

**УНИВЕРЗИТЕТ СИНГИДУМУМ  
ДЕПАРТМАН ЗА ПОСЛЕДИПЛОМСКЕ СТУДИЈЕ  
БЕОГРАД**

**АНАЛИЗА КАРАКТЕРИСТИКА  
БЕЖИЧНОГ ПРЕНОСА СИГНАЛА  
У 5Г СИСТЕМИМА  
У ПРИСУСТВУ ФЕДИНГА  
И КО-КАНАЛНЕ ИНТЕРФЕРЕНЦИЈЕ**

**ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА**

Ментор:  
Проф. др Петар Спалевић

Студент:  
Ацо Стевановић, дипл.инж

2020.

## УВОД

Бежични комуникациони сервиси су постали интегрални део модерног живота те се број разноврсних паметних уређаја присутних у мрежи константно повећава, за разлику од спектра доступног за коришћење од стране различитих апликација и / или корисника. Поред тога, раувој сервиса Интернет ствари (ИоТ) доводи до потребе за вишеструким повезивањем особа и објеката. Међутим, постојећи комуникацијски системи имају строга ограничења која се односе на критеријуме које је неопходно испунити у циљу задовољења ових захтева. Константно се развијају различите техника бежичног преноса које могу да се интегришу у нову генерацију бежичних комуникационих система како би се испунили постављени захтеви, укључујући и захтеве за високом спектралном ефикасносношћу, веома малим кашњењем, веома високом брзином преноса података, високом поузданошћу, високим пропусним опсегом, енергетском ефикасношћу и минимизацијом трошкова.

Непрекидни раст потребе за опслуживањем све већег броја корисника у синергији са комерцијалним потребама тржишта довели су до захтева за перманентним развојем нових и усавршавањем постојећих информационо-комуникационих сервиса и технологија, како цивилних тако и војних. Појава нових генерација бежичних комуникационих система је условљена управо потребом за пружањем подршке савременим комуникационим сервисима. Услед тога се бежични радио-фреквенцијски (РФ) пренос сели у микроталасно подручје, у циљу постизања већег пропусног опсега корисног сигнала, веће брзине преноса и већег квалитета сигнала на пријему. Бежични оптички пренос се такође показао као ефективно средство за постизање ових циљева, нарочито за реализацију последње деонице и решавања проблема „последње миље“ приликом пројектовања система бежичног преноса. На овај начин се избегавају недостатци компликованих и скупих имплементација преносних система заснованих на оптичким влакнима, која представљају добар избор за реализацију комуникационог линка на већим удаљеностима.

Под оптичким бежичним комуникацијама подразумевамо низ савремених техника бежичног преноса оптичког сигнала кроз медијум атмосфере, које се карактеришу великим брзинама преноса, широким пропусним опсезима сигнала, једноставним практичним имплементацијама, високим степеном безбедности преноса, као и одсуством потребе за преносом у строго лиценцираном подручју. Оптички пренос се остварује како у видљивом делу спектра (VLC-Visible Light Communications), тако и у инфрацрвеном делу електромагнетног спектра (FSO-Free Space Optics). У овој тези ће акценат бити стављен на проучавању FSO система.

Оптички бежични пренос се карактерише појавом сцинтилације, феномена који се огледа преко флукуација нивоа оптичког сигнала на пријему, а који је изазван варијацијама индекса преламања медијума услед атмосферских промена на пропационом путу (промена атмосферског притиска, температуре и надморске висине). Сем ефекта сцинтилације изазваног атмосферским турбуленцијама, на перформансе FSO система и слабљење оптичког сигнала утиче и грешка при позиционирању између пријемника и предајника до које долази услед вибрирања оптичког снопа при преносу које се јавља као последица ветра, вибрације тла и топлотног ширења ваздуха и помераја равни оптичког преноса у вертикалном и хоризонталном правцу.

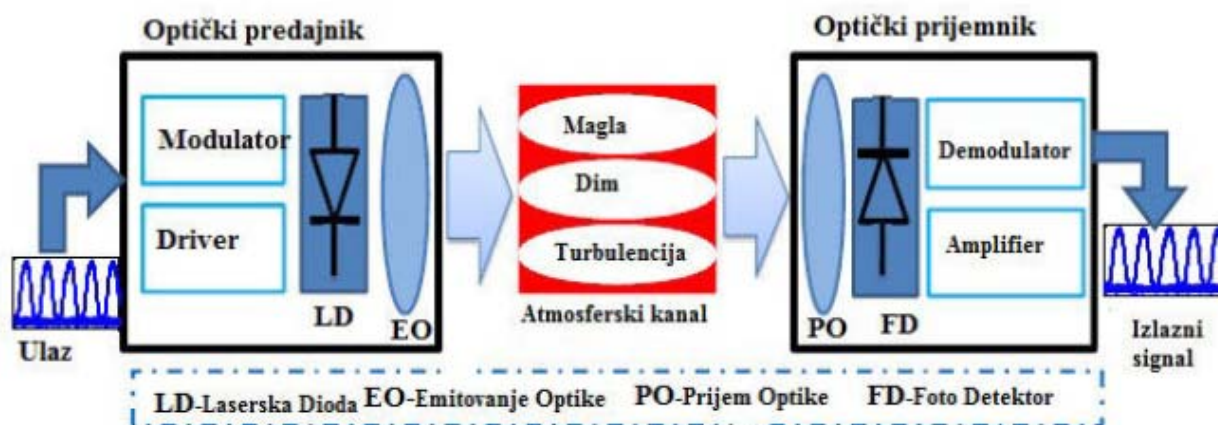
И поред ових лимитирајућих фактора, успешно је реализован задовољавајући FSO пренос са дужинама линкова од 50 m до неколико километара, уз достигнуте брзине преноса од 1 Mb/s до 10 Gb/s. Овакве FSO реализације се, као што је већ наведено најчешће користе за премошћавање неједнакости брзина преноса између оптичких влакана главне комуникационе мреже и локалне мреже крајњих корисника ( проблем „последње миље“). Још једна битна примена FSO система преноса је њихово коришћење за реализацију алтернативних линкова преноса, који би се користили као подршка у случају привременог отказа главног оптичког линка.

Предмет истраживања ове дисертације је анализа карактеристике бежичног преноса сигнала у 5Г системима у присуству фединга и ко-каналне интерференције са освртом на перформансе FSO преноса, који се одвија под утицајем атмосферске турбуленције и грешке при позиционирању, у циљу

утврђивања оптималног сценарија пријема сигнала за случај примене просторних диверзити техника, као и анализа ефективности хибридних преносних система и одређивање оптималних вредности параметара таквог преноса. За посматране сценарије бежичног преноса биће одређене стандардне мере перформанси система, као што су средња вероватноћа грешке по биту, вероватноћа отказа и капацитет канала. Биће представљена аналитичка и нумеричка решења проблема, а утицај појединих параметара система на перформансе бежичног преноса ће бити графички представљени.

## 1.1 МОДЕЛИ FSO КАНАЛА

FSO комуникациони системи, морају имати обезбеђену оптичку видљивост (LOS - Line of Sight) како би се несметано одвијао процес комуникације [1,2]. На Слици 1.1. дат је упрошћени приказ блок шеме једног FSO комуникационог система. Међутим, приликом пропагације оптичког снопа може доћи до нарушавања пропагационог пута, атмосферским приликама те је потребно математички моделовати тај утицај. У циљу ефикасног моделовања FSO комуникационог система потребно је што квалитетније сагледати и описати његове карактеристике [3].



Слика 1.1. Блок дијаграм LOS FSO система.

У циљу ефикасног описивања пропагације FSO комуникационог пута потребно је познавати функционалне карактеристике система и пропагацију описати математичким моделом. Због изузетне комплексности која је присутна код математичког моделовања атмосферске турбуленције универзални модел валидан за све врсте турбулентних режима тренутно не постоји иако постоји константна тежња да се предложи један ефикасан и универзалан математички модел [3]. У том контексту предложени су многи математички модели а у скорије време предложен је и један

модел, који се успешно може свести на већину познатих модела,  $M$  модел дистрибуције који у себи укључује већину до сада предложених модела. Овде ћемо дати кратак осврт на најчешће коришћене моделе као што су Rayleigh-ова дистрибуција, Log-Normal-на дистрибуција, Rician дистрибуција, Nakagami дистрибуција, Негативна експоненцијална дистрибуција, Експоненцијална Weibull дистрибуција,  $M$  (Malaga) дистрибуција, као и Gamma-Gamma дистрибуција која ће бити детаљније описана и анализирана [4].

### 1.1.1 Rayleigh дистрибуција

Rayleigh-јев модел користи се за описивање појачања канала. Индекс сцинтилације у случају Rayleigh-јеве расподеле је 1. Rayleigh PDF (Probability Density Function) је концентрисанија при ниским (дубоко избледелим) вредностима [5].

PDF за Rayleigh дистрибуцију је:

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

где је  $I$  ирадијација, а  $\sigma^2$  варијанса.

### 1.1.2. Негативна експоненцијална дистрибуција

У режимима јаких флукуација где је дужина линка неколико километара број независних расејања постаје већи а флукуације амплитуде прате Rayleigh дистрибуцију укључујући негативну статистику за зрачење, тако да је PDF ове дистрибуције моделован као [6]:

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

где  $E[I] = I_0$  представља средњу вредност примљене ирадијације

### 1.1.3. Log-Normal дистрибуција

Log-Normal дистрибуција се углавном користи за моделовање фединга повезаног са режимима слабе атмосферске турбуленције [4].

Овај модел је математички описан и карактерише га Ritova варијанса  $\sigma_i^2$ . Ова турбуленција која изазива фединг се креће у границама  $\sigma_i^2 < 1.2$ , што уједно и дефинише границу важења Log-Normal модела. Rytov-а варијанса се може израчунати као:

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

где је  $L$  - дистанца пропације, а  $k$  - оптички таласни број.

Log-Normal модел дистрибуције претпоставља да ће  $\log$  интензитет  $I$  ласерске светлости који пролази кроз атмосферу бити нормално расподељен када је средња вредност  $-\sigma_i^2/2$ . Функција густине расподеле вероватноће, PDF, примљене ирадијације дата је изразом [4-6]:

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

где је  $I$  - ирадијација на пријемнику, а  $\sigma_i^2$  - сцинтилациони индекс.

### 1.1.4. Rician дистрибуција

Rician модел дистрибуције користи се за моделовање пропације сигнала у окружењима где постоји оптичка видљивост (LOS, Line of Sight) између предајника и пријемника. LOS компонента сигнала има јачи интензитет од расејаних компоненти сигнала, па се назива и доминантна компонента. Овај модел се добро апроксимира пренос сигнала у руралним срединама и слабо насељеним местима и (где најчешће постоји доминантна компонента сигнала) као и за моделовање преноса у сателитским каналима [5].

Густина вероватноће Rician фединга изражена је изразом:

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

где  $I_0(x)$  представља Bessel-ову функцију прве врсте, док параметар  $K$  представља однос снаге кохерентне и некохерентне компоненте и изражава се као [7]:

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

и:

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

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

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

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

где  $\sigma_\chi^2$  представља Log-амплитудну варијансу која је дата изразом као:

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

### 1.1.5. Nakagami-m дистрибуција

Модулација која обједињује у опису Rayleigh и Rician фединг дистрибуције назива се Nakagami-m дистрибуција [5,8]. PDF примљеног сигнала овог модела може се описати математичким моделом:

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

где  $\sigma_s^2$  представља варијансу, а  $A_0$  је константа.

### 1.1.6. Експоненцијална Weibull дистрибуција

Weibull експоненцијални модел дистрибуције се користи за моделовање простирања сигнала кроз канал у окружењима при разним интензитетима турбуленција. Weibull експоненцијални модел дистрибуције примењује се нпр. код система са великим отвором бленде на пријемној страни. Препоручује се коришћење Weibull дистрибуције да би се описала вероватноћа дистрибуције у облику датом изразом [9,10]:



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

односно:

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

где:

$\alpha$  представља параметар који даје већу свестраност експоненцијалној Weibull дистрибуцији и чврсто је завистан од димензија пријемне апертуре.

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

$\beta$  представља параметар облика и изражен је изразом:

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

$\eta$  параметар скалирања и изражен је изразом:

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

где:

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

Напред наведене формуле (1.13) и (1.14) представљају математички модел Weibull експоненцијалне дистрибуције.

### 1.1.7. Gamma-Gamma дистрибуција

Gamma-gamma модел турбуленције заснива се на процесу модулације чији је PDF модел дистрибуције базиран на претпоставци расејања и преламања и може бити представљен математички као [4-6]:

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

где је  $I$  - интензитет сигнала,  $\Gamma(\cdot, \cdot)$  - Gamma функција, и  $K_{(\alpha-\beta)}$  представља модификовану Bessel-ову функцију друге врсте. Параметри  $\alpha$  и  $\beta$  су PDF параметри који описују сцинтилацију просторног таласа.

Ако се претпостави да је оптичка ирадијација просторни талас, параметри  $\alpha$  и  $\beta$  карактеришу флукуације ирадијације, а PDF је повезан са атмосферским условима преко ових параметара као:

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

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

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

где:

$C_n^2$  - представља рефракциони индекс који се може усвојити да буде константа за хоризонталну путању,

$k = 2\pi/\lambda$  - таласни број изражен у ( $m$ ),

$L$  - представља пропациону дистанцу.

PDF овог модела може се сматрати валидним за велики број режима турбуленције, од слабе до јаке турбуленције.

Уобичајене вредности за параметре  $\sigma_R^2$ ,  $\alpha$  и  $\beta$  приказане су у табели 1.1 [5].

Табела 1.1 Уобичајене вредности параметара  $\sigma_R^2$ ,  $\alpha$  и  $\beta$ .

Параметра	Режим турбуленције		
	Слаба	Умерена	Јака
$\sigma_R^2$	0.2	1.6	3.5
$\alpha$	11.6	4.0	4.2
$\beta$	10.1	1.9	1.4

### 1.1.8. K модел дистрибуције

Овај статистички модел се користи у условима јаке турбуленције. Овде је индекс сцинтилације скоро 1, а вредност варијансе интензитета је између 3 и 4. Овај модел канала може се разматрати као производ два независна модела - Експоненцијалног и Gamma. Овај модел пружа врло добар склад између теоријских и експерименталних вредности [6].

