

Analiza karakteristike bežičnog prenosa signala u 5G sistemima u prisustvu fedinga i ko-kanalne interferencije

By Aco Stevanović

**UNIVERZITET SINGIDUNUM
DEPARTMAN ZA POSLEDIPLOMSKE STUDIJE
BEOGRAD**

**"Analiza karakteristike bežičnog prenosa signala u 5G
sistemima u prisustvu fedinga i ko-kanalne interferencije"**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor:
Prof. dr Petar Spalević

Student:
Aco Stevanović, dipl.inž

SADRŽAJ

UVOD	4
1.1 MODELI FSO KANALA	7
1.1.1 Rayleigh distribucija	8
1.1.2. Negativna eksponencijalna distribucija	8
1.1.3. Log-Normal distribucija.....	8
1.1.4. Rician distribucija	9
1.1.5. Nakagami-m distribucija.....	10
1.1.6. Eksponencijalna Weibull distribucija	10
1.1.7. Gamma-Gamma distribucija	11
1.1.8. K model distribucije.....	13
1.1.9. I-K model distribucije	13
1.1.10. <i>M</i> (Málaga) model distribucije.....	14
1.2. STATISTIČKE KARAKTERISTIKE ZA OPISIVANJE PERFORMANSI SISTEMA	17
1.2.1. Verovatnoća prekida FSO sistema.....	17
1.2.2. Verovatnoća greške po bitu FSO sistema	17
1.2.3. Verovatnoća greške FSO sistema sa OOK	18
1.2.4. Verovatnoća greške FSO sistema u kombinaciji sa binarnim modulacijama	19
1.3. Kapacitet FSO sistema	20
1.3.1. Ergodični kapacitet FSO sistema	21
1.3.2. Kapacitet prekida FSO sistema	21
1.4. ANALIZA SLUČAJA	22
1.4.1. Analitički rezultati	22
1.4.2. Numerički rezultati	23

UVOD

Bežični komunikacioni servisi su postali integralni deo modernog života te se broj raznovrsnih pametnih uređaja prisutnih u mreži konstantno povećava, za razliku od spektra dostupnog za korišćenje od strane različitih aplikacija i / ili korisnika. Pored toga, razvoj servisa Internet stvari (IoT) dovodi do potrebe za višestrukim povezivanjem osoba i objekata. Međutim, postojeći komunikacijski sistemi imaju stroga ograničenja koja se odnose na kriterijume koje je neophodno ispuniti u cilju zadovoljenja ovih zahteva. Konstantno se razvijaju različite tehnika bežičnog prenosa koje mogu da se integrišu u novu generaciju bežičnih komunikacionih sistema kako bi se ispunili postavljeni zahtevi, uključujući i zahteve za visokom spektralnom efikasnošću, veoma malim kašnjenjem, veoma visokom brzinom prenosa podataka, visokom pouzdanošću, visokim propusnim opsegom, energetsom efikasnošću i minimizacijom troškova.

Neprekidni rast potrebe za opsluživanjem sve većeg broja korisnika u sinergiji sa komercijalnim potrebama tržišta doveli su do zahteva za permanentnim razvojem novih i usavršavanjem postojećih informaciono-komunikacionih servisa i tehnologija, kako civilnih tako i vojnih. Pojava novih generacija bežičnih komunikacionih sistema je uslovljena upravo potrebom za pružanjem podrške savremenim komunikacionim servisima. Usled toga se bežični radio-frekvencijski (RF) prenos seli u mikrotalasno područje, u cilju postizanja većeg propusnog opsega korisnog signala, veće brzine prenosa i većeg kvaliteta signala na prijemu. Bežični optički prenos se takođe pokazao kao efektivno sredstvo za postizanje ovih ciljeva, naročito za realizaciju poslednje deonice i rešavanja problema „poslednje milje“ prilikom projektovanja sistema bežičnog prenosa. Na ovaj način se izbegavaju nedostaci komplikovanih i skupih implementacija prenosnih sistema zasnovanih na optičkim vlaknima, koja predstavljaju dobar izbor za realizaciju komunikacionog linka na većim udaljenostima.

Pod optičkim bežičnim komunikacijama podrazumevamo niz savremenih tehnika bežičnog prenosa optičkog signala kroz medijum atmosfere, koje se karakterišu velikim brzinama prenosa, širokim propusnim opsezima signala, jednostavnim praktičnim implementacijama, visokim stepenom bezbednosti prenosa, kao i odsustvom potrebe za prenosom u strogo licenciranom području. Optički prenos se

ostvaruje kako u vidljivom delu spektra (VLC-Visible Light Communications), tako i u infracrvenom delu elektromagnetnog spektra (FSO-Free Space Optics). U ovoj tezi će akcenat biti stavljen na proučavanju FSO sistema.

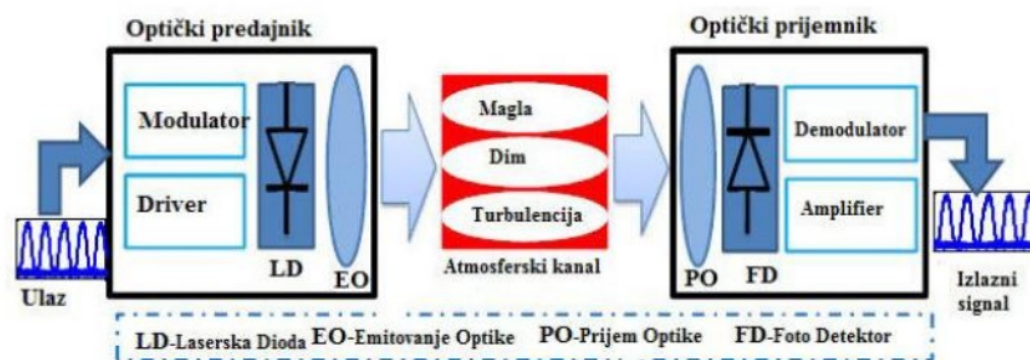
Optički bežični prenos se karakteriše pojavom scintilacije, fenomena koji se ogleda preko fluktuacija nivoa optičkog signala na prijemu, a koji je izazvan varijacijama indeksa prelamanja medijuma usled atmosferskih promena na propagacionom putu (promena atmosferskog pritiska, temperature i nadmorske visine). Sem efekta scintilacije izazvanog atmosferskim turbulencijama, na performanse FSO sistema i slabljenje optičkog signala utiče i greška pri pozicioniranju između prijemnika i predajnika do koje dolazi usled vibriranja optičkog snopa pri prenosu koje se javlja kao posledica vetra, vibracije tla i toplotnog širenja vazduha i pomeraja ravni optičkog prenosa u vertikalnom i horizontalnom pravcu.

I pored ovih limitirajućih faktora, uspešno je realizovan zadovoljavajući FSO prenos sa dužinama linkova od 50 m do nekoliko kilometara, uz dostignute brzine prenosa od 1 Mb/s do 10 Gb/s. Ovakve FSO realizacije se, kao što je već navedeno najčešće koriste za premošćavanje nejednakosti brzina prenosa između optičkih vlakana glavne komunikacione mreže i lokalne mreže krajnjih korisnika (problem „poslednje milje“). Još jedna bitna primena FSO sistema prenosa je njihovo korišćenje za realizaciju alternativnih linkova prenosa, koji bi se koristili kao podrška u slučaju privremenog otkaza glavnog optičkog linka.

Predmet istraživanja ove disertacije je analiza karakteristike bežičnog prenosa signala u 5G sistemima u prisustvu fadinga i ko-kanalne interferencije sa osvrtom na performanse FSO prenosa, koji se odvija pod uticajem atmosferske turbulencije i greške pri pozicioniranju, u cilju utvrđivanja optimalnog scenarija prijema signala za slučaj primene prostornih diverziteti tehnika, kao i analiza efektivnosti hibridnih prenosnih sistema i određivanje optimalnih vrednosti parametara takvog prenosa. Za posmatrane scenarije bežičnog prenosa biće određene standardne mere performansi sistema, kao što su srednja verovatnoća greške po bitu, verovatnoća otkaza i kapacitet kanala. Biće predstavljena analitička i numerička rešenja problema, a uticaj pojedinih parametara sistema na performanse bežičnog prenosa će biti grafički predstavljeni.

1.1 MODELI FSO KANALA

FSO komunikacioni sistemi, moraju imati obezbeđenu optičku vidljivost (LOS - Line of Sight) kako bi se nesmetano odvijao proces komunikacije [1,2]. Na Slici 1.1. dat je uprošćeni prikaz blok šeme jednog FSO komunikacionog sistema. Međutim, prilikom propagacije optičkog snopa može doći do narušavanja propagacionog puta, atmosferskim prilikama te je potrebno matematički modelovati taj uticaj. U cilju efikasnog modelovanja FSO komunikacionog sistema potrebno je što kvalitetnije sagledati i opisati njegove karakteristike [3].



Slika 1.1. Blok dijagram LOS FSO sistema.

U cilju efikasnog opisivanja propagacije FSO komunikacionog puta potrebno je poznavati funkcionalne karakteristike sistema i propagaciju opisati matematičkim modelom. Zbog izuzetne kompleksnosti koja je prisutna kod matematičkog modelovanja atmosferske turbulencije univerzalni model validan za sve vrste turbulentnih režima trenutno ne postoji iako postoji konstantna težnja da se predloži jedan efikasan i univerzalan matematički model [3]. U tom kontekstu predloženi su mnogi matematički modeli a u skorije vreme predložen je i jedan model, koji se uspešno može svesti na većinu poznatih modela, M model distribucije koji u sebi uključuje većinu do sada predloženih modela. Ovde ćemo dati kratak osvrt na najčešće korišćene modele kao što su Rayleigh-ova distribucija, Log-Normal-na distribucija, Rician

distribucija, Nakagami distribucija, Negativna eksponencijalna distribucija, Eksponencijalna Weibull distribucija, M (Malaga) distribucija, kao i Gamma-Gamma distribucija koja će biti detaljnije opisana i analizirana [4].

1.1.1 Rayleigh distribucija

Rayleigh-jev model koristi se za opisivanje pojačanja kanala. Indeks scintilacije u slučaju Rayleigh-jeve raspodele je 1. Rayleigh PDF (Probability Density Function) je koncentrisanija pri niskim (duboko izbledelim) vrednostima [5].

PDF za Rayleigh distribuciju je:

$$f(I) = \frac{I}{\sigma^2} e^{-\frac{I}{2\sigma^2}}, I \geq 0 \quad (1.1)$$

gde je I iradijacija, a σ^2 varijansa.

1.1.2. Negativna eksponencijalna distribucija

U režimima jakih fluktuacija gde je dužina linka nekoliko kilometara broj nezavisnih rasejanja postaje veći a fluktuacije amplitude prate Rayleigh distribuciju uključujući negativnu statistiku za zračenje, tako da je PDF ove distribucije modelovan kao [6]:

$$f(I) = \frac{1}{I_0} e^{-\frac{I}{I_0}}, I \geq 0 \quad (1.2)$$

gde $E[I]=I_0$ predstavlja srednju vrednost primljene iradijacije

1.1.3. Log-Normal distribucija

Log-Normal distribucija se uglavnom koristi za modelovanje fedinga povezanog sa režimima slabe atmosferske turbulencije [4].

Ovaj model je matematički opisan i karakteriše ga Ritova varijansa σ_i^2 . Ova turbulencija koja izaziva feding se kreće u granicama $\sigma_i^2 < 1.2$, što ujedno i definiše granicu važenja Log-Normal modela. Rytov-a varijansa se može izračunati kao:

$$\sigma_i^2 = 1.23 C_n^2 k^{7/6} L^{11/6} \quad (1.3)$$

gde je L - distanca propagacije, a k - optički talasni broj.

Log-Normal model distribucije pretpostavlja da će log intenzitet I laserske svetlosti koji prolazi kroz atmosferu biti normalno raspodeljen kada je srednja vrednost $-\sigma_i^2/2$. Funkcija gustine raspodele verovatnoće, PDF, primljene iradijacije data je izrazom [4-6]:

$$f(I) = \frac{1}{I\sqrt{2\pi\sigma_i^2}} \exp\left(-\frac{\left(\ln(I) + \frac{\sigma_i^2}{2}\right)^2}{2\sigma_i^2}\right), I \geq 0 \quad (1.4)$$

gde je I - iradijacija na prijemniku, a σ_i^2 - scintilacioni indeks.

1.1.4. Rician distribucija

Rician model distribucije koristi se za modelovanje propagacije signala u okruženjima gde postoji optička vidljivost (LOS, Line of Sight) između predajnika i prijemnika. LOS komponenta signala ima jači intenzitet od rasejanih komponenti signala, pa se naziva i dominantna komponenta. Ovaj model se dobro aproksimira prenos signala u ruralnim sredinama i slabo naseljenim mestima i (gde najčešće postoji dominantna komponenta signala) kao i za modelovanje prenosa u satelitskim kanalima [5].

Gustina verovatnoće Rician fedinga izražena je izrazom:

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{2\alpha(1+K)}{\alpha^2} e^{-K-(1+K)\alpha^2/\overline{\alpha^2}} I_0\left(2\alpha\sqrt{\frac{K(1+K)}{\alpha^2}}\right) \quad (1.5)$$

gde $I_0(x)$ predstavlja Bessel-ovu funkciju prve vrste, dok parametar K predstavlja odnos snage koherentne i nekoherentne komponente i izražava se kao [7]:

$$K = \left[\frac{\overline{\alpha^2}}{\sqrt{\overline{\alpha_r^4} + 2\overline{\alpha_r^2}(\sigma_i^2 - \sigma_r^2) - (\sigma_i^2 - \sigma_r^2)^2}} - 1 \right] \quad (1.6)$$

i:

$$\overline{\alpha^2} = \sigma_i^2 + \sigma_r^2 + \overline{\alpha_r^2} \quad (1.7)$$

$$\overline{\alpha_r^2} = \exp\left(-\frac{\sigma_\chi^2 - \sigma_\varphi^2}{2}\right) \quad (1.8)$$

$$\sigma_r^2 = (1/2G)\left(1 + \exp(-2\sigma_\varphi^2) - 2\exp(-2\sigma_\chi^2 - 2\sigma_\varphi^2)\right) \quad (1.9)$$

$$\sigma_i^2 = (1/2G)\left(1 + \exp(-2\sigma_\varphi^2)\right) \quad (1.10)$$

gde σ_χ^2 predstavlja Log-amplitudnu varijansu koja je data izrazom kao:

$$\sigma_\chi^2 = 0.307k^{7/6}L^{11/6}C_n^2 \quad (1.11)$$

1.1.5. Nakagami-m distribucija

Modulacija koja objedinjuje u opisu Rayleigh i Rician feding distribucije naziva se Nakagami-m distribucija [5,8]. PDF primljenog signala ovog modela može se opisati matematičkim modelom:

$$f(I) = \frac{1}{2\sigma_i^2} \exp\left(-\frac{I + A_0^2}{2\sigma_s^2}\right) I_0\left(\frac{A_0\sqrt{I}}{\sigma_s^2}\right) \quad (1.12)$$

gde σ_s^2 predstavlja varijansu, a A_0 je konstanta.

1.1.6. Eksponencijalna Weibull distribucija

Weibull eksponencijalni model distribucije se koristi za modelovanje prostiranja signala kroz kanal u okruženjima pri raznim intenzitetima turbulencija. Weibull eksponencijalni model distribucije primenjuje se npr. kod sistema sa velikim otvorom blende na prijemnoj strani. Preporučuje se korišćenje Weibull distribucije da bi se opisala verovatnoća distribucije u obliku datom izrazom [9,10]:

$$p_I(I) = 1 - \exp\left[-\left(\frac{I}{\eta}\right)^\beta\right], I \geq 0 \quad (1.13)$$

odnosno:

$$p_I(I) = \frac{\alpha\beta}{\eta} \left(\frac{I}{\eta}\right)^\beta \exp\left[-\left(\frac{I}{\eta}\right)^\beta\right] \left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{I}{\eta}\right)^\beta\right]\right\}^{\alpha-1} \quad (1.14)$$

gde:

α predstavlja parametar koji daje veću svestranost eksponencijalnoj Weibull distribuciji i čvrsto je zavistan od dimenzija prijemne aperture.

$$\alpha \approx \frac{7.220\sigma_I^{2/3}}{\Gamma(2.487\sigma_I^{2/6} - 0.104)} \quad (1.15)$$

β predstavlja parametar oblika i izražen je izrazom:

$$\beta \approx (\alpha\sigma_I^2)^{-6/11} \quad (1.16)$$

η parametar skaliranja i izražen je irazom:

$$\eta = 1/\left[\alpha\Gamma(1+1/\beta)\right] g_1(\alpha, \beta) \quad (1.17)$$

gde:

$$g_n(\alpha, \beta) = \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i (i+1)^{-(n+\beta)/\beta} \times \Gamma(\alpha) / [i! \Gamma(\alpha-1)] \quad (1.18)$$

Napred navedene formule (1.13) i (1.14) predstavljaju matematički model Weibull eksponencijalne distribucije.

1.1.7. Gamma-Gamma distribucija

Gamma-gamma model turbulencije zasniva se na procesu modulacije čiji je PDF model distribucije baziran na pretpostavci rasejanja i prelamanja i može biti predstavljen matematički kao [4-6]:

$$f(I) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} I^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{(\alpha-\beta)}(2\sqrt{\alpha\beta}I), I \geq 0 \quad (1.19)$$

gde je I - intenzitet signala, $\Gamma(.,.)$ - Gamma funkcija, i $K_{(\alpha-\beta)}$ predstavlja modifikovanu Bessel-ovu funkciju druge vrste. Parametri α i β su PDF parametri koji opisuju scintilaciju prostornog talasa.

Ako se pretpostavi da je optička iradijacija prostorni talas, parametri α i β karakterišu fluktuacije iradijacije, a PDF je povezan sa atmosferskim uslovima preko ovih parametara kao:

$$\alpha = \frac{1}{\frac{0.49\sigma_R^2}{e^{(1+1.1\sigma_R^{12/5})^{7/6}} - 1}} \quad (1.20)$$

$$\beta = \frac{1}{\frac{0.49\sigma_R^2}{e^{(1+0.69\sigma_R^{12/5})^{5/6}} - 1}} \quad (1.21)$$

$$\sigma_R^2 = 1.23C_n^2 k^{7/6} L^{11/6} \quad (1.22)$$

gde:

C_n^2 - predstavlja refrakcioni indeks koji se može usvojiti da bude konstanta za horizontalnu putanju,

$k = 2\pi/\lambda$ - talasni broj izražen u (m),

L - predstavlja propagacionu distancu.

PDF ovog modela može se smatrati validnim za veliki broj režima turbulencije, od slabe do jake turbulencije.

Uobičajene vrednosti za parametre σ_R^2 , α i β prikazane su u tabeli 1.1 [5].

Tabela 1.1 Uobičajene vrednosti parametara σ_R^2 , α i β .

Par ametar	Režim turbulencije		
	S laba	U merena	J aka
σ_R^2	0 .2	1. 6	3. 5
α	1 1.6	4. 0	4. 2

β	1	1.	1.
	0.1	9	4

1.1.8. K model distribucije

Ovaj statistički model se koristi u uslovima jake turbulencije. Ovde je indeks scintilacije skoro 1, a vrednost varijanse intenziteta je između 3 i 4. Ovaj model kanala može se razmatrati kao proizvod dva nezavisna modela - Eksponencijalnog i Gamma. Ovaj model pruža vrlo dobar sklad između teorijskih i eksperimentalnih vrednosti [6].

PDF za trenutni električni SNR, na prijemniku može se predstaviti kao:

$$P_{\gamma}(\gamma) = \frac{\beta^{\frac{\beta+1}{2}} \gamma^{\frac{\beta-3}{4}}}{\Gamma(\beta) \xi^{\frac{\beta+1}{4}}} K_{\beta-1} \left(2\sqrt{\beta} \sqrt{\frac{\gamma}{\xi}} \right) \quad (1.23)$$

Gde se β odnosi na efektivni broj diskretnih vrtloga, dok je $\Gamma(\cdot)$ Gamma funkcija. $K_{\nu}(\cdot)$ predstavlja modifikovanu Bessel-ovu funkciju druge vrste. ξ je srednji električni SNR na prijemniku, koji je dat kao:

$$\xi = (\eta E[I])^2 / N_0 \quad (1.24)$$

Kod K distribucije nije jednostavno da se povežu matematički parametri sa atmosferskom turbulencijom i zbog toga ovaj model distribucije ima ograničenu primenu i korišćenje.

1.1.9. I-K model distribucije

Ovaj model kanala može da se koristi u uslovima i slabe i jake turbulencije. Štaviše, ima manje složenosti nego Gamma-Gamma model kanala. Tako da je ovaj model kanala generalno korišćen.

PDF za trenutni električni SNR, na prijemniku može se predstaviti kao [6]:

$$P_{\gamma}(\gamma) = \begin{cases} 2\alpha(1+\rho)\left(\frac{1+\rho}{\rho}\right)^{\frac{\alpha-1}{2}} \frac{\gamma^{\frac{\alpha-3}{4}}}{\xi^{\frac{\alpha-3}{4}}} K_{\alpha-1}(2\sqrt{\alpha\rho}) I_{\alpha-1}\left(2\sqrt{\alpha(1+\rho)}\sqrt{\frac{\gamma}{\xi}}\right), & \gamma < \frac{\rho^2\xi}{(1+\rho)^2} \\ 2\alpha(1+\rho)\left(\frac{1+\rho}{\rho}\right)^{\frac{\alpha-1}{2}} \frac{\gamma^{\frac{\alpha-3}{4}}}{\xi^{\frac{\alpha-3}{4}}} I_{\alpha-1}(2\sqrt{\alpha\rho}) K_{\alpha-1}\left(2\sqrt{\alpha(1+\rho)}\sqrt{\frac{\gamma}{\xi}}\right), & \gamma > \frac{\rho^2\xi}{(1+\rho)^2} \end{cases} \quad (1.25)$$

gde je $I_{\nu}(\cdot)$ predstavlja modifikovanu Bessel-ovu funkciju prve vrste ν -tog reda, dok su α i β parametri distribucije i predstavljaju efektivan broj vrtloga i parametar koherencije, respektivno.

Ovde je veoma važan parametar ρ . Parametar ρ je vrednost odnosa snage srednjih intenziteta koherentne i slučajne komponente polja. Za izuzetno slabo rasipanje je relativno veliko, jer poljem dominira koherentna komponenta. Odnos snage opada kako snaga turbulencije raste.

1.1.10. M (Málaga) model distribucije

Generalizovani model distribucije kojim bi se mogao opisati veliki broj režima jeste M (Málaga) model. Istraživači su razvijanjem poznatih metoda i njihovom modifikacijom pokušavali da dođu do generalizovanog modela koji bi opisao što veći broj režima. Tako, Rytov-a metoda predstavlja konvencionalnu metodu za analiziranje režima slabih fluktuacija. Dodatak ove teorije istraživači [11, 12] su razvili u cilju dobijanja generalnijeg modela, LL modela kako bi dobili Gamma-Gamma model PDF-a. Oba navedena modela aproksimiraju ponašanje fluktuacije optičkog zračenja u turbulentnoj atmosferi u svim režimima zračenja. LL model predstavlja generički model zato što uključuje u sebi Log-Normal distribuciju koja može biti primenjena kod slabih turbulencija i Log-Normal modulisanu eksponencijalnu distribuciju koja se koristi u jakim turbulencijama pa se čak šta više ona može svesti i na negativnu eksponencijalnu distribuciju u ekstremno jakim turbulentnim režimima [13]. Na osnovu toga predložen je model distribucije koji je više generički i koji uključuje većinu specijalnih slučajeva, veliki broj validnih metoda koje su prethodno predložene u literaturi, objedinjujući ih u jednu opštiju formalizaciju datu u zatvorenom obliku [11]. Ovaj model propagacije naziva se M model distribucije. Kod ovog modela se pored

LOS komponente i komponente rasejanja uključuje i treća komponenta koja je usko povezana sa LOS komponentom, kao što je predstavljeno izrazom:

$$U = (U_L + U_S^C + U_S^G) e^{(j\chi + jS)} \quad (1.26)$$

gde je:

$$U_L = \sqrt{G} \sqrt{\Omega} e^{(j\Phi_A)} \quad (1.27)$$

$$U_S^C = \sqrt{\rho} \sqrt{G} \sqrt{2b_0} e^{(j\Phi_B)} \quad (1.28)$$

$$U_S^G = \sqrt{(1-\rho)} U_S' \quad (1.29)$$

Gde su U_S^C i U_S^G statistički nezavisni stacionarni slučajni procesi, kao i U_L i U_S^G koji su takođe nezavisni slučajni procesi. Promenljive S i S predstavljaju slučajne promenljive Log-amplitudne i fazne fluktuacije. Parametar $\Omega = E[|U_L|^2]$ predstavlja srednju snagu LOS komponente, gde je srednja snaga ukupne komponente rasejanja označena sa $2b_0 = E[|U_S^C|^2 + |U_S^G|^2]$. Determinističke faze LOS komponente povezane sa komponentom LOS rasejanja označene su sa Φ_A i Φ_B . Sa druge strane ρ predstavlja faktor količine snage rasejanja LOS komponente rasejanja povezane sa LOS komponentom. Faktor ρ zavisi od dužine prostiranja L , intenziteta turbulencije, optičke talasne dužine λ , prečnika snopa, prosečne skale nehomogenosti ($l = \sqrt{\lambda L}$) zraka divergencije usled širenja zraka, indukovano atmosferekim prilikama i rastojanja između različitih puteva propagacije (LOS komponente i komponente rasejanja). Ako je razmak između navedenih puteva veći od talasne dužine onda je indukovana turbulencija fedinga nekorelisana.

Iradijacija M modela može se definisati izrazom:

$$I = |U_L + U_S^C + U_S^G|^2 e^{2\chi} = \left| \sqrt{G} \sqrt{\Omega} e^{(j\Phi_A)} + \sqrt{\rho} \sqrt{G} \sqrt{2b_0} e^{(j\Phi_B)} + \sqrt{(1-\rho)} U_S' \right|^2 e^{2\chi} \quad (1.30)$$

Dobijena M PDF raspodela može se napisati kao:

$$I = |U_L + U_S^C + U_S^G|^2 e^{2\chi} = YX \quad (1.31)$$

gde su Y brze fluktuacije, a X spore fluktuacije:

$$\begin{cases} Y \sqcup |U_L + U_S^C + U_S^G|^2 \\ X \sqcup e^{2Z} \end{cases} \quad (1.32)$$

PDF raspodela M modela može se izraziti sada kao:

$$f(I) = A \sum_{k=1}^{\beta} a_k I^{\frac{\alpha+k}{2}-1} K_{\alpha-k} \left(2\sqrt{\frac{\alpha\beta I}{\gamma\beta + \Omega'}} \right) \quad (1.33)$$

gde K_v predstavlja Bessel-ovu funkciju druge vrste v -tog reda.

$$A = \frac{2\alpha^{\frac{\alpha}{2}}}{\gamma^{\frac{1+\alpha}{2}} \Gamma(\alpha)} \left(\frac{\gamma\beta}{\gamma\beta + \Omega'} \right)^{\beta + \frac{\alpha}{2}} \quad (1.34)$$

$$a_k = \frac{(\beta-1)(\gamma\beta + \Omega')^{\frac{1-k}{2}} \left(\frac{\Omega'}{\gamma} \right)^{k-1} \left(\frac{\alpha}{\beta} \right)^{\frac{k}{2}}}{(k-1) \Gamma(k)} \quad (1.35)$$

gde $\binom{\beta}{k}$ predstavlja binominalni koeficijent i $\Gamma(\cdot)$ predstavlja Gamma funkciju.

Kod ove novopredložene M distribucije može se svođenjem parametara, većina poznatih distribucija izraziti kao u Tabeli 1.2 [13].

Tabela 1.2. Svođenje parametara M distribucije na poznate distribucije.

Model distribucije	Generalizacija	Model distribucije	Generalizacija
Rice-Nakagami	$\rho = 0$ $\text{Var}[U_L] = 0$	Log-Normal	$\rho = 0$ $\text{Var}[U_L] = 0$ $\gamma \rightarrow 0$
Gamma	$\rho = 0$ $\gamma = 0$	K	$\Omega = 0$ i $\rho = 0$ ili $\beta = 1$
HK	$\text{Var}[U_L] = 0$ $\rho = 0$ $X = \gamma$	Exponential	$\Omega = 0$ $\rho = 0$ $\alpha \rightarrow \infty$
Gamma-Gamma	$\rho = 1$, tada je $\gamma = 0$	Gamma-Rician	$\beta \rightarrow \infty$

	$\Omega' = 1$			
Shadowe d-Rician	$\text{Var}[X] = 0$			

1.2 STATISTIČKE KARAKTERISTIKE ZA OPISIVANJE PERFORMANSI SISTEMA

Za opisivanje kvaliteta prenosa signala u FSO sistemima koriste se mnoge performanse među kojima se izdvajaju odnos signal šum (SNR - Signal Noise Ratio), verovatnoća otkaza (OP - Outage Probability), kapacitet kanala (CC - Channel Capacity) i srednja verovatnoća greške po bitu (ABER - Average Bit Error Ratio).

1.2.1. Verovatnoća otkaza

Verovatnoća otkaza definiše se kao verovatnoća da je trenutna vrednost odnosa SNR (odnosa signal/šum) manji od određenog praga, koji je unapred definisan i koji je odabiran tako da obezbeđuje određeni nivo kvaliteta servisa [14]. Ekvivalentno, verovatnoća otkaza se može izraziti preko kumulativne funkcije raspodele (CDF – Cumulative Distribution Function) trenutne vrednosti SNR-a:

$$P_{out} = F_{\gamma}(\gamma_{th}) = P_r[\gamma < \gamma_{th}] = \int_0^{\gamma_{th}} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (1.36)$$

gde je sa $P_r[\cdot]$ označena verovatnoća i $f_{\gamma}(\gamma)$ predstavlja funkciju gustine verovatnoće trenutnog SNR-a. Za određivanje performansi sistema potrebno je poznavati statistiku FSO kanala.

1.2.2 Verovatnoća greške po bitu FSO sistema

Verovatnoća greške zavisi od statistike kanala i od primenjene modulacione tehnike. Verovatnoće greške po bitu predstavlja odnos broja pogrešno detektovanih bita i ukupnog broja poslatih bita.

Da bi se odredio srednja verovatnoća greške po bitu (ABER) potrebno je poznavati funkciju gustine verovatnoće (PDF - Probability Density Function). PDF primljenog signala je po prirodi nestacionarna i zavisi od parametara atmosferske turbulencije, tako da ABER pruža dobru sliku o kvalitetu prenosa signala u FSO sistemima.

Srednja verovatnoća greške po bitu može se dobiti usrednjavanjem izraza u jednačini za uslovnu verovatnoću određene modulacije i primenom funkcije gustine verovatnoće (PDF) primljenog signala određene raspodele koja se koristi za opisivanje modela kanala.

$$P_e = \int_0^{\infty} P_{ec}(I) f_I(I) dI \quad (1.37)$$

Za prenos signala u FSO sistemima se koristi više modulacionih formata, među kojima su najpopularniji On-Off keying (OOK), Binary Phase Shift Keying (BPSK) i Differential Phase Shift Keying (DPSK). OOK format je relativno jednostavan ali ne daje superiorne performanse. BPSK format zahteva složenu implementaciju u demodulatoru ali daje veoma dobre performanse. DPSK format zahteva manje složenu implementaciju od BPSK, performanse su lošije od BPSK ali znatno bolje od OOK [15].

