



ЮГОЗАПАДЕН УНИВЕРСИТЕТ „НЕОФИТ РИЛСКИ“

ТЕХНИЧЕСКИ ФАКУЛТЕТ

Категра

„КОМУНИКАЦИОННА И КОМПЮТЪРНА ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ“

АВТОРЕФЕРАТ

на

ДИСЕРТАЦИОНЕН ТРУД ЗА ПРИСЪЖДАНЕ НА ОБРАЗОВАТЕЛНА И
НАУЧНА СТЕПЕН

„ДОКТОР“

Научна специалност: „Компютърни системи, комплекси и мрежи“

**ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА ЕФЕКТИВНИ МЕТОДИ
ЗА ВРЕМЕВО И ЧЕСТОТНО МАЩАБИРАНЕ НА ГОВОР**

Докторант: инж. Емил Георгиев Френски

Научен ръководител: проф. д-р Нина Синягина

Благоевград, 2017 г.

Дисертационният труд е обсъден на заседание на разширен катедрен съвет на катедра „Комуникационна и компютърна техника и технологии“ при Технически Факултет на Югозападен Университет „Неофит Рилски“, състояло се от 9:30 часа на 21.06.2017 г. в зала 1339 и е насочен за официална защита пред научно жури в състав:

- проф. д-р Нина Синягина
- проф. д-р инж. Георги Димитров Ненов
- проф. Лена Филипова Костадинова – Георгиева
- доц. г-н Петър Апостолов
- доц. д-р Аделина Алексиева – Петрова

Резервни членове:

- доц. д-р инж. Алексей Стефанов
- доц. д-р Бончо Александров

Данни за дисертационния труд: брой страници **160**, брой фигури **56**, брой таблици **5**, брой програми **10**, брой литературни източници **175**, брой публикации по темата на дисертационния труд **7**. Номерацията на частите, фигурите и формулите в автореферата отговаря на тези в дисертацията.

Материалите по защитата са на разположение в секретариата на катедра „Комуникационна и компютърна техника и технологии“ при Технически факултет на ЮЗУ „Неофит Рилски“.

Автор: инж. Емил Георгиев Френски

Заглавие: ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА ЕФЕКТИВНИ МЕТОДИ ЗА ВРЕМЕВО И ЧЕСТОТНО МАЩАБИРАНЕ НА ГОВОР

Тираж: 20 бр.

Проект, оформление и предпечатна подготовка – авторът с помощта на Х₂Т₂Х и приятели

Обща характеристика на дисертационния труд

Актуалност на проблема

Връзката на човека със света се реализира благодарение на петте основни сетива: зрение, слух, обоняние, вкус, и осезание. Информацията, постъпваща от слуховия анализатор на човека заема второ място по значение след зрението. Поради това, изучаването на проблемите, свързани с обработката на звука са интересна и важна, но и трудна изследователска задача.

Целта на изследванията в тази област от една страна са свързани с повишаване на качеството на обработване на звука с утвърдените начини за преобразуване на сигналите, и от друга – със създаване на нови методи за обработка на звукови сигнали.

От голям теоретичен и практически интерес са изследванията, свързани с промяната на продължителността на звуков сигнал и повишаване или понижаване на честотата му (времево и честотно мащабиране).

В тази дисертация са разгледани съществуващи алгоритми и е направен опит за повишаване на ефективността на някои от тях.

Алгоритмите за времево и честотно мащабиране се разделят на две групи – такива, работещи във времевата област и алгоритми работещи в честотната област.

Методите за работа във времевата област са лесни за реализация, т. е. те по погрязбиране са ефективни. Качеството на звука е добро само ако мащабирането е в тесни граници и сигнала е еднотонален.

Методите за работа в честотната област позволяват получаването на качествен звук при голяма промяна на продължителността или честотата. Те се справят и със сложен полифоничен музикален сигнал. Чрез обработка на сигнала в честотната област, може да се реализират звукови ефекти, непостижими във времевата област. За сметка на това, заради използването на дискретно преобразуване на Фурие, имат повишени изчислителни изисквания.

Добре развит инструмент за решаване на задачи в честотната област е кратковременното преобразуване на Фурие (КПФ). То позволява да се постигне компромис между времевата и честотната разрешителна способност при преобразуването на сигналите. Модифицирана и значително подобрена негова версия е фазовият вокодер. Благодарение на използването на моментния фазов спектър, се подобрява определянето на честотите на компонентите на звука.

Обект на изследването Обект на изследване в тази дисертация ще бъдат анализиращата и синтезиращата част на фазовия вокодер.

Предмет на изследването Предмет на изследването са методи и алгоритми за преобразуване на сигнали от времевата в честотната област и обратно.

Цел на дисертацията *Основната цел* на дисертацията е изследването и анализа на методи за дискретно преобразуване на говорен сигнал от времевата в честотната област и обратно, които да заменят кратковременното преобразуване на Фурие при фазовия вокодер. Главно условие за използването на тези методи е да са ефективни.

Целта има теоретичен и практически аспект, които се характеризират с еднаква важност. В теоретично отношение се цели обуславяне на използваните преобразувания за анализ и синтез на говорен сигнал, а в практическо отношение изработването на алгоритми и схеми за тяхното успешно приложение.

Задачи за решаване в дисертацията Във връзка с реализирането на поставената цел се очертават следните основни задачи за решаване:

- Да се конкретизира понятието ефективност и се определят изискванията на които трябва да отговарят заместващите преобразувания.
- Да се провери възможността за използване на рекурсивното преобразуване на Фурие.
- Да се провери възможността за използване на алгоритъма на Брун.
- Да се провери работоспособността и ефективността на предложените алгоритми.

Паралелно с решаването на основните задачи, ще се търсят решения и на други, по-второстепенни:

- Да се определят критерии за качествен звук и свойствата на човешкия говор.
- Да се предложи решение на проблема със стабилността при плъзгащото преобразуване.
- Да се предложи решение за определяне на коефициентите и множителите при алгоритъма на Брун.
- Да се предложи решение за обратно преобразуване с алгоритъма на Брун.

Методи на изследване За решаване на поставените задачи в дисертационния труд се използват методите на системния анализ, синтез, теория на графите, компютърна симулация и програмиране.

Публикации във връзка с дисертационния труд. Седем публикации в различни конференции и списания.

Практическа полезност на дисертационния труд. Получените резултати са полезни не само за този частен случай, а и винаги когато се налага преобразуване от времевата в честотната област.

Обем и структура на дисертационния труд. Дисертационният труд е разработен в обем 160 страници. Състои се от увод, четири глави, заключение, приложение. Цитирани са 175 литературни източника, от които 40 на кирилица и 135 на латиница. Приложени са 56 фигури, 5 таблици и 10 листинги на програми.

1 Методи и средства за времево и честотно мащабиране

1.1. СЛУХОВ И ГОВОРЕН АПАРАТ

Знанията за особеностите на човешкия говор и слух позволяват да се определят изискванията към системите за предаване и обработка на звукови сигнали, към които се отнасят и говорните. Например динамичният диапазон и нивото на шумовете са пряко свързани с разреждаността на използваните АЦП и ЦАП, а честотният диапазон е свързан с честотата на дискретизация. Използването на параметри, значително надвишаващи възможностите на слуха, е свързано с безсмислено увеличаване на средствата и намалява ефективността.

1.3.1. МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ НА ГОВОРА

Изборът на подходящ модел за говорния сигнал е трудна задача поради съществуващата сложна връзка между честотните и времевите му характеристики. Задачата се улеснява значително, ако се ползва параметричният модел на говорния сигнал с бавно изменящи се параметри (честота, амплитуда, брой компоненти), дори когато този модел не отговаря напълно. Най-простото и ефективно описание в този смисъл е квазистационарният синусоидален модел.

В този модел говорният сигнал е представен като сума от синусоидални компоненти с различна амплитуда, честота и фаза, които се изменят бавно във времето. Фактът, че слуховият апарат на човека извършва честотен анализ, е основна причина да се ползва този модел. По подразбиране тези синусоидални компоненти са хармонични, т. е. тяхната честота е кратна на една компонента, която се нарича основна. Сигналят в такъв случай се представя като

$$x(n) = \sum_{k=1}^{I(n)} A(n,k) e^{j\phi_a(n,k)}, \quad (1.1)$$

където

$$\phi_a(n,k) = \phi_a(0,k) + \sum_{m=1}^n \omega_a(m,k). \quad (1.2)$$

Тук $x(n)$ е входният сигнал, k е номерът на синусоидалната компонента, $A_k(k)$ е амплитудата ѝ, $\phi_k(n)$ е моментната фаза, $\omega_k(n)$ е моментната честота, а $I(n)$ е броят на хармоничните съставки – за говорен сигнал обикновено до 20. Индексът a означава, че става дума за етапа на анализа.

Изразът (1.1) е едновременно и модел на сигнала, и начин за неговото синтезиране. От (1.1) като модел на сигнал се вижда, че $x(n)$ е дискретна функция както във времевата област, така и в честотната. Тази функция може да се представи като сума от I на брой хармонични съставки. При синтезирането са необходими подходящи стойности на променливите в (1.1).

Когато такъв сигнал се анализира с набор от лентови филтри, амплитудата и честотата на всяка хармонична съставка се определят като функция на времето. По-късно тези параметри може да се модифицират с цел получаване на полезен ефект, а след това да се използват за синтезиране на изходен сигнал.

1.4. ВРЕМЕВО И ЧЕСТОТНО МАЩАБИРАНЕ НА ЗВУК

Избраният математически модел на говора обединява амплитуда, честота и време. Промяната на амплитудата във функция на честотата или времето е сравнително тривиална задача и се решава чрез линейна обработка (усилватели, филтри и др.) Промяната на честотата на сигнала или времетраенето му (със запазване на информацията) е трудно и се решава чрез методите на цифровата обработка.

В тази дисертация изразът „времево мащабиране“ ще се отнася до промяната на продължителността на звука. Тя включва както удължаване (разтягане, експандиране), така и скъсяване (свиване, компресиране). „Честотно мащабиране“ ще се отнася до преместване на честотния спектър – т. е. увеличаване или намаляване на честотата на компонентите на сигнала. Информационното съдържание и в двата случая трябва да остане непроменено.

Промяната на продължителността и промяната на честотата на звука са двойствени трансформации. Промяната на продължителността на сигнала води до изменение на честотата му и обратно. За да се промени само честотата на сигнала, без да се променя продължителността или обратно, се използват специфични методи и алгоритми за обработка. Една част от тях действат във времевата област (SOLA, PSOLA), докато други в честотната област (фазов вокодер). Част от тези методи използват предварителен анализ на сигнала, например определяне височината на основния тон за PSOLA, а при други такъв анализ не е необходим.

Поради посочената двойственост, общоприета практика е честотното мащабиране да се постига чрез комбинация от промяна на продължителността на сигнала с промяна на честотата на дискретизация или скоростта на възпроизвеждане. В някои случаи, реда на тези операции може да се промени.

1.4.1. СЪЩНОСТ И ПРИЛОЖЕНИЕ НА ВРЕМЕВОТО МАЩАБИРАНЕ

Удължаването или намаляването на продължителността на звуковия сигнал, ако се запазва непроменена честотната му структура, се възприема като забавяне или увеличаване на скоростта на възпроизвеждане на записан сигнал, без да се променя височината или тембъра на звука. С други думи, продължителността на сигнала се променя, но звука звучи така, сякаш човек говори по-бавно или бързо или музикантите свирят с друго темпо.

Тази трансформация намира приложение в различни области:

- *изучаване на чужди езици* – за регулиране на скоростта на артикулация на запис на човек говорещ на родния си език.
- *музикално обучение* – промяна на темпото на записите на акомпанимента.
- *възпроизвеждане на запис от телефонен секретар или диктофон* – увеличаването на скоростта дава възможност бързо да се прослушат съобщения, докато забавянето позволява да се разберат по-добре някои пасажи.
- *бързо разглеждане на видео* – повечето системи за възпроизвеждане на видео имат възможност за бързо възпроизвеждане с няколко скорости, но в този режим звука се изключва. Ако в системите са предвидени възможности за намаляване продължителността на звуковия сигнал, без промяна на честотата, ще може да се слуша и звука на записа.
- *дистанционно обучение* – бързо преглеждане на звуков масив например записана лекция или доклад.
- *композиране на музика* – при работа с предварително записани откъси, може да се модифицира темпото с цел да се уеднакви.
- *синхронизация на видео и звук* – видеосцените се придружават най-често с музикален акомпанимент и за синхронизиране често е необходимо да се промени темпото на звука.
- *компресиране на звук* – с цел минимизиране на времето за предаване по канал за връзка се намалява продължителността на звуковото съобщение при предавателя. При приемника се увеличава продължителността до възстановяване на оригинала.
- *създаване на закъсняла акустична обратна връзка* – за намаляване на заекването се използва закъсняла акустична обратна връзка [A5].

Удължаването е възможно да се извърши в реално време, докато за свиване се изисква сигнала да е предварително записан, т.е. не е възможна обработка в реално време.

1.4.2. СЪЩНОСТ И ПРИЛОЖЕНИЕ НА ЧЕСТОТНОТО МАЩАБИРАНЕ

Промяната на височината на звука, запазвайки непроменена продължителността, се възприема като промяна на тоналност (при музика) или пола на говорещия при говор. При този тип промяна е необходимо да се запази съотношението между честотните компоненти.

Този тип трансформация намира приложение в случай, че е необходимо:

- *промяна на пола на говорещия* – с цел запазване на тайната на самоличността на говорещия се променя височината на звука като резултат е, че мъжки глас може да звучи като женски или детски.
- *премахване на положителна обратна връзка* – при озвучаване на различни събития е необходимо звуково ниво с голям интензитет, при това често се получава положителна акустична обратна връзка водеща до неприятни акустични ефекти. Честотно изместване с няколко херца в усилвателния канал, предотвратява този ефект.
- *създаване на честотно променена акустична обратна връзка* – за намаляване или премахване на заекването се използват променени акустични обратни връзки. Една от възможностите е честотната промяна.

При тези приложения е възможно, а за някои и необходимо обработката на звуковия сигнал да се извършва в реално време.

Различни алгоритми се използват за създаване на спектрално преместване на звуков сигнал, но крайният резултат по отношение на спектралните компоненти може да бъде причислен към един от два възможни варианта:

- без запазване на хармоничните отношения;
- със запазване на хармоничните отношения.

При спектралното преместване без запазване на хармоничните отношения, всички спектрални съставки на сигнала се преместват с една и съща стойност в избраната посока:

$$F_i^{new} = F_i^{old} \pm \Delta f, \quad (1.3)$$

където F_i^{new} е новата спектрална съставка; F_i^{old} е старата, а Δf е големината на преместването. Такова спектрално преместване е прието да се нарича *честотно* преместване (frequency shifting).

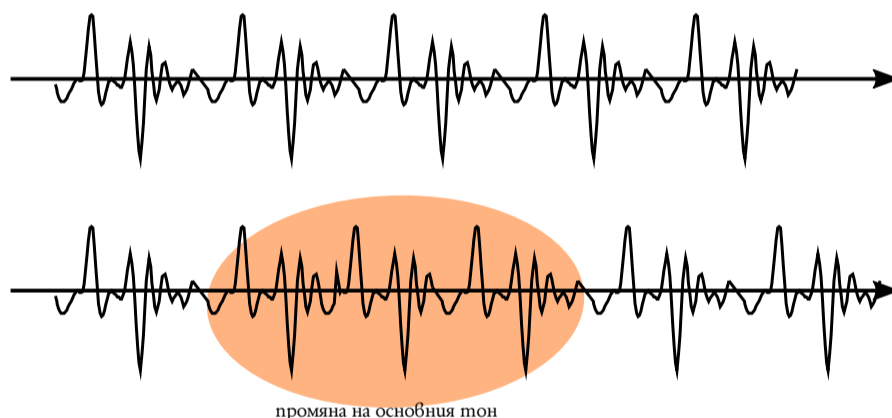
При спектралното преместване със запазване на хармоничното отношение новите спектрални съставки се получават като произведение на старите и коефициент α определящ големината и посоката:

$$F_i^{new} = \alpha * F_i^{old}. \quad (1.4)$$

Такова спектрално преместване е прието да се нарича *тонално* (тоново) преместване (pitch shifting).

1.5. АЛГОРИТМИ ЗА ПРОМЯНА НА ПРОДЪЛЖИТЕЛНОСТТА ВЪВ ВРЕМЕВАТА ОБЛАСТ

Общото при алгоритмите за промяна на продължителността на звука работещи във времевата област, е разделянето на сигнала на малки сегменти, които се наричат кадри. При свиване на звука, част от кадрите се премахват, като останалите се слепват. При удължаване, някои от кадрите се повтарят. Портноф отбелязва, че дължината на кадрите трябва да е по-голяма от периода на основния тон, но по-къса от продължителността на фонема. Тогава се получава задоволително качество. Идеята е илюстрирана на фиг. 1.6. Този метод е известен



Фиг. 1.6. Алгоритъм „изрязване и поставяне“. Отбелязана е областта с промяна в основния тон на синтезирания сигнал.

като „изрязване и поставяне“ и основния му недостатък е прекъсването на амплитудата и фазата на границата на два кадъра. Проявата е в промяна на основния тон на говора.

В дисертационния труд са разгледани следните методи за обработка във времевата област:

- *Сумиране със застъпване* - OLA (Overlap-Add).
- *Синхронно сумиране със застъпване* - SOLA.
- *Синхронно застъпване и добавяне с фиксиран синтез* - SOLAF.
- *Височинно синхронно сумиране със застъпване* - PSOLA (Pitch synchronous Overlap and Add).
- *Синхронно застъпване и добавяне базирано на сходство във формите* - WSOLA.

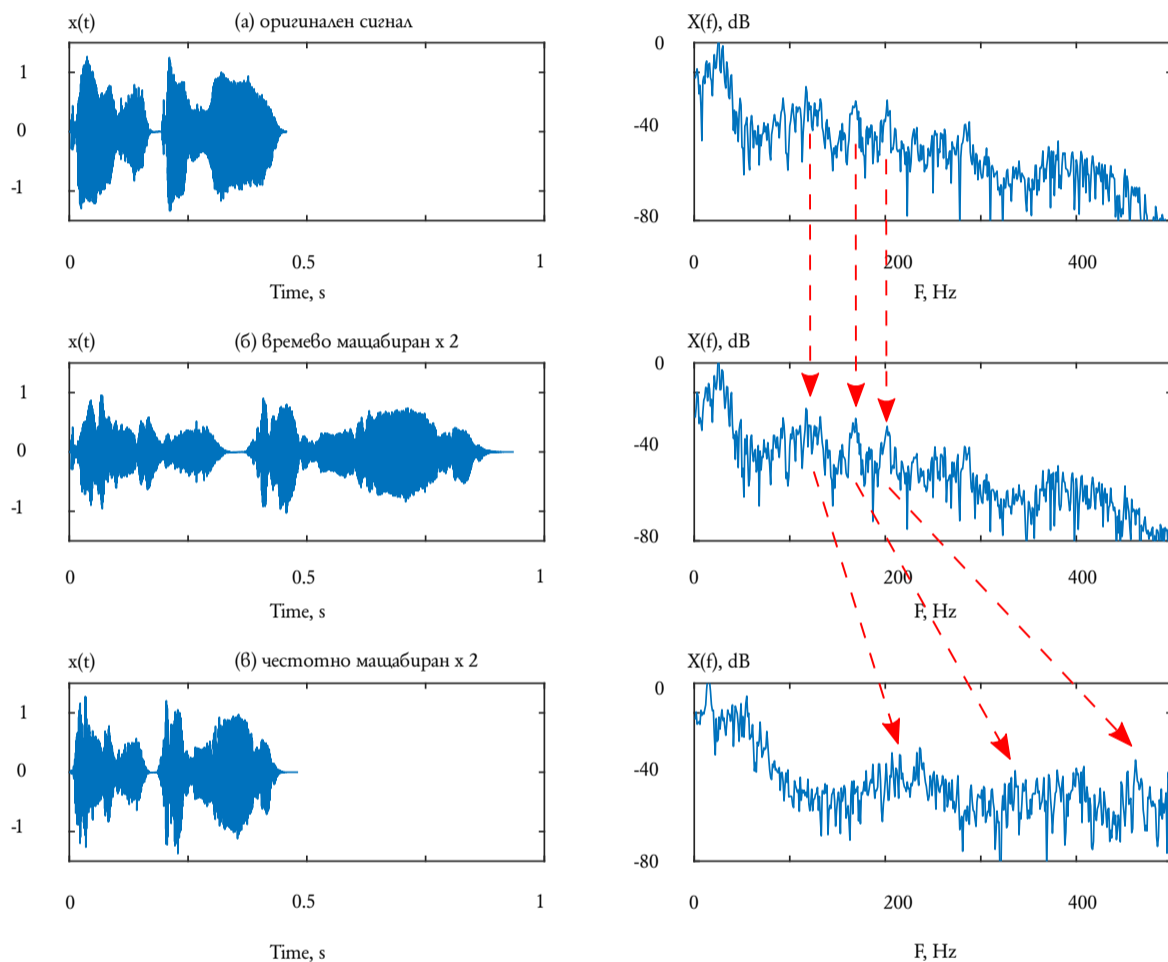
1.6. АЛГОРИТМИ ЗА МАЩАБИРАНЕ НА ЧЕСТОТАТА ВЪВ ВРЕМЕВАТА ОБЛАСТ

За да се поучи спектрално преместване, може да се използва промяна на F_s , или предискретизация, последвана от времево мащабиране. На теория, реда на прилагане на тези две действия няма значение, но на практика този ред трябва да се съобрази с конкретната ситуация.

