

ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГООЩАДНОСТІ СЕНСОРНОЇ МЕРЕЖИ МОБІЛЬНОГО МОНІТОРИНГУ ЕКГ ЗА ДОПОМОГОЮ РІЗНИЦЕВИХ МЕТОДІВ

Abstract. ECG signal representation in a format of adaptive delta-modulation for signal transmission in the mobile ECG monitoring sensor network is substantiated. The coefficient of occurring data compression is calculated. The results of computer modeling and recommendations concerning the delta-coder parameters choice for ADM mean-square error minimization are given.

Вступ

Отримати електрокардіограму (ЕКГ) в довільний момент часу а також підвищити мобільність пацієнтів дозволяє застосування для цих цілей безпроводних сенсорних мереж (БСС) [1]. Однак при цьому виникає необхідність зниження енергоспоживання їх складових, оскільки вони працюють від джерел живлення з обмеженим лімітом енергії. Пік енергоспоживання вузлом БСС припадає на радіопередавач [2]. Зменшення обсягу даних, які подаються на радіопередавач, призведе до зниження енергоспоживання БСС, а також до підвищення терміну її роботи. Цього можна досягнути попередньо подаючи передаваний сигнал за допомогою дельта-модуляції, оскільки при цьому кодуються не повнорозрядні значення відліків сигналу, а різниці між вхідним та апроксимуючим сигналами.

Тому **метою даної роботи** є дослідження впливу параметрів дельта-модуляції, зокрема, адаптивної, під час подачі ЕКГ-сигналу в різницевому форматі на обсяг передаваної інформації та на його точність у порівнянні із сигналом, поданим у форматі ІКМ.

Стиск інформації при поданні сигналу ЕКГ у форматі адаптивної дельта-модуляції

ЕКГ дозволяє оцінити рівні електричної активності серця, що дає змогу здійснити діагностику його стану. На рис. 1 показано типовий сигнал електрокардіографа [3], знятий у здорової людини, коли електроди було розміщено на її правій руці та лівій нозі. На вказаній ЕКГ можна виділити 5 зубців: Р, Q, R, S, Т. Іноді, під час отримання ЕКГ, можна побачити малопомітну хвилю U, яка під час досліджень не розглядалась. Зубець Р відображає процес деполяризації міокарда передсердь, комплекс QRS -

¹ Національний університет «Львівська політехніка»

² Українська академія друкарства, Uniwersytet Warmińsko-Mazurski w Olsztynie

шлуночків, сегмент ST і зубець T відображають процеси реполяризації міокарда шлуночків.

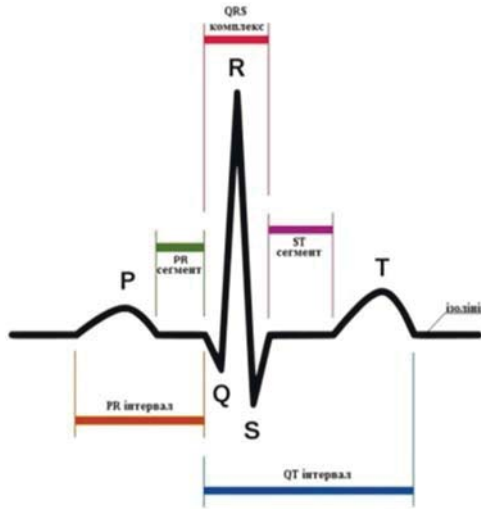


Рис. 1. Параметри ЕКГ-сигналу

Зубці Q і S завжди є від'ємними, а R — додатній зубець. PR- та ST-сегменти суміщено з ізолінією.

Застосуємо до ЕКГ-сигналу цифрові різницеві методи подання, які носять загальну назву дельта-модуляції (ДМ). Під час ДМ-подання сигналу коефіцієнт стиску передаваної інформації $k_{ст}$ у порівнянні із форматом ІКМ можна записати наступним чином:

$$k_{ст} = \frac{c^{ІКМ} \cdot f_{д}^{ІКМ}}{c^{ДМ'} \cdot f_{д}^{ДМ}}, \quad (1)$$

де $c^{ІКМ}$ — розрядність ІКМ-сигналу, який передається трансивером БСС, $f_{д}^{ІКМ}$ — частота дискретизації ІКМ-сигналу, $c^{ДМ'}$ — розрядність ДМ-сигналу, яка підлягає кодуванню (передачі), $f_{д}^{ДМ}$ — частота дискретизації різницевого сигналу.

