

Blind Decision Feedback ekvalizator sa algoritmom koji kombinuje entropijsku dekorelaciju sa tehnikom curenja koeficijenata

VLADIMIR R. KRSTIĆ, Institut „Mihajlo Pupin“, Beograd

Originalan naučni rad
UDC

U ovom radu je prikazan blind decision feedback ekvalizator (DFE) koji eliminiše propagaciju grešaka tako što transformiše svoj „meki“ feedback filter (SFBF) od linearnog dekorelatora prijemnog signala u blind režimu do nelinearnog mekog feedback ekvalizatora u decision-directed režimu i obrnuto. U nameri da se poveća robustnost SFBF u odnosu na kompleksnost 64-QAM signala, primenjen je stohastičko-gradijentni algoritam entropijskog tipa sa „curenjem“ koeficijenata koji limitira rast modula koeficijenata dekorelatorske u uslovima izražene intersimbolske interferencije. Primenom metode curenja koeficijenata kompenzirani su neželjeni efekti linearne all-pole dekorelacije. Efikasnost dekorelacije sa algoritmom entropijskog tipa koji istovremeno curi koeficijente proverena je metodom Monte Karlo simulacija.

Ključne reči: adaptivna ekvalizacija, blind ekvalizacija, decision feedback ekvalizator

1. UVOD

Blind ekvalizacija ili ekvalizacija „na slepo“ označava širok spektar metoda za poništavanje intersimbolske interferencije (ISI) na izlazu linearnog kanala bez primene bilo kakve unapred poznate trening sekvence [1], [2], [3]. Prednost blind u odnosu na klasične ekvalizatore sa trening sekvencom ogleda se u povećanju efektivnog protoka informacija. Posebno, u point-to-multipoint sistemima, primenom blind ekvalizatora moguće je ostvariti sinhronizaciju rada bilo kog prijemnika a da se pri tome ne prekida rad ostalih prijemnika koji primaju signal istog predajnika. Konačno, blind ekvalizacija omogućava nekooperativno presretanje komunikacija u vojno-bezbednosnim operacijama.

Blind ekvalizacija zasnovana na decision feedback equalizator (DFE) šemi predstavlja poseban istraživačko-razvojni izazov zbog nelinearnosti svog rekurzivnog dela. Kao što je poznato [4], DFE ekvalizator koristi dva filtra za identifikaciju transfer funkcije nepoznatog kanala. Njegov FFF (feedforward) FIR filter vrši estimaciju dela inverznog kanala sa minimalnom fazom dok FBF (feedback filter), koji se napaja sa izlaza kola za detekciju simbola, vrši identifikaciju dela kanala sa minimalnom fazom. Pod pretpo-

stavkom da je detekcija simbola podataka korektna, FBF efikasno poništava post-cursor komponente ISI i pri tome ne vrši pojačanje šuma. Ova osobina DFE dolazi do punog izražaja u sistemima koje karakterišu duboke nule u spektru prijemnog signala. Nažalost, u prisustvu povećanog broja pogrešno detektovanih simbola ili pojave paketa grešaka, FBF filter forsira efekat propagacije grešaka a onda i ispad kompletnog ekvalizatora [4]. Kod klasičnih ekvalizatora ovaj nedostatak se delimično eliminiše tako što se periodično šalje trening sekvenca za readaptaciju ekvalizatora.

S druge strane, u nedostatku trening sekvence, efikasnost blind ekvalizatora isključivo zavisi od performansi primenjenih metoda za optimizaciju adaptivnih parametara i procesiranje signala. Zbog toga početna aktivacija blind DFE ili reaktivacija u slučaju ispada istog mora biti pouzdana i što je moguće brža.

U ovom radu je prikazano inovirano rešenje blind DFE ekvalizatora (Soft-DFE) koji kombinuje SO-DFE (self-optimized) šemu [5] i novi soft feedback (SFBF) filter [6], [7]. SO-DFE koncept adaptacije omogućava istovremenu adaptaciju same filtarske strukture i kriterijuma za njihovu optimizaciju u zavisnosti od stanja konvergencije ekvalizatora i kvaliteta signala na njegovom izlazu. S druge strane, SFBF filter u značajnoj meri unapređuje performanse SO-DFE tako što vrši maksimizaciju entropije izlaza rekurzivnog dela ekvalizatora (joint entropy maximization – JEM) i na taj način povećava efikasnost post-cursor ekvalizacije

Adresa autora: Vladimir Krstić, Institut Mihajlo Pupin, Beograd, Volgina 15

Rad primljen: 12.11.2014.

Rad prihvaćen 04.12.2014.

u odnosu na klasična rešenja zasnovana na MMSE (minimum mean square error) kriterijumu.

