

РЕЖЕКТОРЕН ФИЛТЪР ЗА КОМПЕНСАЦИОННО ОТСТРАНЯВАНЕ НА СМУЩЕНИЯ С МРЕЖОВА ЧЕСТОТА ОТ ЕКГ СИГНАЛИ

доц. к.т.н. Георги Славчев Михов - ТУ - София
д.т.н. Чавдар Лев Левков - СИГНАКОР Лаборатория - София

Метод за цифрово компенсационно отстраняване на смущения с мрежова честота 50Hz от електрокардиографски (ЕКГ) сигнал е създаден в края на 1980 г. от български колектив от ВМЕИ - София и ЦЛЕМА към МА - София. Първата международна публикация върху него е в престижното списание "Medical & Biological Engineering & Computing" [1]. Той е разработен и приложен за честота на дискретизация кратна на смущаващата честота и синхронизирана с нея, изпълнявайки следната процедура:

- За всяка точка от електрокардиограмата се проверява принадлежността ѝ към линейен участък с насложено смущение. Проверката се извършва със синтезиран за целта цифров критерий.

- С помощта на цифров филтър, имащ коефициент на предаване единица за нискочестотните компоненти и нула за мрежовото смущение, последното се отстранява и се оставя само полезния сигнал. Едновременно с това, чрез разлика между нефилтрирания и филтрирания сигнал се изчислява моментната стойност на смущението във всеки дискрет и се записва във временен буфер.

- Когато обработваният дискрет не принадлежи към линейен участък, смущението в сигнала се компенсира (изважда от сигнала) като се използва неговата стойност от временния буфер, съпадаща по фаза с текущата.

Високите качества, които показва метода, провокираха неговото детайлно анализиране и усъвършенстване за разширяване на възможностите му в две основни насоки:

1. Разширяване на приложението на метода за произволна честота на дискретизация, несинхронизирана с честотата на смущението.

2. Опростяване на изчислителните процедури, с оглед организиране работата на метода в реално време.

Методът използва нискочестотни филтри с линейна фазова характеристика, работещи чрез пълзящо усредняване на дискретите в рамките на един период на мрежовото смущение. Уравненията по които се реализират имат вида:

$$Y_i = \frac{1}{2n+1} \sum_{j=-n}^n X_{i+j}$$
 при нечетен брой дискрети $2n+1$ за периода на смущението и

$$Y_i = \frac{1}{2n} \left(\sum_{j=-n+1}^{n-1} X_{i+j} + \frac{X_{i-n} + X_{i+n}}{2} \right)$$
 при нечетен брой дискрети $2n$ за периода на смущението и компенсиране на фазовото измес-

тване в Y_i , където: n - цяло число; X_i - стойности на нефилтрирания сигнал; Y_i - стойности на филтрирания сигнал. Интересно филтриране се прилага в [2], имащо вида: $Y_i = \frac{1}{2n} \sum_{j=0}^{2n-i} X_j + \frac{2n+1-2i}{2n} (X_{2n} - X_0)$, работещо за четен брой дискрети за периода на мрежовата честота и изискващ по-къс линеен участък от ЕКГ.

Изследване на нискочестотни филтри за поставената цел е извършено в [3]. Там се предлага, когато броят на дискретите L в рамките на смущението може да се представи като произведение на цели числа, например $L=r \cdot q$, усредняването да се извърши само за r на брой дискрета, взети през q отчета. При това колкото по-малко е r , толкова по-малко ще са сумираната.

Този подход води до силно опростяване на процедурата при филтрирането, особено когато броят на дискретите за периода на смущението е четно число $L=2n$. Като се компенсира фазовото изместване във филтрирания дискрет, изразът за неговото получаване добива вида:

$$Y_i = \frac{1}{4} X_{i-n} + \frac{1}{2} X_i + \frac{1}{4} X_{i+n} = \frac{X_{i-n} + 2X_i + X_{i+n}}{4}. \quad (1)$$

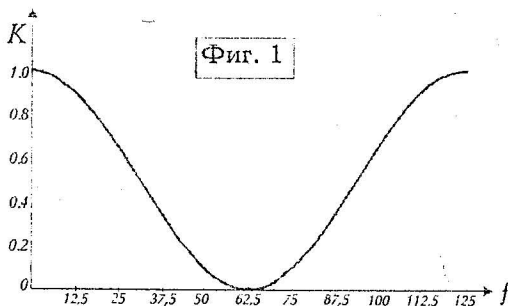
Предавателната функция на този филтър е: $K(\omega) = \frac{e^{-j\omega n\tau} + 2 + e^{j\omega n\tau}}{4}$,