Адаптивна дельта-модуляція дозволяє охоплювати значно ширший динамічний діапазон сигналу без перевантаження кодера за крутістю, ніж інші види ДМ при однакових частотах дискретизації. Тому, подання ЕКГ-сигналу у цьому форматі сприятиме суттєвому збільшенню $k_{ст}$. У цій роботі досліджувалась АДМ з використанням характеристики дельта-кодера із кроками квантування, кратними 2^j , $j = 0, \overline{c^{АДМ}}$, де $c^{АДМ}$ — розрядність АДМ. Вираз для обчислення кроків квантування цієї АДМ можна записати наступним чином [4]:

$$S_n^{АДМ} = E_n^{АДМ} |S_n^{АДМ}| = p_n^{АДМ} |S_{min}^{АДМ}|, \quad (2)$$

де $\{p_n^{\text{ADM}}\}$ — коефіцієнти цифрового еквіваленту кроку, $E_n^{\text{ADM}} = \text{sgn}(e_n^{\text{ADM}})$ — його знак, а $e_n^{\text{ADM}} = x_n - \hat{x}_n$, $\hat{x}_n = 0$, $n < 0$ — різниця між відліками вхідного $\{x_n\}$ і апроксимуючого $\{\hat{x}_n\}$ сигналів, $n = \overline{1, N}$, N — кількість відліків сигналу в форматі ІКМ.

Для згаданої характеристики кодера із врахуванням того, що один із розрядів АДМ-коду — знаковий, запишемо

$$p_n^{\text{ADM}} = \text{sgn}(e_n^{\text{ADM}}) \cdot \begin{cases} 2^{c^{\text{ADM}}-2}, E_n^{\text{ADM}} = E_{n-1}^{\text{ADM}}, |p_{n-1}^{\text{ADM}}| = 2^{c^{\text{ADM}}-2}; \\ 2p_{n-1}^{\text{ADM}}, E_n^{\text{ADM}} = E_{n-1}^{\text{ADM}}, |p_{n-1}^{\text{ADM}}| < 2^{c^{\text{ADM}}-2}; \\ p_{n-1}^{\text{ADM}}/2, E_n^{\text{ADM}} \neq E_{n-1}^{\text{ADM}}, |p_{n-1}^{\text{ADM}}| \geq 2^{c^{\text{ADM}}-2}; \\ 1, E_n^{\text{ADM}} \neq E_{n-1}^{\text{ADM}}, |p_{n-1}^{\text{ADM}}| = 1. \end{cases} \quad (3)$$

Відліки апроксимуючого сигналу $\{\hat{x}_n\}$, які відповідають відлікам відновленого сигналу $\{x_n^{\text{ADM}}\}$ на іншому кінці передавального тракту, в n -му періоді дискретизації, обчислюють так:

$$\hat{x}_n = x_n^{\text{ADM}} = \hat{x}_{n-1} + s_n^{\text{ADM}} = s_{\text{min}}^{\text{ADM}} \sum_{i=0}^n p_i^{\text{ADM}} \quad (4)$$

Оскільки для даного виду АДМ кодуванню підлягає тільки знак кроку, то кодований сигнал буде подаватись одним бітом ($c^{\text{ADM}'} = 1$).

Отримані у різницевому форматі результати порівнювались із тими, які змодельовано для ZigBee-трансивера JN5121 [5] у ІКМ-форматі. У вказаного пристрою розрядність АЦП — 12 біт. Тому приймаємо, що $c^{\text{ІКМ}}=12$.

Мінімально допустимою частотою дискретизації ІКМ-сигналу є частота Найквіста $f_H = 2f_b$, де f_b — частота найвищої частотної складової оброблюваного сигналу. Однак, виходячи з практичних міркувань [6], частоту дискретизації обирають з проміжку

$$(2 \div 6)f_H = (4 \div 12)f_b.$$

Тому можна стверджувати, що обрана із цього проміжку частота дискретизації АДМ-кодера дорівнює мінімальній частоті дискретизації ІКМ-кодера, яка застосовується на практиці. Результати моделювання, описані у даній роботі, отримано власне для вказаного діапазону частот дискретизації сигналу.