В дисертационния труд са разгледани два метода за мащабиране във времевата област:

- *Промяна на честотата на дискретизация*
- *PSOLA и промяна на честотата на дискретизация*

На фиг. 1.12 се вижда резултатът от мащабиране на честотата на част от говорен сегмент. Първоначално е приложен алгоритъм използващ PSOLA и продължителността е увеличена два пъти. Спектърът остава непроменен. След това е увеличена F_s , в резултат се възстановява оригиналната продължителност на сигнала, а спектъра се транслира към високите честоти.



Фиг. 1.12. TD-PSOLA в комбинация с промяна на честотата на дискретизация F_s .

$$F_s = 44100 \text{ Hz (a)}, F_{s_{new}} = 22050 \text{ Hz (б)}$$

Изчислителната сложност на тези методи зависи от алгоритъма за времево мащабиране, те не може да се използват в реално време.

1.7. АЛГОРИТМИ ЗА МАЩАБИРАНЕ В ЧЕСТОТНАТА ОБЛАСТ

1.7.1. КРАТКОВРЕМЕННО ПРЕОБРАЗУВАНЕ НА ФУРИЕ

Кратковременното преобразуване на Фурие е резултат от многократно прилагане на дискретно преобразуване на Фурие в различни моменти от времето и върху ограничена по продължителност част от входния сигнал. Този алгоритъм е фундаментален за променящи се сигнали. Той въвежда зависимост на спектъра от времето, която при преобразуването на целия сигнал липсва. Дискретната форма на STFT (Short-Time Fourier Transform) за сигнала $x(n)$ е

$$X(\omega_k, n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)h(n-m)e^{-j\omega_k m}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (1.6)$$

където $X(\omega_k, n)$ е бавно изменящият се кратковременен спектър на $x(n)$ за времевия индекс n и честотен коефициент (бин) k , $h(n)$ е прозоречна функция с ограничена продължителност, $\omega_k = \frac{2\pi}{N}k$ е дискретната честота, а $j = \sqrt{-1}$. Произведението $x(m)h(n-m)$ е конволюция между входния сигнал и прозоречната функция. В резултат се получава преобразуването на Фурие от онази част на входния сигнал, която е филтрирана от $h(n)$.

Спектърът е кратковременен, защото е определен за малък период на входния сигнал, равен на продължителността на прозоречната функция. Той е комплексно число и може да бъде изразен в експоненциална форма:

$$X(\omega_k, n) = |X(\omega_k, n)|e^{j\phi(\omega_k, n)}. \quad (1.7)$$

Модулът $|X(\omega_k, n)|$ представлява кратковремененият амплитуден спектър, а аргументът $\phi(\omega_k, n)$ е кратковремененият фазов спектър.

Модулът и аргументът може да се използват за реконструкция на времевия сигнал, като се прилагат двете класически представяния на кратковременното преобразуване на Фурие. При първото, синтезираният сигнал е сума от изходните сигнали на блок от лентови филтри. При второто, синтезираният сигнал е резултат от сумиране със застъпване на блокове, получени чрез обратно преобразуване на Фурие за кратки интервали от време.

1.7.1.1. СИНТЕЗИРАНЕ С БАНКА ОТ ФИЛТРИ

Преобразуването на Фурие за къси интервали от време може да бъде представено като изходен сигнал на банка от филтри

$$\begin{aligned} X(\omega_k, n) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} [x(m)e^{-j\omega_k m}]h(n-m), \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1, \\ &= [x(n)e^{-j\omega_k n}] * h(n), \end{aligned} \quad (1.13)$$

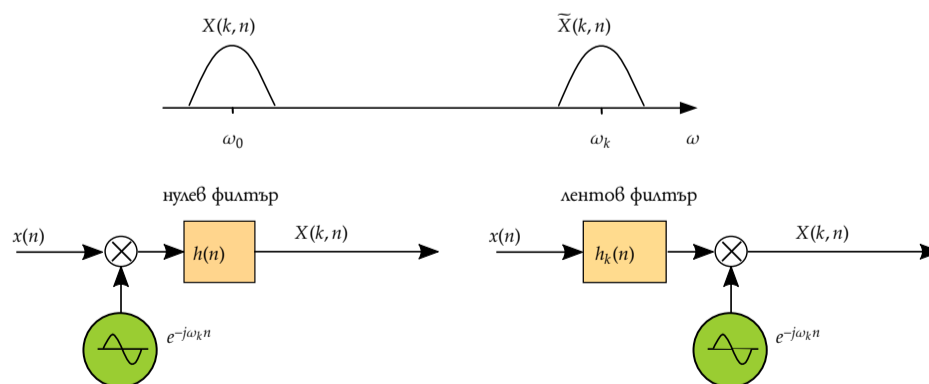
където $*$ е оператор за конволюция. Сигналят $x(n)$ се модулира с комплексна експонента $e^{-j\omega_k m}$. Резултатът е спектър, който е отместен към началото на честотната ос със стойност ω_k . В резултат от филтриране с ниско-честотен филтър с импулсна характеристика $h(n)$ се получава $X(\omega_k, n)$. Този метод е известен като хетерогинен метод (и е в основата на всеки съвременен радиоприемник).

Кратковременното преобразуване може да се представи и така:

$$\begin{aligned} X(\omega_k, n) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)h(n-m)e^{-j\omega_k m}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1, \\ &= [x(n) * h(n)e^{j\omega_k n}]e^{-j\omega_k n} = \tilde{X}(\omega_k, n)e^{-j\omega_k n}. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Тук филтрирането се извършва от лентов филтър с импулсна характеристика $h_k(n)$, която е резултат от модулиране на $h(n)$ във времевата област. Лентовият сигнал има спектър $\tilde{X}(\omega_k, n)$ който се отмества към началото на честотната ос, чрез модуляция с комплексна експонента $e^{-j\omega_k n}$.

Разликата между класическия лентов филтър и хетерогинен е в това, че при последния сигнала се намира в началото на честотната лента. Принципът на работа на двата филтъра е показан на фиг. 1.13.



Фиг. 1.13. Хетерогинен и лентов филтър за получаване на $X(\omega_k, n)$

Има три условия, на които трябва да отговарят лентовите филтри, за да има равенство на входния $x(n)$ и изходния сигнал $y(n)$ (с изключение на забавяне):

- честотните характеристики да са идентични по форма;
- централните честоти да са равномерно разпределени;
- сумата от всички АЧХ да е константа.

При тази интерпретация изходните сигнали на филтрите, а следователно и синтезирания сигнал се обновяват за всяка нова стойност на n . С други думи, тук обработката се извършва последователно „дискрет след дискрет“.

1.7.1.2. СИНТЕЗИРАНЕ БЛОК СЛЕД БЛОК

При втория начин на представяне на кратковременното преобразуване на Фурие обработката на сигнала става „блок след блок“. Тук блок е част от входния сигнал, за която се извършва дискретно преобразуване на Фурие. Обикновено блоковете се застъпват със стъпка която е една четвърт от N , т. е. $S_a = N/4$. Тогава и спектърът се получава с тази стъпка:

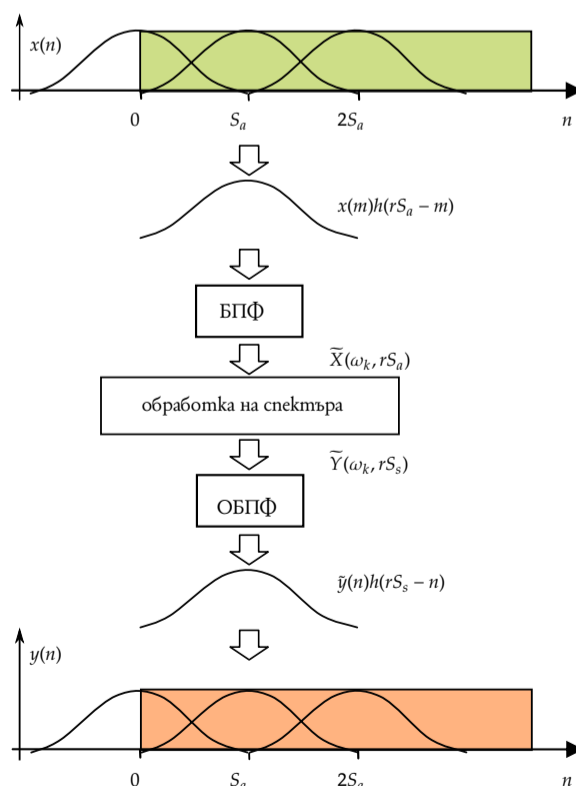
$$\begin{aligned} X(\omega_k, rS_a) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)h(rS_a - m)e^{-j\omega_k m}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1, \\ &= |X(\omega_k, rS_a)|e^{j\phi(\omega_k, rS_a)}. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Тук r е ново означение на времевия индекс, $X(\omega_k, rS_a)$ е модулът, а $\phi(\omega_k, rS_a)$ – аргумент на комплексния честотен спектър.

За получаване на синтезиран сигнал $y(n)$ върху застъпващите се блокове се прилага обратно преобразуване на Фурие. При това, стъпката при синтеза S_s , може да се различава от тази при анализа S_a . Върху получените времеви сегменти се прилага прозоречна функция $h(n)$ и те се сумират със застъпване

$$y(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(rS_a - n) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y(\omega_k, rS_s) e^{j\omega_k rS_s}. \quad (1.17)$$

Процедурата по анализ и синтез е показана на фиг. 1.15. Тя следва описанието направено по-горе. Тук интерес представлява блока за обработка на спектъра. Промяната на модула или аргумента ще създаде модифицирано кратковременно преобразуване на Фурие. То ще бъде валидно, в случай че в областта на застъпване на съседните блокове няма прекъсване в амплитудата или фазата на сигнала.



Фиг. 1.15. Процедура за анализ-синтез блок след блок

1.7.3. ФАЗОВ ВОКОДЕР

Фланаган и Голден през 1966 г. предлагат метод за компресиране на говора предназначен за комуникационни нужди. Както при съществуващите към този момент вокодери и тук при анализа се използва набор от лентови филтри (филтрови банки). Те добавят информация за амплитудния и фазовия спектър на сигнала за къси интервали от време. Използването на фазовия спектър на говора е новост и дава името както на конкретната разработка, така и на метода като цяло.

По късно Рабинер и Шафер посочват, че кратковременното преобразуване на Фурие не изисква допълнително кодиране на сигнала или пък проследяване на височината на тона и откриване на преходите между звучни и беззвучни области. Те представят система за анализ - синтез на говор (фазов вокодер), при която в анализиращата част се използва бързо преобразуване на Фурие за кратки интервали от време. При синтезирането на изходния сигнал се използва интерполиран КИХ филтър.

Следваща стъпка в развитието на фазовия вокодер е прилагането на БПФ, както в анализиращата част, така и по време на синтеза. Това се случва през 1976 година и е предложено в няколко последователни работи на Портноф. За прецизно определяне на честотата на сигнала в рамките на честотния бин, Портноф използва моментната честота, която се получава от текущата и предишни стойности на фазата.

1.7.3.2. ЕТАПИ НА РАБОТА НА ФАЗОВ ВОКОДЕР

Както при кратковременното преобразуване на Фурие, фазовия вокодер е метод за анализ и синтез, използващ БПФ. Основните етапи на работа са три и са показани на фиг. 1.19. На фигурата са показани три застъпващи се прозореца, стъпката при анализа е S_a . Анализът започва с разделяне на сигнала на застъпващи се кадри с помощта на прозоречна функция, в резултат се получават последователностите $x_u(n)$. Прозоречната функция трябва да е центрирана спрямо средата на кадъра $N/2$, което добавя линейна фазова разлика от $e^{j\pi k}$. За да се избегне това дефазироване, се прилага кръгово изместване и резултатът е сигнала $\tilde{x}_u(n)$. Прозоречните функции, използвани при анализа и синтеза, трябва да са такива, че сумата им да е константа. Подходящи са тези с повдигнат косинус. Следваща стъпка е прилагането на бързо преобразуване на Фурие, като в резултат се получават комплексните стойности $X(n_s^u, k)$. Следва преобразуване в полярни координати, за да се прилагат различни модификации в честотната област. С което завършва етапа на анализа.

Първата стъпка през етапа на синтезиране на сигнала е прилагането на обратното преобразуване на Фурие върху модифицираните спектрални компоненти $Y(n_s^u, k)$. Стъпката при синтеза е S_s и може да се различава от тази при анализа. Полученият времеви сигнал $\tilde{y}_u(n)$ отново се подлага на кръгово изместване. Изходният сигнал се получава по същия начин, както при кратковременното преобразуване на Фурие.

1.7.3.3. ВРЕМЕВО И ЧЕСТОТНО МАЩАБИРАНЕ С ФАЗОВ ВОКОДЕР

В етапа на обработка сигналът се модифицира, като най-често се променя продължителността или честотата на сигнала. За разгледаната схема на фазов вокодер мащабирането във времето става с използване на S_s , различна от S_a . Ако стъпката при синтезирането на изходния сигнал е по-голяма, ще се получи разтягане, в противен случай ще има свиване на сигнала. И в двата случая е необходимо да се определи нова фазова стойност θ_k , за да се запази моментната честота за всеки бин:

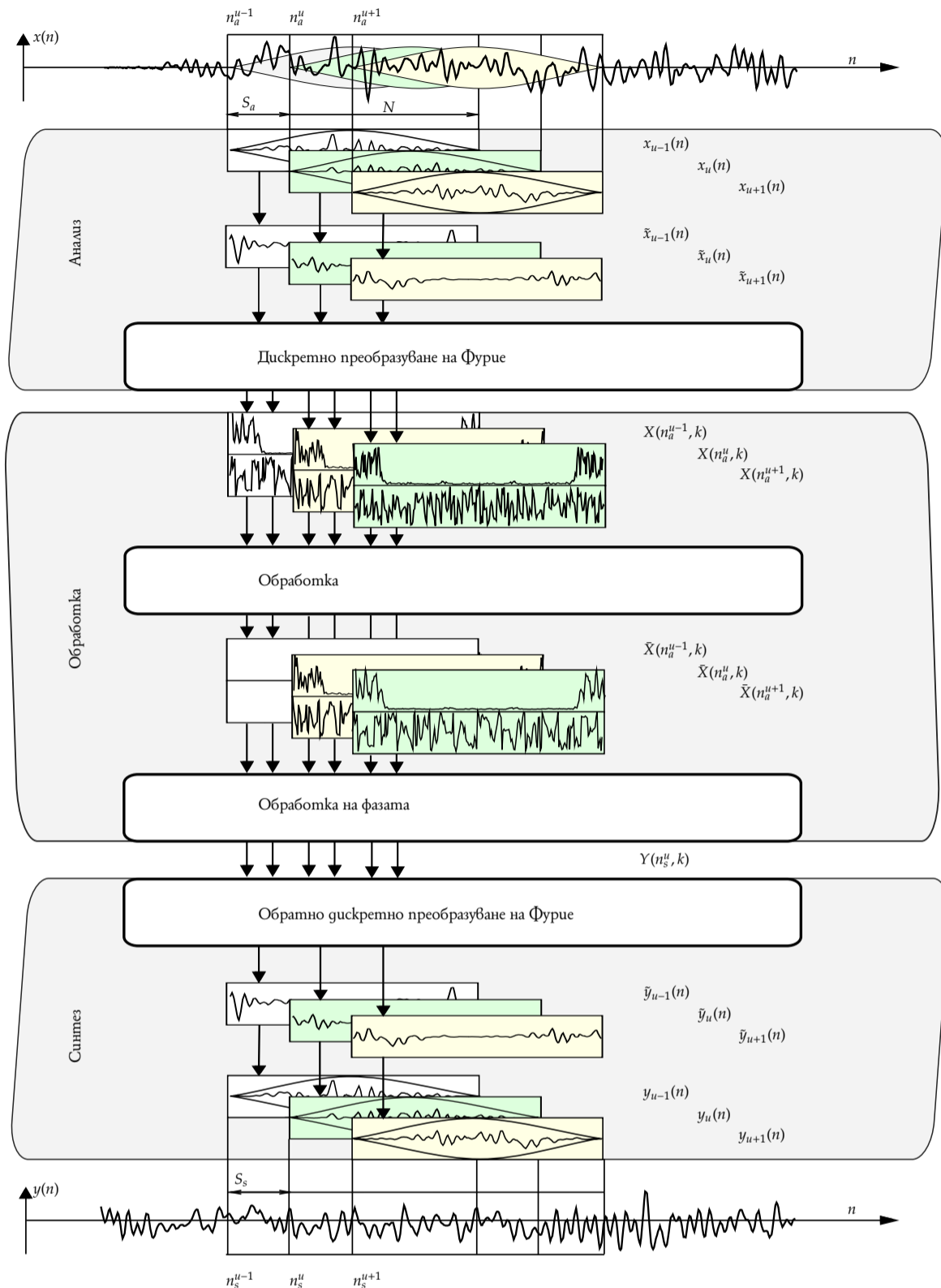
$$\theta_k = \omega_k + \frac{S_s}{S_a}(\phi(\omega_k, n) - \phi(\omega_k, n - 1)). \quad (1.25)$$

Амплитудата на спектъра се запазва непроменена.

При честотното мащабиране се използва промяна на честотата на дискретизация на сигнал, който е с променена продължителност. Предискретизирането може да се приложи върху целия синтезиран сигнал. Втора възможност е да се променя честотата на дискретизация локално, за всеки кадър, за който е приложено обратно преобразуване на Фурие. Трета възможност е да се прилага интерполация или децимация преди обратното преобразуване. Във всеки от тези случаи амплитудата и големината на стъпката при синтезирането се запазва.

Прилагат се и други обработки, свързани с премахване или добавяне на нови честотни компоненти, филтриране в честотната област и др.

Подробности, свързани с работата на фазовия вокодер и приложението му, могат да се намерят в литературата посочена в дисертационния труд.



Фиг. 1.19. Етапи в работата на Фазов вокодер

1.8. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗА ЕФЕКТИВНОСТ

Едно от определенията за ефективност е „оценка на изпълнението на дейността, когато целта е измерима (в някакви единици), спрямо вложените ресурси...“.

Ефективността показва отношението на постигнатия резултат спрямо поставената цел. Колкото по-лесно, по-бързо и по-точно се достига целта, толкова по-ефективни са съответните действия.

Общоприет критерий за оценяване на ефективността на преобразуванията е броят на математическите операции. Най-често се взимат предвид операциите умножение, тъй като те изискват по-голям брой процесорни цикли. Броят на използваните клетки памет също е от значение за ефективността на даден алгоритъм. Тези критерии може да се определят аналитично, но може и да се измерят. Допълнителен критерий е точността при определяне на честотните коефициенти.

Предложенията за повишаване на ефективността в дисертационния труд целят основно промяна по първия

критерий, т. е. намаляване на броя на математическите операции. Намаляването на броя на клетките памет ще бъде второстепенна задача. Основен критерий за по-висока ефективността ще е намаляване на броя на математическите операции и използваните клетки памет. Този критерий може да бъде определен аналитично, но може да бъде и измерен.

1.9. ИЗИСКВАНИЯ ЗА ПРИЛОЖИМОСТ

Както беше посочено в края на предишната точка, повишаването на ефективността ще се постига с алгоритми и методи, намаляващи броя на математическите операции и клетките памет.

Три са пътищата по-които може да се постигне намаляване на броя на операциите и използваните клетки памет:

1. Използване на алгоритми при които не се работи с комплексен завъртащ множител. Такива са отчасти алгоритъма на Брун и преобразуването на Хартли.
2. Използване на алгоритми при които броя на операциите е редуциран за сметка на използване на вече изчислени стойности. Това са рекурентни алгоритми за изчисляване на ДПФ.
3. Използване на алгоритми, които са комбинация на горните.

Всяко едно от тези решения трябва да има същите входни и изходни данни, както бързото право и обратно преобразуване на Фурие. По този начин няма да са необходими сериозни промени в съществуващото програмно осигуряване. Необходими условия за приложимост на ново дискретно преобразуване при фазов вокодер са:

1. В резултат на правото преобразуване да се определя модулът на спектралната плътност на честотните коефициенти $|X(k)|$.
2. Да се определя аргументът на сигнала $\angle X(k)$.
3. Да може да се прилага прозоречна функция във времевата или честотната област.
4. Да се реализира като самостоятелен модул, подпрограма или функция.
5. Структурата на алгоритъма да е подходяща за програмна или хардуерна реализация.
6. Да съществува обратно преобразуване, за което да са изпълнени същите условия.
7. Правото и обратно преобразуване да са бързи, т. е. броя на операциите да е съизмерим с бързото преобразуване на Фурие.

