

ALGORITAM ZA PROCENU SMERA DOLASKA SIGNALA U FREKVENCIJSKOM DOMENU NA OSNOVU CIKLOSTACIONARNIH OBELEŽJA SIGNALA

Ivan P. Pokrajac, VP 1100, Beograd
 Desimir Vučić, Vojnotehnički institut VSCG, Beograd
 Miljko Erić, Vojnotehnički institut VSCG, Beograd

Sadržaj - U ovom radu prikazan je algoritam za procenu smera dolaska signala korišćenjem ciklostacionarnih osobina koje ispoljavaju superponirani signali. Predloženi algoritam se zasniva na proceni cikličnog spektra u frekvencijskom domenu. Na ovaj način se prevazilazi problem poznavanja optimalne vrednosti parametra τ pri proceni ciklične korelacione matrice u vremenskom domenu. Predloženi algoritam omogućava selektivnu procenu smera dolaska signala, odnosno algoritam detektuje samo one signale koje ispoljavaju ciklostacionarnost na zadatoj cikličnoj frekvenciji, dok se svi ostali signali tretiraju kao interferencija.

1. UVOD

Algoritmi za procenu smera dolaska signala (**Direction of Arrival-DOA**), koji imaju mogućnost selekcije signala prevazilaze neka od ograničenja klasičnih tehnika za procenu smera dolaska signala. Jedan od ovih algoritama za automatsku klasifikaciju signala na željene i neželjene koristi ciklostacionarnu analizu signala [1].

Korišćenje ciklostacionarne analize signala u algoritmima za procenu DOA omogućava favorizovanje željenog signala i njegovo znatno lakše razdvajanje od neželjenih signala, interferencije i šuma. Umesto procene korelacione matrice, koja se koristi u klasičnim visoko rezolucionim metodama za procenu DOA na bazi podprostora signala i/ili šuma [2], vrši se procena ciklične korelacione matrice. Na ovaj način, pri proceni ciklične korelacije doprinos daju samo signali sa istom cikličnom frekvencijom, a eliminiše se stacionarni aditivni šum i svi ostali signali sa različitim cikličnom frekvencijom [1]. Korišćenjem ciklostacionarnih osobina signala u procesu procene DOA se značajno povećava broj detektibilnih signala, odnosno ove metode su superiornije u odnosu na klasične metode, posebno u slučaju kada broj signala premašuje broj senzora, ali ne i broj signala sa istom cikličnom frekvencijom.

U literaturi su dostupni algoritmi za procenu DOA na bazi ciklostacionarne analize signala u vremenskom domenu [1], [3], [4]. Ovi algoritmi zahtevaju poznavanje optimalne vrednosti parametra τ . U ovom radu je predložen metod za procenu DOA korišćenjem cikličnog spektra, čime se prevazilazi problem poznavanja optimalne vrednosti pomeraja τ .

2. CIKLIČNI MUSIC ALGORITAM ZA PROCENU DOA

Ciklični MUSIC algoritam za procenu DOA koristi spektralno-korelacione karakteristike signala i može se primeniti na sve signale koje ispoljavaju ciklostacionarnost. Klasični MUSIC algoritam vrši procenu DOA signala

koristeći osobine prostorne koherentnosti signala senzorskog niza na bazi procene korelacione matrice, dok ciklični MUSIC algoritam koristi i osobine spektralne koherentnosti signala senzorskog niza na bazi procene ciklične korelacione matrice [1]. Za procenu klasične i ciklične korelacione matrice koristi se signal na izlazu iz antenskog niza.