където τ е периода на дискретизация. След преработка:

$$K(f) = \cos^2 \pi f n \tau \quad (2)$$

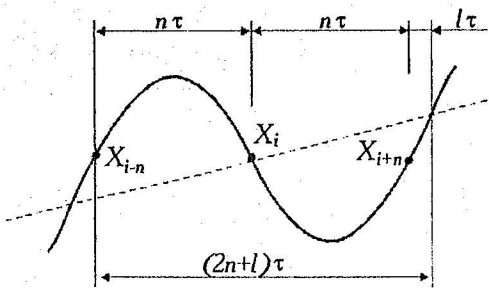
Когато честотата на смущението е $F = \frac{1}{2n\tau}$ се получава:

$$K(f) = \cos^2 \frac{\pi f}{2F}. \quad (3)$$



Предавателната характеристика на този филтър е показана на фиг. 1. Той притежава коефициенти на предаване $K(0)=1$ и $K(F)=0$, което удовлетворява условията за приложението му в метода. При това се обработват само три дискрета, независимо от броя им в периода на смущението. За удобство ще наричаме този филтър "треточков".

Когато честотата на дискретизация не е кратна на мрежовата, както схематично това е показано на фиг.2, използването на треточковия филтър внася определена грешка.



Фиг. 2

означава, че във филтрирания Y_i ще присъства част K_F от първоначалното смущение. Такъв е случаят и когато предложеният филтър се използва при честота на дискретизация кратна, но нечетен брой пъти, на мрежовата. Тогава $l=1$ и $K_F = \cos^2 \frac{\pi m}{2n+1}$. Стойностите на константата K_F за $F=50\text{Hz}$ и нечетнократна честота на дискретизация могат да се видят от следващата таблица.

n	$2n+1$	$1/\tau$	K_F
1	3	150	0,25
2	5	250	0,095
3	7	350	0,05
4	9	450	0,03
5	11	550	0,02
6	13	650	0,015
7	15	750	0,011
8	17	850	0,0085
9	19	950	0,0068
10	21	1050	0,0055

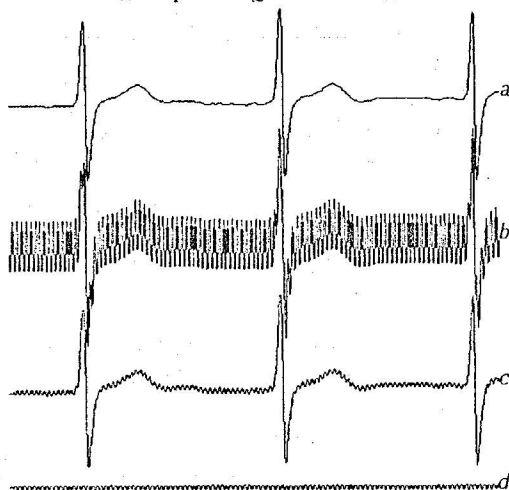
Още при съотношение на честотата на дискретизация към мрежовата 7:1, грешката при определянето на смущението спада под 5%. Пример за приложение на триточковия филтър върху ЕКГ сигнал е показан на фиг. 3, където: a е оригиналният сигнал, b - оригиналният сигнал с насложено смущение, c - филтрираният сигнал, а d е разликата между оригиналният и филтрираният сигнал. Както се вижда прогнозираната 0,095 остатъчна част от смущението съществува във филтрирания сигнал. Възниква въпросът за компенсиране на тази остатъчна част. Ако представим X_i в линейния участък на ЕКГ, като сума

Замествайки в 2 честотата на смущението $F = \frac{1}{(2n+1)\tau}$ се получава

$$K(f) = \cos^2 \frac{\pi f}{(2n+1)F} \quad (4)$$

Както се вижда филтърът има коефициенти на предаване $K(0)=1$ и

$$K(F) = \cos^2 \frac{\pi m}{2n+1} = K_F, \text{ което}$$



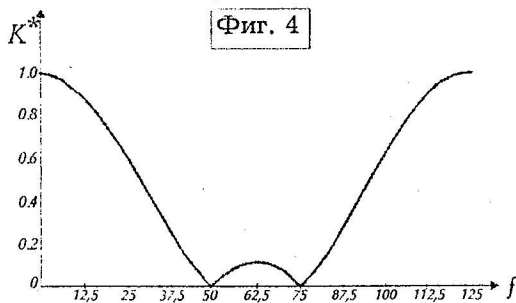
Фиг. 3

от сигнална компонента X_{iS} и смущаваща компонента X_{iF} , т. е. $X_i = X_{iS} + X_{iF}$, филтрираната стойност Y_i ще бъде представена като $Y_i = X_{iS} + X_{iF} \cdot K_F$. Тогава $X_i - Y_i = X_{iF} - X_{iF} \cdot K_F$, и $X_{iF} = \frac{X_i - Y_i}{1 - K_F}$. Тъй като