Използването на рекурентен алгоритъм за преобразуване на Фурие при фазовия вокодер е обект на изследване на екип от университета в Бат, Великобритания.

Алгоритъмът на Брун не е бил обект на изследване във връзка с фазовия вокодер.

1.10. ПОСТИГНАТИ РЕЗУЛТАТИ

Обобщени накратко, постигнатите резултати са:

1. Изложени са необходими знания за свойствата на човешкия слух и говор.
2. Избран е математически модел на говора.
3. Дадено е определение за времево и честотно мащабиране.
4. Разгледани са алгоритми за мащабиране във времевата област.
5. Разгледани са алгоритми за мащабиране в честотната област.
6. Предложено е определение за ефективност при методите за времево и честотно мащабиране.
7. Избрани са етапите на анализ и синтез за повишаване на ефективността.
8. Уточнени са условията за приложимост при замяна на преобразуването на Фурие.

1.11. ИЗВОДИ

Времевите алгоритми са по ефективни от тези работещи в честотната област, но имат изискване сигналът да е квази периодичен. Алгоритмите работещи в честотната област нямат такива ограничения. Когато видът на сигнала не е известен се предпочитат алгоритмите в честотната област.

1. Използването на алгоритми във времевата област е добър избор за прости, монофонични сигнали и малки изменения на мащаба – например честотно изместване около 1,2 или изменение на продължителността с около $\pm 30\%$.
2. Фазовият вокодер има най-добри резултати при сложни сигнали и голямо изменение на мащаба.
3. Удачно е при синтезиране да се използва моделът блок след блок, защото е по-бърз.

2 Рекурсивни алгоритми за ДПФ

2.1. ТЕОРЕТИЧНА ОБСНОВКА

Съществува група от алгоритми за ДПФ, при които броят на математическите операции се намалява за сметка на вече изчислени междинни резултати. Съществуването на тези алгоритми е резултат от прилагането във времевата област на припокриващи се *прозорци*.

На практика припокриващите се прозорци съдържат дискрети, които вече са участвали в определянето на спектъра. Броят на припокриващите се дискретите варира от $N/2$ до максимално $N - 1$ дискрети. Колкото застъпването между отделните прозорци е по-голямо, толкова повече еднакви входни данни се използват при изчисляването на честотните коефициенти. Това позволява да се редуцира броят на математическите операции. За да не се променя амплитудата в припокриващите се области, е необходимо да се използват подходящи прозоречни функции, например от вида повдигнат косинус.

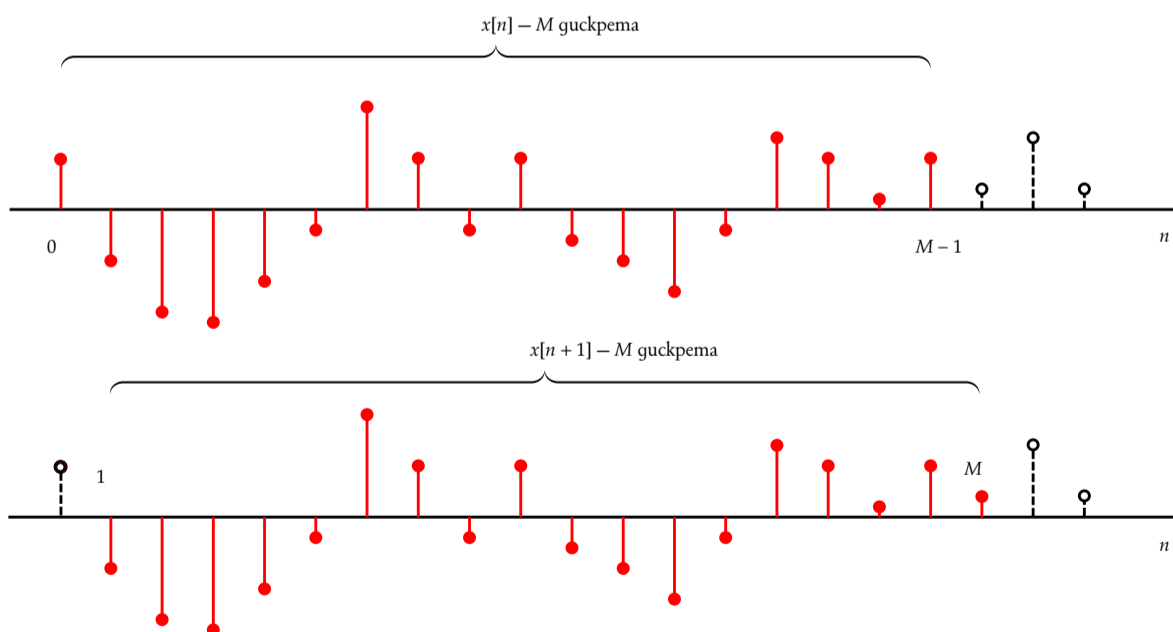
Алгоритми, при които застъпването е $N - 1$, е прието да се наричат *плъзгащи*. Плъзгащите алгоритми биват рекурсивни и нерекурсивни

В този дисертационен труд ще се използват равностойно термините *плъзгащо* или *динамично* преобразуване на Фурие. Те ще се отнасят до **рекурсивен** алгоритъм за намиране на честотните коефициенти, който е различен от БПФ.

Съществуват няколко варианта на рекурсивен алгоритъм за определяне на честотните коефициенти. Първият от тях е разглеждан в специализираната литература, но различните автори ползват различни означения както за индексите на времето и честотата, така и за комплексния завъртащ множител. В резултат на това се срещат поне шест различни формулировки. Ето защо тук най-напред ще бъде описан този първи вариант.

2.2. РЕКУРСИВЕН АЛГОРИТЪМ ОТ I ВИД

Разглежда се сигнал, който е разделен на два времеви прозореца, всеки с M дискретни стойности [A3]. Редицата, образувана от дискретните стойности в първия прозорец, е $x[n] = \{x(0), x(1), \dots, x(M - 1)\}$, а тази от втория е $x[n + 1] = \{x(1), x(2), \dots, x(M)\}$, както е показано на фиг. 2.1.



Фиг. 2.1. Плъзгащо преобразуване

Дискретното преобразуване на Фурие за първата редица може да се получи най-рано в момента $M - 1$, затова

се означава с $X_k(M-1)$. За втората редица е съответно $X_k(M)$:

$$X_k(M-1) = \sum_{n=0}^{M-1} x(n)W_M^{kn} = x(0) + x(1)e^{-j\frac{2\pi k}{M}} + x(2)e^{-j\frac{2\pi k}{M}2} + \dots + x(M-1)e^{-j\frac{2\pi k}{M}(M-1)} \quad (2.1A)$$

$$X_k(M) = \sum_{n=0}^{M-1} x(n+1)W_M^{kn} = x(1) + x(2)e^{-j\frac{2\pi k}{M}} + x(3)e^{-j\frac{2\pi k}{M}2} + \dots + x(M)e^{-j\frac{2\pi k}{M}(M-1)} \quad (2.1B)$$

Тук M е броят на дискретните стойности на сигнала и съответно броят на честотните коефициенти. Ще се използва означението M вместо N , тъй като обикновено е прието N да е степен на 2 при БПФ, а за M такава изискване няма да се поставя. С $j = \sqrt{-1}$ е означена имагинерната единица. Комплексният завъртащ множител е $W_M = e^{-j\frac{2\pi}{M}}$.

Алгоритъмът се свежда до изваждане на най-старата дискретна стойност $x(0)$, добавяне на най-новата $x(M)$ и последващо фазово завъртане с $e^{+j\frac{2\pi k}{M}}$.

Този израз може да се обобщи за всеки текущ времеви момент n :

$$X_k(n) = \{X_k(n-1) + x(n) - x(n-M)\} e^{+j\frac{2\pi k}{M}}. \quad (2.3)$$

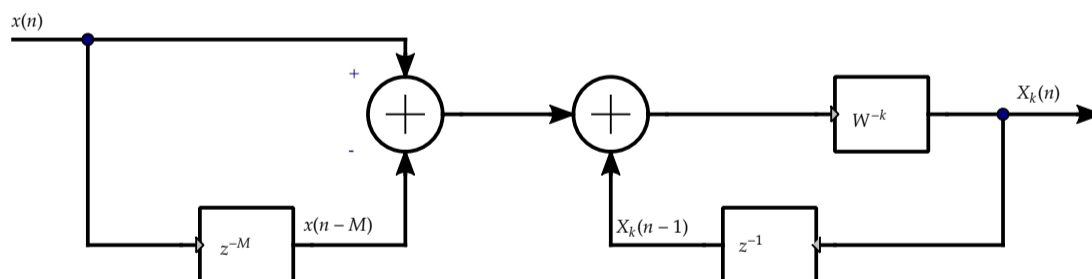
2.2.1. ПРЕДАВАТЕЛНА И ЧЕСТОТНА ХАРАКТЕРИСТИКА

Предавателната характеристика за плъзгащото преобразуване е

$$H(z) = \frac{(1 - z^{-M}) W_M^{-k}}{1 - z^{-1} W_M^{-k}}. \quad (2.5)$$

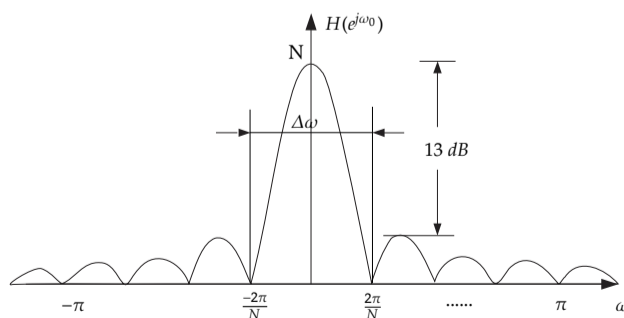
Тя има M нули и те са M -ти корен от единица, което значи, че са разположени на равни разстояния върху единичната окръжност. Като цяло обаче, предавателната характеристика има $M-1$ нули, защото една от тях се анулира от полюса в (2.5), когато $z = W_M^{-k}$.

Предавателната характеристика за всеки от коефициентите k може да се реализира чрез последователно свързване на два дискретни филтъра. Първият филтър е с крайна импулсна характеристика (КИХ) с гребеновидна амплитудно-честотна характеристика. Вторият е рекурсивен филтър от типа цифров резонатор, настроен на кръгова честота $\omega_k = e^{+j\frac{2\pi k}{M}}$. Структурна схема на филтър реализиращ тази схема, е показана на фиг. 2.2. Използвани са стандартните за структурни схеми на цифрови филтри елементи: суматор, умножител и елемент за закъснение.



Фиг. 2.2. Структурна схема на плъзгащо преобразуване за един честотен коефициент

Амплитудно-честотната характеристика на нулевия филтър ($k = 0$) е показана на фиг. 2.3. Тя представлява



Фиг. 2.3. АЧХ на филтър за $k = 0$

комбинация от основен лист с център нулевата честота и редица странични листа с намаляваща амплитуда. Страничните листа са разположени между нулите на числителя в предавателната характеристика на филтъра за честоти $\omega_k = 2\pi k/M$.

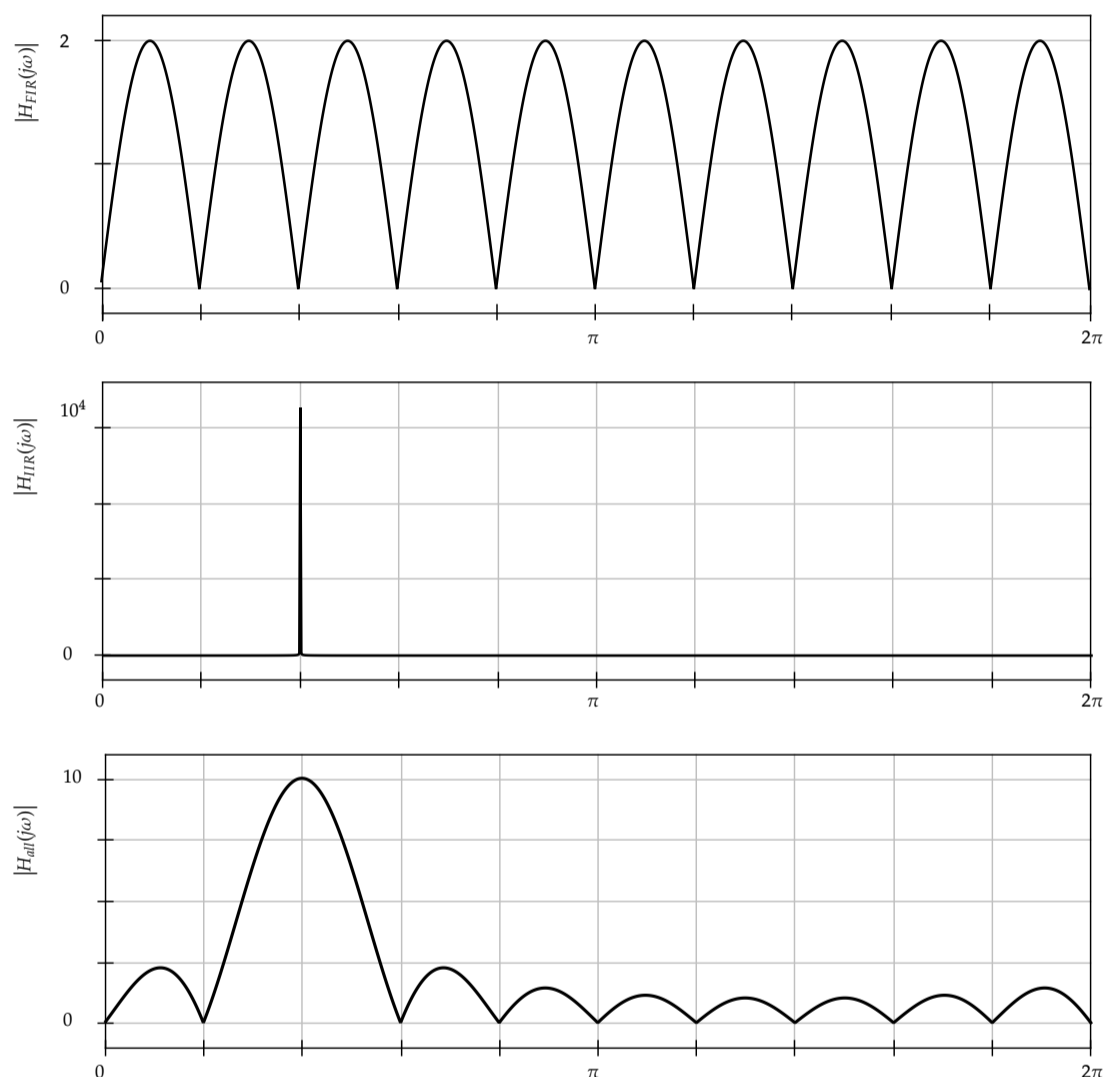
За нулева честота ($k = 0$) предавателната характеристика е

$$H_0(z) = \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}}. \quad (2.8)$$

Предавателните характеристики за останалите филтри при $k \neq 0$ може да се представят като модулирана версия на тази за нулевата честота, т. е.

$$H_k(z) = H_0(zW_M^k). \quad (2.9)$$

Амплитудно-честотната характеристика на филтър с гребеновидна АЧХ за $M = 10$ и $k = 2$, е показана на фиг. 2.4(а).



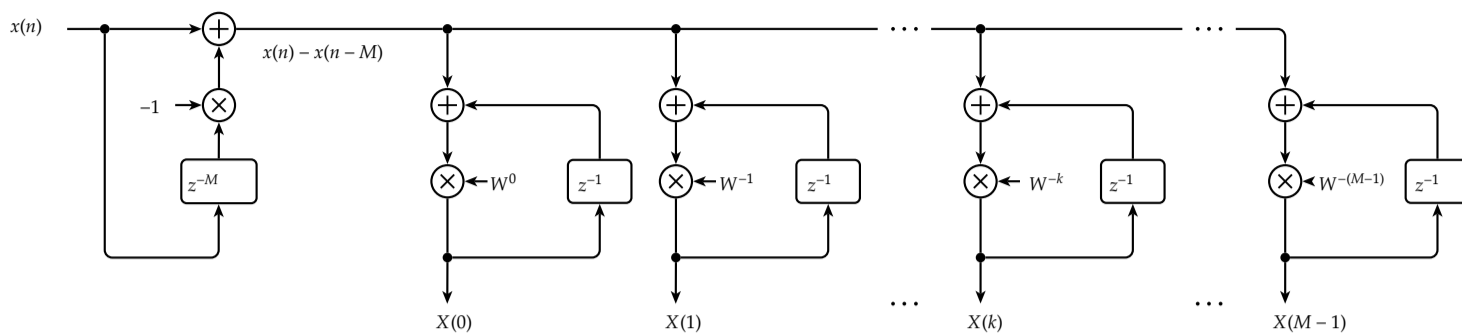
Фиг. 2.4. АЧХ на последователно свързаните КИХ и БИХ филтър

Амплитудно-честотната характеристика на рекурсивен БИХ филтър е показана на фиг. 2.4(б). За резонансна честота, този филтър има много висок Q -фактор, който елиминира нулата в предавателната характеристика на филтъра.

Цялата филтърна структура има АЧХ показана на фиг. 2.4(в). Тя е резултат от последователното свързване на филтри с КИХ и БИХ.

За останалите стойности на k , характеристиките са отместени със стъпка ω_k , където $0 \leq k \leq M$.

Получаването на всички честотни коефициенти k чрез плъзгащо преобразуване става по схема показана на фиг. 2.5. Използва се един филтър с КИХ и толкова резонатори, колкото изходни коефициенти са необходими. Това означава, че броят на коефициентите k не е обвързан с M и може да се изчислят само няколко честотни коефициента.

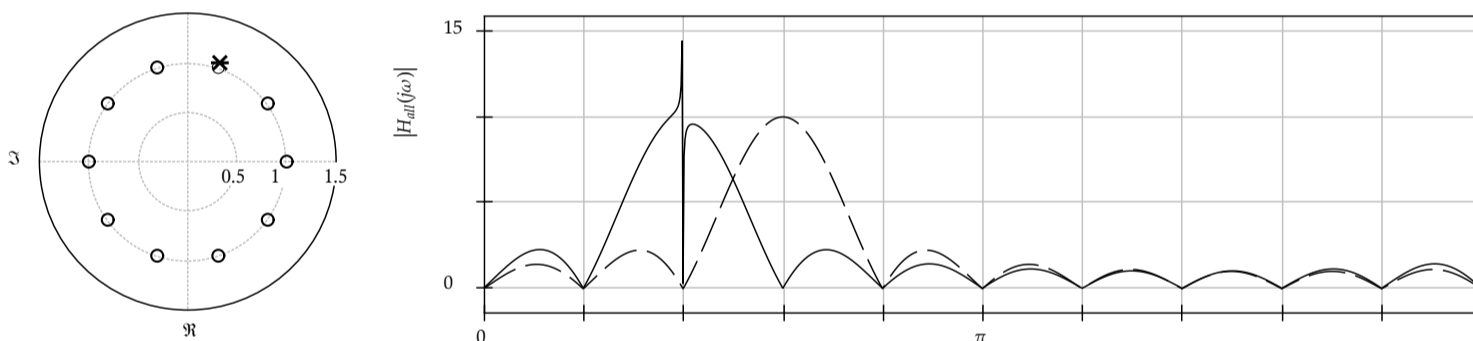


Фиг. 2.5. Плъзгащо преобразуване за M честотни коефициента

2.2.2. СТАБИЛНОСТ НА ДИНАМИЧНОТО ПРЕОБРАЗУВАНЕ

Филтърната структура реализираща плъзгащо преобразуване е на границата на стабилността. Причината е полюсът разположен на единичната окръжност. Полюсът е много чувствителен към натрупващите се грешки от закръгления. Комплексният завъртащ множител W_M^k се използва отново и отново рекурсивно, като по този начин грешката от представяне на числата с ограничен брой битове се акумулира. В резултат на това полюсът се измества от единичната окръжност. Ако той се окаже вътре, проблемът ще е свързан само с точността на определяне на съответния честотен коефициент. Ако полюсът излезе извън единичната окръжност, това ще доведе до самовъзбуждане при честота ω_k заради нарушаване на амплитудното условие за системи с обратна връзка.

На фиг. 2.6 е показана полюсно-нулева диаграма и амплитудно-честотна характеристика за два случая: $k = 2$ (с пълтна линия) и $k = 3$ (с прекъсвана линия). Отместването на полюса за $k = 2$ е силно преувеличено, за да се види отчетливо. Вижда се, че АЧХ на филтъра се променя, което ще доведе до промяна в стойностите на честотните коефициенти в различните моменти от времето.



