

Komparativna analiza metoda za potiskivanje akustičkog eha

Srdan N. Abadžić

Sadržaj — U radu je opisan metod adaptive filtracije akustičkog eha. Upotrebljeni su sljedeći adaptivni filtri: NLMS (*Normalized Least Mean Square*), RLS (*Recursive Least Squares*), WRLS (*Weighted Recursive Least Squares*) i FKY (*Fortescue-Kerшенbaum-Ydstie*). Rad se bavi izborom optimalnog filtra za potiskivanje akustičkog eha. Prikazuje se ponašanje datih filtara pri promjeni akustičkih osobina prostora u kome se filtar primjenjuje.

Ključne reči — Adaptivni filtri, Akustički eho, FKY, NLMS, RLS, WRLS.

I. UVOD

U telekomunikacijama pojava eha predstavlja ozbiljan problem i neželjenu pojavu. Definiše se kao zakašnjenja i izobličena verzija originalnog signala koja se iz nekih razloga (refleksija ili nešto drugo) kreće ka sopstvenom izvoru [1]. Ovakva pojava pogoršava razumljivost pri prenosu govornog signala ali i povećava vjerovatnoću greške prilikom prenosa podataka. U svakom slučaju, pojava eha je nepoželjna u telekomunikacijama, te se iz tih razloga želi što više potisnuti.

Akustički eho se najčešće potiskuje uz pomoć adaptivnog filtra koji treba da radi u realnom vremenu (što se postiže smanjenjem računске složenosti adaptivnog algoritma), da ne unosi u sistem veliko kašnjenje i da što brže konvergira ka rješenju.

Cilj rada je da pokaže prednost algoritma sa promjenljivim faktorom zaboravljanja pri potiskivanju eha u nestacionarnim uslovima rada u odnosu na ostale algoritme koji potiskivanje eha vrše u vremenskom domenu.

Opisani algoritmi se mogu naći u [1] dok se u [2], [3] i [5] mogu pronaći načini projektovanja digitalnih filtara. Osobine i karakteristike akustičkog eha sam našao u [4] i [6].

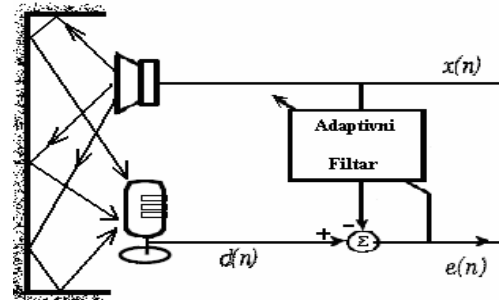
II. NAČIN NASTANKA AKUSTIČKOG EHA

Akustički eho je jedan od fundamentalnih problema koji utiče na prenos govornog signala. Naročito je izražen kod telefoniranja „slobodnih ruku“ (eng. *hands free*) koje se koristi u automobilima radi bezbjednije vožnje ali i kod akustičkih i video telekonferencija. Akustički eho je signal koji nastaje višestrukom refleksijom zvučnih talasa i uspostavljanjem akustičkog kanala između zvučnika i mikrofona [1]. Vrijeme kašnjenja kao i izobličenos

reflektovanih zvučnih talasa zavisi od okruženja u kome se uređaj za komunikaciju nalazi. Svako okruženje ima drugačije akustičko svojstvo koje je promjenljivo. Zbog te promjenljivosti i nepredvidivosti, trajanje akustičkog eha može biti od nekoliko stotina u automobilu ili manjoj prostoriji do nekoliko hiljada odbiraka u nekoj većoj prostoriji pri frekvenciji odabiranja od 8 do 10 kHz. Usled ovakvih osobina akustičkog eha, primjena adaptivnih filtara je možda i jedini pravi izbor za potiskivanje eha.

