В.В. Сидоренко

АДАПТИВНА ФІЛЬТРАЦІЯ МЕДИЧНИХ СИГНАЛІВ З ВИКОРИСТАННЯМ КОНТРОЛЬНОГО СИГНАЛУ

(Представлено доктором технічних наук, професором Самотокіним Б.Б.)

Більшість медичних сигналів, які аналізуються, можна представити як суму двох сигналів – основного і перешкоди. В більшості випадків один з них є квазіперіодичним, який прямо залежить від подій (стимулів) відповідної системи людини. Також часто є можливість отримання додаткової інформації про виникнення відповідних подій шляхом зняття додаткового, контрольного, сигналу. В даній роботі розглянуто приклад побудови адаптивного фільтра по розділенню вхідного сигналу на дві складові – корельовану і некорельовану з контрольним сигналом.

Більшість аналізуємих медичних сигналів (наприклад, електричні – ЕКГ, ЕЕГ; акустичні – серцево-судинні та респіраторні шуми) можна представити як суму двох сигналів – корисного та завади. В більшості випадків один з них є квазіперіодичним, тісно пов'язаним з подіями (стимулами) відповідної системи людини та досить компактно представлений у часі в районі виникнення стимулу. Також в більшості випадків існує можливість отримати додаткову інформацію про моменти виникнення подій відповідної системи людини шляхом зняття контрольного сигналу.

Наприклад, для ЕКГ основний сигнал має чітко виражений стимул – моменти руху клапанів серця, інформацію про які можна отримати шляхом виділення комплексу QRS при аналізі цього ж сигналу. При фонокардії за контрольний сигнал можна взяти той же комплекс QRS при одночасному з фонокардією знятті ЕКГ. При аускультації органів дихання аналізуємий сигнал є сумішшю звуків респіраторної та серцево-судинної системи, спектри яких перекриваються в області частот 50-150Гц. Використання звичайних фільтрів ФВЧ з частотою зрізу близько 100Гц разом із заглушенням серцевих шумів призводить до втрати частини корисної інформації в спектрі частот нижче 100Гц. Тому доцільним є пошук інших методів, що дозволяють значно зменшувати вплив завади без помітного спотворення корисного сигналу.

Інколи аналізуємий сигнал можна представити як суміш стаціонарної та нестаціонарної частин й використати техніку їх розділення. Проте, наприклад, метод [5] не дозволяє використати додаткову, присутню в контрольному сигналі, інформацію про одну із складових суміші. Тому доцільним є використання адаптивної фільтрації.

Розглянемо приклад побудови адаптивного цифрового фільтра (рис. 1).

Нехай виконуються такі припущення:

1. Аналізуємий сигнал **d**[n] є адитивною сумішшю двох некорельованих сигналів **s**[n] та **n**[n]:

$$d[n] = s[n] + n[n], \tag{1}$$

де **s**[n] – корисний сигнал; ***n***[*n*] – сигнал завади.

2. Сигнал завади **n**[n] є результатом квазіперіодичних подій в певній системі людини.

3. Сигнали **s**[n] та **n**[n] окремо недоступні.

4. Доступний контрольний сигнал **x**[n], що є результатом тих самих квазіперіодичних подій, що й сигнал завади, проте сигнали **n**[n] та **x**[n] – різні. Іншими словами, доступним є сигнал **x**[n], що корельований із завадою **n**[n] та некорельований із корисним сигналом **s**[n].

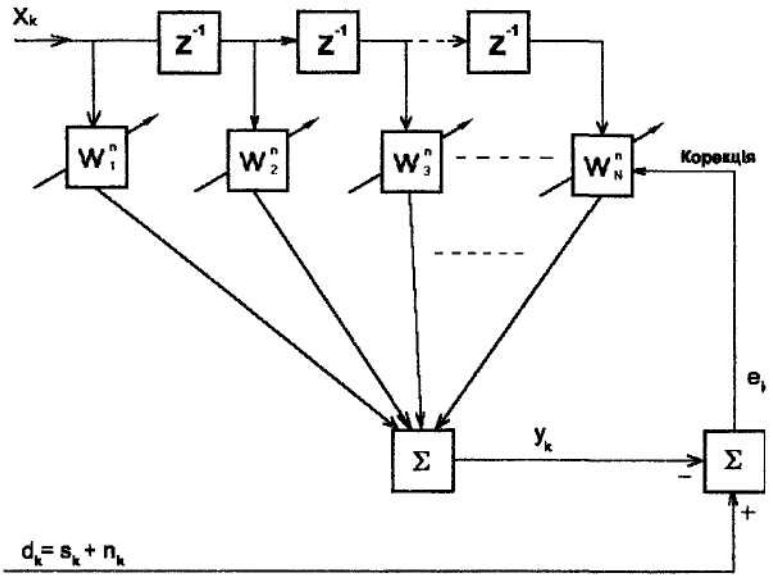
Необхідно на основі сигналів **d**[n] та **x**[n] отримати правдоподібну оцінку сигналів **s**[n] та **n**[n].

