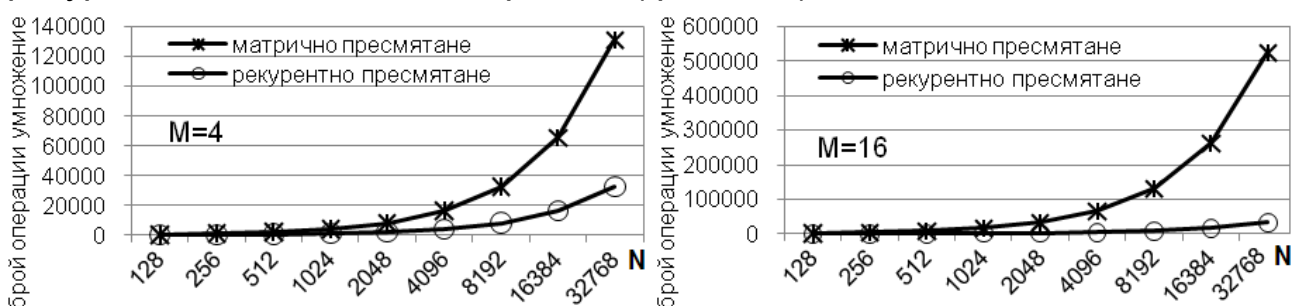
В резултат на извършения анализ, за определянето на елементите на $A(\omega)$ се предлага използването на следната рекурентна зависимост:

$$W_0 = x_0 + x_1 e^{-j\omega} + x_2 e^{-2j\omega} + \dots + x_{L-1} e^{-(L-1)j\omega}, \quad (IV.10)$$

$$W_i = W_{i-1} + x_{L-1+i} e^{-(L-1+i)j\omega} - x_{i-1} e^{-(i-1)j\omega}, \quad i \in (1; M-1). \quad (IV.11)$$

Реализирането на (IV.10) и (IV.11) е свързано с $(L+2M)$ броя операции *умножение*, $(L+2M-1)$ броя *сумиране* и 1 операция *деление*, което е значително по-малко от ангажирания изчислителен ресурс при използване на описания стандартен подход.

С увеличаване на M и N ефективността от използване на рекурентната зависимост нараства (фиг. IV.2).



Фиг. IV.2

Изчислителната ефективност на предложената рекурентна зависимост може да се оцени чрез параметъра $F = 100 n_r / n_s \%$, където n_r и n_s са съответно броя операции умножение, необходими за извършване на усреднен Фурие анализ по зависимости (IV.10), (IV.11) и (IV.8). Данни за F при различни стойности на параметъра M са представени в таблица IV.1.

Табл. IV.1

M	1	4	16	64
F	100%	25%	6.3%	1.6%

Извършените изследвания налагат извода, че практическото използване на предложената рекурентна зависимост води до значително намаляване на времето, необходимо за реализация на усреднения Фурие анализ.

IV.1.3. Алгоритмични и програмни решения за ускорено усреднено Фурие преобразуване

IV.1.3.1. Използване на цикличен буфер

За повишаване бързодействието на усреднения рекурентно-организиран Фурие анализ е предложено използването на цикличен буфер с размерност M. Прилагането му позволява чрез временно запазване на пресметнатите членове $x_i e^{-ij\omega}$ всяка итерация на “сумиране до L” да се сведе до прибавяне на нов член към предходната сума и изваждане на първия ѝ член. По този начин изразът за $A(\omega)$ ще се редуцира до единична сума от вида:

$$A(\omega) = \frac{1}{LM} \sum_{m=0}^{M-1} (W_{m-1}^L - W_{m-1}^L + W_m^R). \quad (\text{IV.12})$$

На всяка итерация се поставя нова стойност в края на буфера и се премахва първата. По този начин се оформя цикличен буфер. При работа с този тип буфери е удобно използването на указател ‘p’, сочещ към последния сумиран елемент от масива. По този начин на следващата итерация ‘p’ ще сочи стойността за изваждане от сумата, а ‘p+1’ - позицията на стойността която ще се прибавя, което се изразява като виртуален адрес за началото на масива. Началото на виртуалния масив отстои спрямо реалния (pr) на p-елемента. По този начин се изпълнява изместване на целия масив с един елемент наляво без да е необходимо физическо преместване на елементите. Така началото на масива се изразява чрез указателя ‘p’, а края му чрез ‘p-1’. В голяма част от дигиталните сигнални процесори е предвидена възможност за автоматичното изграждане на цикличен буфер. Такива например са процесорите на Analog Devices от серията ADSP21XX [133].

IV.1.3.2. Ускорен подход за формиране на вектор $a_M(\omega)$

Една от операциите, свързани с ангажиране на значителни времеви ресурси е формирането на вектор $a_M(\omega)$, тъй като е необходимо изчисляването на зависимости от вида:

$$Rot(\omega) = e^{-j\omega}. \quad (IV.13)$$

Стандартният подход за формирането на вектор $a_M(\omega)$ е базиран на прилагането на формулата на Ойлер, изискващ извършването на две тригонометрични операции за изчисляването на всеки елемент. Неговите елементи са комплексни величини и обходени последователно представят въртящ се вектор с радиус 1. По този начин всеки елемент на матрицата $a_M(\omega)$ може да бъде получен от предходния чрез умножението му с $e^{-j\omega}$, при начален елемент 1.

Предложен е метод за намаляване на броя на изчисленията, базиран на особеностите на умножението на две комплексни величини и използващ факта, че умножението на произволен вектор Z_2 с вектор Z_1 , който е с единична дължина и фазов ъгъл δ ще доведе до ротиране на вектор Z_2 на ъгъл δ [34]. Така се избягва необходимостта от пресмятането на тежките в изчислително отношение тригонометрични зависимости на всяка итерация на цикъла, като те се заменят с 4 умножения и 2 сумирания. Времето за формиране на вектор $a_M(\omega)$ чрез предложението метод е само 8% от времето, необходимо за реализиране на същата операция чрез използване на стандартния подход.

IV.1.3.3. Използване на специализиран алгоритъм за определяне на магнитуда

Спектърът има комплексен характер. Магнитудът (абсолютната стойност на амплитудата) се определя по зависимостта:

$$v = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}, \quad (IV.20)$$

като това изчисление се изпълнява за всяка изследвана честота.

Предложено е използването на “Алфа-макс-плюс-бета-мин” [83] алгоритъм с цел допълнително повишаване на бързодействието за пресмятане на магнитудите, при допустима грешка от 3.96%. Той се изразява във високоскоростна апроксимация на коренуването на сумата от квадратите на две стойности. Чрез него се избягва относително бавната операция коренуване и тя се заменя от две операции умножение, едно сумиране и определяне на по-голяма и по-малка стойност. Времето за реализиране на апроксимационния алгоритъм е 40% от времето за изпълнение на аналогичната операция чрез прилагане на зависимост (IV.20).

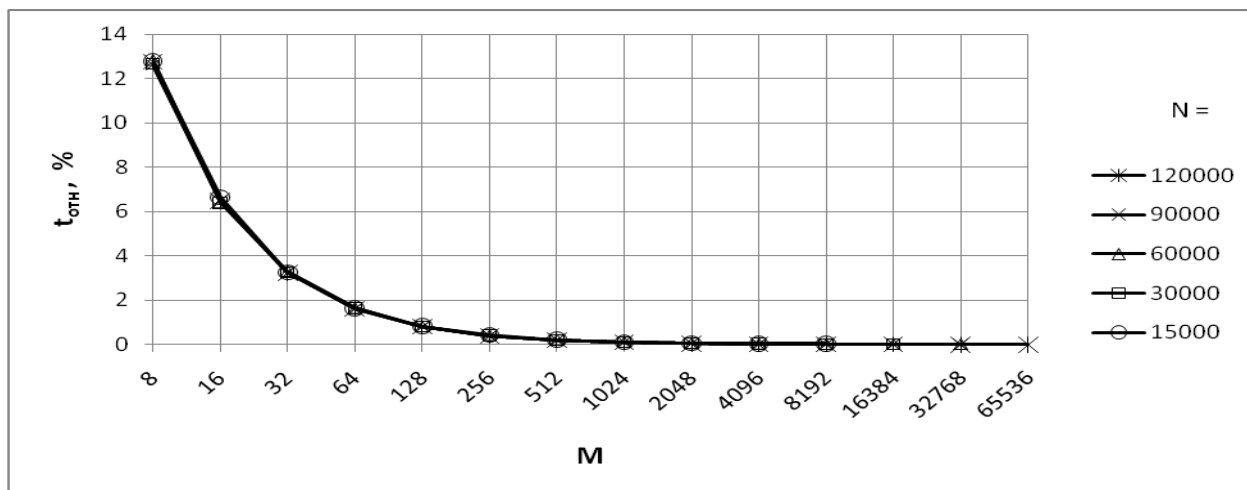
IV.1.4. Изследване на ефективността на предложените алгоритмични и програмни решения за повишаване на бързодействието при усреднения Фурие анализ

Предложените алгоритмични решения за повишаване на бързодействието са реализирани програмно на С и е доказана тяхната работоспособност. Обектният код на програмата е представен в приложение П.IV.4.

С цел изследване на тяхната ефективност, при различни стойности на N и M, е определен параметъра относително време:

$$t_{\text{отн}} = \frac{t_u}{t_k} \cdot 100\%, \quad (\text{IV.22})$$

където t_k и t_u са времената за реализиране на усреднен Фурие анализ с използване на класически метод за обработка на информацията и предложената ускорена процедура. Получените резултати са представени графично на фиг. IV.5.



Фиг. IV.5

Анализът им позволява да се направят следните изводи:

- с увеличаване на степента на усредняване, ефективността на предложените подходи за ускоряване на усреднения Фурие анализ нараства, като при $M=8$ относителното време е от порядъка на 12.7%, а при M по-голямо от 1024 е под 1%.
- При една и съща степен на усредняване, обемът на извадката оказва минимално влияние върху относителното време за реализация на усреднената Фурие трансформация. При $M=8$ и обем на извадката между 15000 и 120000, относителното време се изменя между 12.66 и 12.83%. С повишаване на M, диапазонът на вариране се увеличава, като при $M=8192$ той е от 0.014 до 0.04%.

Всички проведени изследвания дават основание да се твърди, че комплексното използване на предложените: рекурентна зависимост, ускорен подход за формиране на вектор $a_M(\omega)$, цикличен буфер и 'alpha

max + beta min' алгоритъм позволяват синтез на измервателно устройство, осъществяващо усреднен Фурие анализ с бързодействие, надвишаващо това на известните стандартни решения.

IV.2. Метод за ускорена реализация на дигиталната Фурие трансформация

IV.2.1. Същност на предложения метод

Дигиталната Фурие трансформация, записана в тригонометричен вид се дефинира като:

$$\begin{aligned} \text{Re} &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d[i] \cos\left(\frac{2\pi f}{N} i\right), \quad A = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}, \\ \text{Im} &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d[i] \sin\left(\frac{2\pi f}{N} i\right), \quad \varphi = \arctan \frac{\text{Im}}{\text{Re}}, \end{aligned} \quad (\text{IV.23})$$

където:

- Re и Im са реалната и имагинерна компоненти при изследвана честота 'f';
- N - обем на извадката, подложена на ДФТ;
- A и φ - амплитуда и фазов ъгъл на изследваната честота.