1.2.3. Verovatnoća greške FSO sistema sa OOK

Jedna od najčešće korišćenih modulacionih formata pri FSO prenosu je OOK modulacioni format, najviše zbog jednostavnosti praktične implementacije takvog sistema. Srednja verovatnoća greške po bitu ovakvog FSO sistema može se izraziti kao [16]:

$$P_b = P(on)P(off | on) + P(off)P(on | off) \quad (1.38)$$

gde $P(on)$ i $P(off)$ predstavljaju verovatnoće da je primljen bit „1“ i „0“, respektivno, $P(off | on)$ je verovatnoća da je detektovan bit „0“ kada je poslat bit „1“, i $P(on | off)$ je verovatnoća koja odgovara obrnutom slučaju. Smatra se da su ova dva događaja podjednako verovatna, odnosno $P(on) = P(off) = 0.5$, pa se prethodni izraz svodi na:

$$P_b = \frac{1}{2} [P(off | on) + P(on | off)] \quad (1.39)$$

Za slučaj kada termički šum predstavlja dominantnu smetnju u kanalu, varijanse šuma u „on“ i „off“ stanju imaju jednake vrednosti, pa se ukupni šum može modelovati Gausovom raspodelom nulte srednje vrednosti i varijanse $\sigma_N^2 = \sigma_{N/on}^2 = \sigma_{N/off}^2$. Zbog toga je za vrednost praga odlučivanja odabrana srednja vrednost. Uzimajući u obzir

slučajne fluktuacije nivoa optičkog signala na prijemu, izazvane usled efekta scintilacije, uslovna verovatnoća greške je određena kao [17]:

$$P_{ec} = P(off | on, I) = P(on | off, I) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{P_T R}{\sqrt{2\sigma_N^2}} I \right) \quad (1.40)$$

gde je $\operatorname{erfc}(\cdot)$ komplementarna funkcija greške [18, Eq. 8.250.4]. P_T predstavlja srednju optičku snagu na prijemu, R je responsivnost, dok je σ_N varijansa kanalnog šuma.

1.2.4. Verovatnoća greške FSO sistema u kombinaciji sa binarnim modulacijama

Srednja verovatnoća greške po bitu za FSO prenos za slučaj primene nekog od binarnih modulacionih formata, se može se odrediti u funkciji vrednosti CDF trenutnog SNR -a, $F_\gamma(\gamma)$, kao [19]:

$$P_e = \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \int_0^\infty e^{-q\gamma} \gamma^{p-1} F_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (1.41)$$

1 gde su parametri p i q definisani na opojedinačne binarne modulacione formate: $(p, q) = (0.5, 0.5)$ za BFSK format (Binary Frequency Shift Keying), $(p, q) = (0.5, 1)$ za BPSK format, $(p, q) = (1, 0.5)$ za NBFSK format (Non-coherent Binary Frequency Shift Keying), $(p, q) = (1, 1)$ za DBPSK format (Differential BPSK).

Uslovna verovatnoća greške po bitu u zavisnosti od fluktuacije intenziteta (iradijacija) optičkog signala kada se prenos u FSO sistemu vrši preko DPSK može se izraziti kao [20]:

$$P_{ec} = \frac{1}{2} e^{-\frac{P_T}{\sigma_N}} \quad (1.42)$$

Uslovna verovatnoća greške po bitu u zavisnosti od fluktuacije intenziteta (iradijacija) optičkog signala kada se prenos u FSO sistemu vrši preko BPSK može se izraziti kao [20]:

$$P_{ec} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{P_T}{\sigma_N} I \right) \quad (1.43)$$

1.3. Kapacitet FSO sistema

Kapacitet kanala pri FSO prenosu predstavlja još jednu značajnu meru performansi sistema, koja je korisna za procenu kvaliteta različitih servisa na prijemu. Razmotrićemo ergodični kapacitet, koji definiše najveću ostvarivu vrednost brzine prenosa signala za slučaj razmatranog FSO prenosa u prisustvu scintilacije. U tom slučaju, fluktuacije intenziteta signala na prijemu su brze i uticaji scintilacije na susednim prenetim simbolima kroz FSO kanal su nezavisni i različiti. Međutim, poznato je da atmosfersku turbulenciju karakterišu spore fluktuacije intenziteta signala (vreme koherencije kanala od oko 1-100 ms), pa intenzitet scintilacije koji je rezultat atmosferskih turbulencija ostaje nepromenjen za veliki broja prenesenih simbola [21]. Upotreba veoma dugih interlivera u cilju postizanja nezavisnosti odmeraka fedinga na uzastopnim simbolima je nepraktična u FSO sistemima. Iz tog razloga, ergodični kapacitet ne predstavlja odgovarajuću meru za opisivanje performansi FSO sistema, već mera performansi koja se naziva kapacitet otkaza.

1.3.1. Ergodični kapacitet FSO sistema

Analiza ergodičnog kapaciteta FSO sistema opravdana je samo uz pretpostavku da je trajanje simbola dovoljno dugo da obezbedi dugoročne ergodične osobine atmosferske turbulencije. Uzimajući u obzir ovu pretpostavku, i smatrajući da je FSO kanal pod uticajem atmosferske turbulencije i slučajne kratkotrajne blokade signala usled fizičkih prepreka, čija je verovatnoća označena sa p_s , ergodični kapacitet može se odrediti pomoću izraza:

$$\langle C \rangle = B \int_0^{\infty} \log_2(1 + \gamma) f_N(\gamma) d\gamma \quad (1.44)$$

gde B predstavlja propusni opseg kanala, i $f_N(\gamma)$ predstavlja funkciju gustine verovatnoće trenutnog SNR-a koja je data jednačinom:

$$f_N(\gamma) = p_s \delta(\gamma) + (1 - p_s) f_\gamma(\gamma) \quad (1.45)$$

gde je $f_\gamma(\gamma)$ funkcija gustine verovatnoće trenutnog SNR-a i $\delta(\cdot)$ je Dirakova (Dirac) delta funkcija.

Zamenom (1.45) u (1.46) dobija se:

$$\langle C \rangle = B p_s \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) \delta(\gamma) d\gamma + B(1-p_s) \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (1.46)$$

1.3.2. Kapacitet otkaza FSO sistema

Kada su fluktuacije intenziteta primljenog optičkog signala opisane sporom statistikom scintilacije, performanse FSO sistema adekvatno se određuju pomoću mere performansi koja se naziva kapacitetom otkaza, C_{out} [22]. Verovatnoća prekida sistema označena sa r jednaka je verovatnoći da trenutni kapacitet C bude manji od kapaciteta otkaza:

$$\Pr[C < C_{out}] = r \quad (1.47)$$

Pošto je trenutni SNR γ slučajna veličina, trenutni kapacitet C je takođe slučajna promenljiva. Stoga, verovatnoća definisana jednačinom (3.12) može se izraziti kao [23]:

$$r = \int_0^{C_{out}} f_C(C) dC \quad (1.48)$$

gde $f_C(C)$ predstavlja funkciju gustine verovatnoće trenutnog kapaciteta C . Uzimajući u obzir funkciju gustine verovatnoće trenutnog SNR-a koja je data jednačinom (3.10) i definiciju ergodičnog kapaciteta [22]:

$$C = B \log_2(1+\gamma) = B \frac{\ln(1+\gamma)}{\ln(2)} \quad (1.49)$$

funkcija gustine verovatnoće trenutnog kapaciteta C može se naći transformacijom slučajnih promenljivih kao:

$$f_C(C) = \frac{f_N(\gamma)}{\left| \frac{\partial C}{\partial \gamma} \right|} \Big|_{\gamma=2^{C/B}-1} \quad (1.50)$$

$$\text{gde je } \left| \frac{\partial C}{\partial \gamma} \right| = \frac{B}{(1+\gamma) \ln(2)}.$$

1.4. ANALIZA SLUČAJA

1.4.1. Analitički rezultati

U ovom radu određeni su analitički izrazi za ABER za Gamma-Gamma model kanala, a pri prenosu signala u FSO sistemima korišćenjem DPSK i BPSK modulacione šeme.

Zamenom PDF za Gamma-Gamma model dobija se:

$$P_e = \frac{(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \int_0^\infty I^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} e^{-\frac{P_T I}{\sigma_N}} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}I) dI. \quad (1.51)$$

Kako bi se izračunao izraz u zatvorenom obliku za ABER, modifikovana Bessel-ova funkcija druge vrste $K_\nu(\cdot)$ se predstavlja preko Meijer G funkcije na sledeći način [18, Eq. 9.34.3]:

$$K_\nu(x) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left[\frac{x^2}{4} \left| \begin{matrix} - \\ (\nu-2), -(\nu-2) \end{matrix} \right. \right]. \quad (1.52)$$

Takođe, koristi se i relacija za transformaciju eksponencijalne funkcije u Meijer G funkciju [24, Eq. 8.4.3]:

$$e^{-x} = G_{0,1}^{1,0} \left[x \left| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right. \right]. \quad (1.53)$$

Primenom (1.52) i (1.53), izraz za izračunavanje ABER-a pri DPSK (1.51) se svodi na:

$$P_e = \frac{(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \int_0^\infty I^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} \times G_{0,1}^{1,0} \left[\frac{P_T}{\sigma_N} I \left| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right. \right] \times \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left[\alpha\beta I \left| \begin{matrix} - \\ \frac{\alpha-\beta}{2}, -\frac{\alpha-\beta}{2} \end{matrix} \right. \right] dI. \quad (1.54)$$

Primenom [25, Eq. 07.34.21.0011.01] u (1.54) dobija se rešenje u zatvorenom obliku za ABER za slučaj prenosa korišćenjem DPSK modulacione šeme:

$$P_e = \frac{(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{2\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \left(\frac{P_T}{\sigma_N} \right)^{\frac{\alpha+\beta}{2}} \times G_{1,2}^{2,1} \left[\frac{\alpha\beta}{\frac{P_T}{\sigma_N}} \left| \begin{matrix} 1 - \frac{\alpha+\beta}{2} \\ \frac{\alpha-\beta}{2}, -\frac{\alpha-\beta}{2} \end{matrix} \right. \right]. \quad (1.55)$$

Zamenom PDF za Gamma-Gamma model dobija se:

$$P_e = \frac{(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \int_0^\infty I^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} \operatorname{erfc}\left(\frac{P_T}{\sigma_N} I\right) K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}I) dI. \quad (1.56)$$

Kako bi se izračunao izraz u zatvorenom obliku za ABER, komplementarna funkcija greške $\operatorname{erfc}(\cdot)$ se predstavlja preko Meijer G funkcije [26, Eq. 06.27.26.0003.01]:

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \frac{x}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{1,1} \left[x^2 \left| \begin{matrix} 1/2 \\ 0, -1/2 \end{matrix} \right. \right]. \quad (1.57)$$

Primenom (1.52) i (1.56), izraz za izračunavanje ABER-a pri DPSK (1.56) se svodi na:

$$P_e = \frac{(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{2\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \int_0^\infty I^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} \times \left[1 - \frac{P_T I}{\sigma_N \sqrt{\pi}} \times G_{1,2}^{1,1} \left[\left(\frac{P_T}{\sigma_N} I \right)^2 \left| \begin{matrix} 1/2 \\ 0, -1/2 \end{matrix} \right. \right] \right] \times \\ \times G_{0,2}^{2,0} \left[\alpha\beta I \left| \begin{matrix} - \\ \frac{\alpha-\beta}{2}, -\frac{\alpha-\beta}{2} \end{matrix} \right. \right] dI. \quad (1.58)$$

Primenom [25, Eq. 07.34.21.0012.01] dobija se rešenje u zatvorenom obliku za ABER u slučaju BPSK modulacione šeme:

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{2\sqrt{\pi}\alpha\beta\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)\sigma_N} \frac{P_T}{\sigma_N} \times H_{3,2}^{1,3} \left[\left(\frac{P_T}{\alpha\beta\sigma_N} \right)^2 \left| \begin{matrix} \left(\frac{1}{2}, 1 \right), (-\alpha, 2), (-\beta, 2) \\ (0, 1), \left(-\frac{1}{2}, 1 \right) \end{matrix} \right. \right] \quad (1.59)$$

gde $H_{p,q}^{m,n}(\cdot)$ predstavlja Fox H funkciju, koja je, ustvari, generalizacija Meijer G funkcije. Fox H funkcija se u specijalnom slučaju svodi na Meijer G funkciju [25, Eq. 07.34.26.0008.01].

1.4.2. Numerički rezultati

Za potrebe numeričkog proračuna, posmatran je FSO sistem za atmosferske kanale modelovane Gamma-Gamma raspodelom na talasnim dužinama $\lambda = 875$ nm, λ

= 1330 nm i $\lambda = 1550$ nm. Razmatrana su tri tipa atmosferske turbulencije: slaba, umerena i jaka, sa indeksima refrakcije $C_n^2 = 6 \cdot 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$, $C_n^2 = 2 \cdot 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ i $C_n^2 = 1.2 \cdot 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$, respektivno. Posmatrana su dva slučaja za rastojanja prijemnika od predajnika $L=1$ km i $L=2$ km.

U Tabeli 1.3 date su vrednosti za parametara α i β dobijene za slučajeve koji se razmatraju na talasnoj dužini $\lambda = 875$ nm.

Tabela 1.3. Vrednosti parametara atmosferske turbulencije na talasnoj dužini $\lambda = 875$ nm.

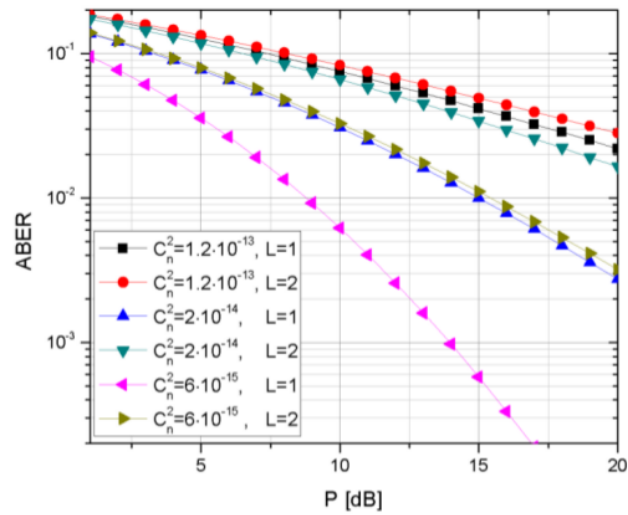
C_n^2		$\cdot 10^{-15}$	$\cdot 10^{-14}$	$\cdot 2 \cdot 10^{-13}$
=1 km	R^2	.23	.77	.65
		0.28	.80	.49
		.77	.08	.25
=1.5 km	R^2	.48	.63	.79
		.05	.02	.64
		.47	.89	.10
=2 km	R^2	.82	.76	6.58
		.68	.07	.85
		.93	.47	.05

Na osnovu dobijenih analitičkih izraza u zatvorenom obliku za ABER pri DPSK i BPSK modulaciji, respektivno, predstavljeni su grafici promene ABER-a u zavisnosti od odnosa $P = P_T/\sigma_N$.

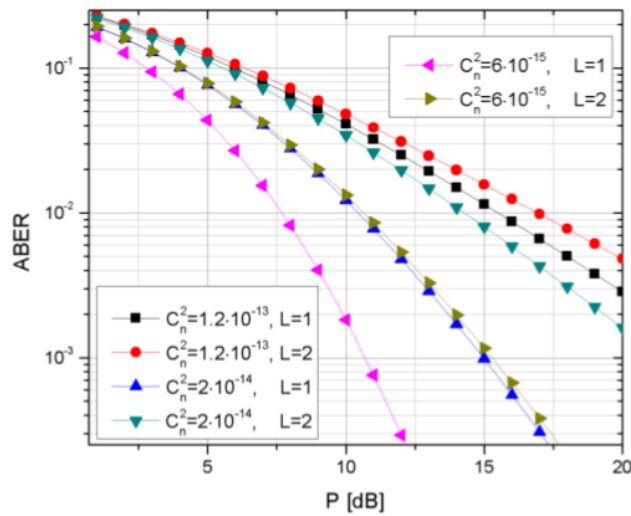
Grafici za ABER Gamma-Gamma modela kanala na talasnoj dužini $\lambda = 875$ nm za DPSK i BPSK modulaciju su dati na Slici 1.1 i Slici 1.2, respektivno.

Sa datih slika se može videti da sa porastom odnosa P dolazi do smanjenja srednje verovatnoće greške po bitu. ABER brže opada za niže stepene atmosferske turbulencije u odnosu na jaku turbulenciju. Sa povećanjem turbulencije dolazi do povećanja ABER-a. Takođe, sa Slike 1.1 i Slike 1.2 se može videti da veće vrednosti dužine FSO linka dovode do povećanja ABER-a.

Kod DPSK modulacione šeme vrednosti ABER-a su reda 10^{-1} i kreću se sve do $P > 20$ dB pri jakoj turbulenciji, pri umerenoj turbulenciji istog reda su do 15 dB, a pri slaboj turbulenciji do 9 dB. Da bi se ABER smanjio na red 10^{-3} potrebna je znatno viša snaga, za jaku i umerenu turbulenciju znatno više od 20 dB. Za slabu turbulenciju je potrebna snaga od 14 dB kako bi se ABER spustio na red 10^{-3} .



Slika 1.1. ABER za Gamma-Gamma model kanala na talasnoj dužini $\lambda = 875$ nm pri DPSK modulaciji.



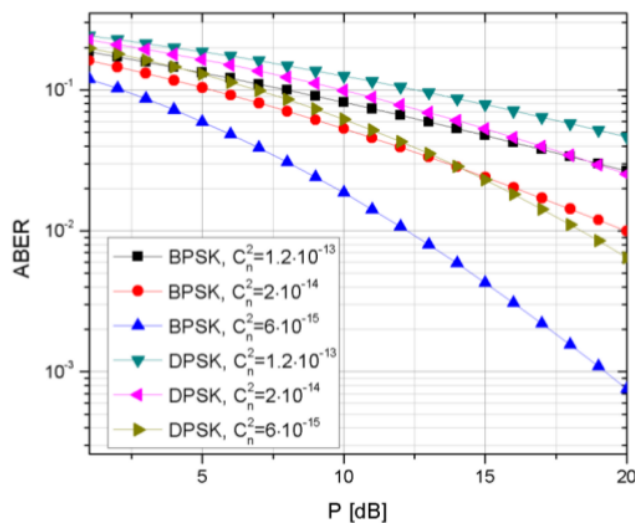
Slika 1.2. ABER za Gamma-Gamma model kanala na talasnoj dužini $\lambda = 875$ nm pri BPSK modulaciji.

Takođe, može se videti da je srednja verovatnoća greške po bitu kod BPSK modulacije reda 10^{-1} do snage od 15 dB za jaku atmosfersku turbulenciju, a za umerenu turbulencije je do 10 dB. Kod slabe turbulencije ABER je reda 10^{-1} do snage od 7 dB.

ABER prelazi iz reda 10^{-2} u red 10^{-3} kod jake turbulencije tek za $P > 20$ dB, kod umerene turbulencije za 15 dB, a kod slabe turbulencije za 12 dB.

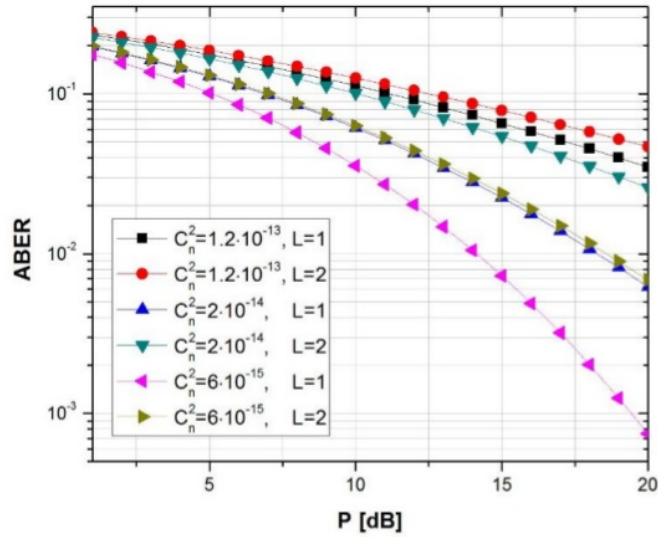
Na osnovu dobijenih rezultata za srednju verovatnoću greške po bitu može se zaključiti da se bolje karakteristike prenosa dobijaju za BPSK modulacionu šemu. Kod BPSK modulacije je potrebno mnogo manje snage (tj. odnosa srednje optičke snage na prijemu i varijanse kanalnog šuma) nego kod DPSK modulacije da bi se dobio isti red ABER-a.

Na Slici 1.3 je prikazana promena ABER-a u funkciji od $P = P_T/\sigma_N$ usled slabe, umerene i jake turbulencije na talasnoj dužini $\lambda = 875$ nm za DPSK i BPSK modulacionu šemu. Rastojanje od predajnika do prijemnika iznosi $L=1.5$ km.

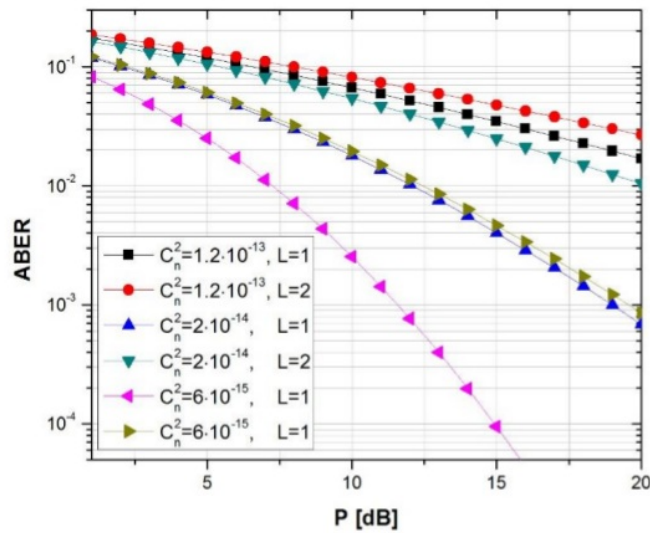


Slika 1.3. Poređenje ABER-a za DPSK i BPSK modulaciju
na talasnoj dužini $\lambda = 875$ nm.

Sa Slike 1.3 se može videti da se veće vrednosti ABER-a dobijaju korišćenjem DPSK nego BPSK modulacione šeme. Odnosno, BPSK daje bolje performanse FSO sistema. Takođe, može se videti da kod BPSK, ABER znatno brže opada sa porastom snage nego kod DPSK modulacione šeme. Pri višim odnosima $P = P_T/\sigma_N$ postoje dominantnije razlike ABER-a za DPSK i BPSK modulacionu šemu. Ta razlika je veća za niže stepene atmosferske turbulencije, dok je za jake atmosferske turbulencije razlika približno konstantna duž celog opsega odnosa $P = P_T/\sigma_N$.



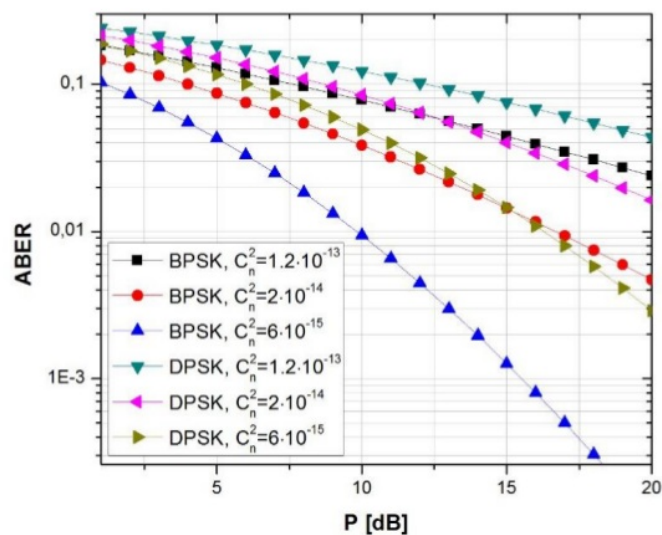
Slika 1.4. ABER za Gamma-Gamma model kanala na talasnoj dužini $\lambda = 1330$ nm pri DPSK modulaciji.



Slika 1.5. ABER za Gamma-Gamma model kanala na talasnoj dužini $\lambda = 1330$ nm pri BPSK modulaciji.

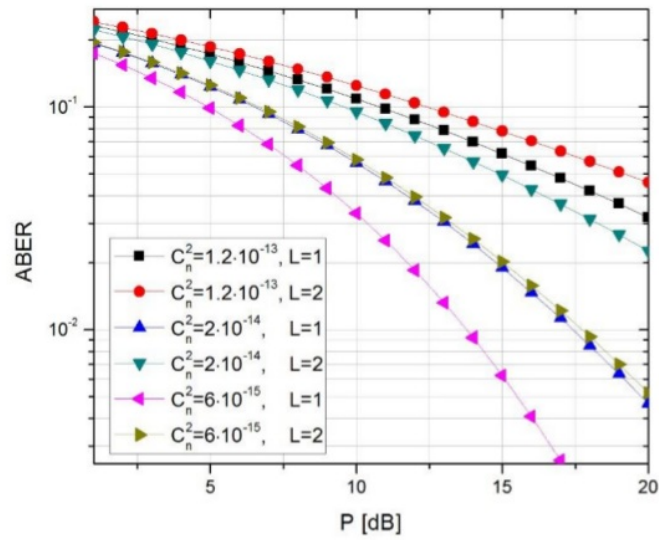
Analogno prethodnom primeru, za iste vrednosti jačina atmosfenske turbulencije, kao i za ista rastojanja prijelnika od predajnika, na Slici 1.4 i Slici 1.5 dati su grafici za ABER Gamma-Gamma modela kanala na talasnoj dužini $\lambda = 1330$

nm za DPSK i BPSK modulaciju, respektivno; dok je na Slici 4.6 prikazano poredenje ABER-a za DPSK i BPSK modulaciju.

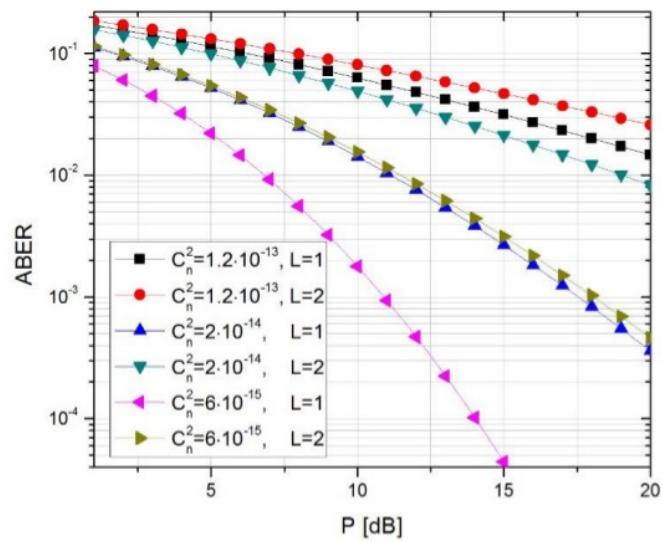


Slika 1.6. Poredenje ABER-a za DPSK i BPSK modulaciju
na talasnoj dužini $\lambda = 1330$ nm.

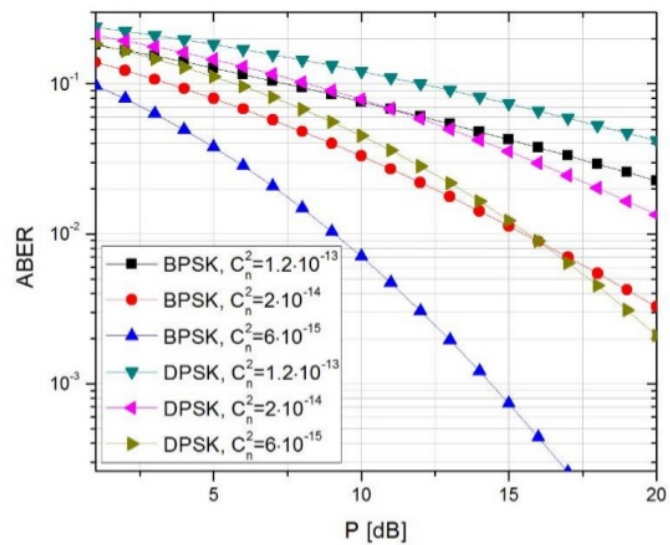
Analogno prethodnom primeru, za iste vrednosti jačina atmosferske turbulencije, kao i za ista rastojanja prijemnika od predajnika, na Slici 1.7 i Slici 1.8 dati su grafici za ABER Gamma-Gamma modela kanala na talasnoj dužini $\lambda = 1550$ nm za DPSK i BPSK modulaciju, respektivno; dok je na Slici 1.9 prikazano poredenje ABER-a za DPSK i BPSK modulaciju.



Slika 1.7. ABER za Gamma-Gamma model kanala na talasnoj dužini $\lambda = 1550$ nm pri DPSK modulaciji.



Slika 1.8. ABER za Gamma-Gamma model kanala na talasnoj dužini $\lambda = 1550$ nm pri BPSK modulaciji.



Slika 1.9. Poređenje ABER-a za DPSK i BPSK modulaciju
na talasnoj dužini $\lambda = 1550$ nm.

Kod FSO sistema prenosa koji se realizuju u komercijalne svrhe obično se na predaji koristi intenzitetska modulaciju (IM – Intensity Modulation) zasnovana na OOK (On-Off Keying) modulacija šemi, dok se na prijemu vrši direktna detekcija (DD – Direct Detection). Ova vrsta sistema podrazumeva da se najpre vrši intenzitetska modulacija, i korisni signal se zatim laserom usmerava i šalje kroz atmosferski kanal do prijemnika. Prijemnik „skuplja“ optički signal i fokusira ga na fotodetektor, koji vrši konverziju trenutne optičke snage u električnu veličinu koja se dalje detektuje. Prilikom projektovanja optičkih prijemnika, najčešće su u upotrebi fotodetektor sa lavinskom (APD – Avalanche Photodiode) fotodiodom. Uprkos jednostavnoj implementaciji IM/DD sa OOK, što je glavni razlog korišćenja ove tehnike kod komercijalnih FSO sistema, potreba za podešavanjem praga kod detekcije dovela je do interesovanja za primenu intenzitetske modulacije podnosiocem (SIM – Subcarrier Intensity Modulation) kod FSO sistema. U ovom slučaju, električni signal prvo se moduliše nekim od već poznatih vrsta RF modulatora, čiji izlaz moduliše intenzitet optičkog izvora, tj. laser, koji dalje šalje optički signal kroz atmosferski kanal. Nakon direktne detekcije na prijemu, i konverzije optičkog signala u električni, vrši se detekcija signala odgovarajućim RF demodulatorom.

2. Prenos RF signala u prisustvu više ko-kanalnih interferencija u kanalu sa fadingom

2.1 Odnos signal/interferencija kao slučajna veličina

Gustina raspodele verovatnoće amplitude signala interferencije I_i koji ima istu frekvenciju kao i željeni signal se može predstaviti pomoću:

$$f_{I_i}(I_i) = \frac{2I_i}{\Omega_{ci}} \exp\left(-\frac{I_i^2}{\Omega_{ci}}\right) \quad (2.1)$$

gde je pomoću Ω_{ci} , $\Omega_{ci} = E(I_i^2)$ predstavljena srednja vrednost snage interferirajućeg signala. Ukoliko je u sistemu prisutna interferencija koja je posledica uticaja više interfereirajućih signala tada je potrebno uzeti u obzir njihov istovremeni uticaj, odnosno formirati veličinu amplitude ukupnog interfereirajućeg signala koja bi predstavljala zbir amplituda svih M signala interferencije [27]:

$$r = \sum_{i=1}^M I_i \quad (2.2)$$

Uzimajući u obzir da je gustina verovatnoće raspodele amplitude jednog interfereirajućeg signala data pomoću (1), tada se gustina verovatnoće raspodele amplitude zbirnog signala interferencije može predstaviti pomoću [27]:

$$f_r(r) = \frac{2r^{2M-1}}{\Omega_c^M \Gamma(M)} \exp\left(-M \frac{r}{\Omega_c}\right) \quad (2.3)$$

Kada ukupni interfereirajući signal predstavlja dominantnu smetnju u odnosu na uticaj šuma pri prenosu (kao što je slučaj u ćelijeskim komunikacionim sistemima) tada se gustina raspodele verovatnoće amplitude odnosa željeni signal/ ukupni interfereirajući signal, $\lambda = R/r$ može odrediti na osnovu relacije:

$$f_\lambda(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{\lambda}} \int_0^{+\infty} f_R(r\sqrt{\lambda}) f_r(r) r dr \quad (2.4)$$

gde je pomoću $f_R(R)$ predstavljena gustina verovatnoće raspodele amplitude željenog signala.

