

## ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ТА ШВИДКОСТІ ОБЧИСЛЕННЯ МИТТЄВОГО СПЕКТРА ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ ЗА ДОПОМОГОЮ ДЕТЕКТОРА ОСНОВНОГО ТОНУ

*Аналіз спектра є старою і типовою задачею цифрової обробки сигналів. На цю тему вже написано сотні книжок, а також розроблено безліч методів і підходів до її реалізації. Дана стаття має засвідчити, що дослідження в царині спектрального аналізу поки ще не вичерпали себе, а характеристики спектрального аналізу можуть бути поліпшені за рахунок використання досить екзотичних технік. Описано етапи проектування спектрального аналізатора гармонійних сигналів і типові проблеми, що виникають перед розробником. Їх урахування привело до появи авторського методу побудови аналізатора, який базується на Плавному Дискретному Перетворенні Фур'є, детекторі основного тону та динамічній зміні швидкості сигналу. Завдяки тому що в такий спосіб враховується природа гармонійних сигналів, цей метод забезпечує поліпшення точності й ефективності аналізу.*

### Визначення:

- Бін** - цифрове значення результату перетворення Фур'є, що відповідає окремій частоті.  
**Основний Тон** - найбільше спільне кратне суттєвих компонент гармонійного сигналу, або найнижча суттєва спектральна складова.  
**Вокальний гармонійний сигнал** - гармонійна складова голосового сигналу, тобто та, на якій чітко простежується наявність основного тону.  
**Відлік** - дискретизоване значення сигналу в момент часу  $t$ .

### Позначення:

- ас** - аналізатор спектра;  
**вгс** - вокальний гармонійний сигнал;  
**впс** - вхідна послідовність відліків;  
**гс** - гармонійний сигнал;  
**ДПФ, DFT** - дискретне ДПФ, Discrete Fourier Transform;  
**ОТ** - основний тон; **ЧОТ** - частота основного тону;  
**ПФ, FT** - Перетворення Фур'є, Fourier Transform;  
**ЧД,  $\Omega_x$**  - частота дискретизації;  
**чк** - частотна компонента, частотна складова сигналу;  
**ЧС** - часова складність;  
**ШПФ, FFT** - швидке ПФ, Fast Fourier Transform.

### Вступ

Класичні аналізатори спектра найчастіше базуються на перетворенні Фур'є. Найкраще вони працюють для довільних, або шумових, сигна-

лів, про які попередньо майже нічого невідомо, окрім їх розрядності, ЧД, довжини, кількості каналів. Але, якщо ми збираємося аналізувати вокалізовані звуки, тоді перед нами постає завдання аналізу не абсолютно довільного сигналу, але специфічного, з деякими відомими нам характеристиками. Тому ми припускаємо, що існує метод аналізу, що працюватиме на гармонійних сигналах краще, ніж класичний ас на ПФ. Наша мета - досягнення максимально можливої точності миттєвого спектра, достатньої для наступного синтезу вокалізованого голосового сигналу, за умови обробки в реальному часі. Під миттєвим спектром гс мається на увазі амплітуда кожної гармоніки в момент часу  $t$ .

Типовими рішеннями з використанням ПФ є накладення вікон, обробка маленькими блоками, розтягнене ШПФ (РШПФ) та модифікація даних у часовій області. Розгляд ас, побудованих на рекурсивних фільтрах із нескінченною імпульсною характеристикою, виходить за рамки цієї статті, зважаючи на підвищену складність їх проектування, потенційну нестабільність, а також необхідність боротьби з фазовими викривленнями, які є недоліком майже всіх рекурсивних фільтрів.

Далі ми розглянемо проблеми використання деяких форм ПФ різними методами для аналізу гс та можливі способи їх вирішення.

### 1. Кільцева природа ДПФ

За своєю природою ДПФ працює так, ніби сигнал є не просто відрізком із початком та кінцем, але його кінець та початок переходять один в один, неначе цей відрізок є склеєним у кільце.