PDF за тренутни електрични SNR, на пријемнику може се представити као:

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

Где се  $\beta$  односи на ефективни број дискретних вртлога, док је  $\Gamma(\cdot)$  Gamma функција.  $K_{\nu}(\cdot)$  представља модификовану Bessel-ову функцију друге врсте.  $\xi$  је средњи електрични SNR на пријемнику, који је дат као:

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

Код K дистрибуције није једноставно да се повежу математички параметри са атмосферском турбуленцијом и због тога овај модел дистрибуције има ограничену примену и коришћење.

### 1.1.9. I-K модел дистрибуције

Овај модел канала може да се користи у условима и слабе и јаке турбуленције. Штавише, има мање сложености него Gamma-Gamma модел канала. Тако да је овај модел канала генерално коришћен.

PDF за тренутни електрични SNR, на пријемнику може се представити као [6]:

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

где је  $I_\nu(\cdot)$  представља модификовану Bessel-ову функцију прве врсте  $\nu$ -тог реда, док су  $\alpha$  и  $\beta$  параметри дистрибуције и представљају ефективан број вртлога и параметар кохеренције, респективно.

Овде је веома важан параметар  $\rho$ . Параметар  $\rho$  је вредност односа снаге средњих интензитета кохерентне и случајне компоненте поља. За изузетно слабо расипање је релативно велико, јер пољем доминира кохерентна компонента. Однос снаге опада како снага турбуленције расте.

### 1.1.10. $M$ (Málaga) модел дистрибуције

Генерализовани модел дистрибуције којим би се могао описати велики број режима јесте  $M$  (Málaga) модел. Истраживачи су развијањем познатих метода и њиховом модификацијом покушавали да дођу до генерализованог модела који би описао што већи број режима. Тако, Rytov-а метода представља конвенционалну методу за анализирање режима слабих флукуација. Додатак ове теорије истраживачи [11, 12] су развили у циљу добијања генералнијег модела, LL модела како би добили Gamma-Gamma модел PDF-а. Оба наведена модела апроксимирају понашање флукуације оптичког зрачења у турбулентној атмосфери у свим режимима зрачења. LL модел представља генерички модел зато што укључује у себи Log-Normal дистрибуцију која може бити примењена код слабих турбуленција и Log-Normal модулисану експоненцијалну дистрибуцију која се користи у јаким турбуленцијама па се чак шта више она може свести и на негативну експоненцијалну дистрибуцију у екстремно јаким турбулентним режимима [13]. На основу тога предложен је модел дистрибуције који је више генерички и који укључује већину специјалних случајева, велики број валидних метода које су претходно предложене у литератури, обједињујући их у једну општију формализацију дату у затвореном облику [11]. Овај модел пропагације назива се  $M$  модел дистрибуције. Код овог модела се поред LOS компоненте и компоненте расејања укључује и трећа компонента која је уско повезана са LOS компонентом, као што је представљено изразом:

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

где је:

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

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

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

Где су  $U_S^C$  и  $U_S^G$  статистички независни стационарни случајни процеси, као и  $U_L$  и  $U_S^G$  који су такође независни случајни процеси. Променљиве C и S представљају случајне променљиве Log-амплитудне и фазне флукуације. Параметар  $\Omega = E[|U_L|^2]$  представља средњу снагу LOS компоненте, где је средња снага укупне компоненте расејања означена са  $2b_0 = E[|U_S^C|^2 + |U_S^G|^2]$ . Детерминистичке фазе LOS компоненте повезане са компонентом LOS расејања означене су са  $\Phi_A$  и  $\Phi_B$ . Са друге стране  $\rho$  представља фактор количине снаге расејања LOS компоненте расејања повезане са LOS компонентом. Фактор  $\rho$  зависи од дужине простирања L, интензитета турбуленције, оптичке таласне дужине  $\lambda$ , пречника снопа, просечне скале нехомогености ( $l = \sqrt{\lambda L}$ ) зрака дивергенције услед ширења зрака, индукованог атмосферским приликама и растојања између различитих путева пропагације (LOS компоненте и компоненте расејања). Ако је размак између наведених путева већи од таласне дужине онда је индукована турбуленција фединга некорелисана.

Ирадијација  $M$  модела може се дефинисати изразом:

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

Добијена  $M$  PDF расподела може се написати као:

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

где су  $Y$  брзе флукуације, а  $X$  споре флукуације:

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

PDF расподела  $M$  модела може се изразити сада као:

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

где  $K_\nu$  представља Bessel-ову функцију друге врсте  $\nu$ -тог реда.

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

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

где  $\binom{\beta}{k}$  представља биноминални коефицијент и  $\Gamma(\cdot)$  представља Gamma функцију.

Код ове новопредложене  $M$  дистрибуције може се свођењем параметара, већина познатих дистрибуција изразити као у Табели 1.2 [13].

Табела 1.2. Свођење параметара  $M$  дистрибуције на познате дистрибуције.

Модел дистрибуције	Генерализација	Модел дистрибуције	Генерализација
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	$\Omega = 0$ и $\rho = 0$ или $\beta = 1$
HK	$\text{Var}[ U_L ] = 0$ $\rho = 0$ $X = \gamma$	Exponential	$\Omega = 0$ $\rho = 0$ $\alpha \rightarrow \infty$
Gamma-Gamma	$\rho = 1$ , тада је $\gamma = 0$ $\Omega' = 1$	Gamma-Rician	$\beta \rightarrow \infty$
Shadowed-Rician	$\text{Var}[ X ] = 0$		

## 1.2 СТАТИСТИЧКЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ ЗА ОПИСИВАЊЕ ПЕРФОРМАНСИ СИСТЕМА

За описивање квалитета преноса сигнала у FSO системима користе се многе перформансе међу којима се издвајају однос сигнал шум (SNR - Signal Noise Ratio), вероватноћа отказа (OP - Outage Probability), капацитет канала (CC - Channel Capacity) и средња вероватноћа грешке по биту (ABER - Average Bit Error Ratio).

### 1.2.1. Вероватноћа отказа

Вероватноћа отказа дефинише се као вероватноћа да је тренутна вредност односа SNR (односа сигнал/шум) мањи од одређеног прага, који је унапред дефинисан и који је одабиран тако да обезбеђује одређени ниво квалитета сервиса [14]. Еквивалентно, вероватноћа отказа се може изразити преко кумулативне функције расподеле (CDF – Cumulative Distribution Function) тренутне вредности SNR-а:

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

где је са  $P_r[\cdot]$  означена вероватноћа и  $f_{\gamma}(\gamma)$  представља функцију густине вероватноће тренутног SNR-а. За одређивање перформанси система потребно је познавати статистику FSO канала.

### 1.2.2 Вероватноћа грешке по биту FSO система

Вероватноћа грешке зависи од статистике канала и од примењене модуларне технике. Вероватноће грешке по биту представља однос броја погрешно детектованих бита и укупног броја послатих бита.

Да би се одредио средња вероватноћа грешке по биту (ABER) потребно је познавати функцију густине вероватноће (PDF - Probability Density Function). PDF примљеног сигнала је по природи нестационарна и зависи од параметара атмосферске турбуленције, тако да ABER пружа добру слику о квалитету преноса сигнала у FSO системима.

Средња вероватноћа грешке по биту може се добити усредњавањем израза у једначини за условну вероватноћу одређене модулације и применом функције густине вероватноће (PDF) примљеног сигнала одређене расподеле која се користи за описивање модела канала.

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

За пренос сигнала у FSO системима се користи више модулационих формата, међу којима су најпопуларнији On-Off keying (OOK), Binary Phase Shift Keying (BPSK) и Differential Phase Shift Keying (DPSK). OOK формат је релативно једноставан али не даје супериорне перформансе. BPSK формат захтева сложена имплементацију у демодулатору али даје веома добре перформансе. DPSK формат захтева мање сложенију имплементацију од BPSK, перформансе су лошије од BPSK али знатно боље од OOK [15].

### 1.2.3. Вероватноћа грешке FSO система са OOK

Једна од најчешће коришћених модулационих формата при FSO преносу је OOK модулациони формат, највише због једноставности практичне имплементације таквог система. Средња вероватноћа грешке по биту оваквог FSO система може се изразити као [16]:

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

где  $P(on)$  и  $P(off)$  представљају вероватноће да је примљен бит „1“ и „0“, респективно,  $P(off | on)$  је вероватноћа да је детектован бит „0“ када је послат бит „1“, и  $P(on | off)$  је вероватноћа која одговара обрнутом случају. Сматра се да су ова два догађаја подхеднако вероватна, односно  $P(on) = P(off) = 0.5$ , па се претходни израз своди на:

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

За случај када термички шум представља доминантну сметњу у каналу, варијансе шума у „on“ и „off“ стању имају једнаке вредности, па се укупни шум може моделовати Гаусовом расподелом нулте средње вредности и варијансе  $\sigma_N^2 = \sigma_{N/on}^2 = \sigma_{N/off}^2$ . Због тога је за вредност прага одлучивања одабрана средња вредност. Узимајући у обзир случајне флукуације нивоа оптичког сигнала на



пријему, изазване услед ефекта сцинтилације, условна вероватноћа грешке је одређена као [17]:

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

где је  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  комплементарна функција грешке [18, Eq. 8.250.4].  $P_T$  представља средњу оптичку снагу на пријему,  $R$  је респонзивност, док је  $\sigma_N$  варијанса каналног шума.

#### 1.2.4. Вероватноћа грешке FSO система у комбинацији са бинарним модулацијама

Средња вероватноћа грешке по биту за FSO пренос за случај примене неког од бинарних модулационих формата, се може се одредити у функцији вредности CDF тренутног SNR -а,  $F_\gamma(\gamma)$ , као [19]:

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

где су параметри  $p$  и  $q$  дефинисани на опојединачне бинарне модулационе формате:  $(p, q) = (0.5, 0.5)$  за BFSK формат (Binary Frequency Shift Keying),  $(p, q) = (0.5, 1)$  за BPSK формат,  $(p, q) = (1, 0.5)$  за NBFSK формат (Non-coherent Binary Frequency Shift Keying),  $(p, q) = (1, 1)$  за DBPSK формат (Differential BPSK).

Условна вероватноћа грешке по биту у зависности од флукуације интензитета (ирадијација) оптичког сигнала када се пренос у FSO систему врши преко DPSK може се изразити као [20]:

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

Условна вероватноћа грешке по биту у зависности од флукуације интензитета (ирадијација) оптичког сигнала када се пренос у FSO систему врши преко BPSK може се изразити као [20]:

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

### 1.3. Капацитет FSO система

Капацитет канала при FSO преносу представља још једну значајну меру перформанси система, која је корисна за процену квалитета различитих сервиса на пријему. Размотрићемо ергодични капацитет, који дефинише највећу оствариву вредност брзине преноса сигнала за случај разматраног FSO преноса у присуству сцинтилације. У том случају, флукуације интензитета сигнала на пријему су брзе и утицаји сцинтилације на суседним пренетим симболима кроз FSO канал су независни и различити. Међутим, познато је да атмосферску турбуленцију карактеришу споре флукуације интензитета сигнала (време кохеренције канала од око 1-100 ms), па интензитет сцинтилације који је резултат атмосферских турбуленција остаје непромењен за велики броја пренесених симбола [21]. Употреба веома дугих интерливера у циљу постизања независности одмерака фединга на узастопним симболима је непрактична у FSO системима. Из тог разлога, ергодични капацитет не представља одговарајућу меру за описивање перформанси FSO система, већ мера перформанси која се назива капацитет отказа.

#### 1.3.1. Ергодични капацитет FSO система

Анализа ергодичног капацитета FSO система оправдана је само уз претпоставку да је трајање симбола довољно дуго да обезбеди дугорочне ергодичне особине атмосферске турбуленције. Узимајући у обзир ову претпоставку, и сматрајући да је FSO канал под утицајем атмосферске турбуленције и случајне краткотрајне блокаде сигнала услед физичких препрека, чија је вероватноћа означена са  $p_s$ , ергодични капацитет може се одредити помоћу израза:

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

где  $B$  представља пропусни опсег канала, и  $f_N(\gamma)$  представља функцију густине вероватноће тренутног SNR-а која је дата једначином:

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

где је  $f_\gamma(\gamma)$  функција густине вероватноће тренутног SNR-а и  $\delta(\cdot)$  је Диракова (Dirac) делта функција.

Заменом (1.45) у (1.46) добија се:

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

### 1.3.2. Капацитет отказа FSO система

Када су флукуације интензитета примљеног оптичког сигнала описане спором статистиком сцинтилације, перформансе FSO система адекватно се одређују помоћу мере перформанси која се назива капацитетом отказа,  $C_{out}$  [22]. Вероватноћа прекида система означена са  $r$  једнака је вероватноћи да тренутни капацитет  $C$  буде мањи од капацитета отказа:

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

Пошто је тренутни SNR  $\gamma$  случајна величина, тренутни капацитет  $C$  је такође случајна променљива. Стога, вероватноћа дефинисана једначином (3.12) може се изразити као [23]:

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

где  $f_C(C)$  представља функцију густине вероватноће тренутног капацитета  $C$ . Узимајући у обзир функцију густине вероватноће тренутног SNR-а која је дата једначином (3.10) и дефиницију ергодичног капацитета [22]:

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

функција густине вероватноће тренутног капацитета  $C$  може се наћи трансформацијом случајних променљивих као:

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

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

## 1.4. АНАЛИЗА СЛУЧАЈА

### 1.4.1. Аналитички резултати

У овом раду одређени су аналитички изрази за АBER за Gamma-Gamma модел канала, а при преносу сигнала у FSO системима коришћењем DPSK и BPSK модулационе шеме.

Заменом PDF за Gamma-Gamma модел добија се:

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

Како би се израчунао израз у затвореном облику за АBER, модификована Bessel-ova функција друге врсте  $K_\nu(\cdot)$  се представља преко Мејџер G функције на следећи начин [18, Eq. 9.34.3]:

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

Такође, користи се и релација за трансформацију експоненцијалне функције у Мејџер G функцију [24, Eq. 8.4.3]:

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

Применом (1.52) и (1.53), израз за израчунавање АBER-а при DPSK (1.51) се своди на:

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

Применом [25, Eq. 07.34.21.0011.01] у (1.54) добија се решење у затвореном облику за АBER за случај преноса коришћењем DPSK модулационе шеме:

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

Заменом PDF за Gamma-Gamma модел добија се:

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

Како би се израчунао израз у затвореном облику за ABER, комплементарна функција грешке  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  се представља преко Мејјер G функције [26, Eq. 06.27.26.0003.01]:

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

Применом (1.52) и (1.56), израз за израчунавање ABER-а при DPSK (1.56) се своди на:

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

Применом [25, Eq. 07.34.21.0012.01] добија се решење у затвореном облику за ABER у случају BPSK модулационе шеме:

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

где  $H_{p,q}^{m,n}(\cdot)$  представља Фох Н функцију, која је, уствари, генерализација Мејјер G функције. Фох Н функција се у специјалном случају своди на Мејјер G функцију [25, Eq. 07.34.26.0008.01].