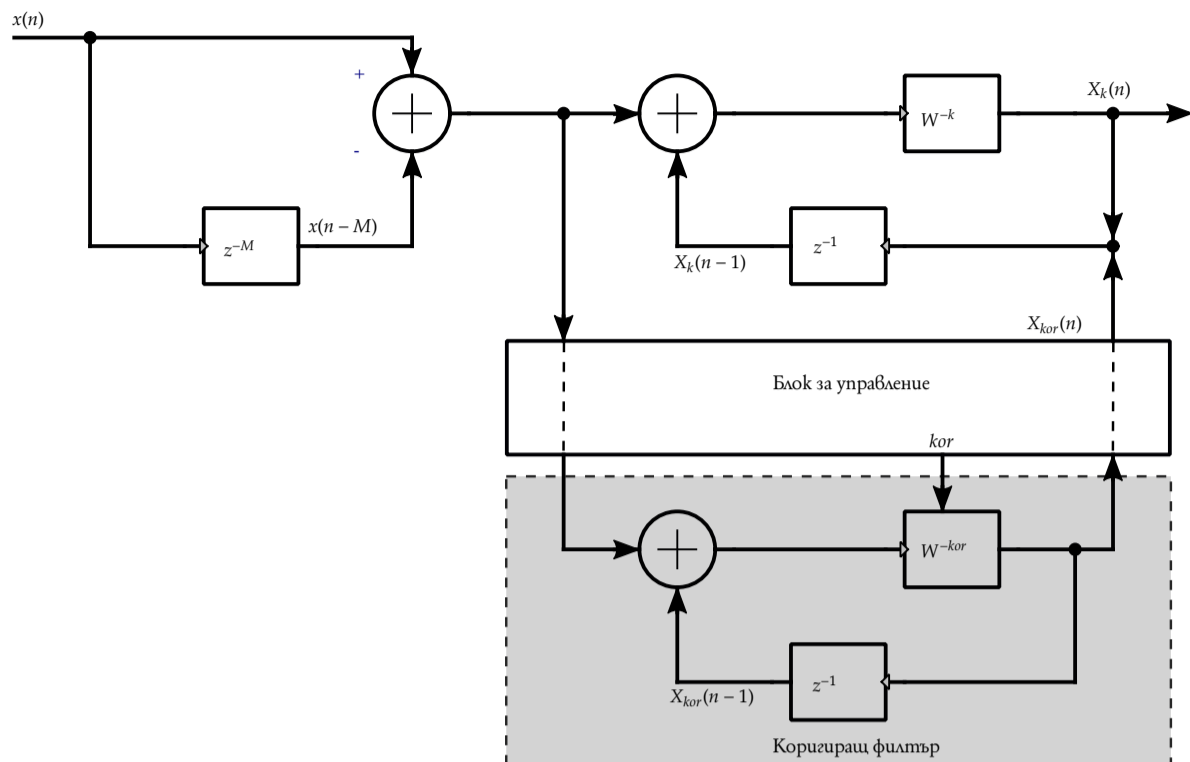
Фиг. 2.6. Полюсно-нулева диаграма и амплитудно-честотна характеристика за $|W_{10}^2| = 1,001$ ($k = 2$ е с пълтна линия, а $k = 3$ с прекъсвана)

Има редица решения свързани с намаляване на грешките допускани при изчисляването на коефициентите, и тяхното натрупване. Те са систематизирани в дисертационния труд.

В този дисертационен труд авторът предлага решение, при което грешката, акумулирана в процеса на изчисляване на честотните коефициенти, периодично се нулира [A1]. Използва се фактът, че нерекурсивната част (филтърът с КИХ) има крайна памет – M клетки. Към съществуващата структурна схема се добавя допълнително още едно рекурсивно звено и управляващ блок, както се вижда от схемата на фиг. 2.7. Процесът на коригиране е свързан с мултиплексиране във времето на сигнал със натрупана грешка и такъв, при който грешката е минимална.

Целият процес се контролира от блока за управление, който лесно се реализира апаратно (брояч, мултиплектор, демултиплектор и управляваща логика) или програмно.

Предложеният метод не изисква промяна на основната схема на плъзгащото преобразуване, новите блокове могат да бъдат включвани или не в зависимост от необходимостта за корекция.



Фиг. 2.7. Коригиране на грешката при плъзгащо преобразуване на Фурие с използване на коригиращ филтър

2.2.3. ИЗЧИСЛИТЕЛНА СЛОЖНОСТ

Изчислителната сложност на плъзгащото преобразуване зависи от броя на необходимите честотните коефициенти k . Както се вижда и от израза описващ процеса (2.3), и от структурната схема на фиг. 2.5, всеки коефициент k може да се получи с едно комплексно умножение, независимо от M . При реален входен сигнал са необходими $M/2$ коефициенти и максималният брой комплексни умножения е $M/2$, което е $\log_2 N$ пъти по-малко в сравнение с БПФ за комплексни или реални данни. При това сравнение трябва да се има предвид, че при плъзгащото преобразуване честотните коефициенти се получават в такт с честотата на дискретизация. Така в рамките на целия прозорец с размер M изчислителната сложност се изравнява с тази при ДПФ.

2.3. РЕКУРСИВЕН АЛГОРИТЪМ ОТ II ВИД

Съществува втори израз, с който може да се определят рекурсивно честотните коефициенти на ДПФ. Във дисертационният труд е предложена математическата му обосновка, като крайния резултат е

$$X_k(n) = X_k(n-1) + \{x(n) - x(n-M)\} W_M^{kn}. \quad (2.15)$$

Този израз показва, че честотните коефициенти в определен момент от времето n , може да се получат от тези в предходния момент $n-1$, чрез добавяне на ДПФ от разликата между най-новата стойност $x(n)$ и най-старата дискретна стойност на сигнала $x(n-M)$.

2.3.1. ПРЕДАВАТЕЛНА И ЧЕСТОТНА ХАРАКТЕРИСТИКА

Ако към (2.15) се приложи едностранно z -преобразуване, ще се получи разликото уравнение на филтъра за честотния коефициент k :

$$X_k(n) = X_k(n)z^{-1} + \{x_n - x_n z^{-M}\} W_M^{nk}. \quad (2.16)$$

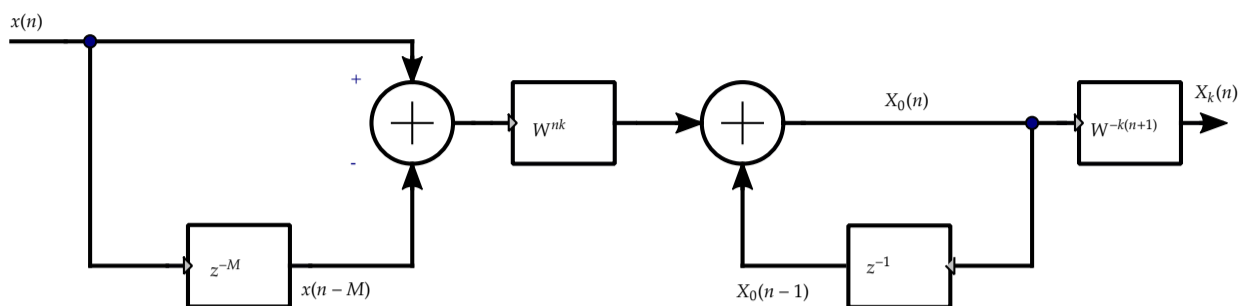
Предавателната характеристика

$$H(z) = \frac{(1 - z^{-M})}{1 - z^{-1}} W_M^{nk}, \quad (2.17)$$

е получена от предавателната характеристика на нулевия филтър (2.8), която беше разгледана в т. 2.2.1, умножена с комплексната експонента $e^{-j\frac{2\pi}{M}kn}$. Входният сигнал, след умножението с комплексния завъртащ множител, се транслира по честотната ос към нулевата честота, т. е. спектърът се пренася в основната лента, след което се филтрира от нулевия филтър, чиято амплитудно-честотна характеристика е показана на фиг. 2.3.

Определеният по този начин честотен коефициент има модул, който съвпада с модула, определен от ДПФ. Аргументът обаче се различава, което е причина този алгоритъм да се използва за определяне само на АЧХ.

За възстановяване на правилната фаза авторът предлага структурната схема на фиг. 2.10. Предавателна-



Фиг. 2.10. Структурна схема на плъзгащо преобразуване с коригирана фаза

та характеристика за всеки от коефициентите k е реализирана чрез последователно свързване на два дискретни филтъра. Първият е филтър с крайна импулсна характеристика (КИХ) с гребеновидна амплитудно-честотна характеристика, последван от хетерогинен смесител (умножител) с W_M^{kn} .

Вторият е рекурсивен филтър от типа цифров резонатор, настроен на кръгова честота ω_0 . Използвани са означения $X_0(n)$ и $X_0(n-1)$, отговарящи на факта, че спектъра на сигнала е транслиран към нулевата честота.

В изхода на структурната схема е добавен блок, който модулира честотния коефициент $X_0(n)$ с комплексния завъртащ множител $W_M^{-k(n+1)}$, и връща спектъра на мястото му с което се възстановява правилната фаза.

2.3.2. СТАБИЛНОСТ НА ДИНАМИЧНОТО ПРЕОБРАЗУВАНЕ ОТ ВТОРИ ВИД

От структурната схема на фиг. 2.10 се вижда, че при преобразуването от втори вид схемата не натрупва грешки и е безусловно стабилна.

2.6. ОБРАТНО ПЛЪЗГАЩО ПРЕОБРАЗУВАНЕ

Фазовият вокодер е система за анализ, обработка и синтез, т. е. в последния етап е необходимо да се премине от честотни коефициенти към дискретни времеви стойности на сигнала.

В предложената програма за изчисляване на обратно плъзгащо преобразуване на Фурие, авторът използва пре-работен израз за правото преобразуване от първи вид

$$x(n) = x(n-M) + \frac{1}{W_M^{-kn}} X(n) - X(n-1). \quad (2.30)$$

Листинг на програми написани на скриптовия език на MATLAB[®] за правото и обратно преобразуване от първи вид са дадени в Приложение Б на дисертационния труд.

2.7. ПОСТИГНАТИ РЕЗУЛТАТИ

1. Направен е анализ на рекурсивен алгоритъм от първи вид. Определени са предавателната и честотната му характеристика.
2. Изяснени са причините за нестабилна работа на алгоритъма. Разгледани са известните методи за стабилизиране.
3. Предложено е решение, при което акумулираната в процеса на изчисляване на честотните коефициенти грешка периодично се нулира.
4. Определена е изчислителната сложност за реализиране на алгоритъма и е предложена структурна схема, подходяща за хардуерно изпълнение.
5. Направен е анализ и е изведен обобщен израз за алгоритъм от втори вид.
6. Предложена е структурна схема, решаваща проблема с дефазирането на честотните коефициенти.
7. Разгледан е проблемът, свързан с прилагане на прозоречни функции в честотната област.
8. Предложени са варианти за софтуерна и хардуерна паралелна обработка.
9. Направен е анализ и е предложен метод за обратно преобразуване.

2.8. ИЗВОДИ

Плъзгащото преобразуване на Фурие решава някои проблеми на БПФ, но има и недостатъци. Сериозен проблем е осигуряването на стабилността, прилагането на прозоречни функции, обратното преобразуване.

Правят се следните изводи, които да се вземат предвид при използването на плъзгащото преобразуване:

1. В случай на софтуерна реализация е подходящо да се използва преобразуването от първи вид. При хардуерна реализация и работа с числа с фиксирана запетая е по-подходящо да се ползва преобразуването от втори вид.
2. Ако при апаратна реализация се ползва преобразуване от първи вид, да се използва метод за стабилизиране.
3. При апаратна реализация да се ползва прозорец на Хеминг, при което изчислителната сложност намалява.
4. При софтуерна реализация паралелна обработка е подходяща само при наличие на подходящ хардуер – например графични процесори (GPU).
5. При апаратна реализация във всички случаи да се използва паралелна обработка.
6. При обратното преобразуване, ако изискването за инертността позволява, да се възстановява отчетът с номер $n = 0$ от прозореца M .
7. При обратното преобразуване текущите честотни коефициенти зависят от предишните резултати и ако има прекъсване във входните данни, ще има прекъсване и в изхода.
8. Изчисленията трябва да бъдат завършени в рамките на периода на дискретизация.

В заключение може да се каже, че плъзгащото преобразуване на Фурие изпълнява всички заложен изисквания за приложение при фазовия вокодер, но при последователна софтуерна реализация е бавно.

3 Алгоритъм на Брун

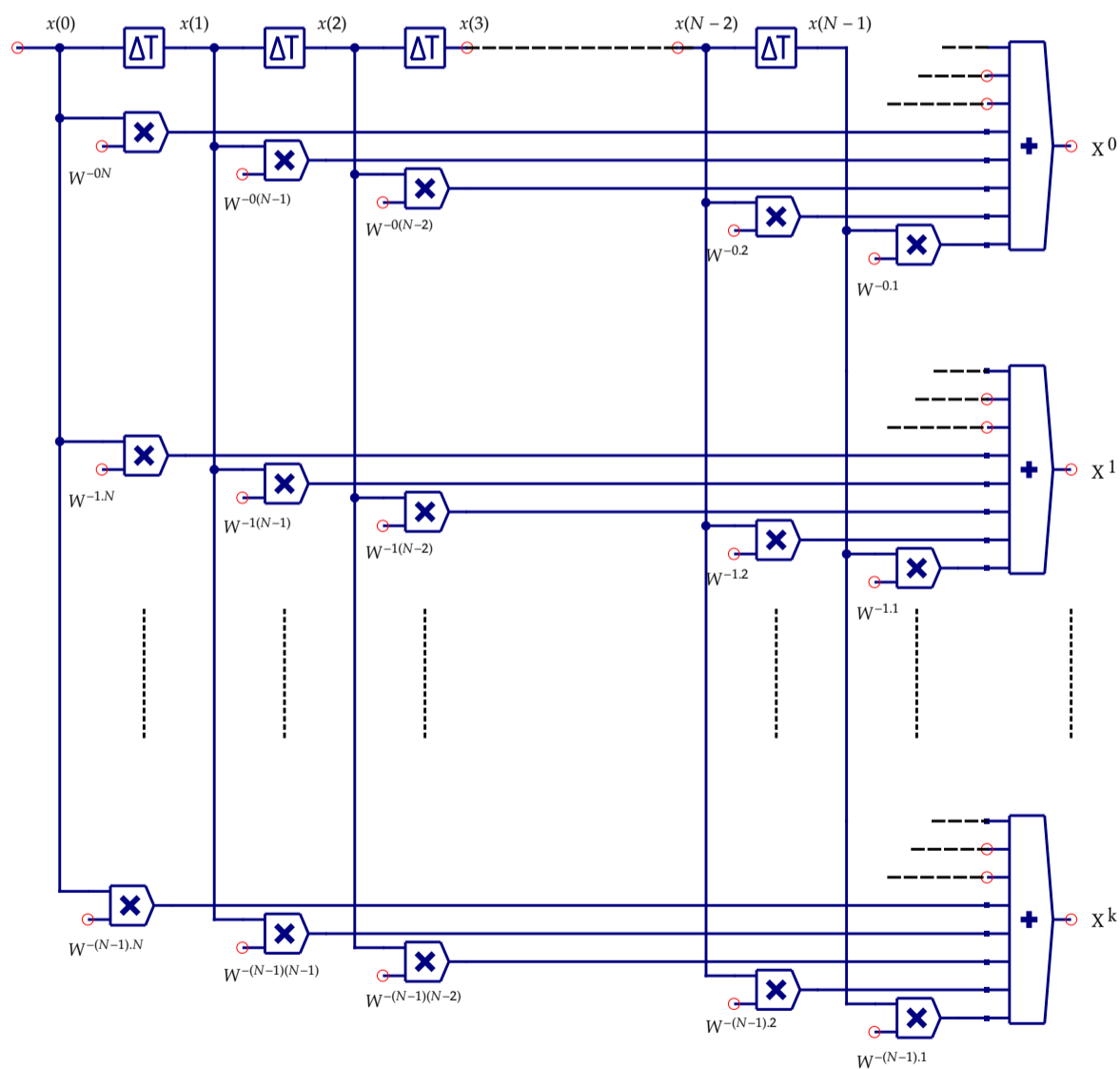
3.1. ТЕОРЕТИЧНА ОБОСНОВКА

Алгоритъмът на Брун е предложен през 1978 г. при изследването на БПФ като банка от k лентови филтри. Причислява се към групата алгоритми, представящи дискретното преобразуване на Фурие като полином. За целта тези алгоритми ползват правото едностранно z -преобразуване от входните отчети, като при $z = e^{-j2\pi/N}$, т. е. точки, лежащи на единичната окръжност, двете преобразувания съвпадат.

Алгоритъмът на Брун се нуждае от два пъти по-малко умножения отколкото класическото БПФ, предложено от Кули и Тлоку.

3.1.1. ДПФ КАТО БАНКА ОТ ФИЛТРИ

Структурата на банка от лентови филтри, изработени с $N - 1$ закъснителни звена, N^2 умножители и N суматори, е показана на фиг. 3.1. Ако тези филтри се реализират със суматори с два входа вместо с N входа, броят на операциите ще съвпадне с теоретично определения N^2 .



Фиг. 3.1. ДПФ като банка от филтри

Предавателната характеристика на всеки от филтрите се получава чрез правото едностранно z -преобразуване

на импулсната характеристика:

$$H_k(z) = \frac{(z^{-1}W_N^{-k})^N - 1}{z^{-1}W_N^{-k} - 1} = \frac{z^{-N} - 1}{z^{-1}W_N^{-k} - 1}. \quad (3.6)$$

Предавателната характеристика има N на брой нули z_{zi} , разположени върху единичната окръжност на равни интервали. Тези нули не зависят от конкретния филтър т. е. за всички филтрите са едни и същи.

Знаменателят на (3.6) има единичен полюс и той е различен за всеки конкретен филтър (заради различната стойност на k):

$$z_{pk} = e^{j\frac{2\pi}{N}k} = W^{-k}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1. \quad (3.7)$$

Тъй като k приема стойности в диапазона $0 \div (N - 1)$, съответният полюс z_{pk} в знаменателя (различен за всеки филтър) ще бъде равен на една от нулите z_{zi} в числителя и взаимно ще се унищожат. Тогава всеки филтър остава с $N - 1$ нули и е нерекурсивен. Този резултат е важен, защото показва, че филтрите ще бъдат стабилни.

3.1.2. АЛГОРИТЪМ НА БРУН С КОМПЛЕКСНИ КОЕФИЦИЕНТИ

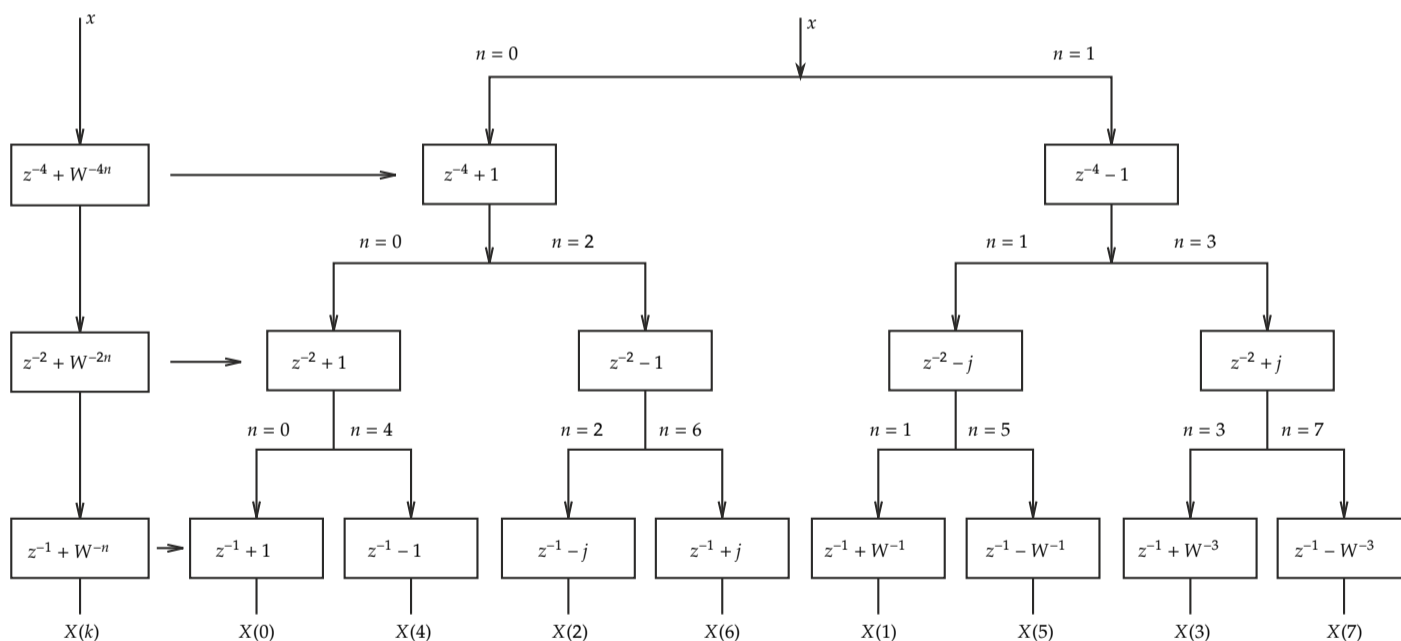
Фактът, че предавателните характеристики на филтрите $H_k(z)$ имат общи нули (освен една), е в основата на алгоритъма на Брун. Той доказва, че предавателните функции на отделните филтри може да споделят общите нули, ако се използва дървовидна структура на филтъра. За получаването на тази структура числителят в израза (3.6) се представя като

$$z^{-N} - 1 = \left(z^{-\frac{N}{2}} - 1\right)\left(z^{-\frac{N}{2}} + 1\right), \quad N = 2^p, \quad p > 1. \quad (3.10)$$

Първият множител в дясната страна на (3.10) може да се представи по същия начин, ако $N \geq 4$. Вторият множител се разлага, както следва:

$$z^{-\frac{N}{2}} + 1 = \left(z^{-\frac{N}{4}} - j\right)\left(z^{-\frac{N}{4}} + j\right). \quad (3.11)$$

Това рекурсивно разлагане продължава, докато се получат едночлени от вида $(z^{-1} \pm 1)$, $(z^{-1} \pm j)$ или $(z^{-1} \pm W^{-k})$. Резултатът от такова рекурсивно разлагане на множители е показан на фиг. 3.3.