Згідно виразу (1), приймаючи $c^{\text{ADM}'} = 1$ і враховуючи, що $c^{\text{ІКМ}}=12$ та $f_d^{\text{ADM}} = f_d^{\text{ADM}} = f_d^{\text{ІКМ}} k_{\text{ст}}$ для модельованого випадку становить:

$$k_{\text{ст}} = \frac{c^{\text{ІКМ}} \cdot f_d^{\text{ІКМ}}}{1 \cdot f_d^{\text{ІКМ}}} = c^{\text{ІКМ}} = 12. \quad (5)$$

Результати комп'ютерного моделювання

Моделювання здійснювалось у середовищі Matlab. Під час досліджень в якості тестового було використано сигнал ЕКГ, генерація якого описана в [7]. Його вихідні параметри подано у табл.1.

Таблиця 1.

Вихідні параметри сигналу ЕКГ

Частина сигналу ЕКГ	Висота, мВ	Тривалість, с
Зубець Р	0,25	0,09
Зубець Q	0,025	0,066
QRS комплекс	2	0,11
Зубець S	0,25	0,066
Зубець Т	0,35	0,142

Відліки модельованого сигналу ЕКГ у форматі ІКМ $\{x_n^{\text{ІКМ}}\}$ показано на рис.2а, а відліки відновленого після АДМ-кодера сигналу $\{x_n^{\text{АДМ}}\}$ — на рис.2б.

Параметри АДМ-кодера обиралися з умови відсутності його перевантаження за крутістю і є наступними: частота дискретизації $f_d^{\text{АДМ}} = f_d^{\text{ІКМ}} = 8f_b$, розрядність $c^{\text{АДМ}} = 9$, а відношення $s_{\min}^{\text{АДМ}}/s^{\text{ІКМ}} = 1,3$. Оскільки найбільшою крутістю володіє QRS-комплекс, то найбільші за модулем різниці між вхідним та апроксимуючим сигналами під час АДМ-подання ЕКГ сигналу отримуються на цій ділянці. Тому саме ця ділянка зумовлює вибір найбільших значень параметрів $f_d^{\text{АДМ}}$ та $c^{\text{АДМ}}$.

Описана за допомогою (3) АДМ володіє інерційністю, яка, у випадку $(|p_{n-1}^{\text{АДМ}}| \neq 2^{c^{\text{АДМ}}-2}) \wedge (|p_{n-1}^{\text{АДМ}}| \neq 1)$, проявляється у наближенні отриманої різниці $\{e_n^{\text{АДМ}}\}$ до сусіднього двічі більшого (меншого) кроку квантування, а

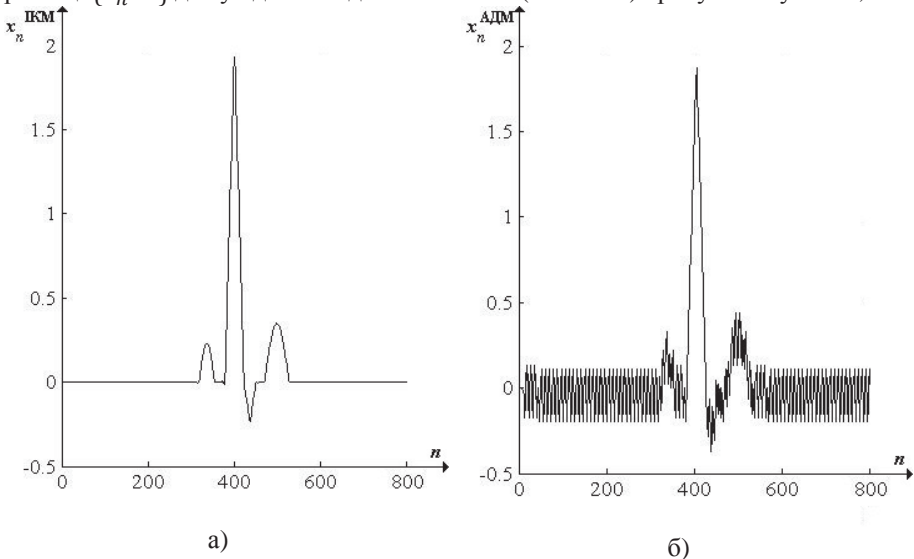


Рис. 2. Модельований сигнал ЕКГ:
а) у форматі ІКМ;
б) у форматі АДМ.