Це явище добре демонструє теорема про зсув [1]. Якщо до вхідної послідовності  $s$  розміром  $N$  застосувати кільцевий зсув на  $m$  відліків, тоді для ПФ від неї та ПФ від оригінальної послідовності справджуватиметься рівність:

$$P\Phi(\text{зсув}_m(S_N)) = e^{j2\pi m/N} * P\Phi(S_N).$$

Таким чином, кожний бін ПФ зсунутої послідовності виявляється зсунутим на фазовий множник  $e^{j2\pi m/N}$ . Ця властивість може бути корисною в деяких окремих випадках, але загалом це не відповідає дійсності, оскільки те, яка саме послідовність знаходиться за останнім відліком, і те, яка знаходилась попереду нульового відліку, впливає на реальний спектр впс, особливо з її кінців.

### 2. Витік спектра ПФ

Під витіком спектра мається на увазі розподіл амплітуди певної чк сигналу між бінами у разі, коли її частота точно не потрапляє у центральну частоту жодного біну, тобто не є кратною базовій частоті  $\omega_s/N$ . [1] Насправді природа ПФ така, що лише у разі точного збігу частот можна спостерігати зосередження амплітуди в одному бині. Наприклад, при розмірі ПФ 1024 та  $\text{чд} = 44100$  центральні частоти кожного біну є кратними  $44100/1024 = 43,0664$  Гц. Таким чином, лише строго синусоїдальні сигнали з частотами 43,0664 Гц, 86,1328125 Гц, 129,19921875 Гц і т. д. будуть представлені точно одним бині. Усі інші чк проявлятимуться деякою мірою на всіх бінах! Такий ефект є наслідком того, що математичним значенням кожного  $i$ -того біну є наявність у сигналі періодичної компоненти, що має:

- форму синусоїди з можливо ненульовою початковою фазою;
- сталу амплітуду;
- сталу частоту  $\omega_i = \omega_s/N * i$ , де  $i$  означає номер біну та є цілим числом;
- цілу кількість періодів складової.

Таким чином, ми маємо чотири суттєвих обмеження щодо форми складової [2]. Через це аналіз із ПФ ідеально працює для сигналів, складові яких задовольняють ці вимоги. В інших випадках ми спостерігатимемо витік ДПФ тим більший, чим далі знаходяться частоти складових від своїх найближчих кратних базовій частоті ПФ. Візуально порівняти різницю між цими двома випадками можна, подивившись на рис. 1-а та 1-б

### 3. Застосування віконних функцій

Частковим вирішенням проблеми витіку спектра є застосування так званих вікон [3] - вагових функцій, на які помножується вхідна по-

слідовність відліків ПФ. Вікно розраховується за умови, що його довжина дорівнює розміру ПФ, а отже, і довжині впс. ПФ із застосуванням вікна має такий вигляд:

$$X_w(m) = \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \bullet x(n) e^{j2\pi mn/N},$$

де  $w(n)$  - віконна функція, що розраховується за одним із законів. Про кожну функцію можна сказати, що ефект досягається за рахунок поступового приведення значень відліків початку та кінця  $гс$  до одного загального значення - зазвичай воно нульове. Усі відомі віконні функції є близькими до нуля в початку та кінці та мають максимальну амплітуду всередині. Таким чином усувається афект кільцевої природи ПФ. Натомість відліки, що знаходяться посередині  $гс$ , мають найбільший вплив на результат ПФ, а відліки з кінців - найменший. Це зручно для аналізу, оскільки кожен крок аналізу стає пов'язаним із визначеною областю вхідного сигналу.