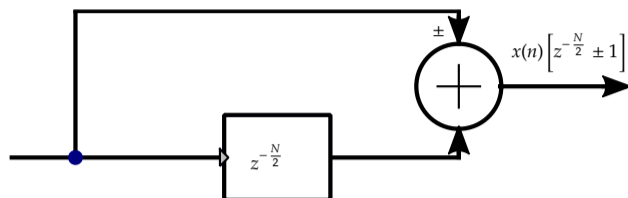
Фиг. 3.3. ДПФ като дървовидна структура с комплексни множители

От фигурата се вижда, че става въпрос за преобразуване, подобно на БПФ с разреждане по честота. Това се дължи на свойството периодичност на комплексния завъртащ множител.

В този вид алгоритъмът на Брун използва значително по-малко операции умножение, но повече закъснителни звена или съответно регистри памет, чрез които се реализира закъснението. Освен това само коефициентите от първия етап са реални, голяма част от останалите са комплексни числа.

3.1.3. АЛГОРИТЪМ НА БРУН С РЕАЛНИ КОЕФИЦИЕНТИ

За да избегне комплексните коефициенти, Брун предлага второ решение, при което разлагането на $z^{-N} - 1$ се извършва на етапи по група схема. Броят на етапите s се определя от зависимостта $s = \log_2 N$. За първия етап ($s = 1$) се използва разлагането $z^{-N} - 1 = (z^{-\frac{N}{2}} - 1)(z^{-\frac{N}{2}} + 1)$. Тези едночлени са предавателни характеристики, които се реализират чрез филтърни структури изградени само със закъснителни линии и суматори (фиг. 3.4). Ще се класифицират като филтърни структури от I вид.



Фиг. 3.4. Филтърна структура от I вид

От етап $s = 2$ до $s = \log_2 N - 1$ се ползва лесно доказуемото тъждество (3.12):

$$z^{-4q} + az^{-2q} + 1 = (z^{-2q} + \sqrt{2 - az^{-q}} + 1)(z^{-2q} - \sqrt{2 - az^{-q}} + 1), \quad a < 2. \quad (3.12)$$

Ако се положи $a = 0$, за разлагането на $z^{N/2} + 1$ се получава

$$z^{-\frac{N}{2}} + 1 = \left(z^{-\frac{N}{4}} + \sqrt{2}z^{-\frac{N}{8}} + 1\right)\left(z^{-\frac{N}{4}} - \sqrt{2}z^{-\frac{N}{8}} + 1\right). \quad (3.13)$$

Използвайки отново (3.12) за двата току-що получени многочлена, резултатът от разлагането е съответно:

$$z^{-\frac{N}{4}} + \sqrt{2}z^{-\frac{N}{8}} + 1 = \left(z^{-\frac{N}{8}} + \sqrt{2 - \sqrt{2}z^{-\frac{N}{16}}} + 1\right)\left(z^{-\frac{N}{8}} - \sqrt{2 - \sqrt{2}z^{-\frac{N}{16}}} + 1\right), \quad (3.14)$$

$$z^{-\frac{N}{4}} - \sqrt{2}z^{-\frac{N}{8}} + 1 = \left(z^{-\frac{N}{8}} + \sqrt{2 + \sqrt{2}z^{-\frac{N}{16}}} + 1\right)\left(z^{-\frac{N}{8}} - \sqrt{2 + \sqrt{2}z^{-\frac{N}{16}}} + 1\right). \quad (3.15)$$

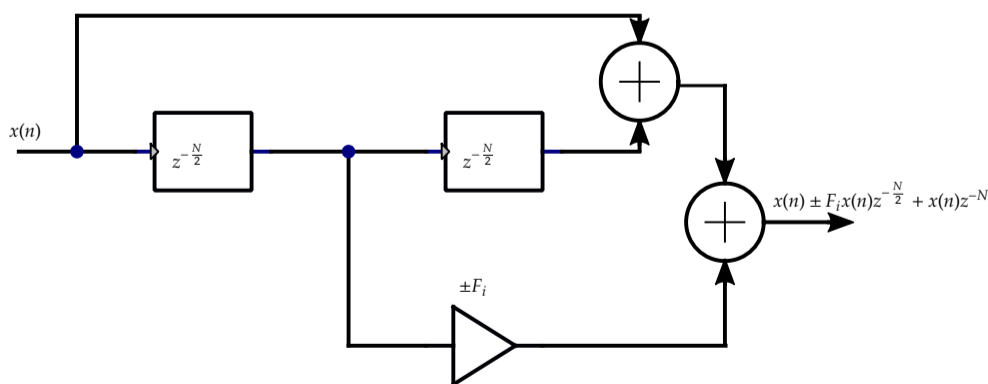
Това разлагане има три важни свойства.

Първото е, че всеки множител представлява предавателна характеристика на КИХ филтър с директна реализация, имащ три коефициента.

Второто е, че само един от тези коефициенти е различен от 1, т. е. не е тривиален.

Третото е, че тези коефициенти са реални числа.

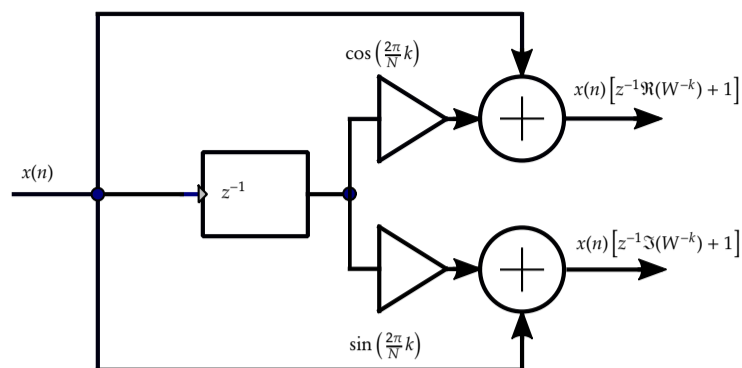
Всеки такъв филтър ще е от II вид и има структура, показана на фиг. 3.5. Закъсненията на сигнала се реализират с една обща закъснителна линия с извод от средата $-N/2$. Умноженият с коефициента F_i сигнал, в зависимост от конкретното място в цялата структура, се добавя към входния сигнал или се изважда от него.



Фиг. 3.5. Филтърна структура от II вид

Процесът на разлагане на реални полиноми продължава, докато q стане равно на 1. Последните реални полиноми са от втора степен от вида $z^{-2} \pm \sqrt{2 \pm az^{-1}} + 1$. За тяхното разлагане на множители се използва тъждеството:

$$z^{-2} \pm 2z^{-1} \cos \varphi + 1 = (z^{-1} \pm e^{j\varphi})(z^{-1} \pm e^{-j\varphi}). \quad (3.16)$$



Фиг. 3.6. Филтърна структура от III вид

Структурата на филтър, реализиращ последното разлагане, ще е от III вид и е показана на фиг. 3.6. При него коефициентите са комплексни числа. Чрез множителя $\cos(\varphi)$ се определя реалната част на комплексния честотен коефициент, а със $\sin(\varphi)$ се получава имагинерната част.

Ъгълът φ се определя от $\varphi = \frac{2\pi k}{N}$, където k е поредният номер (индекс) на честотния коефициент. По този начин множителите в различните етапи може да се изчислят чрез (3.17):

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4} A_1 \left(1 + A_2 \left(\frac{1}{2} + A_3 \left(\frac{1}{4} + A_4 \left(\frac{1}{8} + \dots \right) \right) \right) \right) \right) \\ &= \frac{1}{2} A_1 \sqrt{2 + A_2 \sqrt{2 + A_3 \sqrt{2 + A_4 \dots}}} \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$A_i = \begin{cases} 0, & 0 = i > \log_2 N \\ \pm 1, & 0 < i \leq \log_2 N, \end{cases} \quad (3.18)$$

Използвайки изложеното до момента, в този дисертационен труд е разработена гърбовидна структурна схема на КИХ филтър, реализираща алгоритъма на Брун за $N = 16$. Тази схема (фиг. 3.7) е изградена като комбинация на филтърни структури от I, II и III вид. Схемата се различава от посочената от Брун по отношение на подреждането на изходните честотни коефициенти и знаците на използваните множители.

3.1.4. НАСОЧЕН ГРАФ НА АЛГОРИТЪМА НА БРУН

От гърбовидната структура на фиг. 3.7 лесно се получава насочен граф, който показва пътя на сигнала. От него се определят операциите, които се изпълняват на различните етапи, и техният брой. Значително по-лесно се получава информация за съставянето на софтуерна програма (за хардуерна реализация е по-удобна структурната схема). Трансформационната матрица и други параметри също се определят по-лесно.

Всяка от трите филтърни структури може да се представи с насочен граф (пеперуда), показан на фиг. 3.8.

На фиг. 3.8(a) и (б) са пеперудите, отговарящи за първия и последния етап на преобразуването. Тези пеперуди имат по два входа и два изхода. На фиг. 3.8(б) е пеперудата за средните етапи. При нея всеки изход се получава като сума от три възела от предходния етап. Пеперудата, която се използва при БПФ с разреждане по честота, е показана на фиг. 3.8(г).

От комбинацията на фиг. 3.8(a), (б) и (в) се получава насоченият граф на цялото преобразуване с алгоритъма на Брун (фиг. 3.9). Както се вижда, средните етапи са изградени от два типа пеперуди. Това, от една страна, намалява броя на изчисленията, но от друга, прави структурата нерегулярна.

3.2. ИЗЧИСЛИТЕЛНА СЛОЖНОСТ ПРИ АЛГОРИТЪМА НА БРУН

Изчислителната сложност на алгоритъма се определя както от броя и сложността на математическите операции, така и от закъснителните звена, необходими за реализиране на алгоритъма. Тук се отнасят и клетките памет, необходими за съхраняване на коефициентите, използвани в различните етапи.

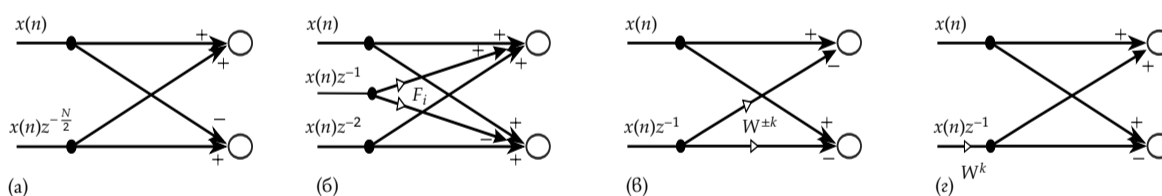
Изчислителната сложност е съпоставена с тази при бързото преобразуване на Фурие.

3.2.1. МАТЕМАТИЧЕСКИ ОПЕРАЦИИ

Броят на математическите операции, необходими за изчисляването при всеки конкретен блок от схемата на алгоритъма на Брун, е от особена важност. От тях зависи времето за изчисление при програмна реализация или



Фиг. 3.7. Алгоритъм на Брун с реални множители. $F_1 = \sqrt{2}$, $F_2 = \sqrt{2 + \sqrt{2}}$, $F_3 = \sqrt{2 - \sqrt{2}}$



Фиг. 3.8. Насочени графи за филтърните структури

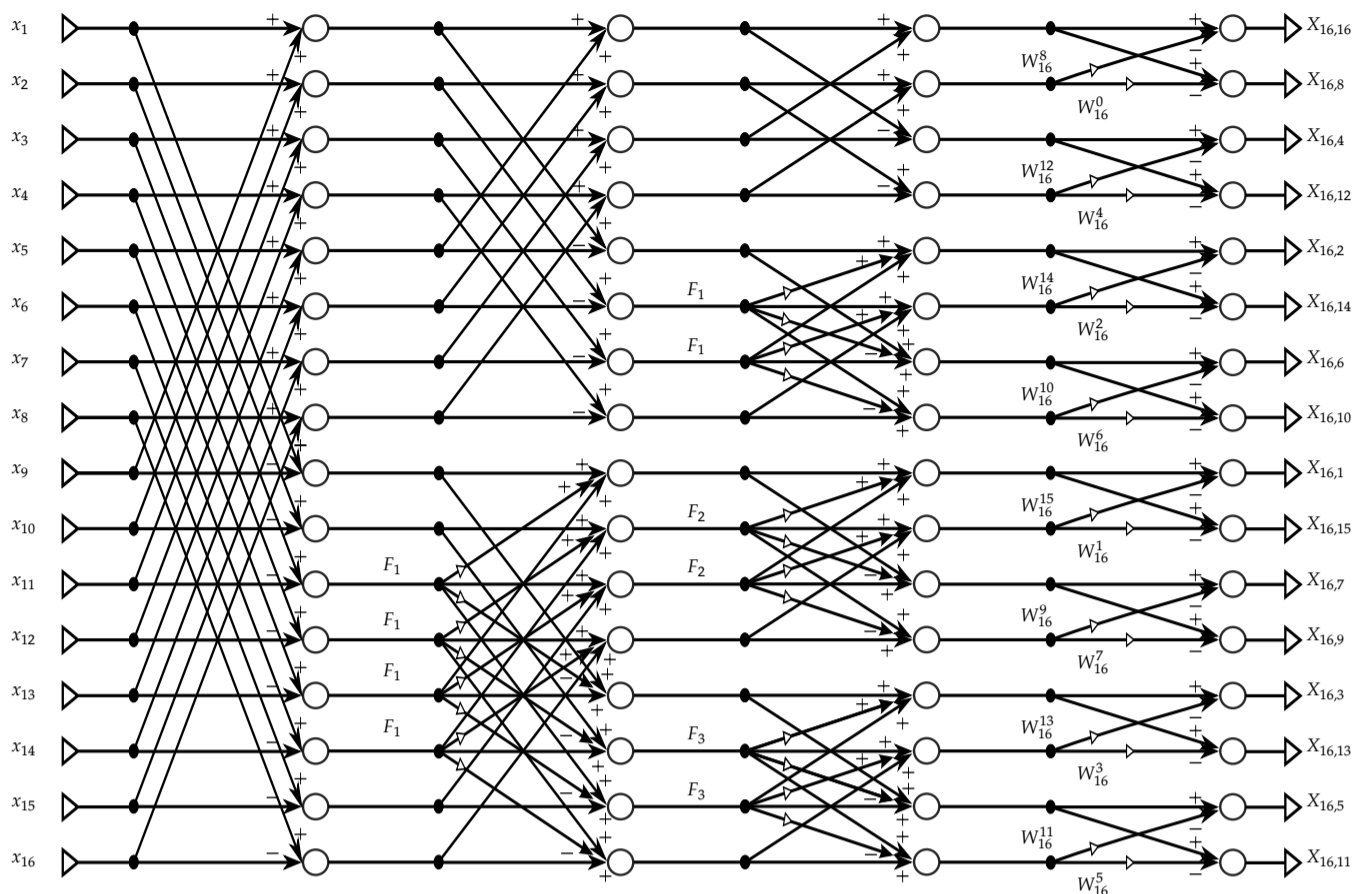
сложността, а оттам - необходимата мощност, при хардуерна реализация. За определяне на броя на операциите се ползват пеперудите от различните етапи.

При основната пеперуда за алгоритъма на Брун от фиг. 3.8(б) са необходими две реални умножения с F_i плюс още шест сумирания. За последния етап обаче алгоритъмът на Брун използва класическата пеперуда от БПФ. Тя изисква четири реални умножения. Еднакъв брой операции има и при първия етап на двата алгоритъма.

За N -точково преобразуване броят на пеперудите във всеки етап е $N/2$, а броят на етапите е $s = \log_2 N$. Тогава броят на математическите операции при БПФ може да се определи чрез:

$$M_{fft}^{mul} = 4 \frac{N}{2} \log_2 N = 2N \log_2 N, \quad (3.20)$$

$$M_{fft}^{add} = 6 \frac{N}{2} \log_2 N = 3N \log_2 N; \quad (3.21)$$



Фиг. 3.9. Насочен граф на алгоритъма на Брун

съответно при алгоритъма на Брун:

$$M_{ab}^{mul} = 2 \frac{N}{2} (\log_2 N - 2) + 4 \frac{N}{2} = N (\log_2 N - 2) + 2N, \quad (3.22)$$

$$M_{ab}^{add} = 6 \frac{N}{2} \log_2 N = 3N \log_2 N, \quad (3.23)$$

където $M_{fft}^{mul}, M_{fft}^{add}$ са математическите операции умножение и сумиране при бързо преобразуване на Фурие. Съответните операции при алгоритъма на Брун са означени като $M_{ab}^{mul}, M_{ab}^{add}$. При тези изчисления не са взети предвид пеперудите, при които множителите са нула или ± 1 .

При работа с реален входен сигнал броят на операциите намалява приблизително два пъти.

Що се отнася до закъснителните звена, при ДПФ те са N на брой. От структурната схема фиг. 3.7 се определя, че при алгоритъма на Брун броят на закъснителните звена в един етап е N . Тъй като броят на етапите е $\log_2 N$, общият брой на закъснителните звена или клетки памет трябва да е $N \log_2 N$. Това е единствената операция или хардуерен компонент, която има по-голяма стойност от тези при БПФ.

Вижда се, че алгоритъмът на Брун има по-голяма ефективност от БПФ. При него броят на реалните умножения се намалява два пъти, без обаче да се добавят допълнителни математически операции. Последното не е вярно за други видове бързи преобразувания, при които умноженията се заменят с допълнителни сумирания.

В дисертацията са изследвани и времената на закъснение по пътя от входа до изхода на преобразуването.

3.3. НЕДОСТАТЪЦИ НА АЛГОРИТЪМА НА БРУН

Очевидно алгоритъмът на Брун е по-ефективен от бързото преобразуване на Фурие. Но не е намерил приложение поради няколко причини.

Първата е свързана с подреждането на индексите на получените честотни коефициенти. За БПФ с алгоритъм, използващ разреждане по честота, изходните коефициенти са с двоично реверсиране на битовете и лесно се подреждат. А от структурната схема на алгоритъма на Брун се вижда, че изходните коефициенти са разбъркани по начин, който до момента няма задоволително обяснение и просто решение.

Втората причина е свързана със сложното изчисляване на множителите. При алгоритъмът на Брун на мястото на комплексните завъртащи множители се използват реални числа, които се изчисляват като радикали

от висока степен. Тяхното изчисление обикновено се извършва от подпрограми, използващи метода на Нютон-Рафсън, който е алгоритъм за намиране на приблизителни стойности на корените на реални функции. При него се правят последователни приближения до достигането на желаната точност. Броят на итерациите (а оттам и времето за изчисление) зависи от търсената точност. Определянето на коефициентите по начин, различен от предложения от Брун, ще доведе до увеличаване на ефективността.

Третата причина е свързана с изчислителната пеперуга. След като при разлагането се получават множители с три члена, пеперугата в алгоритъма ще е различна от тази при БПФ, тя ще има три входа и два изхода. Това не позволява да се използват едни и същи клетки памет както за входа, така и за изхода от пеперугата (алгоритъм „на място“). Тази причина не е от голяма важност при системи, в които паметта не е особен проблем.

Следваща причина е относително по-ниското отношение сигнал-шум. И действително, след като в пеперугата се сумират три, а не две числа, по-бързо се стига до ограничение.

Последната причина е свързана с обратното преобразуване. В няколко достъпни източника се споменава за местване на правото преобразуване с алгоритъма на Брун, като разработките са от Fortran, през C до Assembler.