Razmotrimo sada i uticaj fedinga na željeni signal.

Prilikom bežičnog prenosa signala, vrednosti njegove amplitude i vrednosti njegove faze variraju tokom posmatranog vremena. Varijacije faze, koje se javljaju kao rezultat dejstva različitih smetnji, za slulažve primena nekih digitalnih modulacionih šema (nekoherentnih modulacionih šema), nemaju nekog bitnijeg uticaja na karakteristike prijemnog signala, jer se informacija o fazi signala tada ne razmatraju pri detekciji na prijemu. Međutim, postoji i niz drugih digitalnih modulacionih šema (koherentne modulacione šeme), kod kojih se željena informacija sadrži u fazi signala, pa varijacije faze signala, mogu ozbiljno uticati na kvalitet prijema, ukoliko nije primenjen niz specijalnih prijemnih tehnika. Višeputajni feding je izazvan usled prostiranja signala kroz bežični medijum, refrakcije signala po jonosferi, kao i refrakcije signala od raznoraznih objekata na putu propagacije. Takve reflektovane, rasejane i difraktovane komponente istog signala, sa nasumičnim vremenima kašnjenja se na konstruktivan ili destruktivan način superponiraju u rezultirajući signal. Efekat višeputajnog fedinga se manifestuje kroz kratkotrajne fluktuacije intenziteta signala, te se njegov uticaj na promenu anvelope primljenog signala može statistički modelovati pomoću raznih modela.

Precizna karakterizacija ovog fenomena je često nemoguća ili je izuzetno komplikovana, pa analiza sistema kroz prizmu njegove matematičke karakterizacije predstavlja veoma složen zadatak. Međutim pored toga, učinjeni su značajni pokušaji za određivanjem što jednostavnijih, preciznih statističkih modela za opisivanje različitih tipova propagacionih okruženja.

Nakagami-m model fedinga opisuje višeputajno rasipanje talasa sa velikim međusobnim kašnjenjima između rasejanih delova signala i prostiranje reflektovanih

talasa u različitim klasterima. Usled toga ovaj model predstavlja odličnu aproksimaciju podataka dobijenih merenjem u urbanim sredinama i zatvorenim okruženjima. Takođe ovaj model odlično aproksimira propagaciju talasa mobilne telefonije kao i scintilacijekse propagacije radio talasa u jonosferi.

Gustina verovatnoće amplitude korisnog signala izloženog uticaju Nakagami-m fedinga se može predstaviti pomoću izraza [27]:

$$p_R(R) = \frac{2R^{2m-1}m^m}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{R^2}{\Omega}\right) \quad (2.5)$$

Parametar m u prethodnom izrazu označava oštrinu uticaja fedinga, dok se srednja jačina snage korisnog signala može izraziti pomoću $\Omega = E(R^2)$.

Nakon zamene (2.5) i (2.2) u (2.4) funkcija gustine verovatnoće amplitude odnosa korisni signal/ukupna intererencija (SIR) na prijemu se može predstaviti u obliku:

$$f_\lambda(\lambda) = \frac{m^m M^M \lambda^{M-1}}{(MS + m\lambda)^{m+M}} \frac{\Gamma(m+M)}{\Gamma(m)\Gamma(M)} \quad (2.6)$$

srednja vrednost odnosa SIR je u prethodnoj relaciji označena sa $S = \Omega/\Omega_c$. Na sličan način može biti određena i funkcija kumulativne raspodele verovatnoće onosa SIR na prijemu u prisustvu višestrukih interferencija i Nakagami-m fedinga:

$$F_\lambda(\lambda) = \int_0^\lambda f_\lambda(\lambda) d\lambda \quad (2.7)$$

Zamenom (2.6) u (2.7) moguće je funkcija kumulativne raspodele predstaviti u obliku:

$$F_\lambda(\lambda) = \frac{\Gamma(m+M)}{\Gamma(m)\Gamma(M)} \frac{\left(\frac{m\lambda}{MS+m\lambda}\right)^m}{m} {}_2F_1\left(m, M, \frac{m\lambda}{MS+m\lambda}\right) \quad (2.8)$$

gde je pomoću ${}_2F_1(x)$ predstavljena Gausova hipergeometrijska funkcija

Rajsov model fedinga se izražava u funkciji parametra K koji definiše odnos snage dominantne komponente željenog signala i snage rasejanih komponenti signala u obliku:

$$p_R(R) = \frac{2(1+K)R}{e^K \Omega} e^{-\frac{(1+K)R^2}{\Omega}} \times I_0 \left[2\sqrt{\frac{K(1+K)R^2}{\Omega}} \right]; \quad K = \frac{A^2}{2\sigma^2} = \frac{A^2}{\Omega} \quad (2.9)$$

Rajsov model fedinga se koristi za stohastičko modelovanje bežičnog prenosa u prisustvu slabljenja signala koje je izazvano od strane samog signala, odnosno za scenarije kada signal pristiže na prijem krećući se po više putanja od kojih mu je dužina bar jedne od putanja po kojoj se kreće promenljiva. Koristi se za modelovanje propagacionog puta signala koji se sastoji od jedne dominantne komponente koja poseduje liniju optičke vidljivosti (LOS-line of sight, komponenta) i velikog broja slučajno reflektovanih delova signala, koji su obično manje ukupne snage. Ovaj model fedinga je takođe pogodan za modelovanje kanala fedinga u frekvencijskom domenu [28]. Takođe ovaj model se može efektivno koristiti i pri modelovanju satelitskih komunikacija.

Nakon zamene (2.9) i (2.2) u (2.4) funkcija gustine verovatnoće amplitude odnosa korisni signal/ukupna interferencija (SIR) na prijemu se može predstaviti u obliku:

$$f_\lambda(\lambda) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{M^M K^p S^M \Gamma(M+p+1)}{\Gamma(M) p!} \frac{\lambda^p}{((1+K)\lambda + MS)^{M+p+1}} \quad (2.10)$$

Zamenom (2.6) u (2.7) moguće je funkcija kumulativne raspodele predstaviti u obliku:

$$F_\lambda(\lambda) = \int_0^\lambda f_\lambda(t) dt = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{K^p S^M \Gamma(M+p+1)}{\Gamma(M) (K+1)^{m_d+p} p!} B_z \left(p+1, M, \frac{(K+1)\lambda}{(K+1)\lambda + MS} \right) \quad (2.11)$$

gde $B_z(a,b)$ predstavlja nepotpunu beta funkciju.

κ - μ feding model odgovara propagaciji signala koji se sastoji od talasa različitih klastera. Faze rasejanih talasa, koji pripadaju unutar istog klastera, su slučajne pa talasi unutar jednog klastera imaju približno isto vreme kašnjenja, dok je razlika između faza talasa iz susednih klastera nezanemarljivo velika [29]. Pretpostavlja se da unutar svakog klastera rasejani talasa imaju jednake snage i da unutar svakog klastera postoji

dominantna komponenta signala proizvoljne snage. Ovaj model je odgovarajući za modelovanje scenarija prenosa u okruženju sa optičkom vidljivošću, pošto unutar svakog klastera postoji dominantna komponenta. κ - μ raspodela predstavlja generalni fizički model koji unutar sebe kao posebne slučajeve uključuje druge modele fedinga. Takođe ovaj model u potpunosti opisuje karakteristike signala pod uticajem fedinga, koji je izmeren u kanalnoj komunikaciji na 2.45 GHz koja se primenjuje u vatrogasnoj službi, za vrednosti parametara raspodele $\kappa=2.31$ i $\mu=1.19$.

Gustina verovatnoće raspodele amplitude signala pod uticajem κ - μ fedinga je data pomoću:

$$f_R(R) = \frac{2\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}} r^\mu}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} e^{\mu\kappa} \Omega^{\frac{\mu+1}{2}}} \exp\left(-\frac{\mu(1+\kappa)R^2}{\Omega}\right) I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\frac{\kappa(1+\kappa)R^2}{\Omega}}\right]; \quad (2.12)$$

gde parametar $\Omega = E[R^2]$, predstavlja srednju snagu signala, parametar κ predstavlja odnos zbira snaga svih dominantnih komponenti unutar μ klastera i ukupne snage svih rasejanih komponenti, prisutnih u svim μ klastera.

Nakon zamene (2.9) i (2.2) u (2.4) funkcija gustine verovatnoće amplitude odnosa korisni signal/ukupna intererencija (SIR) na prijemu se može predstaviti u obliku:

$$f_\lambda(\lambda) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\mu^{\mu+2p} M^M (1+k)^{\mu+p} k^p \Gamma(p+1) S^M \Gamma(\mu+M+p)}{\Gamma(\mu+p) p! \Gamma(M) (1+\mu k)^{p+1}} \frac{\lambda^{\mu+p-1}}{(\mu(1+k)\lambda + MS)^{M+\mu+p}} \quad (2.13)$$

Zamenom (2.13) u (2.7) moguće je funkcija kumulativne raspodele predstaviti u obliku:

$$F_\lambda(\lambda) = \int_0^\lambda f_\lambda(t) dt = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\mu_d^p k_d^p m_d^{m_d} \Gamma(m_d+p) S^M \Gamma(\mu_d+M+p)}{\Gamma(\mu_d+p) p! \Gamma(m_d) \Gamma(M) (\mu_d k_d + m_d)^{m_d+p}} B_z\left(\mu_d+p, M, \frac{\mu_d(1+k_d)\lambda}{\mu_d(1+k_d)\lambda + MS}\right) \quad (2.14)$$

Generalni model koji najviše odgovara merenim vrednosti signala a ima visok stepen analitičke trakabilnosti je osenčani κ - μ model fedinga koji je predstavljen u [29]. Ovaj model opisuje propagacioni scenarijo sa sledećom fizičkom interpretacijom:

višeputajni feding zahvata bežični signal koji se prostire u okruženju gde postoji optička vidljivost ali je međutim prisutan i efekat senke koji utiče na snagu dominantnih komponenti signala u posmatranim klasterima.

Ovaj model se analitički predstavlja u funkciji tri parametra: parametra nivoa osenčanosti kanala m , parametra μ koji se odnosi na broj klastera propagacije signala i parametra κ koji predstavlja odnos ukupne snage svih dominantnih komponenti signala pri njegovom prostiranju kroz klastere i ukupne snage svih rasejanih komponenti u klasterima. Ova raspodela se može pojednostaviti i transformisti u druge poznate modele raspodele dodeljivanjem odgovarajućih vrednosti parametrima raspodele.

Gustina verovatnoće raspodele amplitude signala pod uticajem osenčanog κ - μ fedinga je data pomoću:

$$f_R(R) = \frac{2\mu_d^{\mu_d}(1+k_d)^{\mu_d} m_d^{m_d}}{\Gamma(\mu_d)(\mu_d k_d + m_d)^{m_d} \Omega_d^{\mu_d}} R^{2\mu_d-1} \exp\left(\frac{-\mu_d(1+k_d)}{\Omega_d} R^2\right) {}_1F_1\left(m_d, \mu_d, \frac{\mu_d^2 k_d(1+k_d) R^2}{(\mu_d k_d + m_d) \Omega_d}\right) \quad (2.15)$$

Nakon zamene (2.15) i (2.2) u (2.4) funkcija gustine verovatnoće amplitude odnosa korisni signal/ukupna intererencija (SIR) na prijemu se može predstaviti u obliku:

$$f_\lambda(\lambda) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\mu_d^{\mu_d+2p} m_d^{m_d} M^M (1+k_d)^{\mu_d+p} k_d^p \Gamma(m_d+p) S^M \Gamma(\mu_d+M+p)}{\Gamma(\mu_d+p) p! \Gamma(m_d) \Gamma(M) (\mu_d k_d + m_d)^{m_d+p}} \frac{\lambda^{\mu_d+p-1}}{(\mu_d(1+k_d)\lambda + MS)^{M+\mu_d+p}} \quad (2.16)$$

Zamenom (2.16) u (2.7) moguće je funkcija kumulativne raspodele predstaviti u obliku:

$$F_\lambda(\lambda) = \int_0^\lambda f_\lambda(t) dt = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\mu_d^p k_d^p m_d^{m_d} \Gamma(m_d+p) S^M \Gamma(\mu_d+M+p)}{\Gamma(\mu_d+p) p! \Gamma(m_d) \Gamma(M) (\mu_d k_d + m_d)^{m_d+p}} B_z\left(\mu_d+p, M, \frac{\mu_d(1+k_d)\lambda}{\mu_d(1+k_d)\lambda + MS}\right) \quad (2.17)$$

2.2. Određivanje standardnih mera performansi pri prenosu u prisustvu ko-kanalnih interferencija

Verovatnoća otkaza (OP - Outage Probability, P_{out}) predstavlja standardnu meru za karakterizaciju svojstava diverziteti prijema u prisustvu fadinga u kanalu. Izračunavanje ove veličine je od esencijalnog značaja u procesu određivanja parametara pri dizajnu bežičnih komunikacionih sistema, kako bi se zadovoljili zahtevi, koji su definisani standardima QoS i GoS (QoS - Quality of Service, GoS - Grade of Service). Ova veličina se posmatra u odnosu na statistiku signala na prijemu, i može se izraziti kao verovatnoća da trenutna vrednost SNR-a na prijemu, x , bude ispod vrednosti praga prekida, x_{th} , koji je unapred definisan. Ako je poznat izraz za CDF od x onda se OP može izračunati na osnovu relacije:

$$P_{out} = \int_0^{x_{th}} f_{SSC}(\lambda) d\lambda = F_{ssc}(x_{th}) \quad (2.18)$$

Mera performansi, koja na najbolji način opisuje prirodu ponašanja bežičnog komunikacionog sistema je srednja verovatnoća greške po simbolu (Average symbol error probability, ASEP, average symbol error rate, ASER). Ako se koriste 2 bita za kodovanje pojedinačnog simbola pri njegovom prenosu (simboli 0 i 1), tada je se mera performansi naziva srednja verovatnoća greške po bitu (Average bit error probability, ABEP, average bit error rate, ABER). Za ostale slučajeve, kada je potrebno odrediti vrednosti ABEP, neophodno je izvršiti pretvaranje energiju po simbolu prenosa u odgovarajuću vrednost energije po bitu prenosa. ASEP vrednosti se mogu odrediti pomoću izraza kojima se definišu uslovne verovatnoće greške po simbolu (SEP). Usladne verovatnoće greške po simbolu se definišu kao funkcija statistike signala u kanalu u kome se odvija komunikacija. Naime, ako se uslovna SEP označi sa $P_s(e|x)$, tada se usrednjavanjem po veličini x , ASEP određuje na osnovu:

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} P_s(e|x) f_x(x) dx; \quad (2.19)$$

Uslovne SEP predstavljaju funkcije trenutnih vrednosti odnosa SNR-a, a funkcionalna zavisnost je određena modulacionim formatom pomoću koga se vrši prenos.

Prijem uz upotrebu diverziti tehnika, ² predstavlja koncept za unapređenje performansi sistema na prijemu, koji se realizuje kombinovanjem dve ili više kopija korisnog signala. Glavni princip je zasnovan na činjenici, da postoji izuzetno mala verovatnoća da će uticaj fadinga biti izuzetno velikog intenziteta na sve kopije korisnog signala.

Dobijanje višestrukih kopija istog korisnog signala se može postići primenom različitih metoda.

² Postoje različite tehnike kombinovanja i izdvajanja korisnog signala od kojih su najznačajnije: kombinovanje sa maksimalnim odnosom (MRC - Maximal Ratio Combining), kombinovanje sa istim težinskim odnosom (EGC - Equal Gain Combining), selektivno kombinovanje (SC - Selection Combining) i prekidačko kombinovanje (SSC - Switch and Stay Combining).

Tokom procesa dizajna bežičnih komunikacionih sistema, u cilju postizanja zahtevanih nivoa kvaliteta signala na prijemu, definisanih na osnovu usvojenih ² standarda QoS i GoS, razmatraju se razna ograničenja pri prenosu, i razne kombinacije primenjenih modulacija/kodovanja/diverziti prijema, pa se tek onda na osnovu precizne ocene mera performansi svih mogućih kombinacija određuje najbolja od njih.

Kako bi se izbegao istovremeni i neprekidni monitoring svih kanala, što predstavlja neophodnost kod prijema pomoću SC tehnika, koristi se slična tehnika prostornog diverziti prijema, koja se naziva prekidačko kombinovanje (SSC - Switch and Stay Combining). Ovo je najmanje složena prostorna diverziti tehnika prijema, koja se može primenjivati u konjukciji sa koherentnim i nekoherentnim modulacionim formatima.

⁴ Princip rada je zasnovan na tome da se vrši odabir i procesiranje signala sa jedne prijemne grane, sve dok odnos SNR na toj prijemnoj grani ima vrednost veću od odgovarajuće unapred određene vrednosti praga prekidanja [27]. Kada odnos SNR u trenutku odmeravanja opadne ispod vrednosti praga prekidanja, prelazi se na procesiranje signala sa sledeće grane. Izbor praga prekidanja predstavlja veoma značajnu stavku pri dizajnu SSC prijemnika.

Odabir vrlo velikih vrednosti praga prekidanja, izazvao bi veoma često prebacivanje sa jedne grane na drugu, što bi rezultovalo slabim performansama na prijemu. Nasuprot tome, odabir niskih vrednosti praga prekidanja, dovodi do performansi prijema, koje su slične performansama prijema u slučaju kada se ne primenjuje diverzitet prijema, a do takve pojave dolazi čak i u slučajevima javljanja niskih vrednosti odnosa SNR na prijemnim granama.

Zato je neophodno izabrati optimalnu vrednost praga prekidanja, a odabiranje takve vrednosti treba biti zasnovano na kriterijumima određivanja minimalnih vrednosti ASEP i/ili OP na prijemu.

Označimo definisani prag prekidanja za obe ulazne grane sa R_T . PDF signala na izlazu SSC prijemnika se može odrediti u obliku [27]:

$$f_{SSC}(r) = \begin{cases} v_{SSC}(r); & r \leq R_T; \\ v_{SSC}(r) + f_{R_1}(r); & r > R_T; \end{cases}$$

$$v_{SSC}(r) = \int_0^{R_T} f_{R_1, R_2}(r, r_2) dr_2;$$
(2.20)

CDF signala na izlazu SSC kombinera se može dobiti na osnovu [27]:

$$F_{SSC}(r) = \begin{cases} F_{R_1, R_2}(r, R_T) & r \leq R_T; \\ F_{R_1}(r) - F_{R_2}(R_T) + F_{R_1, R_2}(r, R_T) & r > R_T; \end{cases}$$

$$F_{R_1, R_2}(r, R_T) = \int_0^r \int_0^{R_T} f_{R_1, R_2}(R_1, R_2) dR_1 dR_2;$$

$$F_{R_1}(r) = \int_0^r f_{R_1}(t) dt; \quad F_{R_2}(R_T) = \int_0^{R_T} f_{R_2}(t) dt;$$
(2.21)

Ukoliko razmatramo slučaj SSC prijema sa nekoreliranim granama, izraz se svodi na [27]:

$$F_{SSC}(r) = \begin{cases} \frac{F_{R_1}(R_T)F_{R_2}(R_T)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)} (F_{R_1}(r) + F_{R_2}(r)) & r \leq R_T; \\ \frac{F_{R_1}(R_T)F_{R_2}(R_T)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)} (F_{R_1}(r) + F_{R_2}(r) - 2) + \\ + \frac{F_{R_1}(r)F_{R_2}(R_T) + F_{R_1}(R_T)F_{R_2}(r)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)}; & r > R_T; \end{cases} \quad (2.22)$$

Dalje, kada ² posmatramo SSC prijem sa nekorelisanim granama izloženim uticaju istih smetnji (independent identically distributed branches, i.i.d branches), se dalje svodi na:

$$F_{SSC}(r) = \begin{cases} F_R(R_T)F_R(r) & r \leq R_T; \\ F_R(r) - F_R(R_T) + F_R(R_T)F_R(r); & r > R_T; \end{cases} \quad (2.23)$$

Izrazi za PDF signala na izlazu SSC prijemnika se za ova dva specijalna slučaja svode na:

$$f_{SSC}(r) = \begin{cases} \frac{F_{R_1}(R_T)F_{R_2}(R_T)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)} (f_{R_1}(r) + f_{R_2}(r)) & r \leq R_T; \\ \frac{F_{R_1}(R_T)F_{R_2}(R_T)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)} (f_{R_1}(r) + f_{R_2}(r)) + \\ + \frac{f_{R_1}(r)F_{R_2}(R_T) + F_{R_1}(R_T)f_{R_2}(r)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)}; & r > R_T; \end{cases} \quad (2.24)$$

i

$$F_{SSC}(r) = \begin{cases} F_R(R_T)f_R(r) & r \leq R_T; \\ (1 + F_R(R_T))f_R(r); & r > R_T; \end{cases} \quad (2.25)$$

Ukoliko se posmatra trenutna vrednost odnosa SIR kao opredeljujuća veličina tada se analitički izrazi za PDF, SIR i CDF SIR na izlazu SSC mogu predstaviti u sledećem obliku:

$$f_{SSC}(\lambda) = \begin{cases} f_{\lambda_1}(\lambda)F_{\lambda_2}(z_T) & \lambda < z_T \\ f_{\lambda_1}(\lambda)(1 + F_{\lambda_2}(z_T)) & \lambda \geq z_T \end{cases} \quad (2.26)$$

$$F_{SSC}(\lambda) = \begin{cases} F_{\lambda_1}(\lambda)F_{\lambda_2}(z_T) & \lambda < z_T \\ F_{\lambda_1}(\lambda) - F_{\lambda_2}(z_T) + F_{\lambda_1}(\lambda)F_{\lambda_2}(z_T) & \lambda \geq z_T \end{cases}$$

² ASEP vrednosti se dobijaju na osnovu relacija koje definišu uslovne verovatnoće greške po simbolu (SEP), koje se posmatraju u zavisnosti od fading okruženja u kome se odvija komunikacija.

2

Uslovne SEP predstavljaju funkcije trenutnih vrednosti SIR-a, a funkcionalna zavisnost je potpuno određena tipom modulacionog formata kojim se vrši prenos podataka.

$$\overline{P_e} = \int_0^{+\infty} f_{SSC}(\lambda) P_e(\lambda) d\lambda = \int_0^{z_T} f_{SSC}(\lambda) P_e(\lambda) d\lambda + \int_{z_T}^{+\infty} f_{SSC}(\lambda) P_e(\lambda) d\lambda \quad (2.28)$$

Naime, kada posmatramo binarni prenos pomoću nekoherentne modulacije, uslovni SEP se označava sa $P_e(\lambda) = 1/2 \exp(-\lambda g)$.

Zatim, usrednjavanjem trenutnih vrednosti SIR, λ , ABER se može dobiti kao [27], gde g označava modulacijsku konstantu, tj. $g = 1$ za modulaciju binarnog diferencijalnog faznog pomaka (BDPSK) i $g = 1/2$ za binarnu faznu (BFSK) modulaciju.

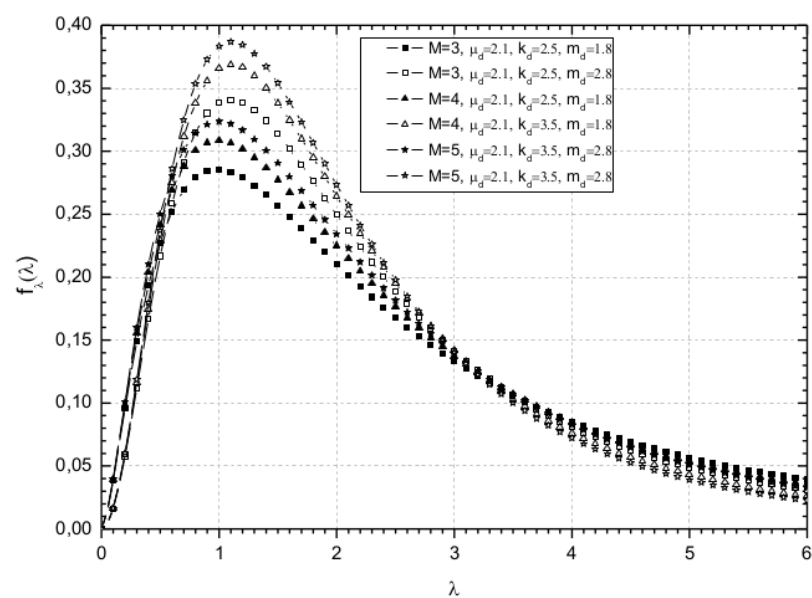
Na osnovu prethodno izvedenih oblika u zatvorenom obliku za PDF i CDF odnosa SIR određene su vrednosti meri performansi sistema na prijemu za slučaj primene SSC kombinovanja.

Na slici 2.1 predstavljena je gustina verovatnoće odnosa SIR u prisustvu osenčanog κ - μ fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema.

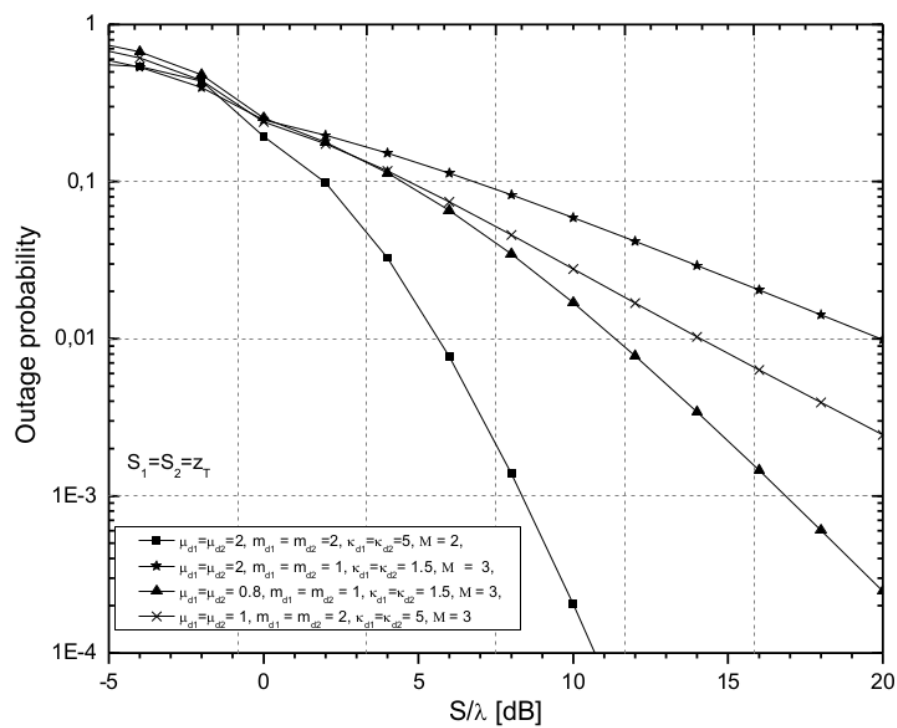
Rezultati SSC izlaza za neke vrednosti sistemskih parametara prikazani su na slici 2.2, dok su rezultati performansi ABEP dobijeni kao funkcija prosečnog SIR-a na ulaznim granama uravnoteženog dvostrukog grana SSC, ($S_1 = S_2 = z_T$), za nekoliko vrednosti parametara kanala m_d , κ_d , μ_d i broja interferirajućih signala $M_1 = M_2 = M$ prikazani su na slici 2.3 i slici 2.4.

Sa slika je uočljivo kako se vrednosti OP i ABEP povećavaju kada raste broj nezavisnih ko-kanalnih interferencija M sa 2 na 3, zbog rasta uticaja snage interferirajućeg u odnosu na željeni signal.

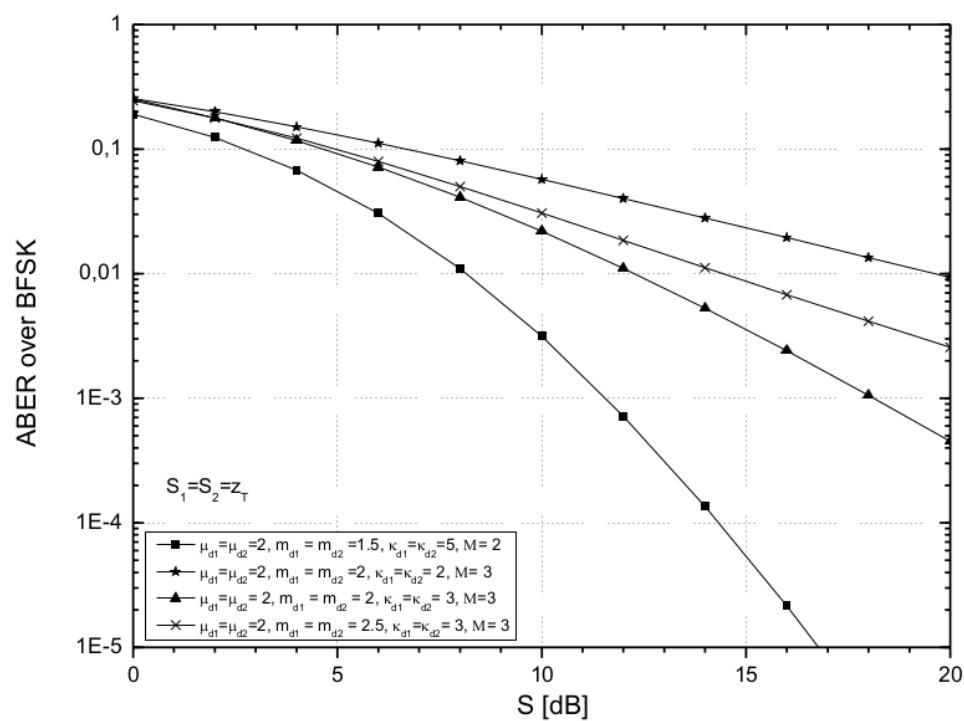
Takođe je jasno vidljivo da se performanse poboljšavaju (smanjuju se vrednosti ABEP i OP) za veće vrednosti m_d i κ_d , s tim što je uticaj parametar m_d na smanjenje vrednosti ovih performansi značajniji pri većim vrednostima parametra κ_d .



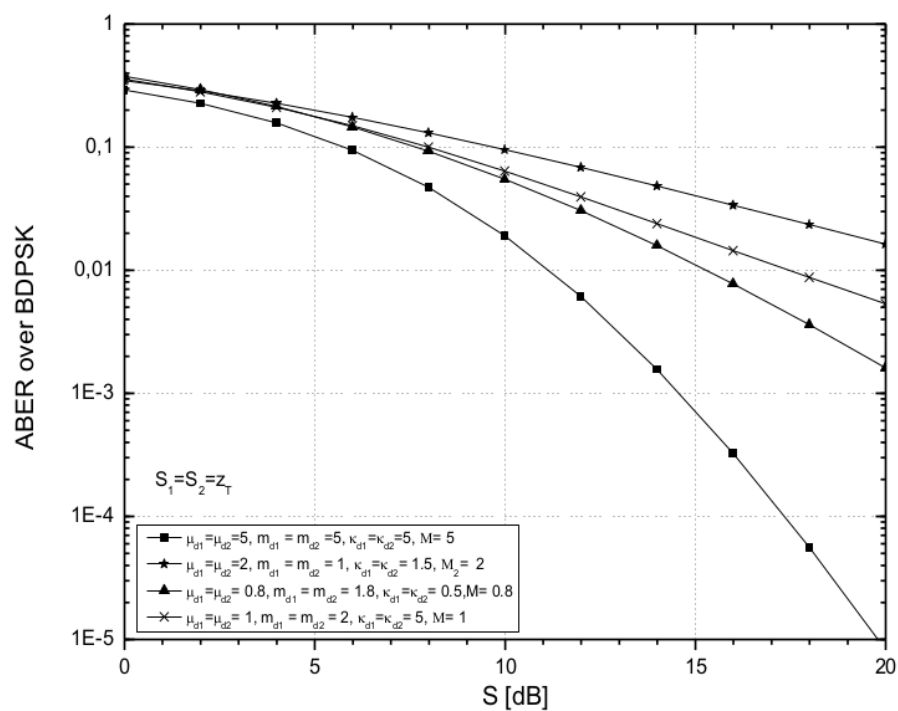
Slika 2.1. Gustina verovatnoće odnosa SIR u prisustvu osenčanog κ - μ fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema.