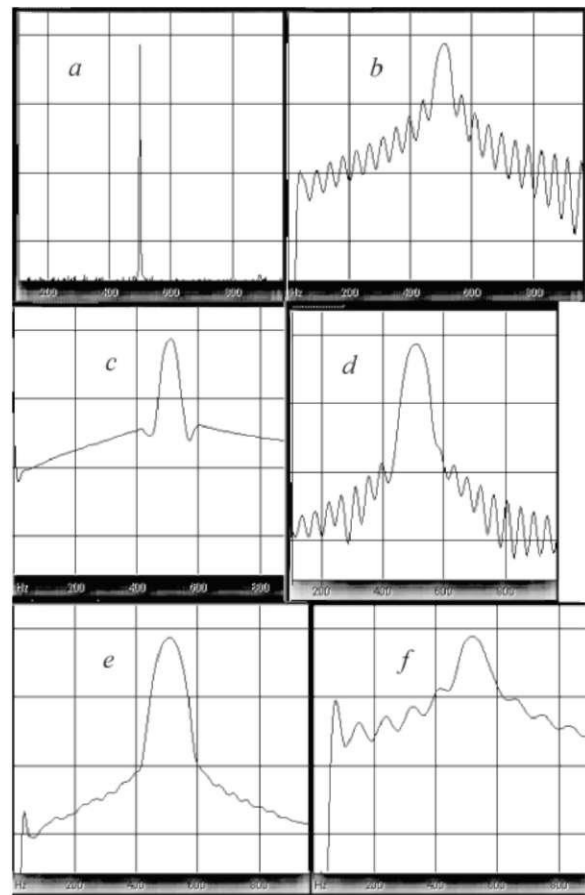


Рис 1. Розподіл синусоїдальної складової з частотою 495,263 Гц по бінах при різних вікнах: а - точний збіг частоти із центром біну, вікно не застосовувалося, б - трикутне вікно, с - вікно Хенінга, d - вікно Блекмена, e - вікно Блекмена-Гаріса, f - незбіг із центром біну, вікно не застосовувалося.

Нижче наведено приклади найпопулярніших віконних функцій:

$$w(n) = 0.5 - 0.5 * \cos(2\pi n / (N - 1)),$$

$n = 1, 2, \dots, N - 1$  вікно Ханна

$$w(n) = 0.54 - 0.46 * \cos(2\pi n / (N - 1)),$$

$n = 1, 2, \dots, N - 1$  – вікно Хеммінга

$$w(n) = 0.42 - 0.5 * \cos(2\pi i / (N - 1)) - \\ - 0.08 * \cos(4\pi i / (N - 1)),$$

$n = 1, 2, \dots, N - 1$  – вікно Блекмена.

$$w(n) = 0.42323 - 0.49755 * \cos(2\pi i / (N - 1)) - \\ - 0.07922 * \cos(4\pi i / (N - 1)),$$

$n = 1, 2, \dots, N - 1$  – вікно Блекмена – Геріса [4].

Результатом застосування цих функцій є зміна поведінки розподілу амплітуд складових по бінах. Для вікон Ханна та Хеммінга кожна чк впс буде проявлена на трьох сусідніх бінах, у той час як витік на інші біни буде суттєво меншим, ніж при звичайному ПФ. Для вікон Блекмена та Блекмена - Геріса кожна частота зосереджується на сусідніх п'яти бінах. Також, при застосуванні вікон, попадання або не попадання чк у центральну частоту відповідного біну вже не є таким суттєвим [1].

Таким чином, вікна дозволяють поліпшити точність отримання амплітуди певної частотної складової і роблять ПФ менш чутливим до форми сигналу. Але є і суттєвий недолік - оскільки кожна чк розповсюджується не на один, а на декілька бінів ПФ, ми втрачаємо точність за частотою. У випадку з гс це означає, що якщо ми оберемо, наприклад, вікно Хеммінга, але відстань між бінами буде більшою, ніж половина відстані між двома сусідніми гармоніками, тоді ми спостерігатимемо, що після ПФ на кожен бін будуть впливати принаймні дві гармоніки, через що буде неможливо виокремлювати їх амплітуди - відповідні до гармонік біни міститимуть домішки амплітуд сусідніх гармонік. Щоб цього не сталося, можна звузити відстань між бінами за рахунок збільшення довжини вікна.

