

**УДК 531.374:539.213**

**Юрій Паляниця, Галина Шадріна, к.т.н., доцент**  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

### **АЛГОРИТМ ПОПЕРЕДНЬОГО ОПРАЦЮВАННЯ ФОНОКАРДІОСИГНАЛУ ДЛЯ АВТОМАТИЗОВАНИХ ДІАГНОСТИЧНИХ СИСТЕМ**

Алгоритм попереднього опрацювання синхронно зареєстрованих електрокардіосигналу та фонокардіосигналу для ранньої діагностики стану серцево-судинної системи у системах віддаленого моніторингу.

Ключеві слова: серцево-судинна система, система дистанційної діагностики, електрокардіографія, фонокардіографія, спосіб відбору.

### **Yuriy Palaniza, Halina Shadrina** **THE PHONOCARDIOSIGNAL PROCESS PREPROCESSING ALGORITHM FOR THE AUTOMATIZED DIAGNOSTIC SYSTEMS**

The simultaneously registered electrocardiosignal and fonokardiosignal preprocessing algorithm for remote monitoring systems grounded in this article.

Key words: cardiovascular system, remote diagnostics system, electrocardiography, phonocardiography, registration method.

З метою подальшого використання фонокардіосигналу (ФКС) у системах віддаленого моніторингу для ранньої діагностики стану серцево-судинної системи пропонується за модель ФКС вибрати періодично корельований випадковий процес (оскільки ця модель є адекватною до природи породження сигналу) та синфазний метод опрацювання.

ФКС як переносник даних про функціональний стан містить у своєму складі й відображення небажаних явищ, зокрема: шуми, які виникають у процесі реєстрації ФКС (зміщення мікрофона по поверхні шкіри, замикання/розмикання контакторів фонокардіографа, сторонні шуми в приміщенні); ендогенні шуми тіла пацієнта (дихання, перистальтика кишківника); дрейф нуля фонокардіографа (тренд).

Попереднє опрацювання запропоновано проводити за наступним алгоритмом: детрендинг сигналу (позбавлення від тренду, постійної складової сигналу), згладжування (позбавлення від високочастотних шумів з мінімальним спотворенням спектру та зміщенням локалізацій зубців), знаходження періоду повторюваності за Р-зубцями.

Класичним способом мінімізації тренду є застосування двоетапного процесу: на першому етапі проводиться апроксимація послідовності за допомогою поліному, наприклад, Ньютона  $n$ -го порядку, а на другому – адитивне віднімання обчисленої послідовності від суміші сигналу та тренду (детрендинг) за допомогою того ж полінома  $k$ -го порядку, де  $k < n$ . Однак, у випадку із ФКС, де наявні, як мінімум, тренд дихання та паразитна складова 50 Гц (частота мережі), метод є непридатним, оскільки не дає можливості одночасно позбутися від обох цих складових.

На практиці ж в аналоговій електроніці застосовують послідовність із високочастотного (ФВЧ) та режекторного (РФ) фільтрів для, відповідно, позбавлення від тренду, постійної складової сигналу та наведень шин мережі живлення 50 Гц на давачі кардіографа.

У нашому випадку синфазний метод є нечутливим до когерентних складових, наявних у сигналі, тому потреба позбутися наведень відпадає. Задля мінімізації

тренду запропоновано використати високочастотний фільтр Беселя, який характеризується максимально плоскою амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ), лінійною фазо-частотною характеристикою (ФЧХ) та постійним часом групової затримки.

Функція передачі фільтра, АЧХ якого апроксимована функцією Беселя, має вигляд (1.1). При цьому нормують полюси і коефіцієнт підсилення так, що на низьких і високих частотах аналоговий фільтр-прототип Беселя буде асимптотично еквівалентним фільтру Батерворта того ж порядку, знаходячи полюси фільтра за заздалегіть складеною таблицею. Групова затримка аналогових фільтрів Беселя є майже постійною в смузі пропускання та максимально плоскою в околі нульової частоти.

$$H(s) = \frac{z(s)}{p(s)} = \frac{k}{(s - p(1))(s - p(2)) \dots (s - p(n))}, \quad (1.1)$$

де:  $k$  - коефіцієнт підсилення;  $p_n$  -  $n$ -й полюс;  $s$  - комплексна складова  $j\omega$ ;  $\omega$  - циклічна частота;  $n$  - порядок фільтра.

Групова затримка на нульовій частоті визначається за виразом:

$$GD = \left( \frac{(2n)!}{2^n n!} \right)^{1/n}, \quad (1.2)$$

де:  $n$  - порядок фільтра.

Отже, у всій смузі пропускання аналогові фільтри Беселя характеризуються практично постійною груповою затримкою. Це дає змогу зберегти форму сигналу, що проходить крізь таку лінійну систему за умови, що їх спектр сконцентрований в смузі пропускання фільтра. Дискретні фільтри Беселя не мають цієї властивості.