Sumarni radio signal, na antenskom nizu, $x(t)$ u zatom frekvencijskom podopsegu $\Delta\omega_{BW}$ i opservacionom intervalu ΔT rezultat je superpozicije radio signala više aktivnih predajnika $\{x_k(t)\}; k=1, \dots, K$, i šuma $n(t)$ i može se izraziti u analitičkom obliku na sledeći način:

$$x(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t) + n(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \exp(j\omega_{ck}t) + n(t), \quad (1)$$

Ako signal $x(t)$ sadrži samo K_α signala sa cikličnom frekvencijom α , tada se svi ostali signali kojih ima $(K - K_\alpha)$ smatraju interferencijom. Za procenu ciklične autokorelacione matrice signala $x(t)$ na izlazu antenskog niza koristi se sledeći izraz [1]:

$$\mathbf{R}_{xx}^\alpha(\tau) = \left\langle \mathbf{x} \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \cdot \mathbf{x}^H \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \cdot e^{-j2\pi\alpha\tau} \right\rangle_N \quad (2)$$

odnosno:

$$\mathbf{R}_{xx}^\alpha(\tau) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{R}_{SS}^\alpha(\tau) \cdot \mathbf{A}^H \quad (3)$$

gde je $\mathbf{R}_{SS}^\alpha(\tau)$ ciklična autokorelaciona matrica signala:

$$\mathbf{R}_{SS}^\alpha(\tau) = \left\langle \mathbf{s} \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \cdot \mathbf{s}^H \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \cdot e^{-j2\pi\alpha\tau} \right\rangle_N \quad (4)$$

a \mathbf{A} je matrica atenskog odziva i ima dimenzije $L \times K$, gde je L broj elemenata antenskog niza. Kolone ove matrice su vektori prostiranja superponiranih radio signala. $\langle \rangle_N$ predstavlja vremensko usrednjavanje N vektora signala.

Cikličnu autokorelacionu matricu $\mathbf{R}_{xx}^\alpha(\tau)$ formira K_α signala koji ispoljavaju spektralnu korelaciju na cikličnoj frekvenciji α . Kada je broj ovih signala manji od elemenata antenskog niza $K_\alpha < L$, tada $(L - K_\alpha)$ sopstvenih vektora ciklične autokorelacione matrice, koji odgovaraju minimalnim (nultim) sopstvenim vrednostima, određuju njen nulti podprostor, odnosno čine kolone matrice podprostora šuma $\mathbf{E}_{n,\alpha}$ pri čemu je:

$$\mathbf{R}_{xx}^\alpha(\tau) \cdot \mathbf{E}_{n,\alpha} = 0. \quad (5)$$

Kako signali $s_k(t)$ nisu međusobno idealno korelisani, ciklična autokorelaciona matrica signala $\mathbf{R}_{SS}^\alpha(\tau)$ ima pun rang K_α , a sa obzirom i da su kolone matrice \mathbf{A} linearno

nezavisne, na osnovu (4) i (5) sledi da je nulti podprostor od $\mathbf{R}_{xx}^\alpha(\tau)$ ortogonalan na vektore odziva željenih signala, odnosno kolone matrice odziva:

$$\mathbf{E}_{n,\alpha}^H \cdot \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k) = 0, k = 1, \dots, K_\alpha. \quad (6)$$

Ova činjenica se kao i kod klasičnog MUSIC algoritma koristi i kod cikličnog MUSIC algoritma za uvođenje mere ortogonalnosti [2]:

$$P_{\text{ciklicni_MUSIC}} = \frac{\|\mathbf{a}(\theta, \varphi)\|^2}{\|\mathbf{E}_{n,\alpha}^H \cdot \mathbf{a}(\theta, \varphi)\|^2} \quad (7).$$

Kod klasičnog MUSIC algoritma potrebno je proceniti, odnosno poznavati ukupan broj superponiranih signala, dok kod cikličnog MUSIC algoritma mora se odrediti broj superponiranih signala koji ispoljavaju spektralnu korelaciju na cikličnoj frekvenciji od interesa. Za procenu broja superponiranih signala K_α , koji ispoljavaju spektralnu korelaciju na cikličnoj frekvenciji α , može se koristiti *Canonical Correlation Significance Test-CCST*[5]. Kod CCST testa, procenjen broj superponiranih signala K_α predstavlja vrednost k koja minimizuje sledeći izraz [5]:

$$-N \log \prod_{i=k+1}^L (1 - \lambda_i) + \frac{1}{2} k(2L - k) \log N \quad (8).$$

gde su $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L$ svojstvene vrednosti Cross-SCORE jednačine.