З вищесказаного можна зробити такий висновок: оскільки відстань між гармоніками дорівнює частоті основного тону (ОТ) вхідного гс, а відстань між бінами дорівнює базовій частоті ПФ, тобто  $\omega_s / N$ , то для точного аналізу амплітуд гармонік необхідно, щоб справджувалася така умова: частота ОТ має бути меншою або дорівнювати базовій частоті ПФ, помноженій на коефіцієнт поширення біну обраного вікна. Для вікон Хеммінга та Ханна він дорівнюватиме двом, для Блекмена та Блекмена - Геріса - трьом.

Так, попри переваги в точності отримання амплітуд чк, ми підходимо до бачення недоліків підходу із застосуванням вікон:

- вимушене збільшення довжини вікна  $N$ ;

- зменшення амплітудної динаміки;
- більша кількість обчислень через множення на вікно та збільшення  $N$ .

#### 4. Неefективність ДПФ

Незважаючи на те що ПФ є дуже простою математичною операцією, воно дуже неефективне. При збільшенні його довжини до кількох тисяч точок кількість операцій, час обчислення виходить за всі розумні межі. Навіть сучасні комп'ютери ледве спроможні обчислювати такі перетворення в реальному часі. На щастя, в 1965 р. Кулі та Тьюкі опублікували статтю, в якій описано дуже ефективний алгоритм реалізації ДПФ. Зараз він відомий як Швидке Перетворення Фур'є. Його ефективність можна продемонструвати, порівнюючи кількість арифметичних операцій при ШПФ. Для здійснення останнього нам необхідно виконати  $N^2$  комплексних множень (та  $N$  комплексних сум). Приводячи до того ж самого ефекту для  $N$ -точкового ШПФ, нам необхідно провести лише приблизно  $N/2 * \log_2 N$  комплексних множень. Так, для  $N = 512$  ДПФ вимагає у 200 разів більше множень, ніж ШПФ. Якщо при  $N = 2\,097\,152$  (два мільйони) обчислення на сучасному комп'ютері займає близько трьох секунд, то аналогічне ДПФ триватиме більше тижня! [1] Отже, різниця є досить вражаючою. При цьому ШПФ не є апроксимацією ДПФ, воно цілком еквівалентне ДПФ. Проте в нього є особливість. Алгоритм найшвидше працює, коли  $N$  у нас є ступенем двійки. Також досить ефективно використання  $N$ , що є добутком простих чисел, хоча процес попередньої підготовки обчислювальної матриці, якої потребує ДПФ, ускладнюється. З міркувань універсальності ці обмеження можна зарахувати до недоліків, утім вони менш суттєві, ніж вираш в ефективності ШПФ [1].

#### 5. Надлишковість ПФ

Використовуючи ПФ, ми досить часто вимушені обраховувати значення бінів, які нам справді не потрібні, тому що ПФ обраховує всі біни за один прохід. У разі з гс нам не потрібна частина спектра, вища за 4-5 кГц, оскільки вона не є значущою.

Є кілька підходів до вирішення цієї проблеми. Одним із найкращих, на наш погляд, є метод розтягнутого ШПФ (РШПФ) [5]. Він дозволяє обчислювати біни, які знаходяться у заданому частотному діапазоні. Метод складається з таких кроків:

1. Задаємо бажаний частотний діапазон  $f_1 \dots f_2$ , визначаючи його центральну частоту  $f_c = \frac{f_1 + f_2}{2}$  та ширину полоси  $bw = f_2 - f_1$ .

2. До впр  $x(t)$  довжиною  $N$  застосовується понижуюче комплексне перетворення, а саме: кожний відлік множиться на комплексний множник  $e^{-j2\pi f_c t / \omega_s}$ , де  $f_c$  - центральна частота області, що нас цікавить, а  $n$  - номер відліку. Отримана комплексна послідовність  $x_c(t)$  матиме спектр, зсунутий по частоті на  $f_c$  вліво, так що  $f_c$  оригінальної послідовності опиниться в точці 0 Гц.

