

ЦИФРОВИЙ КРОСОВЕР ПІДСИСТЕМ КОДУВАННЯ МОВНОГО СИГНАЛУ

А. Ю. Небилиця

Черкаський національний університет імені Богдана Хмельницького

бульвар Т. Шевченка, 81, м. Черкаси, 18031, Україна. E-mail: anton.nebylytsia@gmail.com

Запропоновано архітектурні рішення трьохкомпонентної декомпозиції сигналу природньої мови. Приведено результати аналізу ефективності розділення каналів такими засобами: фільтром на основі частотної вибірки з резонатором четвертого типу, каскаду напівсмугових та СІС-фільтрів. Встановлено, що довжина КІХ-фільтру рекурсивної структури у дванадцять відведень дозволяє суттєво знизити складність обробки мовного потоку, але з огляду на низьку якість розділення частотних компонентів, застосування фільтрів в такому виконанні доцільне лише в сегменті бюджетних додатків. Виявлено, що потреби здійснення частотної корекції та розширення розрядної сітки при використанні СІС-фільтрів суттєво нівелюють їх переваги. Обґрунтовано доцільність і встановлено спосіб використання напівсмугових фільтрів задля поліканального кодування мовного сигналу.

Ключові слова: кодування мовного сигналу, поліканальна та багатошвидкісна цифрова обробка, фільтр на основі частотної вибірки, напівсмуговий фільтр, СІС-фільтр.

ЦИФРОВОЙ КРОССОВЕР ПОДСИСТЕМ КОДИРОВАНИЯ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

А. Ю. Небилиця

Черкасский национальный университет имени Богдана Хмельницкого

бульвар Т. Шевченко, 81, г. Черкасы, 18031, Украина. E-mail: anton.nebylytsia@gmail.com

Предложены архитектурные решения трехкомпонентной декомпозиции сигнала речи. Приведены результаты анализа эффективности разделения каналов такими средствами: фильтром на основе частотной выборки с резонатором четвертого типа, каскада полуполосных и СІС-фильтров. Установлено, что длина КІХ-фильтру рекурсивной структуры в двенадцать отведений позволяет существенно снизить сложность обработки потока речи, но учитывая низкое качество разделения частотных компонентов, применение фильтров в таком выполнении целесообразно лишь в сегменте бюджетных приложений. Обнаружено, что потребности осуществления частотной коррекции и расширения разрядной сетки при использовании СІС-фильтров существенно нивелируют их преимущества. Обоснованно целесообразность и определен способ использования полуполосных фильтров в системах поликанального кодирования речевого сигнала.

Ключевые слова: кодировка речевого сигнала, поликанальна и многоскоростная цифровая обработка, фильтр на основе частотной выборки, полуполосный фильтр, СІС-фильтр.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Сигналу природньої мови притаманна суттєва інформаційна надлишковість, тому таким процесам, на кшталт – збереженні у файл, розпізнавання мови або передачі мовних повідомлень по каналам зв'язку – передує процес кодування. В свою чергу, ефективність кодування залежить від виду представлення вхідних даних, що зумовлює потребу первинної обробки сигналу. В роботі [1] обґрунтовано доцільність проведення поліканальної та багатошвидкісної обробки сигналу мовного потоку, однак не визначено спосіб та параметри забезпечення такого процесу. І це не випадково, оскільки практична реалізація як поліканальної, так і багатошвидкісної обробки базується на критичній операції, якою є цифрова фільтрація сигналу. Критичність полягає в тому, що навіть незначне підвищення складності або зниження якості фільтрації може знівелювати всі переваги зазначених підходів та негативно позначитись на ефективності процесу кодування [2]. З цієї причини задачу визначення ефективного способу та оптимальних параметрів розділення мовного сигналу на незалежні компоненти без втрати інформативних ознак та внесення спотворень слід вважати актуальною.