За всяка изследвана честота е необходимо толкова пъти да се определят тригонометричните функции синус и косинус, колкото е обемът на извадката, подложена на анализ. Предложен е метод за подходящо групиране на изчисленията на тригонометричните функции, което дава възможност за намаляване броя на операциите и следователно повишаване на бързодействието.

Нека с i1, i2, i3 и i4 са означени индексите на дискретизирания сигнал, съответстващи на четирите фази на избрания хармоник. Тогава реалната и имагинерна компонента се изразят чрез:

$$\begin{aligned} \text{Re} &= d[i1] \cos \alpha - d[i2] \cos \alpha - d[i3] \cos \alpha + d[i4] \cos \alpha \\ \text{Im} &= d[i1] \sin \alpha + d[i2] \sin \alpha - d[i3] \sin \alpha - d[i4] \sin \alpha \end{aligned} \quad (\text{IV.25})$$

или

$$\begin{aligned} \text{Re} &= (d[i1] - d[i2] - d[i3] + d[i4]) \cos \alpha, \\ \text{Im} &= (d[i1] + d[i2] - d[i3] - d[i4]) \sin \alpha. \end{aligned} \quad (\text{IV.26})$$

След извършване на полаганията:

$$\begin{aligned} p1 &= d[i1] - d[i3], \\ p2 &= d[i2] - d[i4]. \end{aligned} \quad (\text{IV.28})$$

за пресмятане на комплексната величина в четирите фази се получава зависимостта:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} &= (p_1 - p_2) \cos \alpha, \\ \operatorname{Im} &= (p_1 + p_2) \sin \alpha. \end{aligned} \quad (\text{IV.29})$$

IV.2.2. Предимства на метода

Прилагането на предложения метод позволява значително увеличение на бързодействието при реализация на ДФТ спрямо стандартния подход. Ефектът се получава в резултат на:

- редуциране на операциите умножение от 2 броя за дискрета до 2 броя за 4 дискрети;
- намаляване с $\frac{3}{4}$ на броя на изчисленията на тригонометричните зависимости, като едно пресмятане се извършва на всеки 4 дискрети от изследвания сигнал.

IV.2.3. Недостатък на метода

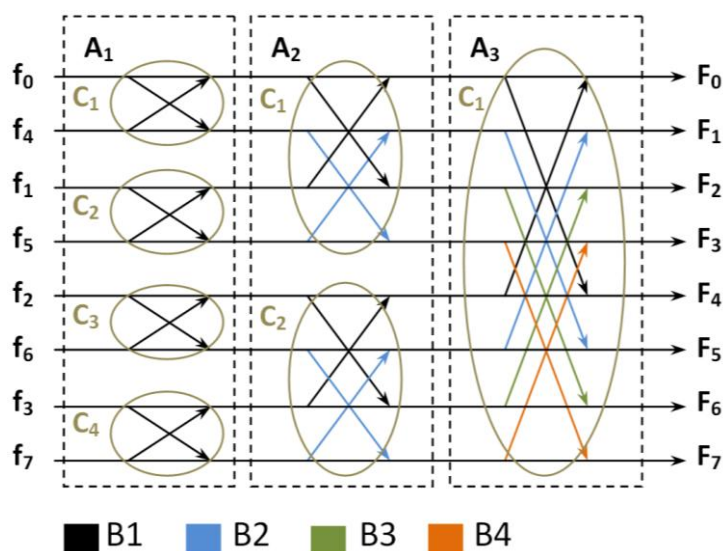
При предложената ускорена ДФТ се изисква кратност на обема на извадката N и произведението на хармоничната честота f с дискретизиращата честота F_s :

$$\left(\frac{F_s \cdot f}{N} \right) \in \mathbb{Z}. \quad (\text{IV.30})$$

IV.3. Платформено-ориентирана времева оптимизация на бързото Фурие преобразуване

IV.3.1. Анализ на изчислителната специфика и възможност за паралелна обработка на информацията при реализация на БФТ

Ключова роля за реализиране на БФТ играе процесът “децимация”. Той се състои в разделянето на реда на Фурие на две суми, състоящи се от многочлени, групирани по общ признак – четност. Децимацията по време се представя чрез граф, изграден от подграфи-пеперуди (фиг. IV.8).



Фиг. IV.8. Графично представяне на децимация по време

От графа, представен на фиг. IV.8 може да се направи извода, че в изчислителен аспект бързото Фурие преобразуване се свежда до

реализиране на 3 вложени цикъла, условно означени с А, В и С (като В е вложен в А, а С - в В). Тогава описването на всяка пеперуда се изпълнява с наредена тройка индекси – а, b, с, принадлежащи на циклите А, В и С. Всеки граф-пеперуда се състои от два подграфа, като поредността на входящите им елементи се различава с 1 за итерация A_1 , с 2 за A_2 , с 4 за A_3 и с 2^{n-1} за A_n . Бързото Фурие преобразуване се извършва на етапи, отговарящи на итерациите на цикъл А (A_1, A_2, A_3). Всеки етап се състои от пресмятане на равен брой граф-пеперуди, което дава възможност за паралелна обработка в рамките на този етап. По този начин бързодействието на БФТ ще се повиши многократно.

IV.3.2. Особености на Интел SSE-инструкциите

Поради широко наложилата се компютърна архитектура на Intel – Pentium, в разработката е предложен код за реализиране на бързата трансформация на Фурие с помощта на SSE набор от инструкции. Архитектурата Интел притежава мултимедийно разширение на множеството си от инструкции, като всяка от тях се изпълнява върху набор еднотипни данни (SIMD). По този начин се намалява броят итерации при трансформиране на данните чрез цикъла, в резултат на което времето за изпълнение на повтарящи се операции върху елементите от масива може да бъде редуцирано няколко пъти. Също така SIMD-инструкциите на Интел се изпълняват за по-кратко време спрямо техния предшественик – модулът за пресмятане на стойности с плаваща запетая (x87 FPU) [77].

Конкретната разработка е базирана на SSE3 инструкционно множество. SSE3 инструкциите боравят с 8 броя 128-битови SIMD регистри с общо предназначение (xmm0 ÷ xmm7). Всеки от тях има възможността да съдържа 4 стойности с плаваща запетая, образувайки пакет от данни. SSE3 инструкция, изпълнена върху 2 SIMD-регистъра е аналогична на изпълнение на операцията поотделно за всяка двойка стойности с общ индекс в операндите.

IV.3.3. Реализация на бързо Фурие преобразуване чрез SSE-инструкции

Ако се борави с данни с плаваща запетая, притежаващи размерност 4 байта, в един SIMD-регистър ще могат да се пакетират 4 стойности, което ни позволява паралелното изчисление на 2 граф-пеперуди. Това ще доведе до намаляване броя итерации на цикъл 'С' наполовина.

Броят на граф-пеперудите за един етап е винаги кратен на 2, тъй като той е равен на половината от обема на извадката, а тя от своя страна е кратна на 2^x по дефиниция. Това гарантира, че производителността на SIMD-инструкциите ще бъде максимизирана и конвеерната обработка ще е винаги уплътнена.

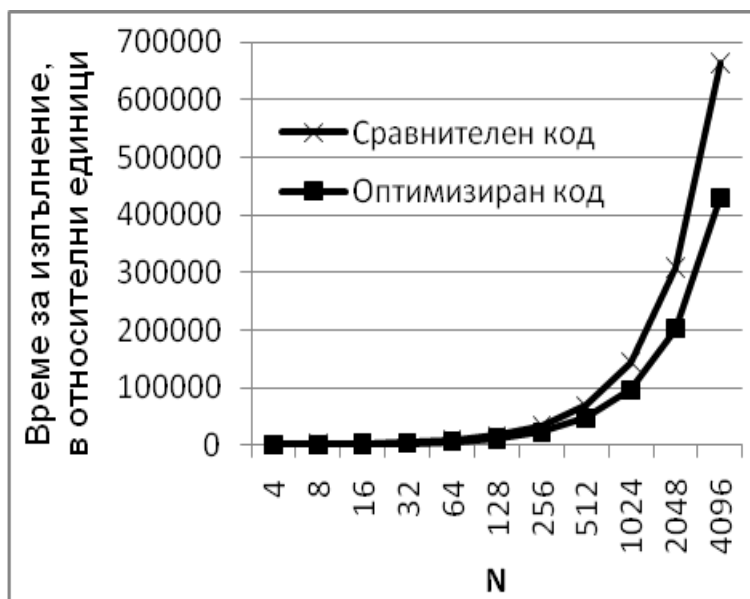
IV.3.4. Други механизми за повишаване на бързодействието, намерили приложение при конкретната реализация

С цел повишаване на бързодействието при разработване на конкретното програмно решение са приложени:

- паралелно опростено изчисление на тригонометричните функции;
- регистрова оптимизация;
- механизъм за бързо зареждане на SSE-регистрите.

IV.4. Резултати от проведени изследвания

С цел сравнителна оценка на бързодействието на предложеното решение, задачата е реализирана на VC++ под MSVS2008 и без явното използване на вградените оператори за работа със SIMD-инструкциите. Използвана е тестовата платформа AMD Athlon 64 Dual Core 4200+. Работната честота е 2.21 GHz. Резултатите от извършените изследвания на бързодействието при различни обеми на извадката са представени графично на фигура IV.11.



Фиг. IV.11. Съпоставка на времената за изпълнение на оптимизирания и сравнителния код

Анализът им показва, че във всички случаи предложената платформено-оптимизирана реализация на БФТ е с по-високо бързодействие в сравнение със стандартния подход за реализиране на това преобразуване. Съществено е, че тази тенденция е по-силно изразена при по-тежките задачи, боравещи с големи по обем извадки от изследвания процес. При обем на извадката 256 времето за обработка на платформено-оптимизирана реализация на БФТ намалява с 30.7%, а при обем на извадката 4096 намалява с 25.3%.

Резюме на изследванията в глава IV

1. Изведена е рекурентна зависимост, която позволява значително по-бърза реализация на усреднената Фурие трансформация спрямо матричния ѝ аналог. Ефективността от използване на предложената зависимост силно нараства с увеличаване на обема на извадката и степента на усредняване.

2. С цел повишаване на бързодействието при реализация на рекурентната зависимост са предложени:
 - Използване на цикличен буфер при изчисляването на $A(\omega)$. Сумирането на всички елементи от текущата извадка е заменено с една операция сумиране и една изваждане, а чрез цикличния буфер се осъществява лесно и бързо адресиране на операндите, участващи в изчисленията, като същевременно се намалява и необходимия обем памет. Разработена е програма на езика C, реализираща цикличен буфер. Формулирани са съображения, касаещи избора на хардуерна платформа.
 - Ускорен подход за формиране на вектор $a_M(\omega)$, реализирането на който ангажира само 8% от времето, необходимо за извършване на същата операция чрез използване на стандартния подход, базиран на формулите на Ойлер.
3. Предложени са платформено-зависими решения за повишаване на бързодействието на апроксимационния алгоритъм алфа-мин-плюс-бета-макс. Приложението му при задачи с допустимата максимална грешка при определяне на амплитудата по-голяма или равна на 3,96% води до 2,5 пъти по-бърза реализация в сравнение с използване на стандартния подход.
4. Разработена е програма, реализираща усреднен Фурие анализ с използване на изведената рекурентна зависимост и всички предложени подходи за повишаване на бързодействието. Изследвано е нейното бързодействие. Резултатите от проведени изследвания дават основание да се твърди, че комплексното използване на предложените: рекурентна зависимост, ускорен подход за формиране на вектор $a_M(\omega)$, цикличен буфер и 'alpha max + beta min' алгоритъм позволяват синтез на измервателно устройство, осъществяващо усреднен Фурие анализ с бързодействие, значително надвишаващо това на известните стандартни решения.
5. Предложен е метод за ускорена реализация на дигиталната Фурие трансформация, базиран на четността на тригонометричните функции и подходящо групиране на изчисленията. Приложението му намалява със 75% броят на изчисленията на тригонометричните функции и операциите умножение.
6. Предложена е софтуерна платформено оптимизирана реализация на БФТ, при която чрез използване на особеностите на архитектурата на процесорите от фамилия Intel Pentium и с прилагане на SSE инструкции е постигнато повишаване на бързодействието с около 30.7% при обем на извадката 256 и 35.3%

при обем на извадката 4096 в сравнение с класическия подход за реализация на тази трансформация.