3. До  $x_c(t)$  застосовується фільтр нижніх частот (ФНЧ) з шириною смуги пропускання у від'ємній та додатній частинах спектра, що дорівнює ширині заданого діапазону  $bw$ .

4. До сигналу ФНЧ( $x_c(t)$ ) застосовується проріджування у  $D$  разів (тобто кожен  $N$ -й відлік викидається), внаслідок чого ЧД зменшується в  $D$  разів.  $D$  добирається таким чином, щоб справджувалося  $w/D > bw/2$ .

5. До отриманого прорідженого сигналу  $D \downarrow (\text{ФНЧ}(x_c(t)))$  застосовується ШПФ. Якщо ми використовуємо ШПФ з базою 2, то  $D$  у кроці 4 має добиратися таким чином, щоб  $N/D$  було ступенем двійки.

У результаті такого ШПФ ми отримуємо комплексний спектр, що зсунутий на  $f_c$  вліво. Оскільки вхідний сигнал БПФ є не дійсним, а комплексним, то вихідні біни ШПФ з від'ємними частотами не будуть комплексно спряженими до бінів з додатними, натомість вони будуть значущими для нас, оскільки спектр у заданому діапазоні частот тепер буде знаходитися по обидва боки від нульової частоти. Таким чином, ми обчислюємо ШПФ довжиною  $(N/D)$  замість ШПФ довжиною  $N$ , що дозволяє суттєве прискорення обчислення у разі, коли  $bw \ll \omega_s/2$ . Як ми бачимо, розтягнуте ШПФ є непоганим рішенням, хоч тут можливі деякі підводні камені. При достатньо вузькому заданому діапазоні ми стикаємося із проблемами низькочастотної фільтрації: великий порядок фільтра, якщо ми обираємо фільтри зі скінченною імпульсною характеристикою або фазові викривлення та нестабільність фільтрів зі скінченною імпульсною характеристикою. Для кожного випадку слід прораховувати, чи є використання РШПФ доцільним [6].

## 6. Проблема блоковості ДПФ

При типовому використанні ПФ сигнал обробляється блоками довжиною, що дорівнює розміру перетворення. Це ставить обмеження на часову розподільну здатність ас.

1) Найперше вирішення цієї проблеми, що спадає на думку, - обробка сигналу з перекриттям: тобто якщо нам потрібен аналіз із кроком  $K$  для ПФ розміром  $N$ , тоді спочатку застосовуємо ПФ до відрізка сигналу  $s[t] \dots s[t + N - 1]$ , потім до

$s[t + K] \dots s[t + K + N - 1]$ , потім до  $s[t + K*2] \dots s[t + K*2 + N - 1]$  і т. д.

Недоліком такого підходу є суттєве підвищення ЧС зі зменшенням  $K$ . Порівняно зі звичайним блоковим ПФ такий аналіз триватиме у  $N/K$  разів довше. Інший недолік - кожні два послідовні ПФ міститимуть  $N-K$  однакових відліків, а це означає повторні обчислення, що, в принципі, не має сенсу ані з боку ЧС, ані з боку точності аналізу.

2) Також підвищення часової розподільної здатності аналізу можна досягти, застосовуючи вікна до рішення 1, що дасть деяке поліпшення якості, оскільки будуть усунені розриви, але й додасть ще більше часу обчислень.

3) Оптимальним для вирішення проблеми блоковості є плавне ДПФ (Slide DFT, далі ПДПФ). Це не дуже поширена, але дуже корисна техніка для аналізу специфічних сигналів [7]. Головні її переваги полягають у тому, що

- а) можна обчислювати кожний бін окремо, незалежно від інших, в т. ч. числі з різними  $N$ ;
- б) можна поступово просуватися за сигналом вперед відлік за відліком.