Теорія синтезу цифрових фільтрів добре розроблена [3], тому, в більшості випадків, проектування підсистем обробки сигналу зводиться до вибору типу, структури та параметрів фільтрації відповідно

до специфіки області застосування. Стосовно сфери кодування мовного потоку доцільно виділити такі особливості та функціональні вимоги: значний амплітудний діапазон акустичних коливань, широкосмуговий характер мовного сигналу з перекриттям формантних і шумових компонент [1], робота в системі реального часу, компактність виконання, підвищена автономність, мінімізація енергоспоживання та вартості апаратної реалізації. Зазначені обставини суттєво підвищують вимоги до якості цифрових фільтрів, а саме забезпечення: низької нерівномірності в смузі пропускання та запирання, звуження перехідної смуги, мінімізації спотворення сигналу, уникнення використання складних алгоритмів обробки.

У ході дослідження були розв'язані такі задачі:

1. Встановлення параметрів декомпозиції сигналу.
2. Визначення архітектурних рішень.
3. Оцінка ефективності фільтрації та рівня спотворення сигналу.
4. Визначення практичних аспектів реалізації кросовера.

Метою дослідження є визначення структури та параметрів роботи цифрового кросовера, який забезпечує ефективність багатошвидкісної обробки мовного потоку.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. Багатошвидкісна цифрова обробка сигналу ґрунтується на зміні частоти дискретизації f_{clk} . Враховуючи, що вхідний сигнал X є оптимально трансформованим у цифрову форму, а саме, $2 \cdot \max(f_X) = f_{clk}$, то довільна децимація потребує видалення із сигналу високочастотної компоненти, що зумовлено необхідністю мінімізації накладання спектру (аліасинг-ефект). Повною мірою подавити аліасинг неможливо, однак зниження пульсацій у смузі запирання і звуження перехідної ділянки АЧХ фільтру робить спотворення сигналу такого виду несуттєвими.

Іншим способом ослаблення впливу аліасингу, а значить і зниження вимог до фільтрів, є вибір оптимальних частотних діапазонів та ширини перехідних смуг. На основі аналізу первинних і вторинних інформаційних ознак мовного потоку в роботі [1] були запропоновані базові підходи до багатошвидкісної цифрової обробки, однак вимоги до ширини перехідних смуг не були сформовані. Визначимо цей параметр виходячи з психоакустичної моделі сприйняття [4; 5] та структури [6] природної мови.

Основу моделі сприйняття мови складають такі особливості слуху: 1) частотна варіативність чутливості; 2) втрата спектральної селективності з підвищенням частоти; 3) прояв частотного та амплітудного маскування звуків. Зазначені особливості є визначальними, оскільки незалежно від спрямування обробки звукового сигналу, кінцевою мірою якості, все одно, залишається рівень сприйняття, а саме інформаційна розбірливість та передача інтенсивності окремого мовного фрагменту. У відповідності до діаграми 3.12 джерела [4] і таких параметрах вимови: голосний звук /i/, гучність 40 дБ, частотний діапазон мови 6 кГц, – для проведення децимації $L=2$ оптимальна ширина перехідної ділянки АЧХ аліасинг-фільтра повинна становити $\Delta f_{cut} \leq 400$ Гц.

Вибір в даному дослідженні звуку /i/ зумовлено значною інтенсивністю третьої форманти в області розділення сигналу. Слід відмітити, що вимова складних звуків, наприклад фонем /ta/, також має значну спектральну інтенсивність в цій ділянці спектру, однак викликана вона шумовою компонентою і тому є менш критичною. Оскільки із зниженням частоти підвищується спектральна селективність слуху, то для параметрів децимації $L=4$ і $L=8$, зберігається величина відносної ширини перехідної смуги фільтра – $\varepsilon_{cut} \in [0,05; 0,07]$.

Декомпозиція мовного сигналу може виконуватись в різних архітектурних реалізаціях. За результатами попереднього аналізу за перспективні виділено такі типи фільтрів: фільтр на основі частотної вибірки, напівсмуговий та каскадний інтегрально-гребінцевий фільтр (CIC – cascaded integral-comb filters) Хогенауера (Hogenauer). Причому априорно, перші два як основний варіант, а останній в якості еталонного, оскільки CIC-фільтри часто викорис-

товуються в системах багатошвидкісної цифрової обробки сигналів. Відмова від класичних рекурсивних фільтрів зумовлена бажанням мінімізації фазових спотворень, проведення операцій з фіксованою крапкою та обмеження розрядної сітки.

