УДК. 519.218.82:681.846.5
Г. Осухівська

ОБГРУНТУВАННЯ ВИБОРУ ФІЛЬТРА ДЛЯ СТАТИСТИЧНОГО АНАЛІЗУ ТОНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ

Аналіз тональних сигналів є важливим при діагностиці серцево-судинних захворювань, тому виникає необхідність робити спектральну оцінку за допомогою Фур'є-перетворення і здійснювати фільтрування. Представлені основні питання аналізу тональних сигналів серця людини. Розглянута можливість використання різних типів цифрових фільтрів для статистичного аналізу цих сигналів. Зокрема, пропонується використати рекурсивний фільтр. Саме тому задачу аналізу тональних сигналів доцільно розв'язувати за допомогою дослідження похибок при цифровій фільтрації.

Умовні позначення:

y_i - і-ті значення вихідного сигналу;

u_i - і-ті значення вхідного сигналу.

Захворювання серцево-судинної системи мають велику питому вагу в загальній кількості хвороб людей. Для розв'язання питання про лікування серцево-судинних захворювань вирішальну роль має своєчасна і точна діагностика.

Тони серця – це коливання, які не перевищують 100-150 Гц. Згідно з таблицею Шмідта-Фойгта, для першого тону частота коливань становить 30-120 Гц, для другого тону – 70-150 Гц, для третього – 10-70 Гц [1].

При сучасному рівні медичної науки діагностика хвороб серця і судин немислима без даних функціонального обстеження. Не менше значення мають функціонально-діагностичні показники при об'єктивній оцінці результатів лікування. Завдяки тому, що розвиваються нові методи і вдосконалюються старі, диференціюється і уточнюється картина серцево-судинної патології при різних захворюваннях.

Серед діагностичних методів дослідження серцево-судинної системи аускультація завжди займала одне з головних місць [2].

При роботі серця і руху крові судинами виникають коливання різної частоти і амплітуди, які нашаровуються одні на другі. Але не всі вони викликають звуковий ефект. Вібрації маси крові і працюючого серця (частотою 6-10 коливань в секунду) не є джерелом звуку, оскільки частота їх замала. Коли ж здійснюються десятки і сотні коливань в секунду, виникає звуковий ефект. Але фізіологічні властивості вуха не дозволяють точно встановити характер зміни звуків серця. Коли до грудної клітки в області серця прикласти апарат, який перетворює механічні коливання в електричні, а потім за допомогою пристрою, який підсилює і фільтрує звук записати ці

коливання на стрічку, то отримаємо графічне зображення звуків серця (тонів і шумів) [3].

Порівняно з аускультацією цей метод має ряд переваг:

- об'єктивну графічна реєстрацію;
- вловлювання звукових явищ, які недоступні слуховому сприйняттю людини;
- можливість вибіркового виділення звуків різної частоти.

За допомогою фонокардіографії можна зареєструвати тони серця. Але звичайна фонокардіографія дає лише приблизне уявлення про них при записі на різних частотних каналах. Точнішу характеристику частоти тонів і шумів дає спектральна фонокардіографія [4].

Наприклад, розглянемо частотний аналіз першого тону при митральному стенозі. Перш ніж обговорити питання про частотну характеристику вдаряючого першого тону при митральному стенозі, необхідно зупинитись на частотній характеристиці нормального І тону.

Частотна характеристика нормального І тону на верхівці серця вивчена в працях Касирських [4]. Проаналізувавши розглянені в літературі [3,4] дані, бачимо, що спектр нормального І тону на верхівці досягає 500 Гц, а частоти з максимальною інтенсивністю - 178 Гц. Таким чином, ці дані [4] про наявність в нормальному І тоні високих частот і про розподілення максимальної енергії в області низьких частот (до 100-150 Гц) узгоджуються з результатами, отриманими Луізада, Ліу, Араванісом, Тестеллі і Моррісом.

При аускультації помічалось відоме коливання сили і чіткості першого тону. В молодих хворих з чітким І тоном спектр був ширшим - до 318-500Гц. Частоти з максимальною інтенсивністю в більшості випадків також були вищими тоді, коли був ширший спектр. Співвідношення наведених даних за аускультативною оцінкою І тону дозволяє підвести об'єктивну базу під клінічне визначення чіткого і приглушеного І тону, що не вдається зробити іншими методами.

Вирішення питання про генез приглушення тону, тобто переважання в його спектрі низьких частот, потребує спеціального експериментально-клінічного вивчення з урахуванням ряду екстракардіальних факторів (поглинання енергії коливань грудною стінкою в залежності від її товщини, наявність емфіземи легень і т. і.).