V. ПОДХОДИ ЗА ПОВИШАВАНЕ НА ТОЧНОСТТА НА СПЕКТРАЛНАТА ОЦЕНКА И ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА ПОВИШАВАНЕ НА БЪРЗОДЕЙСТВИЕТО ИМ

Спектралният анализ може да бъде дефиниран като възстановяване на честотното съдържание в измерен сигнал и е задача със силно изразена практична необходимост, поради което точността на намерените оценки е от съществено значение.

V.1. Същност на проблема “изтичане” на честоти

Когато фундаменталните честоти, съставлящи изследвания сигнал са кратни на честотната резолюция, след прилагане на ДФТ на всяка една от тях отговаря определен единичен компонент от спектъра, като амплитудите им съответстват на реалните за съответната честота.

В общия случай, честотите изграждащи изследвания сигнал не са предварително известни. Това прави невъзможно изборът на подходяща честота на дискретизация, изпълняваща формулираното по-горе изискване за кратност. Когато в сигнала има хармоник, несъвпадащ с този от спектъра на ДФТ, тогава неговата енергия се разпределя в близки до реалната честота хармоници, образуващи така наречената **камбана** от честоти. Амплитудата на реалната честота се разпределя неравномерно между описващите го хармоници в спектъра, като най-близките притежават най-голям магнитуд. Амплитудата на камбаната е винаги по-малка от реалната. Този проблем при ДФТ се нарича **изтичане на честота** (spectral leakage) и е нежелан ефект в спектралния анализ.

Предложени са множество методи за намаляване изтичането на честота, но прилагането им не води до пълното ѝ отстраняване. Поради това въпросите свързани с търсене и изследване на подходи, водещи до минимизиране на изтичането на честоти продължават да бъдат актуални. Причините са основно две: фактът, че проблемът до момента не е намерил цялостно и окончателно решение и стремежът за повишаване на качествените характеристики на измервателните прибори, реализиращи спектрален анализ.

V.2. Честотна грешка от асинхронност

Като количествена оценка на ефекта от липса на синхронизация може да се използва честотната грешка от асинхронност ‘ δ ’, явяваща се разлика на реалната честота съдържаща се в изследвания сигнал и най-близкия хармоник в спектъра, получен след обработка на извадката от сигнала:

$$\delta = f - F_m. \quad (\text{V.3})$$

Относителната честотна грешка може да се определи по зависимостта

$$\delta' = \frac{\delta}{\Delta F}, \quad (\text{V.4})$$

и приема стойности в интервала $\delta' \in [-0.5; 0.5]$ или $\delta' \in [0; 1]$ при разглеждане на δ' в границите на изменение между два спектрални компонента.

V.3. Методи за намаляване ефекта от изтичането на честота

V.3.5. Приблизжени методи за намиране на фундаментална честота

Съществува група алгоритми за честотна оценка, основаващи се на интерполация на комплексните спектрални компоненти F на ДФТ:

$$Y_k = \sum_{t=0}^{N-1} X_t e^{\frac{-i2\pi kt}{N}}, \quad (\text{V.6})$$

или компонентите на периодограмата $I(\lambda)$, изразени чрез реални величини:

$$I(\lambda) = \frac{2}{N} \left| \sum_{t=0}^{N-1} X_t e^{-it\lambda} \right|^2, \quad (\text{V.7})$$

където $I(\lambda)$ е амплитуда от периодограмата при честота λ .

На практика $I(\lambda)$ е дефинирана само за дискретните честоти $\lambda = 2\pi kt / N$, или:

$$P_k = I\left(\frac{2\pi kt}{N}\right) = \frac{2|Y_k|^2}{N}. \quad (\text{V.8})$$

Проблем при прилагане на тези алгоритми е фактът, че глобалните максимуми на $I(\lambda)$ и Y_k трудно могат да бъдат определени аналитично, поради множеството локални екстремуми, в следствие на взаимното припокриване на мощностите на изтичането на честоти при близки хармоници, както и отклонението на глобалния максимум при зашуменост на сигнала [24].

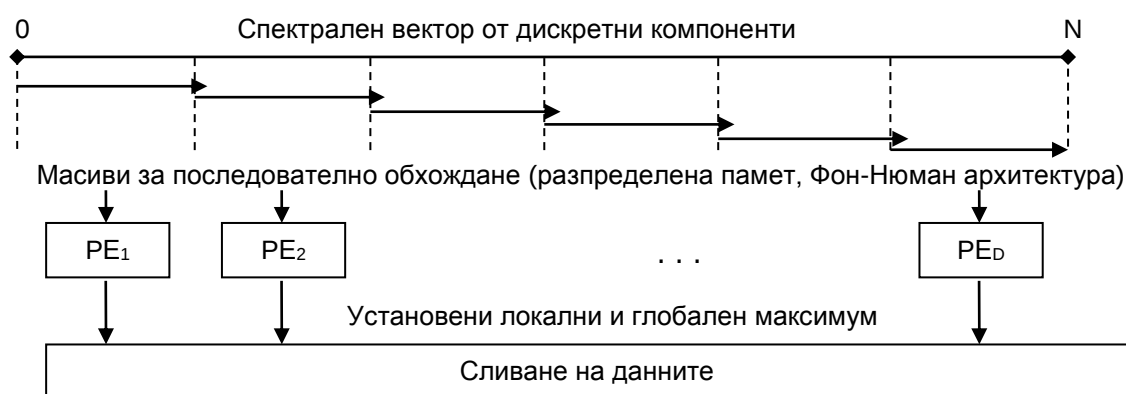
Известни са интерполационни техники, прилагани както в границите на правоъгълен прозорец [14, 20, 21, 23, 39, 49, 50, 55, 58], така и по-сложни методи, изискващи предварително претегляне на сигнала с прозоречна функция [12, 13, 30, 48, 61, 67, 91, 93].

Интерполационните методи изискват определянето на максималния магнитуд от цялата изследвана област на спектъра след прилагането на ДФТ. Те са коригиращи преобразувания, които увеличават качествените показатели на спектъра, а именно определят минимумът фундаментални честоти съставлящи сигналът, а някои подходи оценяват и съответните им амплитуди. Тези методи коригират изтичането на честота и могат да се прилагат както при ДФТ, така и при БФТ.

V.4 Повишаване на бързодействието при реализация на приближени методи за оценка на фундаментални честоти

V.4.1. Повишаване на бързодействието при определяне на максималния магнитуд

Задължителна стъпка от реализацията на всички приближени методи за оценка на фундаменталните честоти е локализацията на максималния спектрален магнитуд. Реализирането на тази операция ангажира по-голямата част от времето за изпълнението на всеки един от тези алгоритми и е със сложност по време $O(N)$ при последователно търсене, където N е броят на оценените компоненти на спектъра. С цел повишаване на бързодействието при реализирането ѝ е предложен метод за разпаралелване на функцията за намиране на екстремумите, като D на брой калкулиращи единици (PE) разделят спектралния вектор на равни части и всяка обработи вектор с дължина от N/D елемента. Търсенето се изпълнява за време $O(N/D + \zeta)$, където ζ е загуба на време поради синхронизация механизъм/сливането (фиг.V.18).



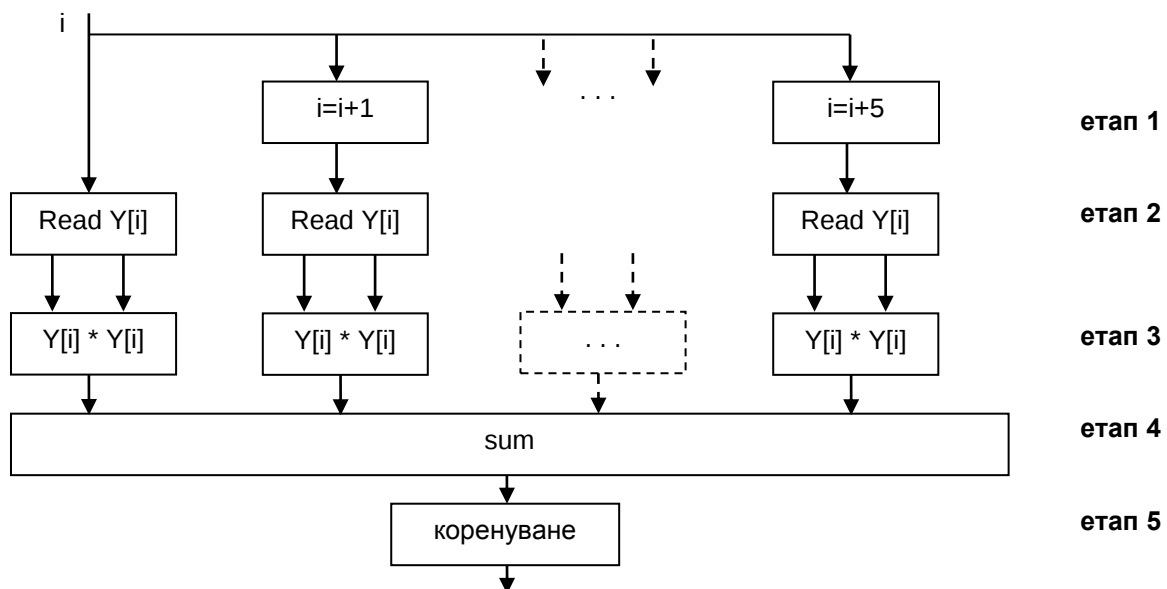
Фиг.V.18. Разпаралелване на търсенето на екстремум в оценените компоненти на спектъра

V.4.2. Възможности за повишаване на бързодействието при оценка на фундаментални честоти чрез използване на тегловен метод, базиран на теоремата на Парсевал

Пресмятането на амплитудата по зависимост

$$\hat{Y} = \sqrt{\sum_{i=m-jx}^{m+jx} Y_i^2}, \quad (V.11)$$

се свежда до реализиране само на операциите умножение и сумиране. Поради еднотипността на изчисленията е предложено паралелно изпълнение на алгоритъма, показано на фиг.V.20, чрез което значително може да бъде повишено бързодействието.