Unapređenje Soft-DFE ekvalizatora odnosi se na proširenje režima rada SFBF filtra u ambijentu QAM signala koje karakterišu povećane vrednosti kurtosis statistike (momenata drugog i četvrtog reda). Naime, kao što je pokazano u [8], Soft-DFE uspešno kompenzira efekte ISI u slučaju 16- i 32-QAM signala prenetih preko kanala sa dubokim frekvencijskim fedingom dok u slučaju QAM konstalacija višeg reda, kao što je na primer 64-QAM, pokazuje nedovoljnu robustnost u odnosu na povećane vrednosti amplituda simbola u konstalaciji signala.

Neadekvatna robustnost Soft-DFE ekvalizatora ispoljava se kao nestabilnost njegove transformacije od linearnog blind ekvalizatora, koji vrši blind ekvalizaciju prijemnog signala, do DD-DFE (decision directed – DFE), koji nastavlja adaptaciju u pravcu optimalnog MMSE-DFE ekvalizatora (prijemnika).

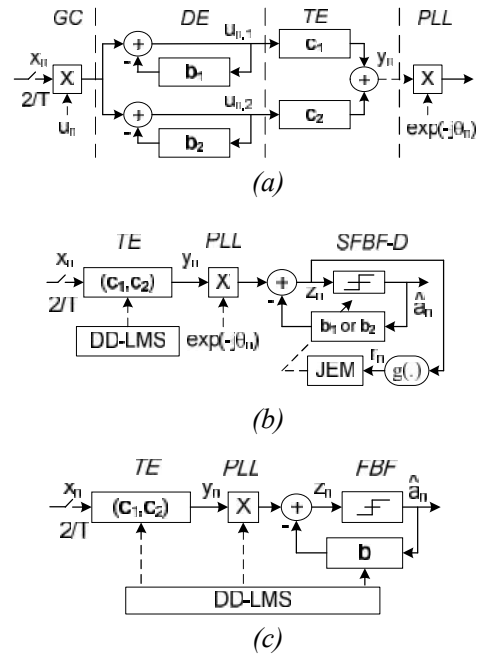
U cilju eliminisanja ove nestabilnosti, onemogućen je prekomeran rast norma vektora koeficijenata *SFBF* ekvalizatora u blind režimu primenom tehnike „curenja“ (leakage) koeficijenata koja ima široku primenu u brojnim aplikacijama adaptivnog filtriranja signala [9], [10].

Rad je organizovan na seleći način. U sekciji 2 je opisan način rada Soft-DFE ekvalizatora. U sekciji 3 je dat prikaz JEM kriterijuma i algoritama JEM tipa SFBF ekvalizatora. U sekciji 4 je JEM algoritam za de-korelaciju prijemnog signala proširen sa članom koji kontroliše curenje koeficijenata. U sekciji 5 su prikazani rezultati simulacija.

2. OPIS SOFT-DFE ŠEME

Soft-DFE ostvaruje adaptaciju kroz tri režima rada. U početnoj fazi (blind režim), Soft-DFE se transformiše u kaskadu linearnih transformatora signala koja obuhvata kolo za automatsku regulaciju pojačanja (*GC*), dekorelator (*DE*) ili „belitelj“ spektra prijemnog signala, linearni ekvalizator (*TE*) i kolo za estimaciju faze nosioca (*PLL*), slika 1a. Ova dekompozicija ekvalizatora omogućava da se kompleksan zadatak blind DFE ekvalizacije podeli na nekoliko jednostavnijih koji se izvršavaju sukcesivno i nezavisno [6].

U blind režimu ključne funkcije vrše *DE* i *TE* ekvalizatori. *DE* spegnut sa *GC* vrši ekvalizaciju amplitudske karakteristike kanala pod kontrolom stohastičko-gradijentnog algoritma JEM tipa dok *TE* istovremeno i nezavisno od *DE* kompenzira efekte faznog izobličenja kombinacije kanal+dekorelator pod kontrolom algoritma konstantnog modula (constant modulus algorithm-CMA) [2]. Efektivno, Soft-DFE u blind režimu vrši T/2-FSE (fractionally-spaced) ekvalizaciju, gde je T interval simbola podataka.



Slika 1 - Adaptacija Soft-DFE kroz tri režima rada: (a) blind režim, (b) meki prelazni režim i (c) režim praćenja.

