

OPTIMIZACIJA PARAMETARA KOLA ZA IDENTIFIKACIJU FEDINGA KOD QPSK SISTEMA

Zorica Nikolaï, Nenad Miloševia, Bojan Dimitrijevia
Elektronski fakultet, Niš

I UVOD

Da bi se prilikom koherentne detekcije pouzdano detektovala informaciona sekvencija koja se prenosi kroz kanal sa fedingom, neophodno je poznavati fazu i amplitudu koeficijenta kanala. Dobro je poznato da su kanali sa fedingom korelisani. Prema tome, moguæe je koristiti prethodne koeficijente kanala da bi se predvideli naredni. Da bi se predikcija olakšala koriste se trening simboli [1], gde se na svakih K_T-1 informacionih simbola šalje jedan trening simbol. Za predikciju narednih odmeraka koeficijenta kanala, na osnovu trening simbola, moguæe je koristiti, na primer, LMS algoritam [2] ili smoother. Međutim, parametri ovih prediktora su zavisi od parametara kanala, tako da optimalne performanse mogu da se postignu samo ako se izvrši snimanje zavisnosti parametara prediktora od parametara sistema, pa se parametri prediktora odrede sa stanovišta minimalne verovatnoæe greške. Na taj naèin bi se dobili sub-optimalni prediktori. Pored pomenute dve vrste prediktora, u ovom radu æe biti analizirana i predikcija koeficijenta kanala korišæenjem Kalmanovog filtra, koji je optimalan filter i trebalo bi da pokaže bolje performanse.

II MODEL KANALA

Neka I_k predstavlja binarnu informacionu sekvenciju, a x_k odmerke korisnog signala, u osnovnom opsegu, na izlazu predajnika. Kompleksni signal x_k se prenosi kroz kanal sa Riceovim ili Rayleighevim fedingom. Priljeni signal je tada

$$y_k = x_k c_k + n_k \quad (1)$$

gde je n_k Gaussov šum sa varijansom \mathbf{s}_n^2 , a c_k koeficijent kanala, koji predstavlja kompleksni Gaussov proces sa memorijom. Srednja vrednost za c_k je $a = E\{c_k\}$. Kada je $a = 0$, kanal je sa Rayleighevim fedingom. U ostalim sluæajevima se radi o Riceovom fedingu. Funkcija kovarijanse za c_k je, u opštem sluæaju,

$$r_{k,k-n} = r_n = E\{(c_k - a)(c_{k-n} - a)^*\} \quad (2)$$

U ovom radu je razmatran Jakes-Reudnikov kanal sa fedingom, kod koga je r_n definisano kao

$$r_n = r_0 J_0(2\pi f_m n T) \quad (3)$$

gde je $J_0()$ Besselova funkcija prve vrste nultog reda, a T perioda simbola; f_m je maksimalna Dopplerova uèestanost, definisana kao $f_m = v_r / \mathbf{l}$, gde su v_r i \mathbf{l} brzina kretanja prijemnika i talasna dužina nosioca, respektivno.

Koeficijent kanala c_k može da se podeli na dva dela: na direktnu komponentu sa srednjom snagom a^2 i difuznu komponentu sa srednjom snagom r_0 . Faktor K je definisan kao odnos ove dve komponente i jednak je $K = a^2 / r_0$. Srednji odnos signal/šum po simbolu je sada jednak

