

L.Gyergyek, M.Vezjak, F.Jager, F.Solina
Fakulteta za elektrotehniko, Tržaška 25,
Ljubljana, Jugoslavija

SAOPŠTENJE

DIGITALNO FILTRIRANJE ELEKTROKARDIOGRAMA BREZ FAZNEGA POMIKA

DIGITAL FILTERING OF ELECTROCARDIOGRAM WITH ZERO PHASE SHIFT

POVZETEK Delo opisuje metodo za izločanje šuma iz elektrokardiograma z uporabo rekurzivnega digitalnega filtriranja. Rekurzivni Butterworthov nizki in visoki filter 4. reda kaže v svojem propustnem področju konstantno amplitudo in nelinearen potek faze, ki povzroči fazni pomik. Fazni pomik lahko popravimo z uporabo dvosmernega filtriranja. Signal procesiramo najprej v smeri naprej in nato v smeri nazaj.

ABSTRACT A method for the elimination of the noise of the electrocardiogram by recursive digital filtering is described in this work. A recursive Butterworth high-pass and low-pass filter of the 4th order shows in its transmission band a constant amplitude response and a non-linear phase, which provokes phase shift. By using the double-pass filtering phase shift is corrected. Signal is processed first in forward time and then in reverse time.

UVOD

Računalniška analiza elektrokardiograma se sestoji iz naslednjih delov /1/:

- 1) Zajetje signalov na računalnik
- 2) Izločanje koristnega signala iz ozadja motenj
- 3) Razpoznavanje značilnih oblik in avtomatsko diagnosticiranje

Posnetek elektrokardiograma je v mirovanju še bolj pa pri testu obremenitve moten s šumom. Šum v posnetku je definiran kot katera koli motnja, ki je aditivno dodana koristnemu signalu /1/, /2/. Signal EKG je izrazito nizkofrekvenčen pojav. Glavna informacijska vsebina signala EKG leži v področju frekvenc med

0Hz in 40Hz. Spektralne komponente nad to frekvenco dosežejo v povprečju komaj 3% maksimalne amplitude /2/. Narava šuma je lahko stohastična ali periodična. Stohastične motnje so naključni šum bioelektričnih napetosti mišic (njihov spekter leži med 20Hz in 500Hz) in polarizacijskih učinkov elektrod, periodične pa nastopijo zaradi relativnega pomikanja elektrod proti srcu (0,2Hz do 1,7Hz) in interference omrežne napetosti (50Hz) /2/. Odločili smo se za rekurzivne digitalne filtre sintetizirane s transformacijo Z. Digitalni filtri imajo nekaj prednosti pred analognimi /3/:

- 1) Enostavna in hitra realizacija
- 2) Hiter odziv
- 3) Ojačenje na propustnem področju je konstantno
- 4) Izhodni signal je v digitalni obliki (primeren je za nadaljnjo obdelavo)
- 5) Velika dinamika

Slabe lastnosti teh filtrov so relativno hiter prehod v nestabilno področje zaradi spremembe koeficientov filtra (koeficienti so omejeni z dolžino računalniške besede) in popačenje faze.

V članku nakazujemo možnost filtriranja signalov EKG in korekcije faze z uporabo dvosmernega filtriranja. Podani so tudi rezultati filtriranja.

DIGITALNI FILTRI

Uporabili smo 4-polni Butterworth-ov visoki in nizki filter /4/, /5/. Enačba (1) podaja diskretno prevajalno funkcijo visokega in enačba (2) nizkega filtra.

$$H_v(Z) = \frac{(Z-1)^4}{(Z-Z_1)(Z-Z_1^*)(Z-Z_2)(Z-Z_2^*)} b_{Ov} \quad (1)$$

$$H_n(Z) = \frac{Z^2}{(Z-Z_1)(Z-Z_1^*)(Z-Z_2)(Z-Z_2^*)} b_{On} \quad (2)$$

Lega polov v Z in p ravnini je določena z enačbami:

$$Z_k = \exp(p_k T), \quad Z_k^* = \exp(p_k^* T); \quad k = 1, 2, \quad (3)$$

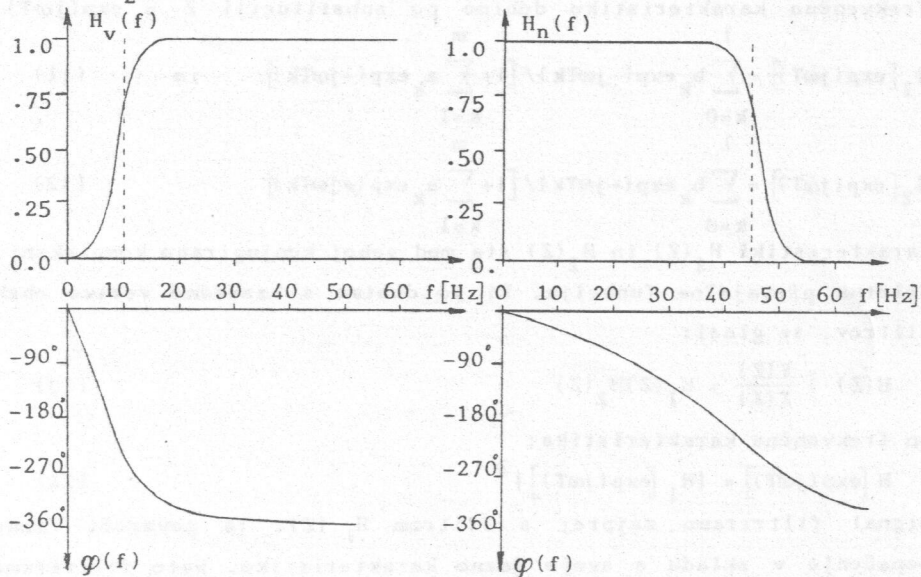
$$p_1 = 2\pi f_g (-\cos 67,5^\circ + j \sin 67,5^\circ) \quad (4)$$

$$p_2 = 2\pi f_g (-\cos 22,5^\circ + j \sin 22,5^\circ),$$

kjer sta $T = 1/f_s$ (f_s - frekvenca vzorčenja) in f_g mejna frekvenca pri kateri pade amplituda za 3 dB. Amplitudni in fazni potek za visoki filter ($f_g = 10\text{Hz}$) je dan na sliki 1.a in za nizki filter ($f_g = 45\text{Hz}$) na sliki 1.b. Opazimo lahko konstantno amplitudo v prostnem področju in nelinearni potek faze. Diferenčna enačba (5) zagotavlja minimalni čas izračunavanja odziva za visoki filter in (6) za nizki filter.

$$\begin{aligned} f_1(n) &= b_{\text{Ov}} x(n) + (Z_1 + Z_1^*) f_1(n-1) - |Z_1|^2 f_1(n-2) \\ f_2(n) &= f_1(n) - 2f_1(n-1) + f_1(n-2) + (Z_2 + Z_2^*) f_2(n-1) - |Z_2|^2 f_2(n-2) \\ y(n) &= f_2(n) - 2f_2(n-1) + f_2(n-2) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} f_1(n) &= b_{\text{Ov}} x(n) + (Z_1 + Z_1^*) f_1(n-1) - |Z_1|^2 f_1(n-2) \\ f_2(n) &= f_1(n-1) + (Z_2 + Z_2^*) f_2(n-1) - |Z_2|^2 f_2(n-2) \\ y(n) &= f_2(n-1) \end{aligned} \quad (6)$$



a) $f_g = 10\text{ Hz}$ $f_s = 500\text{ Hz}$ b) $f_g = 45\text{ Hz}$

Slika 1 Amplitudni in fazni potek visokega in nizkega filtra

KOREKCIJA FAZNEGA POMIKA

Rekurzivni filtri, posebno nižjih redov, vedno povzročajo fazna popačenja! Vdoločeni vrsti problemov, posebno kadar dopuščamo off-line obdelavo, lahko uporabimo dvosmerno filtriranje /6/. Vzemimo dva rekurzivna filtra m-tega reda:

$$r_n = - \sum_{k=0}^m a_k r_{n-k} + \sum_{k=1}^l b_k x_{n-k} \quad \text{in} \quad w_n = - \sum_{k=0}^m a_k w_{n+k} + \sum_{k=1}^l b_k x_{n+k}, \quad (7)$$

ki sta med seboj enaka, le da procesirata signal $x(n)$ v nasprotnih smereh. Z uporabo transformacije Z lahko izračunamo pripadajoči prevajalni funkciji:

$$H_1(Z) = \frac{R(Z)}{X(Z)} = \sum_{k=0}^l b_k Z^{-k} / (1 + \sum_{k=1}^m a_k Z^{-k}) \quad \text{in} \quad (9)$$

$$H_2(Z) = \frac{W(Z)}{X(Z)} = \sum_{k=0}^l b_k Z^{+k} / (1 + \sum_{k=1}^m a_k Z^{+k}) = H_1(Z^{-1}) \quad (10)$$