Posle uspešno ostvarene blind ekvalizacije prijemnog signala, Soft-DFE u sledeća dva koraka obnavlja strukturu klasičnog DFE ekvalizatora. U prvom koraku, koji je označen kao meki prelazni režim, *DE* se transformiše u nelinearni *SFBF-D* ekvalizator koji nastavlja optimizaciju JEM kriterijuma dok *TE* menja CMA za DD-LMS, slika 1b. Transformacija *DE* u *SFBF-D* predstavlja kritičnu fazu adaptacije Soft-DFE zato što *DE* menja poziciju u kaskadi (*DE* posle *TE*) i nastavlja adaptaciju jednog od svoja dva *all-pole* rekurzivna filtra definisana vektorima koeficijenata

$$\mathbf{b}_{i,n} = [b_{i,1,j}, \dots, b_{i,n,N}], \quad i = 1, 2$$

selekcija jednog od dva filtra vrši se na osnovu kriterijuma maksimalne energije izlaznog signala. Efektivno, u mekom prelaznom režimu Soft-DFE optimizira kombinovanu kriterijumsku funkciju JEM+MMSE čime se ublažava efekat propagacije grešaka. Konačno, u režimu praćenja, Soft-DFE nastavlja proces optimizacije kao MMSE-DFE, slika 1c.

Gore opisanu transformaciju ekvalizatora kontroliše monitor MSE greške na osnovu unapred definisanih pragova M_{TL} .

3. JEM ALGORITAM SA CURENJEM COEFICIJENATA

SFBF ekvalizator je zasnovan na teoriji informacija i posebno teoriji neurona Bell-Sejnovski tipa [11]. *SFBF* ostvaruje maksimalan učinak u prenosu informacije sa ulaza na izlaz tako što maksimizira Shannon-ovu entropiju ili, ekvivalentno, minimizira

međusobnu informaciju (redundansu) koja je sadržana u estimatima simbola u formu ISI.

SFBF neuron je definisan kompleksnom nelinearnom diferencijabilnom funkcijom [6]

$$g(z_n, \beta) = z_n(1 + \beta|z_n|^2) \quad (1)$$

kompleksne promenljive z_n gde realna konstanta β determiniše nagib, tj. formu neurona. Variranjem parametra β vrši se podešavanje izvoda funkcije tako da isti ostvari dovoljno dobru aproksimaciju pretpostavljene funkcije raspodele gustine verovatnoće (PDF) ulazne promenljive, tj.

$$g(z, \beta) \approx \int_{-\infty}^z p(u) du \quad (2)$$

gde je $p(z)$ PDF promenljive z , $g(z, \beta) \in [0, 1]$.

U skladu sa ovom osobinom neurona, *SFBF* transformiše nepoznatu $p(z)$ u odgovarajuću PDF sa uniformnom raspodelom u ograničenom opsegu promenljive $r_n = g(z_n, \beta)$. Pod pretpostavkom da su simboli na izlazu korektni, tj. $r_n = a_{n-j}$, $j=1, \dots, N$, Shannon-ova entropija na izlazu *SFBF* data je sa

$$J_H(\mathbf{b}_n) = E \left\{ \ln \left| \frac{\partial r_n}{\partial z_n} \right| \right\} \quad (3)$$

gde operator E označava statističko očekivanje.

Kao što je istaknuto u prethodnoj sekciji, *SFBF* maksimizira entropiju u dva koraka. U blind režimu sa stohastičko-gradijentnim algoritmom JEM-W

$$b_{i,n+1,j} = b_{i,n,j} - \mu_W u_{i,n} (1 - \beta_W |u_{i,n}|^2) u_{i,n}^* \quad (4)$$

a zatim se rekonfiguriše u *SFBF-D* koji nastavlja maksimizaciju entropije sa algoritmom JEM-D

$$b_{n+1,j} = b_{n,j} - \mu_D z_n (1 - \beta_D |z_n|^2) \hat{a}_{n-j}^* \quad (5)$$

$j = 1, \dots, N$

gde su $\{\mu_W, \mu_D\}$ koraci adaptacije i $\{\beta_W, \beta_D\}$ nagibi neurona; simbol * označava konjugovano kompleksnu vrednost.

Na osnovu relacija (4) i (5) lako se može uočiti da JEM-W i JEM-D imaju istu formu koja odražava nelinearni karakter neurona međutim, njihovo ponašanje se razlikuje i uslovljeno je strukturom filtera koje optimiziraju. U slučaju JEM-D, gradijent algoritma je

