

Zygmunt FRANKIEWICZ

Tomasz RAWLIK

## TŁUMIENIE ZAKŁÓCEŃ SIECIOWYCH I WOLNOZMIENNYCH W SYSTEMACH KOMPUTEROWEJ ANALIZY SYGNAŁU EKG

**Streszczenie.** Bardzo często poprawność komputerowej analizy sygnału EKG uwarunkowana jest efektywnym usuwaniem zakłóceń nałożonych na oryginalny przebieg. Szczególny problem stanowią zakłócenia, których widmo częstotliwościowe pokrywa się z widmem sygnału użytecznego. W pracy przedstawiono efektywny cyfrowy filtr rekursywny przeznaczony do jednoczesnego usuwania zakłóceń wolnozmiennych oraz pochodzących z interferencji sieci zasilającej. Badania modelowe potwierdziły przydatność opracowanego filtru, szczególnie w systemach pracujących w czasie rzeczywistym. Zamieszczono również rozważania dotyczące zakresu stosowalności tego typu filtracji w rozwiązaniach praktycznych.

### 1. Wstęp

Badanie elektrokardiograficzne, ze względu na prostotę, nie inwazyjny charakter i dużą wartość diagnostyczną, ma od parudziesięciu lat ustaloną wysoką ocenę. Jest powszechnie stosowane we współczesnej medycynie.

W ostatnich latach obserwuje się gwałtowny rozwój komputerowo wspomaganiej diagnostyki kardiologicznej. Systemy monitorujące, holterowskie, diagnostyczne i inne wyręczają lekarzy, dają im możliwość przeprowadzania całym nowymi rodzajami badań, są szybkie i obiektywne.

Jedną z podstawowych trudności, jakie muszą pokonać konstruktorzy tego sprzętu, są zakłócenia. W elektrokardiografii są one powszechne ze względu na bardzo niski poziom sygnału i dużą impedancję wewnętrzną jego źródła. Wśród podstawowych rodzajów zakłóceń, najczęściej występujących i najtrudniejszych do tłumienia, należy wymienić zakłócenia wolnozmiennych i sieciowych, których tłumienie stanowi przedmiot prezentowanej pracy.

Zakłócenia wolnozmiennych, określane inaczej dryftem albo "pływaniami" linii izoelektrycznej, związane są najczęściej ze zmiennymi w czasie zjawiskami elektrochemicznymi na granicy elektroda-skóra lub z ruchem pacjenta. Ich widmo zawarte jest całkowicie w pasmie częstotliwości poniżej 5 Hz [8]. Utrudniają one zasadniczo pomiar niskoamplitudowych i niskoczęstotliwościowych fragmentów sygnału.

Zakłócenia sieciowe przedostają się do sygnału albo elektrostatycznie albo przez pole magnetyczne wytwarzane przez silniki, transformatory itp.

Pierwsza droga prowadzi do generacji napięć wspólnych na ciele pacjenta, co jest mało szkodliwe, druga wytwarza sygnał różnicowy w pętłach przewodów elektrodowych i stanowi zasadniczy problem.

Widmo zakłóceń sieciowych nakłada się na widmo sygnału. Dlatego też powszechnie stosowana filtracja selektywna prowadzi do jego zniekształceń. Sytuację utrudnia dodatkowo często duża zmienność częstotliwości w sieci energetycznej, co zmusza do stosowania względnie szerokiego pasma filtrów selektywnych. Szczególnie silnie zniekształcane są szczegóły zespołów QRS, np. ząbienia - bardzo istotne z diagnostycznego punktu widzenia [4]. Oprócz zniekształceń wywoływanych usunięciem z sygnału pewnych jego składowych i stłumieniem sąsiednich, przy analogowej filtracji selektywnej albo cyfrowej rekursywnej występują ponadto zniekształcenia wynikające z nieliniowych charakterystyk fazowych tych filtrów. Najsilniej przesuwana jest faza tych składowych widma, które znajdują się w pobliżu częstotliwości 50 Hz. Zakłócenia sieciowe w istotny sposób zwiększają wariancję wszystkich pomiarów dokonywanych na sygnale [10], a często uniemożliwiają w ogóle ich wykonanie. Systemy przeznaczone do analizy sygnału EKG muszą być zatem wyposażone w procedury tłumienia tego rodzaju zakłóceń.

Istotną wadą cyfrowej nierekursywnej filtracji selektywnej jest jej duża czasochłonność, co w przypadku systemów pracujących w czasie rzeczywistym może mieć decydujące znaczenie.

W dalszej części przedstawiona zostanie szybka obliczeniowo metoda jednoczesnego tłumienia zakłóceń wolnozmiennych i sieciowych.

## 2. Opis metody

Podstawą opracowanego i przedstawionego poniżej algorytmu jest założenie o niezmienności amplitudy i fazy zakłóceń sieciowych w przeciągu czasu około 1 s oraz założenie, że:

$$E\{f\} = 50 \text{ Hz}$$

gdzie:

$E\{X\}$  - wartość oczekiwana  $X$ .

Założenia takie przyjmowane są powszechnie i stanowią podstawę wielu prezentowanych w literaturze i wykorzystywanych w praktyce metod usuwania zakłóceń sieciowych [5], [1], [7]. Zawiężenie klasy usuwanych zakłóceń do quasi-stacjonarnych nie ogranicza zakresu stosowalności metody.