## 1.4.2. Нумерички резултати

За потребе нумеричког прорачуна, посматран је FSO систем за атмосферске канале моделоване Gamma-Gamma расподелом на таласним дужинама  $\lambda = 875 \text{ nm}$ ,  $\lambda = 1330 \text{ nm}$  и  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ . Разматрана су три типа атмосферске турбуленције: слаба,

умерена и јака, са индексима рефракције  $C_n^2 = 6 \cdot 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ ,  $C_n^2 = 2 \cdot 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$  и  $C_n^2 = 1.2 \cdot 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ , респективно. Посматрана су два случаја за растојања пријемника од предајника  $L=1 \text{ km}$  и  $L=2 \text{ km}$ .

У Табели 1.3 дате су вредности за параметара  $\alpha$  и  $\beta$  добијене за случајеве који се разматрају на таласној дужини  $\lambda = 875 \text{ nm}$ .

Табела 1.3. Вредности параметара атмосферске турбуленције на таласној дужини  $\lambda = 875 \text{ nm}$ .

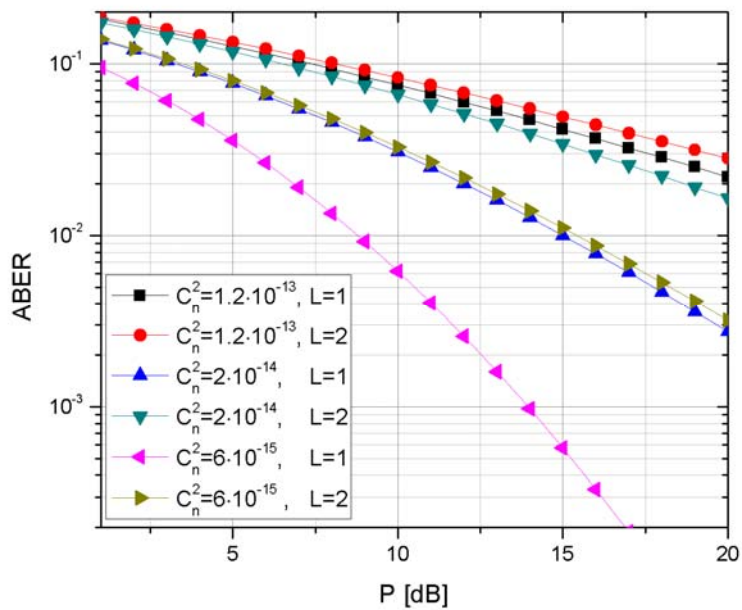
$C_n^2$		$6 \cdot 10^{-15}$	$2 \cdot 10^{-14}$	$1.2 \cdot 10^{-13}$
L=1 km	$\sigma_R^2$	0.23	0.77	4.65
	$\alpha$	10.28	4.80	4.49
	$\beta$	8.77	3.08	1.25
L=1.5 km	$\sigma_R^2$	0.48	1.63	9.79
	$\alpha$	6.05	4.02	5.64
	$\beta$	4.47	1.89	1.10
L=2 km	$\sigma_R^2$	0.82	2.76	16.58
	$\alpha$	4.68	4.07	6.85
	$\beta$	2.93	1.47	1.05

На основу добијених аналитичких израза у затвореном облику за АВЕР при DPSK и BPSK модулацији, респективно, представљени су графици промене АВЕР-а у зависности од односа  $P = P_T/\sigma_N$ .

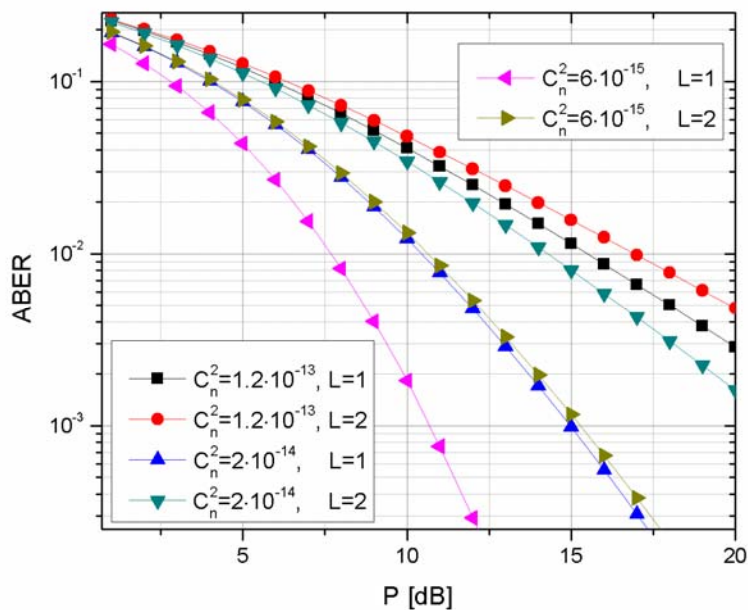
Графици за АВЕР Gamma-Gamma модела канала на таласној дужини  $\lambda = 875 \text{ nm}$  за DPSK и BPSK модулацију су дати на Слици 1.1 и Слици 1.2, респективно.

Са датих слика се може видети да са порастом односа  $P$  долази до смањења средње вероватноће грешке по биту. АВЕР брже опада за ниже степене атмосферске турбуленције у односу на јаку турбуленцију. Са повећањем турбуленције долази до повећења АВЕР-а. Такође, са Слике 1.1 и Слике 1.2 се може видети да веће вредности дужине FSO линка доводе до повећања АВЕР-а.

Код DPSK модулационе шеме вредности АВЕР-а су реда  $10^{-1}$  и крећу се све до  $P > 20 \text{ dB}$  при јакој турбуленцији, при умереној турбуленцији истог реда су до  $15 \text{ dB}$ , а при слабој турбуленцији до  $9 \text{ dB}$ . Да би се АВЕР смањено на ред  $10^{-3}$  потребна је знатно виша снага, за јаку и умерену турбуленцију знатно више од  $20 \text{ dB}$ . За слабу турбуленцију је потребна снага од  $14 \text{ dB}$  како би се АВЕР спустио на ред  $10^{-3}$ .



Слика 1.1. ABER за Gamma-Gamma модел канала на таласној дужини  $\lambda = 875$  nm при DPSK модулацији.



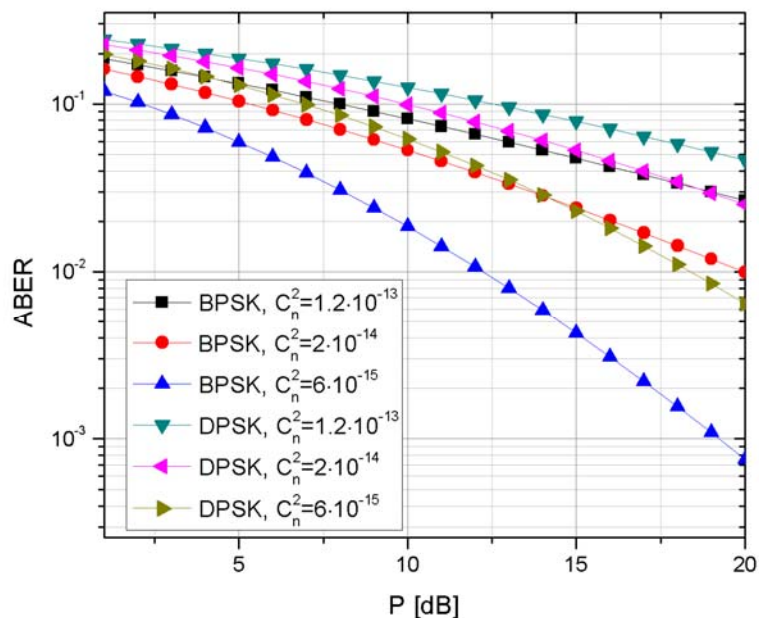
Слика 1.2. ABER за Gamma-Gamma модел канала на таласној дужини  $\lambda = 875$  nm при BPSK модулацији.

Такође, може се видети да је средња вероватноћа грешке по биту код BPSK модулације реда  $10^{-1}$  до снаге од 15 dB за јаку атмосферску турбуленцију, а за умерену турбуленцију је до 10 dB. Код слабе турбуленције ABER је реда  $10^{-1}$  до снаге од 7 dB.

ABER прелази из реда  $10^{-2}$  у ред  $10^{-3}$  код јаке турбуленције тек за  $P > 20$  dB, код умерене турбуленције за 15 dB, а код слабе турбуленције за 12 dB.

На основу добијених резултата за средњу вероватноћу грешке по биту може се закључити да се боље карактеристике преноса добијају за BPSK модулативну шему. Код BPSK модулативне је потребно много мање снаге (тј. односа средње оптичке снаге на пријему и варијансе каналног шума) него код DPSK модулативне да би се добио исти ред ABER-а.

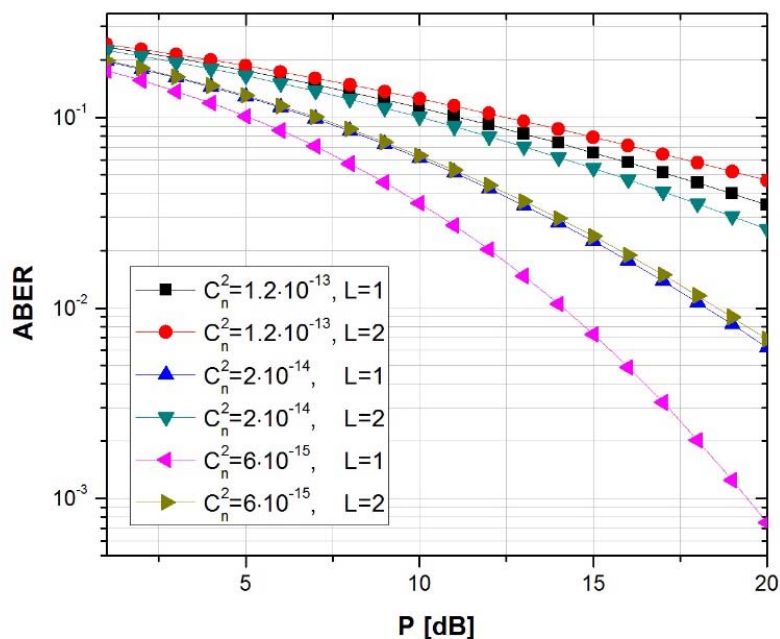
На Слици 1.3 је приказана промена ABER-а у функцији од  $P = P_T/\sigma_N$  услед слабе, умерене и јаке турбуленције на таласној дужини  $\lambda = 875$  nm за DPSK и BPSK модулативну шему. Растојање од предајника до пријемника износи  $L=1.5$  km.



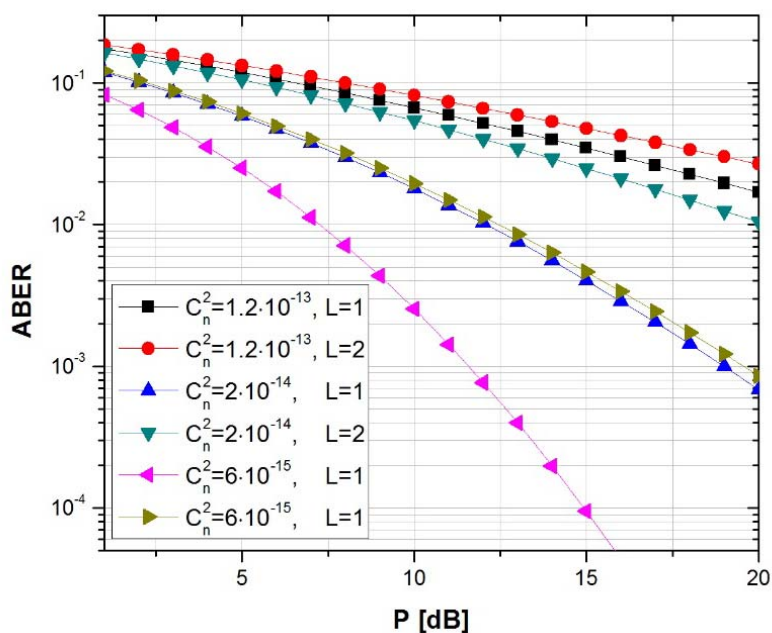
Слика 1.3. Поређење ABER-а за DPSK и BPSK модулативну шему на таласној дужини  $\lambda = 875$  nm.

Са Слике 1.3 се може видети да се веће вредности ABER-а добијају коришћењем DPSK него BPSK модулативне шеме. Односно, BPSK даје боље перформансе FSO система. Такође, може се видети да код BPSK, ABER знатно брже опада са порастом снаге него код DPSK модулативне шеме. При вишим односима  $P = P_T/\sigma_N$  постоје доминантније разлике ABER-а за DPSK и BPSK модулативну шему. Та разлика је већа за ниже степене атмосферске турбуленције, док је за јаке атмосферске турбуленције разлика приближно константна дуж целог опсега односа  $P = P_T/\sigma_N$ .





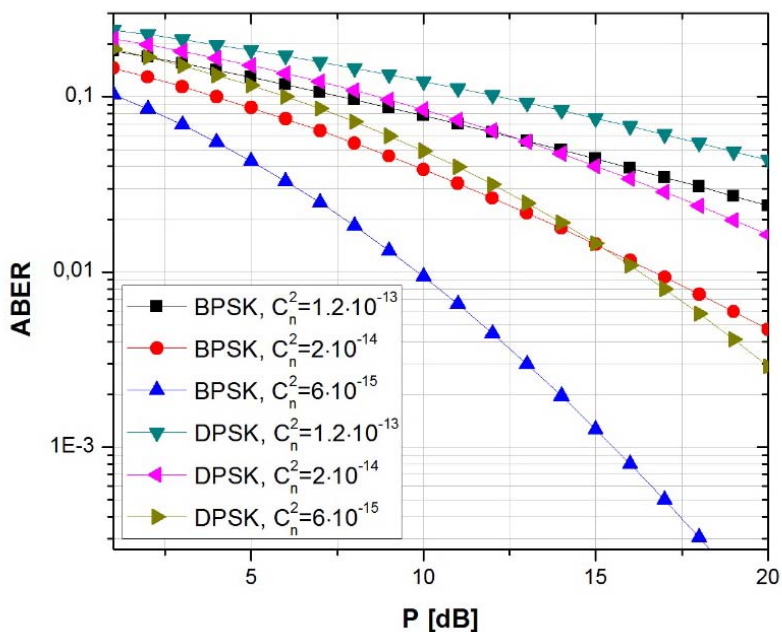
Слика 1.4. ABER за Gamma-Gamma модел канала на таласној дужини  $\lambda = 1330$  nm при DPSK модулацији.