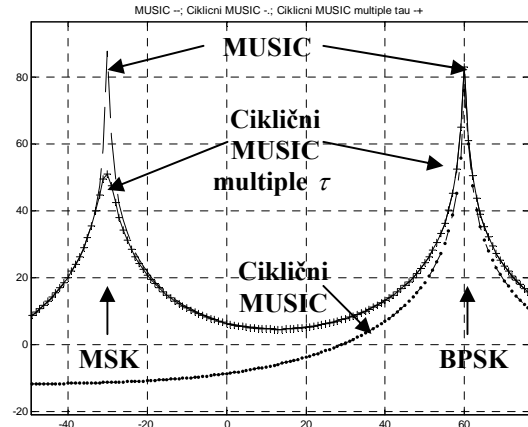
Jedan od nedostataka prethodno opisanog cikličnog MUSIC algoritma za procenu DOA je što se ciklična autokorelaciona matrica $\mathbf{R}_{xx}^\alpha(\tau)$ procenjuje samo za jednu vrednost pomeraja τ . U idealnom slučaju potrebno je poznavati optimalnu vrednost pomeraja τ za koji $\mathbf{R}_{xx}^\alpha(\tau)$ dostiže maksimum. Ovo međutim nije uvek slučaj. Na primer, u slučaju da se više signala koji ispoljavaju istu cikličnu frekvenciju superponira na antenski niz, a optimalne vrednosti pomeraja τ za ove signale su različite, izborom jedne vrednosti pomeraja može se desiti da procena broja superponiranih signala i njihovih DOA neće biti korektna.

Da bi se prevazišao ovaj problem u [3] i [4] je predloženo da se ciklična autokorelaciona matrica $\mathbf{R}_{xx}^\alpha(\tau)$ procenjuje za više vrednosti pomeraja τ . Kako je ciklična korelaciona funkcija obično simetrična oko $\tau = 0$, potrebno je izabrati pomeraj τ kao $\tau \in -T, \dots, -1, 0, 1, \dots, T$, gde je T ceo broj. U ovom slučaju ciklična autokorelaciona matrica se dobija na osnovu sledećeg izraza:

$$\mathbf{R}_{xx}^\alpha = \frac{1}{2T+1} \sum_{\tau=-T}^T \mathbf{R}_{xx}^\alpha(\tau) \quad (9).$$

Na Sl.1. je prikazana procena DOA u slučaju kada se na antenski niz superponiraju dva signala (BPSK i MSK) koji ispoljavaju istu cikličnu frekvenciju u osnovnom opsegu, čija vrednost odgovara bitskoj brzini (bitska brzina je 12.8 kbita/s) [6]. Signali na antenski niz dolaze pod azimutima od 60° i -30° i sa elevacijom od 30° . Korišćen je četvero elementni antenski niz sa karakterističnom frekvencijom $f_A = 80\text{MHz}$. Posmatran je frekvencijski opseg od 307.2 kHz na centralnoj frekvenciji od 70 MHz. Centralne frekvencije superponiranih signala su 70.1MHz i 69.96 MHz, a odnos SNR je 20 i 15 dB. Posmatran je vremenski interval od 0.6667 s.

Za procenu DOA na cikličnoj frekvenciji $\alpha = 12800\text{Hz}$ korišćena su tri algoritma: MUSIC [2], Ciklični MUSIC [1], pri čemu je $\tau = 0$ i Ciklični MUSIC sa više τ [4], pri čemu je $\tau \in [-3 -2 -1 0 1 2 3]$. Na osnovu Sl.1. može se uočiti da je korišćenjem MUSIC i Cikličnog MUSIC algoritma sa više τ izvršena korektna procena broja superponiranih signala i njihovih smerova. Korišćenjem Cikličnog MUSIC algoritma nije detektovan MSK signal, iako i on ispoljava istu cikličnu frekvenciju kao i BPSK signal. Ovaj signal nije detektovan jer za izabranu vrednost pomeraja $\tau = 0$ njegova ciklična autokorelacija $R_{xx}^\alpha(\tau)$ ne dostiže svoj maksimum.



