

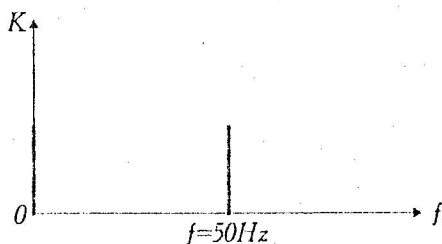
ЕЛИМИНИРАНЕ НА НЕСИНХРОНИЗИРАНИ СМУЩЕНИЯ С МРЕЖОВА ЧЕСТОТА ОТ ЕКГ СИГНАЛ

доц. к.т.н. Георги Славчев Михов — ТУ - София

Въведение

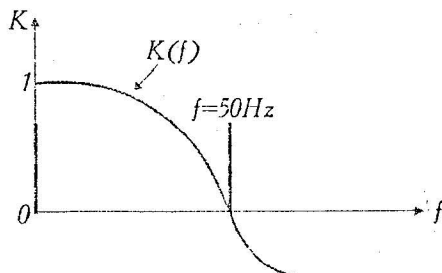
В края на 1980 г. е създаден един метод за цифрово компенсационно отстраняване на смущения с мрежова честота от електрокардиографски (ЕКГ) сигнали. Първата публикация върху него е през м. май 1981 [1]. Методът беше разработен и приложен за честота на дискретизация кратна на смущаващата мрежова честота и синхронизирана с нея. Същността му се състои в следното:

1. За всяка точка от електрокардиограмата се проверява принадлежността ѝ към средата на линеен участък, с насложено смущение, имащ продължителност два периода на мрежовата честота. Честотният спектър на такъв участък има показания на фиг. 1 вид.



Фиг. 1

моментната стойност на смущението във всеки дискрет и се запомня във временен буфер.



Фиг. 2

2. С помощта на нискочестотен симетричен цифров филтър с линейна фазова характеристика, имащ коефициент на предаване $K(f)=1$ при $f=0$ и $K(f)=0$ при $f=F=50\text{Hz}$, се отстранява мрежовото смущение и се оставя само полезния сигнал (фиг. 2). Едновременно с това, чрез проста разлика между нефилтрирания и филтрирания сигнал се изчислява

3. Когато обработваният дискрет не принадлежи към средата на линеен участък, отговарящ на честотния спектър от фиг. 1, тогава смущението се компенсира (изважда от сигнала) като се използва неговата стойност от временния буфер, съвпадаща по фаза с текущата.

Методът показва много високи качества, които провокираха неговото дитайлно анализиране и усъвършенстване за разширяване на възможностите му за случаи на мал-

ки промени в честотата на мрежата при несинхронизираност между честотата на дискретизация и мрежовото смущение и при промяна в амплитудата му [2,3]. Въпреки това обаче остава открит въпросът за използването му при липса на кратност и синхронност между честотата на дискретизация и мрежовото смущение.

Настоящото изследване си поставя за задача да създаде теоритична обосновка за приложението на метода в общия случай, когато не е налице зависимост между честотата на дискретизация и честотата на мрежовото смущение.

За целта е необходимо да се развият в общия случай трите основни момента от приложението на метода, а именно:

1. Синтез на цифров филтър, отделящ мрежовото смущение от идентифицираните линейни участъци на ЕКГ сигнала.
2. Синтез на критерий, идентифициращ линейни участъци от ЕКГ сигнала с насложено смущение.
3. Синтез на процедура за компенсиране на смущението, в нелинейните участъци на ЕКГ сигнала, от запомнените му стойности във временния буфер.

Синтез на цифров филтър, отделящ мрежовото смущение от идентифицираните линейни участъци на ЕКГ сигнала.

Методът може да работи с произволен нискочестотен или режекто-рен филтър, като двете единствени изисквания към коефициента му на предаване $K(f)$ са:

$$K(f)=1, \quad \text{за } f=0,$$

$$K(f)=0, \quad \text{за } f=F, \text{ където } F \text{ е честота на брума.}$$

Методът използва нискочестотни нерекурсивни цифрови филтри с линейна фазова характеристика от типа $Y_i = \sum_{j=-L}^L a_j X_{i+j}$. Конкретните разликови уравнение по което се реализират някои от филтрите имат вида:

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

мрежовата честота и

$$Y_i = \frac{1}{2n} \left(\sum_{j=-n+1}^{n-1} X_{i+j} + \frac{X_{i-n} + X_{i+n}}{2} \right), \quad \text{при четен брой дискрети } L=2n \text{ за пе-}$$