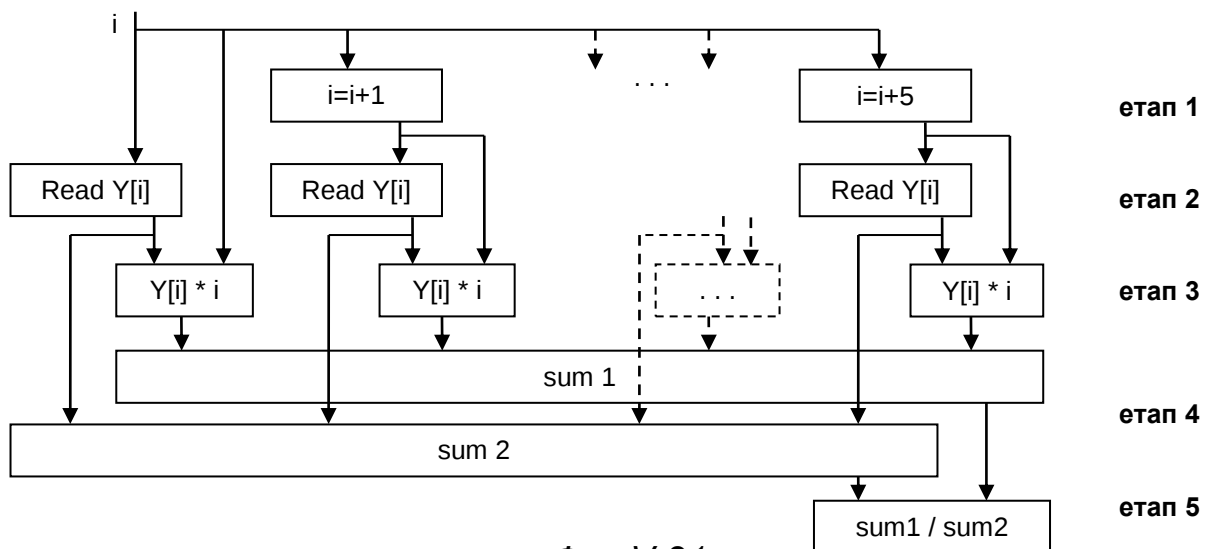


Фиг. V.20.

Аналогично на амплитудната оценка, реализирането на зависимост:

$$\hat{f} = \frac{\Delta F \sum_{i=m-jx}^{m+jx} i.P_i}{\sum_{i=m-jx}^{m+jx} P_i}, \quad (V.12)$$

с цел оценка на честотата изисква изпълнението на относително бързи операции, като сумиране и умножение. Алгоритъмът подлежи на разпаралелване на пет етапа независимо от броя на оценените съседни хармоници (фиг.V.21) и притежава сложност по време $O(1)$.



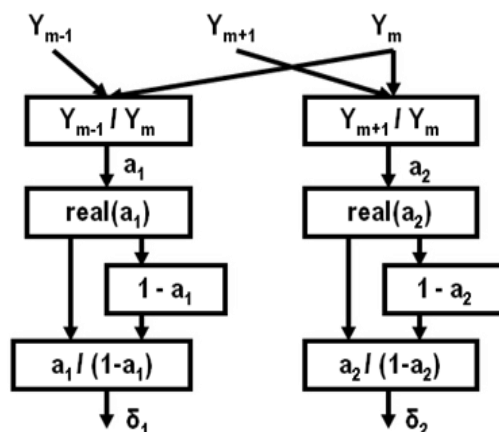
Фиг.V.21.

V.4.3. Въвеждане на паралелизъм при реализация на интерполационен метод на Куин

Методът на Куин използва три спектрални компонента: този с амплитуда Y_m , съответстваща на максималната мощност Y_m^2 , както и двете съседни амплитуди Y_{m-1} и Y_{m+1} в следната интерполационна зависимост:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \text{real} \left(\frac{Y_{m-1}}{Y_m} \right), & \delta_1 &= \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1}, \\ \alpha_2 &= \text{real} \left(\frac{Y_{m+1}}{Y_m} \right), & \delta_2 &= \frac{-\alpha_2}{1 - \alpha_2}. \end{aligned} \quad (\text{V.15})$$

Поради независимото изчисление на δ_1 и δ_2 е предложена паралелна обработка, реализираща метода на Куин, представена на фиг.V.22. По този начин се постига двукратно повишаване на бързодействието.



Фиг.V.22. Паралелна обработка на интерполационния метод на Куин

V.4.4. Повишаване на бързодействието при използване на подобрения интерполяционен метод на Куин

Съществува метод, базиран на Куин, който подобрява неговото качество при ниска зашуменост [99], като използва променливите δ_1 и δ_2 в следната нелинейна зависимост за пресмятане на честотното отклонение $\hat{\delta}$:

$$\hat{\delta} = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} - fn(\delta_1^2) + fn(\delta_2^2), \quad (V.17)$$

където функцията $fn(.)$ се изчислява по зависимостта:

$$fn(x) = \frac{1}{4} \log_{10}(3x^2 + 6x + 1) - \frac{\sqrt{6}}{24} \log_{10} \left(\frac{x+1-\sqrt{2/3}}{x+1+\sqrt{2/3}} \right). \quad (V.18)$$

Основен недостатък на подобрения интерполяционен метод на Куин е необходимостта от реализиране на бавни изчислителни операции, като логаритмуване, коренуване и деление. С цел повишаване на бързодействието беше поставена задача да се потърси полиномиален модел чрез който да се апроксимира зависимост (V.18). Бе намерен следния модел:

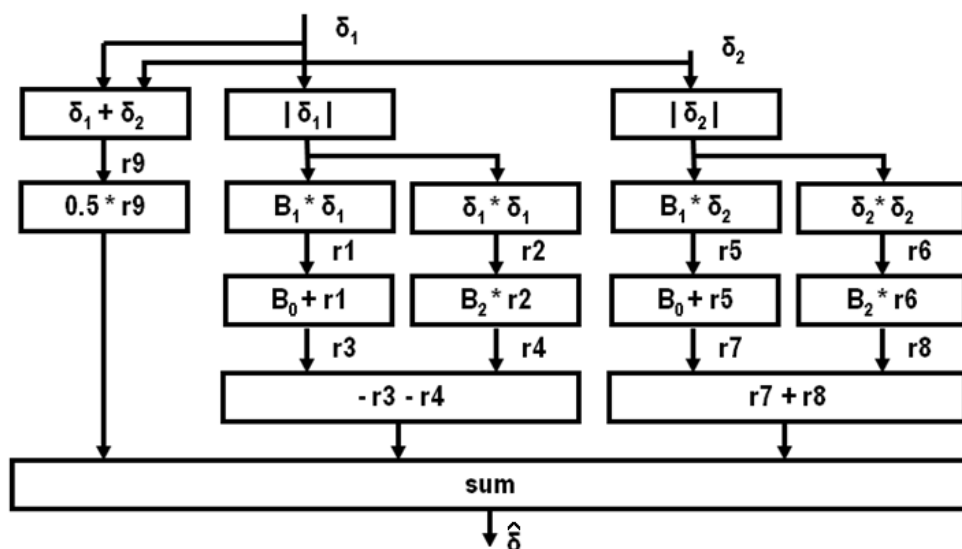
$$fn(x) = 0.0996 + 0.0502x + 0.2148x^2. \quad (V.27)$$

За него максималната абсолютна грешка от прогнозиране е 0.009382, а средно-квадратичната грешка 0.006036. С използване на получения модел, зависимост (V.17) се трансформира във вида:

$$\hat{\delta} = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} - fn(|\delta_1|) + fn(|\delta_2|). \quad (V.28)$$

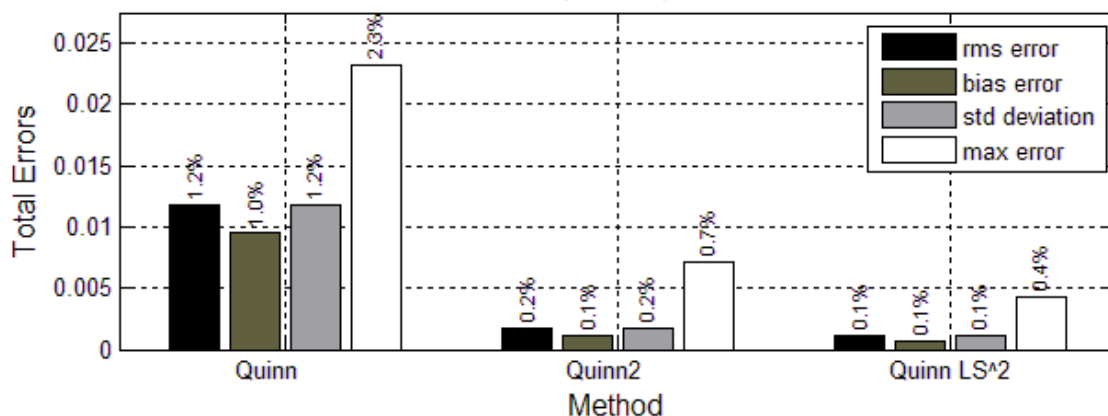
Операциите са сведени само до сумиране и умножение. Сравнението на времената за изпълнение на (V.18) и (V.27) в Matlab 7.7 отнемат съответно 0.0029 s и 0.0009 s. Това означава, че е постигнато тройно увеличение на бързодействието чрез използване на полиномиалната зависимост. Трябва да се има предвид, че този фактор варира в зависимост от използвания програмен език и хардуерна платформа.

Предложен е метод за паралелна обработка на зависимости (V.27) и (V.28), позволяващ двойно повишаване на бързодействието (фиг.V.24).



Фиг.V.24. Паралелно изчисление на оцененото честотно отклонение с прилагане на (V.27) и (V.28)

За да се определи влиянието на предложения модел върху точността на оценената честота бяха сравнени средноквадратичната (rms error), средната (bias error) и максимална (max error) грешки на оценката спрямо реалната честота при проведени 10000 итерации. Използвани са методите на Куин (Quinn), подобрения метод на Куин (Quinn2) и метода на Куин с полиномиалната зависимост (Quinn LS²). Получените резултати при обработка на сигнал с честота $5\Delta F = 7.81$ Hz до $6\Delta F = 9.37$ Hz, обем на извадката $N = 128$, честота на дискретизация по време $F_s = 200$ Hz в условия без зашуменост са представени на фиг.V.25. От тях може да се направи извода, че предложеният апроксимационен полином успешно може да се използва при метода на Куин, тъй като грешките са съизмерими с тези на подобрения метод.



Фиг.V.25.

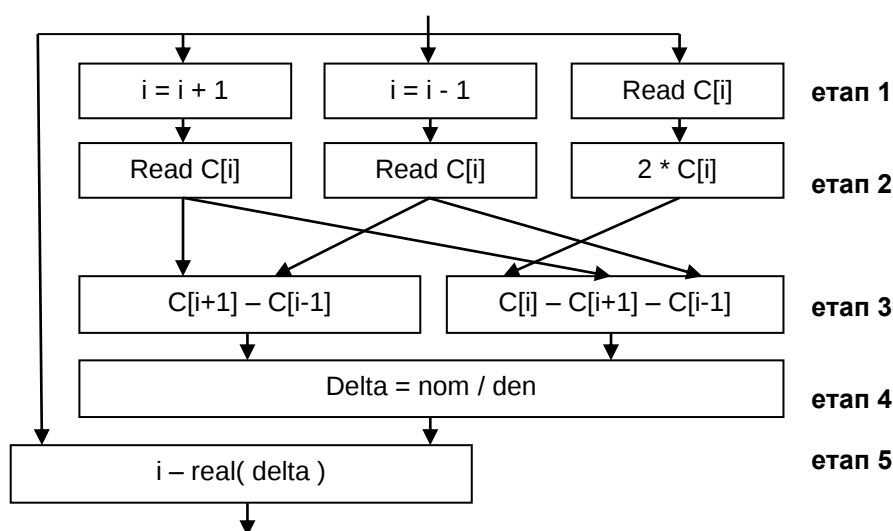
V.4.5. Възможности за повишаване на бързодействието при реализация на интерполационния метод на Джонсън, чрез прилагане на паралелна обработка на информацията.