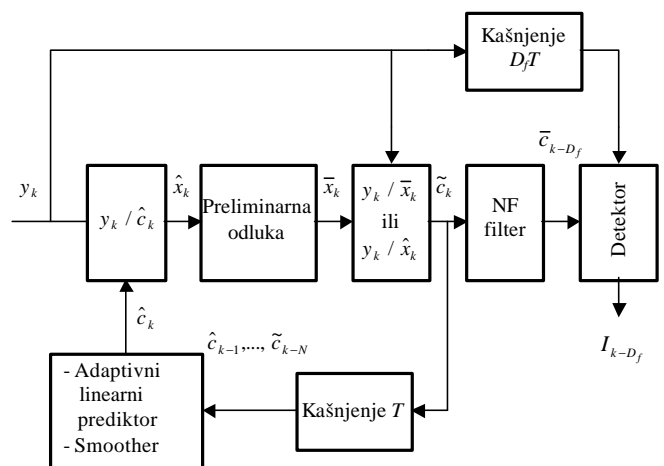
$$\mathbf{g}_s = \frac{a^2 + r_0}{\mathbf{s}_n^2} \quad (4)$$

III MODEL PRIJEMNIKA

Ako je x_k poznat trening simbol i ako je odnos signal/šum dovoljno visok, dobra procena za c_k može da se, prema jednaèini (1), dobije kao

$$c_k \approx \frac{y_k}{x_k} = \tilde{c}_k \quad (5)$$

Međutim, veæina priljenih simbola nisu trening simboli. U ovim sluæajevima c_k može da se dobije predikcijom na osnovu prethodno detektovanih informacionih simbola \bar{x}_i ($i < k$). U ovom radu je analizirana predikcija upotrebom LMS algoritma i Kalmanovog filtra. Na slici 1 je prikazana opšta blok šema ovakvog prijemnika.



Slika 1. Blok šema prijemnika

Prvo se vrši procena informacionog simbola korišćenjem predviđenog koeficijenta kanala:

$$\hat{x}_k = \frac{y_k}{\hat{c}_k} \quad (6)$$

gde je y_k trenutni primljeni signal, a \hat{c}_k je procenjeni koeficijent kanala dobijen LMS algoritmom ili Kalmanovim filtrom.

Zatim se vrši detekcija na taj naèin što se odredi

$$\min_{x_k \in D} |\hat{x}_k - x_k| \quad (7)$$

gde je D konstelacija signala x_k . Za QPSK signal važi da je $D = \{e^{jnp/4}, n = 1, 3, 5, 7\}$. Neka sada \bar{x}_k oznaèava detektovani simbol, tj.

$$|\hat{x}_k - \bar{x}_k| = \min_{x_k \in D} |\hat{x}_k - x_k| \quad (8)$$

Korišćenjem detektovanog simbola \bar{x}_k , možemo da odredimo novu procenu koeficijenta kanala

$$\frac{y_k}{\bar{x}_k} \quad (9)$$

Ishod odluke, definisane sa (8), može da bude dvojak. Jedna od mogućnosti je da je odluka ispravna, tj. $\bar{x}_k = x_k$. Tada bi procena y_k/\bar{x}_k bila pouzdana. Sa druge strane, ako je odluka pogrešna, tj. $\bar{x}_k \neq x_k$, procena y_k/\bar{x}_k bi bila sigurno daleko od taène. Da bi smo rešili ovaj problem, uvešæmo prag \mathbf{b} na osnovu koga bi donosili odluke. Naime, u veæini sluèajeva ako je odluka taèna, razlika između predviđenog koeficijenta kanala \hat{c}_k i procene y_k/\bar{x}_k nije velika, tj. verovatnoæa da je $|\hat{c}_k - y_k/\bar{x}_k| < \mathbf{b}$ je velika. Slièno, ako je odluka pogrešna tada je pomenuta razlika velika i verovatnoæa da je $|\hat{c}_k - y_k/\bar{x}_k| > \mathbf{b}$ je velika. Prema tome, korigovana procena koeficijenta kanala može da se izrazi kao

$$\tilde{c}_k = \begin{cases} y_k/\bar{x}_k & |\hat{c}_k - y_k/\bar{x}_k| < \mathbf{b} \\ \hat{c}_k & |\hat{c}_k - y_k/\bar{x}_k| \geq \mathbf{b} \end{cases} \quad (10)$$

Vrednost praga je određena eksperimentalno za LMS algoritam i Kalmanov filter.