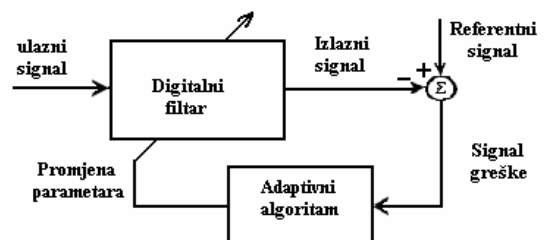
III. ADAPTIVNO FILTRIRANJE

Trenutno najefikasniji metod za potiskivanje eha je upotreba adaptivnih filtara. Zajedničke osobine svih adaptivnih filtara su da uspešno modeluju prenosni put eho signala, zatim da što bolje procene parametre modela prenosnog puta, pa nakon toga da generišu repliku eho signala. Zatim se ta replika oduzima od dolaznog signala kako bi se uklonio signal eha i na taj način ostavio samo korisni, željeni signal. Razlog uvođenja adaptivnih filtara za potiskivanje eha je ta što adaptivni filtri imaju osobinu da mijenjaju sami svoje parametre uz malo predznanje o karakteristikama prenosnog puta, a sve sa ciljem praćenja promjena koje se javljaju pri komunikaciji.



Sl. 1. Princip adaptivnog filtriranja akustičkog eha

Na sl. 1 je prikazano gde se u sistem postavlja adaptivni filtar radi što boljeg potiskivanja akustičkog eha. Standardna struktura adaptivnog filtra je prikazana na slici 2.



Sl. 2. Struktura adaptivnog filtra

Sa slike vidimo da se adaptivni filter sastoji iz dva dijela. Prvi dio čini digitalni filter koji treba da modeluje prenosni put eha. Drugi dio čini adaptivni algoritam pomoću kojeg se vrši ažuriranje vrijednosti parametara digitalnog filtra, zavisno od promjena koje nastaju na prenosnom putu eha.

IV. OPIS ALGORITAMA

A. NLMS Algoritam

Kriterijumska funkcija, čija se minimizacija vrši tokom NLMS algoritma, je definisana na sljedeći način:

$$J(k) = e^2(k) \tag{4.1}$$

Gradijent ovako definisane kriterijumske funkcije je:

$$\hat{\nabla} = \frac{\partial e^2(k)}{\partial \mathbf{H}} = 2e(k) \frac{\partial e(k)}{\partial \mathbf{H}} = 2e(k) \begin{bmatrix} \frac{\partial e(k)}{\partial b_0} \\ \vdots \\ \frac{\partial e(k)}{\partial b_M} \end{bmatrix} = -2e(k) \mathbf{X}(k) \tag{4.2}$$

Pri čemu je $e(k)$ signal greške koji se definiše kao:

$$e(k) = d(k) - y(k) = d(k) - \mathbf{X}(k)^T \mathbf{H}(k) \tag{4.3}$$

gdje je $d(k)$ referentni signal, $y(k)$ izlaz iz filtra, $\mathbf{H}(k)$ je vektor-kolona estimiranih parametara FIR filtra u k -tom trenutku, a $\mathbf{X}(k)$ je vektor-kolona ulaznih podataka (slika 2), definisana kao:

$$\mathbf{X}(k) = [x(k) \ x(k-1) \ x(k-2) \ \dots \ x(k-M)]^T \tag{4.4}$$

Iz (4.2) se vidi i najveća prednost NLMS algoritma. Trenutna procjena gradijenta kriterijumske funkcije zavisi samo od ulaznog signala u k -tom trenutku i odgovarajućeg signala greške. Dobija se da je za estimaciju gradijenta potrebna samo jedna operacija množenja po svakom parametru, što predstavlja odličan preduslov za primjenu algoritma u realnom vremenu. Korišćenjem procjene gradijenta (4.2), dobijamo izraz za NLMS algoritam:

$$b_i(k+1) = b_i(k) + \frac{\alpha [e(k)x(k-i)]}{\sum_{j=0}^M x^2(k-j)}, \quad i = 0, 1, \dots, M \tag{4.5}$$

gde je M red FIR filtra, a α je koeficijent čija se vrijednost nalazi u opsegu $0 < \alpha < 2$, dok se vektor $\mathbf{H}(k)$ definiše kao:

$$\mathbf{H}(k) = [b_0(k) \ b_1(k) \ b_2(k) \ \dots \ b_M(k)] \tag{4.6}$$

B. RLS Algoritam

Kriterijumska funkcija RLS algoritma je nešto složenija od kriterijumske funkcije NLMS algoritma, i glasi:

$$J(k) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^k e^2(i) \tag{4.7}$$

Može se primjetiti da (4.1) predstavlja aproksimaciju izraza (4.7). Tu se nalazi uzrok složenosti RLS algoritma u odnosu na NLMS.