Слика 1.5. ABER за Gamma-Gamma модел канала на таласној дужини  $\lambda = 1330$  nm при BPSK модулацији.

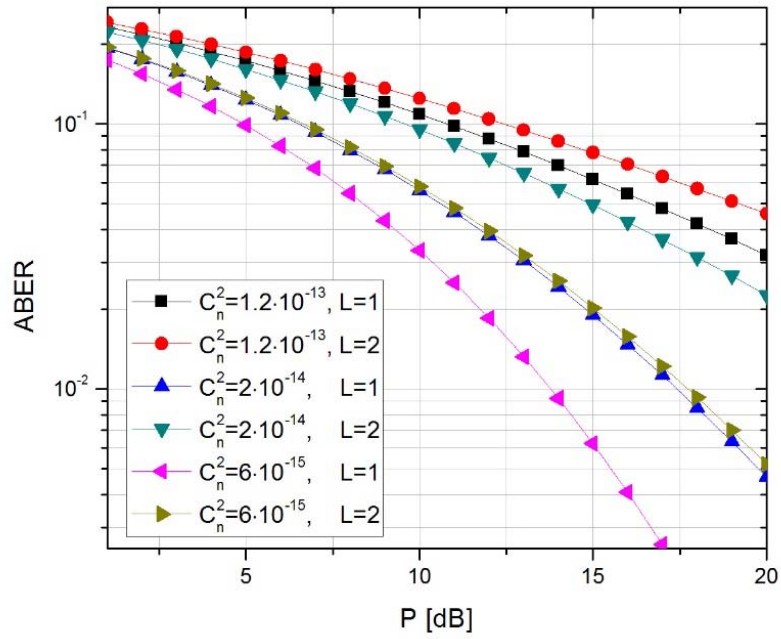
Аналогно претходном примеру, за исте вредности јачина атмосферске турбуленције, као и за иста растојања пријемника од предајника, на Слици 1.4 и Слици 1.5 дати су графици за ABER Gamma-Gamma модела канала на таласној дужини  $\lambda =$

1330 nm за DPSK и BPSK модулацију, респективно; док је на Слици 4.6 приказано поређење ABER-а за DPSK и BPSK модулацију.

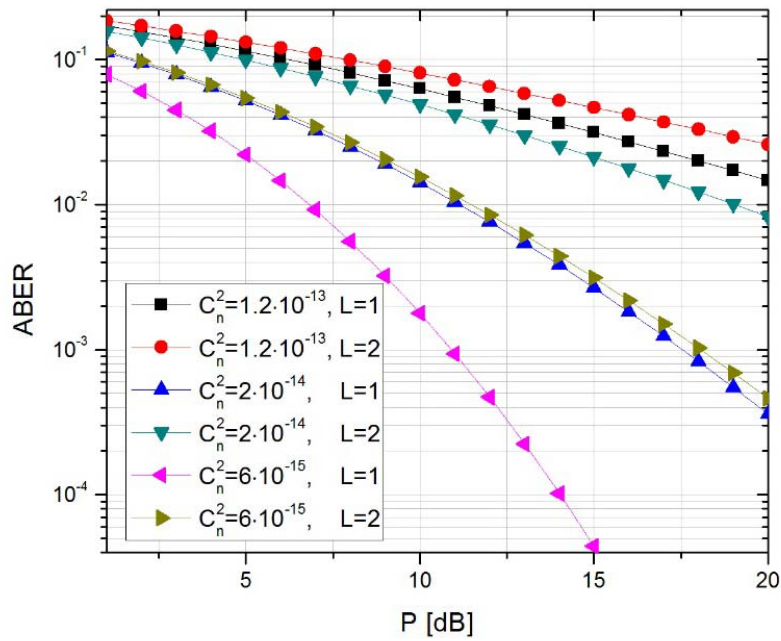


Слика 1.6. Поређење ABER-а за DPSK и BPSK модулацију на таласној дужини  $\lambda = 1330 \text{ nm}$ .

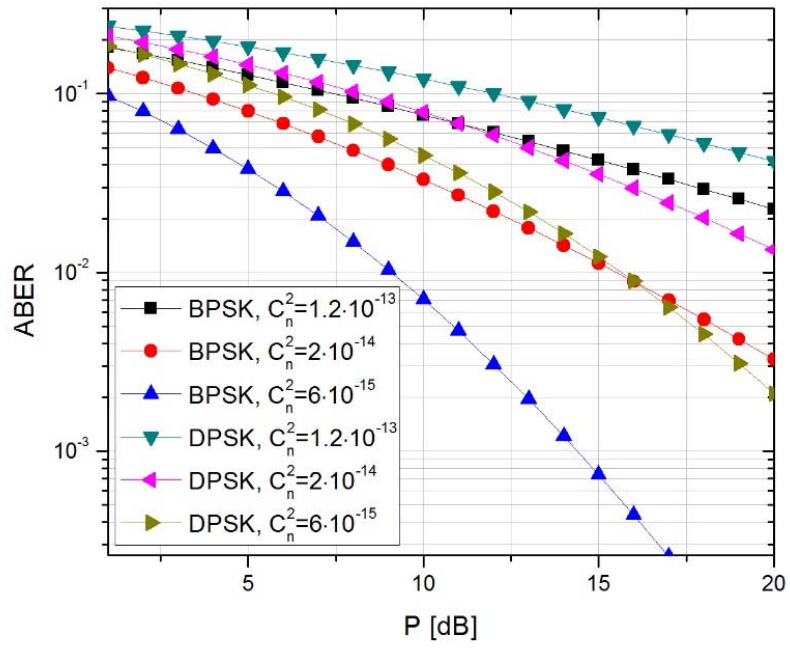
Аналогно претходном примеру, за исте вредности јачина атмосферске турбуленције, као и за иста растојања пријемника од предајника, на Слици 1.7 и Слици 1.8 дати су графици за ABER Gamma-Gamma модела канала на таласној дужини  $\lambda = 1550 \text{ nm}$  за DPSK и BPSK модулацију, респективно; док је на Слици 1.9 приказано поређење ABER-а за DPSK и BPSK модулацију.



Слика 1.7. ABER за Гамма-Гамма модел канала на таласној дужини  $\lambda = 1550$  nm при DPSK модулацији.



Слика 1.8. ABER за Гамма-Гамма модел канала на таласној дужини  $\lambda = 1550$  nm при BPSK модулацији.



Слика 1.9. Поређење АВЕР-а за DPSK и BPSK модулацију  
на таласној дужини  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ .

Код FSO система преноса који се реализују у комерцијалне сврхе обично се на предаји користи интензитетска модулацију (IM – Intensity Modulation) заснована на OOK (On-Off Keying) модулација шеми, док се на пријему врши директна детекција (DD – Direct Detection). Ова врста система подразумева да се најпре врши интензитетска модулација, и корисни сигнал се затим ласером усмерава и шаље кроз атмосферски канал до пријемника. Пријемник „скупља“ оптички сигнал и фокусира га на фотодетектор, који врши конверзију тренутне оптичке снаге у електричну величину која се даље детектује. Приликом пројектовања оптичких пријемника, најчешће су у употреби фотодетектори са лавинском (APD – Avalanche Photodiode) фотодиодом. Упркос једноставној имплементацији IM/DD са OOK, што је главни разлог коришћења ове технике код комерцијалних FSO система, потреба за подешавањем прага код детекције довела је до интересовања за примену интензитетске модулације подносиоцем (SIM – Subcarrier Intensity Modulation) код FSO система. У овом случају, електрични сигнал прво се модулише неким од већ познатих врста RF модулатора, чији излаз модулише интензитет оптичког извора, тј. ласер, који даље шаље оптички сигнал кроз атмосферски канал. Након директне детекције на пријему, и конверзије оптичког сигнала у електрични, врши се детекција сигнала одговарајућим RF демодулатором.

## 2. Пренос RF сигнала у присуству више ко-каналних интерференција у каналу са федингом

### 2.1 Однос сигнал/интерференција као случајна величина

Густина расподеле вероватноће амплитуде сигнала интерференције  $I_i$  који има исту фреквенцију као и жељени сигнал се може представити помоћу:

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

где је помоћу  $\Omega_{ci}$ ,  $\Omega_{ci} = E(I_i^2)$  представљена средња вредност снаге интерферирајућег сигнала. Уколико је у систему присутна интерференција која је последица утицаја више интерферирајућих сигнала тада је потребно узети у обзир њихов истовремени утицај, односно формирати величину амплитуде укупног интерферирајућег сигнала која би представљала збир амплитуда свих  $M$  сигнала интерференције [27]:

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

Узимајући у обзир да је густина вероватноће расподеле амплитуде једног интерферирајућег сигнала дата помоћу (1), тада се густина вероватноће расподеле амплитуде збирног сигнала интерференције може представити помоћу [27]:

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

Када укупни интерферирајући сигнал представља доминантну сметњу у односу на утицај шума при преносу (као што је случај у ћелијским комуникационим системима) тада се густина расподеле вероватноће амплитуде односа жељени сигнал/ укупни интерферирајући сигнал,  $\lambda = R/\gamma$  може одредити на основу релације:

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

где је помоћу  $f_R(R)$  представљена густина вероватноће расподеле амплитуде жељеног сигнала.

Размотримо сада и утицај фединга на жељени сигнал.

Приликом бежичног преноса сигнала, вредности његове амплитуде и вредности његове фазе варирају током посматраног времена. Варијације фазе, које се јављају као резултат дејства различитих сметњи, за слушајеве примена неких дигиталних модулационих шема (некохерентних модулационих шема), немају неког битнијег утицаја на карактеристике пријемног сигнала, јер се информација о фази сигнала тада не разматрају при детекцији на пријему. Међутим, постоји и низ других дигиталних модулационих шема (кохерентне модулационе шеме), код којих се жељена информација садржи у фази сигнала, па варијације фазе сигнала, могу озбиљно утицати на квалитет пријема, уколико није примењен низ специјалних пријемних техника. Вишепутајни фединг је изазван услед простирања сигнала кроз бежични медијум, рефракције сигнала по јоносфери, као и рефракције сигнала од разноразних објеката на путу пропагације. Такве рефлектоване, расејане и дифрактоване компоненте истог сигнала, са насумичним временима кашњења се на конструктиван или деструктиван начин суперпонирају у резултирајући сигнал. Ефекат вишепутајног фединга се манифестује кроз краткотрајне флукуације интензитета сигнала, те се његов утицај на промену анvelope примљеног сигнала може статистички моделовати помоћу разних модела.

Прецизна карактеризација овог феномена је често немогућа или је изузетно компликована, па анализа система кроз призму његове математичке карактеризације представља веома сложен задатак. Међутим поред тога,

учињени су значајни покушаји за одређивањем што једноставнијих, прецизних статистичких модела за описивање различитих типова пропагационих окружења.

Накагами-м модел фединга описује вишепутајно расипање таласа са великим међусобним кашњењима између расејаних делова сигнала и простирање рефелектованих таласа у различитим кластерима. Услед тога овај модел представља одличну апроксимацију података добијених мерењем у урбаним срединама и затвореним окружењима. Такође овај модел одлично апроксимира пропагацију таласа мобилне телефоније као и сцинтилацијексе пропагације радио таласа у јоносфери.

Густина вероватноће амплитуде корисног сигнала изложеног утицају Накагами-м фединга се може представити помоћу израза [27]:

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

Параметар  $m$  у претходном изразу означава оштрину утицаја фединга, док се средња јачина снаге корисног сигнала може изразити помоћу  $\Omega = E(R^2)$ .

Након замене (2.5) и (2.2) у (2.4) функција густине вероватноће амплитуде односа корисни сигнал/укупна интерференција (SIR) на пријему се може представити у облику:

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

средња вредност односа SIR је у претходној релацији означена са  $S = \Omega/\Omega_c$ . На сличан начин може бити одређена и функција кумулативне расподеле вероватноће односа SIR на пријему у присуству вишеструких интерференција и Накагами-м фединга:

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



Заменом (2.6) у (2.7) могуће је функција кумулативне расподеле представити у облику:

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

где је помоћу  ${}_2F_1(x)$  представљена Гаусова хипергеометријска функција

Рајсов модел фединга се изражава у функцији параметра  $K$  који дефинише однос снаге доминантне компоненте жељеног сигнала и снаге расејаних компоненти сигнала у облику:

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

Рајсов модел фединга се користи за стохастичко моделовање бежичног преноса у присуству слабљења сигнала које је изазвано од стране самог сигнала, односно за сценарије када сигнал пристиже на пријем крећући се по више путања од којих му је дужина бар једне од путања по којој се креће променљива. Користи се за моделовање пропагационог пута сигнала који се састоји од једне доминантне компоненте која поседује линију оптичке видљивости (LOS-line of sight, компонента) и великог броја случајно рефлектованих делова сигнала, који су обично мање укупне снаге. Овај модел фединга је такође погодан за моделовање канала фединга у фреквенцијском домену [28]. Такође овај модел се може ефективно користити и при моделовању сателитских комуникација.

Након замене (2.9) и (2.2) у (2.4) функција густине вероватноће амплитуде односа корисни сигнал/укупна интерференција (SIR) на пријему се може представити у облику:

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

Заменом (2.6) у (2.7) могуће је функција кумулативне расподеле представити у облику:

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

где  $B_z(a,b)$  представља непотпуну бета функцију.

к- $\mu$  фединг модел одговара пропагацији сигнала који се састоји од таласа различитих кластера. Фазе расејаних таласа, који припадају унутар истог кластера, су случајне па таласи унутар једног кластера имају приближно исто време кашњена, док је разлика између фаза таласа из суседних кластера незанемарљиво велика [29]. Претпоставља се да унутар сваког кластера расејани таласа имају једнаке снаге и да унутар сваког кластера постоји доминантна компонента сигнала произвољне снаге. Овај модел је одговарајући за моделовање сценарија преноса у окружењу са оптичком видљивошћу, пошто унутар сваког кластера постоји доминантна компонента. к- $\mu$  расподела представља генерални физички модел који унутар себе као посебне случајеве укључује друге моделе фединга. Такође овај модел у потпуности описује карактеристике сигнала под утицајем фединга, који је измерен у каналној комуникацији на 2.45 GHz која се примењује у ватрогасној служби, за вредности параметара расподеле  $\kappa=2.31$  и  $\mu=1.19$ .