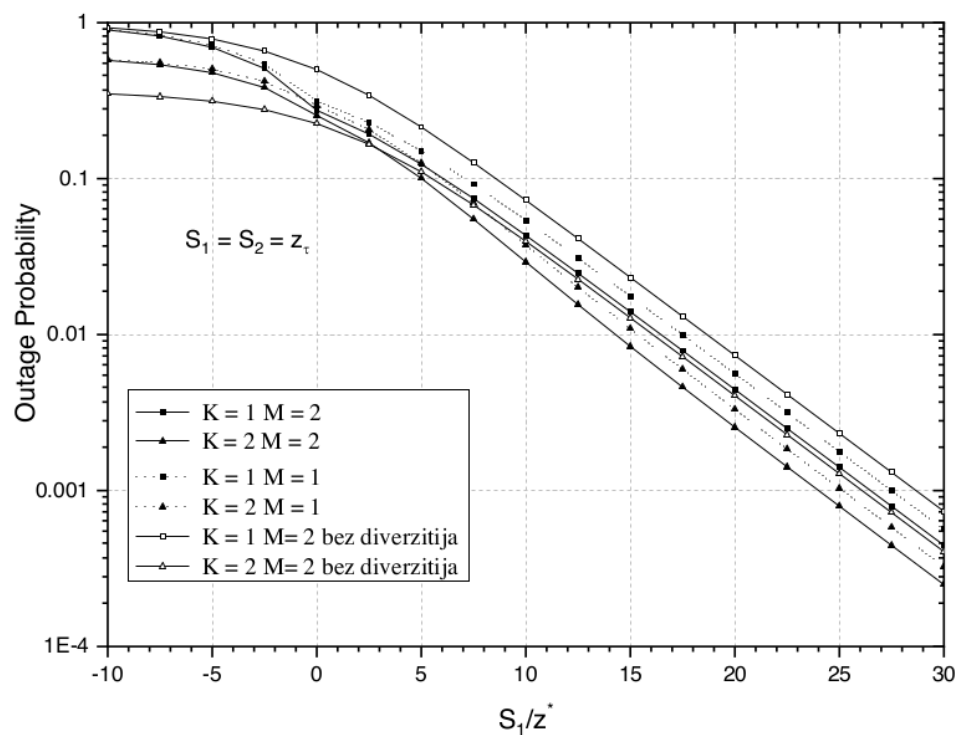
Slika 2.2. Verovatnoća otkaza (outage probability) u prisustvu osenčanog κ - μ fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema za slučaj primene diverziteti tehnike SSC prekidačkog kombinovanja.



Slika 2.3. Srednja verovatnoća greške po bitu (ABER) u prisustvu osenčanog κ - μ fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema za slučaj primene diverziteti tehnike SSC prekidačkog kombinovanja pri BFSK prenosu.



Slika 2.4. Srednja verovatnoća greške po bitu (ABER) u prisustvu osenčanog κ - μ fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema za slučaj primene diverziteti tehnike SSC prekidačkog kombinovanja pri BFSK prenosu.



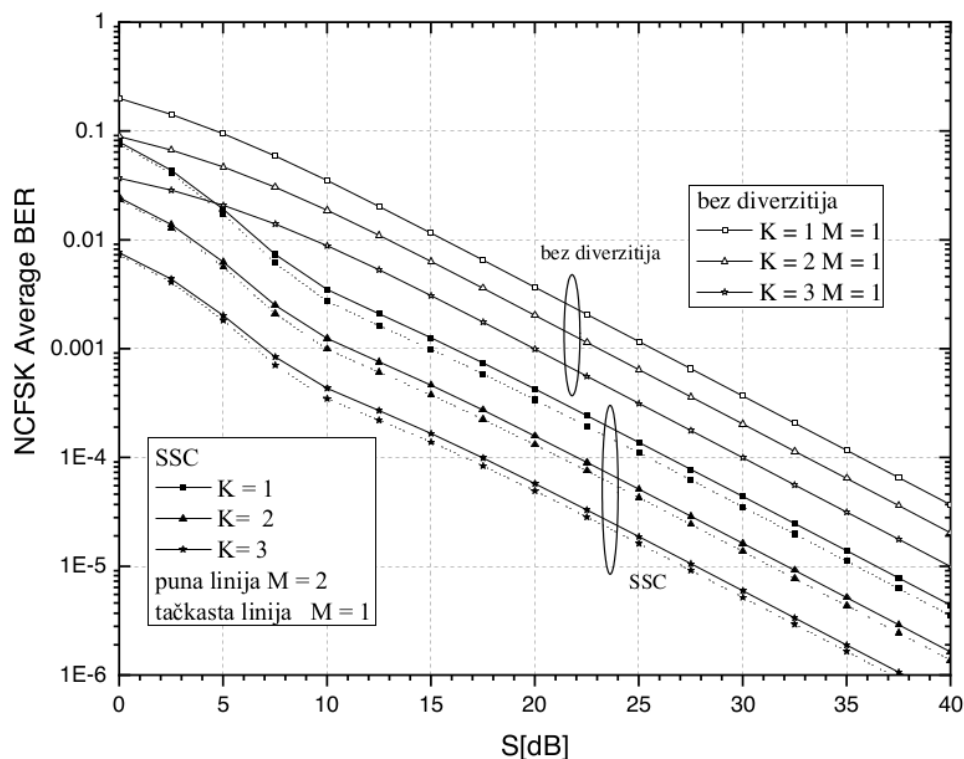
Slika 2.5. Verovtnoća otkaza na prijemu za slučaj primene SSC kombinovanja u prisustvu Rajsovog fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema.

Na slici 2.5 predstavljena je verovtnoća otkaza na prijemu za slučaj primene SSC kombinovanja u prisustvu Rajsovog fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema.

Vidljiv je doprinos primene tehnike SSC kombinovanja u odnosu na slučaj prijema bez njegove upotrebe koji se ogleda u smanjenju vrednosti verovatnoće otkaza.

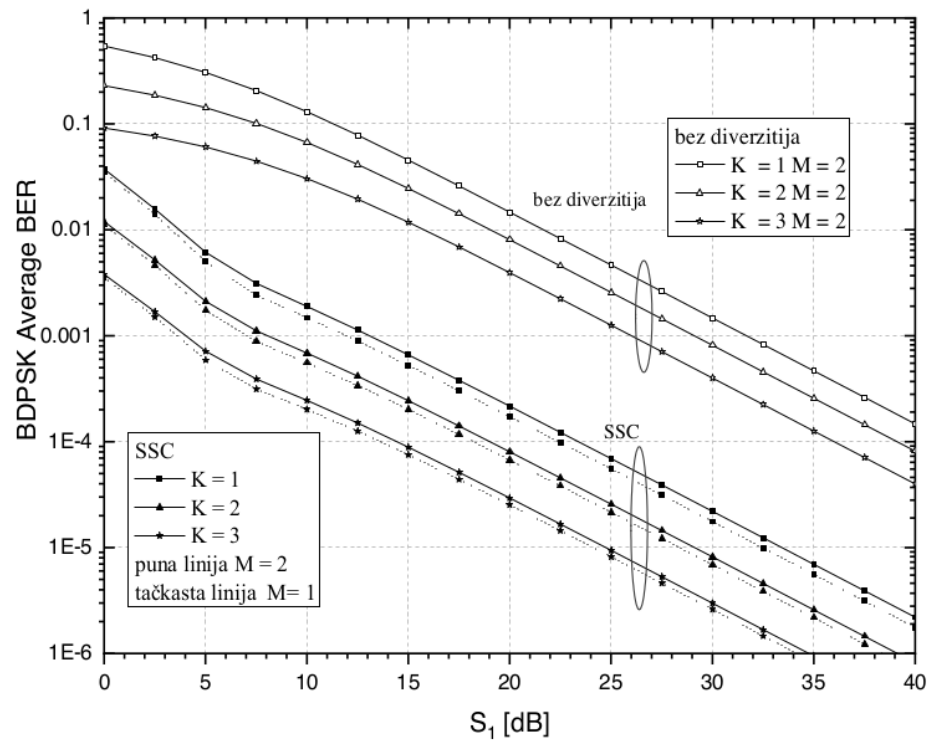
Takođe je vidljivo kako porast broja interferirajućih signala sa $M=1$ na $M=2$ degrdira performanse sistema.

Kao što je i očekivano sa porastom snage dominantne komponente K , performanse sistema se popravljaju.



Slika 2.6. Srednja verovatnoća greške po bitu (ABER) u prisustvu Rajsovog fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema za slučaj primene diverziti tehnike SSC prekidačkog kombinovanja pri NCFSK prenosu.

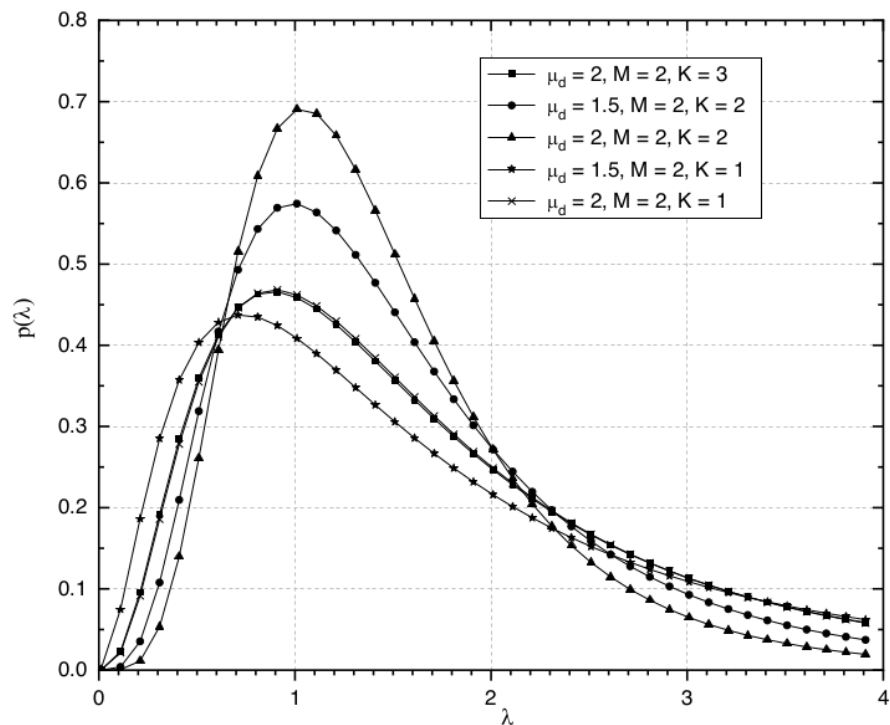
Na slici 2.6 predstavljena je srednja verovatnoća greške po bitu na prjemu za slučaj primene SSC kombinovanja u prisustvu Rajsovog fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema pri NCFSK prenosu. Vidljiv je doprinos primene tehnike SSC kombinovanja u odnosu na slučaj prijema bez njegove upotrebe koji se ogleda u smanjenju vrednosti verovatnoće otkaza. Takođe je vidljivo kako porast broja interfereirajućih signala sa $M=1$ na $M=2$ degrdira performanse sistema. Kao što je i očekivano sa porastom snage dominantne komponente K , performanse sistema se popravljaju.



Slika 2.7. Srednja verovatnoća greške po bitu (ABER) u prisustvu Rajsovog fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema za slučaj primene diverziti tehnike SSC prekidačkog kombinovanja pri BDPSK prenosu.

Na slici 2.7 predstavljena je srednja verovatnoća greške po bitu na prjemu za slučaj primene SSC kombinovanja u prisustvu Rajsovog fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema pri BDPSK prenosu.

Zaključci o uticaju primene tehnike SSC kombinovanja, porastu broja interfereirajućih signala i porastu snage dominantne komponente K , na performanse sistema koji su izvedeni za slučaj prenosa NCFSK modulacijom su i ovde validni.



Slika 2.8. Gustina verovatnoće odnosa SIR u prisustvu κ - μ fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema

Na slici 2.8 je predstavljena gustina verovatnoće odnosa SIR u prisustvu κ - μ fedinga i višestruke ko-kanalne interferencije za različite vrednosti parametra sistema.

Tehnika selektivnog kombinovanja (SC-selection combining) je jednostavna za praktičnu realizaciju jer u svakom trenutku obradje signal samo sa jedne prijemne grane. Međutim kod ove tehnike je takođe neophodan istovremeni i neprekidni monitoring svih kanala.

Naime, u najopštijem slučaju, ² pretpostavljajući da je uticaj šuma na sve prijemne grane podjednak, SC prijemnik izabira granu sa najvećom vrednošću odnosa SNR, odnosno granu najsnažnijeg signala. Postoji i vrsta SCprijemnika, koji odabira onu prijemnu granu, koja ima najveću vrednost zbira korisnog signala i šuma.

U okruženjima u kojima je termički šum zanemarljiv u odnosu na ko-kanalnu interferenciju, SC diverziti prijemnik odabira i na izlaz vodi prijemnu granu sa najvećom vrednošću odnosa signal-interferencija SIR). Ovaj tip SC prijemnika je ² realizovan pomoću specifičnih SIR estimatora i prisutan je kako u baznim stanicama,

tako i mobilnim terminalima (e.g., GSM, IS-54), gde se u svakom datom trenutku, neprekidno vrši estimacija SIR odnosa.

Prednost ove metode je jednostavnost u realizaciji, jer se u svakom trenutku obradje signal samo sa jedne prijemne grane.

Pošto kod ove tehnike prijema, nije neophodni dovesti u fazu signale sa svih prijemnih grana, SC tehnika kombinovanja se može primenjivati u konjukciji i sa koherentnim i sa nekoherentnim modulacionim tehnikama.

Kao što je već rečeno, SC diverziti prijemnik odabira i na izlaz vodi granu sa najvećom trenutnom vrednoću amplitude željenog signala:

$$R = R_{\text{out}} = \max (R_1, R_2, \dots, R_N) \quad (2.29)$$

PDF anvelope slučajnog procesa na izlazu SC prijemnika se može odrediti na osnovu:

$$f_R(r) = \int_0^r \int_0^r \int_0^r f_{R_1, \dots, R_N}(r, r_2 \dots r_N) dr_2 dr_3 \dots dr_N + \\ \int_0^r \int_0^r \int_0^{r_1} f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r \dots r_N) dr_1 dr_3 \dots dr_N + \\ \dots \\ \int_0^r \int_0^r \int_0^{r_{N-1}} f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2 \dots r) dr_1 dr_2 \dots dr_{N-1}; \quad (2.30)$$

gde $f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2 \dots r_N)$ predstavlja združenu funkciju gustine verovatnoće (JPDF) slučajnih procesa ulaznih grana. Ako se prijem odvija pomoću nekorelisanih grana na terminalu, tada se prethodni izraz može napisati u obliku:

$$f_R(r) = \sum_{i=1}^n f_{R_i}(r) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n F_{R_j}(r); \quad F_{R_i}(r_i) = \int_0^{r_i} f_{R_i}(t_i) dt_i; \quad (2.31)$$

CDF na izlazu SC terminala se određuje prema:

$$F_R(r) = \int_0^r \int_0^r \cdots \int_0^r f_{R_1, R_2, \dots, R_n}(r_1, r_2, \dots, r_n) dr_1 dr_2 \cdots dr_n; \quad (2.32)$$

Ako se prijem odvija pomoću nekorelisanih grana na terminalu, tada se prethodni izraz može napisati u obliku:

$$F_R(r) = \prod_{i=1}^N F_{R_i}(r); \quad (2.33)$$

Dodatno poboljšanje performansi je moguće postići upotrebom prostornih diverziti tehnika koje su složenije za prekičnu realizaciju ali je njihovom primenom moguće ostvariti dodatno smanjenje uticaja fadinga. Optimalna kombinaciona tehnika nezavisno od statistike kanala sa fadingom je kombinovanje sa maksimalnim odnosom (maximum ratio combining -MRC). Ova kombinaciona tehnika se zasniva na dovođenju korisnih signala sa prijemnih grana u fazu, i kombinovanje signala sa prijemnih grana koji su dovedeni u fazu tako da je sumiranje takvih signala maksimalno. Na ovaj način slučajne fluktuacije faza signala koje se javljaju prilikom prenosa se eliminišu. Neophodno je proceniti fazu primljenog signala, pa ova tehnika zahteva informacije o stanju kanala za sve primljene signale.

Pošto su amplitude svih signala iz kanala sa fadingom poznate, kombinovanje sa maksimalnim odnosom se može koristiti u kombinaciji sa konstalacionim modulacionim tehnikama nejednake energije kao što je *M*-QAM tehnika.

Kombinovani signal na izlazu kombinera sa maksimalnim odnosom se može predstaviti pomoću relacije:

$$R = \sqrt{\sum_{i=1}^M R_i^2}; \quad (2.34)$$

Gustina raspodele verovatnoće anvelope slučajnog procesa na izlazu MRC kombinera se može predstaviti u obliku:

$$f_R(r) = \int_0^r \int_0^{\sqrt{r^2 - r_N^2}} \cdots \int_0^{\sqrt{r^2 - \sum_{i=3}^N r_i^2}} \frac{r}{\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2}} f_{R_1 \dots R_N} \left(\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2}, r_2 \dots r_N \right) dr_2 \dots dr_N; \quad (2.35)$$

gde $f_{R_1 \dots R_N}(r_1, r_2 \dots r_N)$ označava združenu gustinu verovatnoće amplituda, JPDPF, slučajnih procesa na ulaznim granama kombinera. Ako se prijem ostvaruje na terminalu sa nekorelisanim ulaznim granama, tada se prethodna relacija redukuje na izraz:

$$f_R(r) = \int_0^r \int_0^{\sqrt{r^2 - r_N^2}} \cdots \int_0^{\sqrt{r^2 - \sum_{i=3}^N r_i^2}} \frac{r}{\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2}} f_{R_1 \dots R_N} \left(\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2} \right) \prod_{i=2}^N f_{R_i}(r_i) dr_2 \dots dr_N; \quad (2.36)$$

Na sličan način, kumulativna funkcija raspodele na izlazu MRC kombinera se može odrediti na osnovu:

$$F_R(r) = \int_0^r \int_0^{\sqrt{r^2 - r_N^2}} \cdots \int_0^{\sqrt{r^2 - \sum_{i=3}^N r_i^2}} \int_0^{\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2}} f_{R_1 \dots R_N}(r_1, r_2 \dots r_N) dr_1 dr_2 \dots dr_N; \quad (2.37)$$

Suboptimalna tehnika prostornog diverziti kombinovanja je kombinovanje sa jednakim pojačanjem (EGC - Equal Gain Combining). Ova tehnika zahteva smanjenu kompleksnost pri praktičnoj realizaciji u poređenju sa tehnikom kombinovanja sa maksimalnim odnosom jer ne zahteva estimaciju kanala po kome se prenosi signal sa svake od prijemnih grana, već samo zahteva procenu faze nosioca kako bi se odredili težinski faktori koji se koriste za formiranje kombinacionog signala. Za slučajeve kad nije moguće ostvariti koherentnu detekciju ili za slučaj kada je neophodno ostvariti nekoherentnu detekciju, odnosno kad nije moguće primeniti MRC kombinovanje upotrebom post-detekcijskog EGC kombinovanja na prijemu je moguće postići značajno poboljšanje performansi. EGC kombinovanje se najčešće kombinuje sa DPSK i FSK modulacionim formatom.

Kao što je rečeno EGC tehnika procesira sve diverziti grane i sumira replike signala pomnožene odgovarajućim faktorom kako bi podjednako učestvovali u rezultirajućoj sumi, pa rezultirajuća anvelope signala R na izlazu kombinera sa N grana se može predstaviti pomoću relacije:

$$R = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N R_i; \quad (2.38)$$

Funkciju gustina verovatnoće anvelope slučajnog procesa na izlazu EGC kombinera je moguće izraziti pomoću relacije:

$$f_R(r) = \sqrt{N} \int_0^{\sqrt{N}r} \int_0^{\sqrt{N}r-r_N} \cdots \int_0^{\sqrt{N}r-\sum_{i=3}^N r_i} f_{R_1, \dots, R_N} \left(r\sqrt{N} - \sum_{i=2}^N r_i, r_2, \dots, r_N \right) dr_2 \dots dr_N; \quad (2.39)$$

gde $f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N)$ označava združenu gustinu verovatnoće amplituda, JPĐF, slučajnih procesa na ulaznim granama kombinera. Ako se prijem ostvaruje na terminalu sa nekorelisanim ulaznim granama, tada se prethodna relacija redukuje na izraz:

$$f_R(r) = \sqrt{N} \int_0^{\sqrt{N}r} \int_0^{\sqrt{N}r-r_N} \cdots \int_0^{\sqrt{N}r-\sum_{i=3}^N r_i} f_{R_1} \left(r\sqrt{N} - \sum_{i=2}^N r_i \right) \prod_{i=2}^N f_{R_i}(r_i) dr_2 \dots dr_N; \quad (2.40)$$

Na sličan način, kumulativna funkcija raspodele na izlazu EGC kombinera se može odrediti na osnovu:

$$F_R(r) = \int_0^{\sqrt{N}r} \int_0^{\sqrt{N}r-r_N} \cdots \int_0^{\sqrt{N}r-\sum_{i=3}^N r_i} \int_0^{\sqrt{N}r-\sum_{i=2}^N r_i} f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N) dr_1 dr_2 \dots dr_{N-1} dr_N; \quad (2.41)$$

Primenom relacija (2.15) i (2.16) koje opisuju propagaciju signala u kanalu sa generalnim modelom fedinga u prisustvu ko-kanalne interferencije, odnosno funkcije gustine verovatnoće raspodele i kumulativne funkcije raspodele signala i njihovom zamenom u relacije koje definišu izraze za određivanje funkcija gustine verovatnoće

raspodele i kumulativnih funkcija raspodele na izlazu kombinera, moguće je odrediti parametre za projektovanje optimalnih prijemnika pomoću kojih bi se ostvario prijem zadovoljavajućeg kvaliteta.

3. Koncept prilagodljive ekvilizacije zasnovan na entropijskim osnovama

3.1. Teorijske osnove

Prilagodljiva ekvalizacija linearno disperzivnih vremenskih kanala je jedan od osnovnih problema pri prenosu podataka. Tradicionalno, adaptivni ekvilajzeri rade uz pomoć trening signala (pilot) koji obezbeđuje brzu i preciznu adaptaciju parametara ekvilajzera. Sa druge strane, prenos pilota je neproduktivan iz ugla efikasne eksploatacije raspoložive širine opsega kanala [31–33]. Naročito, postaje kritična u sistemskim okruženjima koja zahtevaju često slanje pilota [33]. Ovaj problem spektralne efikasnosti stvorio je *blind* ekvalizaciju koja nema pristup pilot-u i, samim tim, povećava efikasan protok podataka sistema.

U oblasti *blind* ekvalizacije, ekvalajzer sa povratnom informacijom o odluci (DFE) je od posebnog interesa zbog njegovih performansi i prednosti primene u odnosu na linijski ekvilajzer (LE). Kao što je poznato, ekvilajzer za povratnu informaciju o odlukama (DFE) kombinuje linearne feedforward (FFF) i feedback (FBF) filtre, gde potonji koristi prethodno detektovane simbole da bi smanjio intersimbolsku interferenciju (ISI). Na osnovu pretpostavke ispravno detektovanih simbola, DFE uklanja post-cursor ISI efikasnije od odgovarajućeg LE, bez pojačavanja šuma i korišćenjem manjeg broja koeficijenata [34]. S druge strane, performanse DFE-a mogu se ozbiljno pogoršati pogrešno detektovanim simbolima prilikom prostirenja kroz petlju za donošenje odluke [34]. Iako je prisutan i kod *blind* i *no-blind* DFE-a, fenomen prostirenja grešaka je inherentno prisutan na početku procesa *blind* prilagođavanja DFE-a i vodi ka prekidu rada.

Postojeća rešenja *DFE blind* adaptacija mogu se podeliti u dva glavna pristupa. U prvom pristupu FFF i FBF filteri, koji pripadaju DFE-u, zajedno se optimizuju pomoću istog kriterijuma [32, 35], a u drugom pristupu su optimizirani nezavisno jedan od drugog [36–39]. Zajednička optimizacija FFF i FBF filtera je praktična sa stanovišta implementacije, ali karakteriše je konvergencijsko stanje koje može dovesti do takozvanih degenerativnih rešenja [40] kada ekvilajzer ne obnavlja prenešene podatke, ali generiše izlazne simbole po sopstvenom nađenju. Kao što je dokazano u [40, 41], ovo se može izbeći dodatnim ograničenjima zavisno od date složenosti konstalacije signala i jačine kanala. U drugom pristupu, koji je motivisan idejom izbegavanja efekata prostirenja grešaka, samo-optimizovani DFE (SO-DFE) [7] privremeno dovodi uređaj u režimu “teške odluke”, transformiše se u linearni *blind* ekvilajzer koji postavlja FBF filter ispred FFF-a kako bi otvorio kanalski signal dovoljno, a zatim se prebacuje nazad u klasičnu DFE strukturu vršeći ekvalizaciju odlukom minimalne srednje kvadratne greške (MMSE). Ovaj pristup se zasniva na teoriji da ekvilajzeri beskonačne dužine MMSE-LE i MMSE-DFE imaju iste komponente [37, 42], koje se u frekvencijskom domenu mogu uključiti u svepolarni rekurzivni amplitudni ekvilajzer i fazni ekvilajzer koji, respektivno, kompenzuje minimalne i maksimalne komponente funkcije prenosa kanala.

Osnovno ograničenje šeme SO-DFE-a dolazi iz njegovog primarnog modela koji pretpostavlja ekvivalenciju između MMSE-LE i MMSE-DFE ekvilizatora. Ova pretpostavka se uglavnom krši u praktičnim implementacijama zasnovanih na filterima s konačnim impulsnim odzivom (FIR); za razliku od optimalnih FFF filtera beskonačne i konačne dužine koji predstavljaju sličnosti u strukturi, optimalni FBF filter konačne dužine nije nužno minimalne faze kao njegov dvojni s neograničenom dužinom [43, 44]. To odstupanje SO-DFE strukture, označeno kao nepodudarnost filtera, manifestuje se kroz proces prilagođavanja FBF filtra koji u *blind* režimu radi kao svepolni filter (belilo) primljenog signala, a zatim u režimu praćenja, nastavlja adaptaciju kao ekvilajzer usmerene odluke. Još jedna mana SO-DFE šeme, koja je usko povezana sa prethodnom, odnosi se na nagli prelazak iz *blind* u režim praćenja. U zavisnosti od složenosti konstalacije signala i jačine kanala, ovaj prelaz može da izazove raspršivanje signala i parametara koji vode ekvilajzer ka nestabilnosti, pa čak i do kvara.

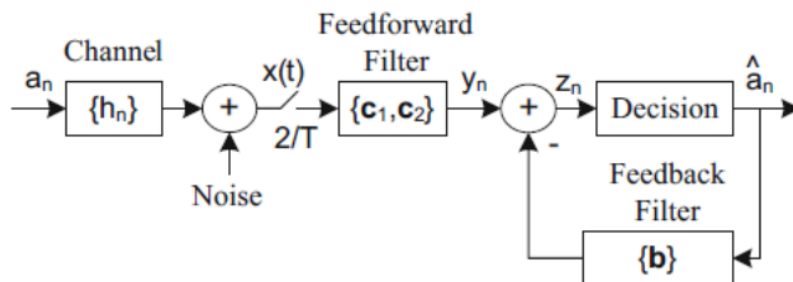
Rešenja *blind* DFE-a predstavljena u [38, 39, 45] pokazuju nekoliko različitih algoritama i / ili poboljšanja strukture koja izbegavaju ili ublažavaju ograničenja SO-

DFE šeme. DFE u [38], nazvan Soft- DFE, uvodi novi " soft " FBF (SFBF) filter optimizirajući cenu Joint Entropy Maximization (JEM) kroz dva načina rada. U *blind* režimu, deluju kao sve-polni amplitudni ekvilajzer (whitener) primljenog signala, SFBF kompenzuje efikasnije za duboke spektralne nule od odgovarajućeg whitener koji se kontroliše proširenim LMS algoritmom [37] i zatim, u sledećem soft tranzicionom režimu, nastavlja maksimizaciju entropije kao soft ekvilajzer usmerenih-odluka koji se vrši između izbeljivanja podataka i oporavka podataka; efektivno, SFBF poboljšava izbeljivanje primljenog signala i ublažuje proces prebacivanja strukturnog-kriterijuma ekvilajzera. U [39] je predložena DFE šema predviđanja šuma [46], koja izbegava neusklađenost FBF filtera izbegavajući i strukturu i kriterijum prebacivanja. Koristi dva FBF filtera, postavljena ispred i iza FFF filtera, kao i pravilo odluke koje meko transformiše ekvalizaciju između ekstremnih linearnih i radnih modova teške odluke. Metoda je verifikovana 64-QAM signalom. U [45], samo-optimizovani DFE koristi nula-pol whitener, umesto najčešće korišćenog svepolnog whitener filtera. Nula-pol whitener se smatra najčešćim whitener filtrom kako bi se izjednačile različite vrste kanala i aproksimirao dugački FBF filter sa manjim brojem polova i nula, sprečavajući fenomen prostirenja grešaka.

U [47, 48], inoviran je rad SFBF filtera u slepom režimu uvodeći izraz koeficijenta curenja [49, 50] u algoritam JEM izbeljivanja; cilj je bio da se izbegne prekomerno rastući koeficijenti whitener-a uzrokovani (64, 128)-QAM signalima koji su prikazali veće raspodele varijanse na izlazu kanala nego (16, 32)-QAM signali. U [47] je varirana brzina curenja i nagib neurona da se poboljšale performanse konvergencije MSE ekvilajzera za signal 64-QAM. Rad [48] pri fiksnoj brzini curenja, razmotra uticaj nagiba adaptivnog neurona na konvergenciju whitener-a za (16, 64, 128)-QAM signale. Na osnovu ovih rezultata i rada [51], koji predlaže promenljivi propusni LMS algoritam za linearnu procenu filtera i probleme identifikacije sistema, u ovom radu je uvedena promenljiva nepropusnost u algoritam izbeljivanja JEM-a kako bi se uklonili neželjeni efekti SFBF filtra neusklađenosti performansi Soft-DFE. U cilju održavanja dobre ravnoteže između brzine konvergencije MSE-a i zaostalog MSE Soft-DFE-a, fokus u ovom radu je stavljen na poboljšanje indeksa uspešnosti ekvalizacije koji se koristi kao efikasna mera robusnosti ekvilajzera i za neusklađenost SFBF-a i za naglo prebacivanje strukturnih kriterijuma.

3.2. Soft-DFE

Razmaknuti Soft-DFE ekvilajzer smatra se prijemnikom u jedinstvenom sistemu nosioca prikazanom na slici 1. Redosled simbola podataka $\{a_n\}$, generisanih brzinom $1 / T$ (T je trajanje simbola u sekundi), sastoji se od kompleksne slučajne veličine nulte srednje vrednosti sa konačnom varijansom i sub-Gausovom raspodelom. Vremensko-invarijantan impulsni odziv kanala $\{h_n\}$ predstavlja kombinovane efekte predajnog filtra, impulsnog odziva kanala i anti-alias filtra na prijemnoj strani. Šum je Gausov sa nultom srednjom vrednosti i nezavisan od ulaznih podataka. U stacionarnom stanju ekvilajzera signal $x(t)$ se odmerava brzinom $2 / T$. Parni i neparni odmerci $x(t_0 + nT - \frac{iT}{2}) = x_{n,i}$, se alternativno prebacuju na linije kašnjenja odgovarajućih FIR filtera za raspoređivanje simbola definisanih s koeficijentnim vektorima $c_i = [c_{i,1}, \dots, c_{i,L}]^T$, $i = 1, 2$. Inače, u *blind* stanju ekvilajzera kada FBF deluje kao prednji ekvilajzer, odmerci $x_{n,i}$, se primenjuju na FBF filtru uključujući dva FIR filtera definisana vektorima $b_i = [b_{i,1}, \dots, b_{i,N}]^T$.