Кросовер на основі частотної вибірки. В роботі [7] доведена доцільність використання у фільтрах на основі частотної вибірки (ФОЧВ) резонаторів четвертого типу. Дану обставину виділено позначенням передаткової функції індексом IV. Як буде показано нижче, застосування саме такого типу резонаторів є ефективним і для вирішення задачі декомпозиції мовного сигналу.

Передаткова характеристика ФОЧВ – $H_{IV}(z)$, формується з нерекурсивного каскаду гребінцевого фільтра $H_c(z)$ та банку комплексних резонаторів $H_{rIV}(z)$. Задля наглядності, на відміну від [7], доцільно передаткову функцію ФОЧВ трансформувати у вигляді:

$$H_{IV}(z) = H_c(z) \cdot H_{rIV}(z),$$

$$H_c(z) = (1 - r^N \cdot z^{-N}) \cdot (1 - r^2 \cdot z^{-2}),$$

$$H_{rIV}(z) = \sum_k \frac{(-1)^k \cdot |H(k)|}{N_k \cdot [1 - 2 \cdot r \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k / N) + r^2 \cdot z^{-2}]},$$

де k – індекс каналу банку комплексних резонаторів $k \in [0; N - 1]$, змінна N являє собою ширину вікна аналізу сигналу; $|H(k)|$ – коефіцієнт підсилення окремої частотної смуги; r – коефіцієнт затухання коливальних, який забезпечує стійкість фільтру і згідно рекомендацій [2] може вибиратись із діапазону $r \in [0,99995; 0,99995]$; N_k – коефіцієнт нормування, – $N_k = N$ для $k \in [0; N/2 - 1]$ і $N_k = 2 \cdot N$ для $k = \{0, N/2\}$.

Оптимізація розділення мовного сигналу досягається шляхом зменшення кількості операцій множення. З аналізу виразів (2) і (3) є очевидним, що такого виду оптимізація можлива за чотирма напрямками. По-перше, зменшити кількість каналів комплексних резонаторів. По-друге, досягти заміни множення на $\cos(2 \cdot \pi \cdot k / N)$ більш тривіальними операціями. По-третє, забезпечити стійкість ФОЧВ без використання коефіцієнту затухання коливальних r . По-четверте, уніфікувати нормування сигналу для всіх каналів резонаторів із врахуванням смуги пропускання сигналу. Зазначені рішення для випадку трьохканальної декомпозиції сигналу мовного потоку реалізуються в архітектурі, яка приведена на рис.1. Згідно схеми, розділення каналів досягнуто фактично на базі одного фільтру за рахунок винесення банку множників $H(k)$ за межі основного модуля ФОЧВ-IV.