Rozpatrujemy dwa rodzaje zakłóceń o charakterze addytywnym [10]: wolnozmiennie oznaczane dalej jako  $l(t)$  oraz pochodzące z interferencji sieci energetycznej o częstotliwości 50 Hz oznaczane  $m(t)$ . Sygnał oryginalny  $x(t)$  obserwujemy więc jako:

$$y(t) = x(t) + l(t) + m(t) \quad (1)$$

Wobec dyskretnego, w zastosowaniach do komputerowej analizy EKG, charakteru sygnału otrzymujemy:

$$y(nT) = x(nT) + l(nT) + m(nT) \quad (2)$$

gdzie:

$T$  - okres próbkowania.

W celu uzyskania estymatora oryginalnego przebiegu  $x(nT)$ , należy od obserwowanego sygnału  $y(nT)$  odjąć estymaty zakłóceń

$$\hat{x}(nT) = y(nT) - \hat{l}(nT) - \hat{m}(nT) \quad (3)$$

gdzie:

$\hat{m}$ ,  $\hat{l}$  - estymaty zakłóceń.

Do estymacji zakłóceń wolnozmiennych typowymi rozwiązaniami stosowanymi w cyfrowej filtracji sygnału EKG są:

a) rekursywna filtracja dolnoprzepustowa pierwszego rzędu [9], por. [6]

$$\hat{l}_1(nT) = \alpha \hat{l}_1(nT - T) + (1 - \alpha)y(nT) \quad \text{gdzie} \quad 0 < \alpha < 1 \quad (4)$$

b) średnia bieżąca [1], [3]

$$l_2(nT) = \frac{1}{A} \sum_{i=0}^{A-1} y(nT - iT) \quad (5)$$

gdzie:

$AT$  - długość okresu uśredniania.

Wadą obu metod jest nieliniowa charakterystyka fazowa, dodatkowo metoda b) w swej klasycznej postaci jest czasochłonna i nie nadaje się do pracy w systemach czasu rzeczywistego.

W dalszej części pracy używana będzie zmodyfikowana do postaci rekursywnej średnia bieżąca o symetrycznej odpowiedzi impulsowej filtru. Filtr taki posiada [6] liniową charakterystykę fazową, w związku z czym nie zniekształca składowych sygnału znajdujących się blisko jego częstotliwości granicznych. Wzór na estymatę zakłóceń wolnozmiennych  $l(nT)$  przyjmuje postać:

$$\hat{l}_0(nT) = \hat{l}_0(nT - T) + \frac{1}{2A_0} (y(nT + AT) - y(nT - AT)) \quad (6)$$

gdzie:

$2A_0T$  - długość okresu uśredniania.

Do usuwania zakłóceń sieciowych w komputerowej analizie EKG typowo używa się cyfrowych filtrów selektywnych o różnej szerokości pasma zaporowego albo też algorytmów adaptacyjnej estymacji tegoż zakłócenia [5], [1], [7].

Celem naszym jest opracowanie takiego filtra, by jego zdolności adaptacyjne pozwalały na dostrajanie się do zmian amplitudy i fazy sygnału zakłócającego przy założeniu długiego okresu tych fluktuacji, a równocześnie aby nie wpływał on na pojawiające się w obszarze zespołów QRS składowe o częstotliwości 50 Hz. Korzystając z założenia o quasi-stacjonarności zakłóceń, możemy zapisać je jako:

$$m(t) = \sin(\omega t + \varphi) \quad (7)$$

lub w postaci dyskretniej

$$m(nT) = \sin(\omega nT + \varphi) \quad (8)$$

gdzie:

- $\varphi$  - przesunięcie fazowe,
- $\omega = 2\pi f_s$ ,
- $f_s = 50$  Hz,
- $T$  - okres próbkowania,
- $f_p = \frac{1}{T}$ .

Jeżeli

$$M = \frac{f_p}{f_s} \quad \text{to} \quad M\omega T = 2\pi$$

i wtedy:

$$\hat{m}_1(nT) = \hat{m}_1(nT - MT) \quad (9)$$

Aby zapewnić możliwość adaptacji filtra do aktualnej wartości fazy i amplitudy zakłócenia, należy skorygować przewidywaną wartość o składnik proporcjonalny do przyrostu funkcji mierzonej  $y(nT)$  za okres będący wielokrotnością okresu przebiegu zakłócającego. Wtedy:

$$\hat{m}_0(nT) = \hat{m}_0(nT - MT) + \frac{1}{K_1} (y(nT + K_2T) - y(nT - K_2T)) \quad (10)$$

gdzie:

- $K_1$  - współczynnik określający zdolności adaptacyjne filtra,
- $2K_2$  - długość okresu, za który mierzony jest przyrost funkcji.

