

CIKLOSTACIONARNA ANALIZA DISKRETNE REALIZACIJE OFDM/QAM SIGNALA

Desimir Vučić, Vojnotehnički institut, Ratka Resanovića 1, 11147 Beograd

Sadržaj- Izvršena je ciklostacionarna analiza diskretne realizacije OFDM/QAM signala u odnosu na korišćenje cikličnog prefiksa, uobličavanje impulsa i ponderisanje podnosilaca. Potpuno diskretnom analizom je izveden eksplicitni izraz za diskretni ciklični spektar OFDM/QAM signala. Dati su i neki grafički rezultati diskretne spektralno-korelacione karakterizacije ovih signala.

1. UVOD

OFDM (*Orthogonal frequency division multiplexing*) pripada familiji tehnika prenosa koje koriste više nosilaca (*multi-carrier*). Predstavlja vrlo aktuelnu savremenu komunikacionu tehniku prenosa velike spektralne efikasnosti, otpornu na fading usled višeputnog prostiranja (*multipath fading*) i impulsi šum. Predlaže se ili koristi u mnogim primenama kao što su DAB (*digital audio broadcasting*), DVB (*digital video broadcasting*), ADSL (*asymmetric digital subscriber line*), i generalno, u sistemima gde se zahtevaju velike brzine prenosa.

Za razliku od klasične modulacije sa jednim nosiocem, OFDM tehnika prenosa se zasniva na paralelnom prenosu informacionih simbola preko velikog broja ortogonalnih podnosilaca sa QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) ili OQAM (*Offset QAM*) modulacijom. Raspoloživi opseg frekvencijski selektivnog kanala se deli u više dovoljno malih podopsega gde se podkanal može smatrati skoro idealnim, što značajno pojednostavljuje ekvalizaciju. Tako se originalni niz podataka velike brzine deli na paralelne podnizove znatno manje brzine. Pri tome je ukupna brzina prenosa jednaka zbiru brzina prenosa u paralelnim podkanalima, a simboli interval je mnogo veći od trajanja impulsnog odziva kanala. Na taj način OFDM prenos značajno redukuje intersimbolsku interferenciju (*ISI-Intersymbol Interference*), ne zahteva složenu ekvalizaciju i omogućuje prenos velikim brzinama koje su bliske kapacitetu kanala.

U vremensko-frekvencijski disperzivnim sredinama (kao što je mobilni radio kanal), ISI i interkanalna interferencija (*ICI-Interchannel Interference*) su posledica narušavanja ortogonalnosti podnosilaca, odnosno baznih funkcija OFDM signala. Prouzrokovane greške zbog ISI i ICI kritično zavise od vremensko-frekvencijske lokalizacije filtera za uobličavanje impulsa OFDM signala [1, 2].

OFDM sistemi sa cikličnim prefiksom (CP- *Cyclic Prefix*) ne koriste uobličavanje impulsa (pravougaoni impuls), imaju lošu frekvencijsku lokalizaciju i zahtevaju ubacivanje spektralnog zaštitnog intervala da bi se izbegla ICI. Uobličavanjem impulsa spektar postaje dobro frekvencijski lokalizovan, što je poželjno sa gledišta ICI. Međutim, uobličavanje sa idealnim filterima propusnicima opsega ima lošu vremensku lokalizaciju i prozrokuje značajnu ISI u vremensko-frekvencijski disperzivnim sredinama. Dakle,

primena OFDM u vremensko-frekvencijski disperzivnim sredinama zahteva projektovanje filtera za uobličavanje sa dobrom vremensko-frekvencijskom lokalizacijom [1, 2].