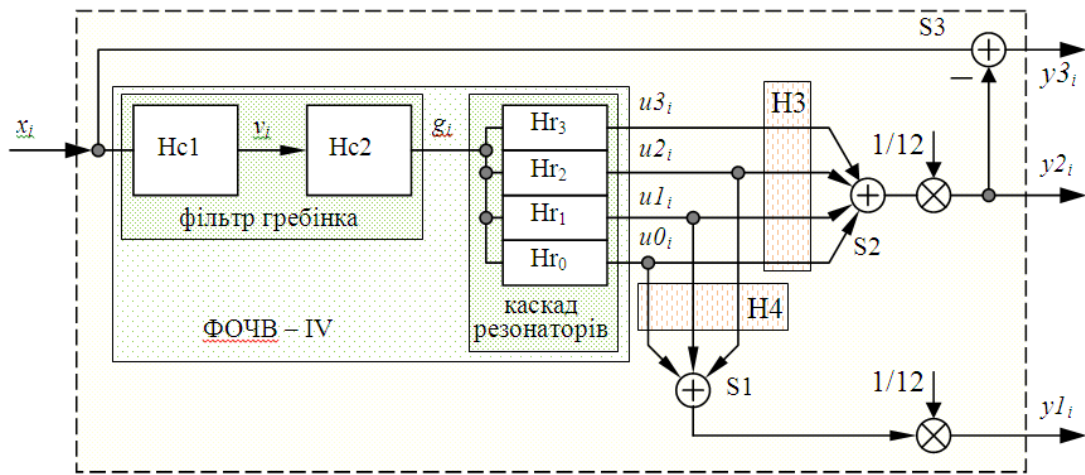


Рисунок 1 – Схема цифрового кросовера мовного сигналу на базі ФОЧВ-IV

Зменшити кількість операцій множення, які зумовлені тригонометричною складовою, можливо досягти за рахунок поміркованого вибору частотно-го діапазону, f_{clk} та розмірності ядра фільтра. Прийемо, що сигнал мовного потоку відповідає частотному діапазону від 80 Гц до 6 кГц. Зазначений діапазон дещо розширений по відношенню до діапазону прийнятого в телефонії (0.3 .. 3,5 кГц), що зумовлено умовою необхідності забезпечення роботи кросовера в системах розпізнавання мови. За таких обставин, у відповідності до теореми Котельнікова-Шенона, мінімальна частота дискретизації становить $f_{clk} = 12$ кГц. Оптимізувати фільтр можливо, коли вибрати вікно аналізу шириною в 12 відліків. В цьому випадку розділення мовного сигналу на два піддіапазони $F_1 \in [0; 3000]$ та $F_2 \in [3000; 6000]$

здійснюється шляхом використання банку із чотирьох резонаторів. Обчислення окремого відліку вихідного сигналу $y(t_i)$ проводиться стадійно за схемою приведеною на рис.1 та різницевими рівняннями (1), (2) і (3). За вибраних параметрів ФОЧВ-IV складова $\cos(2 \cdot \pi \cdot k / N)$ для більшості відведень набуває цілочисельних значень, за виключенням $\varphi_1 = \pi/6$. Якщо врахувати, що операції множення на -1, 0,5, 2 є тривіальними, оскільки можуть замінюються на більш прості операції процесора, штибу, зсуву числа та інвертування знаку, тому обчислення послідуочого проміжного відліку $u_k(t_i)$ потребує лише однієї операції множення (табл. 1).

$$v(t_i) = x(t_i) - x(t_{i-N}) \quad (1),$$

$$g(t_i) = v(t_i) - v(t_{i-2}) \quad (2),$$

$$u_k(t_i) = \sum_k \frac{(-1)^k \cdot |H(k)|}{N_k^*} \cdot [g(t_i) + 2 \cdot g(t_{i-1}) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k / N) - g(t_{i-2})] \quad (3)$$

Таблиця 1 – Різницеві рівняння обчислення u_k

k	φ_k	$2 \cdot \cos(\varphi_k)$	u_k
0	0	2	$0,5 \cdot [g(t_i) + 2 \cdot g(t_{i-1}) - g(t_{i-2})]$
1	$\pi/6$	1,7320508	$-1 \cdot [g(t_i) + 1,732 \cdot g(t_{i-1}) - g(t_{i-2})]$
2	$\pi/3$	1	$g(t_i) + g(t_{i-1}) - g(t_{i-2})$
3	$\pi/2$	0	$-1 \cdot [g(t_i) - g(t_{i-2})]$

Варіативна частина приведеного на рис. 1 ФОЧВ-IV утворена двома групами множників $H(k)$, що дозволяє провести роздільну низькочастотну фільтрацію за звуженим $F_{y1} \in [0; 2000]$ та розширеним $F_{y2} \in [0; 3000]$ каналами. Виділення

високочастотної компоненти $F_{y3} \in [3000; 6000]$ із вхідного сигналу в кросовері проводиться за виразом $y3(t_i) = x(t_i) - y2(t_i)$. Для всіх каналів попереднє знаходження множників $H(k)$ зручно проводити за таблицями додатку G [7] із послідуочим їх уточнення шляхом чисельного моделювання.