Ako izraz (4.3) uvrstimo u (4.7) i izvršimo diferenciranje kriterijumske funkcije, dobijamo:

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \mathbf{H}(k)} = -\mathbf{Z}^T(k) y(k) + \mathbf{Z}^T(k) \mathbf{Z}(k) \tag{4.8}$$

gdje je $\mathbf{Z}(k)$ definisano kao:

$$\mathbf{Z}(k) = \begin{bmatrix} x(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ x(1) & x(0) & 0 & \dots & 0 \\ x(2) & x(1) & x(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(k) & x(k-1) & x(k-2) & \dots & x(k-M) \end{bmatrix}$$

Izjednačavanjem izraza (4.8) sa nulom, minimiziramo (4.5). Sređivanjem tako dobijenih izraza, dobijamo jednačine koje opisuju RLS algoritam:

$$\mathbf{H}(k+1) = \mathbf{H}(k) + \mathbf{K}(k+1)[d(k+1) - \mathbf{X}(k+1)^T \mathbf{H}(k)] \tag{4.9}$$

gdje je:

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}(k+1)\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{P}(k)\mathbf{X}(k+1)[\mathbf{I} + \mathbf{X}^T(k+1)\mathbf{P}(k)\mathbf{X}(k+1)]^{-1} \tag{4.10}$$

pri čemu je $\mathbf{P}(k) = [\mathbf{Z}^T(k)\mathbf{Z}(k)]^{-1}$, dok su $d(k)$, $\mathbf{X}(k)$ i $\mathbf{H}(k)$ ranije definisani.

Poređenjem izraza (4.5) i (4.9) da se primjetiti da su forme oba algoritma iste, pri čemu se kod NLMS-a korekcija parametara vektora \mathbf{H} vrši na osnovu procjenjenog gradijenta kriterijumske funkcije „otežanog“ nekom konstantom, dok se kod RLS-a ta korekcija vrši na osnovu reziduala mjerenja ($e(k)$) koji je pomnožen matricom \mathbf{K} .

C. WRLS Algoritam

RLS algoritam je u osnovnoj verziji primjeren estimaciji parametara za stacionarne uslove. Znači da se radi o algoritmu koji uvažava sve prethodne vrijednosti ulaznog signala i na osnovu njih vrši procjenu parametara u narednom trenutku. Takvi algoritmi se nazivaju „algoritmi sa neograničenom memorijom“ [1]. Kod nestacionarnih signala (kakav je govorni signal) je potrebno koristiti algoritme sa ograničenom memorijom, tj. da se vremenom raniji odbirci ulaznog signala „zaboravljaju“. To se postiže uvođenjem faktora zaboravljanja u kriterijumsku funkciju, koja onda izgleda:

$$J(k) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^k \rho^{k-i} e^2(i) \tag{4.11}$$

gdje je ρ konstanta koja se nalazi u granicama $0 < \rho \leq 1$ i oduzima efektivnu memoriju algoritma. Kod stacionarnih uslova se primjenjuje $\rho = 1$ (RLS algoritam), dok se za nestacionarne uslove za ρ uzimaju vrijednosti manje od 1. Pretpostavljajući da se nestacionarni signal sastoji od stacionarnih segmenata određene dužine, faktor zaboravljanja se može odrediti na sljedeći način (uz pretpostavku da je vrijednost faktora bliska jedinici):

$$\rho^k = e^{k \ln \rho} = e^{k \ln(1+\rho-1)} \approx e^{-k(1-\rho)} \tag{4.12}$$

odnosno,

$$\rho^k = e^{-k/\tau}; \tau = \frac{1}{1-\rho} \tag{4.13}$$

Na taj način dobijamo da je efektivna memorija algoritma:

$$\tau = \frac{-I}{\log \rho} \approx \frac{I}{I - \rho} \quad (4.14)$$

kada je ρ blisko jedinici.