Dobro vremensko-frekvencijski lokalizovane ortogonalne bazne funkcije postoje samo za $T \cdot \Delta f > 1$ (T - simboli interval, Δf - frekvencijski razmak između podnosilaca) [1]. Za razliku od OFDM/QAM, OFDM/OQAM sistem omogućuje projektovanje dobro vremensko-frekvencijski lokalizovanih baznih funkcija predajnika čak i za kritičnu vrednost $T \cdot \Delta f = 1$, za koju je spektralna efikasnost maksimalna [1]. Mada uvođenje vremensko-frekvencijskog zaštitnog intervala ($T \cdot \Delta f > 1$) u OFDM/QAM sistemima redukuje spektralnu efikasnost, njegovim korišćenjem se postižu značajne prednosti zbog povećanja robustnosti na vremensko-frekvencijsku disperziju u kanalu i redukcije emisije van korisnog opsega.

Izraženi zahtevi za velikim brzinama prenosa preko frekvencijski selektivnih kanala sa vremenski promenljivim karakteristikama čine "blind" identifikaciju kanala, ekvalizaciju i sinhronizaciju vrlo interesantnim pošto se ne zahteva prenos posebnih pilot simbola ili sekvenci koji smanjuju efikasnost prenosa. Korišćenje ciklostacionarnosti drugog reda OFDM signala, koja se indukuje uvođenjem vremensko-frekvencijskog zaštitnog intervala (kao što je CP), uobličavanjem impulsa ili ponderisanjem podnosilaca, omogućuje "blind" identifikaciju kanala, ekvalizaciju i sinhronizaciju u OFDM sistemima sa minimalnom degradacijom informacione brzine i robustnošću na prisustvo stacionarnog šuma. Isto tako, ciklostacionarne osobine OFDM signala se mogu iskoristi za značajno poboljšanje performansi detekcije, procene parametara i identifikacije ovih signala. Pri tome je pristup korišćena ciklostacionarnosti preko cikličnog spektra vrlo interesantan.

Tehnike ciklostacionarne obrade signala (*Cyclostationary Signal Processing*) koriste inherentne periodičnosti signala, koje se ispoljavaju kao spektralna korelacija između razdvojenih spektralnih komponenata. Korišćenje ove spektralne redukcije svojstvene svim ciklostacionarnim signalima nudi značajne prednosti u mnogim zadacima njihove analize i obrade, a posebno u složenim uslovima (npr. vremensko-frekvencijska disperzivna sredina). Procena cikličnog spektra i analiza cikličnih obeležja (spektralno-korelaciona karakterizacija) predstavljaju ključnu fazu u izboru efikasne obrade ciklostacionarnih signala.

OFDM/QAM signali sa CP, ponderisanjem podnosilaca, ili uobličavanjem impulsa su ciklostacionarni. U ovom radu je izvršena analiza ciklostacionarnih osobina praktično najinteresantnije diskretne realizacije OFDM/QAM signala. Potpuno diskretnom analizom je izveden je eksplicitni izraz za diskretni ciklični spektar OFDM/QAM signala u opštem slučaju i izvršena analiza cikličnih obeležja u zavisnosti od korišćenja CP, ponderisanja podnosilaca i uobličavanja impulsa.

2. Analiza diskretnih ciklostacionarnih signala

Za vremenski diskretizovani signal $x(n) \triangleq x(nT_s)$, gde je T_s interval odabiranja, se kaže da je ciklostacionaran (CS) ili policiklostacionaran (PCS) drugog reda ako su njegova srednja vrednost $m_x(n) \triangleq E\{x(n)\}$ i autokorelacija:

$$\mathfrak{R}_{xx}(n, \tau) = E\{x(n) \cdot x^*(n - \tau)\} \quad (1)$$

periodične sa periodom P (jedan osnovni period $T_0 = PT_s$), ili poliperiodične (više nesamerljivih osnovnih perioda $T_i = P_i T_s$) funkcije vremena (n), respektivno [3]. Većina slučajnih signala ima nultu srednju vrednost i dovoljno je posmatrati periodičnost samo autokorelacione funkcije. τ je celobrojni parametar kašnjenja u odnosu na intervale odabiranja T_s ($\tau = iT_s$). Autokorelacija $\mathfrak{R}_{xx}(n, \tau)$ PCS signala se može predstaviti pomoću generalizovanog diskretnog Fourirovog reda (GDFS- *Generalized Discrete Fourier Series*):