U narednom tekstu æe ukratko biti opisan rad prediktora koji koristi LMS algoritam [2]. Procenjena vrednost koeficijenta kanala se dobija kao

$$\hat{c}_k = \sum_{i=1}^N b_i^* \tilde{c}_{k-i} \quad (11)$$

gde je

$$(\tilde{c}_{k-1}, \tilde{c}_{k-2}, \dots, \tilde{c}_{k-N})^T = \tilde{\mathbf{c}}(k) \quad (12)$$

vektor prethodnih korigovanih koeficijenata kanala, a

$$(b_1, b_2, \dots, b_N)^T = \mathbf{b}(k) \quad (13)$$

predstavlja koeficijente adaptivnog filtra u trenutku k . Konstanta N je dužina adaptivnog filtra. LMS algoritam izraèunava koeficijente $\mathbf{b}(k+1)$ za sledeæi vremenski trenutak korišćenjem trenutnih koeficijenata $\mathbf{b}(k)$ i greške procene $c_k - \hat{c}_k$. Algoritam je opisan sledeæom jednaèinom

$$\mathbf{b}(k+1) = \mathbf{b}(k) + \mathbf{m}(c_k - \hat{c}_k)^* \tilde{\mathbf{c}}(k) \quad (14)$$

gde je \mathbf{m} parametar koji definiše brzinu konvergencije i grešku u ustaljenom režimu. Pošto neznamo taènu vrednost koeficijenta kanala c_k , koristimo korigovanu procenjenju vrednost \tilde{c}_k . U tom sluèaju jednaèina (14) glasi

$$\mathbf{b}(k+1) = \mathbf{b}(k) + \mathbf{m}(\tilde{c}_k - \hat{c}_k)^* \tilde{\mathbf{c}}(k) \quad (15)$$

U sluèaju kada se koristi Kalmanov filter, predikcija koeficijenta kanala se vrši na sledeæi naèin

$$\begin{aligned} \hat{c}_{imp} &= \mathbf{r}\hat{c}_k \\ M_{imp} &= \mathbf{r}^2 M_k + (1 - r_1^2) \\ K &= \frac{M_{imp}}{\mathbf{s}^2 + M_{imp}} \\ \hat{c}_{k+1} &= \hat{c}_{imp} + K(\tilde{c}_k - \hat{c}_{imp}) \\ M_{k+1} &= (1 - K)M_{imp} \end{aligned} \quad (16)$$

Pre konaène odluke, korigovani koeficijenti kanala se propuštaju kroz niskofrekventni filter koji ima $2D_f + 1$ koeficijenata, u cilju redukovanja uticaja šuma. Prema tome, konaèna vrednost koeficijenta kanala je

$$\bar{c}_{k-D_f} = \sum_{i=0}^{2D_f} h_i \tilde{c}_{k-i} \quad (17)$$

gde je h_i impulsni odziv NF filtra sa $2D_f + 1$ koeficijenata. Upotreba ovog filtra dovodi do toga da je konaèna odluka zakašnjena za D_f simbola. Pored toga, to što je konaèna procena koeficijenta kanala zakašnjena za D_f znaèi da ovaj isfiltrirani koeficijent ne može da se koristi u prediktoru za procenu budućih koeficijenata.

IV NUMERIÈKI REZULTATI

Performanse prijemnika opisanog u prethodnom tekstu su analizirane simulacijom. Kao mera performansi korišæena je verovatnoæa greške po simbolu i varijansa greške prediktora. Varijansa greške je definisana kao