$$X_{iS} = X_i - X_{iF}, \text{ то } X_{iS} = X_i - (X_i - Y_i) \frac{1}{1 - K_F}. \text{ Означаваме } X_{iS} = Y_i^*, \text{ а}$$

$$\frac{1}{1 - K_F} = \delta, \text{ т. е. } Y_i^* = X_i - (X_i - Y_i)\delta, \text{ или:}$$

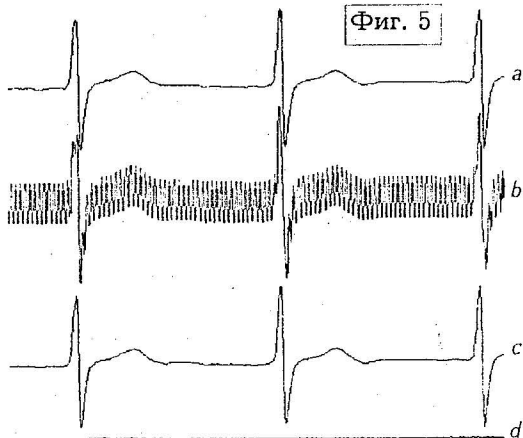
$$Y_i^* = \frac{\delta}{4} X_{i-n} + \frac{2-\delta}{2} X_i + \frac{\delta}{4} X_{i+n} \quad (5)$$



Фиг. 4

Получава се разликното уравнение на филтър $K^*(f)$, който има коефициенти на предаване $K^*(0) = 1$ и $K^*(F) = 0$. Предавателна характеристика на такъв филтър за $\tau = 4ms$, $F = 50Hz$ и $\delta = 1,105$ е показана на фиг. 4. Приложението на така синтезирания триточков филтър вър-

ху ЕКГ сигнал е показано на фиг. 5, откъдето се вижда че смущението е изчистено напълно.



Фиг. 5

Критерият за липсен участък с насложено смущение от ЕКГ сигнала изчислява абсолютната стойност на вторите разлики между дискретите от ЕКГ сигнала, отстоящи на разстояние равно на периода на смущението, да бъдат по-малки от експериментално определена константа M . Такава е една използвана втора разлика $D = (X_{i+2n} - X_i) - (X_i - X_{i-2n})$ - фиг. 6. D е също филтър, който има коефициент на предаване 0 при $f=0$ и $f=F$,

което позволява от оценката на сигнала се изключат тези компоненти. Когато честотата на дискретизация не е кратна на честотата на смущението, филтриращия критерий D няма да успее да го подтисне и определена не-

гова остатъчна част ще се намеси в оценката на линейността на участъка. Това налага преработването на критерия за линейност така, че при оценката да бъде елиминирана смущаващата честота.

Развиваме разликата D чрез прибавяне и изваждане на дискрети $D = X_{i+2n} + 2X_{i+n} - 2X_{i-n} + X_i - X_i + X_{i-2n} + 2X_{i-n} - 2X_{i-n} + X_i - X_i - 2X_i$ и получаваме $D = 4Y_{i+n} + 4Y_{i-n} - 8Y_i$. Въвеждаме използването на коригираните стойности на сигнала Y_i^* , вместо Y_i . Така коригираната разлика добива вида:

$$D^* = 4Y_{i+n}^* + 4Y_{i-n}^* - 8Y_i^* \quad (6)$$

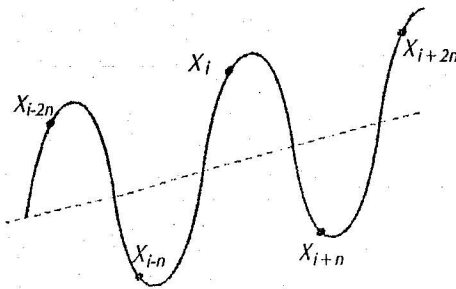
и след преобразуване се получава:

$$D^* = \underbrace{(X_{i-2n} + X_{i+2n} - 2X_i)}_D \delta - (X_{i-n} + X_{i+n} - 2X_i)4(\delta - 1). \quad \text{Условието}$$