Всі автори, які описували І тон при митральному стенозі, вважають його підсиленим, акцентованим, що і підтверджується фонокардіографічними дослідженнями - амплітуда вдаряючого першого тону, як правило, збільшена, тобто збільшена його інтенсивність і наявні високочастотні компоненти.

Для ранньої діагностики, в даному випадку митрального стенозу, нас цікавить спеціальне виявлення частотної характеристики вдаряючого І тону і порівняння її з нормальним І тоном, а також відповідна обробка для їх аналізу. При обробці зареєстрованих тонів постає проблема їх аналізу, а тому виникає необхідність робити спектральну оцінку за допомогою Фур'є-перетворення.

Виникає перша задача - аналіз тонів за їх виглядом. Це можна зробити за допомогою Фур'є-обробки. При аналізі методом Фур'є-перетворення виникає проблема забезпечення певної роздільної здатності в широкому діапазоні [5]. Цього можна досягти, маючи багато точок і великий об'єм пам'яті, а також при достатній швидкодії обчислювальних пристроїв.

Для відбору діапазону необхідних значень частоти I тону доцільно використати методи цифрової фільтрації.

Отже, для статистичного аналізу тональних сигналів (а саме, тонів серця) будемо застосовувати цифрові фільтри.

Вибір цього методу пояснюється такими причинами:

1) наявністю високоефективних і порівняно простих методів побудови цифрових фільтрів;

2) унікальністю характеристик (в даному частотному діапазоні) з огляду на об`єм апаратури, точність, стабільність, серійність, переналадку і т.і.

Як відомо, алгоритми лінійних цифрових фільтрів поділяються на нерекурсивні і рекурсивні [6].

Нерекурсивними або трансверсальними (поперечними) цифровими фільтрами називають фільтри, які обробляють сигнал у відповідності з алгоритмом:

$$y_i = a_0u_i+a_1u_{i-1}+a_2u_{i-2}+ \dots +a_mu_{i-m},$$

де a_1, a_2, ..., a_m – послідовність дійсних постійних коефіцієнтів відліків імпульсної характеристики. Число m показує порядок нерекурсивного цифрового фільтра, тобто максимальну кількість чисел, які запам'ятовуються.

Нерекурсивний цифровий фільтр може бути практично реалізований, якщо задана імпульсна характеристика містить невелику кількість відліків. У протилежному випадку потрібно багато комірок пам'яті (обчислення нескінченного числа коефіцієнтів призводить до фільтрів, які неможливо реалізувати), крім того імпульсна характеристика буде мати багато відліків.

Рекурсивними фільтрами називають фільтри, які обробляють сигнал згідно з алгоритмом:

$$y_i = a_0u_i+a_1u_{i-1}+a_2u_{i-2}+\dots+a_mu_{i-m}+b_1y_{i-1}+b_2y_{i-2} \dots+b_ny_{i-n},$$

де коефіцієнти a_0, a_1, ..., a_m визначають нерекурсивну частину, а коефіцієнти b_1, b_2, ..., b_n – рекурсивну частину алгоритму фільтрації, при чому останні не рівні нулеві одночасно. Порядок фільтра визначається числом m.

Основною перевагою рекурсивних фільтрів над нерекурсивними є суттєве зменшення кількості елементів, які виконують ті самі операції. Завдяки тому вони дозволяють реалізувати цифрові фільтри з імпульсними характеристиками, які мають теоретично нескінченне число відліків. До недоліків прямих структур рекурсивних фільтрів відноситься потреба у подвійній кількості комірок пам'яті, окремих для рекурсивної і нерекурсивної частин. Для канонічних структур рекурсивних фільтрів цей недолік усувається [7].

Як бачимо, задача синтезу цифрового фільтра простіша, ніж в аналоговому випадку, де знання диференційного рівняння системи або розподіл її нулів і полюсів є першим з багатьох кроків в процедурі синтезу фільтру.

Для цифрової фільтрації (рекурсивний алгоритм) принципове значення має знання коефіцієнтів a_m і b_n. При відомих коефіцієнтах алгоритм рекурсивної фільтрації можна безпосередньо використати для синтезу системи для статистичного аналізу тональних сигналів за допомогою ЕОМ або спеціалізованих обчислювальних пристроїв.