При интерполационния метод на Джонсън/Якобсън се използва следната интерполационна зависимост:

$$\hat{\delta} = -\text{real}\left(\frac{Y_{m+1} - Y_{m-1}}{2Y_m - Y_{m+1} - Y_{m-1}}\right), \quad (\text{V.19})$$

където $\text{real}(\cdot)$ е реалната част на комплексната стойност.

Предложена е паралелна обработка на метода (фиг.V.27), което увеличава бързодействието му близо 1.5 пъти.



Фиг.V.27. Паралелно изпълнение на метода на Джонсън

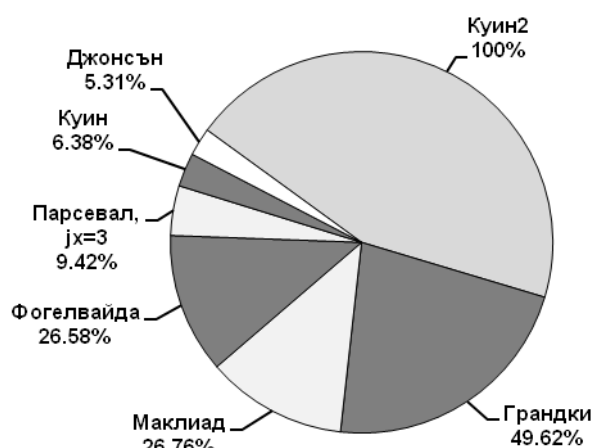
На фигурата с 'C' са отбелязани комплексни величини. Когато реална и имагинерна част са записани в две съседни клетки от паметта на изчислителното устройство, извличането на реалната част на комплексната величина delta става чрез използването само на едната променлива, което не изисква допълнителни операции.

V.5. Сравнение на представените интерполационни подходи

В табл. V.2 и фиг.V.28 са представени относителните времена за изпълнение на всеки един от разгледаните методи, реализирани на Matlab 7.7. За пресмятането на времената са използвани 340000 итерации, обхващащи разнообразни честотни грешки от асинхронност. Времето за изпълнение на всеки един от методите зависи от изчислителното устройство и може значително да варира спрямо времето за изчисление на отделните математически операции. Най-бързи са методите на Джонсън и Куин, а най-бавни на Куин2 и Грандки.

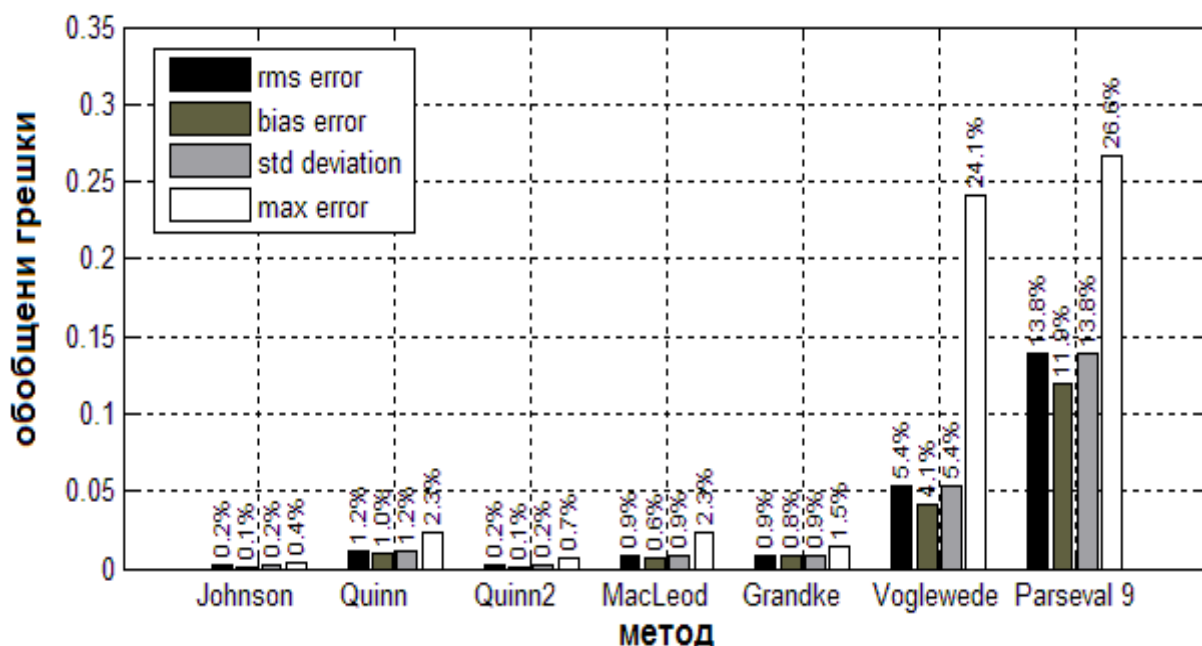
Табл.V.2

Име на метод	Относително време за изпълнение, %
Куин2	100.00
Грандки	49.62
Маклиад	26.76
Фогелвайда	26.58
Парсевал, $j_x=3$	9.42
Куин	6.38
Джонсън	5.31



Фиг. V.28

Освен бързодействието от съществено значение е и точността на оценка на честотата при използване на различните интерполационни методи. С цел извършване на анализ на този показател бе разработена програма на Matlab 7.7, чрез която бяха изследвани методите на Джонсън, Куин, Куин2, Маклиад, Грандки, Фогелвайда и Парсевал. Изследвана е честотната грешка на интерполационните подходи във функция от спектралната относителна честотна грешка на асинхронност δ' в диапазона $[0; 1]$, изменяща се със стъпка 0.03. Изпълнени са по 300 итерации за всяка стойност на δ' при различни фази на изследвания сигнал, като след прилагане на интерполационните подходи са пресметнати средноквадратичната, усреднената и максималната грешки на оценената честота $\hat{f}$. Изследването е проведено при $N = 128$, $F_s = 200$ Hz и липса на зашуменост. Резултатите са показани на фиг.V.29.

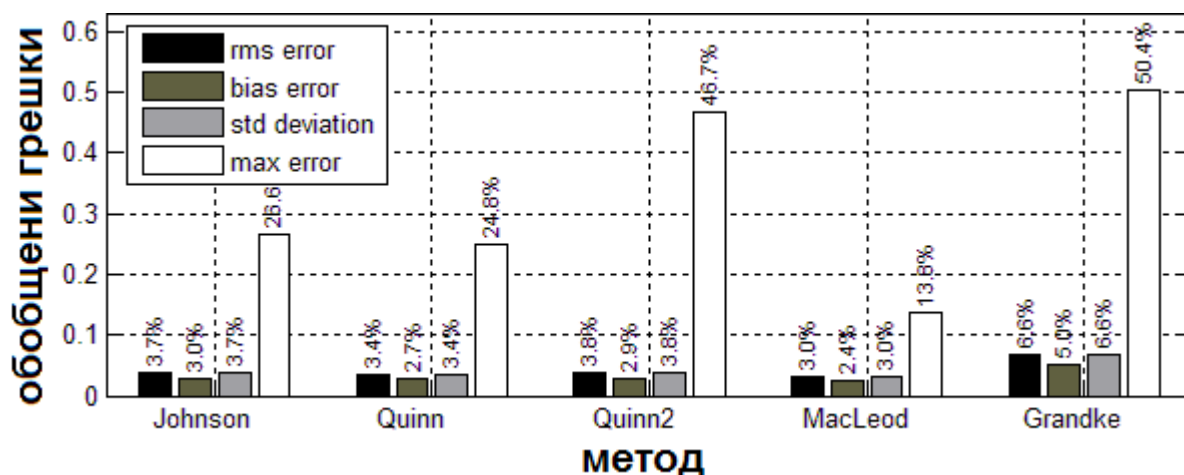


Фиг. V.29. Грешки при сравняване на интерполационните методи.

От проведените изследвания се вижда, че методите на Фогелвайда и тегловен метод чрез Парсевал се характеризират със

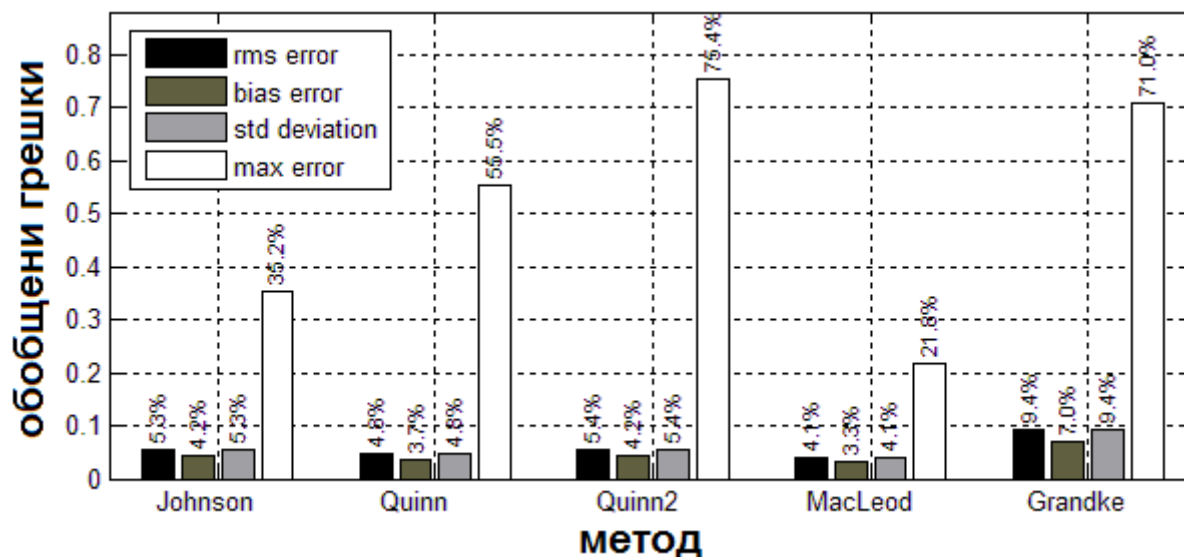
значително по-големи максимална и средно-квадратична грешки на оценената честота $\hat{f}$ спрямо останалите методи, за това те ще бъдат пренебрегнати при следващите изследвания.

Същия експеримент е повторен при отношение сигнал-шум (SNR) от 6 dB, като резултатите са представени на фиг. V.33.



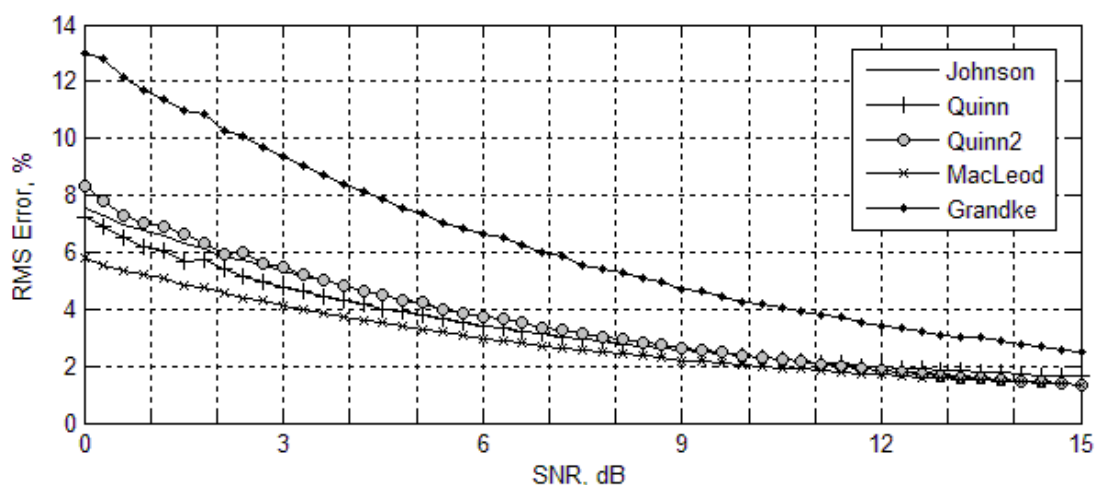
Фиг.V.33. Сравняване на интерполационните методи за честотна оценка при отношение сигнал-шум 6 dB.