Minimizacijom (4.11) dobijamo jednačine koje opisuju WRLS algoritam:

$$\mathbf{H}(k+1) = \mathbf{H}(k) + \mathbf{K}(k+1)[\mathbf{d}(k+1) - \mathbf{X}^T(k+1)\mathbf{H}(k)] \quad (4.15)$$

gdje je

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}(k)\mathbf{X}(k+1)[\rho + \mathbf{X}^T(k+1)\mathbf{P}(k)\mathbf{X}(k+1)]^{-1} \quad (4.16)$$

Iz (4.15) i (4.16) se vidi da „mala“ modifikacija na RLS algoritmu može da poboljša rezultate rada algoritma u nestacionarnim uslovima.

D. FKY Algoritam

U praksi je malo vjerovtno da će se znati kada će nastupiti nestacionarno stanje i kolike su dužine stacionarnih dijelova u tom nestacionarnom stanju. Zbog toga se mora estimirati stepen nestacionarnosti i na osnovu tih saznanja automatski određivati vrijednosti faktora zaboravljanja, tokom samog rada algoritma.

FKY algoritam predstavlja takođe jednu od modifikacija RLS algoritma. Na prijedlog autora (*Fortescue-Kershenbaum-Ydstie*), po kome je i dobio ime, promjenljivi faktor zaboravljanja kod RLS algoritma je definisan na sljedeći način:

$$\rho(k) = 1 - \frac{e^2(k)}{\beta_0 [I + \mathbf{X}^T(k)\mathbf{P}(k-I)\mathbf{X}(k)]} \quad (4.17)$$

gdje je $e(k)$ trenutna greška ili reziduum, a β_0 konstanta odabrana tako da se zadovolji željeni kvalitet estimacije u stacionarnom režimu. FKY algoritam ne garantuje pozitivne vrijednosti faktora zaboravljanja, pa mu je potrebno ograničiti vrijednost sa donje strane na $\rho_{min} < 1$ [1].

FKY algoritam je takođe definisan preko jednačina (4.15) i (4.16), pri čemu se u (4.16) umjesto ρ piše $\rho(k)$. Time se pokazuje da je faktor zaboravljanja promjenljiva veličina u vremenu.

V. REZULTATI SIMULACIJA

Za modelovanje prenosnog puta eho signala, korišten je FIR adaptivni filtar. Korišćenje IIR filtara može prouzrokovati nestabilnost adaptivnog algoritma, ukoliko bi se polovi prenosne funkcije našli izvan jediničnog kruga zbog čega se ovaj filtar nije koristio [2]. U prethodnom poglavlju su opisana četiri algoritma koji procjenu parametara FIR filtra vrše u vremenskom domenu. Zadatak adaptivne filtracije je da pomoću FIR filtra estimira prenosni put eho signala na osnovu razlike dolaznog signala (referentnog, $d(t)$) i signala koji izlazi iz filtra (koji predstavlja estimaciju signala eha, $y(t)$).

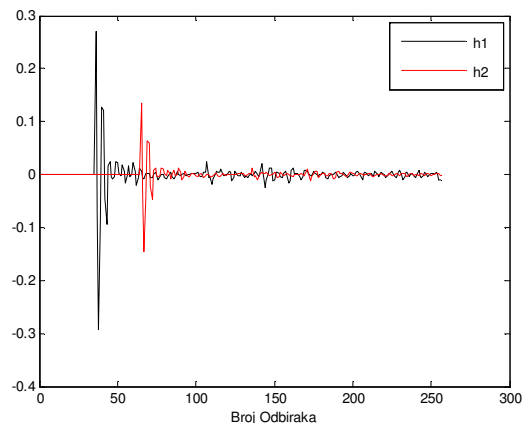
Kao ulazni podaci za simulaciju navedenih algoritama korišteni su: govorni signal (snimljena rečenica u dužini od oko 5 sekundi sa periodom odabiranja od 8kHz) i impulsni odziv prenosnog puta eho signala. Impulsni odziv h_1 sam preuzeo od profesora dok h_2 predstavlja zakašnjenju verziju h_1 čija je amplituda pomnožena sa 0,5 jer opisane promjene mijenjaju vrijednosti parametara filtra $H(k)$, a ujedno ne utiču na frekvencijski opseg, tj. h_1 i h_2 imaju iste frekvencijske opsege. Konvolucijom govornog signala i