При цьому у кожен момент часу значення біну ПДПФ є еквівалентним біну звичайного ДПФ, оскільки на кожній ітерації додається вплив нового відліку та усувається вплив найбільш старого. Один бін ПДПФ розраховується за такою формулою, відомою як алгоритм Герцеля:

$$X^m(n) = e^{j2\pi m \cdot N} [X^m(n-1) + x(n) - x(n-N)].$$

Як можна побачити, ПДПФ працює в комплексній області. У цій формулі  $e^{j2\pi m \cdot N}$  - комплексний обертальний множник,  $m$  - номер біну, а  $N$  - розмір ПФ.  $X^m(n-1)$  є попереднім комплексним значенням біну,  $x(n)$  - новим відліком, вплив якого додається до суми  $X^m(n-1)$ , а  $x(n-N)$  - старим, вплив якого усувається операцією віднімання.

Головним недоліком плавного ДПФ є те, що по ЧС воно еквівалентне ДПФ. Але цей недолік частково компенсується тим, що ми можемо обчислювати лише ті біни, які нас цікавлять. Більше того, на відміну від звичайного ДПФ, чи навіть БПФ, ми знатимемо амплітуду гармоніки в кожній точці! Так, якщо ми хочемо обчислювати амплітуди лише 30 складових, для яких нам відомо їхні центральні частоти, нам достатньо обчислювати лише 30 бінів, з будь-якою довжиною вікна. Також, завдяки простоті формули ПДПФ, вона легко піддається оптимізації й може бути реалізована на сучасних ММХ та SSE розширеннях. Іншою перевагою ПДПФ є незалежність від розміру вікна. ЧС обчислення ітерації одного біну не залежить від  $N$ , яке впливає лише на швидкість накопичення коректного результату.

Окрім високої ЧС, ПДПФ має ще одну незручність - обрахування біну буде стабільним лише при сталих  $N$  (для інших форм можна без наслідків міняти  $N$  на кожній ітерації). При кожній зміні  $N$ , навіть на одиницю, для того, щоб уникнути дестабілізації комплексного фільтра, який уособлює бін ПДПФ, або розриву графіка амплітуди, слід виконувати повне ДПФ (або ШПФ), і лише після цього можна продовжувати поступове обчислення ПДПФ. У цьому випадку ми маємо додаткові витрати. Але в будь-якому разі ПДПФ - найкраще з відомих рішень з точки зору часової розподільної здатності.

### 7. Проблема: центральні частоти гармонік суттєво змінюються всередині однієї вхідної послідовності

Для вокальних сигналів типовим явищем є зміна центральної частоти гармоніки. При достатньо швидкій зміні ОТ це явище стає помітним навіть усередині одного блоку ДПФ (ШПФ, ПДПФ тощо). Наслідком цієї зміни є зменшення точності представлення гармоніки (амплітуди та фази) одним біном, оскільки, як уже було сказано вище, однією з оптимальних характеристик складової вхідного сигналу є сталість її частоти. Застосування вікон дещо зменшує цю проблему, проте у свою чергу призводить до збільшення кількості операцій, а також до деякої втрати амплітудної динаміки гармонік, оскільки час усереднення збільшується.

Можна спробувати вирішити цю проблему, якщо постійно міняти середні частоти бінів ПДПФ або ШПФ. Тоді в обох випадках дове-

деться виконувати ШПФ щоразу, коли зміниться ОТ. Це дасть деякий вигравш у точності і приведе до підвищення часу обчислень.

Якщо нам відомий графік частоти ОТ вхідного  $g_c$  і він має відносно невеликий відсоток помилок, тоді можемо використати такий прийом. Оскільки на реальних  $v_{g_c}$  ми завжди спостерегаємо, що центральні частоти гармонік змінюються синхронно до частоти ОТ (так і має бути за визначенням  $g_c$ ), замість зміни центральних частот бінів ми можемо змінити сам вхідний сигнал таким чином, щоб його гармонійний спектр був кратним одній і тій самій частоті, тобто привести його до фіксованої ЧОТ -  $ЧОТ_{\text{фікс}}$ . Один зі способів це зробити - застосувати алгоритм зміни висоти, використовуючи у ролі керуючої функції графік визначеного ОТ.  $S_{\text{pitched}}(t) = \text{Pitch}(s(t), P)$ ,  $P = ЧОТ_{\text{фікс}} / ЧОТ$ . Алгоритм Pitch має динамічно прискорювати (за рахунок прорідження) сигнал у  $P$  разів або уповільнювати (за рахунок інтерполяції) сигнал в  $1/P$  разів (якщо  $P < 1$ ) аналогічно до того, як змінюється швидкість платівки. На рис. 2 ми бачимо приклад роботи алгоритму Dynamic Pitch (D-Pitch). Легко помітити, що частоти гармонік, які змінювались у часі до обробки функцією D-Pitch, після обробки стали фіксованими і кратними частоті зведення  $ЧОТ_{\text{фікс}} = 155$  Гц.