Frekvenčno karakteristiko dobimo po substituciji $Z = \exp(j\omega T)$.

$$H_1[\exp(j\omega T)] = \sum_{k=0}^l b_k \exp(-j\omega T k) / [1 + \sum_{k=1}^m a_k \exp(-j\omega T k)] \quad \text{in} \quad (11)$$

$$H_2[\exp(j\omega T)] = \sum_{k=0}^l b_k \exp(+j\omega T k) / [1 + \sum_{k=1}^m a_k \exp(+j\omega T k)] \quad (12)$$

Karakteristiki $H_1(Z)$ in $H_2(Z)$ sta med seboj konjugirano kompleksni. Celotna prevajalna funkcija, ki jo dobimo s kaskadno vezavo obeh filtrov, se glasi:

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = H_1(Z)H_2(Z) \quad (13)$$

in frekvenčna karakteristika:

$$H[\exp(j\omega T)] = |H_1[\exp(j\omega T)]|^2 \quad (14)$$

Signal filtriramo najprej s filtrom $H_1(Z)$. Ta povzroči fazno popačenje v skladu s svojo fazno karakteristiko. Nato filtriramo signal še s filtrom $H_2(Z) = H_1(Z^{-1})$, s katerim mu popravimo fazo. Z drugimi besedami povedano: z izbranim filtrom procesiramo signal najprej v smeri naprej in nato še v smeri nazaj.

VPLIV PREHODNEGA POJAVA

Za študij prehodnega pojava vzemimo diskretno prevajalno funkcijo prvega reda:

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{Z}{Z-K}, \quad (15)$$

kjer naj bo $|K| < 1$ zaradi stabilnosti. Določimo odziv tega sistema na kompleksno eksponencialko:

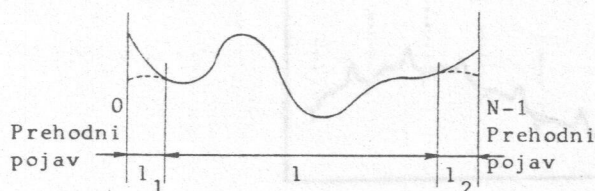
$$x(kT) = \exp(j\omega Tk) \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

$$x(kT) = 0 \quad \text{drugje}$$

Odziv $y(kT)$ je:

$$y(kT) = \frac{\exp(j\omega Tk)}{1 - K \exp(-j\omega T)} - \frac{K^{k+1} \exp(-j\omega T)}{1 - K \exp(-j\omega T)} \quad (16)$$

Prvi člen desne strani v enačbi (16) predstavlja stacionarno stanje, drugi pa prehodni pojav. Drugi člen gre z naraščajočim k proti nič. Prehodni pojav dobimo seveda tudi pri procesiranju signala v smeri nazaj. Zaključimo lahko, da obstaja določen predel l na področju $0 < k < N-1$, kjer lahko vpliv prehodnih pojavov zanemarimo (slika 2), filtrirani signal pa je v fazi z vhodnim signalom neodvisno od frekvenca.

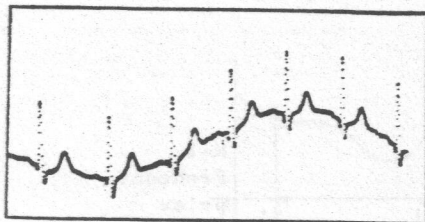


Slika 2 Vpliv prehodnega pojava

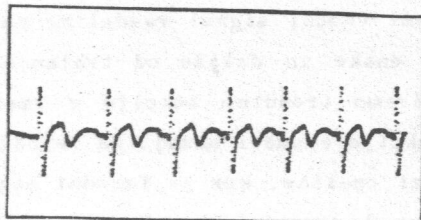
Shema za on-line obdelavo signalov pri dvosmernem filtriranju je dana v /6/. Pri tej shemi vhodni signal razdelimo na posamezne sekcije. Sekcije naj bodo enake in daljše od trajanja prehodnih pojavov. Medtem, ko filtriramo trenutno sekcijo v smeri naprej, filtriramo tudi prejšnjo sekcijo v smeri nazaj. Na ta način filtriramo signal pravzaprav kvazi on-line, ker je izhodni signal zakasnjjen za $2lT$ /6/. Parameter l je odvisen od dolžine sekcije in trajanja prehodnega pojava.