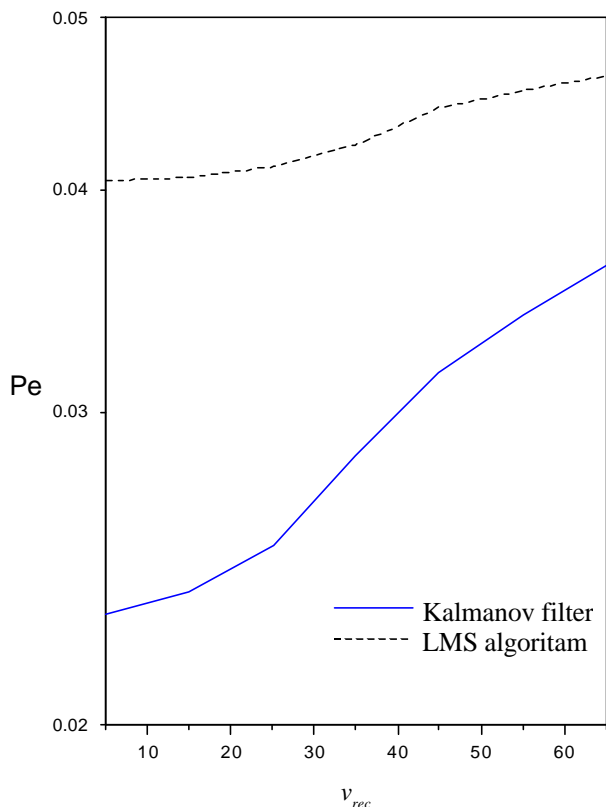
$$\mathbf{s}_c^2 = E\{|c_k - \hat{c}_k|^2\} \quad (18)$$

Vrednost parametara u simulacijama je sledeæa: frekvencija simbola $f_s = 30000$ simbol/s, frekvencija

nosioca $f = 900$ MHz, broj trening simbola je jedan na svakih $K_r - 1$ informacionih simbola, gde je $K_r = 5$.

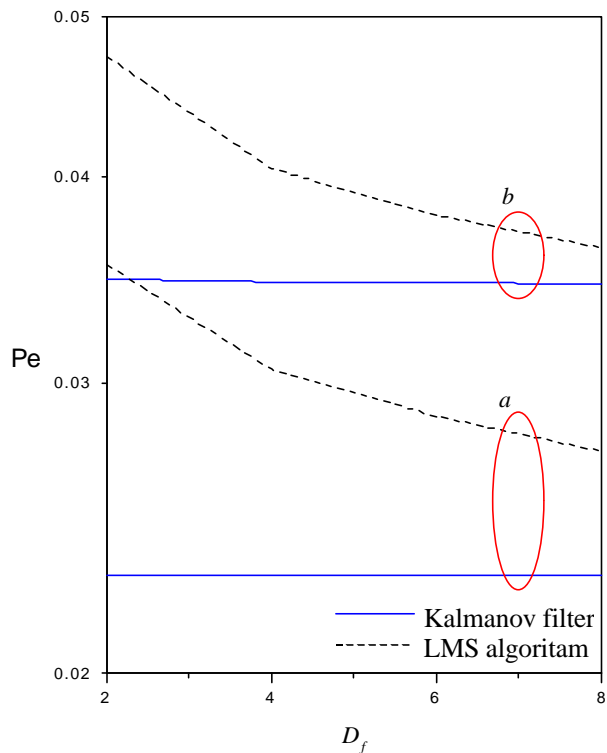
Na svim narednim krivama punom linijom su označeni rezultati za prijemnik sa Kalmanovim filtrom, a isprekidanim linijama performanse prijemnika sa LMS algoritmom.

Na slici 1 je prikazana zavisnost verovatnoće greške od brzine kretanja prijemnika, odnosno od Dopplerove učestanosti, jer su ove dve veličine direktno proporcionalne. Sa slike se vidi da je prijemnik sa Kalmanovim filtrom uvek bolji od prijemnika koji koristi LMS algoritam, ali se razlika u verovatnoći greške smanjuje sa porastom brzine.