Що нам дає таке перетворення? Тепер ми можемо обрати одну базову частоту ПФ, для цього прикладу вона дорівнюватиме 155 Гц,  $N = \omega_s / 155$  Гц, і постійно, не перераховуючи її для кожної гармоніки, застосовувати ПДПФ. Кожен бін відповідатиме рівно одній гармоніці. Більше того,

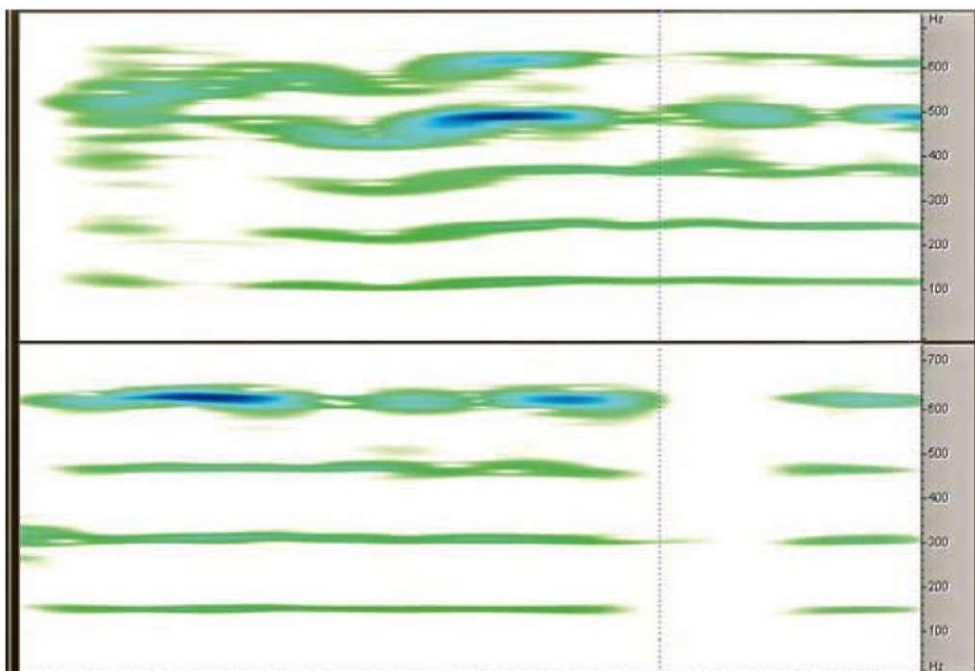


Рис. 2. Угорі - вхідний сигнал, внизу - той самий сигнал, оброблений алгоритмом D-Pitch

оскільки спектральні компоненти тепер мають фіксовану частоту - вони є ближчими до математичного значення бінів Фур'є - сталих синусоїд із початковою фазою, які мають сталу частоту, та цілу кількість періодів. А за рахунок у деяких межах вільного вибору  $\text{ЧОТ}_{\text{фікс}}$  ми можемо добирати її так, щоб вона точно відповідала базовій частоті ПФ. Від ідеальних синусоїд гармоніки відрізнятимуться лише амплітудою, що динамічно змінюється. Таким чином ми отримуємо одночасно суттєве поліпшення точності роботи алгоритму, можливість обходитися без вікон (в ідеальному випадку), зменшення  $N$  і завдяки цьому суттєве прискорення. Реалізацію алгоритму *D-Pitch* залишимо поза увагою, оскільки вона є тривіальною. Методику визначення ОТ представимо у вигляді «чорного ящика», оскільки існує багато матеріалів з цієї теми, а обсяг пропонованої статті не дозволяє розкрити авторську реалізацію алгоритму.