Porównując otrzymane wzory (6) i (10) możemy stwierdzić, że przy pewnych ograniczeniach na wartości parametrów w łatwy sposób uzyskujemy tłumienie obu rodzajów zakłóceń za pomocą jednego filtra opisanego następującymi równaniami:

$$\begin{cases} \hat{z}(nT) = \hat{z}(nT - MT) + \frac{M}{2A} (y(nT + AT) - y(nT - AT)) \\ \hat{x}(nT) = y(nT) - \hat{z}(nT) \end{cases} \quad (11)$$

gdzie

$$\hat{z}(nT) = \hat{i}(nT) + \hat{m}(nT)$$

Dla składowej o częstotliwości 50 Hz oznacza to ustalenie czynnika stabilizującego  $K_1 = 2K_2$ , natomiast dla składowej wolnozmiennnej oznacza to rozbitcie ciągu próbek  $\hat{i}_0(nT)$  na podciągi  $\hat{i}_1$ , rozłączne i niezależne:

$$\bigwedge_{i=0..M-1} \hat{i}_1(nMT + iT) = f(\hat{i}_1((n-1)MT + iT), \{y\}) \quad (12)$$

W realizacji praktycznej wygodniej jest używać zmodyfikowanego układu równań (11) w postaci:

$$\begin{cases} \hat{z}_0(nT) = \hat{z}_0(nT - MT) + (y(nT + A_0T) - y(nT - A_0T)) \end{cases} \quad (13.1)$$

$$\begin{cases} \hat{x}(nT) = y(nT) - \frac{M\hat{z}_0(nT)}{2A_0} \end{cases} \quad (13.2)$$

Transformata Z równania (13.1) przedstawia się następująco:

$$H(z) = \frac{z^{A_0} (1 - z^{-2A_0})}{1 - z^{-M}} \quad (14)$$

gdzie:

$$H(z) = \frac{\hat{z}(z)}{y(z)}$$

W celu znalezienia charakterystyki amplitudowej zaprojektowanego filtra obliczamy kwadrat modułu transmitancji:

$$|H(\theta)|^2 = H(\theta) H^*(\theta) = \frac{1 - \cos 2a\theta}{1 - \cos M\theta} \quad (15)$$

gdzie:

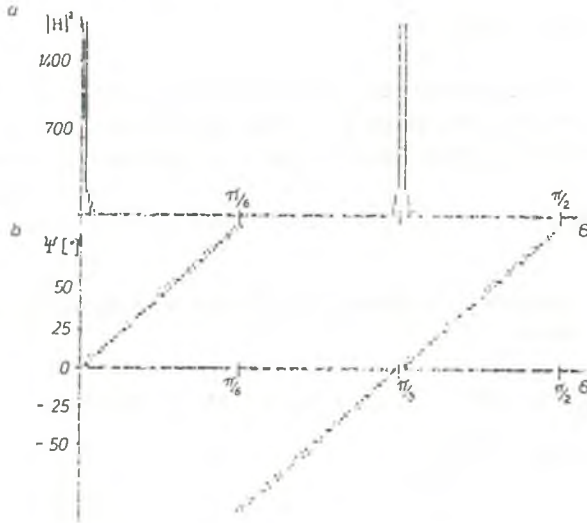
$\theta$  - pulsacja uogólniona,

$\theta = 2\pi fT$ ,

$H^*(\theta)$  - wartość sprzężona do  $H(\theta)$ .

Natomiast charakterystykę fazową wyznaczamy ze wzoru:

$$\Psi(\theta) = \arctg \frac{\sin 2A_0 \theta - \sin M\theta - \sin(2A_0 - M)\theta}{1 - \cos 2A_0 \theta - \cos M\theta + \cos(2A_0 - M)\theta} * A_0 \theta \quad (16)$$



Rys. 1. Charakterystyka widmowa filtra rekursywnego (13.1)

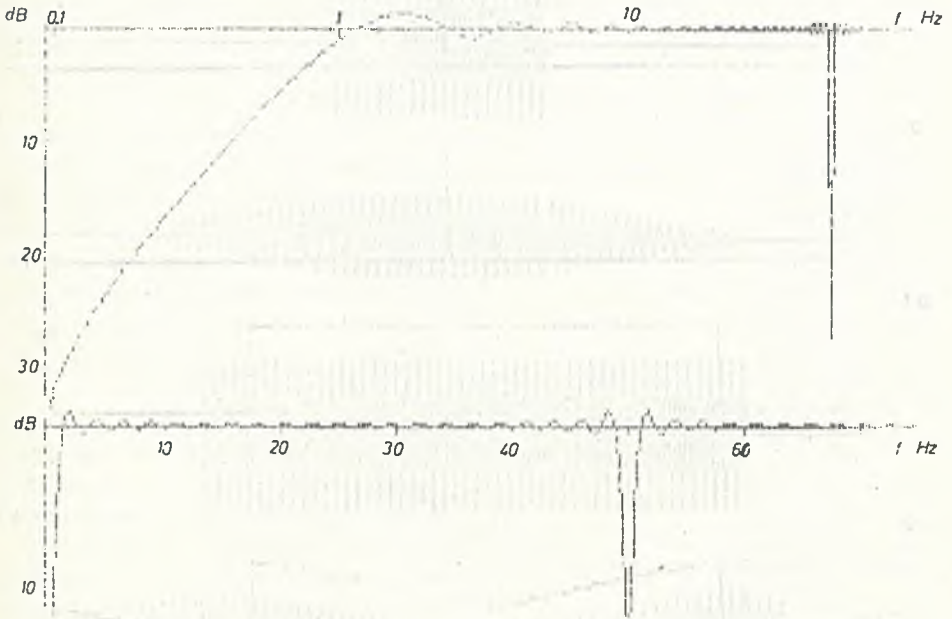
(a) amplitudowa, (b) fazowa

Fig. 1. Spectral characteristic of recursive filter (13.1)