Густина вероватноће расподеле амплитуде сигнала под утицајем к- $\mu$  фединга је дата помоћу:

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

где параметар  $\Omega = E[R^2]$ , представља средњу снагу сигнала, параметар  $\kappa$  представља однос збира снага свих доминантних компоненти унутар  $\mu$  кластера и укупне снаге свих расејаних компоненти, присутних у свим  $\mu$  кластера.

Након замене (2.9) и (2.2) у (2.4) функција густине вероватноће амплитуде односа корисни сигнал/укупна интерференција (SIR) на пријему се може представити у облику:

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

Заменом (2.13) у (2.7) могуће је функција кумулативне расподеле представити у облику:

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

Генерални модел који највише одговара мереним вредности сигнала а има висок степен аналитичке тракабилности је осенчани к-μ модел фединга који је представљен у [29]. Овај модел описује пропагациони сценаријо са следећом физичком интерпретацијом: вишепутајни фединг захвата бежични сигнал који се простире у окружењу где постоји оптичка видљивост али је међутим присутан и ефекат сенке који утиче на снагу доминантних компоненти сигнала у посматраним кластерима.

Овај модел се аналитички представља у функцији три параметра: параметра нивоа осенчаности канала  $m$ , параметра  $\mu$  који се односи на број кластера пропагације сигнала и параметра  $k$  који представља однос укупне снаге свих доминантних компоненти сигнала при његовом простирању кроз кластере и укупне снаге свих расејаних компоненти у кластерима. Ова расподела се може поједноставити и трансформисти у друге познате моделе расподеле додељивањем одговарајућих вредности параметрима расподеле.

Густина вероватноће расподеле амплитуде сигнала под утицајем осенчаног к-μ фединга је дата помоћу:

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

Након замене (2.15) и (2.2) у (2.4) функција густине вероватноће амплитуде односа корисни сигнал/укупна интерференција (SIR) на пријему се може представити у облику:

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

Заменом (2.16) у (2.7) могуће је функција кумулативне расподеле представити у облику:

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

## 2.2. Одређивање стандардних мера перформанси при преносу у присуству ко-каналних интерференција

Вероватноћа отказа (OP - Outage Probability,  $P_{out}$ ) представља стандардну меру за карактеризацију својстава диверзитети пријема у присуству фединга у каналу. Израчунавање ове величине је од есенцијалног значаја у процесу одређивања параметара при дизајну бежичних комуникационих система, како би се задовољили захтеви, који су дефинисани стандардима QoS и GoS (QoS - Quality of Service, GoS - Grade of Service). Ова величина се посматра у односу на статистику сигнала на пријему, и може се изразити као вероватноћа да тренутна вредност SNR-а на пријему,  $x$ , буде испод вредности прага прекида,  $x_{th}$ , који је унапред дефинисан. Ако је познат израз за CDF од  $x$  онда се OP може израчунати на основу релације:

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

Мера перформанси, која на најбољи начин описује природу понашања бежичног комуникационог система је средња вероватноћа грешке по симболу (Average

symbol error probability, ASEP, average symbol error rate, ASER). Ако се користе 2 бита за кодовање појединачног симбола при његовом преносу (симболи 0 и 1), тада је се мера перформанси назива средња вероватноћа грешке по биту (Average bit error probability, ABEP, average bit error rate, ABER). За остале случајеве, када је потребно одредити вредности ABEP, неопходно је извршити претварање енергију по симболу преноса у одговарајућу вредност енергије по биту преноса. ASEP вредности се могу одредити помоћу израза којима се дефинишу условне вероватноће грешке по симболу (SEP). Условне вероватноће грешке по симболу се дефинишу као функција статистике сигнала у каналу у коме се одвија комуникација. Наиме, ако се условна SEP означи са  $P_s(e|x)$ , тада се усредњавањем по величини  $x$ , ASEP одређује на основу:

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

Условне SEP представљају функције тренутних вредности односа SNR-а, а функционална зависност је одређена модулационим форматом помоћу кога се врши пренос.

Пријем уз употребу диверзити техника, представља концепт за унапређење перформанси система на пријему, који се реализује комбиновањем две или више копија корисног сигнала. Главни принцип је заснован на чињеници, да постоји изузетно мала вероватноћа да ће утицај фединга бити изузетно великог интензитета на све копије корисног сигнала.

Добијање вишеструких копија истог корисног сигнала се може постићи применом различитих метода.

Постоје различите технике комбиновања и издвајања корисног сигнала од којих су најзначајније: комбиновање са максималним односом (MRC - Maximal Ratio Combining), комбиновање са истим тежинским односом (EGC - Equal Gain Combining), селективно комбиновање (SC - Selection Combining) и прекидачко комбиновање (SSC - Switch and Stay Combining).

Током процеса дизајна бежичних комуникационих система, у циљу постизања захтеваних нивоа квалитета сигнала на пријему, дефинисаних на основу усвојених стандарда QoS и GoS, разматрају се разна ограничења при преносу, и

разне комбинације примењених модулација/кодовања/диверзити пријема, па се тек онда на основу прецизне оцене мера перформанси свих могућих комбинација одређује најбоља од њих.

Како би се избегао истовремени и непрекидни мониторинг свих канала, што представља неопходност код пријема помоћу SC технике, користи се слична техника просторног диверзити пријема, која се назива прекидачко комбиновање (SSC - Switch and Stay Combining). Ово је најмање сложена просторна диверзити техника пријема, која се може примењивати у коњукуцији са кохерентним и некохерентним модулационим форматима.

Принцип рада је заснован на томе да се врши одабир и процесирање сигнала са једне пријемне гране, све док однос SNR на тој пријемној грани има вредност већу од одговарајуће унапред одређене вредности прага прекидања [27]. Када однос SNR у тренутку одмеравања опадне испод вредности прага прекидања, прелази се на процесирање сигнала са следеће гране. Избор прага прекидања представља веома значајну ставку при дизајну SSC пријемника.

Одабир врло великих вредности прага прекидања, изазвао би веома често пребацивање са једне гране на другу, што би резултовало slabим перформансама на пријему. Насупрот томе, одабир ниских вредности прага прекидања, доводи до перформанси пријема, које су сличне перформансама пријема у случају када се не примењује диверзити пријем, а до такве појаве долази чак и у случајевима јављања ниских вредности односа SNR на пријемним гранама.

Зато је неопходно изабрати оптималну вредности прага прекидања, а одабирање такве вредности треба бити засновано на критеријумима одређивања минималних вредности ASEP и/или OP на пријему.

Означимо дефинисани праг прекидања за обе улазне гране са  $R_T$ . PDF сигнала на излазу SSC пријемника се може одредити у облику [27]:

$$f_{SSC}(r) = \begin{cases} v_{SSC}(r); & r \leq R_T; \\ v_{SSC}(r) + f_{R_1}(r); & r > R_T; \end{cases} \quad (2.20)$$

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

CDF сигнала на излазу SSC комбинера се може добити на основу [27]:

$$\begin{aligned}
 F_{SSC}(r) &= \begin{cases} F_{R_1, R_2}(r, R_T) & r \leq R_T; \\ F_{R_1}(r) - F_{R_2}(R_T) + F_{R_1, R_2}(r, R_T) & r > R_T; \end{cases} \\
 F_{R_1, R_2}(r, R_T) &= \int_0^r \int_0^{R_T} f_{R_1, R_2}(R_1, R_2) dR_1 dR_2; \\
 F_{R_1}(r) &= \int_0^r f_{R_1}(t) dt; \quad F_{R_2}(R_T) = \int_0^{R_T} f_{R_2}(t) dt; \end{aligned} \tag{2.21}$$

Уколико разматрамо случај SSC пријема са некорелисаним гранама, израз се своди на [27]:

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

Даље, када посматрамо SSC пријем са некорелисаним гранама изложеним утицају истих сметњи (independent identically distributed branches, i.i.d branches), се даље своди на:

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

Изрази за PDF сигнала на излазу SSC пријемника се за ова два специјална случаја свде на:

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

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

Уколико се посматра тренутна вредност односа SIR као опредељујућа величина тада се аналитички изрази за PDF, SIR и CDF SIR на излазу SSC могу представити у следећем облику:

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

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

ASEP вредности се добијају на основу релација које дефинишу условне вероватноће грешке по симболу (SEP), које се посматрају у зависности од фединг окружења у коме се одвија комуникација.

Условне SEP представљају функције тренутних вредности SIR-а, а функционална зависност је потпуно одређена типом модулационог формата којим се врши пренос података.

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

Наиме, када посматрамо бинарни пренос помоћу некохерентне модулације, условни SEP се означава са  $P_e(\lambda) = 1/2 \text{ екр}(-\lambda g)$ .

Затим, усредњавањем тренутних вредности SIR,  $\lambda$ , ABER се може добити као [27], где  $g$  означава модулацијску константу, тј.  $g = 1$  за модулацију бинарног диференцијалног фазног помака (BDPSK) и  $g = 1/2$  за бинарну фазну (BFSK) модулацију.

На основу претходно изведених облика у затвореном облику за PDF и CDF односа SIR одређене су вредности мери перформанси система на пријему за случај примене SSC комбиновања.

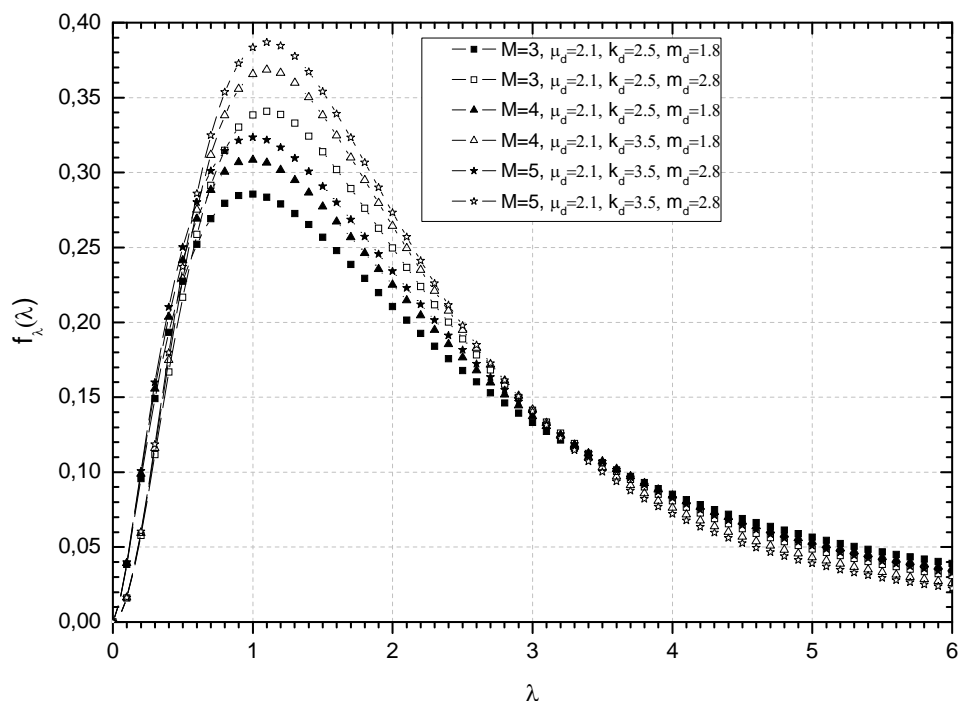


На слици 2.1 представљена је густина вероватноће односа SIR у присуству осенчаног  $k$ - $\mu$  фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система.

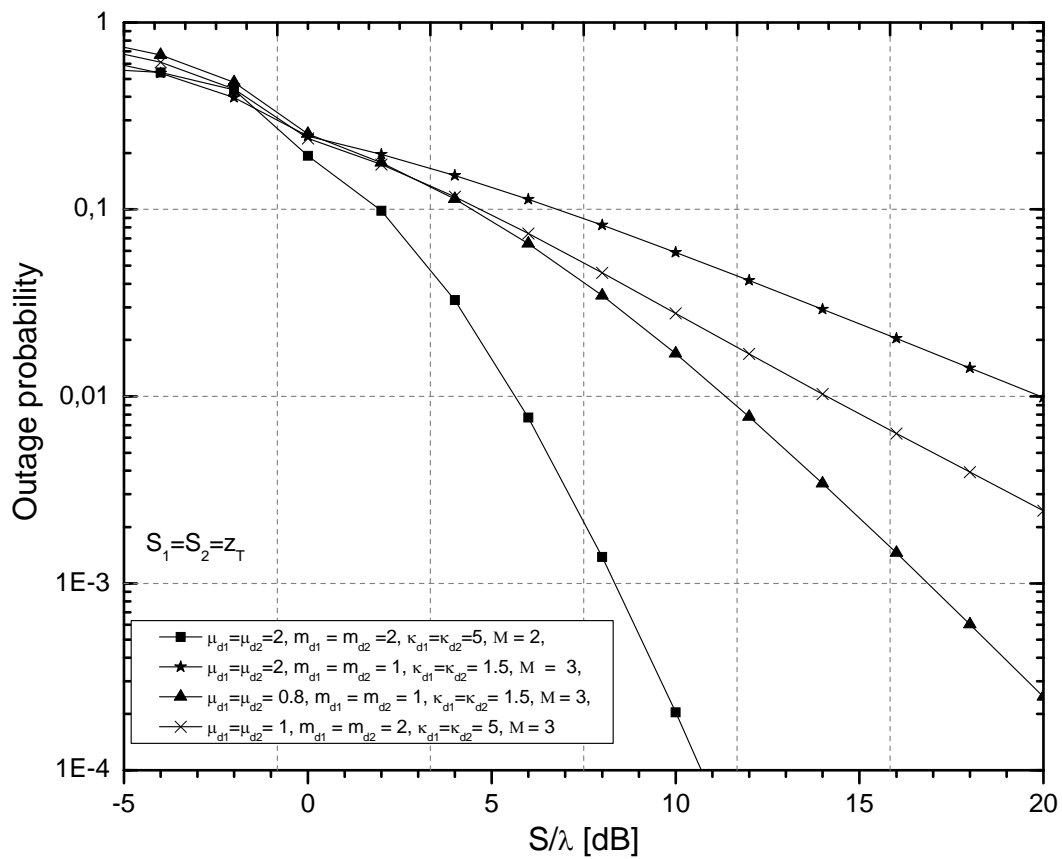
Резултати SSC излаза за неке вредности системских параметара приказани су на слици 2.2, док су резултати перформанси АБЕР добијени као функција просечног SIR-а на улазним гранама уравнотеженог двоструког грана SSC, ( $S_1 = S_2 = z_T$ ), за неколико вредности параметара канала  $m_d$ ,  $k_d$ ,  $\mu_d$  и броја интерферирајућих сигнала  $M_1 = M_2 = M$  приказани су на слици 2.3 и слици 2.4.