datog impulsnog odziva, dobija se referentni signal (slika 1). Zadatak za sve algoritme je da signal greške (4.3) što je moguće više približe nultoj vrijednosti. Kao mjera uspješnosti potiskivanja eho signala, izabran je *ERLE* faktor (eng. *Echo Return Loss Enhancement*), koji se definiše kao:

$$ERLE = 10 \log_{10} \left\{ \frac{E[y^2(k)]}{E[e^2(k)]} \right\} \quad (5.1)$$

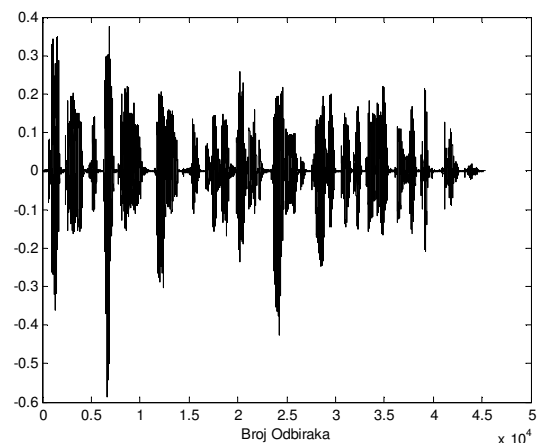
U simulacijama je korištena procena *ERLE* faktora u kome je matematičko očekivanje zamjenjeno aritmetičkom sredinom, tj. korištena je „short-time“ prozorska procena. Sve simulacije su radjene u MatLab-u.

Cilj simulacije je da pokaže kako će se algoritmi ponašati kada se u nekom trenutku rada algoritma promjeni impulsni odziv prenosnog puta eho signala. Na taj način se uvodi nestacionarnost u sistem koja potiče od promjene vrijednosti parametara koje algoritam treba da estimira. Na 8500. odbirku dolazi do promjene impulsnog odziva. Do 8500. odbira se koristio h_1 impulsni odziv, a nakon toga do 24000. odbirka je korišten h_2 impulsni odziv. Poslje 24000. odbirka ponovo se u algoritmu koristi h_1 impulsni odziv. Korišteni impulsni odzivi su prikazani na slici 3.



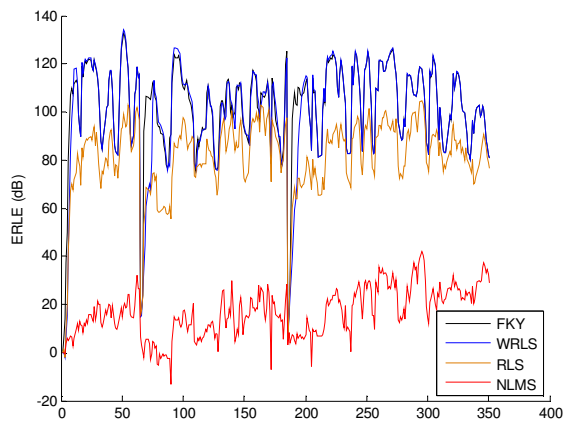
Sl. 3. Impulsni odzivi prenosnog puta eho signala

Slika 4 prikazuje govorni signal u vremenskom domenu koji se koristio u algoritmu.