Оскільки є необхідність нормувати коефіцієнт підсилення фільтра (аналоговий прототип не має нулів), враховуючи, що на низьких і високих частотах аналоговий фільтр-прототип Беселя буде асимптотично еквівалентним фільтру Батерворта того ж порядку, причому на першому порядку його передаточна характеристика співпадає повністю.

$$H(s) = \frac{1}{s + 1} \quad (1.3)$$

Перехід від аналогового фільтра до цифрового здійснюється через білінійне перетворення, що є переходом від передаточної характеристики  $H(s)$  аналогового фільтра до  $H(z)$  цифрового. Здійснювати експоненціальне відображення  $s$ -площини в  $z$ -площину не зовсім зручно, натомість використовують дробово-раціональну підстановку виду:

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (1.4)$$

Таким чином уявна вісь  $s$ -площини переходить в одиничне коло на площині  $z$ , причому ліва півплощина площини  $s$  відображається всередину одиничного кола площини  $z$ , а права півплощина площини  $s$  відображається поза одиничним колом.

Таке перетворення дуже схоже на  $z = e^{(sT)}$ . Це зумовлено тим, що вираз являє собою розклад в ряд Тейлора  $z = e^{(sT)}$  при обмеженні степені ряду до одиниці:

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} \quad (1.5)$$

Тоді член підстановки має такий розклад:

$$z = e^{(sT)} = \frac{e^{(sT/2)}}{e^{(-sT/2)}} \approx \frac{1 + sT/2}{1 - sT/2} = \frac{2 + sT}{2 - sT} \quad (1.6)$$

У результаті спотворюється шкала частот, тому на першому кроці необхідно це спотворення врахувати для того, щоб сформулювати вимоги до коридору АЧХ аналогового фільтра таким чином, щоби вже на самому етапі білінійного перетворення отримати фільтр з описаними вище параметрами – максимально наближеними до аналогового прототипу. Спотворення шкали частот при білінійному перетворенні можна описати виразом:

$$\Omega = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_n}{2}\right), \quad (1.7)$$

де:  $T$  - інтервал дискретизації;  $\Omega$  - шкала частот аналогового фільтра;  $\omega_n$  - нормована шкала частот цифрового фільтра.

При цьому період АЧХ цифрового фільтра по нормованій шкалі частот  $\omega_n$  рівний  $2\pi$  відповідає інтервалу дискретизації  $T = 2$ .

Порядок спроектованого фільтра Беселя вибирається емпірично. Наступним етапом є визначення локалізацій R-зубців пороговим методом. У клінічній практиці за тривалість серцевого циклу приймають R-R інтервал, однак це не повністю відповідає природі досліджуваного об'єкта, оскільки початком кожної наступної реалізації циклу серцевого скорочення є момент прояву потенціалу дії синусового вузла, що на ЕКГ є P-зубцем.

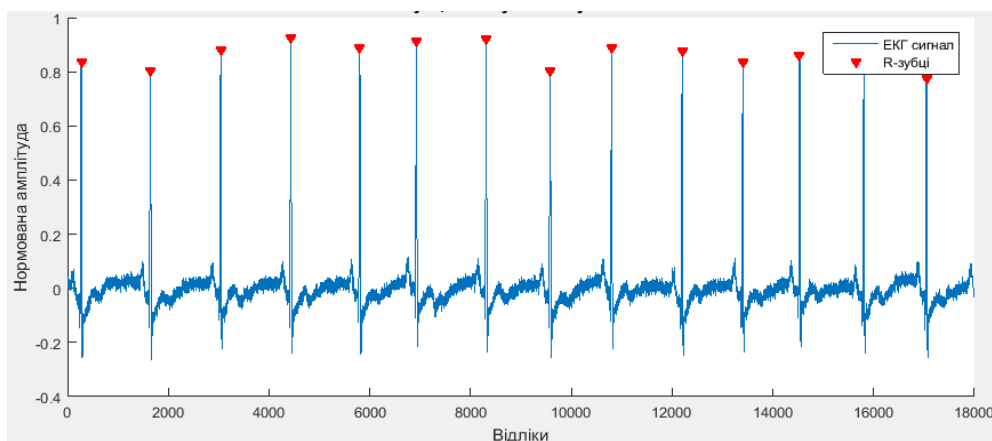


Рис. 1. Локалізації R-зубців у ЕКГ

Хоча P-зубець є набагато меншим за амплітудою порівняно з R-зубцем і форма його є більш плавною, і він може більше спотворюватися під впливом шумів високочастотного характеру однак наведений алгоритм дає змогу встановити його локалізацію при низьких значеннях відношення сигнал/шум.