$$\mathfrak{R}_{xx}(n, \tau) = \sum_{\{\alpha_i\}} \mathfrak{R}_{xx}^{\alpha_i}(\tau) \cdot e^{j2\pi\alpha_i n} \quad (2)$$

pri čemu se sabiranje u (2) vrši za sve harmonike $\alpha = k\alpha_i$ (k -ceo broj) svih osnovnih cikličnih frekvencija α_i (recipročne vrenosti perioda ciklostacionarnosti P_i , tj. $\alpha_i = 1/P_i$) u osegu $[0, 1)$, za koje Fourirovi koeficijenti $\mathfrak{R}_{xx}^{\alpha_i}(\tau)$, koji se nazivaju ciklična autokorelacija, postoje kao funkcija od τ i nisu identički jednaki nuli:

$$\mathfrak{R}_{xx}^{\alpha_i}(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathfrak{R}_{xx}(n, \tau) \cdot e^{-j2\pi\alpha_i n} \quad (3)$$

Dakle autokorelacija i ciklična autokorelacija predstavljaju PCS signala predstavljaju GDFS par.

U definiciji autokorelacije (1) vremenski diskretizovanog signala $x(n)$ mora se uvesti vremenski pomeraj τ u celobrojnim iznosima intervala odabiranja T_s , pa se ne može primeniti simetrična verzija definicije autokorelacije sa vremenskim pomerajima $+\tau/2$ i $-\tau/2$ koja se obično koristi kod kontinualnih signala [3].

Ako je autokorelacija $\mathfrak{R}_{xx}(n, \tau)$ CS diskretnih signala periodična sa periodom P , tada su $\mathfrak{R}_{xx}(n, \tau)$ i ciklična autokorelacija predstavljaju DFS par, tj:

$$\mathfrak{R}_{xx}(n, \tau) = \sum_{k=0}^{P-1} \mathfrak{R}_{xx}^k(\tau) \cdot e^{j(2\pi/P)kn}, \quad (4)$$

$$\mathfrak{R}_{xx}^k(\tau) = \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} \mathfrak{R}_{xx}(n, \tau) \cdot e^{-j(2\pi/P)kn}, \quad k = 0, 1, \dots, P-1$$

gde k označava cikličnu frekvenciju α_k normalizovanu sa frekvencijom odabiranja $f_s = 1/T_s$, tj. $\alpha_k = kf_s/P$, $k = 0, 1, \dots, P-1$.

Diskretni ciklični spektar $S_{xx}^k(f)$ CS vremenskog niza $x(n)$ i ciklična autokorelacija $\mathfrak{R}_{xx}^k(\tau)$ predstavljaju diskretni Fourierov transformacioni (DFT-*Discrete Fourier Transform*) par, tj.:

$$S_{xx}^k(f) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} \mathfrak{R}_{xx}^k(\tau) \cdot e^{-j2\pi\tau f} \quad (5)$$

$$\mathfrak{R}_{xx}^k(\tau) = \int_{-1/2}^{1/2} S_{xx}^k(f) \cdot e^{j2\pi\tau f} df$$

Ciklični spektar $S_{xx}^k(f)$ CS niza $x(n)$ je periodična funkcija po normalizovanoj (sa f_s) frekvenciji f sa periodom 1.