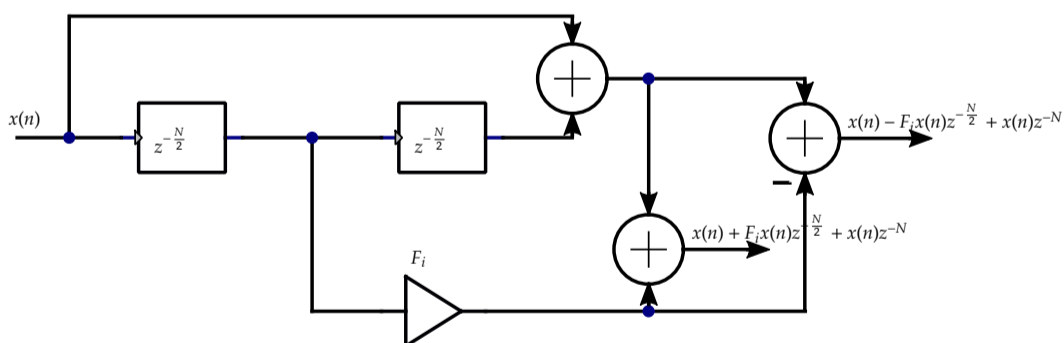
3.4. ОПТИМИЗИРАНЕ НА АЛГОРИТЪМА НА БРУН

В тази част на дисертационния труд се предлагат решения на установените недостатъци. Една част от решенията са свързани с промяна на филтърните структури. Това директно води до намаляване на изчислителната сложност. Други са насочени към намиране на прости алгоритми за определяне на индексите и изчисление на нетривиалните коефициенти. Най-накрая е предложен алгоритъм за обратно преобразуване с алгоритъм на Брун.

3.4.1. ПОДОБРЕНИ ФИЛТЪРНИ СТРУКТУРИ НА АЛГОРИТЪМ НА БРУН

Анализът на филтърните структури от II вид и изразите, които ги описват (3.12 до 3.15), показва, че в тях има еднакви членове, а следователно и повтарящи се операции. Действията закъснение, умножение с нетривиален коефициент, както и сумиране с входния сигнал се дублират. Всъщност съседни филтърни структури се различават по това, че при единия филтър има събиране, а при другия изваждане на члена с нетривиалния коефициент.

За увеличаване на ефективността на алгоритъма се предлага структурата на филтър от II вид, показана на фиг. 3.5, да се видоизмени чрез добавяне на допълнителен суматор, както е показано на фиг. 3.10. По този начин една закъснителна верига и един умножител се използват за нуждите на две филтърни структури. Така броят на необходимите закъснителни звена намалява два пъти, това се отнася и за броя на операциите умножение с нетривиални коефициенти. При реализиране на тази промяна единствено броят на суматорите ще се запази непроменен.



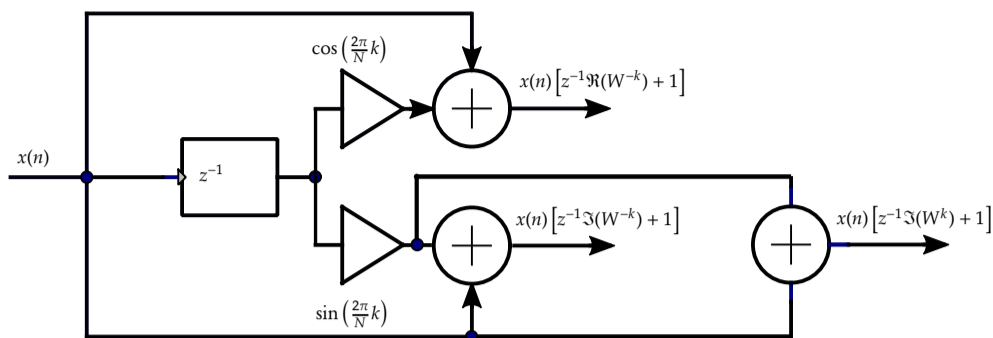
Фиг. 3.10. Оптимизирана филтърна структура от II вид

Филтърните структури, използвани в последния етап (от III вид), също може да бъдат оптимизирани по отношение на използваните структурни елементи.

Предлага се закъснението за двата изхода да се обедини и да се реализира с една закъснителна клетка. В допълнение множителите от последния етап на разлагането (3.16) са комплексно спрегнати величини, което позволява да се опрости и структурата на филтрите в последния етап.

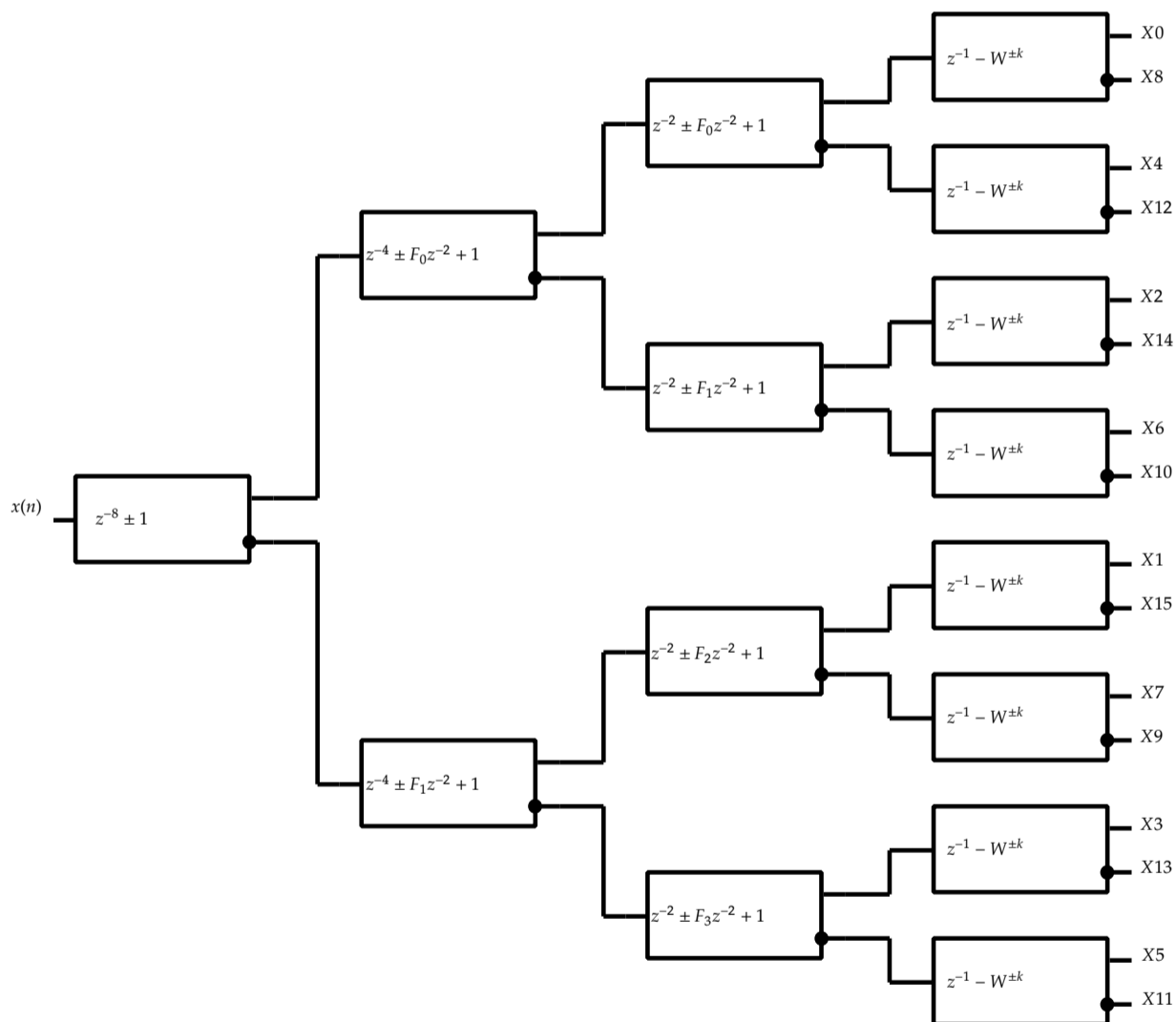
Предлага се схема на филтърна структура, показана на фиг. 3.11, при която закъснителните звена и умножението с реалната и имагинерната част на коефициента се споделят за два честотни коефициента.

В този случай вместо две закъснителни звена (или клетки памет) и четири умножителя се използват едно закъснително звено и два умножителя (еден за реалната и един за имагинерната част). Следователно получаването на честотните коефициенти е с два пъти по-голяма ефективност по отношение на математическите операции.



Фиг. 3.11. Оптимизирана филтърна структура от III вид

Като резултат на тези подобрения се предлага и нова гърбовидна структурна схема на КИХ филтър (фиг. 3.12), с използване на елементарни филтри с опростена структура. Филтърът в първия етап е изграден само от закъснителни звена и два суматора. В следващите етапи се ползват филтърни структури, като за всяка структура е посочена предавателната функция. При последния етап едно закъснително звено обслужва два комплексни множителя.



Фиг. 3.12. ДПФ с алгоритъм на Брун с опростени филтърни структури за $N = 16$. Предавателните характеристики са от вида: $z^{-N} \pm F_i z^{-N/2} + 1$

В таблица (3.1) са дадени обобщени стойности на необходимите реални умножения и сумирания, както и клетките памет, необходими за алгоритъма на Брун и БПФ. При големи стойности на N се оказва, че броят на операциите за алгоритъма на Брун е около $\log_2 N$ пъти по-малък.

Ако се използва предложеното споделяне, броят на закъснителните звена и броят на нетривиалните умножения намалява два пъти.

Таблица 3.1. Сравнение на броя операции за алгоритъм на Брун и ДПФ.

	АЛГОРИТЪМ НА БРУН БЕЗ СПОДЕЛЯНЕ	АЛГОРИТЪМ НА БРУН СЪС СПОДЕЛЯНЕ	БПФ ЗА РЕАЛЕН СИГНАЛ
клетки памет	$N \log_2 N$	$\frac{1}{2} N \log_2 N$	$2N$
реални сумирания	$3N - \log_2 N - 4$	$3N - \log_2 N - 4$	$N \log_2 N$
реални умножения	$3N - 2 \log_2 N - 8$	$\frac{1}{2}(3N - 2 \log_2 N - 8)$	$N \log_2 N$

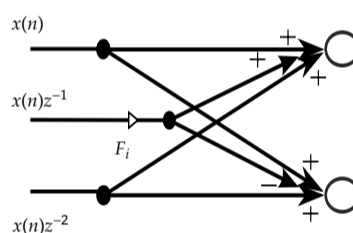
3.4.2. ПОДОБРЕН НАСОЧЕН ГРАФ НА АЛГОРИТЪМА НА БРУН

Както е посочено в точка 3.1.4, структурата на алгоритъма на Брун не е напълно регулярна, което се изразява в наличието на два типа пеперуди в средните етапи. Това води до усложняване на програмната реализация на този алгоритъм. Проблемът е свързан с това, че за всеки етап трябва да се определя колко и кои пеперуди са от II или I тип. Във всеки етап техният брой е различен, това трябва да се проверява и в зависимост от резултата да се използва едната или другата пеперуда.

За да се намали или елиминира този проблем, се предлага алгоритъмът на Брун да се реализира с нов насочен граф с подобрена регулярност. Всички нива на средните етапи се реализират с една и съща структура. Те се различават само по стойността на коефициента при различните нива. По този начин за изчисленията може да се използва една и съща подпрограма или хардуерен модул.

За реализирането на нов насочен граф вместо два вида пеперуди се предлага използването само на една, оптимизирана пеперуда, показана на фиг. 3.13.

Тази пеперуда също е с три входа и два изхода. При нея първо се извършва умножението по нетривиалния коефициент. Полученият резултат се добавя към крайния резултат или се изважда от него. В този случай операцията умножение са с една по-малко.



Фиг. 3.13. Нова пеперуда

Новополученият насочен граф е показан на фиг. 3.14. Както се вижда от фигурата, структурата е регулярна в по-голяма степен отколкото при БПФ. Пеперудите, които са показани с прекъсвана линия, имат за множител нула, т. е. $F_0 = 0$.

3.4.3. ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ИНДЕКСИТЕ ПРИ АЛГОРИТЪМА НА БРУН

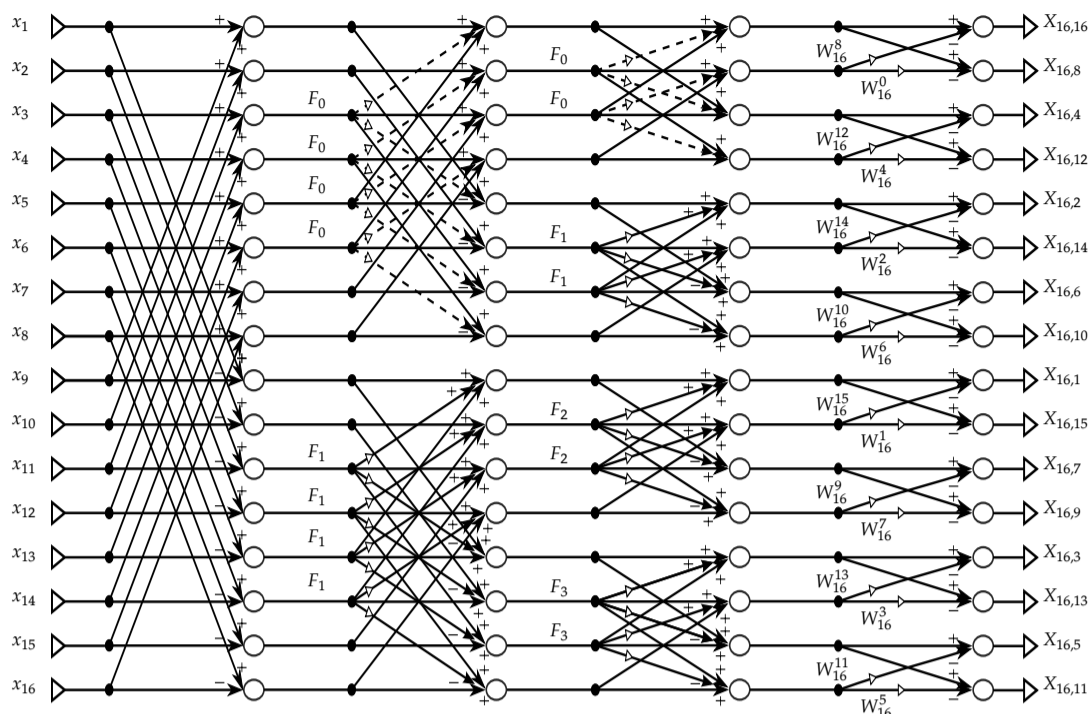
Индексите (номерата) на честотните коефициенти показват как са подредени изходните сигнали. Тази информация е особено важна за работата на фазовия вокодер. Индексите на коефициентите в изхода се получават по начина показан на фиг. 3.14. Това подреждане не съвпада с подреждането при БПФ с разреждане по честота, където коефициентите са в двоишно-реверсивен ред.

В дисертацията се предлага нов метод за определяне на индексите на честотните коефициенти, който се основава на дървовидна структура.

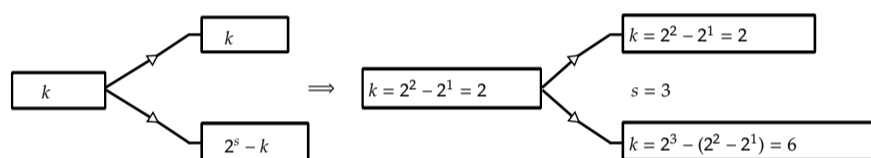
Принципът на подреждането на индексите е, че при всеки възел k те се разделят така, че по възходящия клон запазват стойността си, а по низходящия клон получават стойност $k = 2^s - k$, където s е номерът на етапа. Този принцип за $k = 2$ и $s = 3$ е илюстриран на фиг. 3.15.

Дървовидна структура със стойности на индексите във всички възли за $N = 16$, изградена по този принцип, е показана на фиг. 3.16. Реалните стойности на индексите се получават като операция $\text{mod}(k, 2^s)$, т. е. остатък след деление на 2^s , където s е номерът на етапа.

Разработени са две функции на MATLAB®, определящи индексите при алгоритъма на Брун. Първата определя индекса при зададени номера на етапа и на пеперудата. Използва се в средните етапи на правото и обратното преобразуване с алгоритъма на Брун. Тази функция е реализирана рекурсивно, като в процеса на работата тя многократно се обръща към себе си. По този начин скоростта на изпълнение е по-висока, което е необходимо в средните етапи.



Фиг. 3.14. Насочен граф с оптимизирана пеперуда



Фиг. 3.15. Илюстрация за принципа на подреждане на индексите

Втората функция се използва в последния етап на преобразуването. Тя, както и стандартната MATLAB® функция `digitrevorder`, използва два вектора. В единия се записват номерата на входните отчети, а в другия – на изходните. По този начин лесно може да се прави препоредване на честотните коефициенти. При тази функция определянето на индексите става на два етапа – първо четните, а след това нечетните.

3.4.4. ОПРЕДЕЛЯНЕ НА КОЕФИЦИЕНТИТЕ

Изразите (3.14) и (3.15), използвани за разлагането на многочлените при определяне на коефициентите F_i , може да бъдат представени опростено така $z^{-2} \pm \sqrt{2 \pm az^{-1}} + 1$. Тук a е реална константа, за която се знае, че $|a| \leq 2$.

Ако $a = 2 \cos(\varphi)$ и $\varphi \in (0, \pi)$, то F_i могат да бъдат изразени чрез рекурсивната зависимост:

$$F_i = \begin{cases} 0, & i = 0 \\ \sqrt{2 + F_{\frac{i}{2}}}, & i = 1, 3, 5, \dots, \frac{N}{4} - 1 \\ \sqrt{2 - F_{\frac{i}{2}}}, & i = 2, 4, 6, \dots, \frac{N}{4} - 2 \end{cases} \quad (3.29)$$

Общият брой коефициенти за едно преобразуване се определя като $i = \frac{N}{4}$, а ненулевите са с един по-малко. Броят на коефициентите за всеки етап s е равен на броя на групите пеперуди в този етап. Така за втория етап $s = 2$ се използват коефициентите F_0 и F_1 , за $s = 3$ коефициентите са F_0, F_1, F_2 и F_3 , и т. н. Получените по този начин коефициенти (допълнени с F_0) съвпадат напълно по стойност с предложените от Брун.

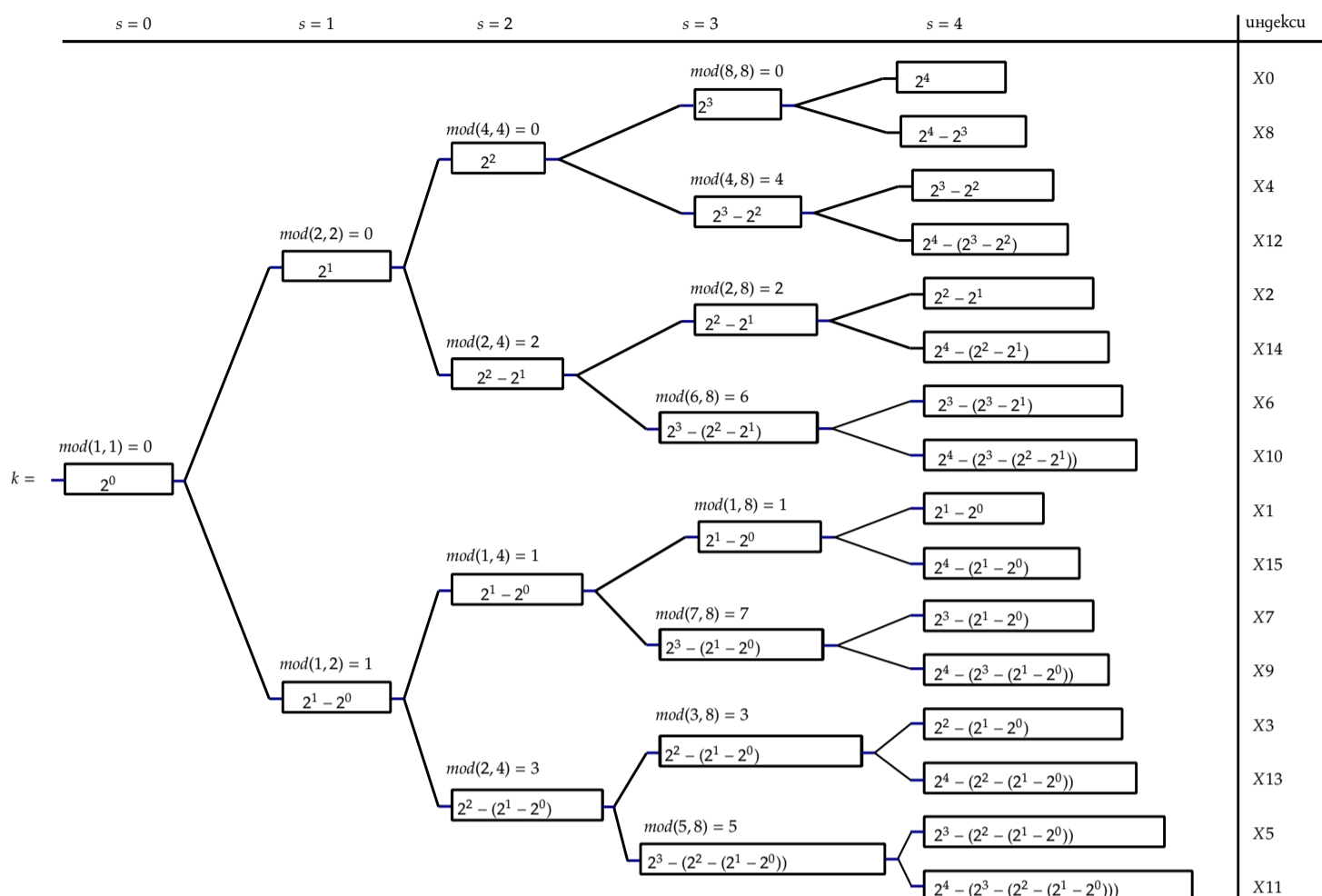
Рекурсивна функция написана на MATLAB®, която изчислява коефициентите по (3.29), е показана в Приложение В.