REZULTATI

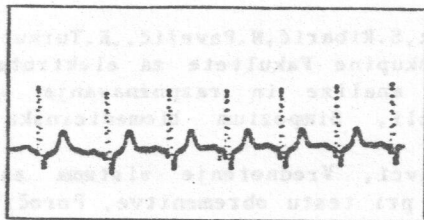
Večpolni ko je filter, ostrejša je njegova karakteristika v mejnem področju. Ostrejša ko je karakteristika filtra, bolj točno moramo izračunati njegove koeficiente, da zagotovimo njegovo stabilnost. Problem, ki se pri tem pojavlja je končna dolžina računalniške besede. Sprememba koeficientov filtra zaradi končne dolžine računalniške besede povzroči pomik pola izven kroga enote, kar ima za posledico nestabilnost filtra. Izkazalo se je, da je 32 bitna beseda v aritmetiki s plavajočo vejico na miniračunalniku PDP 11/34 (23 bitov za mantiso) dovolj dolga za 4 polne filtre, medtem ko bi za 6 polne filtre morali preiti na 64 bitov (55 bitov za mantiso). Štiripolni filtri so se izkazali tudi za 50% hitrejši od šest polnih. Slika 3 prikazuje signal EKG moten z nizkofrekvenčnimi motnjami manj kot 1Hz, slika 4 ta signal po filtriranju z visokim filtrom 0,8Hz in slika 5 po fazni korekciji. Sliki 6 in 7 prikazujeta signal pred in po filtriranju in fazni korekciji z nizkim filtrom 45Hz.



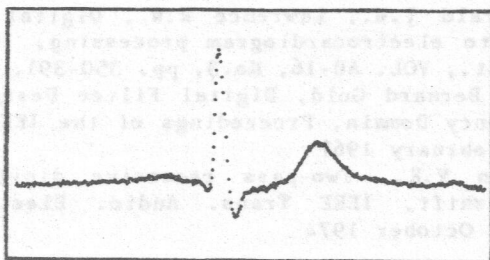
Slika 3 Signal EKG moten s šumom manj kot 1Hz



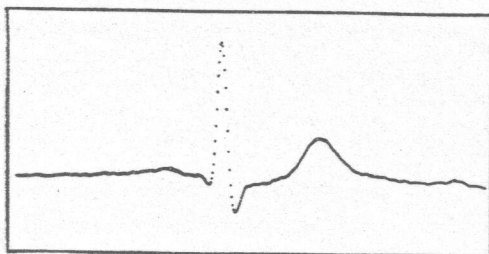
Slika 4 Signal EKG po filtriranju z visokim filtrom 0,8Hz



Slika 5 Signal EKG po fazni korekciji



Slika 6 Signal EKG moten z šumom več kot 40Hz



Slika 7 Signal EKG po filtriranju in fazni korekciji z nizkim filtrom 45Hz

ZAKLJUČEK

Nakazali smo možnost filtriranja elektrokardiograma z uporabo digitalnih filtrov sintetiziranih s transformacijo Z. Prednost teh filtrov je hiter odziv in enostavna realizacija. Fazni pomik, ki ga povzročajo ti filtri lahko odstranimo z dvosmernim filtriranjem, kjer signal procesiramo najprej v smeri naprej in nato še v smeri nazaj.

LITERATURA

- /1/L.Gyergyek, M.Vezjak, S.Ribarić, N.Pavešič, K.Turkulin, V.Valenčič
Pregled dejavnosti skupine Fakultete za elektrotehniko v Ljubljani na področju analize in razpoznavanja signalov EKG, Zbornik na materiali, Simpozium biomedicinska kibernetika Skopje, 1978
- /2/L.Gyergyek s sodelavci, Vrednotenje sistema za analizo in diagnosticiranje EKG pri testu obremenitve, Poročilo znanstveno raziskovalne naloge, Ljubljana, 1978
- /3/L.Gyergyek s sodelavci, Procesiranje in razpoznavanje elektrokardiograma (2. faza), Poročilo znanstveno raziskovalne naloge, Ljubljana, 1976
- /4/Weaver C.S., Von der Groeben J., Mantey P.E., Toole J.G., Cole C.A., Fitzgerald J.W., Lawrence R.W., Digital filtering with applications to electrocardiogram processing, IEEE Trans. Audio. Electroacoust., VOL. AU-16, No.3, pp. 350-391, Sept.1968
- /5/Charles M. Rader, Bernard Gold, Digital Filter Design Techniques in the Frequency Domain, Proceedings of the IEEE, VOL.55, No.2, pp.149-171, February 1967
- /6/Kormylo J.J., Jain V.K., Two-pass recursive digital filter with zero phase shift, IEEE Trans. Audio. Electroacoust., VOL.22, pp.384-387, October 1974