Кросовер на основі напівсмугових фільтрів. У випадку, коли $f_{cut} = f_{clk} / 4$, звичайний КІХ-фільтр перетворюється в напівсмуговий, особливість якого полягає в тому, що кожний парний коефіцієнт імпульсної характеристики дорівнює нулю. За такої властивості кількість операцій множення K для фільтра з N відведеннями з врахуванням симетрії та властивості імпульсної характеристики $h((N+1)/2) = 0,5$, буде становити $K = N / 4$. Зменшення кількості коефіцієнтів, разом із округленням значень і використання операцій зсуву, дозволяє досягти суттєвої мінімізації затрат обчислювальної потужності та надає привабливості застосуванню напівсмугових фільтрів навіть значної розмірності.

Оптимальна архітектура кросовера для систем кодування мовного сигналу в трьохканальній реалізації на основі напівсмугових фільтрів (НСФ) приведена на рис. 2. Первинна обробка здійснюється шляхом виділення низькочастотної компоненти сигналу u_i , що дозволяє спростити наступні операції: отримати високочастотну компоненту $y1_i = x_i - u_i$ та провести децимацію частоти, яка направлена на зменшення обсягу обробки даних на етапі виділення самої низькочастотної складової.

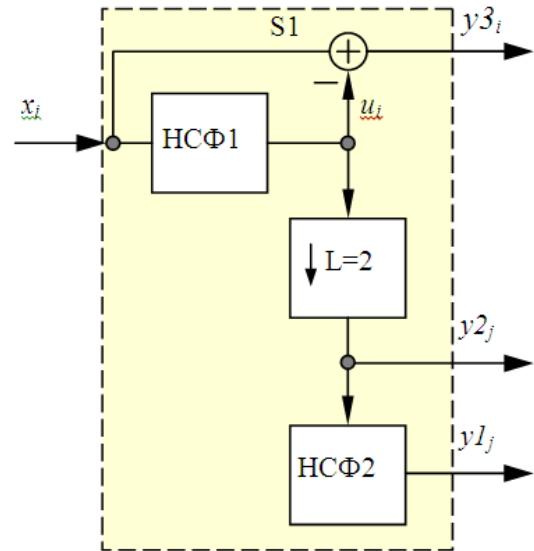


Рисунок 2 – Схема кросовера на базі напівсмугових фільтрів

Результати моделювання. Уточнення параметрів здійснювалось роздільно для кожного із вище зазначених типів фільтрів шляхом чисельного моделювання в пакеті Mathcad. Моделювання АЧХ кросовера виконаного на базі ФОЧВ-IV проводилось за виразом (4). Неоднозначність виду 0/0 вирішувалась за правилом Лопітала у програмний спосіб – підставкою значення $H(k)$.

$$H_{IV}(j\omega) = e^{-\frac{j \cdot \omega \cdot N}{2}} \cdot \sum_k \frac{(-1)^k \cdot |H(k)| \cdot \left[\cos\left(\frac{\omega \cdot N}{2} - \omega\right) - \cos\left(\frac{\omega \cdot N}{2} + \omega\right) \right]}{\left[\cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot k}{N}\right) - \cos(\omega) \right]} \quad (4)$$

Отримані коефіцієнти $H(3) = \{1, 1, 1, 0,5, 0\}$ та $H(4) = \{1, 1, 0,5, 0\}$ є результатом проведеної оптимізації і забезпечують нерівномірність в смузі пропускання 0,8 дБ, смузі подавлення -20,8 дБ та ширину перехідної смуги $\Delta f_{cut} = 960$ Гц. Суцільна крива 'а' на рис. 3 відповідає компоненті $y2$, тобто результат фільтрації за коефіцієнтами підсилення $H(3)$, а крива 'b', яка виділена пунктирною лінією – $H(4)$, компоненті $y1$. Незважаючи на значну величину Δf_{cut} така реалізація кросовера, все-таки, є прийнятною.

На рис. 4 приведено АЧХ напівсмугових фільтрів, ширина вікна яких становить 23 та 27 відведень, відповідно, крива 'а' пунктирна і 'b' суцільна лінії. Синтез фільтрів виконувався за допомогою програми WinFilter v0.8. Параметри фільтра вибирались згідно рекомендацій [7], а саме: вагова функція – прямокутне вікно, кількість відведень N приймалась такою, яка за виразом $(N+1)/4$ давала цілочисельний результат.