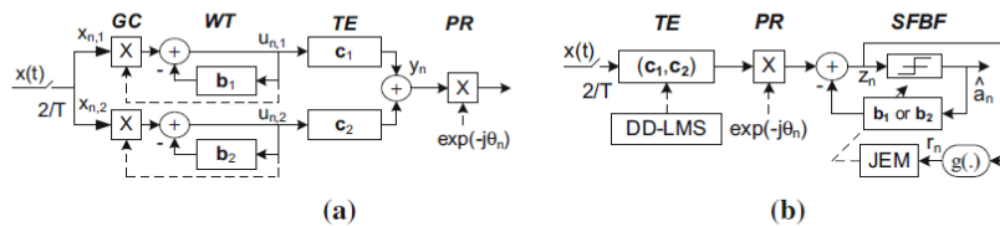
Slika 3.1: Blok dijagram sistema sa Soft-DFE-om

Da bi se postiglo podešavanje optimalnih koeficijenata i oporavak faze nosioca, Soft-DFE prolazi kroz tri radne faze pod nazivom: *blind* akvizicija, meka tranzicija i

praćenje. Za vreme *blind* rada, Soft-DFE se ponaša kao linearni frakciono-razmaknuti ekvilajzer (FSE) koji deli zadatak ekvalizacije između četiri redosledna signalna transformatora poređana u sledećoj kaskadi: kontrola pojačanja (GC), whitener (WT), ekvilajzer (TE) i fazni rotator (PR), sl. 2a. Kontrola pojačanja GC i whitener WT spojeni su u paru, gde GC obnavlja prenešenu energiju signala koristeći malo modifikovano pravilo ekvalizacije sa jednim koeficijentom [37], a JEM- whitener izjednačava neravni spektar kanala. Istovremeno i nezavisno od (GC + WT), ekvilajzer TE upravljani algoritmom konstantnog modula (CMA) [52] otklanja fazno izobličenje (nastalo kombinacijom kanal- whitener). U sledećem režimu meke tranzicije, jedan od dva JEM whitener-a, izabran prema energetsom kriterijumu, transformiše se nazad u meki povratni filter SFBF sa usmerenom odlukom koji nastavlja sa JEM adaptacijom, dok ekvilajzer TE prebacuje adaptaciju iz CMA u LMS (DD-LMS) sa usmerenom odlukom (Sl. 3.2b). Tokom mekog prelaznog režima, Soft-DFE se optimizuje pomoću kombinovanog DD- (MMSE+ JEM) kriterijuma. Da bi se *dijagram oka* signala dovoljno otvorio, kompletan Soft-DFE se prebacuje u klasični MMSE- DFE koji se kontroliše algoritmom DD-LMS (režim praćenja).

Fazni rotator PR je dat u obliku digitalne fazne locked-loop, čiji je rad modifikovan na način da se izbegnu spin efekti izbijanja nakon CMA ekvalizacije QAM signala visokog reda [31]. PR započinje akvizicijom faze nosioca u slepom režimu korišćenjem redukovane konstelacije signala koji uključuje samo dvanaest ugaonih simbola sa najvećom energijom, a zatim, za dovoljno otvoreno oko signala, nastavlja rad sa potpunom konstelacijom.

Soft-DFE strukturno-kriterijumska adaptacija kontroliše MSE procenjivač koji ima zadatak da prebaci i strukturu i kriterijum adaptacije u skladu sa unapred odabranim nivoima MSE praga (TL): za TL1 Soft-DFE se sam prebacuje iz *blind* u meki tranzicioni režim, za TL2 iz mekog tranzicionog u režim praćenja i prag TL3 prebacuje PR rad između rada smanjenog i punog signala. Prag MSE TL3 se koristi kao merilo uspešnosti ekvalizacije kvantifikovano indeksom uspeha ekvalizacije (ESI).



Slika 3.2: Šema Soft-DFE ekvilajzera. a) bkind akvizacija. b) režim meke tranzicije

3.3 Soft Feedback filter: Pozadine i JEM algoritmi

Za razliku od MMSE-FBF, koji obično koristi procene simbola teške-odluke da bi otkazao post-cursor ISI, SFBF vrši isti zadatak koristeći procene simbola soft-odluke koje pruža monotona funkcija (neuron) $g(\cdot)$ koja maksimizira zajedničku Šenonovu entropiju [53]. Kao što je prikazano na slici 3, neuronska funkcija $g(\cdot)$ u strukturi SFBF vrši preslikavanje ulaznih simbola z_n na način koji maksimizira zajedničku entropiju izlaznih simbola r_n i, pretpostavljajući da su prethodni izlazni simboli tačni¹, $r_{n-j} = a_{n-j}$, $j = 1, \dots, N$ eliminiše njihov uticaj ometanja na trenutnom izlazu kanala x_n ; odgovarajući odnos ulaz-izlaz SFBF-a je dat sa $z_n = x_n - b_n^T r_n$, gde su $r_n = [e_{n,1}, \dots, r_{n,N}]^T$ i $b_n = [b_{n,1}, \dots, b_{n,N}]^T$. Trenutni izlaz je $r_n = g(z_n)$.

Pod pretpostavkom da su prethodni simboli ispravno detektovani i izlazi kanala bešumni², zajednička Šenonova entropija $H[r_{n,1}, \dots, r_{n,N+1}]$ SFBF modela prikazana na slici 3.3 data je [54]:

$$J_H(b_n) = E \left\{ \ln \left| \frac{\partial r_n}{\partial z_n} \right| \right\} \quad (3.1)$$

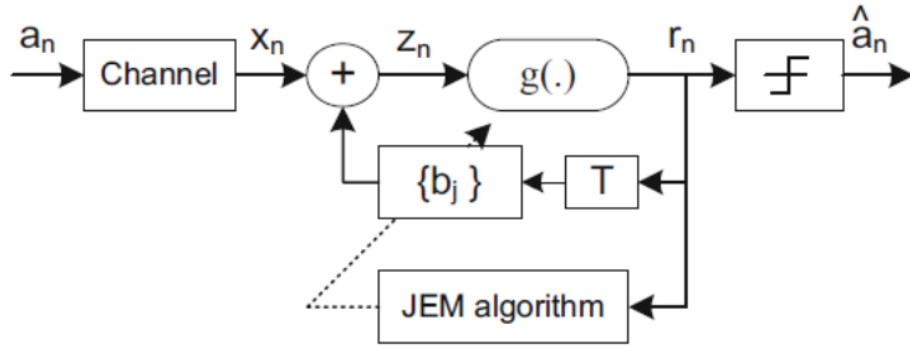
gde $E\{\cdot\}$ označava statističko očekivanje. Treba napomenuti da je glavna ideja na kojoj se zasniva SFBF model ekvalizacije opažanje da maksimizacija zajedničke entropije $J_H(b_n)$ u prisustvu ISI dovodi do smanjenja statističke zavisnosti između trenutnog izlaza $r_n = g(z_n)$ i prethodnih izlaza (r_{n-j} , $j = 1, \dots, N$). U domenu funkcije gustine verovatnoće, SFBF transformiše PDF ulaznog niza u niz koji predstavlja uniformnu raspodelu u ograničenom opsegu promenljivih $\{a_n\}$.

Izbor funkcije mapiranja $g(\cdot)$ je ključna tačka u SFBF dizajnu. Prema teoriji iz [53], funkcija $g(\cdot)$ je izabrana tako da na odgovarajući način odgovara očekivanoj

¹ Хипотеза о тачности претходно откривених симбола обично се користи у DFE анализи.

² Иако излази Z_n нису без шума, претпоставља се да је систем без шума како би се поједноставила изведба алгоритма JEM. У симулацијама представљеним у раду користили смо реалније шумне канале.

kumulativnoj raspodeli ulaza z_n u skladu sa odnosom $g(z) \approx \int_{-\infty}^z p(u)du$, $g(z) \in [0,1]$, gde je $p(z)$ PDF ulaznog signala z . Nagib neurona $\frac{\partial g(z_n)}{\partial z_n}$ mora da odgovara PDF-u ulaznog z_n tj., $g(z_n)' \approx p(z)$. U praksi izbor funkcije neurona nije jednostavan zadatak, jer je PDF ISI na izlazu kanala x_n , a samim tim i $z_n(z_n = x_n - b_n^T r_n)$ je uglavnom nepoznat, a nedostaje i odgovarajućih nelinearnosti. Da bi se rešio ovaj problem, jedan pristup je upotreba parametarnih nelinearnosti $g(z_n, \beta)$ gde se parametar β može koristiti kao alat za promenu 'nagiba' neurona na način da bude što je moguće bliže očekivanoj kumulativnoj raspodeli ISI-ja. Optimalni nagib koji omogućuje jedinici neurona da maksimizira zajedničku entropiju mora biti obrnuto proporcionalan varijansi njene ulazne raspodele.



Slika 3.3: Soft feedback filter: osnovni model

U nastavku će biti predstavljen SFBF ekvilajzer koji se proširuje na kompleksni domen. Kompleksni model SFBF ekvilajzera dizajniran je za kompleksno-vrednovanu kontinuirano diferencirajuću funkciju kompleksne promenljive z_n [38]:

$$g(z_n, \beta) = z_n(1 + \beta|z_n|^2) \quad (3.2)$$

Algoritam stohastičkog gradijenta (uspona) dobijen za $J(b_n) = \ln \left| \frac{\partial r_n}{\partial z_n} \right|$ je dat sa:

$$b_{n+1,j} = b_{n,j} - \mu z_n (1 - \beta |z_n|^2) r_{n-j}^*, \quad j = 1, \dots, N \quad (3.3)$$

gde je β stvarni pozitivni broj koji varira nagib neurona, μ je veličina koraka adaptacije i operator $*$ označava konjugaciju.

Da bi se zadovoljili operativni zahtevi Soft-DFE šeme, osnovni model SFBF se modifikuje prema dva pojednostavljenja:

- u *blind* režimu, SFBF deluje kao linearni svepolni filter optimizovan algoritmom za izbeljivanje JEM tipa (JEM-W) koji je dat sa:

$$b_{n+1,j} = b_{n,j} - \mu_W u_n (1 - \beta_W |u_n|^2) u_{n-j}^*, \quad j = 1, \dots, N \quad (3.4)$$

- u režimu meke tranzicije, zasnovanom na hipotezi o ispravno detektovanim simbolima, SFBF se transformiše u mekani ekvilajzer usmerene-odluke koji se kontroliše algoritmom JEM-D datim sa:

$$b_{n+1,j} = b_{n,j} - \mu_D z_n (1 - \beta_D |z_n|^2) \hat{a}_{n-j}^*, \quad j = 1, \dots, N \quad (3.5)$$

gde su $\{\mu_W, \mu_D\}$ veličine prilagođavanja, a $\{\beta_W, \beta_D\}$ su nagibi neurona; u rekurziji (3.4) indeks i vektora $b_{n,i}$, je uveden radi jednostavnosti.

Prema tome, na osnovu gornje modifikacije strukture i algoritma, SFBF ekvilajzer transformiše PDF ulazne sekvence koristeći dva različita nagiba da bi se podudarali sa statistikom ulaznih podataka pod uslovom da su veličine koraka $\{\mu_W, \mu_D\}$ odgovarajuće odabrane da garantuju stabilnost JEM-W i JEM-D algoritama. U *blind* režimu, whitener WT manipuliše nepoznatim PDF -om primljenog signala u cilju rekonstrukcije statistike drugog reda datog signala, a optimizacija JEM-W algoritma postiže se promenom β_W nagiba neurona. U sledećem soft tranzicionom režimu, SFBF nastavlja da se bavi PDF-om preostalog ISI-a post-kursora koji deluje kao ekvilajzer

statistike višeg reda; u ovoj fazi, JEM-D algoritam pokreće procenu simbola $\hat{a}_n$ datog signala, a njegovu optimizaciju postiže neuronski nagib β_D . Prema ovom scenariju, očekivana varijansa ISI izlaznih kanala x_n veća je od odgovarajuće varijanse procene simbola z_n i stoga bi izabrani nagib β_W trebao biti manji od nagiba β_D . Pored toga, vredi primetiti da se nagib β_D može posmatrati kao statistička konstanta za dato konstelaciju signala, jer JEM-D algoritam (3.5) koreliše signal pseudo-greške $z_n(1 - \beta_D|z_n|^2)$ sa procenama simbola $\hat{a}_n$.

Da bismo sumirali efikasnost SFBF-a, biće napisane optimalne vrednosti nagiba neurona $\{\beta_{W,16} = 1.4, \beta_{D,16} = 12\}$, $\{\beta_{W,32} = 1.2, \beta_{D,32} = 10\}$ i $\{\beta_{W,64} = 0.2, \beta_{D,64} = 2.0\}$, koje se odnose na konstelacije signala 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM [47] koji predstavljaju raspodele u sa povećanjem varijansi i naglašavaju dve činjenice od posebnog značaja. Prvo, odabrani nagibi dokazuju obrnutu vezu između nagiba neurona i varijanse ulaznih raspodela. Drugo, u radu sa nagibima neurona β_W verifikovano je da izabrani nagibi β_W za 16- i 32-QAM signale pružaju dobar kompromis između MSE brzine konvergencije, zaostalog MMSE i uspešnosti ekvalizacije. S druge strane, to nije slučaj za signal 64-QAM gde performanse ekvilajzera trpe sporu brzinu konvergencije i visoku rezidualnu MSE za male β_W ($\beta_{W,64} = 0.2$). Ovo ponašanje je rezultat nedostatka JEM-W algoritma koji za male vrednosti nagiba β_W nema sposobnost procene dubokih spektralnih bleđenja izlaznog kanala. U stvari, za male nagibe β_W uticaj kvadratnog termina u predviđenoj grešci $e_n(\beta_W, u_n) = u_n(1 - \beta_W|u_n|^2)$ u (4) nije dovoljan da se obezbede adekvatne procene. Inače, povećanjem vrednosti nagiba $\beta_{W,64}$, Soft-DFE daje bolje karakteristike konvergencije, ali njegova uspešnost ekvalizacije se pogoršava zbog prekomernog porasta norme koeficijenta whitener-a. Da bi se uklonio opisani nedostatak JEM-W algoritma sa jako oštećenim 64-QAM signalom, proširen je JEM-W algoritam sa izrazom koeficijenta curenja [17] koji ograničava rast koeficijenata. Uvođenjem koeficijenta curenja otvara se prostor za upotrebu većih nagiba neurona β_W i na taj način proširi rad JEM-W algoritma na složenije konstelacije signala od (16, 32) – QAM-a. Cena ovog poboljšanja je složenija primena JEM-W algoritma čija optimizacija, osim veličine koraka adaptacije i nagiba neurona, zavisi i od faktora curenja koji određuje brzinu koeficijenta curenja.

3.4. Algoritam izbeljivanja JEM sa promenljivim curenjem

Na osnovu prethodnih analiza, očigledno je da složenije konstalacije signala od (16, 32) - QAM zahtevaju JEM-whitener sa adaptivnim nagibom neurona i / ili neku dodatnu obradu signala robusnijih većih dinamičkih signala.

Inovativni JEM-W whitening algoritam ostaje sa fiksnim nagibom neurona, kao u rekurziji (3.4), i uvodi promenjivi faktor curenja da bi prilagodio brzinu koeficijenta curenja u odnosu na kvalitet predviđene greške whitener-a. Motivacija koja stoji u osnovi ovog pristupa je zapažanje da forsiranje većih nagiba neurona β_W , na ranom početka whitening procesa primljenog signala, mora biti praćeno većim brzinama curenja koje imaju za cilj ograničavanje prekomernog rasta koeficijenata i, takođe, da neadekvatno velike brzine koeficijenata curenja mogu pogoršati performanse konvergencije ekvilajzera.

Biće definisati JEM whitener koji ograničava suviše koeficijente propuštanjem istih, a zatim će biti izveden algoritam koji vrši adaptaciju postupka koeficijenta curenja. JEM trošak $J(b_n)$ modifikovan izrazom $\gamma \|b_B\|^2$, koji vrednuje porast norme vektora koeficijenta whitener-a je:

$$J_L(b_B) = J(b_B) - \gamma \|b_B\|^2, \quad \gamma \|b_B\|^2 \ll J(b_B) \quad (3.6)$$

i odgovarajuće proširenje JEM-W algoritma (JEM-FL) je dato od:

$$b_{n+1,j} = (1 - \gamma)b_{n,j} - \mu_W u_n (1 - \beta_W |u_n|^2) u_{n-j}^*, \quad j = 1, \dots, N \quad (3.7)$$

gde je $\gamma \geq 0$ faktor curenja koji određuje koeficijent curenja; indeks B u (3.6) odnosi se na *blind* režim rada. Kao što se može videti u (3.7), izraz curenja deluje protivno i nezavisno od izraza entropije-gradijenta kojim upravljaju i izlazi whitener-a u_n i nagibom neurona β_W , i na taj način uporno smanjuje jačinu koeficijenata whitener-a iako je ulaz whitener-a isključen i / ili se njegovi izlazi konvertuju na nulu. Da bi se umanjili neželjeni efekti ovog scenarija, faktor curenja izabran je da bude što manji ($\gamma \|b_B\|^2 \ll J_H(b_B)$) što je uobičajena praksa u problemima procene koeficijenata filtera na bazi curenja [50]. S druge strane koristeći veće nagibe β_W u cilju poboljšanja performansi Soft-DFE sa QAM signalima višeg reda, traži se adekvatno veliki faktor

curenja koji mogu ograničiti suviše koeficijente. Ovo je bila motivacija za upotrebu adaptivnog faktora curenja za JEM whitening algoritam koji varira između nule i neke unapred određene γ_{max} pozitivne vrednosti.

U slučaju JEM-whitener-a, adaptacija faktora curenja zasniva se na posteriori analizi greške i heurističkom diskretnom pravilu [51], kao i na sposobnosti JEM-whitener-a da efikasno upravlja PDF-om primljenog signala. Posteriori analize greške uključuje posteriorične greške whitener predviđanja postignute sa i bez koeficijenta curenja. Posteriori greška e_n^{VL} dobijena promenljivim JEM-VL algoritmom curenja je

$$\begin{aligned} b_{n+1} &= b_n - \gamma_n b_n - \mu_W u_n (1 - \beta_W |u_n|^2) u_{n-j}^*, \quad j = 1, \dots, N \\ \tilde{u}_n &= x_n - b_{n+1}^T u_n \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$e_n^{VL} = \tilde{u}_n (1 - \beta_W |\tilde{u}_n|^2)$$

i posteriori greška e_n^{VL} dobijena algoritmom JEM-W ($\gamma = 0$) je data sa:

$$\begin{aligned} b_{n+1} &= b_n - \mu_W u_n (1 - \beta_W |u_n|^2) u_{n-j}^* \\ \tilde{u}_n &= x_n - b_{n+1}^T u_n \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$e_n^W = \tilde{u}_n (1 - \beta_W |\tilde{u}_n|^2)$$

Treba napomenuti da su u (3.8) i (3.9) obe greške dobijene korišćenjem iste (trenutne) vrednosti ulaza x_n dok je posteriori vrednost izlaza $\tilde{u}_n$ u (3.8) i (3.9) respektivno, dobijeno za trenutni propusni γ_n i za nula propusnosti ($\gamma = 0$). U sledećem koraku odlučuje se o kvalitetu grešaka korišćenjem heuristike kažnjavanja / nagrađivanja danom u sledećem if-else odnosu:

$$\begin{aligned} &\text{if } e_n^{VL} > e_n^W \text{ then} \\ &\text{set } m_{n+1} = \max(m_n - l_d, 0) \\ &\text{else} \\ &\text{set } m_{n+1} = \min(m_n - l_u, M) \end{aligned} \quad (3.10)$$

end if

koja analizira razliku $\Delta = e_n^{VL} - e_n^W$ i odlučuje kada i koliko će povećati ili smanjiti curenje. Konačno, količina promene trenutnog curenja izračunava se kvantiziranom eksponencijalnom funkcijom:

$$\gamma_n = f(m_n) = \gamma_{max} = \left(\frac{m_n}{M}\right) \quad (3.11)$$

gde je $m_n = 0, \dots, M$ je nezavisna promenljiva, a $(M, l_d, l_u) \in \mathbb{Z}, \gamma_{max} \in \mathbb{R}, m_0$ su korisnički-definisani parametri.

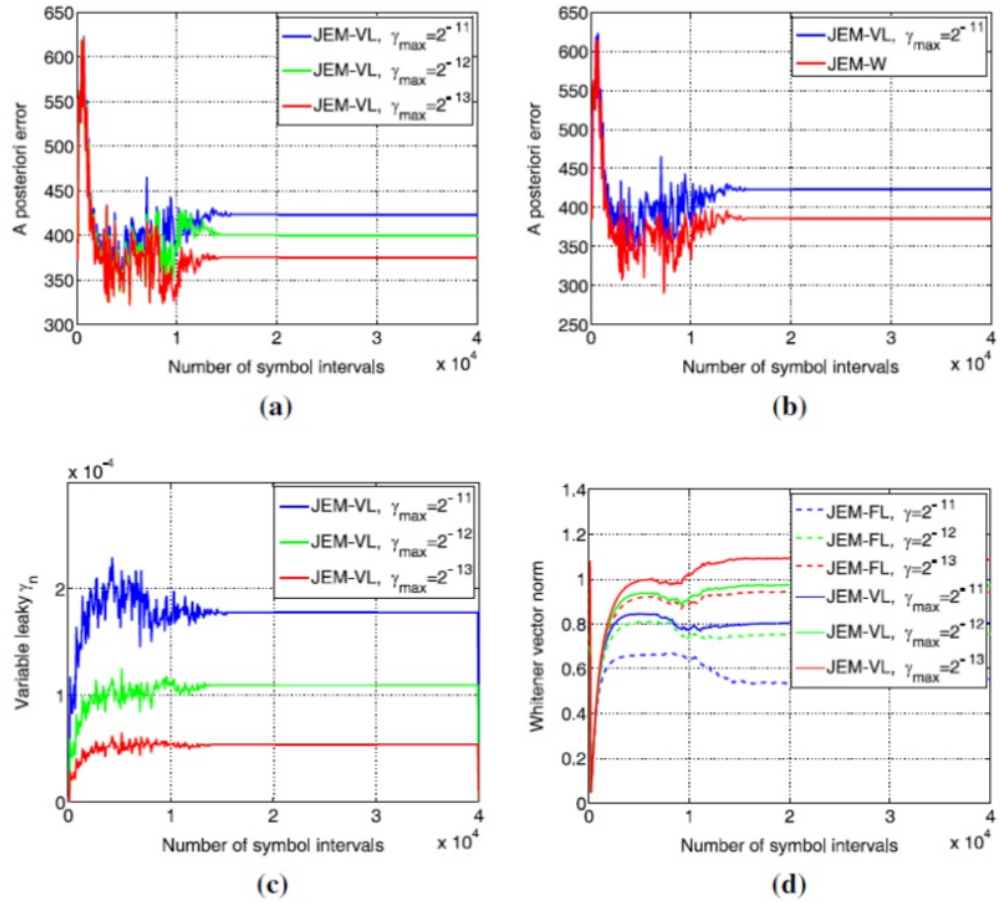
Da bi se steklo bolje razumevanje uticaja JEM-VL algoritma na ponašanje whitener-a i ekvilajzera, promenjena je maksimalna vrednost faktora curenja γ_{max} , a odgovarajući rezultati simulacija prikazani su na Sl. 3.4 i 3.5; prikazani rezultati odnose se na 64-QAM signal i vršeno je usrednjavanje preko 200 Monte Carlo ciklusa za, Mp-E kanal (vidi Sliku 3.6) ispod odnosa signal-šum (SNR) od 30 dB, nagib neurona $\{\beta_W = 2.0, \beta_D = 1.95\}$ i skup parametara curenja $\{\gamma_{max} = (2^{-13}, 2^{-12}, 2^{-11}), M = 400, l_d = 6, l_u = 40, m_0 = 40\}$. Na slici 4 prikazan je uticaj maksimalne brzine curenja na vremensku varijaciju (a) posteriori greške e_n^{VL} , (b) razlika $\Delta = e_n^{VL} - e_n^W$, (c) promenljivog faktora curenja γ_n i (d) vektora norme whitener-a $\|b_B\|$. Na poslednjoj slici, upoređen je uticaj algoritama JEM-FL i JEM-VL na prerast vektora norme whitener-a koristeći isti skup faktora curenja $\gamma = \gamma_{max}$.

Na slici 3.5 prikazane su jednoprolazne MSE karakteristike konvergencije Soft-DFE -a dobijene algoritamima JEM-FL i JEM-VL pod istim uslovima kao u slučaju na slici 4. Očigledno je da algoritam JEM-VL omogućava bolje karakteristike konvergencije nego JEM-FL za isti propusni opseg $\gamma = \gamma_{max}$. Takođe, treba napomenuti da JEM-VL za $\gamma_{max} = 2^{-11}$ i JEM-FL za $\gamma = 2^{-13}$ pokazuju sličan uticaj na konvergenciju ekvilajzera.

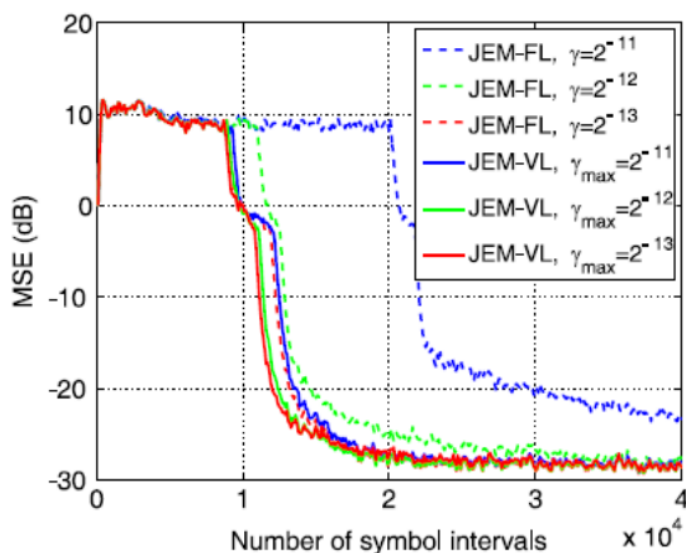
Na osnovu prethodnih rezultata treba naglasiti :

- 1) upotreba prevelikih (fiksni) faktora curenja sa JEM-FL algoritmom je zabranjena, jer oni degradiraju procene koeficijenata whitener-a i, samim tim, konvergenciju ekvilajzera uprkos činjenici da je JEM-whitener isključen posle prelaska ekvilajzera u režim soft tranzicije.

- 2) JEM-VL algoritam, kojim se varira faktor curenja u opsegu od nula do γ_{max} , omogućava bolju regularizaciju norme vektora koeficijenta whitener-a od JEM-FL za $\gamma = \gamma_{max}$ i takođe ublažava proces prelaska ekvilajzera iz *blind* režima u režim rada praćenja.



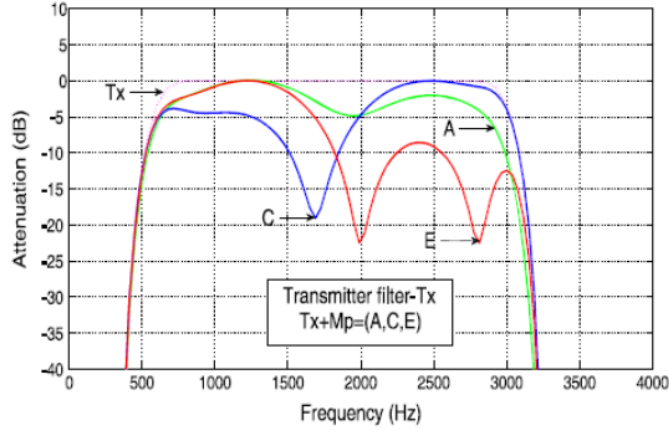
Slika 3.4: Analiza uticaja maksimalne propusnosti $\gamma_{max} = (2^{-13}, 2^{-12}, 2^{-11})$ na vremensku varijaciju (a) posteriori greške e_n^{VL} , (b) razlika posteriori greške $\Delta = e_n^{VL} - e_n^W$, (c) faktor curenja γ_n , (d) vektorska norma whitener-a $\|b_B\|$



Slika 3.5: Jednopropusna MSE konvergencija Soft-DFE-a za JEM-VL: $\{\gamma_{\max} = (2^{-11}, 2^{-12}, 2^{-13})\}$ i JEM-FL: $\{\gamma = (2^{-13}, 2^{-12}, 2^{-11})\}$ algoritme, $\beta_W = 2.0$, $\beta_D = 1.95$, Mp-E, SNR=30dB

3.5. Performanse Soft-DFE-a

Rezultati simulacije, prikazani na narednim slikama, pokazuju uticaj SFBF ekvilajzera, tj. JEM-(W, FL, VL) algoritama, na efikasne performanse Soft-DFE ekvilajzera sa posebnim fokusom na efikasnost algoritma JEM-VL. Procena performansi se vrši za 64-QAM sistem sa jednim nosiocem sa Soft-DFE ekvilajzerom na strani prijemnika. Rezultati simulacije dati su u uslovima konvergencije MSE ekvilajzera i indeksa uspeha ekvalizacije (ESI) koji je definisan kao odnos između broja uspešno izvedenih ekvalizacija i ukupnog broja Monte Carlo ciklusa.

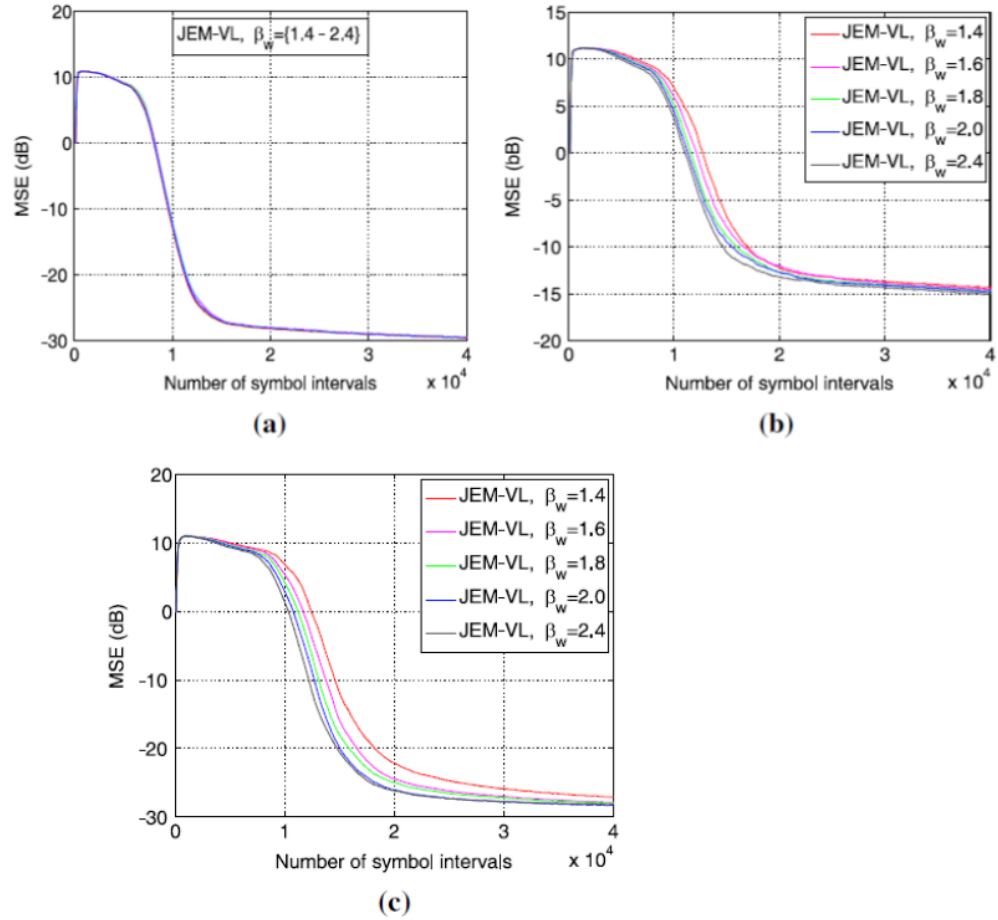


Slika 3.6: Karakteristike slabljenja Mp-(A, C, E) kanala

64-QAM sistem okarakterisan je višekanalnim modelom (Mp) koji je uključen u predajni filter sa roll-off faktorom 0,12. Slika 6 prikazuje normalizovani odziv slabljenja Mp kanala koji je dobijen za parametre slabljenja i prostirenja izabranih da postepeno povećavaju nivo ISI. U datoj klasi Mp kanala, Mp-A je proglašen umerenim, a Mp-(C, E) teškim; SNR na izlazu kanala je 30 dB. Za Soft-DFE, dužina filtera FFF i FBF (date u T intervalima) su, respektivno, $L = 24$, i $N = 5$, a početne vrednosti TE koeficijenata su sve nula, osim središnjih $c_{1,r} = c_{2,r} = 1.0$. Veličine koraka adaptacije za FFF [FBF] u slepom, mekom i režimu praćenja su, respektivno, $\mu_{CMA} = 2^{-21}[\mu_W = 2^{-22}]$, $\mu_{LMS} = 2^{-20}[\mu_D = 2^{-21}]$ i $\mu_{LMS} = 2^{-16}[\mu_{LMS} = 2^{-14}]$. Prilagođavanje GC-a kontroliše se u dva koraka $\{2^{-11}, 2^{-20}\}$ izabranim da omoguće brzo obnavljanje snage prenešenog signala i, takođe, da se izbegne da WT obavlja isti zadatak pošto su povezani. Neuronski nagib β_W za JEM-(W, FL, VL) algoritme koristi se kao slobodan parametar, korisnički-definisani parametri pravila za prilagođavanje curenja za JEM-VL su izabrana da budu $\{\gamma_{max} = (2^{-11}), M = 400, l_d = 6, l_u = 40, m_0 = 40\}$ i optimalni nagib neurona za JEM-D algoritam sa 64-QAM signalom je $\beta_D = 1.95$ [17]. Prebacivanje faznog rotatora nosioca PR između redukovane i pune

konstalacije signala kontroliše MSE prag TL3, a granica koja razdvaja smanjeni signalni prostor (uključujući dvanaest ugaonih simbola) je definisana konstantnim modulom jednakim 71. Tri načina rada Soft-DFE su kontrolisani nivoima MSE praga date od $\{TL1 = 8.0 \text{ dB}, TL2 = -1.94 \text{ dB}, TL3 = -3.0 \text{ dB}\}$; izbor pragova zasnovan je na scenariju prenošenja najgorih slučajeva koji forsira Mp-(C, E) kanale i performansama ekvilajzera.