риода на мрежовата честота и компенсиране на фазовото изместване в Y_i , където:

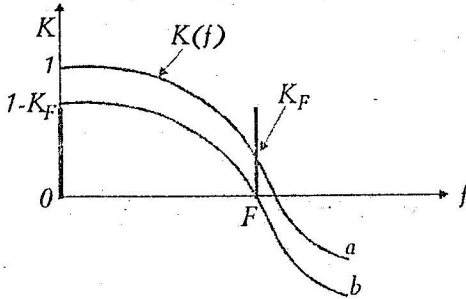
n - цяло число;

L - брой дискрети за периода на брума;

X_i - стойности на нефилтрирания сигнал;

Y_i - стойности на филтрирания сигнал.

Когато честотата на дискретизация не е кратна на мрежовото смущение, предлаганите филтри няма да имат коефициент на предаване равен на 0 за смущението, а някаква стойност, която може да се означи с K_F , както е показано на фиг. 3 (крива а). За да се модифицира използвания филтър и да се пригоди за целите на метода, съгласно изискванията от него условия, се извършват следните процедури:



Фиг. 3

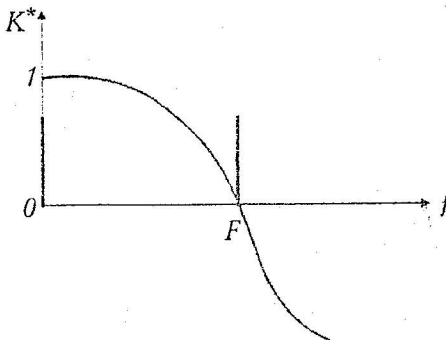
1. Транслира се характеристиката на филтъра, като се изважда от нея константа K_F , като по този начин тя добива стойност 0 за $f=F$. В разликото уравнение това е сквивалентно на изваждане на текущата стойност X_i , умножена по K_F , т. е. $Y_i - K_F \cdot X_i$. Новата характеристика е показана на фиг. 3 (крива b).

2. Умножава се характеристиката на така получения филтър с множител $\frac{1}{1-K_F}$ за да придобие тя стойност 1 при $f=0$.

Окончателно новият филтър, означен с $K^*(f)$, придобива разликото уравнение $Y_i^* = (Y_i - K_F \cdot X_i) \frac{1}{1-K_F}$, или

$$Y_i^* = X_i - (X_i - Y_i) \frac{1}{1-K_F}, \quad (1)$$

Неговата предавателна характеристика е показана на фиг. 4.



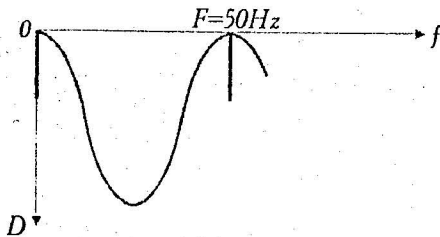
Фиг. 4

Полученото разликото уравнение на филтър $K^*(f)$ има коефициент на предаване $K^* = 1$ при $f=0$ и $K^* = 0$ при $f=F$ и отговаря на условията за използване в метода.

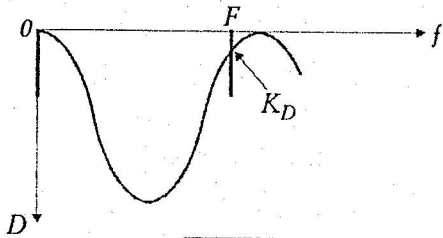
Синтез на критерий, идентифициращ линейни участъци от ЕКГ сигнала с насложено смущение.

Критерият за линеен участък от ЕКГ сигнала третира вторите разлики между дискрети от ЕКГ сигнала, отстоящи на раз-

стояние равно на периода на мрежовата честота. На тях се налага условието по абсолютна стойност да бъдат по-малки от експериментално определена константа M . Една от използваните разлики е $D_i = (X_{i+L} - X_i) - (X_i - X_{i-L})$. По същество това е също филтър, имащ предавателна характеристика $K(j\omega) = e^{j\omega L\tau} + e^{-j\omega L\tau} - 2 = -4 \sin^2 \omega \frac{L}{2} \tau$, показана на фиг. 5. Прилагайки го, от оценката на сигналите се изключват компонентите $f=0$ и $f=F$ и когато останалите компоненти имат филтрирана стойност по-малка от M се приема че участъкът е линеен с възможно наличие на мрежово смущение.