На фиг.V.35 са представени резултатите от изследванията, проведени при отношение сигнал-шум от 3 dB.



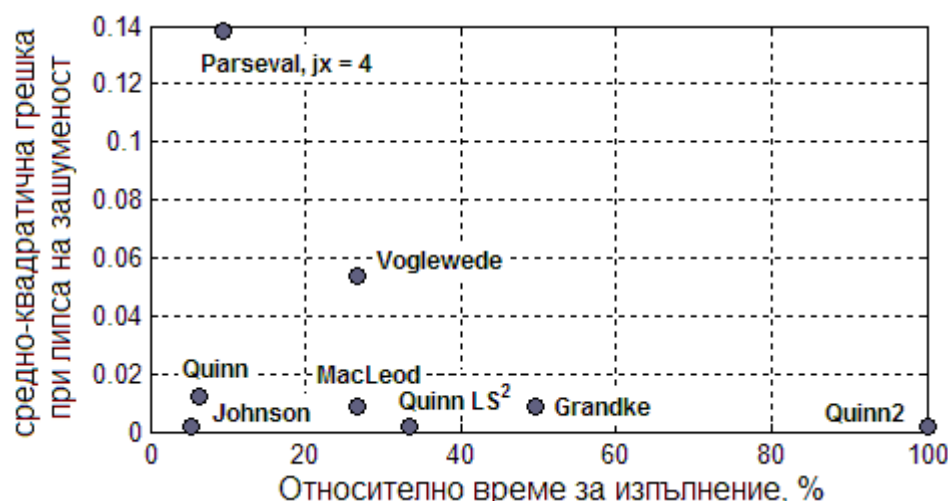
Фиг.V.35. Сравняване на интерполационните методи за честотна оценка при отношение сигнал-шум 3 dB.

На фиг.V.37 е показана зависимостта на средноквадратичната грешка спрямо изменение на отношението сигнал-шум в границите (0÷15 dB) за изследваните методи.

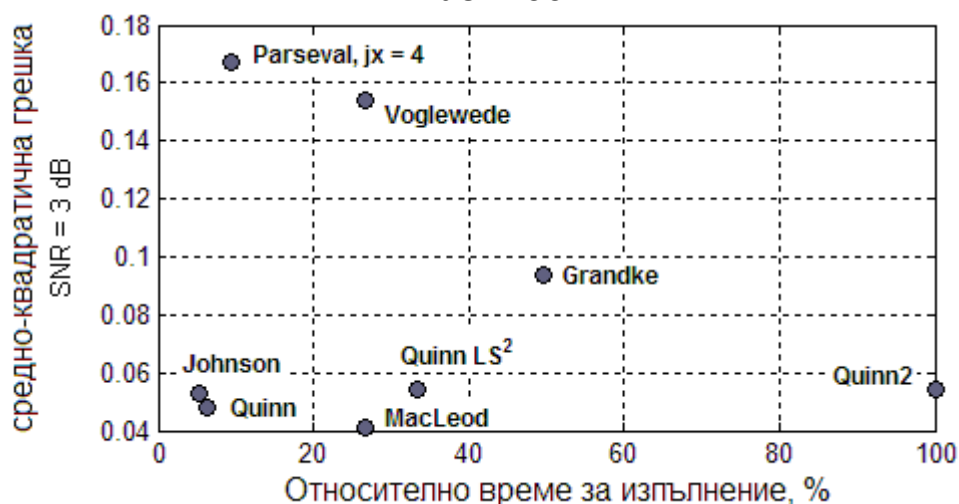


Фиг. V.37.

От получените резултати може да се направи изводът, че отчитайки показателите точност и време за изпълнение, оптимален за приложение се явява методът на Джонсън, а най-лоши показатели имат методите на Куин2 и този, базиран на теоремата на Парсевал. Средно-квадратична грешка на разгледаните методи във функция от времето за тяхното изпълнение в условия без и с 3 dB шум са изобразени на фиг.V.38 и V.39.



Фиг. V.38



Фиг. V.39

Проведеният сравнителен анализ на интерполационните методи за оценка на фундаментални честоти позволява да бъдат направени следните изводи:

- най-незадоволителни резултати при липса на зашуменост се получават при приложение на усредняването чрез теоремата на Парсевал и метода на Фогелвайда, съответно 13.8% при $jx=3$ и 5.4% средно-квадратична грешка.
- използването на метода на Грандки също е свързано със значителна грешка. Неговата средно-квадратична грешка достига 13% при 0 dB, която е с 58% по-голяма от тази на Куйн2, със 73% по-голяма от тази на Джонсън и 2.2 пъти повече от средно-квадратична грешка на Маклиад. От фиг.V.37 ясно се вижда, че метода на Грандки показва по-незадоволителни резултати и при останалите отношения сигнал-шум, както и в условия без зашуменост. Неговото използване не се препоръчва и поради факта, че изисква значително повече време за реализация, в сравнение с повечето методи.
- При липса на шум най-добри резултати имат методите Куйн2 и Джонсън с 0.2% средно-квадратична и 0.1% средна грешка.
- При около 12 dB отношение сигнал-шум средно-квадратичните грешки на методите на Джонсън, Куйн, Куйн2 и Маклиад се изравняват (2%), като при метода на Грандки тя е 1.8 пъти по-голяма.
- При отношение сигнал-шум под 12 dB най-малка средно-квадратична грешка притежава метода на Маклиад, който проявява най-голяма стабилност в условията на зашуменост.
- При 3 dB отношение сигнал-шум най-ниска средно-квадратична грешка запазват методите на Маклиад и Куйн, съответно 4.1% и 4.8%, и средна грешка 3.3% и 3.7%.

Резюме на изследванията в глава V

1. Разгледани са методи, приложими за повишаване на точността на спектралния анализ, осъществяван в условия на асинхронност.
2. Предложени са:
 - Алгоритъм за паралелна обработка на информацията при търсене на максималния магнитуд. Той може да се използва като елемент от всички интерполационни методи за намиране на фундаментални честоти и е с времева сложност $O(\log_2 N)$.
 - Решения, позволяващи паралелна обработка на информацията при реализация на:
 - Тегловен метод, базиран на теоремата на Парсевал със сложност $O(1)$, т.е. с време за изпълнение, практически независимо от броя пресмятани амплитуди или честоти.

- Метод на Джонсън/Якобсън като се постига повишаване на бързодействието с фактор 1.5.
 - Метод на Куин, като се постига двукратно повишаване на бързодействието.
3. Получена е и е доказана ефективността на полиномиален модел, с използването на който се избягват относително сложните и бавни изчислителни операции, с които се характеризира подобреният метод на Куин.
 4. Извършен е сравнителен анализ на времената за изпълнение на основните интерполационни методи за оценка на фундаментални честоти
 5. Извършен е сравнителен анализ на качествените характеристики на основните интерполационни методи за оценка на фундаментални честоти в условия на липса на шум и различна степен на зашуменост на сигнала. Формулирани са изводи, касаещи областта на приложимост на разгледаните методи.

VI. ХИБРИДЕН МЕТОД ЗА ЧЕСТОТНА ОЦЕНКА НА ФУНДАМЕНТАЛНИ ЧЕСТОТИ

VI.2. Алгоритъм на хибридният метод за честотна оценка

В Глава V бяха разгледани интерполационни методи за установяване на фундаментална честота в спектър, които обаче не позволяват достигане на висока точност.

Повишаване на точността може да се постигне чрез използване на оптимизационна процедура, която да търси оценки на неизвестните параметри при критерий за оптималност – интегрална квадратична грешка между измерения и предполагаемия хармоничен сигнал:

$$MSE = \sum_{i=0}^{N-1} [X_i - \mu - A \cdot \sin(2\pi f_i T_0 + \varphi)]^2 \quad (VI.2)$$

като на MSE се търси минимум.

С цел повишаване на бързодействието е предложен метод, който минимизира времето за изпълнение на оптимизационната процедура чрез използване на интерполационен подход като междинно звено между ДФТ и оптимизацията, като по този начин се извършва последователно “груба” и “точна” оценка на търсените параметри.

Предложеният метод е итеративен, като на всяка итерация се установява по една честота от наличните хармоници в изследвания сигнал.

Алгоритъмът се реализира в следната последователност:

1. Извършва се БФТ върху изследвания сигнал.

2. Полученият спектър се изследва с цел намирането на глобален екстремум, отговарящ на хармоника с максимална амплитуда.
3. Прилага се честотна интерполация с цел детерминиране на фундаменталната честота.
4. Извършва се втора честотна корекция чрез едномерен метод за оптимизация.
5. Новоустановените честота, амплитуда и фазов ъгъл се записват в масив от фундаментални хармоници.
6. Последният открит хармоник се генерира и изважда от изследвания сигнал, като се има предвид неговата установена честота и фазов ъгъл.
7. Алгоритъмът се повтаря от стъпка 1 за намиране на следваща фундаментална честота. Търсенето се прекратява при откриване на хармоник с амплитуда, по-малка от начално зададена точност или достигане на амплитуда, съизмерима с тази на шума в сигнала.
8. Масивът от установени хармоници се подлага на операция 'сливане', която редуцира част от намерените близки по стойност честоти.

VI.3. Описание на основните компоненти на алгоритъма

VI.3.1. Честотна интерполация

Тя цели намаляване изтичането на честота, като гарантира синхронизация на изследвания сигнал и БФТ. Въпреки че подходът не премахва напълно честотната грешка, той е в състояние да я намали значително, като до голяма степен ограничава областта за изследване от относително бавната оптимизационна процедура. Това довежда до цялостното увеличаване бързодействието на процедурата за намиране на фундаменталните честоти на изследван сигнал.

Извършеният в раздел V сравнителен анализ на най-често прилаганите интерполационни техники, позволява да се направи извода, че за поставената задача най-ефективно е използването на метода на Джонсън, тъй като той съчетава добра времева ефективност с добри корекционни свойства при зашуменост на сигнала. Изборът в метода на Джонсън се обуславя и от липсата на необходимост от въвеждане на прозоречно-претегляне на сигнала, каквото се изисква при някои други интерполационни подходи.

Недостатъци на интерполационните методи са:

- тяхната приложимост само когато по-голямата част от спектралната енергия на една честота лежи в област ΔF между два хармоника;
- необходимостта от намиране на глобалния оптимум на спектъра, което налага обхождане на целия масив, получен в резултат на БФТ;

- неоптимална оценка на търсената честота.

Именно последният от изброените недостатъци е причина в алгоритъма да бъде включена и оптимизационна процедура.

VI.3.2. Едномерна оптимизация

Тя се реализира чрез използване на едномерен симплекс метод [6] и има за цел да локализира максимума на магнитуда, който се получава като функция от ДФТ с аргумент – изследваната честота. На практика чрез нея се коригират резултатите, получени в резултат на използване на интерполационния подход.