(a) amplitude, (b) phase

Na rys. 1 przedstawione są charakterystyki amplitudowe i fazowe opracowanego rekursywnego filtra cyfrowego, dla określonych wobec wybranej częstotliwości próbkowania wartości parametrów. Po odjęciu od sygnału oryginalnego przebiegu wyjściowego filtra otrzymujemy następujące (rys. 2) charakterystyki widmowe kompletnego filtra. Na rysunku przedstawione są one w skali liniowej i logarytmicznej w celu prezentacji różnicy dobroci filtracji dla obydwu interesujących nas obszarów zakłóceń. Dla ilustracji działania algorytmu na rysunku 3 przedstawiono kolejno: odpowiedź impulsową filtra, odpowiedź na pobudzenie prostokątne, efekt filtracji sygnału sinusoidalnego 50 Hz modulowanego falą prostokątną o zmiennym wypełnieniu i częstotliwości 0,5 Hz. Na rysunku 4 natomiast zaprezentowano działanie filtra na modelowanym przebiegu EKG, sztucznie zakłóconym omawianymi rodzajami zakłóceń.

EKG zamodelowano za pomocą funkcji ortogonalnych Hermitea: załamki P i T z użyciem funkcji rzędu zerowego, natomiast zespół QRS za pomocą trzech



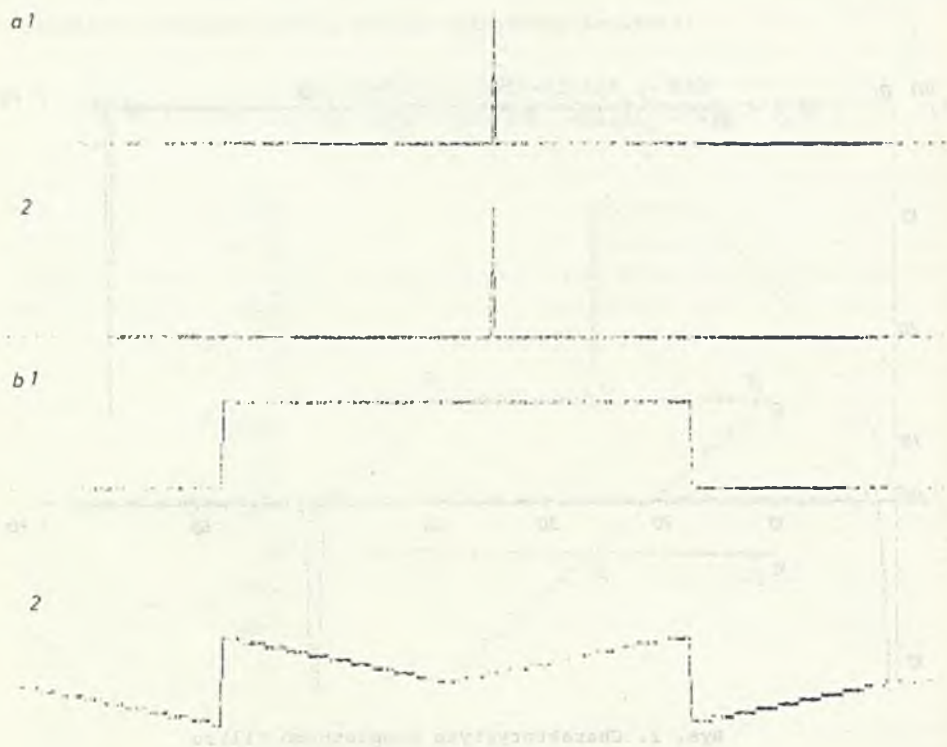
Rys. 2. Charakterystyka kompletnego filtra  
 (a) w skali logarytmicznej, (b) w skali liniowej  
 Fig. 2. Characteristic of the complex filter  
 (a) in logarithmic, (b) in linear scale

pierwszych form o współczynnikach optymalizujących aproksymację wybranego normalnego zespołu QRS.

Z analizy sygnału wyjściowego dla krótkotrwałych sygnałów wejściowych o częstotliwości 50 Hz wynika, że proces adaptacji filtra jest stosunkowo długi. Dzięki temu dla harmonicznych sygnału EKG o częstotliwościach około 50 Hz, które są typowe tylko dla zespołu QRS, nie następuje tłumienie ich amplitudy, gdyż czas trwania tego zespołu wynosi ok. 100 ms [4].

### 3. Krytyka metody

Opracowaniom metod filtracji zakłóceń pochodzących od interferencji sieci energetycznej towarzyszyć muszą rozważania dotyczące wpływu zmienności parametrów na jakość wykonywanej operacji usuwania zakłóceń. Szczególny problem stanowi, zwłaszcza w naszym kraju, częstotliwość sieci zasilającej, której wahania w praktyce przekraczają znacznie dopuszczalną normę  $\pm 0,5$  Hz.