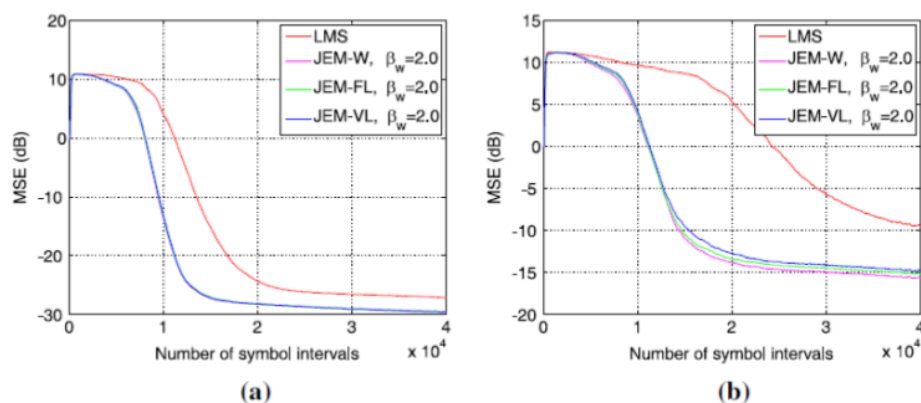
Krive konvergencije MSE ekvilajzera, prikazane na slici 7, prikazuju uticaj nagiba neurona β_W na performanse JEM-VL tj. na efektivne karakteristike konvergencije ekvilajzera. Izbor maksimalne vrednosti curenja $\gamma_{max} = (2^{-11})$ zasnovan je na rezultatima predstavljenim u prethodnom odeljku i na evaluaciji ESI indeksa čiji je cilj postizanje najboljeg kompromisa između brzine konvergencije, rezidualne MSE i ESI. Očigledno je da za umereni Mp-A kanal Soft-DFE ima praktično iste karakteristike konvergencije MSE za raspon interesovanja nagiba neurona $\beta_W = (1.6 - 2.4)$. S druge strane, uticaj nagiba β_W na konvergenciju MSE jasno se pokazuje u slučaju kanala sa teškim Mp-(C, E) kanalima. Treba napomenuti da se postiže željeni kompromis konvergencije za vrednosti nagiba β_W u blizini nagiba $\beta_D = 1.95$ što određuje optimalno izvođenje JEM-D algoritma za 64-QAM signal.

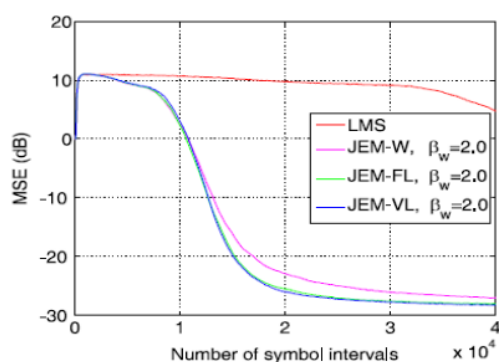


Slika 3.7: Karakteristike konvergencije MSE dobijene pomoću JEM-VL: $\{\gamma_{\max} = (2^{-11}), \beta_w = (1.4, 1.6, 1.8, 2.0, 2.4)\}$ i prosečne su za preko 200 Monte Karlo ciklusa. (a) kanal Mp-A, (b) kanal Mp-C, (c) kanal Mp-E.

Na slici 3.8 prikazan je uticaj tri različita whitening algoritma JEM-W: ($\beta_w = 2.0$), JEM-FL: ($\gamma = 2^{-13}$, $\beta_w = 2.0$) i JEM-VL: ($\gamma_{\max} = (2^{-11})$, $\beta_w = 2.0$) na konvergenciju MSE. U ovom testu prisutan je LMS algoritmom [7] kako bi se naglasila njegova slabost za kompenzaciju dubokih spektralnih nula primljenog signala,

činjenica koja je evidentna u slučaju Mp-(C, E) kanala; u svrhu tačnog poređenja LMS-a sa algoritmima tipa JEM, režim meke tranzicije u Soft-DFE šemi privremeno je obustavljen. S druge strane, algoritmi tipa JEM pokazuju visoku stabilnost za slučaj teških ISI kanala. Pored toga, konvergencija ekvilajzera za JEM-FL i JEM-VL algoritme rezultira bržom konvergencijom u poređenju s originalnim JEM-W algoritmom. Ako se zanemari uticaj algoritma JEM-FL i JEM-VL na uspešnost ekvalizacije, zanimljivo je primetiti da JEM-VL za $\gamma_{max} = (2^{-11})$ utiče na konvergenciju ekvilajzera na sličan način kao što JEM-FL sa $\gamma = 2^{-13}$ čini uprkos činjenici da je maksimalna vrednost curenja γ_{max} četiri puta veća od faktora curenja u JEM-FL. To je rezultat vremenske promenljive brzine curenja u algoritmu JEM-VL koja koristi koeficijente curenja samo kada je potrebno i u količini koja je potrebna. Poznato je da JEM-FL za fiksni faktor curenja $\gamma = 2^{-11}$, dramatično degradira konvergenciju MSE (slika 3.5).





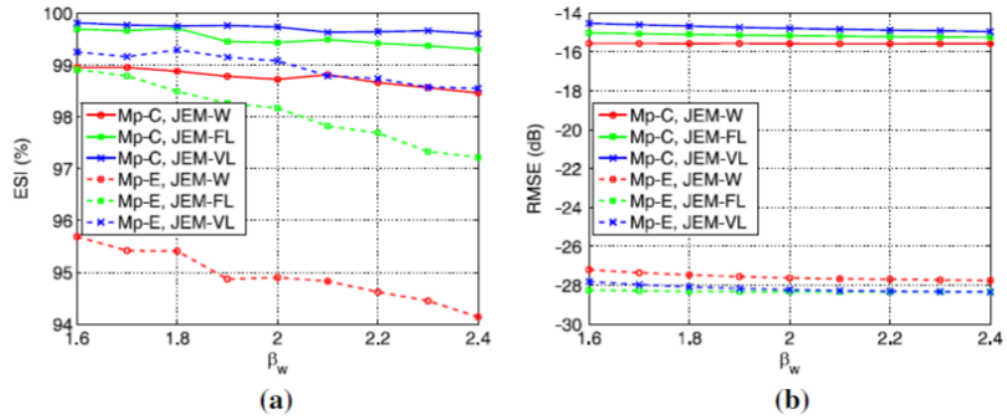
(c)

Slika 3,8: Uspoređenje MSE konvergencije za četiri whitening algoritma: LMS, JEM-W ($\beta_w = 2$), JEM-FL ($\beta_w = 2,0$) i JEM-VL ($\beta_w = 2,0$). (a) kanal Mp-A, (b) kanal Mp-C, (c) kanal Mp-E.

Da bi se dobio bolji uvid u uticaj algoritama JEM-(W, FL, VL) na konvergenciju ekvilajzera u trenutku prebacivanja strukturnog kriterijuma, izvršeno je opsežno merenje ESI indeksa koji je korišćen kao kvantitativna mera sposobnosti ekvilajzera da se uspešno izvrši prebacivanje strukturnih kriterijuma. Ovaj test se takođe koristi za bolji pregled uticaja algoritama na zaostali MSE (RMSE) koji se meri u stabilnom stanju uspešno završenih ekvalizacija. Slika 3.9 prikazuje performanse ESI i RMSE ekvilajzera dobijene JEM-W, JEM-FL: ($\gamma = 2^{-13}$) i JEM-VL: $\gamma_{max} = (2^{-11})$ algoritmima koji variraju nagib neurona β_w u relativno velikom raspon od 1.6 do 2.4; u datim krivama svaka merna tačka je rezultat usrednjavanja preko 10.000 Monte Karlo ciklusa. Došlo se do sledećih zaključaka

- 1) najviši ESI indeks postiže se JEM-VL algoritmom za nagib neurona β_w u rasponu od 1,8 do 2,0; ESI za Mp-C i Mp-E kanal je, respektivno, veći od 99,7 i 99%. Takođe, ovaj opseg nagiba neurona koincidira s opsegom nagiba za koji ekvilajzer postiže najbolje karakteristike konvergencije (videti slike 7 i 8).
- 2) postignute performanse RMSE ne favorizuju nijedan od primenjenih JEM algoritama. Ovi rezultati ukazuju na to da potencijalna degradacija RMSE, uvedena koeficijentima curenja (proizašla iz pristrasne procene whitening-a), nije od praktične važnosti.

- 3) JEM-W algoritam pokazuje očitu inferiornost u ESI indeksu za oba Mp-(C, E) kanala. Odgovarajući rezultati postignuti merenim kanalom Mp-A, koji nisu prikazani na slikama radi jasnije prezentacije rezultata, praktično su isti za sva tri algoritma, ESI je 100%, a RMSE je < -28 dB.



Slika 3.9: Soft-DFE: indeks uspeha ekvalizacije i rezidualni MSE nasuprot nagibu neurona β_W za JEM-W, JEM-FL, JEM-VL algoritme i Mp-(C, E) kanale. (a) ESI, (b) RMSE

Na osnovu prethodne analize za 64-QAM signal, može se zaključiti da JEM-VL algoritam sa nagibom neurona odabranim u rasponu od 1,8 do 2,0 omogućava najbolju preraspodelu između brzine konvergencije MSE, zaostalog MSE i uspešnosti ekvalizacije. Pored toga, zanimljivo je napomenuti da su optimalne vrednosti nagiba β_W smeštene u blizini β_D , tj. $\beta_W \approx \beta_D$. Ova činjenica pojednostavljuje JEM-VL postupak optimizacije jer se može pokrenuti za nagib neurona $\beta_W \approx \beta_D$, pri čemu je nagib β_D poznat za datu konstelaciju signala.

4. Neortogonalni višestruki pristup (NOMA)

U ovom poglavlju razmatrani su osnovni principi NOMA uključujući nekoliko fundamentalnih principa NOMA tehnike, naročito kooperativna NOMA i MIMO-NOMA dizajn. Kao obećavajući kandidat za buduće 5G sisteme, NOMA prenos uglavnom pokazuje sledeće glavne prednosti:

- **Visoka iskorišćenost spektra:** Iskorišćenost spektra je jedna od dobro prihvaćenih mera za poboljšanje performansi u bežičnim mrežama. NOMA pokazuje visoku iskorišćenost spektra kako bi se poboljšao protok svih sistema što se pripisuje

činjenici da NOMA dozvoljava da jedan resursni blok (Resource Block - RB) (na primer: vreme/frekvencija/kod) koristi više korisnika

- **Fairness-throughput tradeoff:** . Jedna od ključnih karakteristika NOMA je dodeljivanje više snage slabom korisniku, što se razlikuje od konvencionalnih popularnih politika raspodele snage (Power Allocation -PA) kao što je politika za njater filling PA³. Na taj način, NOMA je u stanju da garantuje dobar tradeoff između pravednim (fairness) korisnicima i propusnosti sistema.
- **Ultra-visoko povezivanje:** Budućem 5G sistemu je predviđeno da podržavaju konekcije milijardi pametnih uređaja (npr. Internt of Things – IoT). Postojanje NOMA nudi obećavajući pristup rešavanju ovog ne-trivijalnog zadatka punim korišćenjem neortogonalnih karakteristika. Naročito, za razliku od konvencionalnog ortogonalnog višestrukog pristupa (OMA) koji zahteva jednak broj RB-ova da podržava isti broj uređaja, NOMA je u mogućnosti da ih opsluži sa mnogo manje RB-ova.
- **Dobra kompatibilnost:** Sa teorijske perspektive, NOMA može biti “add-on” tehnika za bilo koju postojeću OMA tehniku (npr. TDMA/FDMA/CDMA/OFDMA), obzirom na to da koristi novu dimenziju za korišćenje snage. Takođe, sa starijim razvojem superpozicionog kodiranja (Superposition Coding - SC) i SICtehnologije, kako u teoriji, tako i u praksi, veoma je obećavajuće da je NOMA sposobna da postigne dobru kompatibilnost sa postojećim MA tehnikama.
- **Otvorena fleksibilnost:** U poređenju sa ostalim postojećim tehnikama za MA, kao što su Multiuser Shared Access (MUSA), Pattern Division Multiple Access (PMDA), Sparse Code Multiple Access (SCMA), NOMA pruža jednostavan i razumljiv dizajn. Zapravo, osnovni princip pomenutih MA šema i NOMAsu veoma slični, a to je da treba dodeliti više korisnika u jedan RB. Upoređivanjem NOMA i SCMA kao primer, SCMA se može smatrati ravijenijom tehnologijem nego NOMA

Motivicijom gore pomenutih prednosti i zajedno sa najnovijim razvojem NOMA, ova teza obuhvata dizajn sistema i unapređenje perfomansi NOMA tehnike. Istraživanje ove teze najšire istražuje novi dizajn sistema uz integraciju NOMA sa najnovijim naprednim tehnologijama poput simultne bežične informacije i prenosa

snage (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer - SWIPT), kognitivni radio prenos (Cognitive Radio - CR) i heterogene mreže (HetNets) radi daljeg poboljšanja performansi. Zatim se stavlja fokus na adresiranje dva važna problema NOMA tehnologije, sigurnost fizičkog sloja i problem fairness u MIMO-NOMA sistemima.

Jedna od važnih prednosti NOMA koncepta je što može da utisne korisnika sa boljim uslovima kanala u kanala u kome je korisnik sa lošijim uslovima kanala. Na primer, ako se uzme u obzir downlink scenario u kome postoji dve grupe korisnika: 1) bliži korisnici, korisnici koji su blizu bazne stanice (Base Station - BS) i često imaju bolje uslove kanala, 2) udaljeni korisnici, korisnici koji su na kraju ćelije koju kontroliše BS i često imaju lošije uslove kanala. Iako NOMA ima superiorniju spektralnu efikasnost nego OMA, činjenica je da bliži korisnici koegzistiraju sa udaljenim korisnicima što dovodi do degradacije performansi kod udaljenih korisnika. Da bi se poboljšala pouzdanost udaljenih korisnika, predložena je efikasna metoda koja primenjuje kooperativni prenos na NOMA. Ključna ideja ove kooperativne NOMA šeme je da korisnici koji su blizu BS koriste se kao releji kako bi pomogli udaljenim korisnicima sa slabim uslovima kanala. Prednost implementacije kooperativnog prenosa u NOMA sistemima jeste to što se korišćen SIC na bližim korisnicima i samim tim informacija udaljenih korisnika je poznata tim bližim korisnicima. U ovom slučaju, prirodno je uzeti u obzir upotrebu najbližih korisnika kao "dekoduj i prosledi" (Decode and Forward – DF) releje za prenošenje informacije do udaljenih korisnika.

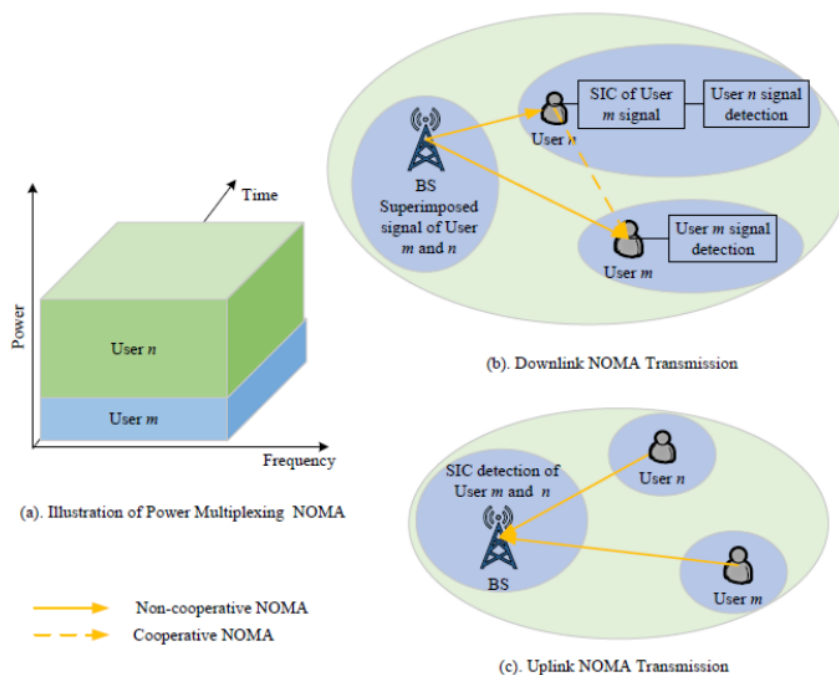
. Da bi se poboljšala pouzdanost udaljenih NOMA korisnika bez potrošnje baterije bližih korisnika, razmatra se primena SWIPT tehnologije na NOMA tehnologiju, gde se SWIPT obavlja kod bližih korisnika. Da bi se istražio uticaj na performanse predloženog protokola za nasumično raspoređene korisnike na nekim lokacijama, koriste se alata iz stohastičke geometrije. Obično su korisnici nasumično raspoređeni u dve grupe kroz Poisson point processes (PPPs). Bliži korisnici su grupisani zajedno i nasumično raspoređeni u blizini bazne stanice dok su udaljeni korisnici grupisani u drugu grupu i raspoređeni su na kraju ćelije koju kontroliše ista bazna stanica. Obzirom na to da NOMA ima ograničenu kokanalnu interferenciju, važno je kombinovati NOMA sa konvencionalnim OMA tehnologijama i realizovati novu hibridnu MA mrežu. Na primer, prvi korisnici mogu biti grupisani u parovima da bi izvršili NOMA i zatim se konvencionalna vremenska/frekvencijska/kodna raspodela

MA primenjuje da opsluži različite parove korisnika. Ova hibridna MA šema može efikasno smanjiti složenost sistema jer je manje korisnika grupisano za implementaciju NOMA tehnike. Spektralna efikasnost je od izuzetnog značaja i postaje jedana od glavnih ciljeva za projektovanje budućih 5G mreža. Jedan važan pristup za poboljšanje spektralne efikasnosti je paradigma underlay CR mreža, taj pristup je predložen i ponovo je povećao interesovanje za efikasnije korišćenje spektra. Ključna ideja underlay CR mreža je u tome što svaki sekundarni korisnik (Secondary User – SU) može pristupiti spektru primarnih korisnika (Primary Users - PUs) sve dok SU zadovoljava prethodni prag smetnji u primarnoj mreži (Primary Network - PN).

Stohastička geometrija je korišćena za primenu velikih CR mreža sa velikim brojem nasumično raspoređenih primarnih predajnika (Primary Transmitters – PTs) i primarnih prijemnika (Primary Receivers - PRs). Da bi se karakterizovale performanse posmatranih mreža, izvedeni su novi zatvoreni oblici izlazne verovatnoće pomoću stohastičke geometrije. Još važnije, izvođenjem analize raznolikosti dobijeni su novi uvidi u dva scenarija sa različitim ograničenjem snage: 1) fiksna snaga prenosa primarnih predajnika i 2) snaga prenosa primarnih predajnika je proporcionalna snazi sekundarne bazne stanice. Došlo se do zaključka da se pažljivim projektovanjem brzine prenosa i koeficijentima raspodele snage korisnika, NOMA može nadvladati konvencionalnim OMA tehnikama u underlay CR mrežama.

4.1 Osnovni principi NOMA tehnike

Osnovni koncept NOMA je da realizuje tehnologije višestrukog pristupa iz domena snage (kao što je prikazano na Slici 4.1 (a)). Za razliku od konvencionalnih tehnologija višestrukog pristupa, NOMA je sposobna da dovede novu dimenziju snage da izvrši multipleksiranje u postojećem vremenskom/frekventnom/kodnom domenu. Drugim rečima, NOMA se može smatrati "dodatnom" tehnikom, koja daje veoma perspektivni potencijal da bude dobro integrisana sa postojećim paradigmama MA.



Slika 4.1: Ilustracija NOMA prenosa.

4.1.1 Ključne tehnologije u NOMA

Ključne tehnologije za omogućavanje NOMA zasnovane su na dva principa: SC i SIC. Zapravo, ove dve tehnologije nisu nove, a njihovi koreni mogu se naći u mnogim postojećim literaturama [55-69]. Pošto dve glavne tehnologije SC i SIC nastavljaju da rastu u teorijskim i praktičnim aspektima, NOMA se može primeniti u mrežama sledeće generacije bez obzira na probleme implementacije. Primenom SC tehnike, poruke svih korisnika bazna stanica prenosi njihovu kombinaciju superpozicionih kodiranih signala. U tradicionalnim OMA šemama, jedna od popularnih politika raspodele snage je water falling politika. Međutim, u NOMA, korisnici sa lošim uslovima kanala trebaju izdvojiti više snage. Na taj način može osigurati da korisnici sa lošim uslovima kanala mogu dekodirati svoju poruku tako što tretiraju poruke drugih korisnika kao šum. Za one korisnike koji su u kanalu sa dobrim uslovima, SIC tehnologija se može primeniti kako bi se omogućilo oduzimanje interferencija od drugih korisnika uz lošije uslove kanala.

4.1.2 Superpoziciono kodiranje

Kao što je prvi predložio Cover još 1972 [55], elegantna ideja da se SC smatra jednim od glavnih gradivnih blokova šeme kodiranja za postizanje boljeg kapaciteta na skalarnu Gausovu raspodelu kanala [56]. Konkretnije, teorijski je pokazano da je SC sposoban za postizanje kapaciteta Gausovog BC kapaciteta kanala od strane Bergmansa [57] i za postizanje kapaciteta generalnog degradiranog kapaciteta kanala od strane Galagera [70]. Osnovni koncept SC jeste to što je u stanju da kodira korisnika sa lošim uslovima kanala na low rate i potom nadogradi signal korisnika sa boljim uslovima kanala na njemu. Istraživači počinju da primjenjuju SC tehnologiju na velike kanale, kao što su kanali interferencije [58], relejni kanali [59], kanali sa više pristupa [60] i kanali za prijem signala [61]. Iako pomenuti doprinosi dovoljno motivišu upotrebu SC sa teorijske perspektive, još jedan pronalazak koji je napravljen na SC je da ovu tehniku dovede iz teorije u praksu [62, 71]. Posebno, Vanka et al. [62] dizajnirali su eksperimentalnu platformu koristeći softverske-radio sistem za ispitivanje performansi SC. Utvrđen je skup postignutih brzina pod ograničenjem paketa greške.

4.1.3 Sukcesivno uklanjanje (ponišćavanje) interferencije

U cilju poboljšanja mrežnog kapaciteta uz efikasno upravljanje interferencijom, SIC se smatra obećavajućom tehnologijom za uklanjanje interferencije u bežičnim mrežama. SIC tehnika postiže uklanjanje interferencije sledećom procedurom: on omogućava korisniku jaču vezu za dekodiranje korisnika sa slabijom vezom. Zatim regeneriše signal slabijeg korisnika na jačoj korisničkoj strani i oduzima smetnje. Konačno, jači korisnik dekodira svoje informacije bez ometanja od slabijih korisnika. Pokazalo se da je SIC sposoban da dostigne granice Šenonovog kapaciteta, kako u smislu kanala za emitovanje tako i preko mreža sa višestrukim pristupom. Pored toga, jedna glavna prednost SIC tehnike je to što zahteva malu kompleksnost hardvera na strani prijemnika [63]. Kao takav, SIC je široko proučavan i različite verzije korišćene u praktičnim sistemima kao što su CDMA [64] i laboratories layered space-time (V-BLAST) [65]. Takođe, SIC je eksploatisan u nekoliko praktičnih scenarija, kao što su višekorisničke mreže MIMO [66], multi-hop mreže [67], sistemi za slučajni pristup [68] i stohastička geometrija modelovanih velikih mreža [69]. Još

jedan važan razvoj na SIC jeste to što je implementiran u nekim komercijalnim sistemima, npr. IEEE 802.15.4.

4.1.4 NOMA sa aspekta teorije informacija

Kada se realizuju prednosti nove tehnologije višestrukog pristupa, sasvim je bitno istražiti dobitak performansi sa stanovišta teorije informacija (npr. region kapaciteta). U stvari, koncept NOMA je poseban slučaj razvoja SC za BC kanal. Neki postojeći radovi postavili su čvrstu osnovu za identifikaciju područja kapaciteta BC kanala za NOMA tehniku. Naročito, korišćenjem SC, područje kapaciteta degradirane diskretne BS bez memorije ustanovio je Cover [55]. Kao produžetak [55], Bergmans je pronašao Gausov BC region kapaciteta u jednoantenskom sistemu [72]. Inspirisani od strane [55], [72], nekoliko istraživača počelo je da istražuje potencijalne performanse iz perspektive [90, 73, 74]. Xu et al. [90] je razvio novi kriterijum evaluacije kako bi ispitao dobitak NOMA performansi preko OMA iz pogleda na teoriju informacija. Međutim, uzimajući u obzir jednostavne scenarije sa jednom antenom, korisnik sa Gausovim BC, upoređivanjem TDMA i NOMA u smislu regiona kapaciteta i two rate regiona prikazano je u [90]. Analitički rezultati pokazuju da NOMA može nadmašiti TDMA kako u pogledu pojedinačnih brzina i ukupnih brzina. U [73], Shieh i Huang su se fokusirali na ispitivanje područja kapaciteta downlink NOMA tehnike, zasnivajući se na sistematičnom dizajniranju praktičnih šema i istraživanju dobitka NOMA nad OMA, praktično, koderima i dekodeerima. Predlažući da formiraju relejne kanale prenosa (Relaying Broadcast Channels - RBC) u NOMA za poboljšanje performansi, Ho i Xung [74] su ispitivali područje dostizanja kapaciteta RBC-a, pozivajući nekoliko relejnih slojeva, kao što su DF releji, kompresuj-i-prosledi (Compress-and-forward - CF) releji sa/bez DPC-a.

4.2.1 Matematička demonstracija NOMA tehnike

Za bolju ilustraciju odnosa između NOMA i OMA sa teorijskog aspekta, data je analitička demonstracija ispitivanja performansi visokog odnosa signala i šuma (signal-noise ratio - SNR). Razmatrana su dva korisnička slučaja downlink NOMA prenos, prvi h_m i h_n su označeni kao koeficijenti kanala korisnika m i korisnika n , dok je

ρ kao prenos SNR na BS i predpostavlja se da je $|h_m|^2 < |h_n|^2$ bez gubitka opštosti. Prema Šenonovoj teoremi o kapacitetu, dobitak u kontekstu OMA može se izraziti kao $\frac{1}{2}\log_2(1 + \rho|h_m|^2)$ i $\frac{1}{2}\log_2(1 + \rho|h_n|^2)$, respektivno. Što se tiče NOMA tehnike, za nju važi $\log_2\left(1 + \frac{\rho\sigma_m|h_m|^2}{1+\rho\sigma_n|h_m|^2}\right)$ i $\log_2(1 + \rho\sigma_n|h_n|^2)$ gde su σ_m i σ_n koeficijenti raspodele snage koji zadovoljavaju uslov $\sigma_m > \sigma_n$ i $\sigma_m + \sigma_n = 1$. Pri visokoj SNR aproksimaciji, suma propusnog opsega OMA i NOMA je $\frac{1}{2}\log_2(1 + \rho|h_m|^2) + \frac{1}{2}\log_2(1 + \rho|h_n|^2) = \log_2(\sqrt{|h_m|^2|h_n|^2}) + \log_2(\rho|h_n|^2)$, respektivno. Kao takav, primećuje se da u visokom SNR regionu, suma propusnog opsega NOMA tehnike znatno prevazilazi OMA, posebno za scenarije kada su uslovi kanala dva korisnika u velikoj meri različiti. Sa matematičkog gledišta poboljšanja performansi koja je donela NOMA uglavnom se zasnivaju na činjenici da je resurs (npr. vreme/frekvencija) faktor razdvajanja 1/2 koji je izvan logaritma, štetniji od raspodele snage unutar logaritma.

4.2.2 Downlink i Uplink NOMA prenos

Downlink NOMA prenos upošljava SC tehniku na BS za slanje komunikacionih signala i SIC tehniku kod korisnika za uklanjanje interferencije. Kao što je prikazano na Slici 4.1 (b), na strani jakog korisnika (Korisnik n), interferencija nadloženog signala može se otkazati primenom SIC tehnike. Dok na strani slabog korisnika (Korisnik m), ona će dekodirati poruku tretiranjem Korisnika n kao smetnju. Ova teza se fokusira na scenariju downlink NOMA prenosa. Ovi atributi se zasnivaju na činjenici da verzija downlink NOMA prenosa, odnosno, višekorisnički superpozicioni prenos (Multiuser Superposition Transmission - MUST) već uključen u LTE standard, što je još više obećavajuće kao kandidat za 5G. Za razliku od downlink NOMA prenosa, uplink NOMA prenos zahteva da BS prvo pošalje kontrolne signale do više korisnika radi raspodele snage. Tada više korisnika prenosi njihovu informaciju do BS u istom ortogonalnom resursnom bloku, kao što je prikazano na Slici 4.1(c). Uz pomoć SIC tehnike, BS dekodira sve poruke od korisnika nakon povećanja/smanjenja redosleda dekodiranja.