rezultat korelacije tekuće vrednosti greške i prethodno detektovanih simbola \hat{a}_n koji uzimaju konačne vrednosti iz skupa simbola date konstalacije signala. S druge strane, gradijent algoritma JEM-W koristi izlaz dekorelatora koji predstavlja linearnu kombinaciju tekućeg ulaza i prethodnih izlaza. U ovom slučaju, kao posledica linearnosti dekorelatora, rešenje vektora koeficijenata \mathbf{b}_n za $t = nT$ aproksimira kriterijum $J_H(\mathbf{b}_n)$ koji pretpostavlja određenu saturaciju (ograničavanje) vrednosti izlaza u slučaju velikih vrednosti ulaznog signala. Drugim rečima, za velika izobličenja spektra prijemnog signala ili, ekvivalentno, za povećane vrednosti varijanse intersimbolske interferencije, dekorelator forsira rast modula koeficijenata sa ciljem da kompenzira izobličenja čime narušava izvorni karakter JEM kriterijuma. Zbog toga u trenutku transformacije *DE* u *SFBF-D* može doći do pojačane propagacije grešaka i ispada ekvalizatora. Ova pojava je definisana kao nestabilnost transformacije ekvalizatora a sposobnost JEM algoritama da je savladaju kao mera njihove robusnosti.

Eksperimentalni rezultati su pokazali da su algoritmi JEM-W i JEM-D dovoljno robustni u odnosu na ISI generisanu 16-QAM odnosno 32-QAM signalima [8]. Međutim, u slučaju 64-QAM i konstalacija reda većeg od 64, prekomeran rast modula koeficijenata dekorelatora može da generiše nestabilnost koju karakteriše usporavanje konvergencija ekvalizatora u mekom prelaznom režimu a onda i prestanak rada ekvalizatora.

Kao mera prekomernog rasta modula koeficijenata $\{b_j\}$ u blind režimu posmatrana je konvergencija norma vektora koeficijenata $\|\mathbf{b}_n\|$ u zavisnosti od nagiba β_W kao i efektivna uspešnost ekvalizacije (equalization success index - ESI) koja je definisana odnosom broja uspešnih ekvalizacija i ukupnog broja prolaza u Monte Karlo testu. Rezultati simulacija su potvrdili da su zahtevi za izbor nagiba β_W suprotstavljeni. Naime, sa povećanjem β_W raste efikasnost kompenzacije nule u spektru prijemnog signala i istovremeno opada uspešnost ekvalizacije i obrnuto.

U nameri da se sačuva efikasnost dekorelatora i istovremeno spreči prekomeran rast njegovog norma, JEM kriterijum je proširen članom koji smanjuje („curi“) koeficijente $\{b_j\}$ u blind režimu. U tom slučaju modifikovan JEM kriterijum J_{HL} i odgovarajući algoritam JEM-L dati su, respektivno, sa sledećim relacijama

$$J_{HL}(\mathbf{b}_n) = J_H(\mathbf{b}_n) - \gamma \|\mathbf{b}_n\|^2, \gamma \|\mathbf{b}_n\|^2 \quad J_H(\mathbf{b}_n) \quad (6)$$

$$b_{i,n+1,j} = b_{i,n,j}(1-\gamma) + \mu_w u_{i,n}(1 + \beta_w |u_{i,n}|^2) u_{i,n-j}^* \quad (7)$$

gde je γ mali pozitivan broj (faktor curenja) koji određuje brzinu curenja koeficijenata.

Treba zapaziti da član $\gamma b_{i,n,j}$ u (7) vrši sistematsko curenje modula koeficijenata dekorelatora nezavisno od vrednosti njegovog gradijenta pa čak i onda kada je vrednost stohastičkog gradijenta jednaka nuli, odakle i potiče naziv metode. Forsiranje promene vrednosti koeficijenata dekorelatora na ovaj način degradira optimalnost rešenja što može biti negativan učinak primene curenja. Ipak, za male vrednosti γ moguće je ostvariti dobar kompromis između željenog ograničenja rasta modula koeficijenata i efekta divergencije vektora koeficijenata u odnosu na optimalno rešenje. Pored toga bitno je naglasiti da je curenje koeficijenata dekorelatora ograničeno na vreme trajanja blind režima kao i da efekti primene JEM-L algoritma traju i posle njegove suspenzije.

4. REZULTATI SIMULACIJA

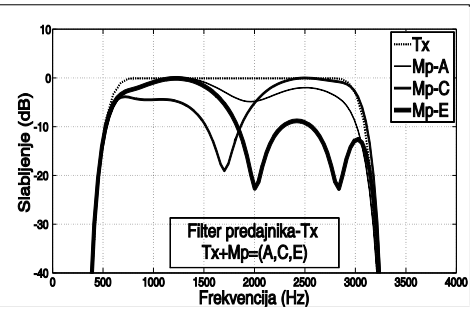
Efikasnost dekorelatora sa JEM-L algoritmom verifikovana je u ambijentu 64-QAM sistema sa vremenski-invarijantnim kanalom i odnosom signal-šum 30 dB. Monte Karlo testovi obuhvataju uporednu analizu performansi DE sa JEM-W i JEM-L algoritima kao i konvergenciju MSE greške i uspešnost ekvalizacije kompletnog Soft-DFE ekvalizatora.