Wys. 3. Charakterystyczne przebiegi filtru  
 (a) w skali początkowej, (b) w skali 1:10  
 (1) przebieg wejściowy, (2) przebieg na wyjściu filtru



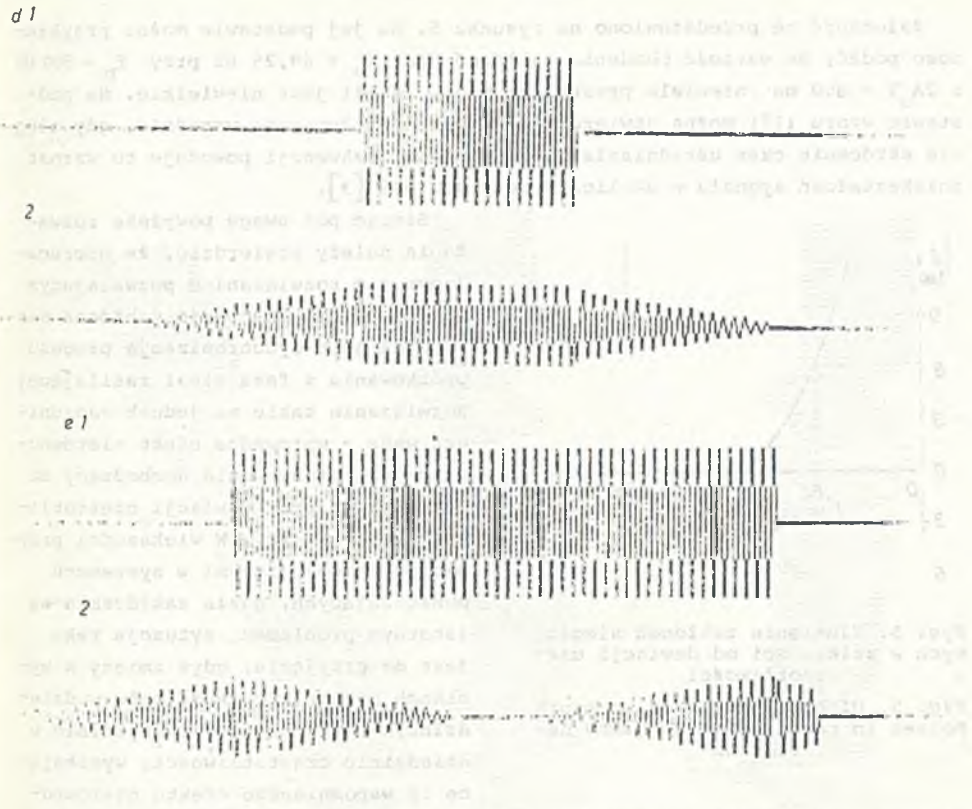
Rys.3a,b,c. Przykłady działania filtru

(1) przebieg wejściowy, (2) przebieg na wyjściu filtru

Fig.3.a,b,c. Examples of the filter activity

(1) transient of input, (2) transient of output





Rys. 3.e,d. Przykłady działania filtru

(1) przebieg wejściowy, (2) przebieg na wyjściu filtru

Fig. 3.e,d. Examples of the filter activity

(1) transient of input, (2) transient of output

Tłumienie zakłóceń sieciowych w zależności od dewiacji częstotliwości, przy określonym czasie uśredniania równym  $2A_0T$ , na podstawie wcześniej podanych wzorów można obliczyć następująco:

$$\delta(\eta) = 20 \log \left( 1 - \frac{\sin \pi \eta}{\pi \eta} \right)^{-1} \quad (17)$$

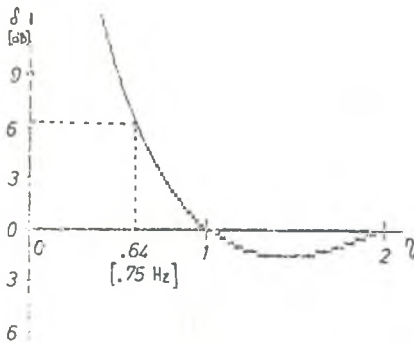
przy czym

$$\eta = 2A_0T \left| f_p/M - f_s \right| \quad (18)$$

gdzie:

- $f_p$  - częstość próbkowania,
- $f_s$  - rzeczywista częstość sieci,
- $M = f_p/50$ .

Zależność tę przedstawiono na rysunku 5. Na jej podstawie można przykładowo podać, że wartość tłumienia zakłóceń dla  $f_s = 49,25$  Hz przy  $f_p = 300$  Hz i  $2A_{OT} = 850$  ms niewiele przekracza 6 dB, czyli jest niewielkie. Na podstawie wzoru (17) można stwierdzić, że wartość tłumienia wzrośnie, gdy ulegnie skróceniu czas uśredniania. Jednakże w konsekwencji powoduje to wzrost zniekształceń sygnału w okolicach zespołów QRS [3].