4.2.3 Kooperativni NOMA prenos

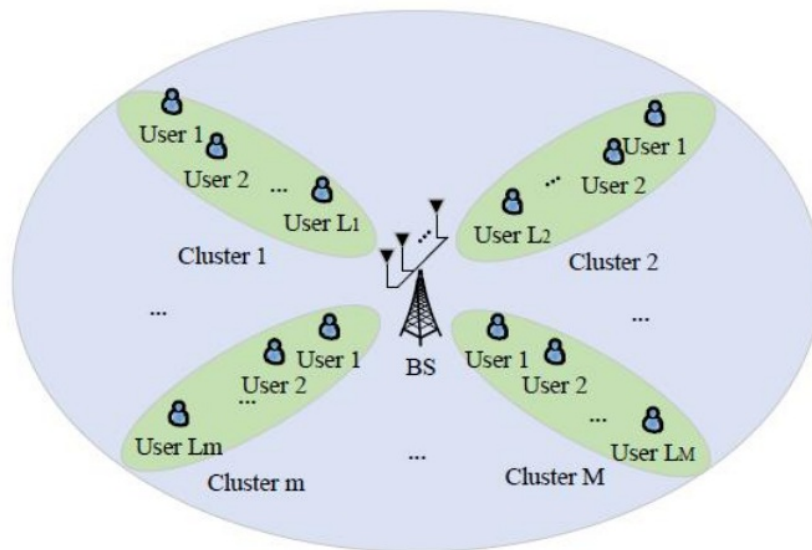
Osnovna ideja kooperativne NOMA tehnike jeste da se jaki NOMA korisnici smatraju kao nekoliko DF releja koji pomažu slabim NOMA korisnicima. Još uvek se uzima dva korisnička downlink prenosa na Slici 4.1 (b) kao primer. Kooperativna NOMA zahteva dva vremenska slota za prenos. Prvi slot, odnosno faza direktnog prenosa, je isti kao i NOMA koji nije kooperativan (kao što je prikazano na Slici 4.1 (b) punom linijom). Tokom drugog vremenskog slota koji se zove kooperativna faza, Korisnik n će proslediti dekodiranu poruku korisniku m pomoću DF protokola (kao što je prikazano na Slici 4.1 (b) sa isprekidanim linije). Ding et al. [90] su predložili ovaj novi koncept koji je izazvao interesovanje kod istraživača, pošto kooperativni NOMA u potpunosti iskorištava pogodnosti SIC i DF dekodiranja.

U ovoj tezi, Poglavlje 4 se zasniva na kooperativnoj NOMA u poređenju sa konvencionalnom NOMA tehnikom, ključne prednosti kooperativnog NOMA prenosa su rezimirane na sledeći način: 1) Integracija tehnike: primenom SIC tehnologije u NOMA, poruka slabog korisnika je veće dekodirana na strani jakog korisnika. Kao takvo, prirodno je razmotriti upotrebu DF relejnog protokola; 2) Bolja pravednost: jedna od ključnih karakteristika kooperativnog NOMA je da je pouzdanost slabog korisnika znatno poboljšana. Kao posledica toga, pravednost NOMA prenosa može biti garantovana; i 3) Visoka razlika u pojačanju: kooperativan NOMA je sposoban da postigne veće pojačanje kod slabog NOMA korisnika, što je efikasan pristup prevazilaženju višestrukog fadinga.

4.3 NOMA u višeantenskim sistemima

U poređenju sa SISO sistemom, korišćenjem više antena na BS može se iskoristi za poboljšanje SNR formiranjem snopa ili povećanjem porpusnog opsega sistema pomoću prostornog multileksiranja. Dve dobro prihvatljive višeantenske NOMA tehnologije su NOMA sa formiranjem snopa i NOMA sa prostornim multipleksiranjem, koje su predstavljene u nastavku. NOMA sa BF pruža efikasan pristup poboljšanju spektralne efikasnosti korišćenjem domena snage i prostornog domena. Jedna od popularnih NOMA dizajna sa više antena je da se formiranje snopa napravi klister struktura. Preciznije, svi korisnici se smatraju podeljenim na nekoliko

različitih klastera. U svakom klasteru, prostorni kanali korisnika su visoko korelirani. Kao što je prikazano na Slici 4.2, korisnici NOMA koji su svi povezani u M klastera i svaki klaster sastoji se od L_m korisnika, gde $m \in \{1, 2, \dots, M\}$. U ovom slučaju, mogu se projektovati odgovarajući snopovi za odgovarajuće klastere. Primenom efektivnog prekodiranja može se garantovati da je snop koji je povezan sa određenim klasterom ortogonalan sa kanalima korisnika u svim ostalim klasterima. Time se efekti interferencije unutar klastera mogu potisnuti.

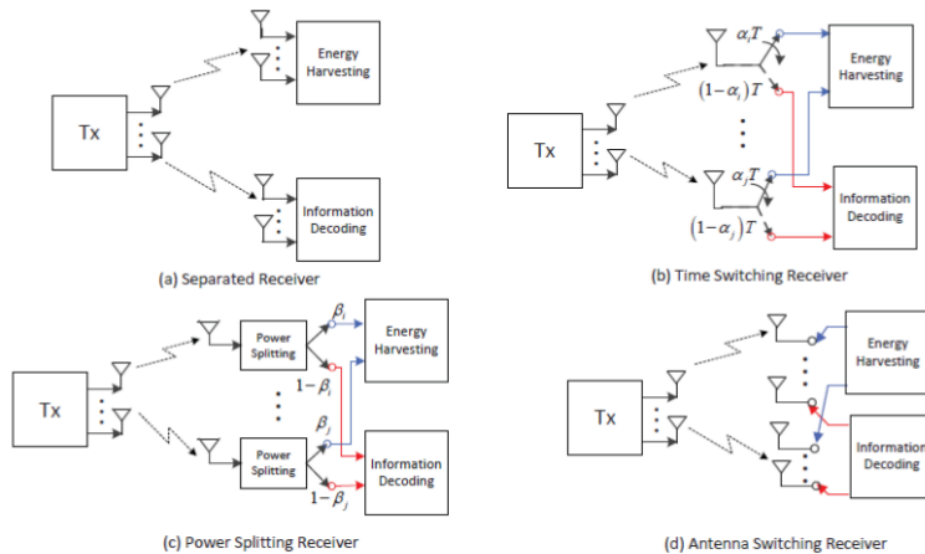


Slika 4.2: Ilustracija NOMA sa formiranjem snopa u MIMO arhitekturi zasnovanoj na klasterima.

Dubljim pogledom na korisnike u svakom klasteru vidi se da zbog postojećih razlika u uslovima kanala između korisnika to postaje konvencionalni NOMA scenario. Prema tome, SIC se može koristiti da upravlja interferencijom unutar kastera između korisnika u istom klasteru. U suštini, NOMA sa SM je kombinacija NOMA i MIMO. Kao takvo, i dalje bi trebalo postojati skaliranje svojstva linearno rastućeg odnosa između postignute stope i minimalnog broja predajnika/prijemnika (M).

4.4 RF bežični prenos snage

Jedan od ključnih ciljeva budućih 5G mreža je maksimiziranje energetske efikasnosti bežičnih mreža, naročito za bežične uređaje ograničene snagom. Prikupljanje energije je efikasno sredstvo za produženje života bežične mreže, a nedavno je dobila izuzetnu pažnju, jer sve više doprinosi zelenoj komunikaciji.



Slika 4.3: Ilustracija postojećih SWIPT prijemnika.

Međutim, tradicionalne tehnike prikupljanja energije, kao što su voda, solarna energija, vetar, vibracije i termoelektrični efekti, zavise od lokacija, okruženja i vremena. U zavisnosti od konvencionalnih tehnika za prikupljanje energije, RF bežični prenos snage (Wireless Power Transfer - WPT) obezbeđuje izuzetan pristup za napajanje uređaja koji su ograničeni energijom. Još jedna motivacija iza ovog pristupa leži u činjenici da je većina uređaja okružena RF signalima, a kao posledica, čak i štetni signali (npr. šum i interferencija) mogu se smatrati izvorom prikupljanja energije. Ove potencijalne prednosti WPT-a su nedavno privukle značajnu pažnju istraživačima [75-77]. SWIPT je razvijen kao obećavajući RF WPT tehnika za njihovu potencijalnu mogućnost da omogući prenos informacije i energiju u istom talasu (waveform). Činjenica je da nije moguće izvlačiti informacije i energiju iz istih radio-frekvencijskih signala istovremeno. Potrebne su veće praktične strukture za prijem energije i informacija. Četiri dobro prihvaćena dizajna prijemnika su rezimirane u [78], odnosno odvojeno, vremensko prebacivanje, deljenje snage i prijemnici sa mogućnošću za prebacivanje antene (kao što je prikazano na Slici 4.3). Među njima, razdvojeni i

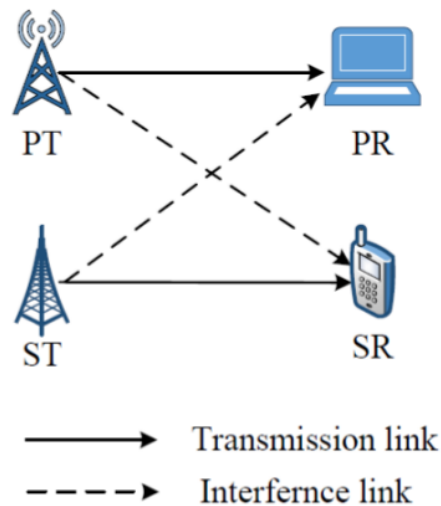
prijemnici sa mogućnošću za prebacivanje antene koriste separaciju informacija i energije iz prostornog domena. Dok vremensko prebacivanje i prijemnici sa mogućnošću za deljenje energije odvajaju informacije i energiju iz domena vremena i domena snage. U Poglavlju 4 primjenjuje se arhitektura zasnovana na prijemniku za deljenje energije u DF relejnom sistemu.

4.5 Kognitivne radio mreže

Poslednja decenija je svedok naglog rasta bežičnih uređaja širom sveta, što dovodi do povećanja potražnje spektra. Kao što je objavila Federalna komisija za komunikacije (Federal Communications Commission - FCC), postoje značajne trenutne i prostorne varijacije u dodeljenom spektru. Obzirom na ovu činjenicu, CR, koji je pisao Mitola u [79], ponovo je pokrenuo interes za rešavanje problema nedostatka spektra. Osnovni koncept CR je da u određenom vremenskom ili geografskom regionu, nelicencirani korisnici imaju pristup licenciranom spektru. Korišćenjem različitih pristupa od sekundarnih korisnika (SUs) za pristup spektru primarnih korisnika (PUs), CR se uglavnom kategorizuje u tri paradigme, tj. interweave, overlay, i underlay [80], sa različitih stanovišta za upravljanje interferencijama: 1) Interweave CR može se smatrati paradigmom izbegavanja smetnji, u kojoj se od SU zahteva da pronađu privremene praznine u prostoru-frekvencijskom domenu primarnih korisnika pre nego oni pristupe [81-86]. Istovremeni prenos SU i PU nije dozvoljen u Interweave paradigmi. 2) Paradigma overlay je u suštini tehnika ublažavanja smetnji. Pomoću nekih tehnika kodiranja (npr. PDC), overlay CR osigurava to da kognitivni korisnik bude sposoban da komunicira simultano sa nekognitivnim korisnikom [80]. Sekundarni korisnici su sposobni da rade kao releji da bi prosledili informaciju primarnih korisnika do prijemnika primarnih korisnika. 3) Underlay CR je kao pametna paradigma koja kontrolise interferencije u kojoj sekundarni korisniku su ovlašćeni da pristupe spektru dodeljenom primarnim korisnicima sve dok je uslov o interferenciji snage zadovoljen.

Kao što je prikazano na Slici 4.4, primarni predajnik (PT) komunicira sa primarnim prijemnikom (PR). U isto vreme, grupa sekundarnih korisnika može ponovo koristiti istu frekvenciju. Tačnije, sekundarni predajnik (ST) je sposoban da pošalje

informacije do sekundarnog prijemnika (SR) sve dok je zadovoljen predefinisani uslov interverencije primarnog prijemnika. Primećuje se i to da će SR imati interferencije od PT u ovoj underlay paradigmi.



Slika 4.4: Ilustracija underlay kognitivnih radio mreža.

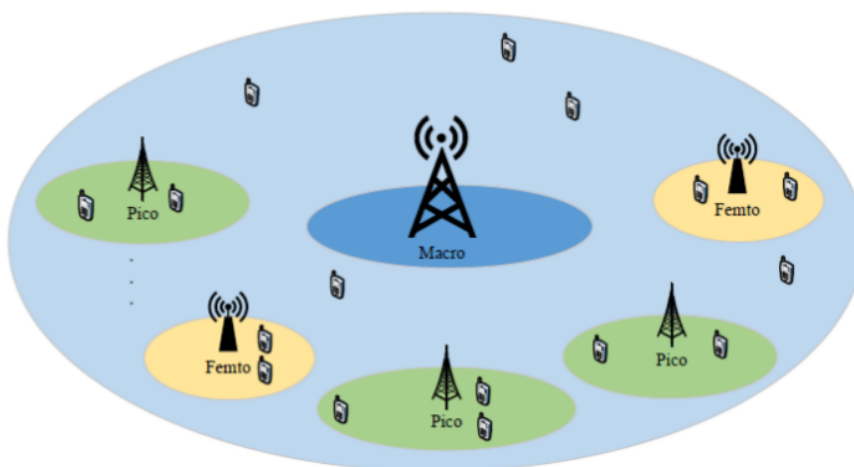
4.6 Masivni MIMO

Masivni MIMO se smatra jednom od „tri velike“ tehnologije u 5G sistemima zbog njeogove značajne mogućnosti da poboljša primljeni SNR i spektralnu efikasnost. Očigledno je pokazano da je masivni MIMO sposoban povećati kapacitet više od 10 puta, kao i poboljšati energetske efikasnost kaje se emituje 100 puta [87]. U poređenju sa konvencionalnim MIMO tehnikom koja je ograničena brojem antena, masivni MIMO može pružiti mnoge potencijalne prednosti u smislu pružanja velikih dobitaka multipleksiranja, visokih brzina prenosa podataka, stabilnije pouzdanosti veze i boljeg spoja između spektralne i energetske efikasnost. Na primerm, primenom zero forcing (ZF) prenosa prekodiranjem (transmit precoding - TPC) sa jednakom raspodelom snage, kod korisnika je dobijen prosečni niz pojačanja [88-89], Pt je prenos snage bazne stanice, dok je L gubitak large scale putanje. Mogućnosti masivnog MIMO, izazvala je interes istraživača da pokušaju da masivni MIMO prenos primene u NOMA. U [90], Ding i Poor su koristili MIMO-NOMA dizajn

sa klasterima i podeili kanale masivnog-MIMO-NOMA u niz SISO-NOMA kanala. Predložena je one bit feedback šema za dizajnirane masivne MIMO-NOMA sisteme radi smanjenje složenosti implementacije.

4.7 Heterogene mreže

HetNets, kao još jedna od “tri velike” 5G tehnologije može znatno poboljšati kapacitet mreže. Osnovna ideja HetNet-a je u suštini pomeranje BS bliže servisiranim korisnicima i kao takav, spektar preko geografskih polja može biti gusto reokupiran. U stvari, višeslojni HetNet raspored je predviđen u LTE korišćenjem malih ćelija (npr. pikoćelije, femto ćelije, relejima) underlaying makro ćelija u ćelijskim mrežama, što dodatno određuje dominantnu ulogu HetNet-a u budućim bežičnim mrežama. Slika 4.5 ilustruje tri nivoa HetNets koje uključuju jednu makro ćeliju, nekoliko piko ćelija i femto ćelije. Primetno je da svaka BS ima svoje pokriće. Zbog nedostatka makro ćelija i malih ćelija, korisnici će se suočiti sa međuslojnim smetnjama kao i interferencijom unutar sloja. Kao takav, neophodno je da inteligentno odredi korisnike da se povezuju sa bilo kojom baznom stanicom. Jedna nedavna popularna korisnička strategija zasnovana je na maksimalnoj prosečnoj primljenoj snazi svakog sloja. Na taj način, korisniku se dozvoljava pristup svakoj BS koja može pružiti najbolje pokriće [90]. Ovo je naročito korisno u hibridnom HetNets dok usvaja različite tehnologije u različitim slojevima (npr. Masivni MIMO u makro ćelijama i jednoj anteni u malim ćelijama).



Slika 4.5: Ilustracija tri nivoa HetNets.

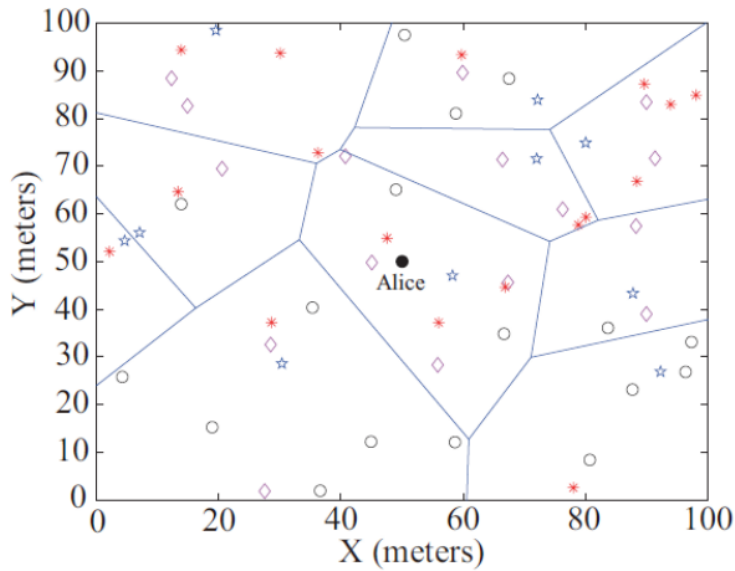
4.8 Bezbednost fizičkog sloja

Priroda prenosa bežičnim medijum čini da je podložn bezbednosnim pretnjama kao što je prisluškivanje. PLS, koji je Wyner predložio još 1975. godine iz informaciono-teorijske perspektive, izazvao je veliku zabrinutost kao pravi pristup za postizanje sigurnog prenosa. Od tradicionalnih pristupa koji dizajniraju kriptografske protokole u gornjem sloju, PLS ima za cilj da eksploatiše karakteristike bežičnih kanala u fizičkom sloju za prenošenje konvencionalnih poruka. Podstaknuta brzim razvojem bežičnih mreža, ideja o PLS-u je razmatrana iz praktične perspektive u mnogim scenarijima. Osnovni zadatak kanala za prijem podataka je da šalje tajne informacije legitimnom prijemniku u prisutnosti prisluškivača koji nameravaju da zloupotrebe informacije. Ključna ideja postizanja savršene tajnosti u kanalu za prisluškivanje je da obezbedi da je kvalitet glavnog kanala bude bolji od kvaliteta kanala prisluškivača. Kapacitet informacije o tajnosti je dati $I_s = [I_M - I_E]^+$ gde je I_M kapacitet glavnog kanala, I_E kapacitet kanala prisluškivača i $[x]^+ = \max\{x, 0\}$. Zbog karakteristike sigurnosti fizičkog sloja, srodna istraživanja uglavnom se rade u dva pravca, povećavajući kvalitet glavnog kanala (npr. uspostavljanje bliže veze) i smanjenje kvaliteta kanala prisluškivača (npr. generiranje prijateljskih jamming signala ili veštačkog šuma).

4.9 Metode Stohastičke geometrija za velike mreže

Iako se pomenuti odeljci uglavnom fokusiraju na uvođenje osnovnih scenarija, ovaj odjeljak predstavlja moćan matematički i statistički alat, odnosno stohastička geometrija za modeliranje i analizu bežičnih mreža. Za razliku od tradicionalnih topologija pristupa koje uvek ignorišu gustinu i mobilnost čvorova, stohastička geometrija je u stanju da prihvati topološku nasumičnost mreža i stoga može pružiti analitičke rezultate koji se mogu pratiti za prosečno ponašanje mreže prema nekim distribucijama. Ovo je naročito važno u mrežama velikih razmera koje se sastoje od velikog broja nasumično raspoređenih čvorova (npr. BS, mobilnih korisnika itd.) čiji su kanali i lokacije u visokoj nesigurnosti. Slika 4.6 je primer stohastičkog

geometrijskog modela, koji prikazuje prostornu raspodelu bezbednog D2D komunikacionog scenarija sa bežičnim napajanjem. Model baziran na stohastičkoj geometriji pretpostavlja da prostorna raspodela mreža pokriva određeni proces u tački (ppoint process), kao što su BPP (Binomial Point Process), PCP (Poisson Cluster Process), HCPP (Hard Core Point Process) i PPP (Poisson Point Process) [116]. Među njima, PPP je uobičajeni proces u postojećoj literaturi koja se bavi velikim bežičnim mrežama.



Slika 4.6: Primer stohastičkog geometrijskog modela sa bezbednim D2D komunikacionim scenariom sa bežičnim napajanjem. Deo mreže obuhvata prostorne raspodele predajnika (Alice), power bacons (pink), legitimnog prijemnika (prazni krugovi), BSs (plave zvezde) i prislušivači (crvene zvezde) prate homogene PPP.

Treba imati na umu da PPP može biti ili homogeni PPP koji ima konstantne tačke gustine ili heterogenu PPP koji ima različite tačke gustine. Korisno svojstvo PPP-a je funkcija generisanja verovatnoće, koja je sposobna izračunati proizvode PPP-a kao:

$$\mathbb{E}[\prod_{x \in \phi} F(x)] = [-\int_{\mathbb{R}^n} (1 - F(x)) \wedge (dx)] \quad (4.1)$$

gde ϕ predstavlja point process i $\wedge$ je mera za intenzitet.

Spektralna efikasnost je od izuzetnog značaja i postaje jedana od glavnih ciljeva za projektovanje budućih 5G mreža. Jedan važan pristup za poboljšanje spektralne

efikasnosti je paradigma underlay CR mreža, taj pristup je predložen i ponovo je povecao interesovanje za efikasnije korišćenje spektra. Ključna ideja underlay CR mreža je u tome što svaki sekundarni korisnik (Secondary user – SU) može pristipiti spektru primarnih korisnika (Primary users - Pus) sve dok SU zadovoljava prethodni prag smetnji u primarnoj mreži (Primary Network- PN).

Stohastička geometrija je korišćena za primenu velikih CR mreža sa velikim brojem nasumično raspoređenih primarnih predajnika (Primary Transmitters- PTs) i primarnih prijemnika (Primary Receivers PRs). Da bi se karakterizovale performanse posmatranih mreža, izvedeni su novi zatvoreni oblici izlazne verovatnoće pomoću stohastičke geometrije. Još važnije, izvođenjem analize raznolikosti dobijeni su novi uvidi u dva scenarija sa razlicitim ograničenjem snage: 1) fiksna snaga prenosa primarnih predajnika i 2) snaga prenosa primarnih predajnika je proporcionalna snazi sekundarne bazne stanice. Došlo se do zaključka da se pažljivim projektovanjem brzine prenosa i koeficijentima raspodele snage korisnika, NOMA može nadvladati konvencionalnim OMA tehnikama u underlay CR mrežama

4.10 Metode poništenja uzastopne interferencije (SIC) u NOMA sistemima

Neortogonalni višestruki pristup je prepoznat kao obećavajuća tehnika višestrukog pristupa za mreže pete generacije zbog svoje superiorne spektralne efikasnosti. U NOMA sistemima, glavna tehnologija je SIC tehnologija. Uzimajući u obzir scenario downlink prenosa, kada jedna bazna stanica prenosi superpozicione kodovane informacije dvojici korisnika. Dobitak kanala od bazne stanice do ova dva korisnika je h_1 i h_2 , respektivno. Pretpostavimo da su $|h_1| < |h_2|$, i oba h_1 i h_2 savršeno poznata i predajniku i prijemnicima. Prenosni signal ili zbir dva signala može se izraziti kao

$$x = x_1 + x_2 \quad (4.2)$$

gde je x_k signal koji je namenjen korisniku k ; $k = 1, 2$. Zbog toga primljeni signal kod korisnika k može biti napisan od strane

$$y_k = h_k x + w_k, \quad k = 1, 2 \quad (4.3)$$

gde $w_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ je nezavisan i identično raspodeljen (i.i.d.) kompleksan aditivan beli Gausov šum (AWGN) sa srednjom nula i varijansom σ_n^2 . Signal prenosa x ima prosečno ograničenje snage $P = P_1 + P_2$ gde su P_1 i P_2 snage prenosa za

Korisnika1 i Korisnika2, respektivno. Ključna ideja SIC tehnike je u tome što korisnici koji imaju veće dobitke kanala mogu dekodirati podatke koji su uspešno dekodirali korisnici koji imaju manje dobitke kanala. U ovom slučaju, pošto Korisnik 2 ima veći dobit kanala od Korisnika 1, Korisnik 2 može dekodirati podatke koje je Korisnik 1 uspešno dekodirao. Stoga, šema superpozicionog kodiranja može se implementirati sledećim koracima:

1. Prenosni signal su superpozicioni kodirani signali dva korisnika.
2. Na prijemniku, Korisnik 1 tretira signal Korisnika 2 kao šum i dekodira svoje podatke iz y_1 .
3. Korisnik 2 sa boljim kanalom vrši SIC, tj. dekodira podatke Korisnika 1 i oduzima signal Korisnika 1 od y_2 . Nakon toga, Korisnik 2 može dekodirati svoje podatke.

Prema Šenonovoj formuli kapaciteta, brzina prenosa podataka za Korisnika 1 i Korisnika 2 sa propusnim opsegom B može se postići

$$R_1 = B \log \left(1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{P_2 |h_1|^2 + \sigma_n^2} \right) \quad (4.4)$$

$$R_2 = B \log \left(1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (4.5)$$

Smatramo da su K korisnici distribuirani u downlink mreže sa SIC-om na prijemnicima i $|h_K| \geq |h_{K-1}| \geq \dots \geq |h_1|$. Granica regiona kapaciteta je data od strane

$$R_k = B \log \left(1 + \frac{P_k |h_k|^2}{\sigma_n^2 + |h_k|^2 \sum_{j=k+1}^K P_j} \right), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (4.6)$$

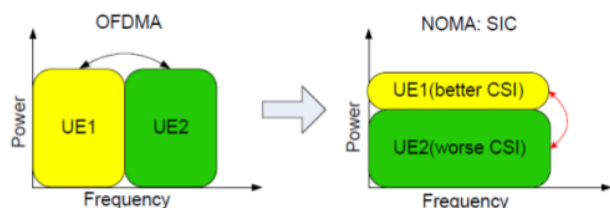
za sve moguće razdvajanje $P = \sum_{k=1}^K P_k$ ukupne snage na baznoj stanici. Optimalne tačke se postižu pomoću superpozicionog kodiranja kod predajnika i SIC-a na svakom od prijemnika. Redosled poništenja na svakom prijemniku je uvek dekodiranje slabijih korisnika pre dekodiranja sopstvenih podataka.

Razgovarali smo o prednostima SIC tehnologije u downlink mreži. SIC ima značajno povećanje performansi u odnosu na konvencionalne ortogonalne tehnike višestrukog pristupa (OMA). Iskorišćava jak kanal najbližeg korisnika kako bi mu pružio visoku brzinu, a slabom korisniku obezbedio najbolje moguće performanse. Ovde ćemo razmotriti nekoliko potencijalnih praktičnih problema u primeni SIC-a u bežičnom sistemu.

- Složenost će se povećati kada se broj korisnika povećava: U downlink-u, primena SIC-a na mobilnim prijemnicima znači da korisnik treba dekodirati informacije namenjene nekim drugim korisnicima, što se ne bi dogodilo u

konvencionalnom sistemu. Zbog toga će se složenost dekodiranja kod svakog mobilnog korisnika povećati kada se broj korisnika multipleksiranih na istom frekvencijskom opsegu povećava. Međutim, videli smo da superpoziciono kodiranje u kombinaciji sa SIC ima najveći dobitak performansi kada korisnici imaju velike razdvojene kanale iz bazne stanice. Da bi se izbegla velika složenost SIC-a, korisnička grupa može biti rešenje u praksi. Da bi se smanjila složenost dekodiranja, predloženo je da se korisnici u ćeliji odvoje u grupe koje sadrže mali broj korisnika. Svaka grupa korisnika može se multipleksirati na istom pod-kanalu i superpoziciono kodiranje zasnovano na SIC-u je izvršeno. Stoga, SIC može postići dobitak performansi sa malom složenošću.

- Procena informacija o stanju nesavršenog kanala: Posredni signal od ostalih korisnika mora biti rekonstruisan pre nego što se ukloni iz primljenog signala. Ovaj doprinos zavisi od informacije procene stanja kanala. Nesavršena procena CSI-a dovešće do grešaka u poništenju. Jedna zabrinutost je u tome što ako je razlika u primljenim snagama korisnika velika, preostala greška pri poništenju jačeg korisnika može i dalje preplaviti slabiji korisnički signal. S druge strane, takođe je lakše dobiti tačnu procenu kanala kada korisnik ima visok CSI. Ispostavlja se da ova dva efekta kompenzuju jedni druge i efekat rezidualnih(preostalih) grešaka ne raste sa različitošću snage.
- Analogno-digitalna kvantizacijska greška: kada je razlika primljenih snaga korisnika velika, neophodan je veliki dinamički opseg analogno-digitalnog (A/D) konvertora. Na primer, ako je disparitet(različitost) snage 20 dB, čak i 1-bitna tačnost slabog signala zahtevaće 8-bitni A/D konvertor. Ovo može dobro postaviti ograničenje implementacije o tome koliko dobitak SIC-a može ponuditi.



4.7:

Slika
OFDMA u

odnosu na NOMA sisteme

U ovom odeljku razmatramo osnovni NOMA sa SIC-om i analiziramo njegovu dobit u performansama preko OFDMA šema. Popularna NOMA šema koristi domen snage za postizanje višestrukog pristupa. Slika 4.7 predstavlja upoređivanje domena snage u odnosu na frekvenciju sistema NOMA i OFDMA sistema. Primenom SIC-ove tehnike na prijemnicima, višestruki korisnici sa različitim nivoima snage mogu se multiplexirati na istom frekvencijskom opsegu, pružajući višu stopu sume nego kod konvencionalnih šema sa ortogonalnim višestrukim pristupom (OMA).

U NOMA sistemima, SIC se primenjuje na prijemnicima. Hajde da se usredsredimo na slučaj dva korisnika za downlink NOMA sistema. Smatrajte da su dva korisnika multiplexirana na istom podkanalu sa dobitkom kanala $|h_1|^2 \geq |h_2|^2$ prikazan na slici 2.1, gde je $h_m = g_m \cdot PL^{-1}(d)$, $m = 1, 2$ i gde je pretpostavljeno da je g_m Rejljev opadajući dobitak kanala, a $PL^{-1}(d)$ je funkcija gubitka putanje između BS i UT_m na rastojanju d . Označiti dodeljenu snagu na SC_n od strane p_n . Propusni opseg podkanala je B_{sc} , a faktori proporcionalnosti snage za Korisnika 1 i Korisnika 2 su β_1 i β_2 , respektivno.

Za NOMA sisteme, SIC se primenjuje kod Korisnika 1 sa višim dobitkom kanala od Korisnika 2. Prema SIC protokolu, Korisnik 1 može otkazati signal smetnje od Korisnika 2. Brzine podataka Korisnika 1 i Korisnika 2 u NOMA sistemima mogu biti respektivno predstavljeni kao:

$$\begin{aligned} R_1 &= B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 \beta_1 p_n}{\sigma_n^2} \right) \\ R_2 &= B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_2|^2 \beta_2 p_n}{|h_2|^2 \beta_1 p_n + \sigma_n^2} \right). \\ R_{NOMA} &= B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 \beta_1 p_n}{\sigma_n^2} \right) + B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_2|^2 \beta_2 p_n}{|h_2|^2 \beta_1 p_n + \sigma_n^2} \right). \end{aligned}$$

Stopa sumiranja može biti napisana od strane

U OFDMA sistemima, pretpostavimo OFDMA sa ortogonalnim multiplexiranjem korisnika. Ukupni propusni opseg B_{sc} zauzimaju ova dva korisnika (pretpostavimo da svaki korisnik ima polovinu propusnog opsega). Brzine podataka Korisnika 1 i Korisnika 2 u OFDMA sistemima mogu biti predstavljene kao

$$R_1 = \frac{1}{2} B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 p_n}{\sigma_n^2} \right)$$

$$R_2 = \frac{1}{2} B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_2|^2 p_n}{\sigma_n^2} \right).$$

Zbog toga se stopa sumiranja ova dva korisnika u OFDMA sistemu može izraziti kao

$$R_{OFDM} = \frac{1}{2} B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 p_n}{\sigma_n^2} \right) + \frac{1}{2} B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_2|^2 p_n}{\sigma_n^2} \right).$$

Koristeći vrednosti parametara u [60], postavili smo $\beta_1 = 1/5$, $\beta_2 = 4/5$, $B = 1\text{Hz}$, $\frac{|h_1|^2 p_n}{\sigma_n^2} = 20\text{dB}$ i $\frac{|h_2|^2 p_n}{\sigma_n^2} = 0\text{dB}$. Pretpostavimo da svaki korisnik ima istu težinu propusnog opsega ($B_{sc} = 1\text{Hz}$). Prema tome, $R_{OFDM} = 3.33 + 0.50 = 3.83 \text{ bits/sec}$ i $R_{NOMA} = 4.39 + 0.74 = 4.53 \text{ bits/sec}$. Dobitak NOMA sistema je 34% veći nego kod OFDMA šeme.