Отримані коефіцієнти імпульсної характеристики в пакеті Mathcad округлені за правилом – заміна операцій множення досягалась за рахунок прове-

дення не більше трьох зсувів, причому розрядна сітка була вибрана у 8 біт.

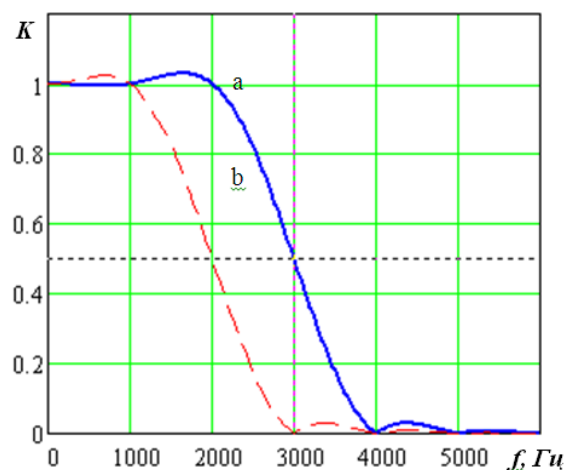


Рисунок 3 – АЧХ ФОЧВ-IV

Як видно із АЧХ нерівномірність не перевищує 1,2 дБ в смузі пропускання і -20,1 дБ в смузі запирання, причому, $\Delta f_{cut} = 420$ Гц.

Відсутність операції множення в реалізації СІС-фільтрів надає привабливості їх використання у вирішенні задачах цифрової багатошвидкісної обробки, особливо за високих f_{clk} [8]. Проведемо аналіз їх ефективності за умов декомпозиції мовного сигналу шляхом співставлення АЧХ. Для цього в аналітичний вираз АЧХ СІС-фільтра порядку N та затримки D введено нормуючий коефіцієнт $K_0 = D^{-N}$, що зумовлено необхідністю компенсації сильно вираженої властивості таких фільтрів до підсилення сигналу.

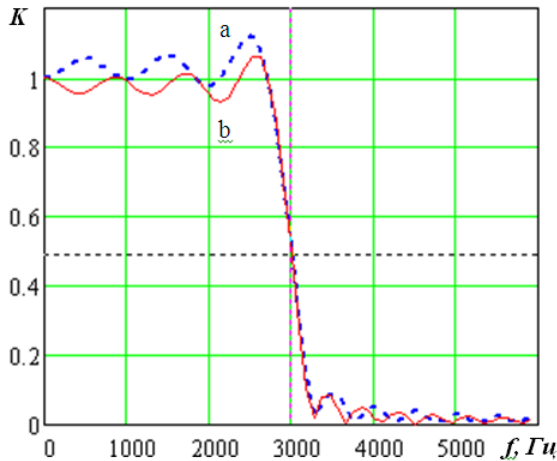


Рисунок 4 – АЧХ напівсмугового фільтра

$$H_{CIC}(j\omega) = K_0 \cdot e^{-\frac{j \cdot \omega \cdot N \cdot (D-1)}{2}} \cdot \left[\frac{\sin(D \cdot \omega/2)}{\sin(\omega/2)} \right]^N$$

Результати моделювання представлені рис. 5, на якому АЧХ ФОЧВ-IV виділено суцільною лінією 'а'. В залежності від структури СІС-фільтрів їх АЧХ відображено в наступний спосіб: при $N = 2, D = 2$ – крива 'b'; при $N = 4, D = 2$ – крива 'c'; при $N = 2, D = 3$ – крива 'd'.