не до найближчого значення, яким володіє характеристика застосованого дельта-кодера. Тому постійний рівень сигналу дельта-кодер відпрацьовує за допомогою кроків квантування близьких до тих, якими від оперував перед початком його встановлення. Цим пояснюються великі відхилення апроксимуючого сигналу від ізолінії ЕКГ-сигналу (рис.2б).

Негативний вплив інерційності АДМ-кодера можна усунути шляхом використання прямокутного вікна $\{w_n\}$:

$$w_n = \begin{cases} 1 & \forall x_{n-k}^{\text{ІКМ}} \neq 0 \\ 0 & \forall x_{n-k}^{\text{ІКМ}} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

де k — кількість відліків, на яку зсунуто ряд $\{x_n^{\text{ІКМ}}\}$ відносно ряду $\{x_n^{\text{АДМ}}\}$, що зумовлено часовою затримкою сигналу адаптивного дельта-кодера, $n = \overline{1, N}$, N — кількість відліків сигналу в форматі ІКМ.

Таке вікно накладається в часовій області шляхом перемноження відповідних коефіцієнтів вікна та відновленого сигналу АДМ-кодера $\{w_n \cdot x_{n-k}^{\text{АДМ}}\}$.

Відновлений сигнал АДМ-кодера із накладеним на нього прямокутним вікном показано на рис. 3. Для даного випадку використовувались ті ж самі вихідні параметри сигналу ЕКГ та дельта-кодера, що і для рис. 2.

Із цього рисунку видно, що висота QRS-комплексу та зубців P, S та T малопомітно відрізняються від тих, що є на рис. 2а.

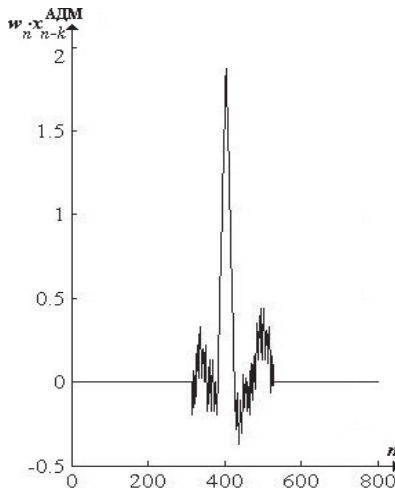


Рис. 3. Відновлений сигнал АДМ-кодера із накладеним прямокутним вікном

Відхилення відліків відновленого сигналу АДМ-кодера $\{x_n^{\text{АДМ}}\}$ від ідеальних, за які у роботі прийнято відліки сигналу ЕКГ у форматі ІКМ

$\{x_n^{\text{IKM}}\}$ із розрядністю $c^{\text{IKM}}=12$ оцінювались за допомогою нормованої середньоквадратичної похибки на основі наступного виразу:

$$\sigma^{\text{ADM}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x_n^{\text{ADM}} - x_n^{\text{IKM}})^2}{D_x^{\text{IKM}}}} \quad (7)$$

де D_x^{IKM} — дисперсія сигналу $\{x_n^{\text{IKM}}\}$ на виході ІКМ-кодера

$$D_x^{\text{IKM}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x_n^{\text{IKM}} - \bar{x}^{\text{IKM}})^2 \quad (8)$$

а \bar{x}^{IKM} — середнє значення сигналу $\{x_n^{\text{IKM}}\}$

$$\bar{x}^{\text{IKM}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^{\text{IKM}} \quad (9)$$

Середньоквадратична похибка σ^{ADM} обчислювалась згідно виразу (7) і тільки для тієї ділянки сигналу, для якої значення коефіцієнтів прямокутного вікна $\{w_n\}$ дорівнюють 1. Для випадку, показаного на рис. 3, $\sigma^{\text{ADM}}=0,20$.