Са слика је уочљиво како се вредности ОР и АБЕР повећавају када расте број независних ко-каналних интерференција  $M$  са 2 на 3, због раста утицаја снаге интерферирајућег у односу на жељени сигнал.

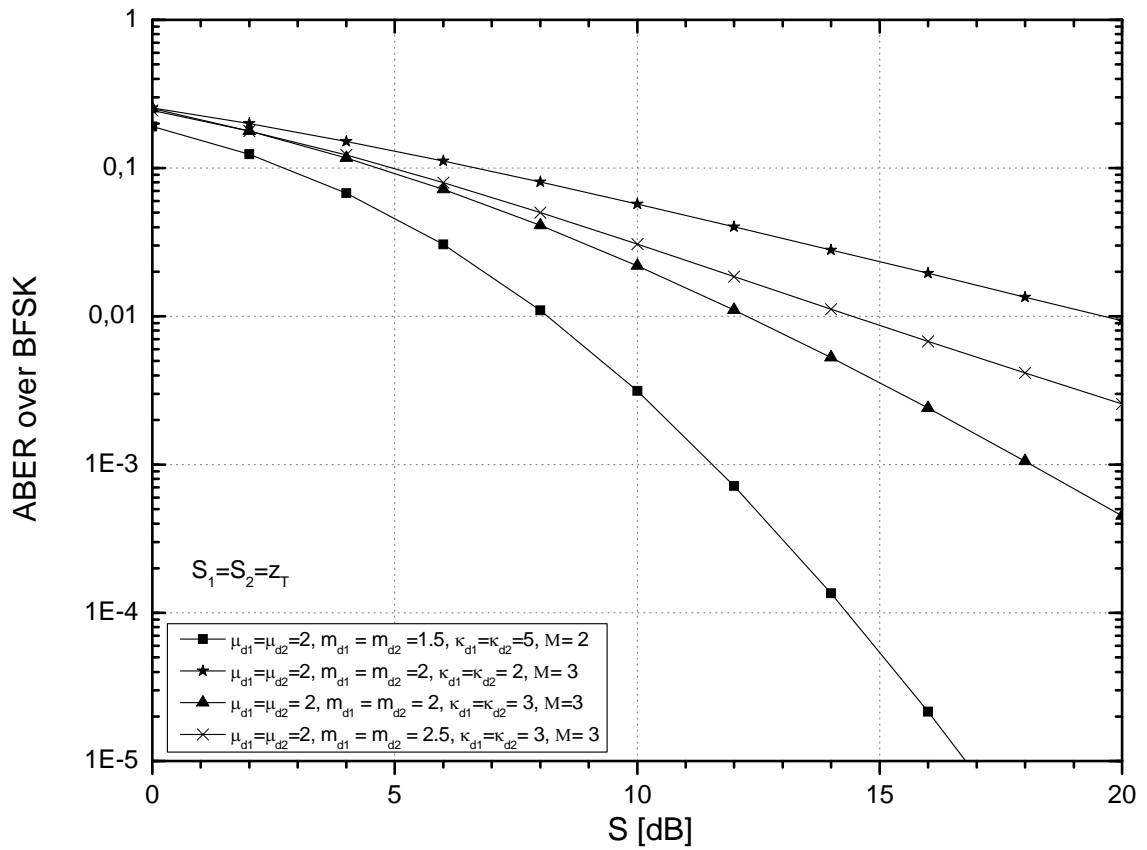
Такође је јасно видљиво да се перформансе побољшавају (смањују се вредности АБЕР и ОР) за веће вредности  $m_d$  и  $k_d$ , с тим што је утицај параметар  $m_d$  на смањење вредности ових перформанси значајнији при већим вредностима параметра  $k_d$ .



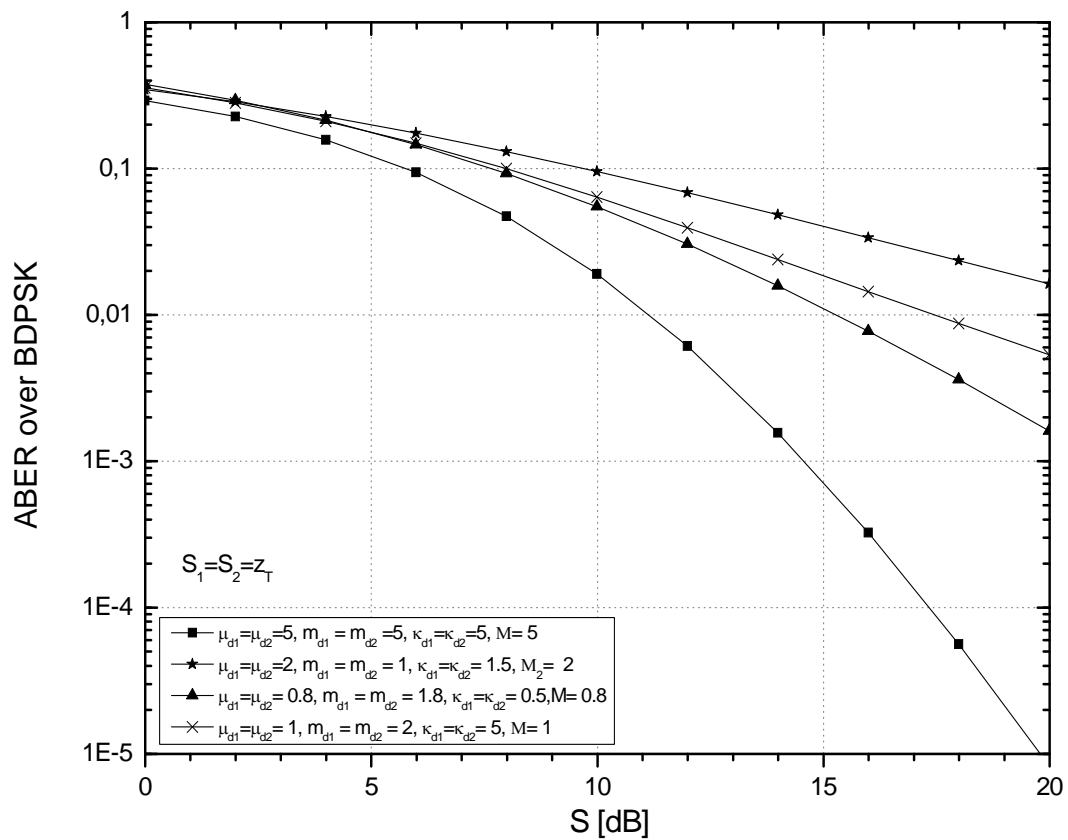
Слика 2.1. Густина вероватноће односа СИР у присуству осенчаног  $k$ - $\mu$  фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система.



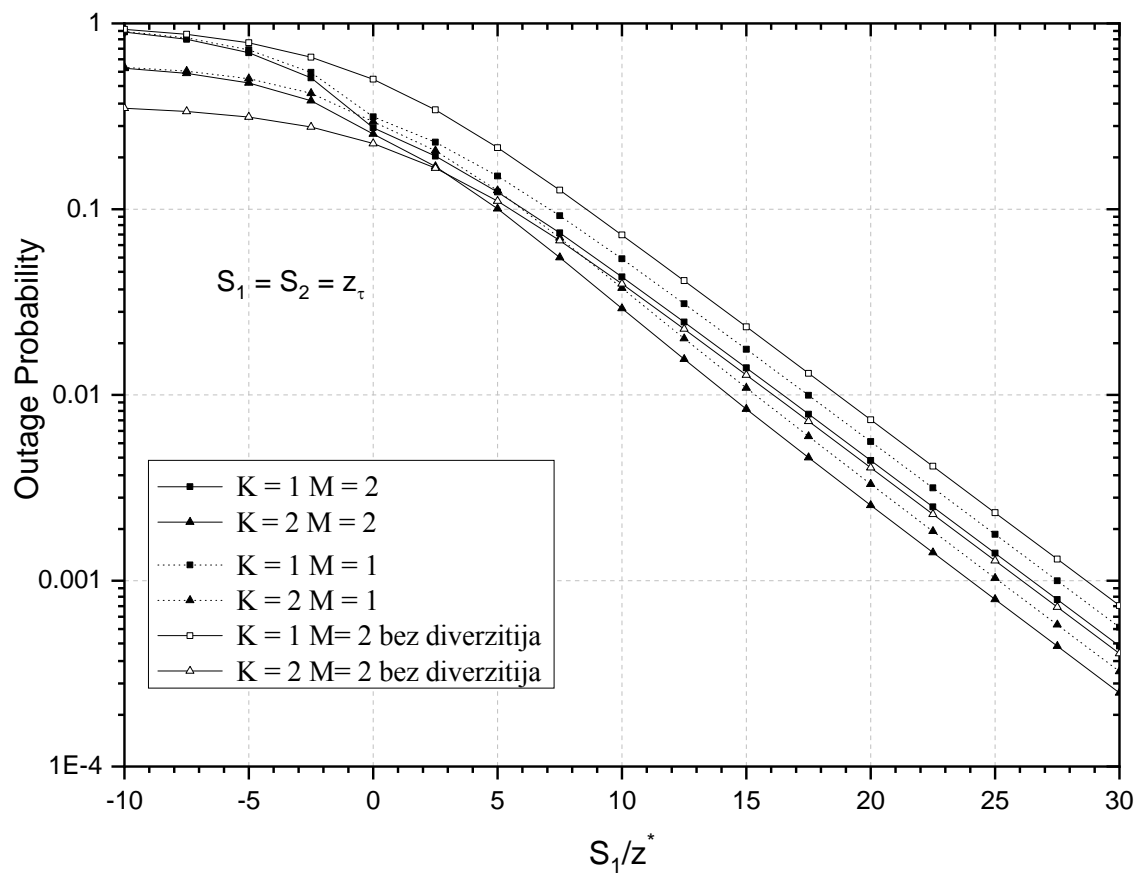
Слика 2.2. Вероватноћа отказа (outage probability) у присуству осенчаног  $\kappa$ - $\mu$  фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система за случај примене диверзити технике SSC прекидачког комбиновања.



Слика 2.3. Средња вероватноћа грешке по биту (ABER) у присуству осенчаног  $\kappa$ - $\mu$  фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система за случај примене диверзити технике SSC прекидачког комбиновања при BFSK преносу.



Слика 2.4. Средња вероватноћа грешке по биту (ABER) у присуству осенчаног  $\kappa$ - $\mu$  фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система за случај примене диверзити технике SSC прекидачког комбиновања при BFSK преносу.



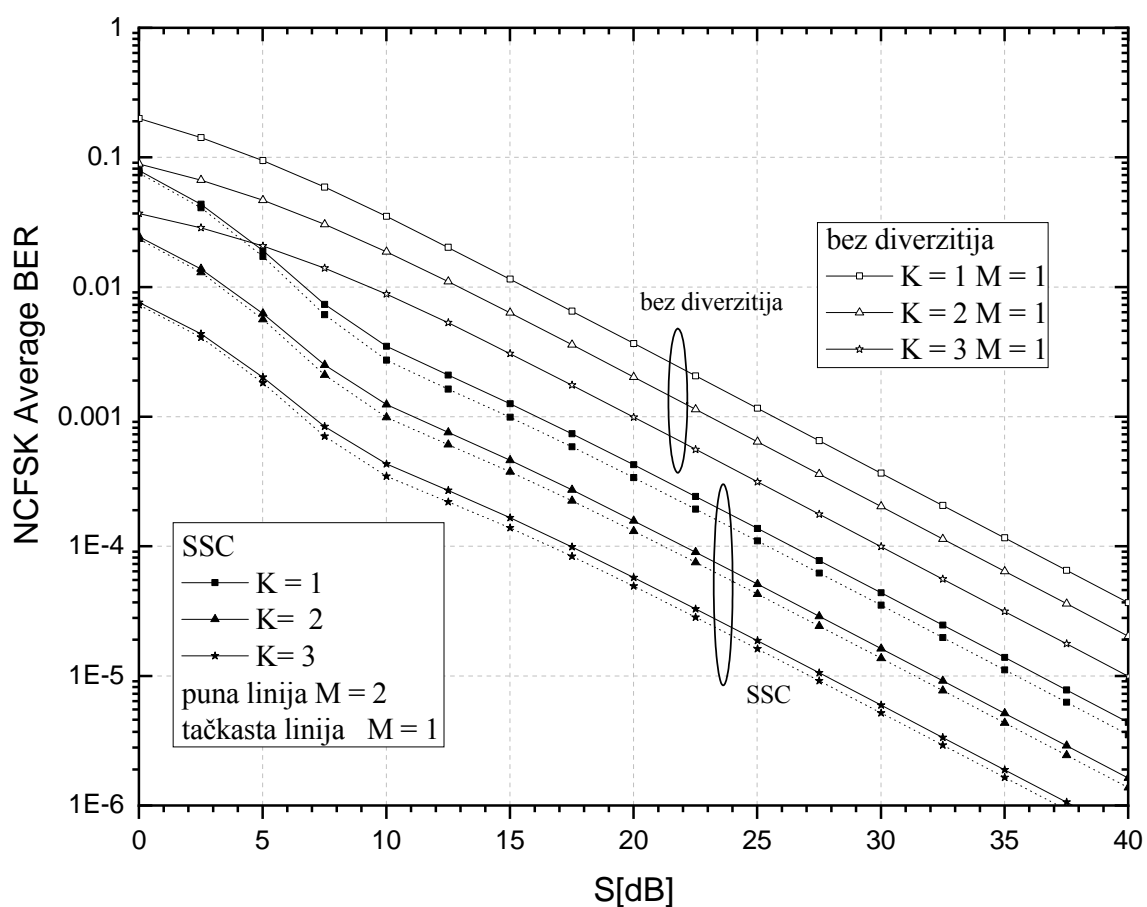
Слика 2.5. Веровтноћа отказа на прјему за случај примене SSC комбиновања у присуству Рајсовог фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система.