3. OFDM/QAM signal

OFDM/QAM diskretni signal $y(n)$ je kompozitni signal dobijen sabiranjem QAM signala i može se predstaviti u obliku:

$$y(n) = R_e \left\{ x(n) \cdot e^{j2\pi f_c n} \right\} \quad (6)$$

gde je f_c frekvencija nosioca, a $x(n)$ je kompleksna anvelopa (ekvivalent u osnovnom opsegu) data zbirom N paralelnih podkanala sa QAM modulacijama. Kompleksna anvelopa $x(n)$ OFDM/QAM signala, u opštem slučaju, ima oblik:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w(k) \cdot \sum_l \gamma_{k,l} \cdot q(n - lP) \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}k \cdot n} \quad (7)$$

gde je P trajanje celog OFDM/QAM simbola sa CP trajanja L ($T = P \cdot T_s$, $T_c = L \cdot T_s$), N je broj podnosilaca razmaknutih za $\Delta f = 1/(P \cdot L) = 1/N$, $q(t)$ je impuls za uobličavanje, $w(k)$ je faktor za ponderisanje k -tog podnosioca, a $\gamma_{k,l}$ su kompleksni informacioni QAM simboli sa M različitih vrednosti, tj.

$\gamma_{k,l} \in \{c_m\}_{m=1}^M$. Komponente u fazi $a_m = R_e\{c_m\}$ i kvadraturi $b_m = I_m\{c_m\}$ kompleksnih M -arnih simbola $c_m = (a_m, b_m)$ su uredene u pravougaoni konstelacioni dijagram signala. Pretpostavlja se da su informacione sekvence QAM simbola nezavisne i identično raspodeljene sa varijansom σ_γ^2 , tj. $E\{\psi_{k,l} \cdot \gamma_{k,l}^* \cdot \psi_{k',l'}^* \cdot \gamma_{k',l'}\} = \sigma_\gamma^2 \cdot \delta(k-k') \cdot \delta(l-l')$ (E -matematičko očekivanje, $\delta(n)$ - Kroneckerova delta funkcija). Dakle, u opštem slučaju je $P = N + L$, gde je L dužina cikličnog prefiksa.

Kada je $P \cdot \Delta f > 1$, odnosno $P > N$, za OFDM/QAM signal se kaže da koristi vremensko-frekvencijski zaštitni interval. OFDM/QAM signal sa CP je specijalan slučaj gde se koristi samo vremenski zaštitni interval. Međutim, uslov $P \cdot \Delta f > 1$ ($P > N$) se može postići ne samo ubacivanjem CP, već i uvođenjem spektralnog zaštitnog intervala tako što se uzme $\Delta f > 1/N$, a što ima za posledicu redukciju ili eliminisanje ICI. U vremensko-frekvencijskim disperzivnim sredinama (npr. mobilni radio kanali) poželjno je uvođenje i vremenskog i spektralnog zaštitnog intervala.

Kompleksna anvelopa $x(n)$ OFDM/QAM signala može se predstaviti zbirom N paralelnih QAM signala u podkanalima sa impulsnim odzivima $q_k(n) = q(n) \cdot e^{j2\pi \cdot f_k \cdot n}$, $f_k = k \cdot \Delta f$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$). Kaže se da je filter za uobličavanje sa impulsnim odzivom $q(n)$ ortogonalan ako u odsustvu kanala garantuje idelnu rekonstrukciju informacionih simbola odnosno garantuje prijem bez ICI i ISI [3]. Ortogonalni filteri sa propusnim opsegom $\leq 2/T$ ekvivalentni su "square-root" Nyquist-ovim filterima [2].

4. Ciklostacionarnost diskretnog OFDM/QAM signala

Efikasna modulacija/demodulacija OFDM signala u osnovnom opsegu se realizuje u diskretnoj verziji primenom IDFT/DFT (*Inverse/Discrete Fourier Transform*). U ovoj praktično najinteresantnijoj relizaciji, autokorelacija (1) kompleksne anvelope (7) OFDM/QAM signala u opštem

sličaju dobija oblik:

$$\Re_{xx}(n, \tau) = \sigma_\gamma^2 \cdot W_N(\tau) \cdot \sum_l q(n-lP) \cdot q(n-\tau-lP) \quad (8)$$

gde je:

$$W_N(\tau) = \sum_{k=0}^{N-1} |w(k)|^2 \cdot e^{j(2\pi/N)k\tau} \quad (9)$$

U izrazima (8) i (9) τ uzima celobrojne vrednosti parametra kašnjenja. Dakle $W_N(\tau)$ u slučaju diskretne realizacije OFDM/QAM signala predstavlja DFT od $|w(k)|^2$. Na osnovu izraza (8) vidi se da je, u diskretnoj realizaciji, autokorelacija kompleksne anvelope OFDM/QAM signala periodična sa periodom P u vremenu n za svaki vremenski pomeraj τ , tj. $\Re_{xx}(n, \tau) = \Re_{xx}(n+P, \tau)$.

U slučaju kada nema ponderisanja podnosilaca (predajne snage svih podnosilaca su jednake), tj. kada je $|w(k)|^2=1$, $k=0,1,\dots,N-1$, dobija se da je:

$$W_N(\tau) = N \sum_i \delta(\tau - iN) \quad (10)$$

što ima za posledicu da je $\Re_{xx}(n, \tau) = 0$ za $\tau \neq iN$, $i \in Z$.

OFDM/QAM signal bez uobličavanja i preklapanja impulsa, vremensko-frekvencijskog zaštnog intervala i ponderisanja podnosilaca: Za OFDM/QAM signal bez uobličavanja i preklapanja impulsa ($q(n)=1$, $n \in [0, P-1]$), bez vremensko-frekvencijskog zaštnog intervala ($P=N$) i bez ponderisanja podnosilaca ($|w(k)|^2=1$, $k=0,1,\dots,N-1$), veličina $W_N(\tau)$ je različita od nule samo za $\tau=iN$, $i \in Z$, (10), a za te vrednosti τ proizvod $q(n-lP) \cdot q(n-\tau-lP)$, $P=N$, u izrazu (8) je različit od nule samo za $\tau=0$, pa je:

$$\Re_{xx}(n, \tau) = \sigma_\gamma^2 \cdot N \cdot \delta(\tau) \quad (11)$$

Dakle, u slučaju kada nema preklapanja ni uobličavanja impulsa, vremensko-frekvencijskog zaštnog intervala i ponderisanja podnosilaca, OFDM/QAM signal je stacionaran. Međutim, ako ne postoji vremensko-frekvencijski zaštni interval ($P=N$) i nema ponderisanja podnosilaca ($|w(k)|=1$), a koristi se uobličavanje impulsa sa nepreklapajućim impulsima ($q(n)$ nije pravougaoni impuls na intervalu $[0, P-1]$), dobija se da je:

$$\Re_{xx}(n, \tau) = \sigma_\gamma^2 \cdot N \cdot \delta(\tau) \cdot \sum_l q^2(n-lP) \quad (12)$$

tj. autokorelacija kompleksne anvelope OFDM/QAM signala je u ovom slučaju periodična sa periodom $P=N$, ali je različita od nule samo za $\tau=0$. Uobličavanje sa preklapanjem ($q(n)$ traje više od P odbiraka) bi očigledno indukovalo ciklostacionarnost OFDM/QAM signala. Međutim, takvi filtri za uobličavanje impulsa sa preklapanjem se u slučaju $P=N$ praktično ne koriste jer se pokazuje da ne omogućuju idealnu rekonstrukciju, odnosno ortogonalnost [1].

OFDM/QAM signal sa ponderisanjem podnosilaca: Ako se faktori za ponderisanje podnosilaca $w(k)$ odaberu tako da je $W_N(\tau) \neq 0$ (9) bar za jedno $\tau \in [1, P-1]$, autokorelacija (8) i u slučaju kada je $P=N$ i kada nema uobličavanja impulsa postaje periodična funkcija, tj. OFDM/QAM signal je u tom slučaju ciklostacionaran. Dakle, ponderisanje podnosilaca (različite predajne snage podnosilaca) u svakom slučaju indukuje ciklostacionarnost kod OQDM/QAM signala.