На рис. 4 показана згладжена двовимірна залежність середньоквадратичної похибки σ^{ADM} від нормованих значень мінімального кроку квантування $s_{\text{min}}^{\text{ADM}}/s^{\text{IKM}}$ та частоти дискретизації $f_{\text{д}}^{\text{ADM}}/f_{\text{в}}$. Розрядність c^{ADM} для даного випадку становить 9. Із вказаного рисунку можна виокремити область, яка для параметрів $(s_{\text{min}}^{\text{ADM}}/s^{\text{IKM}} \in (0,9; 1,4)) \cap (f_{\text{д}}^{\text{ADM}}/f_{\text{в}} \in (9; 12))$ має середньоквадратичну похибку $\sigma^{\text{ADM}} \in (0,15; 0,23)$. Власне цей діапазон параметрів є оптимальним в сенсі мінімального значення σ^{ADM} під час використання АДМ для підвищення енергоощадності сенсорної мережі мобільного моніторингу ЕКГ.

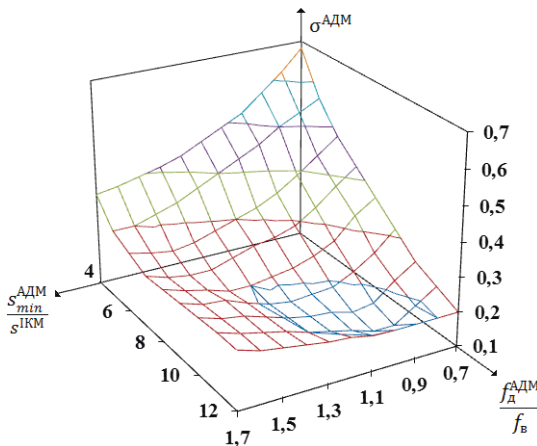


Рис. 4. Залежність середньоквадратичної похибки σ^{ADM} від $s_{\text{min}}^{\text{ADM}}/s^{\text{IKM}}$ та $f_{\text{д}}^{\text{ADM}}/f_{\text{в}}$

Зменшення σ^{ADM} на рис.4 із зростанням частоти дискретизації зумовлено кращим відпрацюванням дельта-кодером крутих перепадів між відліками сигналу ЕКГ. Натомість плавне зростання σ^{ADM} із зростанням s_{min}^{ADM} — збільшенням шумів квантування.

Висновки

Для підвищення енергоощадності сенсорної мережі мобільного моніторингу ЕКГ доцільно здійснювати попереднє подання кардіосигналу за допомогою адаптивної дельта-модуляції із кроками квантування, кратними 2^j , що призводить до суттєвого зменшення обсягу передаваної інформації. І хоча при цьому відбувається деяке спотворення відновленого сигналу (для досліджуваних параметрів — 15-23%), отриманий коефіцієнт стиску інформації $k_{ст} = 12$ дозволить значно підвищити тривалість роботи БСС, а також суттєво розвантажити канал передачі інформації.

1. *Колодій Р.* Використання сенсорних мереж для мобільного моніторингу ЕКГ / Р. Колодій, О. Тимченко // Збірник наукових праць ІПМЕ ім. Г.Є. Пухова НАН України. — К.: 2009. — Вип. 51. — С. 210-217.
2. Интернет вещей: учебное пособие [текст] / А.В. Росляков, С.В. Ваняшин, А.Ю. Гребешков. – Самара: ПГУТИ, 2015. – 200 с.
3. Полный медицинский справочник фельдшера / сост. П. Вяткина. - М.: Эксмо, 2013.
4. *Тимченко, О. В.* Методи різницевого кодування форми сигналів в системах передачі мовної інформації, Львів: Вид. УАД, 2006. - 320 с.
5. <http://www.gaw.ru/html/cgi/txt/ic/Jennic/JN5121.htm>
6. *Shahin Farahani* – ZigBee Wireless Networks and Transceivers / Newnes. 2008.
7. *Karthik Raviprakash*, ECG simulation using Matlab, <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/10858>, cited 30.1.2009.

Поступила 12.09.2016р.

УДК004.4.

С.М.Головань, А.М.Давиденко, Т.Л.Щербак, м.Київ

ОЦІНКА НАДІЙНОСТІ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ

Вступ. Відомо [1-3], що до так званого *м'якого обладнання* інформаційних систем входять математичне, інформаційне і програмне забезпечення. На практиці математичне, інформаційне забезпечення реалізується у виді програмного забезпечення для кожної конкретної

© С.М.Головань, А.М.Давиденко, Т.Л.Щербак