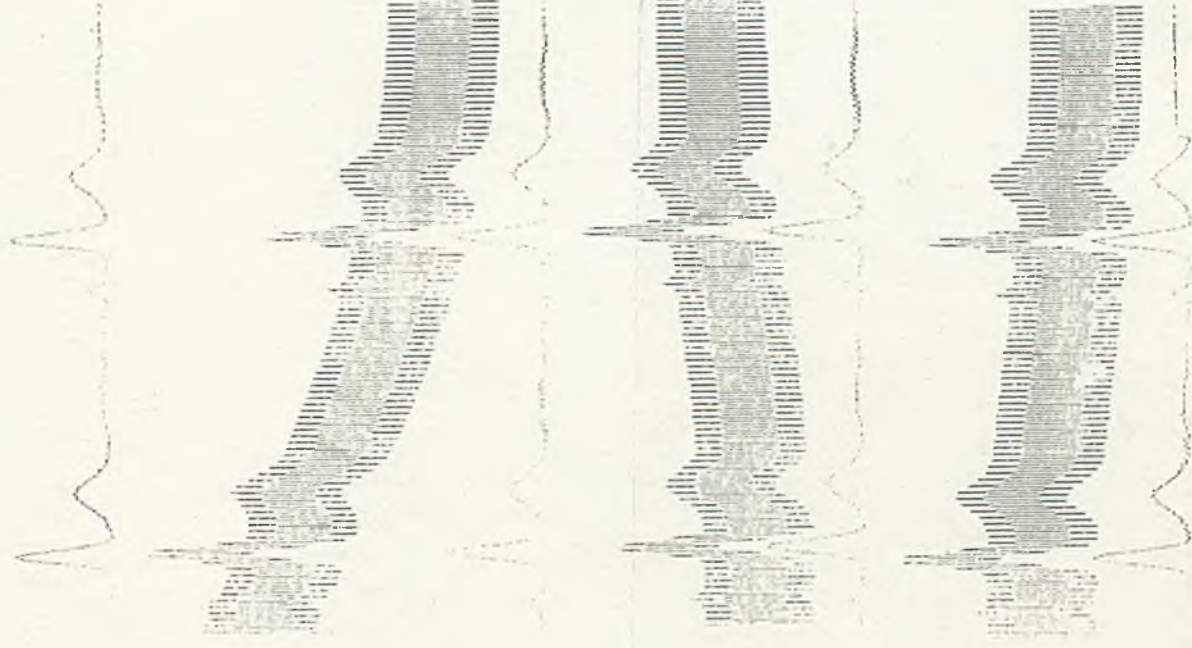
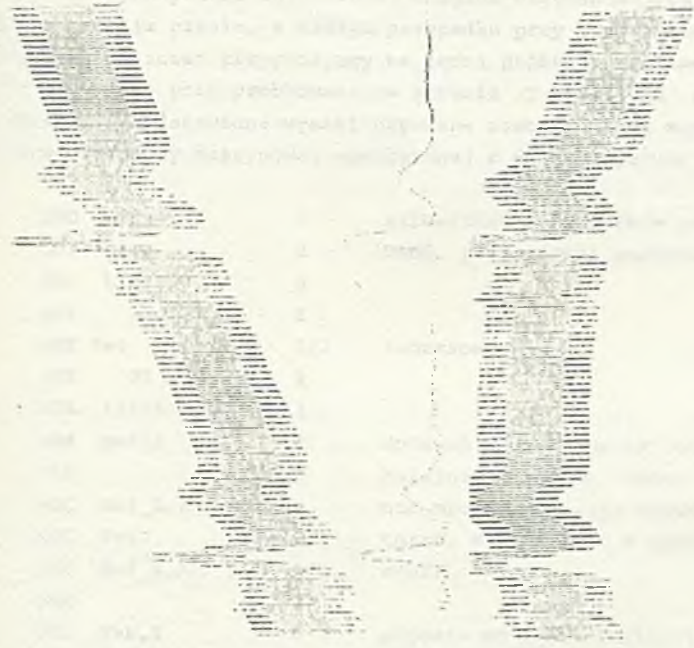
Rys. 5. Tłumienie zakłóceń sieciowych w zależności od dewiacji częstotliwości

Fig. 5. Discrimination of network noises in relation to frequency deviation

Biorąc pod uwagę powyższe rozważania należy stwierdzić, że narzucającym się rozwiązaniem pozwalającym na efektywną filtrację zakłóceń sieciowych jest synchronizacja procesu próbkowania z fazą sieci zasilającej. Rozwiązanie takie ma jednak zasadniczą wadę - wprowadza efekt nierównomierności próbkowania dochodzący do wartości 4% przy dewiacji częstotliwości  $f = \pm 2$  Hz. W większości przypadków, między innymi w systemach monitorujących, gdzie zakłócenia są istotnym problemem, sytuacja taka jest do przyjęcia, gdyż zmiany w wynikach pomiarów cech sygnału w dziedzinach czasu czy też ewentualnie w dziedzinie częstotliwości, wynikające ze wspomnianego efektu nierównomiernego próbkowania, są pomijalnie małe w porównaniu z uzyskiwaną dokładnością i powtarzalnością pomiarów.

Przykładowo: odchylenie standardowe detekcji początków załamków jest małe, gdy wynosi poniżej 10 ms, pomiar czasu trwania zespołu QRS często obarczony jest błędem o wartości powyżej 20 ms, a fizjologiczny zakres zmienności tej cechy wynosi 40 ms [4]. Podobnie jest z innymi używanymi do analizy sygnału EKG cechami w dziedzinie czasu. Ponadto istotnym naturalnym ograniczeniem dokładności wyznaczania tych cech jest stosunkowo niska częstotliwość próbkowania stosowna w sprzęcie monitorującym i innym pracującym w czasie rzeczywistym. Typowo wynosi ona od 100 do 300 Hz.