Soft-DFE je realizovan sa 48 i 5 koeficijenata u svom FFF i FBF delu, respektivno, što odgovara ukupnoj dužini ekvalizatora (equalizer spread) od 29 T simbolskih intervala. Početne vrednosti koeficijenata ekvalizatora jednake su nuli osim dva centralna koeficijenta u FFF delu čiji je realni deo jednak jedinici.

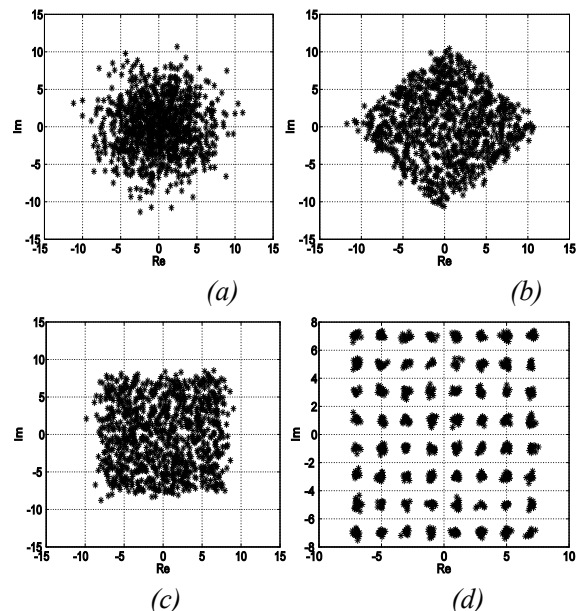
Estimator faze nosioca je u osnovi klasična fazna petlja drugog reda PLL [12] koja je za potrebe prijemnika 64-QAM signala modifikovana na sledeći način: U toku blind i mekog prelaznog režima PLL koristi redukovanu konstalaciju signala koja obuhvata 12 simbola sa najvećom energijom (po tri simbola u svakom uglu četvorougaoone konstalacije), a zatim, u režimu praćenja, kompletnu konstalaciju sa 64 simbola. U prvom slučaju, estimacija faze je ograničena na simbole čiji moduo zadovoljava uslov $|y_n|^2 \geq 72$ dok za $|y_n|^2 < 72$ PLL forsira nultu faznu grešku. Na ovaj način se PLL efektivno ponaša kao estimator faze 4-QAM signala čime je izbegnuta kompleksnost estimacije faze 64-QAM signala u kritičnoj fazi transformacije ekvalizatora.

Kanali Mp-(A,C,E), čije su karakteristike slabljenja prikazane na slici 2, vrše propagaciju signala

preko tri putanje sa različitim faktorima propagacije (slabljenje, kašnjenje). U odnosu na nivo ISI na izlazu iz kanala, Mp-A je deklarisan kao umeren dok su kanali Mp-(C,E) ekstremno oštri. Mp kanali su integrisani u filter na predaji (Tx) koji zajedno sa filtrom na strani prijemnika deli karakteristiku podignutog kosinusa sa faktorom zaobljenja 0.12.



Slika 2 - Normalizovane karakteristike slabljenja amplitude MP kanala.