$|D^*| \leq M$ придобива вида $|D - (X_{i-n} + X_{i+n} - 2X_i)4 \frac{\delta - 1}{\delta}| \leq \frac{M}{\delta}$. Полагаме

$\frac{M}{\delta} = M^*$, при което:

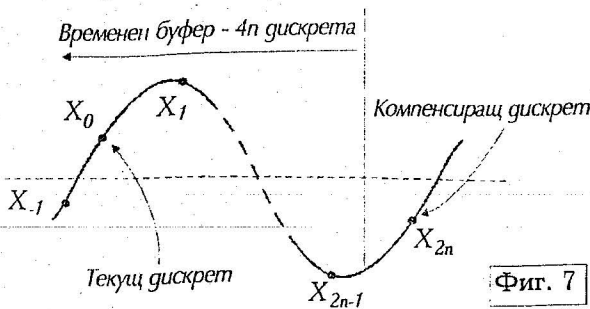
$$|D - (X_{i-n} + X_{i+n} - 2X_i)4K_F| \leq M^*. \quad (7)$$



Фиг. 6

Компенсирането на смущението в дискрет от ЕКГ, принадлежащ на линеен участък, се извършва като от временния буфер се вземе стойността на смущението, съвпадаща по фаза с текущия дискрет, и се извади от него. Когато няма на кратност между честотата на дискретизация и на смущението, текущата компенсираща стойност на смущението от буфера е дефазирана от тази в сигнала и съществува-

щата разлика трябва да се отчете чрез екстраполация на смущението.



Фиг. 7

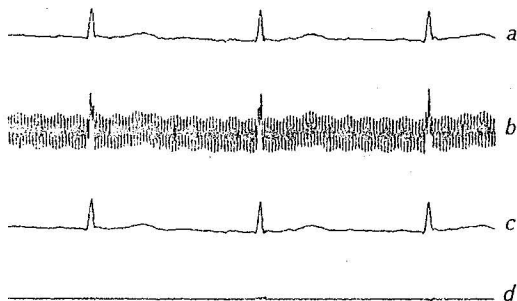
Стойностите във временния буфер представляват дискретизирано смущение - фиг. 7. Прилагаме за околностите на текущия компенсиращ дискрет X_0 три точки

$$Y = \frac{X_{-2n} + 2X_0 + X_{2n}}{4}$$

включващ и новия екстраполиран дискрет X_{2n} . Означаваме коефициента му на предаване за смущаващата честота F с K_B . Понеже временния буфер съдържа само смущение, то $Y = K_B X_0$. От $K_B X_0 = \frac{X_{-2n} + 2X_0 + X_{2n}}{4}$ определяме:

$$X_{2n} = 2X_0(2K_B - 1) - X_{-2n}. \quad (8)$$

Новата стойността X_{2n} се изчислява по формула 8 и чрез нея се компенсира смущението в текущия дискрет от ЕКГ сигнала, след което тя се оставя във временния буфер, а X_{-2n} отпада от него и индексите се увеличават с 1. Прилагането на тази филтрация изисква увеличена двойно големина на временния буфер.



Фиг. 8

Пълното приложение на триточковия филтър, включващо корекция на критерия за линейност и корекция на извличането от временния буфер смущение е показано на фиг. 8. Върху слаб ЕКГ сигнал (крива а, с размах около 50 дискрета), дискретизиран с честота 250 Hz, е насложено изкуствено синтезирано мрежово смущение с честота 60 Hz (крива b). При това съотношение на

двете честоти, съответните коефициенти във филтрацията имат стойности $K_F = 0,0039$ и $K_B = 0,9843$. Крива c представлява филтрираната стойност на сигнала, а крива d разликата между оригиналния и филтрирания сигнал. Както се вижда, в областта на QRS комплекса (където критерия за линейност е отказал) има внесена грешка в сигнала, която е до 3 дискрета. По наше мнение това е преди всичко изчислителна грешка, която при подходящо изграждане на цифровата процедура може съществено да се намали.

Литература:

1. Levkov C., Michov G., Ivanov R. and Daskalov I. Substraction of 50 Hz interference from the electrocardiogram. Med. & Biol. Eng. & Comput. 22, 371-373, 1984.
2. Christov I., Dotsinsky I. New approach to the digital elimination of 50 Hz interference from the electrocardiogram. Med. & Biol. Eng. & Comput. 22, 431-434, 1988.
3. Михов Г. Програмно автоматизирани електронни устройства за обработка и визуализация на електрокардиосигнали. Дисертация. ВМЕИ - София, 1983.