Для цього змоделюємо заваду **n**[n] як результат фільтрації контрольного сигналу **x**[n], для чого подаємо **x**[n] на вхід адаптивного цифрового фільтра (рис. 1):

$$A(z) = \frac{\sum_i a_i z^{-i}}{\sum_j b_j z^{-j}}. \tag{2}$$

Сигнал з виходу цього фільтра віднімається від аналізуємого, в результаті чого отримується сигнал нев'язки **e**[n]. Даний сигнал використовується для корекції коефіцієнтів a_i, b_j – адаптації

фільтра. Звичайно, процес отримання оцінки потрібного сигналу (у даному випадку завади) адаптивним фільтром складається з двох етапів: тренування фільтра, в результаті якого визначаються його коефіцієнти; обробка певного сигналу (у даному випадку – контрольного) даним фільтром для отримання оцінки потрібного сигналу. У випадку нестаціонарності останнього існує необхідність постійної корекції адаптивного фільтра, тому тренування та фільтрація проводяться одночасно.



$\mathbf{d}_k$ – аналізуємий сигнал;
$\mathbf{s}_k$ – корисний сигнал;
$\mathbf{n}_k$ – завада;
$\mathbf{x}_k$ – контрольний (корельований із завадою) сигнал;
$\mathbf{y}_k$ – оцінка сигналу завади;
$\mathbf{e}_k$ – сигнал нев'язки

Рис.1. Блок-схема адаптивного фільтра

У більшості випадків при адаптивній фільтрації використовуються фільтри зі скінченою імпульсною характеристикою ($b_j = 1$ при $j = 0$ та $b_j = 0$ при $j <> 0$), бо їм властива стійкість та значно менша складність знаходження коефіцієнтів. Проте порядок фільтра повинен бути не меншим, аніж протяжність одиночного сигналу завади і не більшим, аніж найменший період її повторення. Тобто, якщо завадою є звуки ритму серця, то при протяжності одного удару близько 0.1с і частоті дискретизації 2 кГц порядок фільтра складатиме близько 200.

Для знаходження коефіцієнтів фільтра використовується метод найменших квадратів Уідроу з використанням **e**[n] як коригуючого фактора, який мінімізує величину $E\{\mathbf{e}[n]^2\}$ (далі в тексті символ E{.} буде використовуватися для позначення математичного очікування).

Згідно з методом Уідроу

$$\mathbf{W}[n+1] = \mathbf{W}[n] + K \cdot \mathbf{X}[n] \cdot \mathbf{e}[n], \qquad (3)$$

де **W**[n], **W**[n+1] – вектори-стовпчики розмірності N з коефіцієнтами фільтра на **n**-й та **(n+1)**-й ітерації алгоритму. Тобто фільтр має порядок N;

X[n] – вектор-стовпчик із дискретними значеннями контрольного сигналу;

e[n] – сигнал нев'язки (різниця між **d**[n] та **y**[n]);

K – коефіцієнт збіжності ітеративного процесу. Замале значення K призводить до занадто повільної адаптації фільтра, проте при наданні K значень вище деякого граничного значення K_{max} ітеративний процес розходиться. Для збіжності алгоритму повинна виконуватися умова [3]:

$$K << 2 / \Lambda_{max}, \qquad (4)$$

де в знаменнику стоїть максимальне за модулем власне значення матриці кореляції **R** сигналу **X**[n].

На практиці використовують такі модифікації нерівності (4):

$$K < \frac{2}{3 \cdot N \cdot \Lambda_{max}} \qquad (5,а)$$

або [4]

$$K < \frac{2}{3 \cdot tr[\mathbf{R}]}, \qquad (5,б)$$

де через tr[**R**] позначено слід матриці **R**.

Необхідно визначити чи оцінити максимальне власне значення матриці **R**. Пряме його знаходження потребує значних обчислювальних затрат і не може бути використане на практиці (треба взяти до уваги, що порядок фільтра може складати сотні одиниць, тобто матриця буде мати десятки тисяч елементів). Тому часто вдаються до наближеного, завищеного оцінювання максимального власного значення матриці кореляції **R**, виходячи з енергії контрольного сигналу [3], що призводить до збільшеного часу збіжності алгоритму.

Проте теорія матриць дає можливість оцінити верхню межу власних чисел матриці **R**:

$$|\Lambda_{max}| \le \|\mathbf{R}\|_{\infty}, \qquad (6)$$

де в правій частині стоїть норма матриці, що визначається за формулою:

$$\|\mathbf{R}\|_{\infty} = \max_i \{\sum_j |R_{ij}|\}. \qquad (7)$$

Це дає змогу значно зменшити кількість підрахунків.