Uzależnienie częstotliwości próbkowania od chwilowej wartości częstotliwości sieci zasilającej może ograniczyć zakres zastosowań prezentowanej metody tłumienia zakłóceń do autonomicznych systemów analizy sygnału EKG. W obecnej sytuacji, gdzie konstrukcji modułowych tego rodzaju sprzętu nie spotyka się, nie stanowi to istotnego ograniczenia.



Rys. 4. Efekt działania filtru na modelowanym, zakłóconym przebiegu EKG  
Fig. 4. Effect of the filter activity on modeled, disturbed ECG signal

4. Algorytm

Poniżej przedstawiony jest program realizujący prezentowany filtr cyfrowy. Został on napisany w języku assemblera mikroprocesorów MCS650X/M68000. Są to procesory 8-bitowe o architekturze ukierunkowanej na przetwarzanie dużych relatywnie ilości danych, tzn. częstą współpracę z pamięcią operacyjną. Pozwala to na wykonywanie obliczeń na długich ciągach danych pomiarowych w stosunkowo krótkim czasie. W naszym przypadku przy częstotliwości zegara ok. 2MHz czas obliczeń przypadający na jedną próbkę obrabianego sygnału wynosi ok. 55  $\mu$ s, co przy próbkowaniu o okresie  $T = 3,33$  ms stanowi 1,7% tegoż okresu. Przedstawione wyniki uzyskane zostały drogą symulacji z wykorzystaniem procedury maszynowej wywoływanej z poziomu języka wyższego rzędu.

INT:	INC Licz	5	aktualizacja liczników próbek mod256 i
	LDY Licz	3	mod5, przypisanie wartości rejestrom
	LDX Licz1	3	
	DEX	2	
	BNE Pet	3/2	indeksowych
	LDX 05	2	
Pet:	STX Licz1	3	
	LDA Buflr	4	dodawanie do aktualnej wartości z(nT)
	CLC	2	kolejnej wartości funkcji i umieszczenie
	ADC Buf_L,X	4	młodsze bajtu wyniku w akumulatorze,
	BCC Pet1	3/2	a starszego w tablicy kolejnych
	INC Buf_H,X	0/0	z(nT)
Pet1:	SEC	2	
	SEC Tab,Y	5	odjęcie od z(nT) wartości funkcji
	BCS Pet2	3/2	opóźnionej o $2A_0$ , wyniki umieszczone
	DEC Buf_H,X	0/6	jw.
Pet2:	STA Buf_L,X	4	
	STA Pom1	4	młodszy bajt z(nT) do akumulatora, star-
	LDA Buf_H,X	4	szy do komórki pomocniczej, następnie
	ROL Pom1	5	dzielenie z(nT) przez $2A_0/M$
	ROL Ac	2	
	ROL Pom1	5	
	ROL Ac	2	
	STA Pom2	4	
	LDA Buflr	4	przepisanie wartości funkcji do tablicy
	STA Tab,Y	4	
	TYA	2	przesunięcie adresu względnego tablicy
	ADC 80	2	o $A_0$
	TAY	2	
	LDA Tab,Y	5	zapisanie do akumulatora wartości
	SEC	2	$y(nT - A_0)$ i odjęcie od niej aktualnej
	SBC Pom2	4	wartości $\hat{z}(nT)$

CLC		2	
ADC	80	2	przesunięcie wyniku do połowy skali
STA	Buflr	4	przetwarzania i przepisanie jej do bu-
RTS		2	fora, powrót.
razem cykli max		119	0,5 $\mu$ s
min		108	

co daje czas od 54 do 59  $\mu$ s

Bufor - adres komórki komunikacyjnej z programem głównym.

we: bufor zawiera kolejną odczytaną próbkę

wy: bufor zawiera odfiltrowaną wartość  $\hat{x}(nT - A)$

Licz, Licz1 - adresy komórek emulujących liczniki adresów względnych,

Buf\_L, Buf\_H - adresy początków tablic kolejnych wartości  $\hat{z}(nT)$  zawierających odpowiednio młodsze i starsze bajty

Tab - adres początku tablicy kolejnych próbek  $y(nT)$

Pom1, Pom2 - komórki pomocnicze

Ac - akumulator.

## 5. Podsumowanie

Zaprezentowana metoda umożliwia jednoczesne skuteczne tłumienie zakłóceń wolnozmiennych i sieciowych. Jest prosta obliczeniowo, przez co może być z powodzeniem używana w systemach pracujących w czasie rzeczywistym. Poza tym zaprojektowany filtr nie zniekształca fazy składowych sygnału. Umożliwia on dobieranie względnie dużej częstotliwości granicznej filtru górnoprzepustowego i zapewnia skuteczne tłumienie zakłóceń wolnozmiennych, bez obawy wprowadzenia zniekształceń sygnału [2].

Wadą metody jest szybki spadek skuteczności tłumienia zakłóceń sieciowych wraz ze wzrostem dewiacji częstotliwości sieci. W związku z niestabilnością krajowej sieci energetycznej metoda może być skutecznie wykorzystana jedynie pod warunkiem uzależnienia częstości próbkowania przebiegu EKG od częstości sieci zasilającej. Wprowadza to niekorzystny efekt nierównomierności próbkowania, który jak wykazano, w systemach monitorujących i podobnych jest pomijalnie mały.