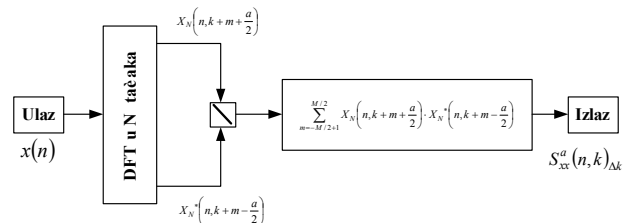
Sl.1. Procena DOA korišćenjem na cikličnoj frekvenciji $\alpha = 12800$.

Drugi metod koji omogućava prevazilaženje problema poznavanja optimalne vrednosti pomeraja τ je prelazak u frekvencijski domen i određivanje cikličnog spektra [7].

U ovom radu je predložen metod za procenu smera dolaska signala korišćenjem ciklostacionarnosti u frekvencijskom domenu, čime se prevazilazi problem poznavanja optimalne vrednosti pomeraja τ . Za procenu cikličnog spektra signala korišćena je DFSM metoda.

3. CIKLIČNI DFSM ALGORITAM ZA ODREĐIVANJE DOA

Kod DFSM algoritma (videti Sl.2.) za procenu cikličnog spektra, prvo se određuju spektralne komponente, a zatim se izvrši korelisanje ovih spektralnih komponenti.



Sl.2. Blok dijagram DFSM algoritma.

Osnova ovog algoritma čini frekvencijsko usrednjavanje cikličnog periodograma, dato sledećim izrazom [8]:

$$S_{xx}^a(n, k)_{\Delta k} = \sum_m X_N \left(n, k + m + \frac{a}{2} \right) \cdot X_N^* \left(n, k + m - \frac{a}{2} \right), \quad (10)$$

gde je:

$$X_N(n, k) = \sum_{r=0}^{N-1} w(r) x(n+r) e^{-j2\pi kr/N}, \quad (11)$$

diskretna Furijeova transformacija signala $x(n)$, $w(n)$ je prozorska funkcija, α je ciklična frekvencija za koju se procenjuje ciklični spektar, opseg frekvencijskog usrednjavanja je u intervalu $|m| \leq M/2$, a $\Delta k \approx M \cdot F_S / N$ je frekvencijska rezolucija, a F_S je frekvencija odabiranja.

Algoritam za procenu DOA korišćenjem cikličnog DFSM algoritma je prikazan na Sl.3. Kao što je već navedeno predloženi algoritam se zasniva na korišćenju DFSM algoritma za procenu cikličnog spektra na zadatoj cikličnoj frekvenciji α . Ciklična spektralna kovarijaciona matrica se prema tome procenjuje korišćenjem sledećeg izraza:

$$S_{xx}^a(\Omega_h) = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \sum_m X^q(\Omega_h + m + a/2) X^q(\Omega_h + m - a/2)^* \quad (12)$$

gde je:

Ω_h normalizovana frekvencija i ima vrednost u granicama $\Omega_h \in [-0.5, 0.5]$, $h = -H/2, \dots, H/2$ je redni broj spektralne komponente, a H je ukupan broj spektralnih komponenti, Q je ukupan broj subvektora, formiranih od N vremenskih uzoraka signala,

$\mathbf{X}^q(\Omega_h) = [X_1^q(\Omega_h) \ X_2^q(\Omega_h) \ \dots \ X_L^q(\Omega_h)]^T$ - je vektor spektralnih komponenti uzoraka signala na antenskom nizu, pri čemu je $\mathbf{X}_l^q(\Omega_h) = DFT[x_l^q(n)]$, $l = 1, \dots, L$; $\mathbf{x}(n) = [x_1(n) \ x_2(n) \ \dots \ x_L(n)]^T$ je vektor prostorno-vremenskih uzoraka I-Q demodulisanog signala unutar frekvencijskog podopsega na antenskom nizu, proizvoljne geometrije.