### Висновки

Проаналізувавши різноманіття форм ПФ та методів його застосування у спектральному аналізі гармонійних сигналів, ми запропонували такий метод аналізу:

1) Використовуючи результати роботи детектора ОТ, застосовуємо алгоритм динамічної зміни швидкості *D-Pitch* і таким чином приводимо сигнал до фіксованої частоти ОТ.

2) Фіксована частота  $\text{ОТ}_{\text{фікс}}$  обирається, виходячи із середньої частоти ОТ вокального гармонійного сигналу, для того щоб зменшити рівень додавання шуму алгоритмом *D-Pitch*, який є пропорційним до ступеня прискорення або уповільнення сигналу. Фіксована частота змінюється, як тільки середнє значення ОТ починає відрізнятися від значення поточного на певну відстань.

3) До отриманого сигналу застосовуємо ПДПФ розміром  $N = \omega_s / \text{ЧОТ}_{\text{фікс}}$ , обчислюючи по одному біну для кожної гармоніки.

У даному дослідженні ми зупинилися на приведенні форми гармонік до синусоїдальних компонент зі сталими частотами та цілою кількістю періодів. Ми хочемо зазначити, що таке наближення та результуюча точність аналізу не є граничними, оскільки все ще не враховується динаміка амплітуди всередині блоку. Є цілком обґрунтоване припущення, що цього можна досягти, використовуючи перетворення Лапласа замість ПФ, або аналогічне йому, оскільки воно дозволяє визначити кореляцію компоненти з синусоїдою не лише зі сталою, але також і зі спадною та зростаючою амплітудами. Це може стати темою наступного дослідження. А втім, експериментальні дослідження показали, що отриманої точності роботи аналізатора спектра, побудованого згідно із запропонованим методом, цілком достатньо для забезпечення розбірливості та природності мови при її наступному синтезі та роботи в реальному часі на сучасних машинах.

1. Ричард Л. Цифровая обработка сигналов. - Королёв: Бином-Пресс, 2006.
2. Пирогов А. С. Вокодерная телефония. - М: Связь, 1974.
3. Робинсон Э. А. История развития теории спектрального оценивания // ТИИЭР. - 1982. - Т. 70. - № 9.
4. Jenkins G. M. Spectrum Analysis and its Applications. - SF: HOLDEN-DAY, 1969.
5. Rossberg A. G. On the Limits of Spectral Methods for Frequency Estimation. - WORLD SCIENTIFIC PUBLISHING CO, 2004.
6. Mertins A. Signal Analysis: Wavelets, Filter Banks, Time-Frequency Transforms and Applications. - NY: John Wiley, 1999.
7. Allen R. L., Mills D. W. Signal Analysis: Time, Frequency, Scale and Structure. - Piscataway, NJ: IEEE Press, 2004.

A. Ashykmin

## HARMONIC SIGNALS MOMENARY SPECTRUM CALCULATION SPEED AND PRECISION INCREASE BY USING PITCH DETECTION

*Spectrum Analysis is an old and typical task of digital signal processing. There have been hundreds of books written about it. Numerous methods and approaches to its implementation were developed. This article should show that this field has not been exhausted yet, and the performance can be improved with rather exotic methods, when we deal with specific signals. The milestones and issues of developing spectrum analyzer for vocalized harmonic signals are described. Considering them leads to creation of the author's method, based on Slide Discrete Fourier Transform, Pitch Detector and Dynamic Pitch Shift algorithms. Due to the fact these algorithms consider the nature of harmonic signals the method provides an increase of performance in both precision and effectiveness.*