При реалізації цифрових фільтрів необхідно вводити обмеження за точністю зображення не лише коефіцієнтів фільтра, але і вибірок вхідного

сигналу і, крім того, результатів арифметичних операцій, які виконуються в фільтрах. Оскільки кожен вхідний сигнал потрібно квантувати (тобто подати у вигляді скінченного числа двійкових розрядів), існує точність коефіцієнтів фільтра (кількість двійкових розрядів), яка повинна бути узгоджена з довжиною машинного слова або з розрядністю обчислювальних засобів; певна неточність з`являється також у процесі використання операцій фільтрації, тому виникає проблема імітації і дослідження похибок виділення гармонічного сигналу за допомогою цифрових фільтрів при статистичному аналізі тональних сигналів.

Оцінку точності отримують на підставі оцінок характеристик результуючого стохастичного процесу на виході системи і використовують при побудові критерію для вибору оптимального варіанту для перетворювача. Але у випадку аналізу тональних сигналів, у силу нелінійного характеру особливостей реалізації алгоритму, така модель неадекватна характеру похибок. Це і визначає актуальність статистичного аналізу похибок.

Ця задача є багатокритеріальною і не має загального розв'язку. Саме тому, в даному випадку, задачу статистичного аналізу тональних сигналів доцільно розв'язувати за допомогою дослідження похибок при цифровій фільтрації.

Дослідження поведінки похибок в операціях цифрової фільтрації є складною задачею і суттєво нелінійною, оскільки аналого-цифрові перетворювачі, які виконують квантування, представляють собою нелінійні пристрої. Але якщо квантування не дуже грубе, то можна використати лінійну модель поведінки системи і статистичну модель помилок [8].

При обумовленні вибору моделі похибки в рекурсивних колах розглядають похибки квантування детермінованого гармонічного сигналу. При цьому вважають, що частота дискретизації задовільняє умову, отриману з геометричної інтерпритації співвідношень між максимальною швидкістю зміни сигналу x'_{max}, вагою молодшого розряду c і періодом дискретизації T_d:

$$x'_{max} \le \frac{c}{T_d}. \qquad (1)$$

Так як процес дискретизації лінійний, то значення дискретного шумового процесу ξ_n цифрового вираження x_c сигналу x визначають:

$$\xi_n = x(nT_d) - x_c(nT_d), \quad n = \overline{0,\infty}. \qquad (2)$$

При дотримуванні умови (1) всі $|\xi_n| \le c$, а їх точні значення невизначені. Тому вивчається розподіл значень відліків (2). У загальному випадку за характеристичною функцією деякого розподілу знаходяться кореляційні функції, і при малих c виходить, що дискретний процес ξ_n, $n = \overline{0,\infty}$ є дискретним "білим" шумом.

Таким чином, можна вважати, що сигнал містить адитивний шум:

$$x_c(n) = x(n) + \xi_n.$$

Значення ξ_n цього шуму рівномірно розподілені в певному інтервалі і статистично незалежні.

Тоді для лінійної системи з функцією передачі $H(z)$ вихідна послідовність шуму обчислюється як згортка імпульсної характеристики h_m зі значенням ξ_n:

$$\xi_n^{вих} = \sum_{m=0}^{\infty} h_m \xi_{n-m}. \qquad (3)$$

Її автокореляційна функція дорівнює:

$$R_r^{вих} = \sum_{n=0}^{\infty} \xi_n^{вих} \xi_{n-r}^{вих} = R_r^{вх} \sum_{m=0}^{\infty} h_m h_{m-r}, \qquad (4)$$

де $R_r^{вх}$ - автокореляційна функція вхідної шумової послідовності.

Звідси, середнє значення вихідної потужності шуму (дисперсію) можна розрахувати, прийнявши у формулі (4) $r=0$:

$$R_0^{вих} = \sigma_{вих}^2 = R_0^{вх} \sum_{m=0}^{\infty} h_m^2,$$

де $R_0^{вх}$ - дисперсія вхідної шумової послідовності.

Для нескінченної послідовності h_m, $m = \overline{0,\infty}$, згідно з теоремою Парсеваля для послідовностей:

$$R_0^{вих} = R_0^{вх} \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} H(z)\overline{H}(z)\frac{dz}{z}.$$

Похибки у вузлах кола квантування коефіцієнтів відрізняються від похибок вираження сигналу в цифровій формі тільки топологічно, що зумовлює використання методів статистичної радіофізики для оцінювання характеристик шуму на виході кола [9].

Оцінки характеристик шуму на виході цифрових кіл в подальшому служать для побудови критеріїв вибору оптимального кола.

Описаний вище спосіб вибору стохастичної моделі похибки в кінцевому плані пояснює її неадекватність реальній похибці. Це вказує на необхідність розробки методологічно правильнішого способу вибору стохастичної моделі похибки [10].