Da bi se izvršila procena spektralne ciklične kovarijacione matrice $S_{xx}^a(\Omega_h)$ potrebno je da na spektralnim komponentama $\Omega_h - a/2$ i $\Omega_h + a/2$, koje se koriste za njenu procenu, bude detektovano postojanje signala. Kada je ispunjen ovaj uslov, vrši se procena, odnosno proračun spektralne ciklične kovarijacione matrice. Procena broja superponiranih signala K_a koji ispoljavaju ciklostacionarnost na zadatoj cikličnoj frekvenciji α , na spektralnoj komponenti Ω_h , određuje se korišćenjem CCST testa. Nakon procene broja superponiranih signala K_a i određivanja podprostora šuma moguće je izvršiti proračun kriterijumske funkcije MUSIC algoritma.

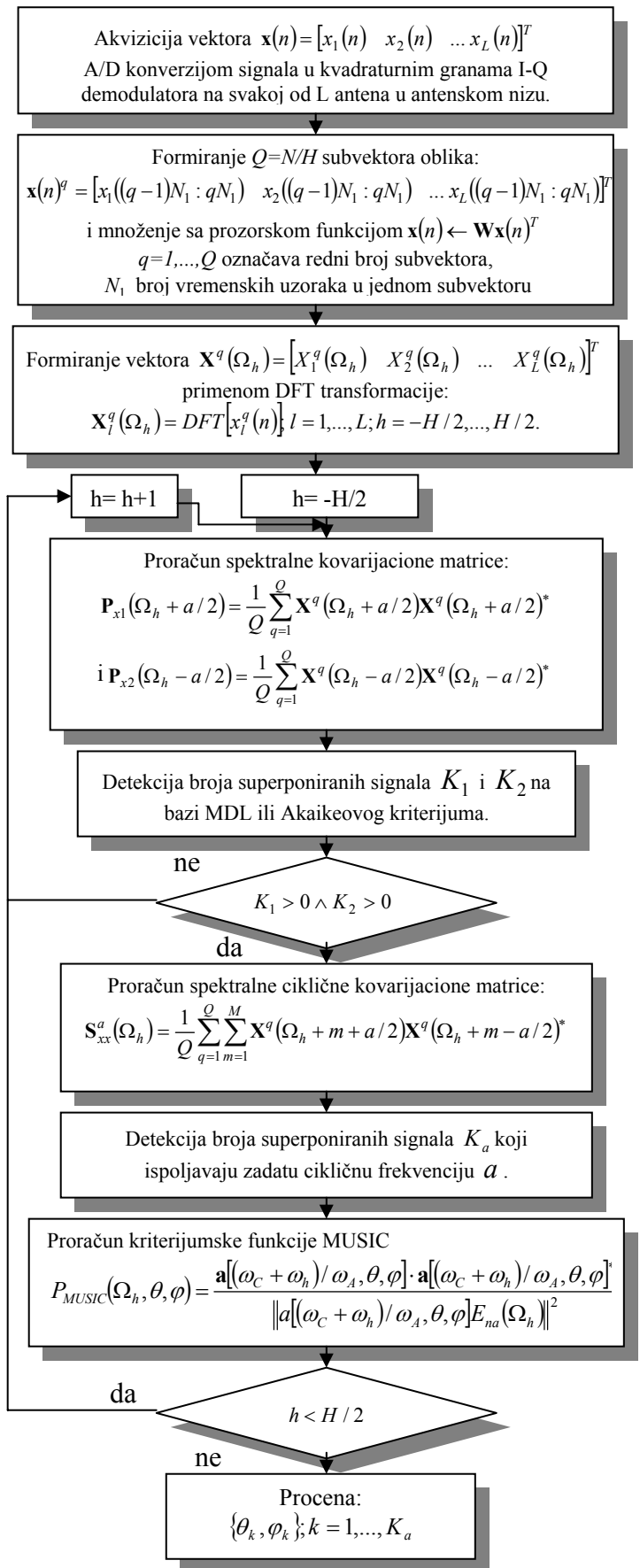
Polaznu osnovu za predloženi algoritam je algoritam za automatsku identifikaciju informacionih kanala (algoritam za segmentaciju spektra) [9].