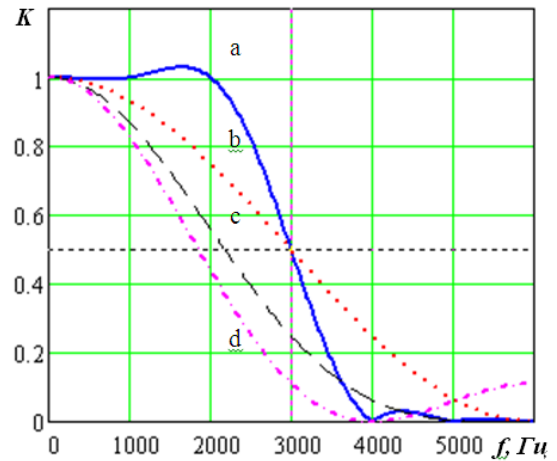


Рисунок 5 – АЧХ ФОЧВ-IV та СІС-фільтрів

ВИСНОВКИ. Інтерпретація результатів дослідження буде подаватись у контексті трьохканального кросовера та сфери кодування мовного потоку, однак наведені висновки будуть справедливими і для архітектур більшого числа каналів та інших форм цифрової обробки одномірних сигналів.

Спільним для запропонованих архітектур кросовера є простота реалізацій. У випадку використання ФОЧВ-IV за кількості відведень $N=12$ обсяг обчислень найменший, але за критеріями стійкості фільтрів та ширини перехідної смуги таке виконання кросовера для більшості застосунків не є оптимальним. Виключенням можуть бути, хіба-що, найбільш прості додатки, наприклад, підсистеми розпізнавання мови або команд на одному кристалі.

З огляду на дані рис. 5, є очевидним, що СІС-фільтри, навіть високих порядків, не прийнятні для декомпозиції мовних сигналів, оскільки мають слабкі фільтрувальні властивості. Використання таких фільтрів в цифрових системах багатошвидкісної обробки сигналу можливі лише за умов застосування фільтрів-коректорів, що зумовлює додаткові ускладнення кросовера. Крім того, програмна реалізація СІС-фільтрів потребує збільшення розрядної сітки обчислювального пристрою на 8..12 біт відносно розрядності квантування вхідного сигналу [8], що зумовлено значним рівнем підсилення сигналу та ризику втрати стійкості фільтра внаслідок округлення проміжних значень.

Побудова кросовера за схемою рис. 2 найкраще задовольняють вимоги поліканального розділення

мовного сигналу. Складність їх реалізації співставна із ФОЧВ-IV, однак має значно вужчу перехідну смугу АЧХ. За результатами моделювання встановлено, що рекомендована кількість відведень напівсмугового фільтра становить 27 відліків. За такої розмірності ядра мінімізації обчислювальної складності можливо досягти лише за рахунок оптимізації структурних та операційних рішень згідно рекомендацій [9; 10].

ЛІТЕРАТУРА

1. Небилиця А. Ю. Багатошвидкісна поліканальна обробка сигналу мовного потоку / Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук, 2016. – Вип. 3/2016(98), Ч. 1. – С. 14–19.
2. Гусинская Е. И., Зайцев А. А. Оптимизация банка фильтров в задачах субполосного кодирования // Цифровая обработка сигналов. – № 3. – 2004. – С. 18–28.
3. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический поход. – 2-е изд.: пер. с англ. – М.: Издат. дом «Вильямс». – 2004. – 992 с.
4. Радзишевский, А. Ю. Основы аналогового и цифрового звука. – М.: Издат. дом «Вильямс». – 2006. – 288 с.
5. Афанасьев А. А., Илюшин М. В. Использование психоакустической модели слуха при разработке вокодеров с линейным предсказанием. Цифровая обработка сигналов. – №1. – 2011. – С. 48–59.

6. Небилиця А. Ю. Часові та спектральні характеристики мовного потоку / Актуальні проблеми природничих та гуманітарних наук у дослідженнях студентської молоді «Родзинка – 2012» / XIV Всеукраїнська студентська наукова конференція. – Черкаси: Брама-Україна. – 2012. – С. 422–424.

7. Ричард Лайонс Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс». – 2006. – 656 с.

8. Использование СИС фильтров в задачах децимации и интерполяции сигналов [Электронный

ресурс]. – Режим доступа: <http://www.dsplib.ru/content/cicid/cicid.html>.

9. Мингазин А. Т. Синтез цифровых полуполосных КИХ-фильтров без умножителей Современная электроника. – № 3. – 2006. – С. 44–46.