Фиг. 5



Фиг. 6

Когато обаче честотата на дискретизация не е синхронизирана и кратна на мрежовата честота, тогава смущаващата компонента няма да може да бъде напълно изключена от оценката на сигнала, като ще присъства в тази оценка с коефициент на предаване K_D , както това е показано на фиг. 6.

Предавателната характеристика на филтъра D_i трябва да се промени така, че тя да придобие коефициент на предаване 0 за смущението. За целта:

1. Синтезира се лентов филтър, имащ коефициент на предаване 0 за $f=0$ и K_D за $f=F$. За отпавна точка се използва филтъра Y_i^* от 1. Първо се преобразува

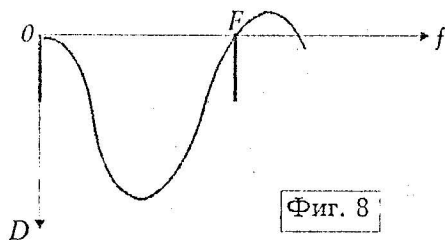
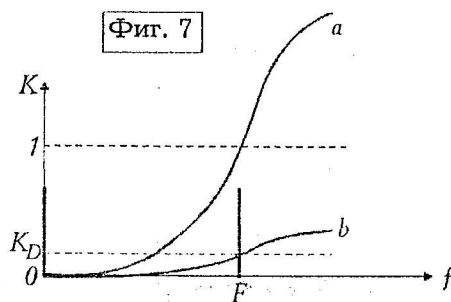
във високочестотен с разликовото уравнение $X_i - Y_i^* = (X_i - Y_i) \frac{1}{1 - K_F}$, получавайки предавателна характеристика, показана на фиг. 7 (крива а), с коефициент на предаване 0 за $f=0$ и 1 за $f=F$. След това се мащабира характеристиката с коефициент K_D , т. е. $(X_i - Y_i) \frac{K_D}{1 - K_F}$. Получава се характеристика, отговаряща на поставените първоначално условия в точката (крива б).

2. Прибавя се така получената характеристика към тази на D_i , и окончателно се получава новият критерий за линейност по уравнението:

$$D_i^* = D_i + (X_i - Y_i) \frac{K_D}{1 - K_F}, \quad (2)$$

Неговата филтърна предавателна характеристика е показана на фиг. 8.

Условието $|D^*| \leq M$ придобива вида $\left| D_i + (X_i - Y_i) \frac{K_D}{1 - K_F} \right| \leq M$.



Синтез на процедура за компенсиране на мрежовото смущение, в нелинейните участъци на ЕКГ сигнала.

Методът компенсира мрежовото смущение, в дискрет от нелинеен участък на електрокардиограмата, като от временния буфер се вземе стойността на смущението, съвпадаща по фаза с текущия дискрет, и се извади от него. Това може да се извърши само когато честотата на дискретизация е синхронно кратна на честотата на мрежовата честота, което осигурява условието за съвпадение по фаза между обработваните дискрети от сигнала и запомнените стойности на смущението във временния буфер.

Когато обаче не налице зависимост между честотата на дискретизация и на захранващата мрежа, изтегляната от временния буфер стойност не съвпада по фаза с компенсируемата и трябва да се коригира. Стойностите във временния буфер представляват дискретизирано мрежово смущение - фиг. 9. Както се вижда, компенсируемият дискрет X_L не съвпада по фаза, следователно няма да съвпада и по стойност с дискрета X_0 . Ако се приложи симетричен рекурсивен филтър от типа

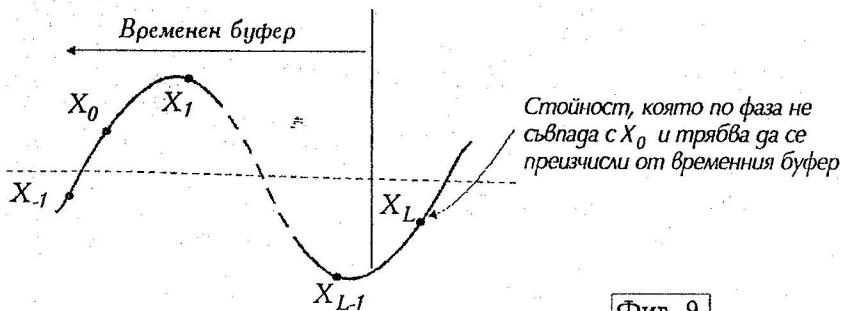
$$Y = \sum_{j=-L}^L a_j X_j$$
 върху дискретите от временния буфер ще се получи стой-

ността X_0 , умножена по коефициента на предаване на използвания филтър за честотата на смущението F , който може да се означае с K_B .