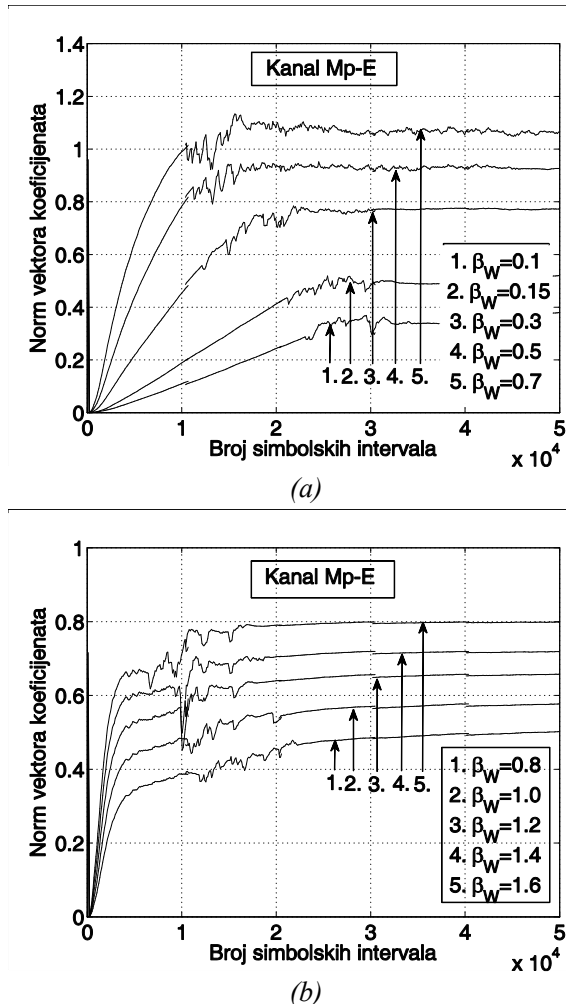


Slika 3 - Konstalacija 64-QAM signala na izlazu ekvalizatora, Mp-C kanal: (a) početak blind režima, (b) prag M_{TL-1} , (c) prag M_{TL-2} i (d) prag M_{TL-3} .

Pragovi promene režima rada $M_{TL-1}=8$ dB, $M_{TL-2}=-2.1$ dB i $M_{TL-3}=-5$ dB odabrani su tako da se postigne najbolji kompromis između brzine konvergencije i uspešnosti ekvalizacije u posmatranom vremenskom intervalu trajanja 50000 T. ESI indeks se meri u odnosu na prag M_{TL-3} tako da je ekvalizacija uspešna ako MSE padne ispod praga M_{TL-3} . Slika 3 prikazuje konstalaciju 64-QAM signala na izlazu iz Soft-DFE u nekoliko karakterističnih faza ekvalizacije.

Slike 4 i 5 ilustruju ponašanje FBF dela ekvalizatora u zavisnosti od JEM-W i JEM-L algoritama dok slike 6 i 7 prikazuju kako JEM-L algoritam, tj.

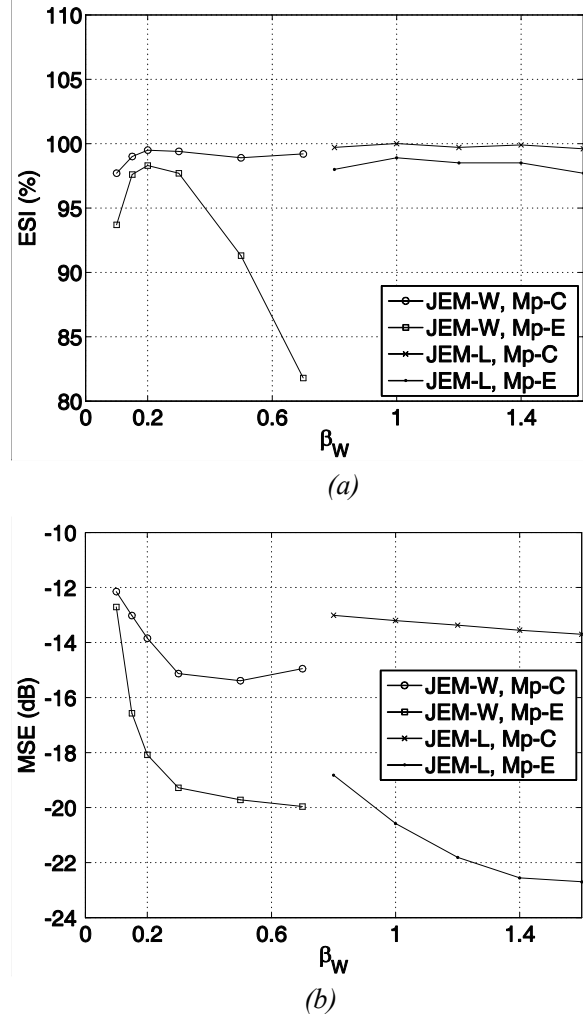
njegovi parametri $\{\beta_w, \gamma\}$, utiču na efektivne performanse ekvalizatora. Evaluacija performansi ekvalizatora izvršena je sa fiksnim nagibom $\beta_D = 2$ (vidi JEM-D u (5)), koji je u [8]



Slika 4 - Konvergencija norma $\|\mathbf{b}_n\|$: (a) JEM-W, (b) JEM-L ($\gamma = 2^{-12}$).

definisan kao statistička konstanta 64-QAM signala.