Підрахунки можна ще значно скоротити, взявши штучний контрольний сигнал, що є послідовністю імпульсів однієї і тієї ж форми, моменти появи яких співпадають з виникненням певних ознак у реальному контрольному сигналі (наприклад, поява комплексу QRS в ЕКГ). Оскільки форма сигналу наперед задана і інтервал аналізу сигналу менше періоду його появи, то стає можливим один раз наперед визначити максимальне значення норми матриці кореляції **R**. При використанні одиничних імпульсів [4] матриця **R** матиме вигляд:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{N}\mathbf{I}, \qquad (8)$$

де **I** є одинична матриця. Тобто норма дорівнюватиме 1/N (слід дорівнюватиме 1) і формули (5) матимуть вигляд:

$$K < \frac{2}{3}. \qquad (9)$$

Час збіжності становитиме:

$$\tau_{mse} = \frac{1}{2K\Lambda_{max}} = \frac{N}{2K}. \qquad (10)$$

У формулі (10) час вимірюється кількістю дискретних відліків. Іншими словами, коефіцієнт збіжності К контролює стабільність та швидкість збіжності алгоритму (3). При належному виборі К коефіцієнти адаптивного фільтра встановлюються ще в першому періоді контрольного сигналу, і, починаючи з другого, фільтр дає коректну оцінку сигналу завади.

Фільтр Уідроу мінімізує величину E{**e**[n]}:

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{e}[n]^2\} &= E\{(\mathbf{d}[n] - \mathbf{y}[n])^2\} = E\{(\mathbf{s}[n] + \mathbf{n}[n] - \mathbf{y}[n])^2\} = \\ &= E\{\mathbf{s}[n]^2\} + 2 \cdot E\{\mathbf{s}[n] \cdot (\mathbf{n}[n] - \mathbf{y}[n])\} + E\{(\mathbf{n}[n] - \mathbf{y}[n])^2\}. \end{aligned} \qquad (11)$$

Перша складова суми (10) незалежна від процесу адаптації. Друга складова, виходячи з припущення некорельованості корисного сигналу із завадою, записується у вигляді:

$$2 \cdot E\{\mathbf{s}[n] \cdot (\mathbf{n}[n] - \mathbf{y}[n])\} = 2 \cdot E\{\mathbf{s}[n]\} \cdot E\{(\mathbf{n}[n] - \mathbf{y}[n])\}. \qquad (12)$$

Якщо в сигналі **s**[n] відсутня постійна складова (або якщо її попередньо вилучити), то даний вираз дорівнюватиме нулю. Тоді мінімум (11) досягається при умові:

$$|\mathbf{n}[n] - \mathbf{y}[n]| \to 0. \qquad (13)$$

Тобто даний адаптивний фільтр Уідроу має на виході сигнал **y**[n], що моделює **n**[n], а сигнал нев'язки **e**[n], відповідно, моделює складову **s**[k] (у розумінні мінімального середньо-квадратичного відхилення).

У роботі [3] показано, що практичне використання даного алгоритму дає значно кращі результати для розділення респіраторних і серцевих акустичних шумів, ніж техніка

усереднення по певному інтервалу або фільтрування звичайними фільтрами із постійними коефіцієнтами.

Проте даний метод з використанням контрольного сигналу (8) має ряд недоліків, основними з яких є [6]:

- спотворення сигналу при порушенні квазіперіодичності контрольного сигналу (наприклад, виникнення додаткових звуків у роботі серця при порушеннях у його роботі призводить до виникнення зайвих контрольних імпульсів, бо даний звук може бути детектований як QRS комплекс);
- необхідність точного визначення моменту появи стимулюючого імпульсу;
- для збільшення відношення сигнал/завада необхідно збільшувати кількість ітерацій, зменшуючи швидкість адаптивної фільтрації.

Шляхи часткового або повного уникнення цих недоліків розглянуто в роботах [1, 2, 6].

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Гринченко В.Т., Макаренков А.П., Рудницкий А.Г.* Использование активно-пассивного метода аускультации для диагностики пылевых бронхитов //Акустический журнал. – 1996. – В. 42. – № 6. –С. 773–776.
2. *Макаренков А.П., Рудницкий А.Г.* Возможности диагностики легочных патологий при двухканальной обработке дыхательных шумов человека //Акустический журнал. – 1995. – В. 41. – № 2. – С. 272–277.
3. *Iyer K., Ramamoorthy P.A., Fan H. and Ploysongsang Y.* Reduction of heart sounds from lung sounds by adaptive filtering [published erratum appears in IEEE TBE 1988 35(1):76] / IEEE TBE. – 1986. – V.33. – № 12. – P. 1141–1148.
4. *Laguna P., Jane R., Meste O., Poon P. W., Caminal P., Rix H., Thakor N. V.* Adaptive filter for event-related bioelectric signals usign an impulse correlated reference input: comparison with signal averaging techniques // IEEE TBE. – 1992. – V. 39. – № 10. – P. 1032–1044
5. *Ono M., Arakawa K., Mori M., Sugimoto T. and Harashima H.* Separation of fine crackles from vesicular sounds by a nonlinear digital filter // IEEE TBE. – 1989. – V. 36. – № 2. – P. 286–295.
6. *Philips Ir.W.* Adaptive noise removal from biomedical signals using warped polynomials // ELIS Technical Report. – January, 1995.

СИДОРЕНКО Володимир Васильович – аспірант Житомирського інженерно-технологічного інституту.

Наукові інтереси:

– цифрова обробка біомедичних сигналів;

– сучасні інформаційні технології.