ДФТ позволява изследването на единичен хармоник, който не е ограничен в множеството на целите числа. Именно това негово свойство позволява максимизирането на магнитуда чрез честотна промяна с малка стъпка:

$$|\hat{A}| = Y(\hat{f}) = \max_{f \in \mathbb{I}} \left| \sum_{i=0}^{N-1} X_i e^{-j \frac{2\pi f T_0 i}{N}} \right|, \quad (\text{VI.4})$$

като за изследване на реален сигнал $\Rightarrow f \in [0; N/2]$.

За целта е използван метод за сканиране с променлива възвратна стъпка Δs . Началната сканираща честота, използвана при стартиране на оптимизационната процедура е получената в резултат на приложение на метода на Джонсън. Сканирането се преустановява при достигане на стъпка, съизмерима с допустимата честотна грешка, и за предложения алгоритъм препоръчителната му стойност е от порядъка на $\Delta s = 10^{-6}$ Hz. За намерения екстремум освен амплитудата на изследвания хармоник се определя и фазовият ъгъл. Чрез предложената оптимизационна процедура се подобряват качествените показатели на спектралния анализ, особено при наличието на смущаващи въздействия или близки хармоници, изменящи взаимно камбанните си форми от изтичащи честоти, стига разликата в честотите им да е по-голяма от честотната резолюция, за да се позволи тяхното различаване от БФТ.

VI.3.3. Операция ‘сливане’

Тя се изразява в тегловното усредняване на близки честоти, записани в масива с установени хармоници. За целта се прилага зависимостта:

$$f' = \frac{\sum_{k=1}^p \hat{f}_k \hat{A}_k^v}{\sum_{k=1}^p \hat{A}_k^v}, \quad (\text{VI.5})$$

където:

- f' е резултантната честота;
- $\hat{A}_k$ - оценена амплитуда на k-тия хармоник от масива;

- $\hat{f}_k$ - оценена честота на k-тия хармоник от масива;
- 'p' - брой хармоници, които се сливат;
- ν - степен $\nu \in [1, 2]$.

Сливането се изпълнява поотделно за всяка група от близки честоти, с разлика между тях не по-голяма от зададена гранична стъпка, пропорционална на честотната резолюция ΔF . Резултантната амплитуда се изчислява като сума от амплитудите на хармониците, попадащи в една група или чрез прилагане на ДФТ на резултантната честота. Фундаменталните честоти, получени като резултат на операцията 'сливане' образуват множество от минималния брой хармоници, които са в състояние да изградят изследвания сигнал с определена точност. След изпълнението на алгоритъма, в масива на сигнала остава шумът, който би могъл да се подложи на последващ анализ.

VI.3.4. Изчислителни загуби, свързани с реализация на хибридният алгоритъм и възможности за повишаване на бързодействието

Подобрените качествени характеристики на спектралния анализ при използване на хибридният алгоритъм се постига за сметка на ангажиране на по-големи изчислителни ресурси. Видовете операции които трябва да се реализират, както и техният брой за оценка на N-фундаментални честоти в изследван сигнал са представени в таблица VI.1. С 's' е означен усредненият брой ДФТ изпълнявани на всяка итерация.

Табл. VI.1. Брой операции за оценка на N-фундаментални честоти.

операция	брой
БФТ	N
ДФТ	N.s
Определяне на максимум от спектъра на БФТ	N
Метод на Джонсън	N
Сливане на честоти	1

Относителните времена за изпълнение на отделните компоненти на алгоритъма са представени в таблица VI.2. При това времето необходимо за реализиране БФТ е прието за база със стойност 1, а ангажираните времеви ресурси от останалите компоненти са дадени като отношение към него.

Направените изследвания показват, че средното време за изпълнение на хибридният алгоритъм е 17.7 пъти по-голямо спрямо БФТ, като основна времева загуба е свързана с реализацията на симплекс метода.

Табл. VI.2. Времена за изпълнение на функциите в алгоритъма.

Операция	Относително максимално време за изпълнение, в пъти	Относително усреднено време за изпълнение, в пъти
БФТ	1	1
Търсене на максимална амплитуда	12.8	0.17
Метод на Джонсън	16.3	0.43
Симплекс метод	19.7	16.1
Честотно сливане	11.6	0.41

БФТ е в състояние да пресмята едновременно множество хармоници за времева сложност $O(N \log_2 N)$, докато ДФТ позволява пресмятането на единичен хармоник за времева сложност $O(N)$. Симплекс методът има за цел да оптимизира по една честота за итерация, което условие се удовлетворява при по-голямо бързодействие от БФТ.

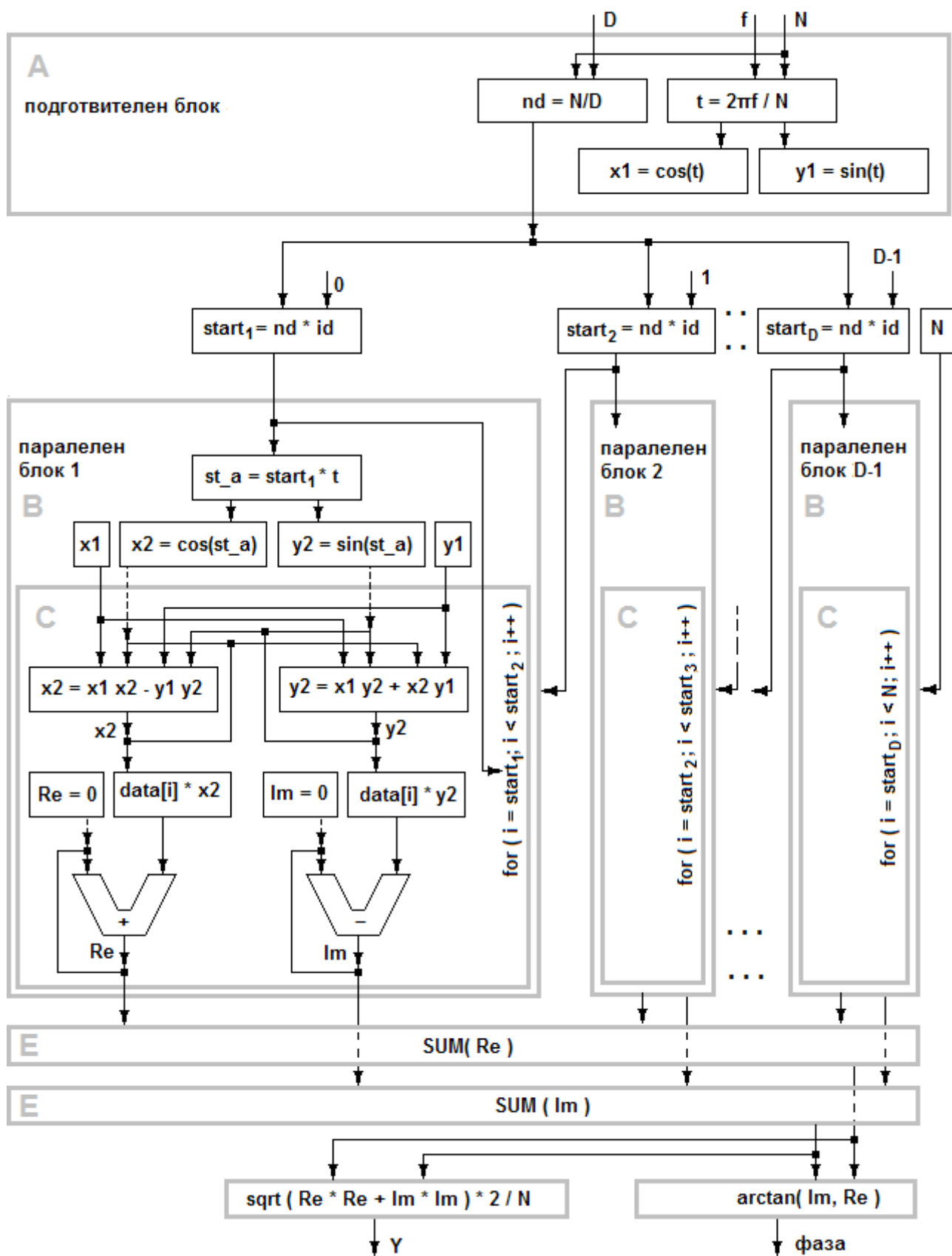
От друга страна БФТ може да бъде изпълнена паралелно от D на брой еднотипни изчислителни блока, което ще доведе до времева сложност $O(N/D + \zeta)$. ζ представлява времето за сумиране на резултатите от паралелните изчисления чрез D -независими сбора. В него се включва и пресмятането на амплитудата и фазовия ъгъл на изследваната честота.

Предложеното въвеждане на паралелизъм при осъществяване на БФТ е представено чрез функционална схема на фиг. VI.3.

Бързодействието при осъществяване на БФТ може да се повиши значително чрез въвеждане на паралелизъм при обработката на информация с използване на функционалната схема, представена на фиг. VI.3, където:

- D е броят паралелни блокове;
- id - идентификатор за всеки паралелен блок;
- x_1, y_1 определят фазовата стъпка (IV.19), която се прибавя на всяка итерация. Тези параметри са общи за всички паралелни блокове;
- x_2, y_2 задават текущата фаза за всяка итерация. Такава двойка променливи притежава всеки един паралелен блок.

В блок "А" се изчисляват константите pd , x_1 и x_2 , които се използват от всички паралелни структури "В". Всяка паралелна структура притежава цикличност, отбелязана с блок "С". С пунктирни линии са представени инициализиращите стойности на променливите преди началото на цикъла. В дясно на цикличните блокове "С" са отбелязани началните им и терминиращи условия. В Блок "Е" се извършва сумиране на реалните и имагинерни компоненти чрез един от разгледаните паралелни подходи.

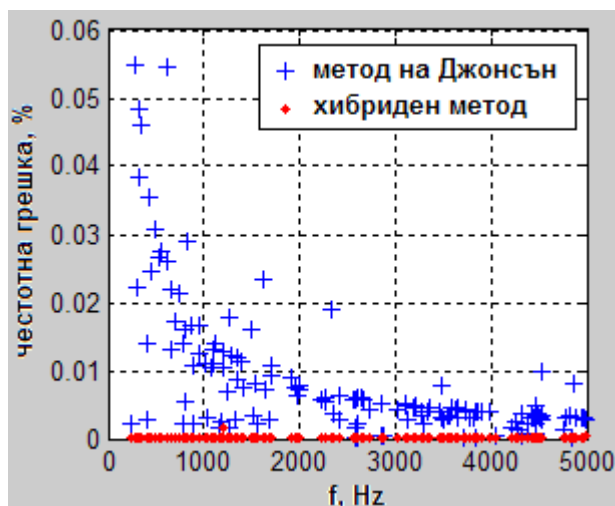


Фиг. VI.3. Разпаралелване на БФТ

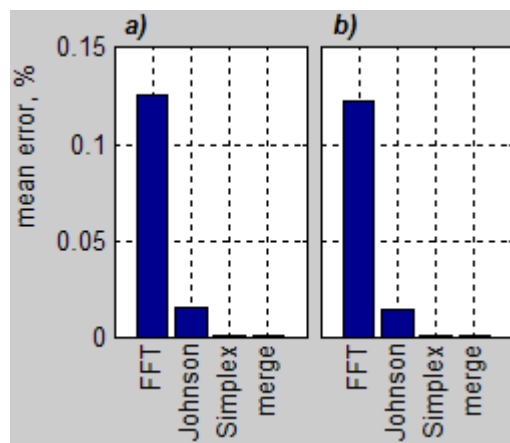
VI.4. Резултати от изследването на предложения метод

Извършен е сравнителен анализ на резултатите, получени при изследване на едни и същи сигнали чрез прилагане на метода на Джонсън и предложения хибриден метод при $F_s = 10000$ Hz, $N = 10000$, честотен диапазон ($1 \div 5000$ Hz), терминиращо амплитудно отношение $\text{MaxAmplitudeRatio} = 20$. Честотната грешка при двата подхода е представена графично на фиг.VI.7. Вижда се, че в конкретния случай увеличаването на точността на втория метод е от порядъка на 266 пъти.