Slika 4 prikazuje konvergenciju norma vektora koeficijenata dekorrelatora u zavisnosti od nagiba β_w gde treba posebno uočiti ponašanje dekorrelatora u početnoj fazi konvergencije pre pojave nestabilnosti. U slučaju JEM-W (slika 4a) sa porastom β_w raste efikasnost dekorrelacije prijemnog signala međutim, istovremeno, dolazi do opadanje ESI indeksa u slučaju oštih kanala (5a). Slika 5a prikazuje ESI u zavisnosti od β_w gde je za opseg $\beta_w = (0.1-0.7)$ primenjen JEM-W a za opseg $\beta_w = (0.8-1.6)$ JEM-L algoritam. Kao što se vidi na slici 5a, u slučaju kanala Mp-E dolazi do naglog pada ESI indeksa za $\beta_w \geq 0.2$. S druge strane, u slučaju JEM-L algoritma, gde je rast

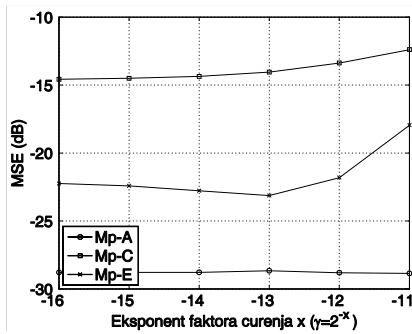


Slika 5 - Performanse JEM-W i JEM-L: (a) ESI u zavisnosti od β_w , (b) rezidualna MSE greška.

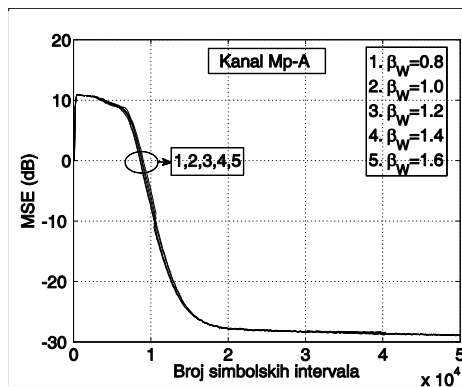
norma $\|\mathbf{b}_n\|$ dodatno regulisan (limitiran) curenjem koeficijenata, povećane vrednosti nagiba β_w istovremeno utiču na povećanje brzine konvergencije i ESI indeksa. Dalje, paralelno sa merenjem uticaja nagiba β_w na ESI, meren je i njegov uticaj na preostalu (rezidualnu) MSE grešku ekvalizatora u stacionarnom režimu rada, slika 5b.

Ovaj rezultat je posebno značajan jer ukazuje da curenje koeficijenata može da degradira rezidualnu MSE grešku kao što je to slučaj sa kanalom Mp-C. Zbog toga je, da bi odredili prihvatljiv stepen curenja koeficijenata, izmerena rezidualna MSE greška u zavisnosti od faktora curenja γ , slika 6.

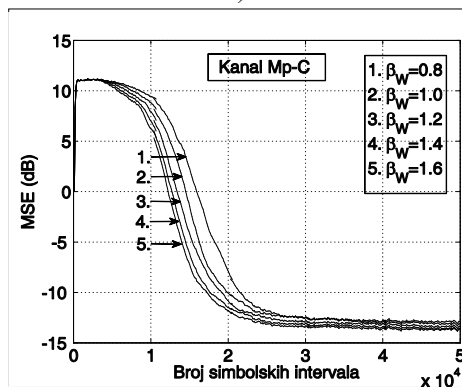
Ovi rezultati pokazuju da je za $\gamma \leq 2^{-13}$ neželjen uticaj curenja na rezidualnu MSE grešku praktično zanemarljiv. Treba istaći da je rezidualna MSE greška merena samo u odnosu na uspešno ostvarene ekvalizacije.



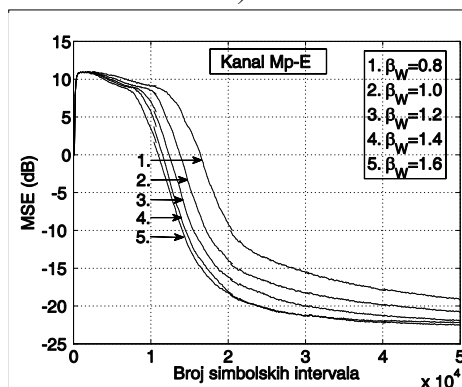
Slika 6 - Rezidualna MSE u zavisnosti od faktora curenja za fiksnu vrednost $\beta_w = 1.2$.



a)



b)



c)

Slika 7 - Konvergencija MSE u zavisnosti od nagiba β_w za $\gamma = 2^{-12}$: (a) Mp-A, (b) Mp-C, (c) Mp-E.