OFDM/QAM signal sa CP i bez uobličavanja impulsa i ponderisanja podnosilaca: U slučaju OFDM/QAM signala sa CP trajanje P pravougaonog impulsnog odziva $q(n)$ je veće od N odbiraka, tj. $P=N+L$, gde je L trajanje cikličnog prefiksa i pretpostavlja se da je $L \leq N$, tj. $P \leq 2N$. U ovom slučaju OFDM/QAM signala, sa CP i bez ponderisanja podnosilaca, autokorelacija kompleksne anvelope (8) dobija oblik:

$$\begin{aligned} \Re_{xx}(n, \tau) &= \sigma_\gamma^2 \cdot N \sum_i \delta(\tau - iN) \cdot \sum_l q(n-lP) \cdot q(n-\tau-lP) = \\ &= \sigma_\gamma^2 N \left[\delta(\tau) + \delta(\tau-N) \sum_l \sum_{r=LP+N}^{(l+1)P-1} \delta(n-r) + \delta(\tau+N) \sum_l \sum_{r=LP}^{(l+1)P-1-N} \delta(n-r) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

Vidi se da je autokorelacija CP OFDM/QAM signala bez ponderisanja podnosilaca periodična sa periodom P i za $P \leq 2N$ je različita od nule samo za $\tau=0, \pm N$. Dakle, uvođenjem cikličnog prefiksa OFDM/QAM signal postaje ciklostacionaran. Međutim za $P=N$, izraz (13) postaje jednak izrazu (11), tj. OFDM/QAM signal bez uobličavanja impulsa, bez CP i bez ponderisanja podnosilaca gubi ciklostacionarnost u digitalnoj realizaciji i postaje stacionaran.

OFDM/QAM signal sa uobličavanjem i preklapanjem impulsa i vremensko-frekvencijskim zaštnim intervalom: U opštem slučaju OFDM/QAM signala sa vremensko-frekvencijskim zaštnim intervalom (tj. $P > N$) filtri za uobličavanje impulsa sa preklapanjem mogu da zadovolje uslov ortogonalnosti [1]. Kod ovakvih OFDM/QAM signala ciklostacionarnost se indukuje ili vremensko-frekvencijskim zaštnim intervalom ili zbog preklapanja impulsa za uobličavanje. Kada nema ponderisanja podnosilaca se u ovom slučaju, iz opšteg izraza (8, 9), za atokorelaciju kompleksne anvelope se dobija:

$$\Re_{xx}(n, \tau) = \sigma_\gamma^2 N \sum_{i=-K}^K \delta(\tau - iN) \sum_l q(n-lP) \cdot q(n-iN-lP) \quad (14)$$

gde je $K = \lfloor (L_q - 1)/N \rfloor$ ($\lfloor x \rfloor$ označava najbližu celobrojnu vrednost manju ili jednaku x), a L_q predstavlja trajanje impulsnog odziva $q(n)$ filtra za uobličavanje impulsa.

U posmatranom opštem slučaju se uočava periodičnost autokorelacione funkcije (14), odnosno ciklostacionarnost OFDM/QAM signala i kada nema ponderisanja podnosilaca. Ako se koristi i ponderisanje podnosilaca, periodičnost autokorelacione funkcije će postojati za svako $|\tau| \leq L_q - 1$ za koje je $W_N(\tau) \neq 0$, što ciklostacionarnost čini izraženijom i povećava se tačnost procene odgovarajućih cikličnih obeležja i parametara signala.