На слици 2.5 представљена је веровтноћа отказа на прјему за случај примене SSC комбиновања у присуству Рајсовог фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система.

Видљив је допринос примене технике SSC комбиновања у односу на случај пријема без његове употребе који се огледа у смањењу вредности вероватноће отказа.

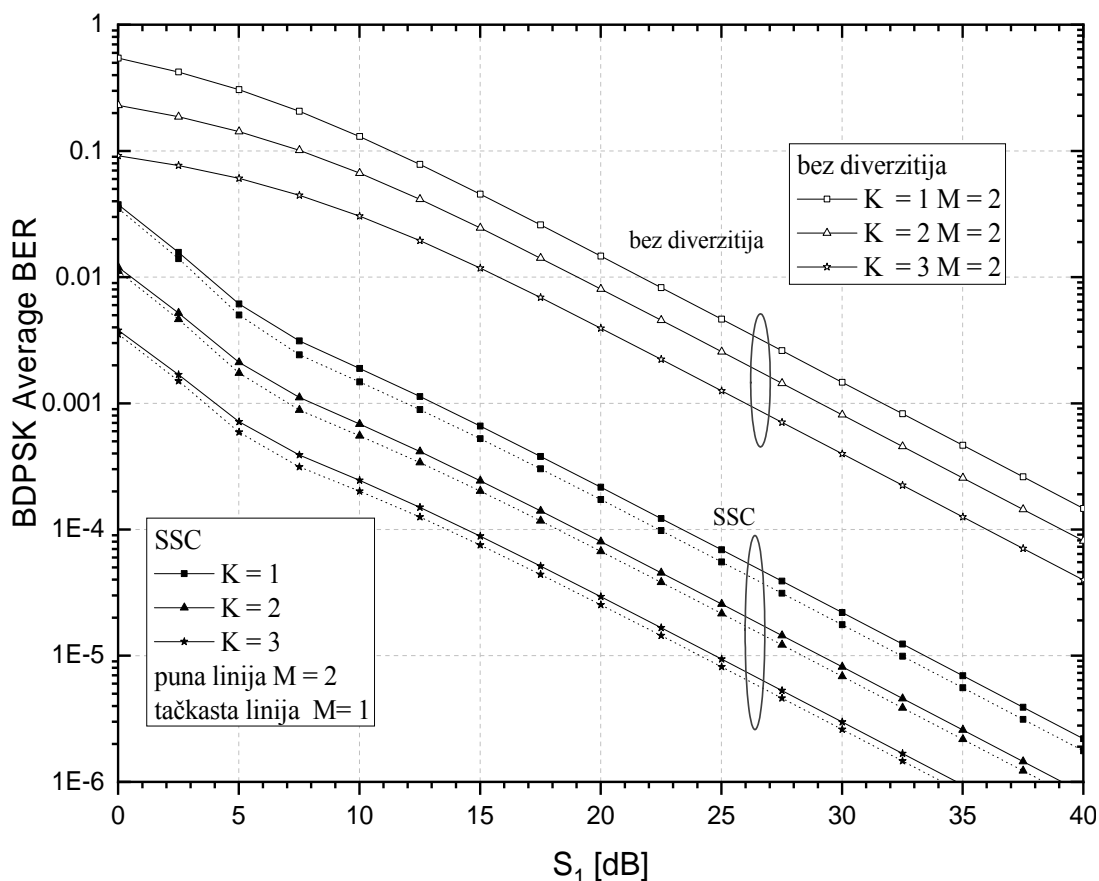
Такође је видљиво како пораст броја интерферирајућих сигнала са  $M=1$  на  $M=2$  дегрдира перформансе система.

Као што је и очекивано са порастом снаге доминантне компоненте  $K$ , перформансе система се поправљају.



Слика 2.6. Средња вероватноћа грешке по биту (ABER) у присуству Рајсовог фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система за случај примене диверзити технике SSC прекидачког комбиновања при NCFSK преносу.

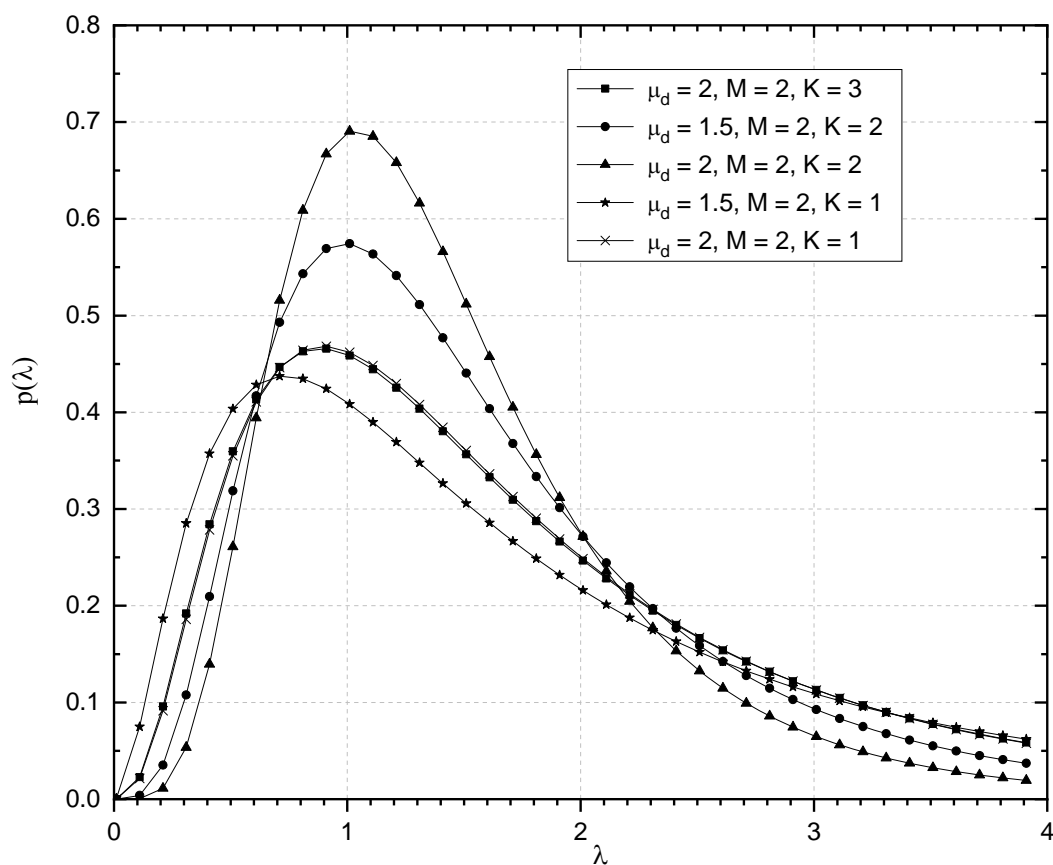
На слици 2.6 представљена је средња вероватноћа грешке по биту на прјему за случај примене SSC комбиновања у присуству Рајсовог фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система при NCFSK преносу. Видљив је допринос примене технике SSC комбиновања у односу на случај пријема без његове употребе који се огледа у смањењу вредности вероватноће отказа. Такође је видљиво како пораст броја интерфереирајућих сигнала са  $M=1$  на  $M=2$  деградире перформансе система. Као што је и очекивано са порастом снаге доминантне компоненте  $K$ , перформансе система се поправљају.



Слика 2.7. Средња вероватноћа грешке по биту (ABER) у присуству Рајсовог фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система за случај примене диверзити технике SSC прекидачког комбиновања при BDPSK преносу.

На слици 2.7 представљена је средња вероватноћа грешке по биту на прјему за случај примене SSC комбиновања у присуству Рајсовог фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система при BDPSK преносу.

Закључци о утицају примене технике SSC комбиновања, порасту броја интерферирајућих сигнала и порасту снаге доминантне компоненте  $K$ , на перформансе система који су изведени за случај преноса NCFSK модулацијом су и овде валидни.



Слика 2.8. Густина вероватноће односа  $SIR$  у присуству  $k$ - $\mu$  фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система

На слици 2.8 је представљена густина вероватноће односа  $SIR$  у присуству  $k$ - $\mu$  фединга и вишеструке ко-каналне интерференције за различите вредности параметра система.



Техника селективног комбиновања (SC-selection combining) је једноставна за практичну реализацију јер у сваком тренутку обрађје сигнал само са једне пријемне гране. Међутим код ове технике је такође неопходан истовремени и непрекидни мониторинг свих канала.

Наиме, у најопштијем случају, претпостављајући да је утицај шума на све пријемне гране подједнак, SC пријемник изабира грану са највећом вредношћу односа SNR, односно грану најснажнијег сигнала. Постоји и врста SCпријемника, који одабира ону пријемну грану, која има највећу вредност збира корисног сигнала и шума.

У окружењима у којима је термички шум занемарљив у односу на ко-каналну интерференцију, SC диверзити пријемник одабира и на излаз води пријемну грану са највећом вредношћу односа сигнал-интерференција SIR). Овај тип SC пријемника је реализован помоћу специфичних SIR естиматора и присутан је како у базним станицама, тако и мобилним терминалима (е.г., GSM, IS-54), где се у сваком датом тренутку, непрекидно врши естимација SIR односа.

Предност ове методе је једноставност у реализацији, јер се у сваком тренутку обрађје сигнал само са једне пријемне гране.

Пошто код ове технике пријема, није неопходни довести у фазу сигнале са свих пријемних грана, SC техника комбиновања се може примењивати у коњукуцији и са кохерентним и са некохерентним модулационим техникама.

Као што је већ речено, SC диверзити пријемник одабира и на излаз води грану са највећом тренутном вредноћу амплитуде жељеног сигнала:

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

PDF анвелопе случајног процеса на излазу SC пријемника се може одредити на основу:

$$\begin{aligned}
f_R(r) = & \int_{r_1}^r \int_{r_2}^r \int_{r_3}^r \dots \int_{r_N}^r f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N) dr_2 dr_3 \dots dr_N + \\
& \int_{r_1}^r \int_{r_2}^{r_1} \int_{r_3}^{r_2} \dots \int_{r_N}^{r_{N-1}} f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N) dr_1 dr_3 \dots dr_N + \\
& \dots \\
& \int_{r_1}^r \int_{r_2}^r \int_{r_3}^r \dots \int_{r_{N-1}}^r f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N) dr_1 dr_2 \dots dr_{N-1};
\end{aligned} \tag{2.30}$$

где  $f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N)$  представља здружену функцију густине вероватноће (JPDF) случајних процеса улазних грана. Ако се пријем одвија помоћу некорелисаних грана на терминалу, тада се претходни израз може написати у облику:

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

CDF на излазу SC терминала се одређује према:

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

Ако се пријем одвија помоћу некорелисаних грана на терминалу, тада се претходни израз може написати у облику:

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

Додатно побољшање перформација је могуће постићи употребом просторних диверзити техника које су сложеније за практичну реализацију али је њиховом применом могуће остварити додатно смањење утицаја фединга. Оптимална комбинациона техника независно од статистике канала са федингом је комбиновање са максималним односом ( maximum ratio combining -MRC). Ова

комбинациона техника се заснива на довођењу корисних сигнала са пријемних грана у фазу, и комбиновање сигнала са пријемних грана који су доведени у фазу тако да је сумирање таквих сигнала максимално. На овај начин случајне флукуације фаза сигнала које се јављају приликом преноса се елиминишу. Неопходно је проценити фазу примљеног сигнала, па ова техника захтева информације о стању канала за све примљене сигнале.

Пошто су амплитуде свих сигнала из канала са федингом познате, комбиновање са максималним односом се може користити у комбинацији са консталационим модулационим техникама неједнаке енергије као што је  $M$ -QAM техника.

Комбиновани сигнал на излазу комбинера са максималним односом се може представити помоћу релације:

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

Густина расподеле вероватноће анvelope случајног процеса на излазу MRC комбинера се може представити у облику:

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

где  $f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N)$  означава здружену густину вероватноће амплитуда, JPFD, случајних процеса на улазним гранама комбинера. Ако се пријем остварује на

терминалу са некорелисаним улазним гранама, тада се претходна релација редукује на израз:

$$f_R(r) = \int_0^r \int_0^{\sqrt{r^2 - r_N^2}} \cdots \int_0^{\sqrt{r^2 - \sum_{i=3}^N r_i^2}} \frac{r}{\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2}} f_{r_1, \dots, r_N} \left( \sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2} \right) \prod_{i=2}^N f_{R_i}(r_i) dr_2 \dots dr_N; \quad (2.36)$$

На сличан начин, кумулативна функција расподеле на излазу MRC комбинера се може одредити на основу:

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

Субоптимална техника просторног диверзити комбиновања је комбиновање са једнаким појачањем (EGC - Equal Gain Combining). Ова техника захтева смањену комплексност при практичној реализацији у поређењу са техником комбиновања са максималним односом јер не захтева естимацију канала по коме се преноси сигнал са сваке од пријемних грана, већ само захтева процену фазе носиоца како би се одредили тежински фактори који се користе за формирање комбинационог сигнала. За случајеве кад није могуће остварити кохерентну детекцију или за случај када је неопходно остварити некохерентну детекцију, односно кад није могуће применити MRC комбиновање употребом пост-детекцијског EGC комбиновања на пријему је могуће постићи значајно

побољшање перформанси. EGC комбиновање се најчешће комбинује са DPSK и FSKмодулационим форматом.

Као што је речено EGC техника процесира све диверзити гране и сумира реплике сигнала помножене одговарајућим фактором како би подједнако учествовали у резултирајућој суми, па резултирајућа анvelope сигнала  $R$  на излазу комбинера са  $N$  грана се може представити помоћу релације:

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

Функцију густина вероватноће анvelope случајног процеса на излазу EGC комбинера је могуће изразити помоћу релације:

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

где  $f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N)$  означава здружену гуштину вероватноће амплитуда, JPDF, случајних процеса на улазним гранама комбинера. Ако се пријем остварује на терминалу са некорелисаним улазним гранама, тада се претходна релација редукује на израз:

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

На сличан начин, кумулативна функција расподеле на излазу EGC комбинера се може одредити на основу:

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

Применом релација (2.15) и (2.16) које описују пропацију сигнала у каналу са генералним моделом фединга у присуству ко-каналне интерференције, односно функције густине вероватноће расподеле и кумулативне функције расподеле сигнала и њиховом заменом у релације које дефинишу изразе за одређивање функција густине вероватноће расподеле и кумулативних функција расподеле на излазу комбинера, могуће је одредити параметре за пројектовање оптималних пријемника помоћу којих би се остварио пријем задовољавајућег квалитета.