Това решение, макар и по-елегантно, все пак запазва проблема, свързан с изчисляване на радикали. Поради това е потърсена група възможност за изчисляване на нетривиалните коефициенти.

Съществува набор от полиноми

$$\Phi(d, f) = \begin{cases} z^{-2d} - 2 \cos(2\pi f)z^{-d} + 1, & 0 < f < 1 \\ z^{-2d} - 1, & f = 0, \end{cases} \quad (3.30A)$$

$$(3.30B)$$



Фиг. 3.16. Дървовидна структура за определяне на индексите

при които d е положително цяло число, а f е реално число.

За (3.30а) и (3.30б) може да се докаже чрез заместване, че се разлагат на множители, както следва:

$$\Phi(d, f) = \Phi(d/2, f/2)\Phi(d/2, 1/2 - f/2), \quad 0 < f < 0,5 \quad (3.31A)$$

$$\Phi(d, 0) = \Phi(d/2, 0)\Phi(d/2, 1/4), \quad f = 0 \quad (3.31B)$$

Последните равенства показват, че тяхното разложение е рекурсивно. Така всеки един от тях може да се представи като произведение от два полинома, имащи същата форма, но със степен, два пъти по-ниска от началната.

$$\Phi(d, f) = \Phi(d, 1 - f), \quad 0 < f < 1 \quad (3.32A)$$

$$\Phi(d, 1/2 + f) = \Phi(d, (1/2 - f)), \quad 0 \leq f < 0,5 \quad (3.32B)$$

Ако се положи $2d = N = 16$, $f = 0$ и $m = 4$, без да се наруши общият извод, се получава:

$$\begin{aligned} z^{-N} - 1 &= \Phi(N/2, 0) = \prod_{r=0}^3 \Phi(N/2m, r/2m) \\ &= (z^{-4} - 1)(z^{-4} + 1) \left(z^{-4} - 2 \cos\left(2\pi \frac{1}{8}\right) z^{-2} + 1 \right) \left(z^{-4} - 2 \cos\left(2\pi \frac{3}{8}\right) z^{-2} + 1 \right). \end{aligned} \quad (3.33)$$

Вижда се, че множителите повтарят предавателните функции на филтрите, показани на фиг. 3.7 и фиг. 3.12. Очевидно коефициентите F_i , използвани в дървовидната структура, може да се представят във вида

$$F_i = \pm 2 \cos(2\pi f). \quad (3.35)$$

На тази основа се предлага нов метод за определяне на нетривиалните множители F_i [A4, A7]. Всеки множител се изчислява по израза

$$F_i = \pm 2 \cos(2\pi f) = \pm 2 \cos\left(2\pi \frac{r}{2m}\right), \quad (3.36)$$

където стойността на r се определя от честотните индекси на този етап.

В резултат на това коефициентите ще се изчисляват чрез тригонометрични функции, а не чрез радикали, което в някои случаи повишава бързодействието и точността.

Програма, реализираща правото преобразуване е дадена в Приложение В5 към дисертационния труд.

3.5. ОБРАТНО ПРЕОБРАЗУВАНЕ С АЛГОРИТЪМА НА БРУН

3.5.1. МАТРИЧНО ПРЕДСТАВЯНЕ НА ДПФ

Системата линейни уравнения, описваща дискретното преобразуване на Фурие, често се изразява в матрична форма, което улеснява както описанието, така и програмирането с езици, поддържащи работа с матрици - MATLAB®, GNU OCTAVE, SCILAB и др. ДПФ се формулира като комплексно произведение на вектор, съдържащ входния сигнал \mathbf{x} и матрица \mathbf{W} , която е съставена от комплексните завъртащи вектори. В резултат се получава друг вектор \mathbf{X} , който съдържа комплексните честотни коефициенти:

$$\mathbf{X} = \mathbf{W}\mathbf{x}, \quad (3.37)$$

Входният сигнал е вектор стълб с N последователни стойности:

$$\mathbf{x} = [x(0), x(1), x(2), \dots, x(N-1)]^T, \quad (3.38)$$

а изходният е вектор стълб $\mathbf{X} = [X(0), X(1), X(2), \dots, X(N-1)]^T$ и се получава по (3.39). Трансформационната матрица е $\mathbf{W}_N = [W_N^{kn}]$, а целият процес се описва от

$$\begin{bmatrix} W^{00} & W^{01} & W^{02} & \dots & W^{0(N-1)} \\ W^{10} & W^{11} & W^{12} & \dots & W^{1(N-1)} \\ W^{20} & W^{21} & W^{22} & \dots & W^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W^{(N-1)0} & W^{(N-1)1} & W^{(N-1)2} & \dots & W^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

Много важно свойство на ДПФ е съществуването на обратно преобразуване. Получаването на последователните във времето отчети \mathbf{x} чрез честотните коефициенти \mathbf{X} може да се представи чрез вектори и матрици така:

$$\mathbf{x} = \frac{1}{N} \mathbf{W}_N^{-1} \mathbf{X}, \quad (3.40)$$

където \mathbf{W}_N^{-1} е инверсната на \mathbf{W}_N матрица, а N е нормиращ множител, който в областта на обработката на сигнали е прието да се ползва при обратното преобразуване.

За матрицата \mathbf{W}_N може да се докаже, че е унитарна и следователно ермитово спрегнатата матрица е равна на инверсната - $\mathbf{W}_N^H = \mathbf{W}_N^{-1}$, и на транспонираната комплексно спрегната матрица - $\mathbf{W}_N^H = \overline{\mathbf{W}_N}^T$.

Тогава определянето на времевите отчети се получава от

$$\mathbf{x} = \frac{1}{N} \mathbf{W}_N^H \mathbf{X}. \quad (3.41)$$

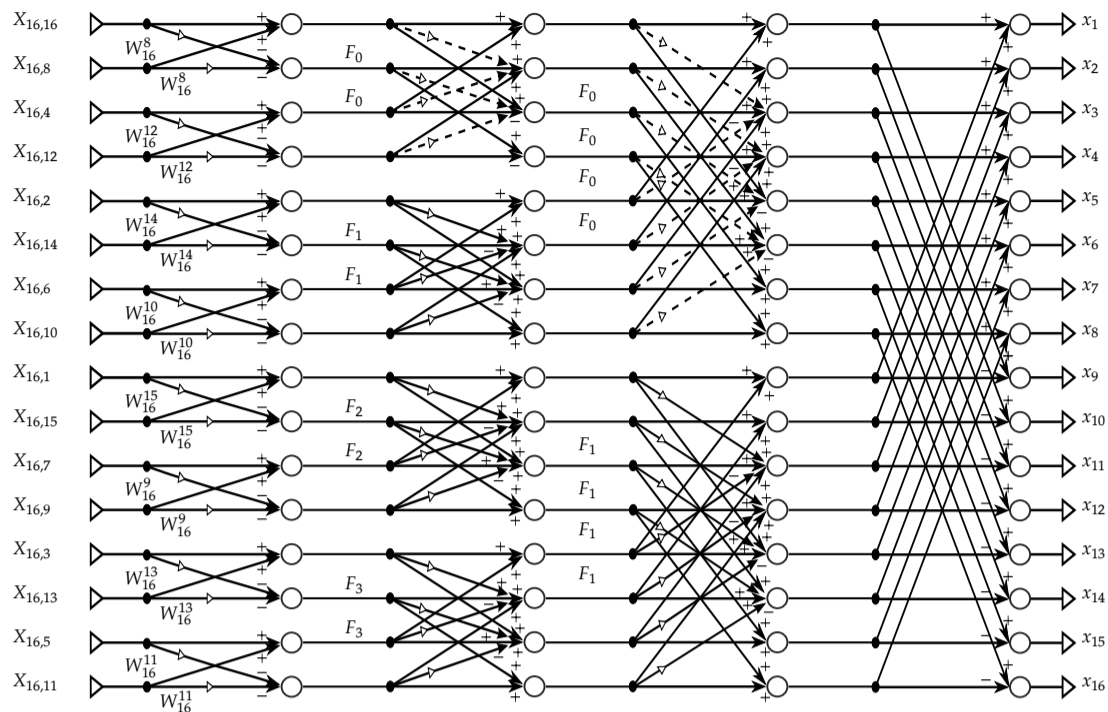
Изразът (3.41) важи не само за ДПФ, но и за всички реализации на БПФ. За всеки конкретен случай матрицата \mathbf{W}_N може да се представи като произведение на подматрици \mathbf{W}_{N_i} , където $i = 1, 2, 3, \dots, s$, а $s = \log_2 N$ е броят на етапите. Това дава възможност обратното преобразуване да се представи по следния начин:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \frac{1}{N} \mathbf{W}_N^H \mathbf{X} = \frac{1}{N} (\mathbf{W}_{N_1} \cdot \mathbf{W}_{N_2} \cdot \mathbf{W}_{N_3} \cdot \dots \cdot \mathbf{W}_{N_s})^H \mathbf{X} \\ &= \frac{1}{N} (\overline{\mathbf{W}_{N_s}}^T \cdot \overline{\mathbf{W}_{N_{s-1}}}^T \cdot \overline{\mathbf{W}_{N_{s-2}}}^T \cdot \dots \cdot \overline{\mathbf{W}_{N_1}}^T) \mathbf{X}. \end{aligned} \quad (3.42)$$

Въз основа на резултата от последния ред се предлага алгоритъм за реализиране на обратното преобразуване. Идеята е да се създаде насочен граф, при който всеки етап да представлява транспонирана версия на правото преобразуване, т. е. всички възли да се преобразуват в суматори, и обратно, да се разменят местата на отделните етапи, като първият стане последен, и обратно. В допълнение всички комплексни множители да се заменят с комплексно спрегнати. Такъв насочен граф за инверсно преобразуване по алгоритъма на Брун е показан на фиг. 4.1. При тази схема входните данни са в реда, по който се получават от правото преобразуване.

Схемата за получаване на коефициентите е същата както при правото преобразуване. И тук с цел получаване на по-добра регулярност е предвидено използване на нулеви коефициенти.

При програмната реализация, показана в Приложение В6 са използвани подпрограмите за определяне на индексите и коефициентите, разработени във връзка с правото преобразуване.



Фиг. 3.17. Насочен граф за обратно преобразуване на Брун

3.6. ПОСТИГНАТИ РЕЗУЛТАТИ

1. Направен е теоретичен анализ на метода на Брун.
2. Предложени са филтърни структури за реализиране на метода.
3. Разработена е коригирана версия на дървовидната структура, реализираща алгоритъма на Брун.
4. Определена е математическата сложност за реализиране на алгоритъма.
5. Определени са закъсненията, които се получават в резултат от обработката на сигнала.
6. Предложена е подобрена структура на филтрите от трите вида, както и нова дървовидна структура.
7. Предложен е нов насочен граф с оптимизирана пеперуда.
8. Предложен е нов метод за определяне на индексите на честотните коефициенти.
9. Предложен е нов метод за определяне на нетривиалните множители F_i .
10. Предложени са програмни реализации на методите за определяне на индексите и коефициентите.
11. Предложен е метод за обратно преобразуване.
12. Предложен е насочен граф за обратно преобразуване.
13. Предложена е програмна реализация за обратно преобразуване на Брун.

3.7. ИЗВОДИ

1. Използването на подобрената структура на филтрите от трите вида повишава ефективността на алгоритъма.
2. Прилагането на новите методи за определяне на индексите на честотните коефициенти и на нетривиалните множители F_i опростява проектирането на алгоритъма, като намалява предварителните изчисления.
3. Ако алгоритъмът се ползва в плъзгащ режим, подходящо е да се прилага прозорец в честотната област.
4. Наличието на програма за обратно преобразуване на Брун, може да разшири прилагането на алгоритъма не само за анализ на сигнали, но и за синтез.

В заключение може да се каже, че алгоритъмът на Брун изпълнява всички заложиени изисквания за приложение при фазовия вокодер.

4 Експериментални резултати

4.1. ТЕСТВАНЕ НА РАБОТОСПОСОБНОСТТА И ТОЧНОСТТА НА ПРЕОБРАЗУВАНИЯТА

В предишните две глави беше показано, че плъзгащото рекурсивно преобразуване и алгоритъмът на Брун теоретично могат да се използват за кратковременно преобразуване на говорен сигнал от времевата в честотната област, и обратно. Във връзка със заложените в дисертационния труд задачи беше необходимо да се направят експерименти, които да потвърдят теоретичните изводи и да проверят работоспособността и ефективността на предложените методи и алгоритми.

Трябва да се отбележи, че всички блокови и структурни схеми, отнасящи се до динамичното преобразуване на Фурие и алгоритъма на Брун са тествани в подходящ симулационен режим, най-често променливо токов, с Qucs или QucsStudio. Това са симулационни програми с възможности, превишаващи тези на SPICE програмите. Всички амплитудно-честотни характеристики, които са използвани за илюстрация в дисертационния труд, са резултат от реални симулации, получени с тези програми. Тези симулации доказват идеите по принцип, но не могат да ги потвърдят с числени данни.

За валидиране на числени резултати от работата на алгоритми за цифрова обработка на сигналите се използва софтуер за числен анализ. В момента най-използвана е софтуерната среда MATLAB[®]. Това се дължи на факта, че тя е добре развит математически инструмент, който е достъпен за всички компютърни платформи. Векторната му ориентация улеснява използването за обработка на звукови сигнали. В тази дисертация експериментите са извършени с MATLAB[®] Version: R2016b със студентски лиценз. Компютърната система е под управлението на Microsoft Windows 10 Home Version, с Intel[®] i7-6700HQ™ 2.60 GHz и 16 GB RAM.

В MATLAB[®] версията на БПФ използва библиотеката FFTW – претендираща за най-бързо преобразуване на Фурие. Тя е написана на C и поради това сравненията с плъзгащото преобразуване на Фурие или с алгоритъма на Брун няма да са коректни. Там, където са правени такива сравнения, за еталон служи отделно написана програма за ДПФ.

Първата задача е да се установят работоспособността и точността на създадените алгоритми за плъзгащо преобразуване и алгоритъма на Брун. За целта, при едни и същи условия, е направено сравнение с разработената функция за ДПФ. В някои математически пакети (MathCad, Mathematica), както и в други приложни области (математика, физика), понякога се използва израз за право преобразуване, в който има включено нормиране на амплитудата или знакът в експонентата е положителен. Тук сравнението се прави със стандартния израз за ДПФ

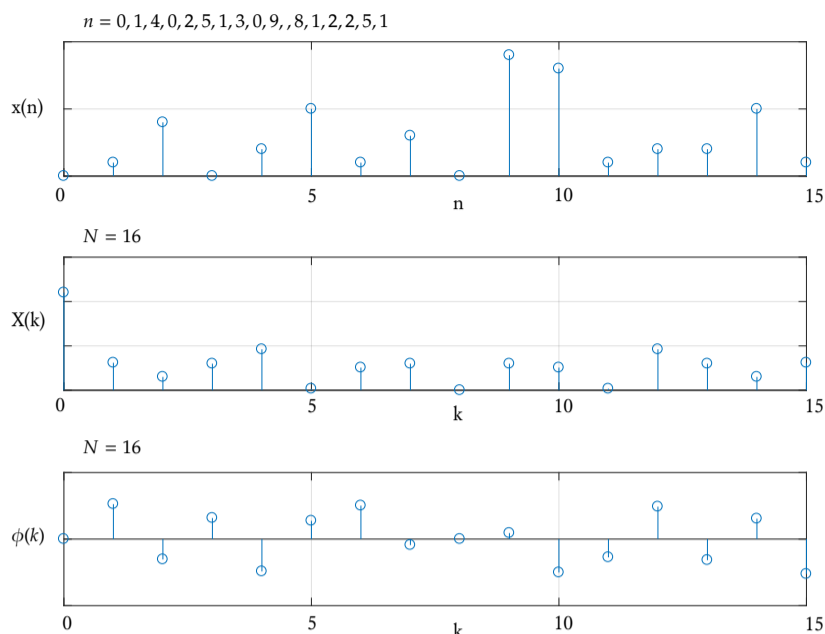
$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (4.1)$$

За целта на експеримента една и съща входна дискретна редица е преобразувана чрез алгоритъма на Брун, динамичното преобразуване на Фурие и ДПФ. Време диаграми на получените честотни коефициенти, заедно с входния сигнал, са показани на фиг. 4.1.

Разликите в стойностите на получените честотни коефициенти за различните преобразувания са изключително малки, от порядъка на 10^{-12} , и може да се считат за несъществени. От таблицата ясно се вижда комплексната спрегнатост на коефициентите, което е присъщо за реални входни сигнали.

За измерване на времето за изпълнение на алгоритмите, което е в пряка връзка с тяхната ефективност, се използват стандартните функции на MATLAB[®] – tic и toc. Подробности за прилагането им могат да се намерят и в [A2]. Резултатът от скоростта на преобразуване е даден в таблица (4.1). Най-бързо се изпълнява правото плъзгащо преобразуване на Фурие.

За тестване на работоспособността и точността на алгоритмите за обратно преобразуване програмите ползват собствения си резултат от правото преобразуване. Най-висока точност за реалната част има обратното плъзгащо преобразуване на Фурие. Имагинерната част на резултата трябва да бъде приравнена на нула. Времената за обратното преобразуване са дадени в таблица (4.1). И при обратното преобразуване най-голямо бързодействие (ефективност) има плъзгащото преобразуване.



Фиг. 4.1. Входен сигнал и честотни коефициенти за ДПФ

4.2. ТЕСТВАНЕ СЪС СЛОЖЕН СИГНАЛ

Целта е да се установи правилното определяне на спектъра на сложен сигнал. За тези експерименти се ползва входен сигнал, който е комбинация от два чисти тона с различна амплитуда. За трите експеримента е избран еднакъв брой на честотните коефициенти $N = 512$. След правото преобразуване получените данни са използвани като входни за обратното преобразуване с цел сравняване. Резултатът за плъзгащото преобразуване на Фурие е показан на фиг. 4.2, а за алгоритъма на Брун – на фиг. 4.3. И в двата случая възстановяването на сигнала е с висока точност. Резултати от сравняването (които не са показани в дисертацията) показват разлика между входния и изходния сигнал, по-малка от 10^{-12} . Времето за преобразуване на сложен сигнал е посочено в таблица (4.1).

4.3. ПРОВЕРКА С ГОВОРЕН СИГНАЛ

Входен сигнал при тези експерименти е звуков сигнал, записан в некомпесиран файлов формат със CD-качество. Използван е откъс от приказката *Стящата красавица*. Тук целта е да се определи взаимодействието с фазов вокодер, както и да се определи необходимото време за преобразуването. Част от използваната програма, реализираща фазовия вокодер, е показана на листинг 4.1. В първата част се въвеждат входните данни – стъпка при анализ и синтез, както и големината на прозоречната функция. Тук се изчисляват и стойностите на прозоречната функция на Хеминг, която е от типа повдигнат косинус.

След инициализацията, при която се задават стойности на различни броячи, определящи режима на работа, започва основният алгоритъм. В него основната част е свързана с разделяне на сигнала на сегменти и умножението им с прозоречната функция. В етапа на анализа тези сегменти се преобразуват в честотната област. В оригиналната програма се ползва вградената функция за изчисляване на бързо преобразуване на Фурие. По време на експеримента тя се заменя с функция, преобразуваща сигнала чрез плъзгащо преобразуване или чрез алгоритъм на Брун. Резултатът от преминаването на говорен сигнал през фазов вокодер, без да се променя, се вижда на фиг. 4.4.