5. Ciklični spektar OFDM/QAM signala

Ako se na autokorelaciju diskretne kompleksne anvelope OFDM/QAM signala, (8), koja je u opštem slučaju periodična sa periodom P , primeni definicija (4) i zamenjujući $n-lP \rightarrow u$ ($n \in [0, P-1]$, $l \in [-\infty, +\infty] \Rightarrow u \in [-\infty, +\infty]$), dobija se ciklična autokorelacija diskretne kompleksne anvelope OFDM/QAM signala:

$$\begin{aligned} \Re_{xx}^k(\tau) &= \frac{1}{P} \sigma_\gamma^2 \cdot W_N(\tau) \cdot \sum_u q(u) \cdot q(u-\tau) e^{-j(2\pi/P)ku} \\ k &= 0, 1, \dots, P-1 \end{aligned} \quad (15)$$

gde je impuls za uobličavanje $q(n)$ realan signal.

Primenjujući na (15) definiciju DFT para na $q(u)$ niz dobija se sledeći izraz cikličnu autokorelaciju diskretne kompleksne anvelope OFDM/QAM signala:

$$\Re_{xx}^k(\tau) = \frac{1}{P} \sigma_\gamma^2 W_N(\tau) \int_{-1/2}^{1/2} Q(f) Q^* \left(f - \frac{k}{P} \right) e^{j2\pi(f - \frac{k}{P})\tau} df$$

$$k = 0, 1, \dots, P-1 \quad (16)$$

Uvodeći izraz (9) za $W_N(\tau)$ u prethodni izraz, smenom $f \rightarrow f + k/P + n/N$ i vodeći računa o periodičnosti DFT $Q(f)$, dobija se da je:

$$\Re_{xx}^k(\tau) = \frac{\sigma_\gamma^2}{P} \int_0^1 \left[\sum_{n=0}^{N-1} |w(n)|^2 Q \left(f + \frac{k}{P} - \frac{n}{N} \right) Q^* \left(f + \frac{n}{N} \right) \right] e^{j2\pi f \tau} df$$

$$k = 0, 1, \dots, P-1 \quad (17)$$

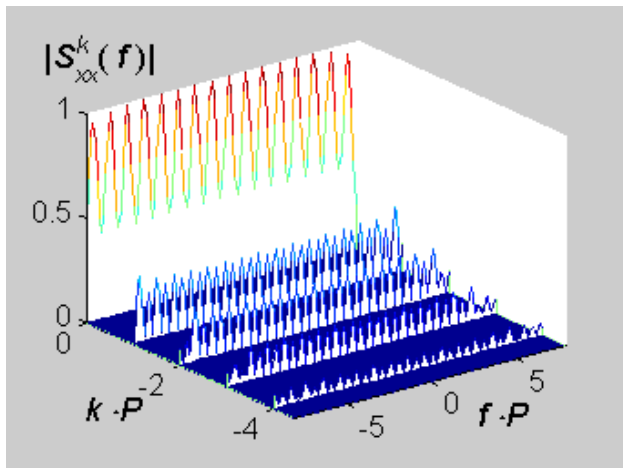
Na kraju se, na osnovu definicije (5) DFT para, dobij izraz za ciklični spektar diskretne kompleksne anvelope OFDM/QAM signala:

$$S_{xx}^k(f) = \frac{\sigma_\gamma^2}{P} \sum_{n=0}^{N-1} |w(n)|^2 Q \left(f + \frac{k}{P} - \frac{n}{N} \right) Q^* \left(f + \frac{n}{N} \right)$$