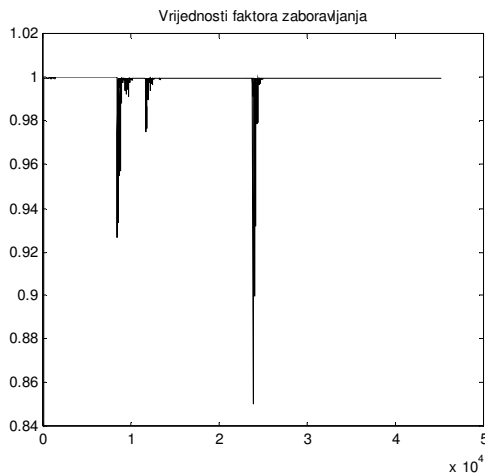
Sl. 4. Govorni signal korišten u simulaciji

Na slici 5 su prikazani dobijeni rezultati svih opisanih algoritama pri potiskivanju akustičkog eha.



Sl. 5. ERLE faktor pri potiskivanju akustičkog eha

Slika 6 prikazuje vremensku zavisnost faktora zaboravljanja kod FKY algoritma.



Sl. 6. Faktor zaboravljanja $\rho(k)$ kod FKY algoritma

VI. ZAKLJUČAK

Dobijeni rezultati potvrđuju teorijske rezultate. Može se zaključiti da FKY algoritam daje najbolje rezultate, al' da ni WRLS algoritam ne zaostaje puno u performansama. Primjećuje se da svi algoritmi koji za osnovu imaju RLS algoritam (RLS, WRLS i FKY) imaju jako dobra konvergenzijska svojstva za razliku od NLMS algoritma, al'su i dosta računski složeniji. Računska složenost se vidi i iz opisanih algoritama ali i iz vremena trajanja simulacija [1]. Može se konstatovati da je kod nestacionarnih sistema mnogo bolje koristiti FKY algoritam nego bilo koji drugi

ako nam složenost algoritma ne predstavlja problem. U suprotnom, ni rezultati NLMS algoritma nisu loši za primjenu.

Slični rezultati rada FKY algoritma su pokazani i u [1] gdje je radjena komparacija ovog algoritma i još dva algoritma (PGP i PA) za estimaciju faktora zaboravljanja. Manja matematička složenost FKY algoritma je dala nešto slabije rezultate od druga dva algoritma, ali su ti rezultati slični rezultatima postignutim u ovom radu. Potiskivanje eha u frekvencijskom domenu koje je opisano u [4] daje mnogo bolje rezultate. Velika prednost MDBFADF algoritma (frekvencijski domen) je ta što je vrijeme konvergencije osjetno manje.

Napredovanje tehnologije i sve veća prisutnost brzih i relativno jeftinih DSP-ova omogućava i konkretnu primjenu FKY algoritma na realnim sistemima [3].

ZAHVALNICA

Veliku zahvalnost dugujem, Prof. Dr Željku Đuroviću i Prof. Dr Branku Kovačeviću koji su vodili i pratili nastanak ovog rada.

LITERATURA

- [1] B. Kovačević, Z. Banjac, M. Milosavljević, "Adaptivni digitalni filtri," Akademski misao, Beograd 2005.
- [2] Ljiljana Milić, Zoran Dobrosavljević, „Uvod u digitalnu obradu signala“, Akademski misao, Beograd 2004.
- [3] Miodrag Popović, „Digitalna obrada signala“, Akademski misao, Beograd 2003.
- [4] K. Chow, "Efficient Adaptive Acoustic Echo Cancellation, Methods and Structures," Calgary, Alberta 1996.
- [5] M. Lutovac, D. Tošić, B. Evans, „Filter Design for Signal Processing“, Contents Foreword Perforce Software Prentice Hall, ISBN 0-201-36130-2.
- [6] J. Benesty, T. Gänslar, D. R. Morgan, M. M. Sondhi, S. L. Gay, „Advances in Network and Acoustic Echo Cancellation“, Springer, 2001.

ABSTRACT

In this work we present the method of adaptive filtration of acoustic echo. The following adaptive filters are used: NLMS (Normalized Least Mean Square), RLS (Recursive Least Squares), WRLS (Weighted Recursive Least Squares) i FKY (Fortescue-Kershenbaum -Ydstie). This work deals with the choice of optimal filter for cancelling acoustic echo. We present the behaviour of these filters when the acoustic characteristics of space in which the filter is applied are changed.

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE METHOD FOR CANCELLING ACOUSTIC ECHO

Srdan N. Abadžić.