## LITERATURA

- [1] Ahlstrom M.L., Tompkins W.J.: Digital Filters for Real-Time ECG Signal Processing Using Microprocessors, IEEE Trans. on Biomedical Engineering, vol. BME-32, No. 9, Sept 1985.
- [2] van Alsté J.A., i in.: ECG Baseline Wander Reduction Using Linear Phase Filters, Comp. Biomed. Research 19, 417-427, 1986.
- [3] Frankiewicz Z., Piętka E.: Komputerowa eliminacja linii izoelektrycznej z zakłóconego sygnału EKG, Problemy Techniki Medycznej, nr 1, 41-51, 1985.
- [4] Kwoczyński J.: Elektrokardiografia, PZWL, Warszawa 1972.

- [5] Mortara D.W.: Digital Filters for ECG signals, Proc. of Computers in Cardiology, Sept 1977, Rotterdam, The Netherlands IEEE Comp. Soc. Long Beach, CA USA, 511-514, 1978.
- [6] Otnes R.K., Enochson L.: Analiza numeryczna szeregów czasowych, WNT, Warszawa 1978.
- [7] Talmon J.L.: Pattern Recognition of the ECG structural analysis, PhD thesis, Vrije University of Amsterdam, 1983.
- [8] Thakor N.V., Webster J.G., Tompkins W.J.: Estimation of QRS Complex Power Spectra for Design of a QRS Filter, IEEE Trans. on Biomedical Engineering, vol. BME-33, no 11, Nov 1984.
- [9] Weisner S.J., i in.: A Compact, Microprocessor-Based ECG ST Segment Analyser for the Operating Room, IEEE Trans. on Biomedical Engineering, vol. BME-29, no. 9, Sept 1982.
- [10] Zywiets Chr., red.: Computer application on ECG and VCG Analysis, North Holland Publishing Company, Amsterdam London, 1973.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Ryszard Tadeusiewicz

Wpłynęło do Redakcji 6.04.1987 r.

#### ДЕМПФИРОВАНИЕ СЕТЕВЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ В СИСТЕМАХ КОМПЬЮТЕРНОГО АНАЛИЗА ЭКГ

#### Резюме

В работе предлагается эффективный цифровой рекурсивный фильтр, предназначенный для одновременного удаления медленноизменяющихся возмущений и возмущений происходящих от воздействия питающей сети. Модельные исследования подтвердили пригодность разработанного фильтра, особенно для систем работающих в реальном времени. Даны также рассуждения касающихся предела применения этого типа фильтратий в практике.

#### DIGITAL FILTER FOR A REAL-TIME NOISE DISCRIMINATION FOR A COMPUTER ANALYSIS OF AN ECG

#### Summary

The effects of a computer analysis of an ECG strictly depend on the efficiency of noise discrimination. As an alternative to the traditional analog circuits the authors present on algorithm for a recursive digital filter for improving the quality of the signal under consideration.

An adaptive 50 Hz notch and 1 Hz high-pass filter was constructed as a simple real-time algorithm requiring only an 8-bit integer arithmetic (MCS650X/M6800 assembler program included). A few sample plots of the filter output illustrate the advantages of the method. Difficulties of mains

frequency fluctuations are considered, and a method is proposed to alleviate this problem by synchronising the sampling process in a phase with the noise.

Abstract. The problem of sampling a signal with random frequency fluctuations is considered. A method is proposed to alleviate this problem by synchronising the sampling process in a phase with the noise. The method is based on the use of a phase-locked loop (PLL) to track the frequency of the signal. The PLL is a feedback control system that locks the phase of a local oscillator to the phase of the signal. This ensures that the sampling process is synchronized with the signal, even in the presence of frequency fluctuations. The proposed method is shown to reduce the error in the sampled signal compared to a standard sampling method.

1. Introduction. In many applications, signals are sampled at regular intervals. However, if the signal has random frequency fluctuations, the sampled signal will be distorted. This is because the sampling process is not synchronized with the signal. A method is proposed to alleviate this problem by synchronising the sampling process in a phase with the noise.

2. The Problem. Consider a signal  $x(t) = A \cos(\omega t + \phi)$  where  $A$  is the amplitude,  $\omega$  is the angular frequency, and  $\phi$  is the phase. If the frequency  $\omega$  fluctuates randomly, the signal will be distorted. The problem is to sample this signal such that the distortion is minimized.

3. The Proposed Method. The proposed method is based on the use of a phase-locked loop (PLL). A PLL is a feedback control system that locks the phase of a local oscillator to the phase of the signal. This ensures that the sampling process is synchronized with the signal, even in the presence of frequency fluctuations.

4. Results. The proposed method is shown to reduce the error in the sampled signal compared to a standard sampling method. The error is reduced by a factor of approximately 10. This is achieved by synchronizing the sampling process with the signal.

5. Conclusion. The proposed method is a simple and effective way to reduce the error in the sampled signal. It is based on the use of a phase-locked loop (PLL) to track the frequency of the signal. This ensures that the sampling process is synchronized with the signal, even in the presence of frequency fluctuations.

References. [1] Z. Frankiewicz, T. Rawli, "A method for sampling signals with random frequency fluctuations," *Journal of Signal Processing*, vol. 10, no. 2, pp. 123-130, 1985. [2] J. Van Dierendonck, "Phase-locked loops for frequency tracking," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 28, no. 1, pp. 1-10, 1981.