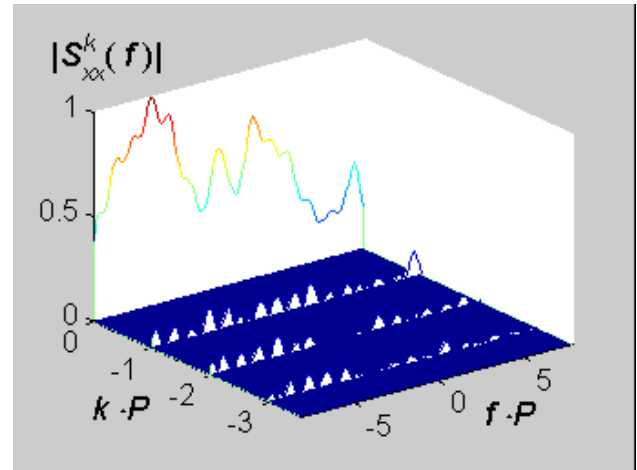
$$k = 0, 1, \dots, P-1 \quad (18)$$

Diskretna verzija CS analize kontinualnih OFDM/QAM signala na bazi stohastičkog matičnog metoda, zasnovanog na njihovom predstavljanju Markovljevim nizom [4], dala bi isti ovaj rezultat. U primeni i interpretaciji rezultata datim izrazima (16-18) za diskretnu cikličnu autokorelaciju i ciklični spektar, treba voditi računa o definiciji i vrednosti detaljno opisane veličine $W_N(\tau)$, date izrazom (9), za razne slučajeve diskretne OFDM/QAM signala.

Na sl.1 i sl.2 su, kao ilustracija, dati neki rezultati analize CS osobina OFDM/QAM signala u osnovnom opsegu u diskretnoj verziji. Na sl.1 je prikazan modul cikličnog spektra kompleksne anvelope OFDM/QAM signala ($N=16$) sa CP ($L=0.2 \cdot P$) i bez uobličavanja impulsa, a na sl.2 bez CP ($P=N$) i bez uobličavanja impulsa, ali sa vektorom ponderisanja podnosilaca $w=[1.1, 1.33, 1.4, 1.53, 1.45, 1.15, 0.95, 1.25, 1.0, 1.35, 1.23, 1.15, 0.85, 0.65, 0.7, 1.0]$. Uočavaju se analizirana ciklična obeležja OFDM/QAM signala.



Slika 1. Modul cikličnog spektra kompleksne anvelope OFDM/QAM signala ($N=16$) sa cikličnim prefiksom, a bez uobličavanja impulsa i ponderisanja podnosilaca.



Slika 2. Modul cikličnog spektra kompleksne anvelope OFDM/QAM signala ($N=16$) bez uobličavanja impulsa i cikličnog prefiksa, a sa ponderisanjem podnosilaca.

6. Zaključak

Izvršena je analiza ciklostacionarnih osobina diskretizovanih OFDM/QAM signala i izveden izraz za njihov diskretni ciklični spektar. Dobijeni rezultati se potvrđuju i diskretizacijom rezultata CS analize kontinualnih OFDM/QAM signala na bazi stohastičkog matičnog metoda, zasnovanog na njihovom Markovljevim modelu [4]. Pokazuje se da OFDM/QAM signal može biti stacionaran jedino u diskretnoj realizaciji kada je bez cikličnog prefiksa, bez uobličavanja i preklapanja impulsa i bez ponderisanja podnosilaca.

LITERATURA

- [1] H. Bölcskei, "Blind Estimation of Symbol Timing and Carrier Frequency Offset in Wireless OFDM Systems", *IEEE Trans. Commun.*, Vol.49, pp.988-999, June 2001.
- [2] H. Bölcskei, P. Duhamel, and R. Hleiss, "Design of pulse shaping OFDM/OQAM systems for high data-rate transmission over wireless channels", in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC)*, Vancouver, BC, Canada, June 1999, pp. 559-564.
- [3] W.A Gardner, *Cyclostationarity in Communications and Signal Processing*, Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994.
- [4] D. Vučić, "Cyclic Spectral Analysis of OFDM/QAM Modulation Using Stochastic Matrix-Based Method", *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, Vol.16, Aug. 2003, pp.341-351.

Abstract: Cyclostationary feature analysis of the discrete-time OFDM/QAM signal, according to the use of cyclic prefix, pulse shaping and subcarrier weighting, is performed. Exact expression for their cyclic spectrum is derived by discrete-time spectral correlation analysis. Some graphed results of the discrete spectral correlation characterization of these signals are presented, as well.

CYCLOSTATIONARY ANALYSIS OF DISCRETE-TIME OFDM/QAM SIGNAL

Desimir Vučić