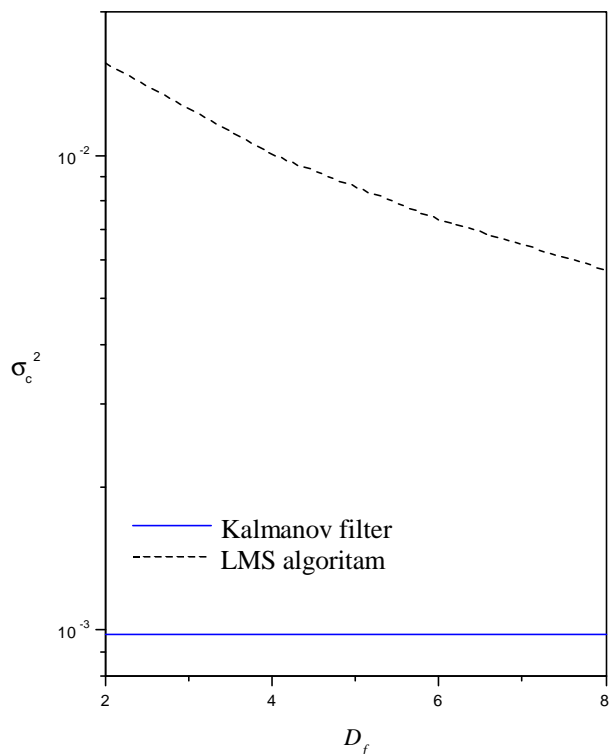


Slika 2. Verovatnoća greške u funkciji brzine prijemnika

Na slici 3 je prikazan uticaj dužine NF filtra na verovatnoći greške sistema. Krive označene sa *a* odgovaraju brzini kretanja prijemnika od $v_r = 5$ km/h, dok je krivama *b* označena brzina prijemnika od $v_r = 60$ km/h. Može da se uoči da NF filter nema uticaja na performanse prijemnika sa Kalmanovim filtrom, bez obzira na brzinu kretanja prijemnika, jer Kalmanov filter sam po sebi optimalno potiskuje šum. Sa druge strane, performanse prijemnika sa LMS algoritmom se popravljaju sa porastom dužine NF filtra, i za veći i manju brzinu kretanja prijemnika. Mogao bi da se izvede zaključak da bi filter velike dužine izjednačio performanse dva pomenuta prijemnika. Međutim, NF filter unosi kašnjenje kod donošenja odluke, koje je jednako D_f , a u većini primena može se dozvoliti samo mala vrednost kašnjenja, pa dužina NF filtra ne može da bude velika.

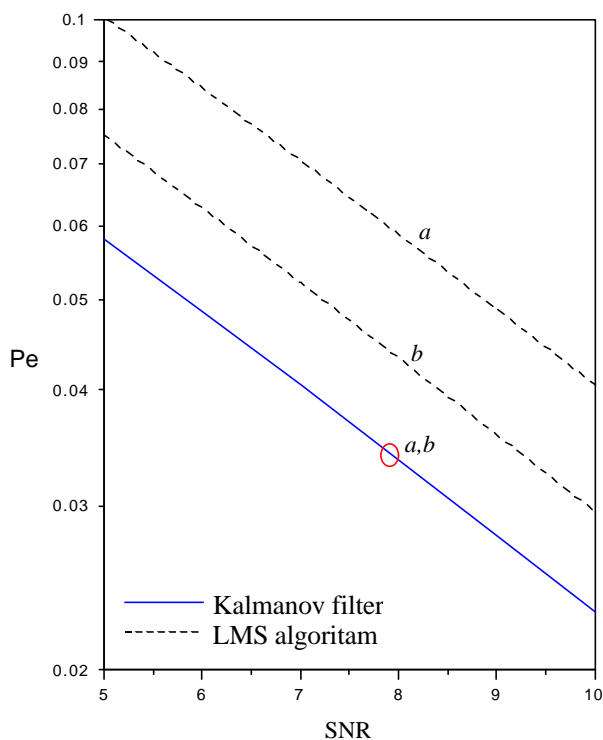


Slika 3. Zavisnost verovatnoće greške od dužine NF filtra



Slika 4. Zavisnost varijanse predikcije od dužine NF filtra

Slika 4 prikazuje zavisnost varijanse greške predikcije koeficijenta kanala od dužine filtra, za brzinu kretanja prijemnika od $v_r = 5$ km/h. Vidi se da se i ovaj parametar ponaša ekvivalentno verovatnoći greške sa slike 3. Takođe važe i isti zaključci kao sa slike 3.