На фиг.VI.8 е представена средната честотна грешка при наличие и липса на зашуменост, получена при използване на БТФ (FFT), методът на Джонсън (Johnson), хибриден алгоритъм без сливане на честоти (H1) и хибриден алгоритъм със сливане на честоти (H2). От получените резултати може да се направи извода за ефективността на предложения хибриден метод.



Фиг. VI.7



Фиг.VI.8. Усреднена честотна грешка на методите в % спрямо реалната честота при а) липса на шум, б) $\text{SNR} = 3$ dB.

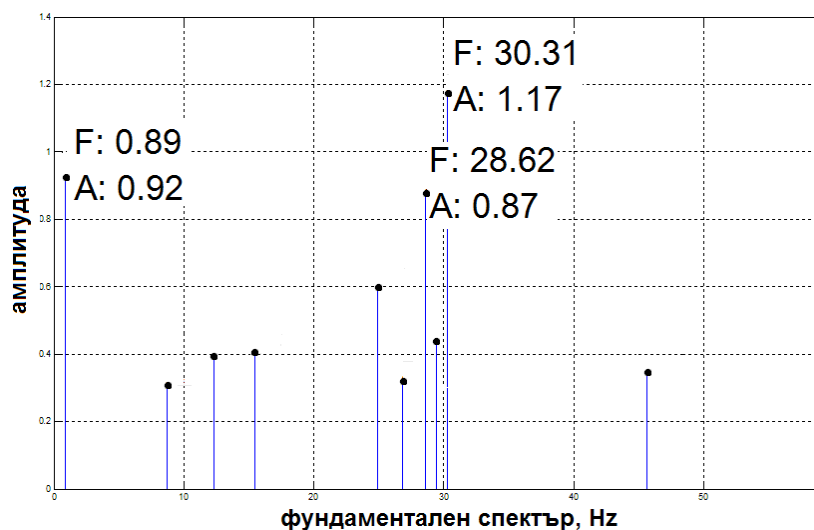
Направените изследвания позволяват формулирането и на следните изводи:

1. Постига се съизмерима честотна точност както при изследването на относително малки (0.01), така и при големи (100) амплитуди на формиращите хармоници.
2. С повишаване зашумеността на сигнала се намалява терминиращото амплитудно отношение и способността за идентификация на хармониците с относително малка амплитуда.
3. При спектър от единичен хармоник, максималната честотна грешка при 1 Hz достига $4 \cdot 10^{-4}$ % и с нарастването на честотата се намалява с 19 dB/dec.
4. Съществено увеличаване на грешките се наблюдава при наличие в сигнала на хармоници с близки честоти, отстоящи на не повече от една честотна резолюция ΔF , при които максималната честотна

грешка достига стойности от 0.04% при отстояние на честотите $(0 \div 50\%) \Delta F$, 0.01% при отстояние $(50 \div 100\%) \Delta F$ и 0.003% при отстояние $(100 \div 200\%) \Delta F$.

VI.5. Приложение на предложения алгоритъм при оценка на честотни характеристики на технологични параметри

С предложеният хибриден метод са обработени реални данни от акселерометрични измервания, проведени на роторен багер Rs 1200, работещ в Мини Марица Изток. Резултати от обработката са представени на фиг. VI.14. Те ще бъдат използвани при разработване на системи за оценка на условията на работа на роторните багери.



Фиг. VI.14

Резюме на изследванията в глава VI

1. Предложен е хибриден метод за честотна оценка, обхващащ 4 етапа на обработка на информацията - начална оценка на спектъра чрез БФТ, първа честотна корекция чрез интерполационен метод, оптимизация и сливане на близки честоти.
2. Методът е реализиран програмно на Matlab 7.7
3. Проведени са множество изследвания на работоспособността и характеристиките на хибридният метод. Те доказват ефективността му и позволяват формулирането на следните негови предимства:
 - 3.1. По-точното определяне на съдържанието на честоти в изследван сигнал, в сравнение с интерполационните подходи.
 - 3.2. По-бързо установяване на съдържащите се в изследван сигнал честоти спрямо оптимизационна процедура, минимизираща интегрален квадратичен критерий.
 - 3.3. Добра шумоустойчивост,

- 3.4. Позволява групирането на относително близки честоти чрез процедура за сливане, което редуцира техния брой и коригира допълнително честотната оценка.
- 3.5. Използва относително бързи за изчисление математически операции, което го прави подходящ за реализация в съвременните ИИУ.
4. Предложени са методи за повишаване на бързодействието на хибридният алгоритъм, базирани на паралелна обработка при реализация на следните етапи от алгоритъма:
 - 4.1. намиране на честотния компонент с максимален магнитуд чрез прилагане на двueleментно дървовидно сравнение с времева сложност $O(\log_2 N)$ или последователното обхождане на отделни сегменти от честотния спектър от D-броя еднотипни паралелни изчислителни модули с приблизителна времева сложност $O(N / D)$,
 - 4.2. интерполационния метод на Джонсън,
 - 4.3. обработка на БФТ с времева сложност $O(N / D)$, където D е броят паралелни изчислителни блокове,
 - 4.4. ДФТ с прилагане на последователен сбор със запазване на преноса с времева сложност $O(N + \log_2(M + N))$ при размерност на събираемите – M, или прилагане на дървовидна структура на Уолънс с времева сложност $O(\log_{3/2} N + 2\log_2(M + \log_{3/2} N))$.
5. Предложеният метод е използван за обработка на реални сигнали, получени при измерване на технологични величини в условията на Мини «Марица изток».

Основните научни и научно-приложни приноси, съдържащи се в дисертационната работа са:

1. Предложен е метод за повишаване на бързодействието при достъп до едномерни масиви от данни, основаващ се на използването на програмируеми логически устройства, MAC-операции, суматори с предвиждане на преноса, целочислено положително равномерно кодиране и специализирана цифрова схема barrel shifter.
2. Предложен е метод за ускорен достъп до многомерни масиви от данни, базиран на подходящо групиране на индексите на многомерните масиви, позволяващо постигане на паралелизъм при формиране на адреса. Основните елементи на предложения метод са реализирани на езика за описание на хардуер Verilog. Изследвана е ефективността на метода, като е доказано, че тя нараства с увеличаване на размерността на използваната таблица.
3. Изведена е рекурентна зависимост, която позволява значително по-бърза реализация на усреднената Фурие трансформация спрямо

матричния ѝ аналог. С цел повишаване на бързодействието при реализация и са предложени множество решения, като използване на цикличен буфер при изчисляването на $A(\omega)$, ускорен подход за формиране на вектор $a_M(\omega)$, платформено зависима времева оптимизация на алфа-мин-плюс-бета-макс алгоритъма и др. На база на програмна реализация и множество проведени изследвания е доказана работоспособността на предложения подход и възможността за приложението му при синтез на измервателно устройство, осъществяващо усреднен Фурие анализ с бързодействие, значително надвишаващо това на известните стандартни решения.

4. Предложена е софтуерна платформено-оптимизирана реализация на БФТ, при която чрез използване на особеностите на архитектурата на процесорите от фамилия Intel Pentium и с използване на SSE инструкции е постигнато повишаване на бързодействието с около 30.7% при обем на извадката 256 и 35.3% при обем на извадката 4096 в сравнение с класическия подход за реализация на тази трансформация.

5. Предложен е метод за ускорена реализация на дигиталната Фурие трансформация, базиран на четността на тригонометричните функции и подходящо групиране на изчисленията. Приложението му намалява със 75% броят на изчисленията на тригонометричните функции и операциите умножение.

6. Предложени са решения, позволяващи паралелна обработка на информацията при търсене на максималния магнитут и реализация на тегловен метод, базиран на теоремата на Парсевал, метод на Джонсън/Якобсън и метод на Куин. Оценен е ефектът от приложението им.

7. Получен е и е доказана ефективността от използването на полиномиален модел, чрез който се избягват относително сложните и бавни изчислителни операции с които се характеризира подобреният метод на Куин.

8. Извършен е сравнителен анализ на времената за реализация и качествените характеристики на основните интерполационни методи за оценка на фундаментални честоти в условия на липса на шум и различна степен на зашуменост на сигнала. Формулирани са изводи, касаещи областта на приложимост на разгледаните методи.

9. Предложен е хибриден метод за честотна оценка характеризиращ се с:

- по-точното определяне на съдържанието на честоти в изследван сигнал, в сравнение с интерполационните подходи;
- по-бързо установяване на съдържащите се в изследван сигнал честоти спрямо оптимизационна процедура, минимизираща интегрален квадратичен критерий;
- добра шумоустойчивост;

- възможност за групирането на относително близки честоти чрез процедура за сливане, което редуцира техния брой и коригира допълнително честотната оценка.

Предложени са методи за повишаване на бързодействието му, базирани на паралелна обработка при реализация на всички основни етапи от алгоритъма. Методът е реализиран програмно. На база на множество изследвания е доказана ефективността му. Той е използван за обработка на реални сигнали, получени при измерване на технологични величини в условията на Мини «Марица изток».

Въпреки, че значителна част от практическите решения са насочени в областта на честотния анализ, получените в дисертационната работа резултати могат да се обобщят като набор от подходи, програмни и алгоритмични решения, които позволяват проектиране на ИИУ с подобрени характеристики по отношение на бързодействието.

ПУБЛИКАЦИИ, СВЪРЗАНИ С ДИСЕРТАЦИОННАТА РАБОТА

1. Видолов, Я., “Методи за повишаване на бързодействието при реализацията на изчислителните процедури в специализираните устройства за измерване и контрол”. Годишник на Минно-Геоложкия Университет “Св.Иван Рилски”, свитък III, том 52, год. 2009, ISSN: 1312-1820
2. Видолов, Я., “Платформеноориентирана времева оптимизация на бързото фурие преобразуване”, Годишник на Минно-Геоложкия Университет “Св.Иван Рилски”, свитък III, том 53, год. 2010, ISSN: 1312-1820
3. Видолов, Я., “Паралелна обработка на информацията при реализация на приближени методи за намаляване изтичането на честоти при спектралния анализ”, Годишник на Минно-Геоложкия Университет “Св.Иван Рилски”, свитък III, том 53, год. 2010, ISSN: 1312-1820
4. Видолов, Я., “Ускорен достъп до таблично-организиран данни”, Автоматика и Информатика, САИ 3/2010, ISSN: 0861-7562
5. Видолов, Я., “Повишаване на бързодействието при реализация на усреднен фурие анализ”, Международна Конференция по Автоматика и Информатика 03-07.10.2010 г., София, ISSN: 1313-1850
6. Vidolov, Y., “Hybrid frequency estimation method”, Information Technologies And Control Journal, Issue.4, 2011, ISSN 1312-2622