Тому при виборі стохастичної моделі похибок цифрових кіл необхідно для конкретного класу сигналів отримати відліки похибки обробки у відповідних вузлах кола (за допомогою імітаційної моделі кола), як різницю між значеннями сигналу у відповідному ідеальному колі та імітованому. Отримані відліки розглядаються як реалізації. Характер цих реалізацій дозволить зробити вибір моделі похибки.

Оцінку похибки отримують двома способами: як оцінку детермінованої величини або як оцінку стохастичної величини.

При оцінюванні детермінованої величини вважають, що похибка в місці виникнення не перевищує "ваги" молодшого розряду регістру, а результуюча похибка, внаслідок лінійності, не перевищує суми всіх похибок, помноженої на відповідну норму. У другому випадку вважають, що похибка в місці її виникнення носить випадковий характер, а оцінка характеристик результуючої похибки не перевищує суми оцінок характеристик похибок.

Як видно, при оцінці характеристик похибки обробки використовуються два підходи – стохастичний і детермінований, а оцінка чутливості є додатковою умовою, яка також служить критерієм для вибору варіантів кола. При цьому всі підходи основані на загальному прийнятті лінійності.

Також до виникнення похибок приводить реалізація масштабування в цифрових колах. Величина таких похибок залежить від структури кола, що визначає необхідність вибору моделі похибки і структури кола адекватних моделі сигналу. Оптимальною вважається така структура кола, при якій у термінах узгоджених моделей сигналу і похибки значення оцінок характеристик похибки будуть мінімальні.

Для отримання послідовностей відліків похибки у вузлах цифрового кола можна використати як імітаційну модель, так і натурний макет [11]. Робота з імітаційною моделлю відрізняється простотою, гнучкістю, хорошою документованістю, але для її реалізації потрібно багато машинного часу. Натурний макет побудувати дорого і складно, а також важко вносити в нього зміни, його налагоджування займає багато часу. Результати експерименту з натурним макетом важко зафіксувати, але отримати їх можна майже миттєво. У випадку імітаційної моделі легко здійснюється перехід на встановлений режим шляхом введення початкових умов, що також зекономить машинний час. При експерименті з натурним макетом початкові умови вводити важче, тому для фіксування певної ділянки послідовностей відліків треба створити спеціальний пристрій.

Таким чином, для отримання реалізацій відліків значень абсолютної похибки у вузлах цифрового кола ефективнішим буде створення програми мовою високого рівня.

Summary. The heart sound signals analysis is important for heart diseases diagnosis, that's why it is necessary to make spectrum estimation by means of Fourier transform and filtration. The main problems concerned the human heart sound signals analysis and the possibility of such signals statistical analysis by means of different digital filters are presented in the work.

Література:

1. Брудная Э. Н., Остапчук И. Ф. Методы функциональной диагностики заболеваний сердечно-сосудистой системы. -К.: Здоров'я, 1968. -276с.
2. Литвиненко А. Ф. Аускультация и фонокардиография при врожденных пороках сердца. -К.: Здоров'я, 1966. -120с.
3. Фитилев Л. М. Клиническая фонокардиография. -М.: Издательство "Медицина". - 1968. - 404с.
4. Кассирский И. А., Кассирский Г. И. Звуковая симптоматика приобретенных пороков сердца. -М.: Медицина, - 1964. - 320с.
5. Каппелини В. и др. Цифровые фильтры и их применение: Пер. с англ./ В.Каппелини, А. Дж. Константинидис, П. Эмилиани. -М.: Энергоатомиздат, 1983. - 360с.
6. Куртев Н. Д., Нефедов В. И. Импульсные и цифровые электронные цепи: Учебное пособие. Московский институт радиотехники, электроники и автоматики, 1991. - 76с.
7. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов. -М.: Радио и связь, 1990. - 256с.
8. Яворский Б. И., Марченко П. М., Домбровский З. И. Имитационная модель цифровых рекурсивных полосовых фильтров. // Радиотехника, 1984. - №4. - С .47.
9. Яворский Б. И., Домбровский З. И. Определение дисперсии и шумов на выходе цифровых рекурсивных резонаторов. // Метрология: Ежемесячное приложение к журналу "Измерительная техника". - М.: Стандарт, 1984. - №4. - С. 52-57.
10. Яворский Б. И., Драган Я. П. Стохастическая модель ошибок цифровой обработки данных с периодическими свойствами. // Современные проблемы математики и механики. - Тернополь: ТФЭИ, 1987. - 89с.
11. Яворский Б. И., Олексий Б. Б., Демченко В. Е. Имитационная модель цифровых рекурсивных полосовых фильтров. // Исследования в области измерения параметров пространственно-временных полей. - Львов: ВНИИМИУС, 1985. - с.14-21.