Slika 5. Zavisnost verovatnoæe greške od odnosa signal/šum

Na slici 5 je data zavisnost verovatnoæe greške od odnosa signal/šum. Kao parametar je korišæena dužina NF filtra. Krive oznaæene sa *a* odgovaraju odsustvu filtra ($D_f = 0$), a krivama *b* su oznaæene performanse u prisustvu filtra sa parametrom $D_f = 5$. Ovde se, takoðe, vidi da prisusvo NF filtra nema uticaja na performanse prijemnika sa Kalmanovim filtrom, dok popravlja performanse prijemnika koji koristi LMS algoritam. Od znaæaja je i to da poboljšanje performansi kod LMS algoritma ne zavisi od odnosa signal/šum.

V ZAKLJUÈAK

U ovom radu su analizirane peformance QPSK sistema koji u prijemniku koristi kolo za predikciju koeficijenta kanala, koji je modelovan kao kanal sa Rayleighevim fedingom. Prijemnik procenjuje kanal korišæenjem linearnog adaptivnog prediktora, koji koristi LMS algoritam, i Kalmanovim filtrom. Pokazuje se da prijemnik sa Kalmanovim filtrom ima uvek bolje performanse od prijemnika sa LMS algoritmom, što je i oèekivano, jer Kalmanov filter poseduje informacije o nekim parametrima kanala, dok LMS algoritam nema nikakve informacije o kanalu. Takoðe se pokazuje da

prisustvo NF filtra u prijemniku popravlja performanse samo LMS algoritmu, i to poboljšanje ne zavisi od nivoa šuma, odnosno, od vrednosti odnosa signal/šum.

LITERATURA

- [1] G. T. Irvine and P. J. McLane, "Symbol-aided plus decision-directed reception for PSK/TCM modulation on shadowed mobile satellite fading channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.10, No.8, 1992, pp.1289-1299.
- [2] Y. Liu and S. D. Blostein, "Identification of Frequency Non-selective Fading Channels Using Decision Feedback and Adaptive Linear Prediction," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.43, No.2/3/4, 1995, pp.1484-1492.
- [3] R. J. Young and J. H. Lodge, "Linear-prediction-aided differential detection of CPM signals transmitted over Rayleigh flat fading channels," in *IEEE Vehicular Tech. Conf.*, 1990, pp.437-442.
- [4] M. L. Moher and J. H. Lodge, "TCMP—A modulation and coding strategy for Rician fading channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.7, No.9, 1989, pp.1347-1355.
- [5] R. Haeb and H. Meyr, "A systematic approach to carrier recovery and detection of digitally phase modulated signals on fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.37, No.7, 1989, pp.748-754.

Abstract – Performance analysis of QPSK system in fading channel is considered in this paper. The receiver predicts channel gain by the means of adaptive linear predictor, and Kalman filter. Adaptive linear predictor uses LMS algorithm for adjusting its tap weights. It was shown that the receiver employing Kalman filter has better performances than the receiver with LMS algorithm. It was also shown that LPF has no influence on the performance of the receiver using Kalman filter. On the other hand, the longer the LPF the better performances of the receiver with LMS algorithm. The improvement factor introduced by LPF does not depend on the signal to noise ratio.

FADING IDENTIFICATION CIRCUIT PARAMETERS OPTIMIZATION AT QPSK SYSTEM, **Zorica Nikoliæ**, **Nenad Miloševia**, **Bojan Dimitrijevia**