Тогавата може да се запише $K_B X_0 = Y = \sum_{j=-L}^L a_j X_j = \sum_{j=-L}^{L-1} a_j X_j + a_L X_L$,

откъдето може да се изчисли стойността на компенсируемия дискрет:

$$X_L = \frac{K_B X_0 - \sum_{j=-L}^{L-1} a_j X_j}{a_L} \quad (3)$$



Фиг. 9

За да се съхрани еднаквостта на процедурата по изчисляване на стойностите на смущението по 3 е необходимо при всяка процедура новозчислената стойност да се запомня като най-нова във временния буфер, а най-старата да се заличава. Заедно с това всички индекси на дискрети в буфера трябва да се намалят с единица.

Заключение

Предложеното теоретично обобщение на известния метод позволява той да бъде приложен за произволна честота на дискретизация, некрата на мрежовото смущение. За всеки конкретен случай е необходимо да се изчислят коефициентите K_F , K_D и K_B и те ще бъдат константи за непроменяема мрежова честота. При избрани филтри, тези коефициенти са свързани помежду си. Ако честотата на мрежовото смущение се промени, тази промяна трябва да се отрази и в указаните коефициенти. В хода на изчислителната процедура за отстраняване на смущението е възможно от 3 да се извърши обратно изчисление на коефициента K_B (при достатъчно набрани последователни стойности на мрежовото смущение), което е всъщност определяне на мрежовата честота. От сравнение с текущия K_B , може да се направи заключение за големината и посоката на промяната на мрежовата честота, което да се отрази в текущите коефициенти K_F , K_D и K_B . Това отваря възможност, процедурата по филтрирането на мрежовото смущение да се адаптира към неговата честотна промяна.

Литература:

1. Даскалов И., Р. Иванов, Ч. Левков, Г. Михов. Елиминирание на смущения с мрежова честота от ЕКГ сигнал с микропроцесор. Сб. докл., стр. 97-100, XVI научна сесия по случай геня на рагюето, София, май 1981 г.
2. Yan, X.G. Dynamic Levkov-Christov subtraction of mains interference. *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, 1993, 31, 635-638.
3. Доцински И., И. Даскалов. Влияние на мрежовата честота при отстраняване на мрежово смущение от електрокардиограмата. Спец. научен сборник на Трета Научна конференция "Електронна техника '94". т. I, стр. 5-10, 1994.

REJECTION OF NON-SYNCHRONOUS MAINS INTERFERENCE FROM ECG SIGNALS

Abstract

Mihov G. S. assoc.prof, Ph.D. - Technical University, Sofia

A digital method for rejection of mains interference (50 Hz) from ECG signals has been synthesised in 1980. The method does work, based in three elements, consisting essentially in following:

1. Linear segments (including the mains) are detected searches in the ECG signal.
2. A low pass filter is used to remove the interference from these segments and to compute the interference.
3. The samples without interference are used to remove by subtraction from the corresponding samples of the signal in non-linear segments.

The method has been proposed for the ECG signals when the sampling and mains frequencies are synchronised and multiplied.

This paper presents a new theoretically development of the method for its application in common mode, when the sampling and interference frequencies are non-synchronised and non-multiplied. The three general elements are advanced in common mode in following:

1. A new digital filter Y_i^* is synthesised by $Y_i^* = X_i - (X_i - Y_i) \frac{1}{1 - K_F}$, on old filter Y_i based, where X_i is the work discrete from ECG and K_F is the filter coefficient transmission for the interference frequency.

2. The criterion for linearity D_i is modified and a new criterion D_i^* is synthesised by equation $D_i^* = D_i + (X_i - Y_i) \frac{K_D}{1 - K_F}$, where K_D is the criterion filter D_i coefficient transmission for the interference frequency.

3. A computes procedure is proposed for remove the interference from the non-linear segments, using the samples without interference X_j . A symmetrical digital filter $\sum_{j=-L}^L a_j X_j$ is applied, which has a coefficient transmission K_B for the interference frequency (L is the interference period). The interference

compensates value X_L is calculated by equation $X_L = \frac{K_B X_0 - \sum_{j=-L}^{L-1} a_j X_j}{a_L}$.

The present theoretical method generalisation allows, it can be applied to every sampling frequency and it can be applied to mains interference frequency change.