4. REZULTATI NUMERIČKOG MODELIRANJA

Da bi se ispitale mogućnosti predloženog algoritma izvršena je implementacija opisanog algoritma u softverskom paketu MATLAB i izvršeno je simuliranje različitih scenarija.

Na Sl.4. prikazani su rezultati dobijeni za već opisani scenario. Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da su detektovana oba superponirana signala kao i da je izvršena korektna procena smera dolaska superponiranih signala.

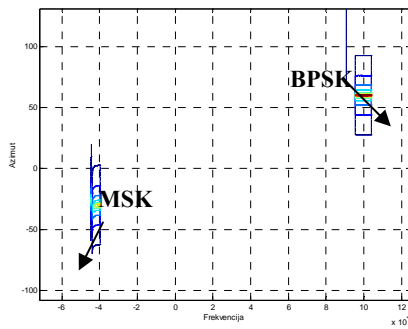
Na Sl.5. je prikazana procena DOA za simulirani scenario gde se na antenski niz superponiraju tri signala.



Sl.3. Algoritam za procenu smera dolaska signala u frekvencijskom domenu na osnovu ciklostacionarnih obeležja signala.

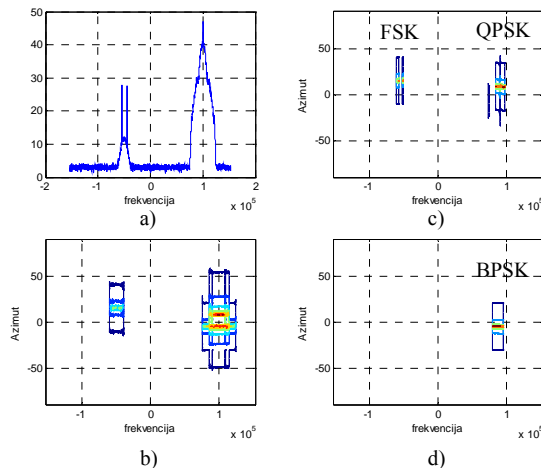
Dva superponirana signala imaju iste centralne frekvencije, ali ispoljavaju različite ciklične frekvencije,

dok se treći superponirani signal superponira sa najmanjim odnosom SNR.



Sl.4. Procena DOA korišćenjem Cikličnog DFSM algoritma na cikličnoj frekvenciji $\alpha = 12800$ Hz.

Signali na antenski niz se superponiraju pod azimutima od 15° , -5° i 8° i sa elevacijom od 30° . Korišćen je četvero elementni antenski niz sa karakterističnom frekvencijom $f_A = 80\text{MHz}$. Posmatran je frekvencijski opseg od 307.2 kHz na centralnoj frekvenciji od 70 MHz. Na antenski niz se superponiraju 2FSK, BPSK i QPSK signali sa bitskim brzinama od 9.6, 25.6 i 9.6 kbit/s, respektivno. Centralne frekvencije ovih signala su 69.95MHz, 70.1MHz i 70.1MHz. Odnos SNR superponiranih signala je 0dB, 20dB i 15 dB, respektivno. Posmatran je vremenski interval od 0.6667 s.



Sl.5. Procena DOA korišćenjem Cikličnog DFSM algoritma na cikličnoj frekvenciji $\alpha = 12800$ Hz.

Na Sl.5a prikazan je spektar signala na izlazu prvog elementa antenskog niza. Na osnovu spektra signala lako je uočiti postojanje dva signala. Na sl.5b su prikazani rezultati dobijeni procenom DOA, korišćenjem opisanog algoritma na cikličnoj frekvenciji $a = 0$. Na osnovu prikazanih rezultata lako se uočavaju tri superponirana signala. Isti rezultati se dobijaju korišćenjem algoritama za identifikaciju informacionih kanala (segmentaciju spektra). Na osnovu prikazanih rezultata, može se zaključiti da je korišćenjem predloženog algoritma, za cikličnu frekvenciju $a = 0$, moguće detektovati sve superponirane signale uz ograničenja data u [9].