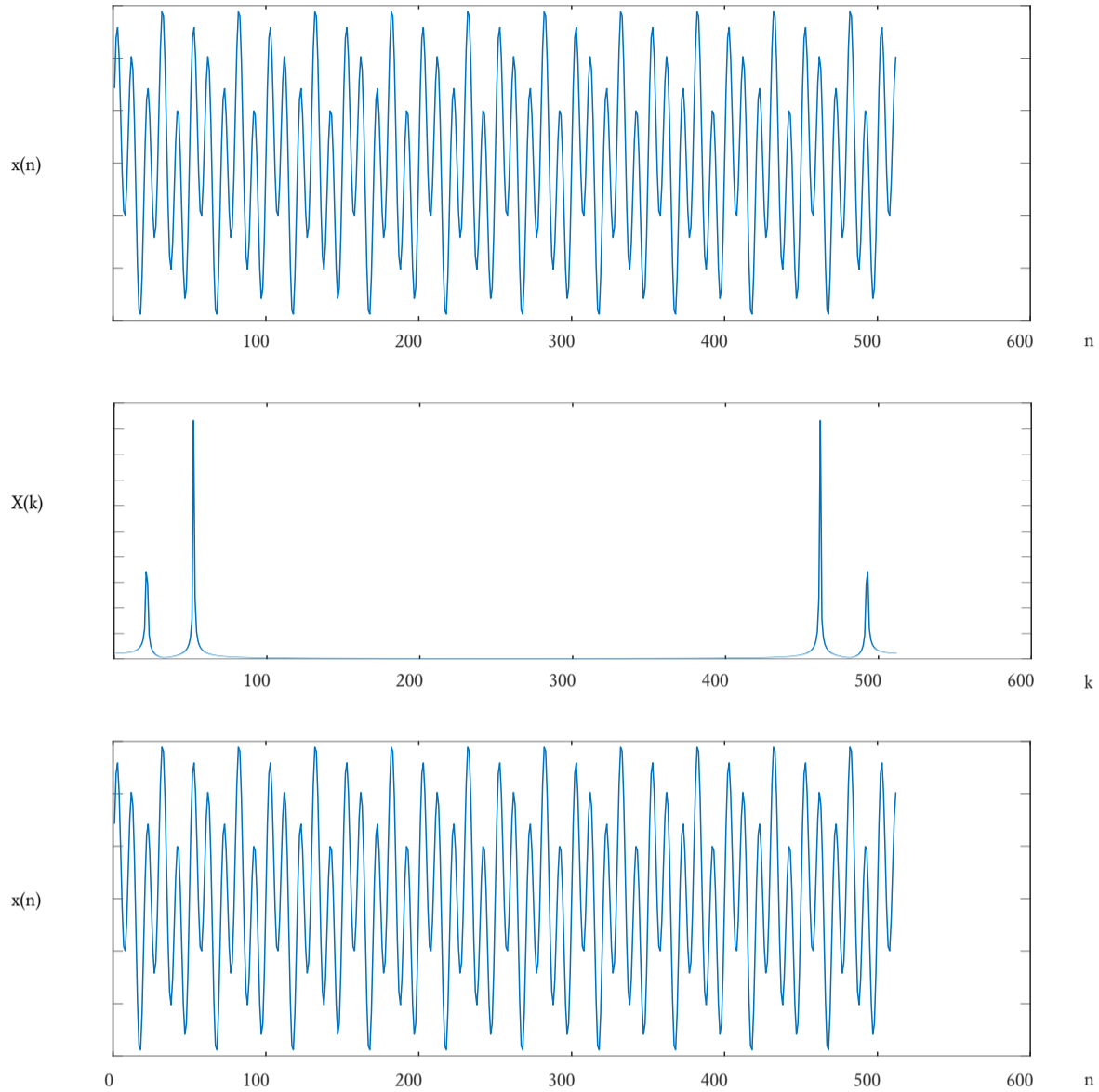
Резултатът от измерването на времето е показан в таблица (4.1).

Таблица 4.1. Времена за преобразуване в секунди с фазов вокодер

	Право			Обратно	
	рецица	сложен	звук		
ДПФ	0,101	0,11	0,03		
Плъзгащо	0,002	1,9	5,038		
Брун	0,0107	0,123	0,890		

Листинг 4.1. Анализиращ етап на фазов вокодер

```
breaklines
1 %--ВХОДНИ ДАННИ --
```

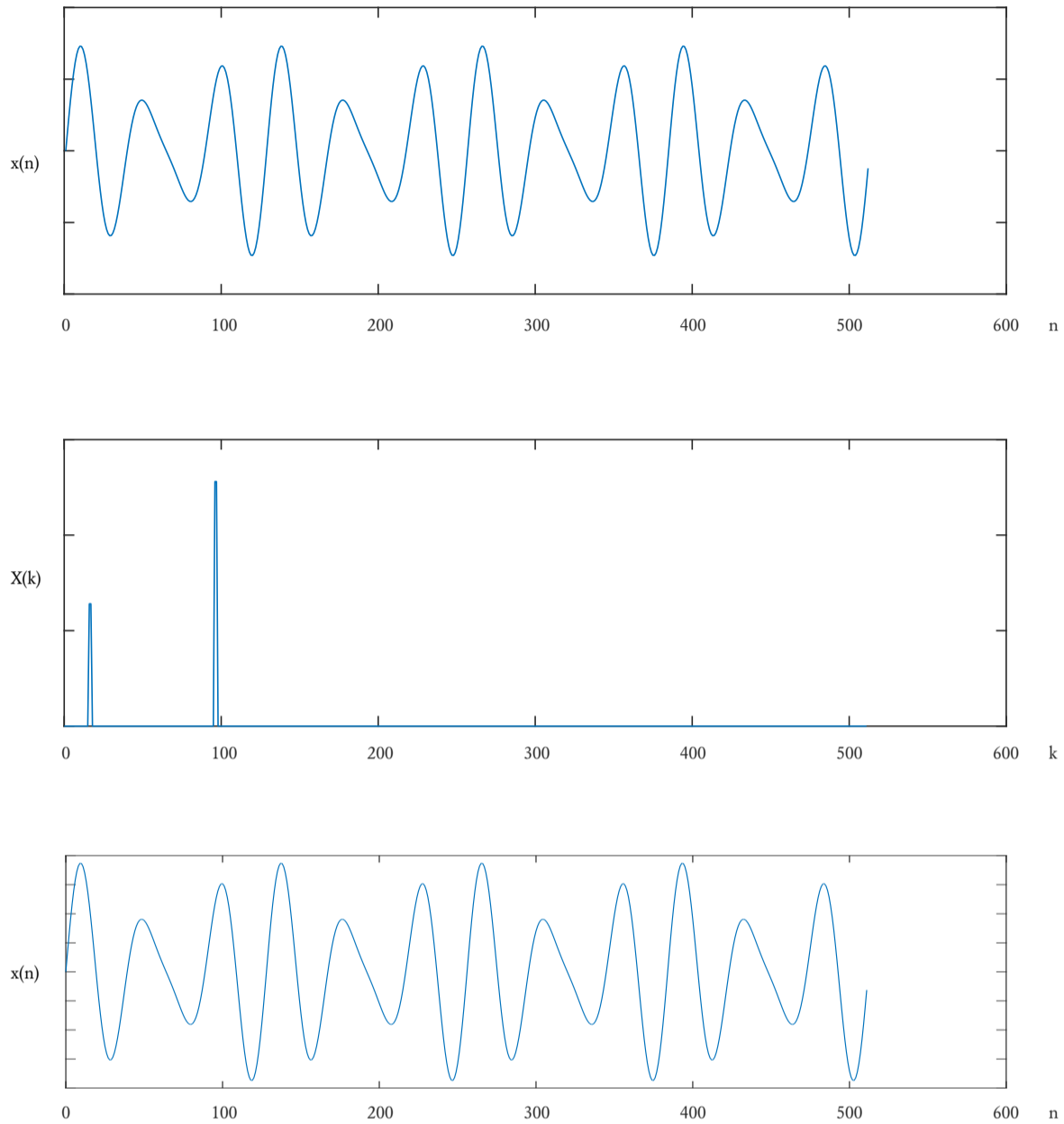


Фиг. 4.2. Входен сигнал, честотни коефициенти и възстановен сигнал за плъзгащо преобразуване на Фурие

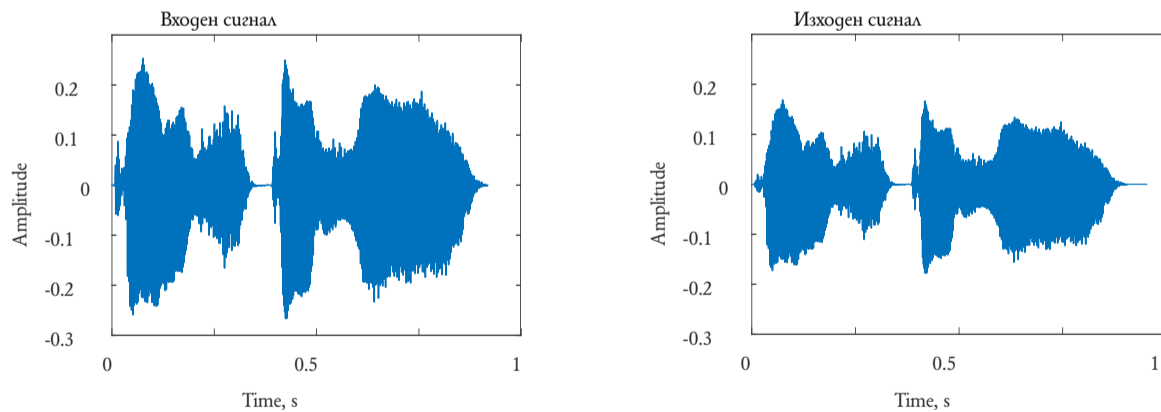
```

2 Ra      = 256; %стъпката при анализа
3 Rs      = Ra;  %стъпката при синтеза
4 WLen    = 1024;%дължина на прозореца
5 w1      = .5*(1 - cos(2*pi*(0:WLen-1)'/(WLen)));
6 w2      = w1;
7 [vhod,FS] = audioread('koi.wav'); %входен файл
8 %-- инициализация --
9
10 %=====основен алгоритъм=====
11 tic
12 while pin<pend
13     grain = vhod(pin+1:pin+WLen).* w1; %прозоречен сегмент
14 %=====анализ=====
15     %f=dft(WLen, grain);
16     f      = fft(fftshift(grain)); %FFT
17     A      = abs(f); %амплитуда
18     fi     = angle(f); %фаза
19 %=====синтез=====
20     ft     = (A.* exp(i*fi)); %комплексна форма
21     grain_t = fftshift(real(ifft(ft))).*w2; %IFFT

```



Фиг. 4.3. Входен сигнал, честотни коефициенти и възстановен сигнал за алгоритъм на Брун



Фиг. 4.4. Входен и изходен сигнал на фазов вокодер

4.4. ПОСТИГНАТИ РЕЗУЛТАТИ

Поставените за решаване задачи в тази глава са свързани с експериментално потвърждение на теоретичните аспекти, разгледани по-рано. Те могат да се обобщят накратко така:

1. Доказана е работоспособността на програмата за плъзгащо преобразуване на Фурие в права и обратна посока, създадена по алгоритъм, предложен във втора глава.
2. Установена е липсата на разлика между входния и възстановения сигнал.

3. Установено е високото бързодействие на алгоритъма, сравнен със стандартния за ДПФ.
4. Получено е потвърждение за точността на алгоритмите за определяне на индексите на честотните коефициенти и нетравналните коефициенти при алгоритъма на Брун.
5. Доказана е работоспособността на правото и обратното преобразуване чрез алгоритъма на Брун.
6. Установено е бързодействието, което е в пряка връзка с ефективността.
7. Установено е, че плъзгащото преобразуване може да функционира с фазовия вокодер и кратковременното преобразуване на Фурие, без да се налагат промени в програмата.
8. Установено е, че преобразуването с алгоритъма на Брун е съвместимо с фазовия вокодер и кратковременното преобразуване на Фурие.

4.5. ИЗВОДИ

Направените експерименти и постигнатите резултати дават основание да се направят следните изводи:

1. И двата предложени алгоритъма за преобразуване от времевата област в честотната, и обратно, са работоспособни.
2. И двата предложени алгоритъма изработват необходимите за работата на фазовия вокодер компоненти – реална и имагинерна част.
3. При плъзгащото преобразуване е възможно прилагане на прозоречна функция в честотната област.
4. При алгоритъма на Брун може да се прилага прозоречна функция както във времевата, така и в честотната област.
5. Двата алгоритъма могат да се приложат при кратковременното преобразуване на Фурие и при фазовия вокодер.
6. Прилагането на плъзгащото преобразуване е препоръчително в случаи на малки стойности на M , ако операциите се изпълняват последователно. При паралелна обработка ефективността ще е по-висока.
7. При софтуерно изпълнение преобразуването на Брун има съизмерими резултати с тези на ДПФ, а при апаратна реализация ще има предимства.

Заклучение

В дисертационния труд са проведени теоретични и експериментални изследвания на възможностите за използване на алтернативни форми за преобразуване на сигналите от времевата в честотната област, и обратно.

Изпълнена е поставената цел за постигане на по-висока ефективност за сметка на намаляване на броя на математическите операции при обработката на сигнала. Предложени са алгоритми, приложими при времевото и честотното мащабиране на говор, както и в други области и случаи, когато е важно обработката да е в реално време.

Анализирани и систематизирани са методите за времево и честотно мащабиране на звукови сигнали и техните особености при говор, свързани със запазване на спектралната обвивка, идентифицираща говорещия.

В резултат на проведеня анализ за работна е избрана честотната област, в която обработката на говорен сигнал предлага по-големи възможности в сравнение с времевата област.

Проведеният анализ потвърждава, че за преобразуване от времевата в честотната област трябва да се използва кратковременно преобразуване на Фурие с използване на БПФ, което позволява да се следи промяната на спектъра във функция на времето. Установен е основният проблем, изискващ за преобразуване на звуковите сигнали, традиционно представени във времевата област, да се използват комплексни числа.

Предложени са два рекурсивни метода за преобразуване със силно редуциран брой на математическите операции, и съответно повишена ефективност. Направен е анализ на предавателните и честотните характеристики на методите.

Направен е анализ на плъзгащото преобразуване от първи вид и са установени недостатъци, свързани със стабилността. Предложен е вариант за периодично нулиране на акумулираната грешка. За плъзгащото преобразуване от втори вид е предложена схема за корекция на фазата на честотните коефициенти.

Разработени са скриптове на езика MATLAB[®] за право и обратно рекурсивно плъзгащо преобразуване.

В трета глава е направен анализ на работата на алгоритъма на Брун, представящ дискретното преобразуване на Фурие като полином. В резултат на анализ са установени възможности за подобряване на ефективността на изчисленията. Предложени са подобрения и нови решения, свързани с работата на алгоритъма на Брун:

- Опростени филтърни структури на всички етапи.
- Насочен граф с подобрена регулярност.
- Нов метод за определяне на индексите на честотните коефициенти.
- Нов метод и алгоритъм за определяне на филтърните коефициенти.
- Алгоритъм за инверсно преобразуване на базата на матрично представяне на ДПФ.

Разработени са програми, реализиращи всички предложени алгоритми.

В четвърта глава е предложена методика за провеждане на експерименталните изследвания. Проведените изследвания доказват, че предложените алгоритми за право и обратно преобразуване удовлетворяват условията за прилагане при фазовия вокодер. Установено е, че бързодействието им, сравнено с това на дискретното преобразуване на Фурие, е по-високо, но сравнено с БПФ е значително по-ниско. Предлага се увеличаване на бързодействието с използване на език за програмиране от високо ниво и паралелна обработка с FPGA, DSP, PSoc и др.

В заключение предложените методи, алгоритми и схеми за дискретно преобразуване повишат ефективността при времево и честотно мащабиране на звук.

ПРИНОСИ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД**4.5.1. НАУЧНО-ПРИЛОЖНИ ПРИНОСИ**

1. Предложен е нов насочен граф с регулярна изчислителна структура и оптимизирана пеперуда за алгоритъма на Брун: вж. т. 3.4.2 и фиг. 3.13, фиг. 3.14.
2. Предложен е нов метод за определяне на индексите на честотните коефициенти при алгоритъма на Брун: вж. т. 3.4.3, фиг. 3.15, фиг. 3.16
3. Предложен е нов метод за определяне на нетривиалните множители F_i във филтърните структури на алгоритъма на Брун: вж. т. 3.4.4, формули (3.29)÷(3.36)
4. Предложен е метод и е създаден насочен граф с регулярна изчислителна структура за обратно преобразуване с алгоритъма на Брун: вж. т. 3.5, фиг. 3.17, формули (3.39)÷(3.42).

4.5.2. ПРИЛОЖНИ ПРИНОСИ

1. Предложена е нова структурна схема, решаваща проблема с дефазирането на честотните коефициенти при плъзгащото преобразуване: вж. т. 2.3.1 и фиг. 2.10.
2. Предложено е решение за периодично нулиране на акумулираната грешка водеща до нестабилност на плъзгащото рекурсивно преобразуване: вж. стр. 15 и фиг. 2.7.
3. Предложени са по-ефективни структурни схеми на филтрите от трите вида, както и нова гърбовидна структура за алгоритъма на Брун: вж. т. 3.4.1, фиг. 3.10, фиг. 3.11 и фиг. 3.12.
4. Разработени са програми, реализиращи правото и обратното рекурсивно преобразуване на Фурие: вж. приложения Б.1, Б.2.
5. Разработени са програми, реализиращи методите за определяне на индексите и коефициентите при алгоритъма на Брун: вж. приложения В.1, В.2, В.3 и В.4.
6. Разработени са програми, реализиращи правото и обратното преобразуване с алгоритъма на Брун: вж. приложения В.5 и В.6.

ПУБЛИКАЦИИ, СВЪРЗАНИ С ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

- [A1] Frenski, E. STABLE SLIDING DISCRETE FOURIER TRANSFORM in: *International Journal Knowledge*. 13.2: (2016), 251–254 (вж. стр. 15)

КОНФЕРЕНЦИИ С МЕЖДУНАРОДНО УЧАСТИЕ

- [A2] Frenski, E., D. Manolev SPEED TESTING OF SLIDING SPECTRUM ANALYSIS in: *Proc. of the Fifth International Scientific Conference - FMNS2013*. 2: (July 2013), 87–92 (вж. стр. 32)
- [A3] Frenski, E., D. Manolev, V. Petrov SLIDING SPECTRUM ANALYSIS in: *Proc. of the Fourth International Scientific Conference FMNS-2011*. 2: (July 2011), 57–63 (вж. стр. 12)

СБОРНИЦИ С НАУЧНИ ТРУДОВЕ

- [A4] Френски, Е. «Алгоритм Бруна – определение коэффициентов» в: *Технологическое Образование: Достигновения, Инновации, Перспективы* под ред. Панун, В. А. ТГПУ им. Л. Н. Толстого, февр. 2017, 140–144 (вж. стр. 29)
- [A6] Френски, Е. «Реализиране на честотно изменена акустична обратна връзка» в: *Научноизследователската дейност във ФТТ 1998-2000 2000*
- [A7] Френски, Е. «Алгоритъм на Брун за изчисляване на ДПФ» в: *Сборник доклади СДНС'16 2016*, 61–68 (вж. стр. 29)
- [A8] Френски, Е., З. Мавродиев «Цифрова обработка на сигнали с PSoC» в: *Сборник доклади СДНС'16 2016*, 83–90

ВНЕДРЯВАНЕ НА ЧАСТИ ОТ ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД**КОЛЕКТИВНИ НАУЧНО-ИЗСЛЕДОВАТЕЛСКИ ПРОЕКТИ, ФИНАНСИРАНИ ОТ ЮЗУ "НЕОФИТ РИЛСКИ" ПО НАРЕДБА 9**

1. 2010 г. Комплекс за разработка на системи за мониторинг на процеси в реално време с цифрови сигнални процесори – член на изследователски колектив.
2. 2011 г. Цифрови реконфигурируеми системи с FPGA – член на изследователски колектив.

3. 2012 г. Приложение на нови методи и алгоритми за паралелни изчисления чрез графични процесори – член на изследователски колектив.
4. 2013 г. Приложение на графичните процесори за паралелна обработка на 1D и 2D информация – член на изследователски колектив.

УЧЕБЕН ПРОЦЕС

Част от разработените алгоритми са ползвани в учебния процес на специалност „Компютърни системи и технологии“ по дисциплината „Паралелни компютърни архитектури и алгоритми“.

Библиография

- [A1] Frenski, E. STABLE SLIDING DISCRETE FOURIER TRANSFORM in: *International Journal Knowledge*. **13.2**: (2016), 251–254 (вж. стр. 15)
- [A2] Frenski, E., D. Manolev SPEED TESTING OF SLIDING SPECTRUM ANALYSIS in: *Proc. of the Fifth International Scientific Conference - FMNS2013*. **2**: (July 2013), 87–92 (вж. стр. 32)
- [A3] Frenski, E., D. Manolev, V. Petrov SLIDING SPECTRUM ANALYSIS in: *Proc. of the Fourth International Scientific Conference FMNS-2011*. **2**: (July 2011), 57–63 (вж. стр. 12)
- [A4] Френски, Е. «Алгоритм Бруна – определение коэффициентов» в: *Технологическое Образование: Достигания, Инновации, Перспективы* под ред. Панин, В. А. ТГПУ им. Л. Н. Толстого, февр. 2017, 140–144 (вж. стр. 29)
- [A5] Френски, Е. «Устройство за изследване и лечение на заекването Електронна медицинска апаратура» в: *“Електронна техника ET’90”* 1990 (вж. стр. 4)
- [A6] Френски, Е. «Реализиране на честотно изменена акустична обратна връзка» в: *Научноизследователската дейност във ФТИ 1998-2000* 2000
- [A7] Френски, Е. «Алгоритъм на Брун за изчисляване на ДПФ» в: *Сборник доклади СДНС’16* 2016, 61–68 (вж. стр. 29)
- [A8] Френски, Е., З. Маврогиев «Цифрова обработка на сигнали с PSoC» в: *Сборник доклади СДНС’16* 2016, 83–90