10. Каплун Д. И., Миненков Д. В. Синтез нового класса нерекурсивных цифровых фильтров без умножений // Компоненты и технологии. – 2009. – № 6. – С. 115–120.

DIGITAL CROSSOVER FOR ENCODING SUBSYSTEMS OF SPEECH SIGNAL

A. Nebylytsia

The Bohdan Khmelnytsky National University of Cherkasy

blvd. Shevchenko, 81, Cherkasy, 18031, Ukraine. E-mail: anton.nebylytsia@gmail.com

Purpose. To study the synthesis of digital crossover implementation structure and type, as well as determination of its operation parameters, which provide efficient multirate speech stream processing. **Methodology.** Variational numerical simulation of amplitude-frequency characteristics of FIR filters. The implementation feasibility of a three channel crossover has been established, based on two filters with twenty-seven and eleven leads. **Results.** It has been established that the least amount of computation is needed in the case of a partitioned filter based on the frequency sampling using type IV 12-lead resonator and two separate blocks of multipliers. **Originality.** The structure, type and parameters of speech signal crossover implementation have been obtained, which improve the efficiency the encoding process. **Practical value.** Because of the need for the frequency response correction, bit depth expanding, as well high precision rounding of intermediate values, even a high order CIC-filter is not acceptable for implementation of multirate speech signal processing. Frequency sampling based filter with type IV 12-lead resonator can be used in the simplest applications, which do not require high sound quality and reproduction of pieces. The implementation feasibility is established with a method found to use composite band-pass filter for multichannel speech stream encoding.

Key words: speech signal encoding, multi-channel and multirate digital processing, frequency sampling filter, band-pass filter, CIC-filter.

REFERENCES

1. Nebilitsya, A. Yu. (2016), “Multirate and multichannel signal processings of speech stream”, *Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University*, Vol. 3, no. 98, pp. 14-19.

2. Gusinskaya, E. I. and Zaytsev, A. A. (2004), “Optimizatsiya banka filtrov v zadachah subpolosnogo kodirovaniya”, *Digital signal processing*, Moscow, Russia, no. 3, pp. 18-28.

3. Ifecher, E., Jervis, W. (2001), *Digital Signal Processing A Practical Approach*, 2nd Edition. Addison-Wesley Educ. Publ. Inc., p. 968.

4. Radzishhevskiy, A. Yu. (2006), *Osnovyi analogovogo i tsifrovogo zvuka* [The basics of analog and digital sound], Williams, Moscow, Russia, p. 288.

5. Afanasev, A. A. and Ilyushin, M. V. (2011), “Ispolzovanie psihoakusticheskoy modeli sluha pri razrabotke vokoderov s lineynim predskazaniem”, *Tsifrovaya obrabotka signalov*, Moscow, Russia, no. 1, pp. 48-59.

6. Nebilitsya, A. Yu. (2012), “Chasovi ta spektralni harakteristiki mownogo potoku”, *Aktualni problemi prirodnychih ta gumanitarnih nauk u doslidzhennyah studentskoyi molodi «Rodzinka – 2012» XIV Vseukrayinska studentska naukova konferentsiya*, Cherkassy, Ukraina, pp. 422-424.

7. Lyons, Richard G. (2004), *Understanding digital signal processing*, 2nd Edition, Person Education, Inc. p. 655.

8. “The use of CIC filters in the tasks of decimation and interpolation of signals”, available at: www.dsplib.ru/content/cicid/cicid.html (accessed March 15, 2017).

9. Mingazin, A. T. (2006), “Sintez tsifrovyyih polupolosnyih KIH-filtrov bez umnozhtey”, *Sovremennaya elektronika*, Moscow, Russia, no. 3, pp. 44-46.

10. Kaplun, D. I. and Minenkov, D. V. (2009), “Sintez novogo klassa nerekursivnyih tsifrovyyih filtrov bez umnozheniy” [Synthes of new class noncurses digital filters without multiplication], *Komponenty i tehnologii*, Moscow, Russia, no. 6., pp. 115-120.

Стаття надійшла 15.03.2017.