Sada razmotrite bolje uslove kanala, što znači da poboljšamo dobitak kanala postavljanjem $\frac{|h_1|^2 p_n}{\sigma_n^2} = 30\text{dB}$ i $\frac{|h_2|^2 p_n}{\sigma_n^2} = 10\text{dB}$. Pretpostavimo da svaki korisnik ima istu težinu propusnog opsega ($B_{sc} = 1\text{Hz}$), $\beta_1 = 1/5$, $\beta_2 = 4/5$. Prema tome, $R_{OFDM} = 4.99 + 1.73 = 6.72 \text{ bits/sec}$ i $R_{NOMA} = 7.65 + 1.87 = 9.52 \text{ bits/sec}$. Dobitak NOMA sistema je 42% veći nego kod OFDMA šeme.

Na osnovu gore navedenih numeričkih primera, može se zaključiti da će se suma brzine podataka NOMA sistema poboljšati kada se dobitak kanala poveća, a dobit performansi NOMA nad OFDMA se povećava kada se uslovi kanala poboljšaju.

Razlika stope sume dva sistema u regionu visokog odnosa signal-šum (SNR) može se izračunati. Smatrajte da su dva korisnika multipleksirana na istom podkanalu sa dobitkom kanala $|h_1|^2 \geq |h_2|^2$. Zbog toga se, odstupanje stope suma može napisati kao:

$$\begin{aligned}
& R_{NOMA} - R_{OFDM} \\
&= B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 \beta_1 p_n}{\sigma_n^2} \right) + B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_2|^2 \beta_2 p_n}{|h_2|^2 \beta_1 p_n + \sigma_n^2} \right) \\
&\quad - \frac{1}{2} B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 p_n}{\sigma_n^2} \right) - \frac{1}{2} B_{sc} \log_2 \left(1 + \frac{|h_2|^2 p_n}{\sigma_n^2} \right) \\
&\xrightarrow[\sigma_n^2 \rightarrow \infty]{} \log_2 \left(\frac{p_n}{\sigma_n^2} |h_1|^2 \beta_1 \right) + \log_2 \left(\frac{1}{\beta_1} \right) - \log_2 \left(\frac{p_n}{\sigma_n^2} |h_1| |h_2| \right) \\
&= \log_2 (|h_1|) - \log_2 (|h_2|)
\end{aligned}$$

što nije

funkcija SNR-a. Iz prethodne jednačine, može se zaključiti da će se povećati raskorak stope sume između NOMA i OFDMA kada je uvećana razlika dobiti kanala dva korisnika. Zbog toga, NOMA sistemi mogu nadigrati OFDMA sisteme samo ako razlika dobiti kanala postoji.

4.11. Energetska efikasnost u komunikacionim mrežama

Sa operativne tačke gledišta, oko 600 TWh svetske električne energije troše informacione i komunikacione tehnologije (IKT). Do kraja 2030. godine, očekuje se da će taj broj porasti na 1700 TWh. Ova povećana potrošnja energije postaje važno pitanje u zelenoj ćelijskoj mreži zbog povećane količine nivoa emisije CO_2 izazvane potrošnjom energije. Zbog toga je brza rastuća potrošnja energije i ograničeni globalni energetske resursi važni motivi za istraživanje energetske efikasne bežičnih komunikacionih sistema.

Tokom proteklih decenija, sprovedeni su mnogi istraživački radovi za poboljšanje propusne moći sistema. Međutim, sa eksponencijalnim rastom bežičnog saobraćaja podataka, potrošnja energije bežičnih mreža se brzo povećava. Zbog toga, naći kompromis između visoke brzine podataka i ušteda energije je hitan zadatak u sledećim generacijama bežičnih komunikacionih sistema.

Energetska efikasnost se obično određuje kao odnos brzine podataka i potrošnje energije. Bitovi po Džulu se obično koriste za merenje performansi energetske efikasnosti u bežičnim mrežama. Za energetske efikasnu komunikaciju, poželjno je poslati maksimalnu količinu podataka sa određenom količinom energije. Sa propusnim

opsegom B , dostignuta brzina podataka $R = B \log \left(1 + \frac{P|h|^2}{\sigma_n^2} \right)$, gde je P prenosna snaga, σ_n^2 je snaga AWGN, a $|h|^2$ je dobit snage kanala između predajnika i prijemnika. S obzirom na količinu energije ΔE koja se konzumira u trajanju ΔT , imamo $\Delta E = P\Delta T$. Stoga je energetska efikasnost (EE) određena kao:

$$EE = \frac{R\Delta T}{\Delta E} = \frac{R}{P} \text{ bits/Joule.}$$

Potrošnja snage uključuje snagu prenosa i potrošnju snage kola. Potrošnja snage kola je dodatna potrošnja snage uređaja, koja uključuje obradu signala i blokove aktivnih kola, kao što je analogno-digitalni pretvarač, digitalno-analogni pretvarač, sintisajzer i mikser tokom prenosa. Označite dodatnu potrošnju snage uređaja, snage kola, kao P_c . Dakle, ukupna

pretpostavka snage je $P + P_c$. Energetska efikasnost treba da se ponovo definiše kao brzina podataka bits/s po jedinici energije, pri čemu treba uzeti u obzir dodatni faktor snage kola, P_c . Zbog toga je energetska efikasnost definisana kao:

$$EE = \frac{R\Delta T}{\Delta E} = \frac{R}{P + P_c} \text{ bits/Joule.}$$

Imajte na umu
prenosne snage.

da je potrošnja snage P_c nezavisna od

4.12. Optimizacija resursa i pristupi konveksnoj optimizaciji

Upravljanje resursima igra važnu ulogu u poboljšanju energetske efikasnosti u sistemima bežičnih komunikacija. Glavno upravljanje resursima u bežičnoj komunikaciji je frekvencija, vreme i optimizacija snage. Postoje različiti mehanizmi za upravljanje resursima u bežičnim mrežama. Najvažniji su kontrola zagušenja, rutiranje, raspodela pod-kanala i kontrola snage. U ovoj tezi, uglavnom se fokusiramo na raspodelu podkanala (raspoređivanje korisnika) i raspodelu snage radi maksimiziranja energetske efikasnosti sistema u NOMA mrežama. Dodeljivanje pod-kanala znači da onaj ko raspoređuje treba dodeliti različite korisnike različitim podkanalima. Pošto različiti podkanali imaju različite dobitke, različite šeme raspodele podkanala mogu postići različite performanse. Raspodela snage znači da onaj koji raspoređuje treba korisnicima dodeliti različite snage, što takođe može da se postignu različiti dobici. Jedna od najčešćih i efikasnih matematičkih alata za rešavanje problema raspodele resursa u bežičnim komunikacionim mrežama je konveksna metoda optimizacije.

Razmotrimo standardni oblik konveksnog problema:

$$\begin{aligned} \min_x \quad & f_0(x) \\ \text{s.t.} \quad & f_i(x) \leq 0, i = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (4.7)$$

x koji $x \in \mathcal{C}$. Jednačina opisuje problem nalaženja
minimizira $f_0(x)$ među svim x vrednostima
koje zadovoljavaju uslove $f_i(x) \leq 0, i = 1, 2, \dots, m, h_i(x) = 0, i = 1, 2, \dots, p$ i $x \in \mathcal{C}$. Mi
imenujemo $x \in \mathcal{C}$ varijablom optimizacije i f_0 objektivnom funkcijom ili funkcijom troškova.
 $f_i(x)$ i $h_i(x)$ su funkcije ograničenja nejednakosti i jednakosti, odnosno, $\mathcal{C}$ je skup ograničenja.
Oblast objektivnih i ograničenih funkcija se određuje kao:

$$\mathcal{D} = \bigcap_{i=0}^m \text{dom } f_i \cap \bigcap_{i=0}^m \text{dom } h_i \cap \mathcal{C}.$$

Konveksnost ovog problema može se dokazati sledećim uslovima [66]. Prvo, objektivna funkcija $f_0(x)$ treba biti konveksna. Drugo, funkcija ograničenja nejednakosti f_i ($i = 1, 2, \dots, m$) i funkcija ograničenja jednakosti h_i ($i = 1, 2, \dots, p$) treba biti konveksne. Dakle, dokazano je da je problem (4.7) konveksan i da možemo naći globalno optimalno rešenje $x^* \in D$ ovom problemu koristeći standardne algoritme iz teorije konveksne optimizacije [66], npr. metod unutrašnje tačke i sekvencijalno kvadratno programiranje.

ZAKLJUČAK

U okviru prvog poglavlja definisani su prenosni kanali bežičnog medijuma, tehnike bežičnog prenosa, modulacioni formati, algoritmi obrade signala na prijemu kao i efekti koji

utiču na degradaciju linka, za slučajeve kad je razmatran optički bežični prenos. Određeni su standardi kriterijumi signala na prijemu za posmatrane scenarije 5G FSO prenosa u prisustvu uticaja fedinga i ko-kanalne interferencije. Unapređenje kvaliteta signala na prijemu posmatrano je kroz optimizaciju parametara FSO linka

U okviru drugog poglavlja je razmatran bežični prenos u kanalu u prisustvu višestrukih ko-kanalnih interferencija. Posmatran je scenarijo propagacije kada je uticaj fedinga u kanalu modelovan pomoću osenčane ka-mi raspodele, koja unutar sebe kao generalne slučajeve uključuje preostale tipove fedinga i predstavlja odličan model za propagaciju RF signala u 5G sistemima. Predložene su i diverzite tehnike čijom se upotrebom na prijemu mogu dodatno poboljšati performanse signala kako bi se dostigao željeni nivo kvaliteta na prijemu.

U okviru trećeg poglavlja je razmatran koncept prilagodljive ekvilizacije zasnovan na modelu entropije. Najpre su razmatrane Soft-DFE tehnike a zatim je predložen novi algoritam JEM za unapređenje performansi posmatranog modela.

U okviru četvrtog poglavlja razmatran je neortogonalni višestruki prenos (NOMA) u uslovima bežične propagacije signala u 5G mrežama sa posebnim osvrtom na primene kooperativnih tehnika prenosa u cilju poboljšanja performansi na prijemu.

Na kraju disertacije su izneti mogući pravcima razvoja u ovoj oblasti, kao i spisak referentne literature.

Cilj istraživanja disertacije je bio utvrđivanje karakteristika bežičnog prenosa u 5G sistemima u prisustvu različitih smetnji koje se javljaju u kanalu, kako bi se odredio optimalni scenario prenosa, analizirajući pri tome i mogućnosti upotrebe hibridnih prenosnih sistema RF / FSO, kao i određivanje optimalnih vrednosti parametara linkova takvih scenarija prenosa. Sagledavanjem performansi bežičnih 5G komunikacionih sistema u prisustvu različitih tipova smetnji pokazano je da se značajno poboljšati sistem komunikacije. Na osnovu analize performansi 5G sistema u radu, mogu se odrediti su optimalne vrednosti parametara linka za koje bi bio obezbeđen zahtevani kvalitet 5G prenosa. Primenom predloženih scenarija prenosa uključujući i hibridni RF/FSO prenos, kao i tehnike kooperativnog NOMA prenosa mogu se ostvariti velike brzine prenosa uz visok nivo kvaliteta prijemnog signala.

LITERATURA

1. V. Stamatios, „Next Generation Intelligent Optical Networks - From Access to Backbone,”
USA: Springer, 2008

2. K. Wakafuji and T. Ohtsuki, „Performance analysis of atmospheric optical subcarrier-multiplexing systems and atmospheric optical subcarrier-Modulated code-division multiplexing systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, No. 4, pp. 1676-1682, Apr. 2005.
3. L. C. Andrews, and R. L. Phillips, „Laser beam propagation through random media,” 2nd ed. Bellingham, Wash.: SPIE Press, 2005.
4. B. Barua, T. A. Haque, and Md. R. Islam, „Error Probability Analysis of Free-Space Optical Links with Different Channel Model under Turbulent Condition,” *International Journal of Computer Science & Information Technology (IJCSIT)*, vol. 4, No. 1, pp. 245-258, Feb 2012. DOI: 10.5121/ijcsit.2012.4119
5. B. Barua, Md. R. Islam, M. M. Hossain and Md. K. Bashar, „Performance Evaluation of Different Type of Channel Models in FSO Communication,” *International Journal of Science and Advanced Technology*, vol. 1, No. 5, pp. 116-122, July 2011.
6. D. Shah, B. Nayak and D. Jethawani, „Study of Different Atmospheric Channel Models,” *International Journal of Computer Science & Information Technology (IJCSIT)*, vol. 5, No. 1, pp. 105-112, Jan. 2014.
7. A. Belmonte and J. M. Kahn, „Performance of synchronous optical receivers using atmospheric compensation techniques,” *Optics Express*, vol. 16, no. 18, pp. 14151–14162, Sept. 2008.
8. W. O. Popoola and Z. Ghassemlooy, „BPSK subcarrier intensity modulated freespace optical communications in atmospheric turbulence,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, pp. 967 – 973, April 2009.
9. R. Barrios and F. Dios, „Exponentiated Weibull distribution family under aperture averaging for Gaussian beam waves,” *Opt. Express*, Vol. 20, No. 12, pp. 13055–13064, 2012.
10. R. Barrios and F. Dios, „Exponentiated Weibull model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through atmospheric turbulence,” *Optics & Laser Technol.*, No. 45, pp. 13–20, 2013.
11. M. Nakagami, The m-distribution. „A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading,” in Hoffman, W. C., *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, Pergamon Press, 1960.
12. J. H. Churnside, & S. F. Clifford, „Log-normal Rician probability-density function of optical scintillations in the turbulent atmosphere,” *Journal of the Optical Society of America A*, Vol. 4, No. 10, pp. 1923–1930, ISSN 1084-7529, October 1987.

13. M.A. Al-Habash, L.C. Andrews and R.L. Phillips, „Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media,” *Opt. Engineering* 40, pp.1554–1562, ISSN:0091-3286, 2001.
14. Ansari, I. S., Yilmaz, F. and Alouini, M.–S., „Performance Analysis of FSO Links over Unified Gamma-Gamma Turbulence Channels”, *IEEE Vehicular Technology Conference* 2015, July 2015, DOI: 10.1109/VTCSpring.2015.7145999a
15. H. Zhang, H. Li, C. Hao, „Performance Analysis for BPSK, DPSK and OOK-Based FSO System in Atmospheric Turbulence Conditions,” *International Journal of Simulation - Systems, Science & Technology*, vol. 17, Iss. 36, pp. 371-376, 2016. DOI: 10.5013/IJSSST.a.17.36.37
16. Agrawal, G. P., „Fiber-Optic Communications Systems,” 3rd ed., John Wiley & Sons, New York, 2002.
17. M. Petkovic, G. Djordjevic and B. Vasic, „BER performance of IM/DD FSO system with OOK over Gamma-Gamma atmospheric turbulence channel with pointing errors,” *11th International Conference on Applied Electromagnetics–PIEC 2013*, Niš, Serbia, September 01–04, 2013.
18. I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, „Table of Integrals, Series, and Products,” 7th Ed., USA: Elsevier Academic Press, 2007.
19. I. S. Ansari, S. F. Al-Ahmadi, F. Yilmaz, M.–S. Alouini, and H. Yanikomeroglu, „A new formula for the BER of binary modulations with dual-branch selection over generalized-K composite fading channels”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 10, pp. 2654–2658, October 2011.
20. Dj. Bandjur, B. Jaksic, S. Panic, M. Bandjur, A. Matovic, and E. Mekic, „Transmission Over Kappa-Mu Fading Channels with Gamma Distributed Random Line-Of-Sight Components,” *Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg.*, vol. 62, no. 2, pp. 179–184, 2017.
21. A. A. Farid, and S.Hranilovic, „Outage capacity optimization for free-space optical links with pointing errors”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 7, pp. 1702–1710, July 2007.
22. H. E. Nistazakis, G. S. Tombras, A. D. Tsigopoulos, E. A. Karagianni, and M. E. Fafalios, „Capacity estimation of optical wireless communication systems over moderate to strong turbulence channels”, *Journal of Communications and Networks*, vol. 11, no. 4, pp. 384–389, August 2009.
23. H. E. Nistazakis, A. D. Tsigopoulos, M. P. Hantias, C. D. Psychogios, D. Marinos, C. Aidinis, and G. S. Tombras, „Estimation of outage capacity for free space optical links over I-K and K turbulent channels”, *Radioengineering*, vol. 20, no. 2, pp. 493–498, June 2011.

24. A. P. Prudnikov, Y. A. Brychkov, and O. I. Marichev, „Integral and Series,” 2nd Ed., Moskva: Fizmatlit, 2003.
25. The Wolfram Functions Site: MeijerG functions. [Online] Available: <http://functions.wolfram.com/PDF/MeijerG.pdf>
26. The Wolfram Functions Site: Erfc functions. [Online] Available: <http://functions.wolfram.com/PDF/Erfc.pdf>
27. Panić, S., Stefanović, M., Anastasov, J., Spalević, P. (2013) Fading and interference mitigation in wireless communications. New York: CRC Press
28. Aco Stevanovic, **Stefan Panic**, Petar Spalevic, Bojan Princevic, Milan Savic, "SSC Reception over Kappa-Mu Shadowed Fading Channels in the Presence of Multiple Rayleigh Interferers", ELEKTRONIKA IR ELEKTROTEHNIKA, ISSN 1392-1215, Vol. 24, No. 2, pp. 79-83, 201
29. Bernhardt, R. C. (1987). Macroscopic diversity in frequency reuse radio systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, issue 5, pp. 862–870.
30. Stefanovic, D., Panic, S., **Spalevic, P. (2011)**. Second Order Statistics of SC Macrodiversity System Operating over Gamma Shadowed Nakagami-m fading channels. *International Journal of Electronics and Communications (AEUE)*, vol. 65, Issue 5, pp 413-418.
31. Treichler, J. R., Larimore, M. G., & Harp, J. C. (1998). Practical blind demodulators for high-order QAM signals. *Proceedings of the IEEE*, 86(10), 1907–1926.
32. Ghosh, M. (1998). Blind decision feedback equalization for terrestrial television receivers. *Proceedings of the IEEE*, 86(10), 1907–1926.
33. Savaux, V., Bader, F., & Palicot, J. (2016). OFDM/OQAM blind equalization using CNA approach. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 64(9), 2324–2333. doi:10.1109/TSP.2016.2519000.
34. Proakis, J. G. (1995). *Digital communications* (3rd ed.). New York: McGraw-Hill.
35. Papadias, C.B., & Paulraj, A. (1995). Decision-feedback equalization and identification of linear channels using blind algorithms of the bussgang type. *In Proceedings of Twenty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers* (pp. 335 340). Pacific Grove, CA.

36. Rocha, C.A.F., Macchi, O., & Romano, J.M. (1994). An adaptive nonlinear IIR filter for self-learning equalization. *In Proceedings of International Telecommunications Symposium—IT94* (pp 184–190).
37. Labat, J., Macchi, O., & Laot, C. (1998). Adaptive decision feedback equalization: Can you skip the training period? *IEEE Transactions on Communications*, 46(7), 921–930.
38. Krstić, V. R., & Dukić, M. L. (2009). Blind DFE with maximum entropy feedback. *IEEE Signal Processing Letters*, 16(1), 26–29.
39. Goupil, A., & Palicot, J. (2010). An efficient blind decision feedback equalizer. *IEEE Communications Letters*, 14(5), 462–464.
40. Szczecinski, L. L., & Gei, A. (2002). Blind decision feedback equalisers, how to avoid degenerative solutions. *Signal Processing*, 82(11), 1675–1693.
41. Filha, J. M., Mirinda, M. D., & Silva, T. M. (2011). An efficient algorithm for decision feedback blind equalization. *Revista Telecomunicacoes*, 13(02), 79–86.
42. Cioffi, J. M., Dudevior, G. P., Eyuboglu, M. V., & Forney, G. D. (1995). MMSE decision-feedback equalizers and coding-Part I: Equalization results. *IEEE Transactions on Communication*, 43(10), 2582–2594.
43. Al-Dhahir, N., & Cioffi, J. C. (1995). MMSE decision-feedback equalizers: Finite-length results. *IEEE Transactions on Information Theory*, 42(4), 961–975.
44. Casas, R.A., Johnson, Jr., C.R., Harp, J., & Caffee, S. (1999). On initialization strategies for blind adaptive DFEs. *In Proceedings of 1st IEEE Wireless Communications and Networking Conference* (pp. 792–796). New Orleans, LA.
45. Chang W.C., & Chuang, S.H. (2014). A zero-pole whitening filter in adaptive blind decision feedback equalizers. *In Proceedings of IEEE International Conference on Systems, Man, Cybernetics*, Oct 5–8, 2014 (pp. 3259–3264), San Diego, CA.
46. Belfiore, C. A., & Park, J. H. (1979). Decision feedback equalization. *Proceedings of the IEEE*, 67(8), 1143–1156.
47. Krstić, V. R., & Dukić, M. L. (2014). Decision feedback blind equalizer with tap-leaky whitening for stable structure-criterion switching. *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting*. doi:10. 1155/2014/987039.
48. Krstić, V. R. (2016). Entropy-based stochastic gradient algorithm with adaptive neuron slope for allpole filtering. *Electronic Letters, the Institute of Engineering and Technologies*, 52(5), 397–399. doi:10. 1049/el.2015.3052.
49. Rey, G. J., Bitmead, R. R., & Johnson, C. R., Jr. (1991). The dynamics of bursting in simple adaptive feedback systems with leakage. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 38(5), 476–488.
50. Ljung, L., & Sjöberg, J.A. (1992). Comment on “leakage” in adaptive algorithms. *Department of Electrical Engineering*. Linköping University. <http://www.diva-portal.org>.

51. Kamenetsky, M., & Widrow, B. (2004). A variable leaky LMS adaptive algorithm. *Proceedings of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers*, 1, 125–126.
52. Godard, D. N. (1980). Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, 18(11), 1867–1875.
53. Bell, A. J., & Sejnowski, T. J. (1995). An information-maximization approach to blind separation and blind deconvolution. *Neural Computation*, 7(6), 1129–1159.
54. Kim, Y. H., & Shamsunder, H. S. (1998). Adaptive algorithms for channel equalization with soft decision feedback. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(9), 1660–1669.
55. T. M. Cover, “Broadcast channels,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 18, no. 1, pp. 2–14, 1972.
56. T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of information theory*. John Wiley & Sons, 2012.
57. P. Bergmans, “Random coding theorem for broadcast channels with degraded components,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 19, no. 2, pp. 197–207, Mar. 1973.
58. A. Carleial, “Interference channels,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 24, no. 1, pp. 60–70, Jan 1978.
59. T. Cover and A. E. Gamal, “Capacity theorems for the relay channel,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 25, no. 5, pp. 572–584, Sep. 1979.
60. A. J. Grant, B. Rimoldi, R. L. Urbanke, and P. A. Whiting, “Rate-splitting multiple access for discrete memoryless channels,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, no. 3, pp. 873–890, Mar. 2001.
61. I. Csiszar and J. Korner, “Broadcast channels with confidential messages,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 24, no. 3, pp. 339–348, May 1978.
62. S. Vanka, S. Srinivasa, Z. Gong, P. Vizi, K. Stamatiou, and M. Haenggi, “Superposition coding strategies: Design and experimental evaluation,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 7, pp. 2628–2639, Jul. 2012.
63. J. G. Andrews, “Interference cancellation for cellular systems: a contemporary overview,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, no. 2, pp. 19–29, Apr. 2005. *Appendix B. Proof in Chapter 6* 176
64. P. Patel and J. Holtzman, “Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a ds/cdma system,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 12, no. 5, pp. 796–807, Jun. 1994.
65. P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, “V-blast: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel,” in *International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, Sep.

1998, pp. 295–300.

66. E. Gelal, J. Ning, K. Pelechrinis, T.-S. Kim, I. Broustis, S. V. Krishnamurthy, and B. D. Rao, “Topology control for effective interference cancellation in multiuser MIMO networks,” *IEEE/ACM Trans. on Networking (TON)*, vol. 21, no. 2, pp. 455–468, 2013.
67. C. Jiang, Y. Shi, Y. Hou, W. Lou, S. Kompella, and S. Midkiff, “Squeezing the most out of interference: An optimization framework for joint interference exploitation and avoidance,” in *Proc. IEEE Inter. Conf. on Computer Commun. (INFOCOM)*, Mar. 2012, pp. 424–432.
68. C. Xu, L. Ping, P. Wang, S. Chan, and X. Lin, “Decentralized power control for random access with successive interference cancellation,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 11, pp. 2387–2396, Nov. 2013.
69. J. Lee, J. G. Andrews, and D. Hong, “Spectrum-sharing transmission capacity with interference cancellation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 1, pp. 76–86, Jan. 2013.
70. R. G. Gallager, “Capacity and coding for degraded broadcast channels,” *Problemy Peredachi Informatsii*, vol. 10, no. 3, pp. 3–14, 1974.
71. R. Zhang and L. Hanzo, “A unified treatment of superposition coding aided communications: Theory and practice,” *IEEE Commun. Surveys Tutorials*, vol. 13, no. 3, pp. 503–520, Mar. 2011.
72. P. Bergmans, “A simple converse for broadcast channels with additive white gaussian noise (corresp.),” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 20, no. 2, pp. 279–280, Mar. 1974.
73. S. L. Shieh and Y. C. Huang, “A simple scheme for realizing the promised gains Appendix B. Proof in Chapter 6 177 of downlink non-orthogonal multiple access,” *IEEE Trans. Commun.*, to appear in 2016.
74. J. So and Y. Sung, “Enhancing non-orthogonal multiple access by forming relaying broadcast channels.” [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1510.07369>
75. Y. Liu, L. Wang, M. El Kashlan, T. Q. Duong, and A. Nallanathan, “Two-way relaying networks with wireless power transfer: Policies design and throughput analysis,” in *Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)*, Dec. 2014, pp. 4030–4035.
76. Z. Qin, Y. Liu, Y. Gao, M. El Kashlan, and A. Nallanathan, “Throughput analysis for compressive spectrum sensing with wireless power transfer,” in *Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)*, Dec. 2015, pp. 1–6.
77. S. A. Mousavifar, Y. Liu, C. Leung, M. El Kashlan, and T. Q. Duong, “Wireless energy harvesting and spectrum sharing in cognitive radio,” in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, Sept 2014, pp. 1–5.
78. Z. Ding, C. Zhong, D. W. K. Ng, M. Peng, H. A. Suraweera, R. Schober, and H. V. Poor, “Application of smart antenna technologies in simultaneous wireless information and power transfer,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 4, pp. 86–93, Apr. 2015.
79. J. Mitola, “Cognitive radio—an integrated agent architecture for software defined radio,” 2000.

80. A. Goldsmith, S. A. Jafar, I. Maric, and S. Srinivasa, "Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: An information theoretic perspective," *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 894–914, May 2009.
81. S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 23, no. 2, pp. 201–220, Feb. 2005.
82. Y. C. Liang, Y. Zeng, E. C. Y. Peh, and A. T. Hoang, "Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 4, pp. 1326–1337, April 2008.
83. Z. Qin, Y. Gao, and C. G. Parini, "Data-assisted low complexity compressive spectrum sensing on real-time signals under sub-nyquist rate," *IEEE Trans. WirelessAppendix B. Proof in Chapter 6 178 Commun.*, vol. 15, no. 2, pp. 1174–1185, Feb. 2016.
84. Z. Qin, Y. Gao, M. Plumbley, and C. Parini, "Wideband spectrum sensing on real-time signals at sub-nyquist sampling rates in single and cooperative multiple nodes," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 64, no. 12, pp. 3106–3117, June 2016.
85. Z. Qin, L. Wei, Y. Gao, and C. G. Parini, "Compressive spectrum sensing augmented by geo-location database," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*, Mar. 2015, pp. 170–175.
86. Z. Qin, Y. Gao, M. D. Plumbley, C. G. Parini, and L. G. Cuthbert, "Efficient compressive spectrum sensing algorithm for M2M devices," in *IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)*, Dec 2014, pp. 1170–1174.
87. E. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, Feb. 2014.
88. H. Huh, A. M. Tulino, and G. Caire, "Network MIMO with linear zero-forcing beamforming: Large system analysis, impact of channel estimation, and reduced complexity scheduling," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 5, pp. 2911–2934, 2012.
89. K. Hosseini, W. Yu, and R. S. Adve, "Large-scale MIMO versus network MIMO for multicell interference mitigation," vol. 8, no. 5, pp. 930–941, 2014.
90. P. Xu, Z. Ding, X. Dai, and H. V. Poor, "A new evaluation criterion for non orthogonal multiple access in 5G software defined networks," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1633–1639, 2015.
91. J. N. Laneman, D. N. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, 2004.
92. M. Haenggi, *Stochastic Geometry for Wireless Networks*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2012.

93. J. Venkataraman, M. Haenggi, and O. Collins, "Shot noise models for outage and throughput analyses in wireless ad hoc networks," in *Military Commun. Conf. (MILCOM)*, 2006, pp. 1–7.
94. H. A. David and N. Nagaraja, *Order Statistics*, 3rd ed. John Wiley, 2003.
95. P. C. Pinto, J. Barros, and M. Z. Win, "Secure communication in stochastic wireless networkspart I: Connectivity," *IEEE Trans. Inf. Forensics Security*, vol. 7, no. 1, pp. 125–138, Feb. 2012.
96. N. Romero-Zurita, D. McLernon, M. Ghogho, and A. Swami, "PHY layer security based on protected zone and artificial noise," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 20, no. 5, pp. 487–490, May 2013.
97. S. Shaffi and S. Ulukus, "Achievable rates in Gaussian MISO channels withAppendix B. Proof in Chapter 6 180 secrecy constraints," in *Proc. of IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, 2007, pp. 2466–2470.
98. S. Goel and R. Negi, "Guaranteeing secrecy using artificial noise," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 6, pp. 2180–2189, Jun. 2008.
99. N. Yang, M. ElKashlan, T. Duong, J. Yuan, and R. Malaney, "Optimal transmission with artificial noise in MISOME wiretap channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*,
100. G. Fodor, E. Dahlman, G. Mildh, S. Parkvall, N. Reider, G. Mikl'os, and Z. Tur'anyi, "Design aspects of network assisted device-to-device communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, no. 3, pp. 170–177, Mar. 2012.
101. C. Ma, W. Wu, Y. Cui, and X. Wang, "On the performance of successive interference cancellation in D2D-enabled cellular networks," in *Pro. IEEE Inter. Conf. on Computer Commun. (INFOCOM)*, Apr. 2015, pp. 37–45.
102. X. Rao and V. K. N. Lau, "Distributed compressive CSIT estimation and feedback for FDD multi-user massive MIMO systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 62, no. 12, pp. 3261–3271, Jun. 2014.

Analiza karakteristike bežičnog prenosa signala u 5G sistemima u prisustvu fedinga i ko-kanalne interferencije

ORIGINALITY REPORT

5%

SIMILARITY INDEX

PRIMARY SOURCES

1	nardus.mpn.gov.rs Internet	568 words — 3%
2	fedorani.ni.ac.rs Internet	374 words — 2%
3	Vladimir R. Krstić, Aco M. Stevanović, Borislav Lj. Odadžić. "A Variable Leaky Entropy-Based Whitening Algorithm for Blind Decision Feedback Equalization", Wireless Personal Communications, 2016 Crossref	36 words — < 1%
4	www.telfor.rs Internet	34 words — < 1%
5	infoteh.etf.ues.rs.ba Internet	16 words — < 1%
6	www.tandfonline.com Internet	15 words — < 1%

EXCLUDE QUOTES

ON

EXCLUDE MATCHES

< 10 WORDS

EXCLUDE
BIBLIOGRAPHY

ON