Na slikama Sl.5c i Sl.5d prikazani su rezultati procene DOA za ciklične frekvencije $a = 9600$ Hz i $a = 25600$ Hz. Na osnovu rezultata prikazanih na Sl.5c zaključuje se da su detektovane dve emisije koje ispoljavaju istu cikličnu

frekvenciju a_1 i korektno su procenjeni smerovi dolaska ovih emisija. Takođe na osnovu Sl.5d zaključuje se da jedna emisija ispoljava svoje ciklično obeležje na cikličnoj frekvenciji a_2 ($a_2 \neq a_1$), i pri tome se frekvencijski opseg ove emisije preklapa sa frekvencijskim opsegom jedne od emisija koje ispoljavaju ciklično obeležje na cikličnoj frekvenciji a_1 .

5. ZAKLJUČAK

Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da predloženi algoritam za procenu DOA u frekvencijskom domenu na bazi ciklostacionarnih obeležja signala omogućava korektnu procenu DOA, pri čemu se na ovaj način prevazilazi problem poznavanja optimalne vrednosti pomeraja τ , koji se javlja pri proceni ciklične kovarijacione matrice u vremenskom domenu.

Korišćenjem ovog algoritma povećava se i broj signala koji se može detektovati. U ovom slučaju je moguće detektovati po $L-1$ superponiranih signala na svakoj spektralnoj komponenti i to onih signala koji ispoljavaju ciklostacionarna obeležja na zadatoj cikličnoj frekvenciji a .

LITERATURA

- [1] S.Schell, R.Calabretta, W.Gardner and B.G.Agee, "Cyclic MUSIC Algorithms for Signal-Selective Direction Estimation", *Proc. IEEE Int. Conf.Acoust., Speech, Signal Processing (Glasgow, Scotland)*, pp.2278-2281, May 1989.
- [2] R.O.Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", *IEEE Trans. And Antennas and Propagation*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [3] G.Xu and T.Kailath, "Direction-of-Arrival Estimation via Exploitation of Cyclostationarity – A Combination of Temporal and Spatial Processing", *IEEE Trans. On Signal Processing*, vol.40, no.7, pp. 1775-1786, July 1992.
- [4] J.Xin, H.Tsuji, Y.Hase and A. Sano, "Directions of Arrival Estimation of Cyclostationary Coherent Signals in Array Processing", *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E81-A, no 8 August 1998.
- [5] T.E.Biedka and M.F.Kahn, "Methods for Constraining a CMA Beamformer to Extract a Cyclostationary Signal", *Second Workshop on Cyclostationary Signals*, Monterey, CA, August 1994.
- [6] D.Ž.Vučić, *Ciklična spektralna analiza signala*, Zadužbina Andrejević, Beograd, 2001.
- [7] W.A.Gardner, "Simplification of MUSIC and ESPRIT by Exploitation of Cyclostationarity", *Proc. IEEE*, vol.76, no. 7, pp.845-847, July 1988.
- [8] W.A.Brown and H.H.Loomis, "Digital implementations of spectral correlation analyzers", *IEEE Trans. On Signal Processing*, vol.41, No.2, pp. 703-720, February 1993.
- [9] Erić M. "Spatio-frequency analysis of the radio frequency spectrum", doctoral dissertation, Faculty of technical science, Novi Sad 1999.

Abstract – An algorithm for estimation of DOA via exploitation of cyclostationarity in frequency domain is presented in this paper. Proposed algorithm is based on estimation of cyclic spectra using DFSM algorithm. Some preliminary results of simulation are presented.

AN ALGORITHM FOR DOA ESTIMATION IN FREQUENCY DOMAIN VIA EXPLOITATION OF CYCLOSTATIONARITY

Ivan P. Pokrajac, Desimir Vučić and Miljko Erić