Na osnovu prethodnih rezultata izvršena je optimizacija JEM-L algoritma sa ciljem da se postigne najbolji kompromis između brzine konvergencije ekvalizatora i njegove uspešnosti sa jedne strane i rezidualne MSE sa druge strane. U skladu sa ovim pristupom selektovani su sledeći parametri za JEM-L: faktor curenja $\gamma = 2^{-12}$ i nagib β_w u opsegu 0.8-1.6. Nagib β_w nije fiksiran sa namerom da se eksplicitno pokaže njegov uticaj na konvergenciju MSE greške (slika 7), ESI indeks (slika 5a) i rezidualnu MSE (slika 5b). Očigledno je da za dobro odabran faktor curenja γ algoritam JEM-L pokazuje visok stepen fleksibilnosti optimizacije pomoću nagiba β_w što je i bio jedan od ciljeva ovog istraživanja. Drugim rečima, zahvaljujući primeni jednostavne tehnike curenja optimalnost algoritma JEM-L je pomerena u pravcu većih vrednosti nagiba β_w čime su u značajnoj meri unapređene performanse Soft-DFE ekvalizatora: povećana je brzina konvergencije, uspešnost ekvalizacije ESI dok je povećanje rezidualne MSE zadržano na prihvatljivom nivou.

5. ZAKLJUČAK

U radu je pokazano da se primenom jednostavne tehnike curenja koeficijenata može povećati efikasnost *SFBF* filtra a onda i kompletnog ekvalizatora u ambijentu povećane kompleksnosti QAM signala. Imajući u vidu kompleksnost 64-QAM signala, režim rada *SFBF* u blind režimu je pomeren u pravcu većih nagiba neurona čime je povećana brzina i efikasnost ekvalizacije spektra prijemnog signala kao i efektivna uspešnost ekvalizacije.

6. ZAHVALNICA

Rad je realizovan u okviru projekta TR32037 koji finansira Ministarstvo prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije.

LITERATURA

- [1] Proceedings of the IEEE, Blind System Identification and Estimation, Oct., 1998.
- [2] Z. Ding, Y. G. Li, Blind Equalization and Identification, Marcel Dekker, New York, 2001.
- [3] D. N. Godard, "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems," IEEE Trans. Commu., vol. 28, pp. 1867-1875, Nov. 1980.
- [4] J. G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 1995.
- [5] J. Labat, O. Macchi, C. Laot, "Adaptive Decision Feedback Equalization: Can You Skip the Training

- Period?," IEEE Trans. Commun., vol. 46, pp. 921-930, July, 1998.
- [6] V. R. Krstić, and Z. Petrović, "Complex-Valued Maximum Joint Entropy Algorithm for Blind Decision Feedback Equalizer," in Proceedings of papers TE-LSIKS 2007, Niš, Serbia, September 2007, pp. 601-604.
- [7] V. R. Krstić and M. L. Dukić, "Blind DFE With Maximum-Entropy Feedback," IEEE Signal Processing Letters, vol. 16, pp. 26-29, Jan. 2009.
- [8] V. R. Krstić, M. Dukić, "Blind DFE with Parametric Entropy-Based Feedback", in Proceedings of papers TELSIS 2013, Niš, Srbija, vol. 2, pp. 477-480, oktobar 2013.
- [9] R. G. Gitlin, H. C. Meadors, Jr. and S. B. Weinstein, "The Tap-Leakage Algorithm: An Algorithm for the Stable Operation of a Digitally Implemented Fractionally Spaced Equalizer." Bell System Tech. J., pp. 1817-1839, vol. 60, Oct. 1982.
- [10] M. Kamenetsky and B. Widrow, "A Variable Leaky LMS Adaptive Algorithm", in Proc. Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers, pp. 125-126, vol.1, Nov. 2004.
- [11] A. J. Bell and T. J. Sajnowski, "An information-maximisation approach to blind separation and blind deconvolution," Neural Computation, vol. 7, pp. 1129-1159, 1995.
- [12] V. R. Krstić, Magistarski rad, Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Beogradu, 1990.

SUMMARY

THE BLIND DECISION FEEDBACK EQUALIZER WITH THE ENTROPIC-LEAKY DECORRELATION ALGORITHM

This paper presents the blind decision feedback equalizer (DFE) which transforms its soft feedback filter (SFBF) from the linear decorrelator of received signal to the nonlinear soft feedback equalizer, and vice versa, in order to eliminate the error propagation effects. Aiming to increase SFBF robustness in relation to the complexity of 64-QAM signal, the entropic stochastic gradient algorithm is enhanced by coefficient leaky term which restricts the overgrowth of the decorrelator coefficients in the ambient of severe intersymbol interference channels. By introducing coefficient leaky, the undesirable effects of the all-pole linear decorrelation are compensated. The achievements of the received signal decorrelation with the entropic-leaky algorithm are verified by the Monte Carlo simulations.

Key words: adaptive equalization, blind equalization, blind decision feedback equalization