### 3. Концепт прилагодљиве еквилизације заснован на ентропијским основама

#### 3.1. Теоријске основе

Прилагодљива еквилизација линеарно дисперзивних временских канала је један од основних проблема при преносу података. Традиционално, адаптивни еквилајзери раде уз помоћ тренинг сигнала (пилот) који обезбеђује брзу и прецизну адаптацију параметара еквилајзера. Са друге стране, пренос пилота је непродуктиван из угла ефикасне експлоатације расположиве ширине опсега канала [31–33]. Нарочито, постаје критична у системским окружењима која захтевају често слање пилота [33]. Овај проблем спектралне ефикасности створио је *blind* еквилизацију која нема приступ пилот-у и, самим тим, повећава ефикасан проток података система.

У области *blind* еквилизације, еквилајзер са повратном информацијом о одлуци (DFE) је од посебног интереса због његових перформанси и предности примене у односу на линијски еквилајзер (LE). Као што је познато, еквилајзер за повратну информацију о одлукама (DFE) комбинује линеарне feedforward (FFF) и feedback (FBF) филтре, где потоњи користи претходно детектоване симболе да би смањио интерсимболску интерференцију (ISI). На основу претпоставке исправно детектованих симбола, DFE уклања post-cursor ISI ефикасније од одговарајућег LE, без појачавања шума и коришћењем мањег броја коефицијената [34]. С друге стране, перформансе DFE-а могу се озбиљно погоршати погрешно детектованим симболима приликом простирења кроз петљу за доношење одлуке [34]. Иако је присутан и код *blind* и *no-blind* DFE-а, феномен простирења грешака је инхерентно присутан на почетку процеса *blind* прилагођавања DFE-а и води ка прекиду рада.

Постојећа решења *DFE blind* адаптација могу се поделити у два главна приступа. У првом приступу FFF и FBF филтери, који припадају DFE-у, заједно се оптимизују помоћу истог критеријума [32, 35], а у другом приступу су оптимизирани независно један од другог [36–39]. Заједничка оптимизација FFF и FBF филтера је практична са становишта имплементације, али карактерише је конвергенцијско стање које може довести до такозваних дегенеративних решења [40] када еквилајзер не обнавља пренешене податке, али генерише излазне симболе по сопственом нахођењу. Као што је

доказано у [40, 41], ово се може избећи додатним ограничењима зависно од дате сложености констелације сигнала и јачине канала. У другом приступу, који је мотивисан идејом избегавања ефеката простирења грешака, само-оптимизовани DFE (SO-DFE) [7] привремено доводи уређај у режиму “тешке одлуке”, трансформише се у линеарни *blind* еквिलाјзер који поставља FBF филтер испред FFF-а како би отворио каналски сигнал довољно, а затим се пребацује назад у класичну DFE структуру вршећи еквализацију одлуком минималне средње квадратне грешке (MMSE). Овај приступ се заснива на теорији да еквилајзери бесконачне-дужине MMSE-LE и MMSE-DFE имају исте компоненте [37, 42], које се у фреквенцијском домену могу укључити у свеполарни рекурзивни амплитудни еквилајзер и фазни еквилајзер који, респективно, компензује минималне и максималне компоненте функције преноса канала.

Основно ограничење шеме SO-DFE-а долази из његовог примарног модела који претпоставља еквиваленцију између MMSE-LE и MMSE-DFE еквализатора. Ова претпоставка се углавном крши у практичним имплементацијама заснованих на филтерима с коначним импулсним одзивом (FIR); за разлику од оптималних FFF филтера бесконачне и коначне дужине који представљају сличности у структури, оптимални FBF филтер коначне дужине није нужно минималне фазе као његов двојник с неограниченом дужином [43, 44]. То одступање SO-DFE структуре, означено као неподударност филтера, манифестује се кроз процес прилагођавања FBF филтра који у *blind* режиму ради као свеполни филтер (белило) примљеног сигнала, а затим у режиму праћења, наставља адаптацију као еквилајзер усмерене-одлуке. Још једна мана SO-DFE шеме, која је уско повезана са претходном, односи се на нагли прелазак из *blind* у режим праћења. У зависности од сложености констелације сигнала и јачине канала, овај прелаз може да изазове распршивање сигнала и параметара који воде еквилајзер ка нестабилности, па чак и до квара.

Решења *blind* DFE-а представљена у [38, 39, 45] показују неколико различитих алгоритама и / или побољшања структуре која избегавају или ублажавају ограничења SO-DFE шеме. DFE у [38], назван Soft-DFE, уводи нови "soft" FBF (SFBF) филтер оптимизирајући цену Joint Entropy Maximization (JEM) кроз два начина рада. У *blind* режиму, делују као све-полни амплитудни еквилајзер (whitener) примљеног сигнала, SFBF компензује ефикасније за дубоке спектралне нуле од одговарајућег whitener који се контролише проширеним LMS алгоритмом [37] и затим, у следећем софт транзиционом режиму, наставља максимизацију ентропије као софт еквилајзер



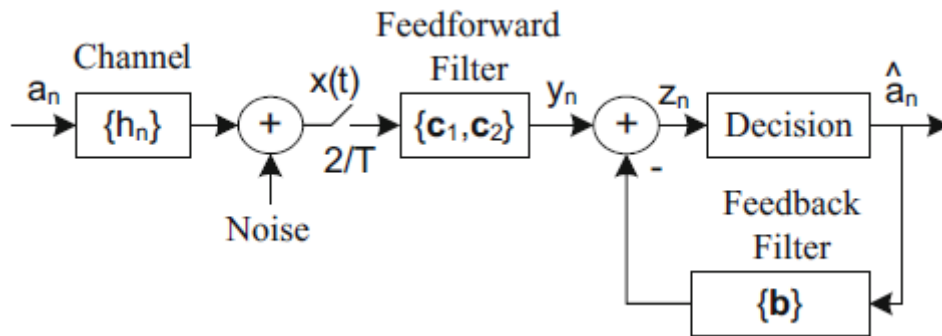
усмерених-одлука који се врши између избељивања података и опоравка података; ефективно, SFBF побољшава избељивање примљеног сигнала и ублажује процес пребацивања структурног-критеријума еквилајзера. У [39] је предложена DFE шема предвиђања шума [46], која избегава неусклађеност FBF филтера избегавајући и структуру и критеријум пребацивања. Користи два FBF филтера, постављена испред и иза FFF филтера, као и правило одлуке које меко трансформише еквилизацију између екстремних линеарних и радних модова тешке одлуке. Метода је верификована 64-QAM сигналом. У [45], само-оптимизовани DFE користи нула-пол whitener, уместо најчешће коришћеног свеполног whitener филтера. Нула-пол whitener се сматра најчешћим whitener филтром како би се изједначиле различите врсте канала и апроксимирао дугачки FBF филтер са мањим бројем полова и нула, спречавајући феномен простирања грешака.

У [47, 48], иновирани су рад SFBF филтера у слепом режиму уводећи израз коефицијента цурења [49, 50] у алгоритам JEM избељивања; циљ је био да се избегне прекомерно растући коефицијенти whitener-а узроковани (64, 128)-QAM сигнаlima који су приказали веће расподеле варијансе на излазу канала него (16, 32)-QAM сигнали. У [47] је варирана брзина цурења и нагиб неурона да се побољшале перформансе конвергенције MSE еквилајзера за сигнал 64-QAM. Рад [48] при фиксној брзини цурења, разматра утицај нагиба адаптивног неурона на конвергенцију whitener-а за (16, 64, 128)-QAM сигнале. На основу ових резултата и рада [51], који предлаже променљиви пропусни LMS алгоритам за линеарну процену филтера и проблеме идентификације система, у овом раду је уведена променљива непропусност у алгоритам избељивања JEM-а како би се уклонили нежељени ефекти SFBF филтера неусклађености перформанси Soft-DFE. У циљу одржавања добре равнотеже између брзине конвергенције MSE-а и заосталог MSE Soft-DFE-а, фокус у овом раду је стављен на побољшање индекса успешности еквилизације који се користи као ефикасна мера робусности еквилајзера и за неусклађеност SFBF-а и за нагло пребацивање структурних критеријума.

### 3.2. Soft-DFE

Размакнути Soft-DFE еквилајзер сматра се пријемником у јединственом систему носиоца приказаном на слици 1. Редослед симбола података  $\{a_n\}$ , генерисаних брзином

$1/T$  ( $T$  је трајање симбола у секунди), састоји се од комплексне случајне величине нулте средње вредности са коначном варијансом и суб-Гаусовом расподелом. Временско-инваријантан импулсни одзив канала  $\{h_n\}$  представља комбиноване ефекте предајног филтра, импулсног одзива канала и анти-алиас филтра на пријемној страни. Шум је Гаусов са нултом средњом вредности и независан од улазних података. У стационарном стању еквилајзера сигнал  $x(t)$  се одмерава брзином  $2/T$ . Парни и непарни одмерци  $x(t_0 + nT - \frac{iT}{2}) = x_{n,i}$ , се алтернативно пребацују на линије кашњења одговарајућих FIR филтера за распоређивање симбола дефинисаних с коефицијентним векторима  $c_i = [c_{i,1}, \dots, c_{i,L}]^T, i = 1, 2$ . Иначе, у *blind* стању еквилајзера када FBF делује као предњи еквилајзер, одмерци  $x_{n,i}$ , се примењују на FBF филтру укључујући два FIR филтера дефинисана векторима  $b_i = [b_{i,1}, \dots, b_{i,N}]^T$ .



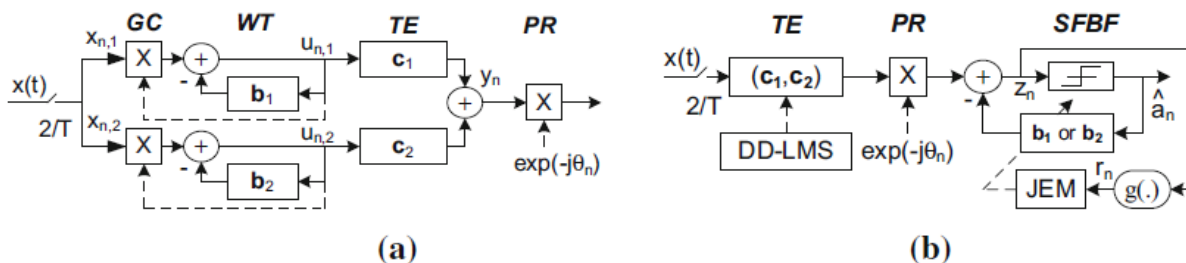
Слика 3.1: Блок дијаграм система са Soft-DFE-ом

Да би се постигло подешавање оптималних коефицијената и опоравак фазе носиоца, Soft-DFE пролази кроз три радне фазе под називом: *blind* аквизиција, мека транзиција и праћење. За време *blind* рада, Soft-DFE се понаша као линеарни фракционо-размакнути еквилајзер (FSE) који дели задатак еквилизације између четири редоследна сигнална трансформатора поређана у следећој каскади: контрола појачања (GC), whitener (WT), еквилајзер (TE) и фазни ротатор (PR), сл. 2а. Контрола појачања GC и whitener WT спојени су у пару, где GC обнавља пренешену енергију сигнала користећи мало модификовано правило еквилизације са једним коефицијентом [37], а JEM-whitener изједначава неравни спектар канала. Истовремено и независно од (GC + WT), еквилајзер TE управљан алгоритмом константног модула (CMA) [52] отклања фазно изобличење (настало комбинацијом канал- whitener). У следећем режиму меке транзиције, један од два JEM whitener-а, изабран према енергетском критеријуму,

трансформише се назад у меки повратни филтер SFBF са усмереном одлуком који наставља са JEM адаптацијом, док еквилајзер TE пребацује адаптацију из CMA у LMS (DD-LMS) са усмереном одлуком (Сл. 3.2б). Током меког прелазног режима, Soft-DFE се оптимизује помоћу комбинованог DD- (MMSE+ JEM) критеријума. Да би се *дијаграм ока* сигнала довољно отворио, комплетан Soft-DFE се пребацује у класични MMSE- DFE који се контролише алгоритмом DD-LMS (режим праћења).

Фазни ротатор PR је дат у облику дигиталне фазне locked-loop, чији је рад модификован на начин да се избегну спин ефекти избијања након CMA еквилизације QAM сигнала високог реда [31]. PR започиње аквизицијом фазе носиоца у слепом режиму коришћењем редуковане констелације сигнала који укључује само дванаест угаоних симбола са највећом енергијом, а затим, за довољно отворено око сигнала, наставља рад са потпуном констелацијом.

Soft-DFE структурно-критеријумска адаптација контролише MSE процењивач који има задатак да пребаци и структуру и критеријум адаптације у складу са унапред одабраним нивоима MSE прага (TL): за TL1 Soft-DFE се сам пребацује из *blind* у меки транзициони режим, за TL2 из меког транзиционог у режим праћења и праг TL3 пребацује PR рад између рада смањеног и пуног сигнала. Праг MSE TL3 се користи као мерило успешности еквилизације квантификовано индексом успеха еквилизације (ESI).



Слика 3.2: Шема Soft-DFE еквилајзера. а) *b*kind аквизација. б) режим меке транзиције

### 3.3 Soft Feedback филтер: Позадине и JEM алгоритми

За разлику од MMSE-FBF, који обично користи процене симбола тешке-одлуке да би отказао post-cursor ISI, SFBF врши исти задатак користећи процене симбола soft-одлуке које пружа монотона функција (неурон)  $g(\cdot)$  која максимизира заједничку Шенонову ентропију [53]. Као што је приказано на слици 3, неуронска функција  $g(\cdot)$  у

структури SFBF врши пресликавање улазних симбола  $z_n$  на начин који максимизира заједничку ентропију излазних симбола  $r_n$  и, претпостављајући да су претходни излазни симболи тачни<sup>1</sup>,  $r_{n-j} = a_{n-j}, j = 1, \dots, N$  елиминише њихов утицај ометања на тренутном излазу канала  $x_n$ ; одговарајући однос улаз-излаз SFBF-а је дат са  $z_n = x_n - b_n^T r_n$ , где су  $r_n = [e_{n,1}, \dots, r_{n,N}]^T$  и  $b_n = [b_{n,1}, \dots, b_{n,N}]^T$ . Тренутни излаз је  $r_n = g(z_n)$ . Под претпоставком да су претходни симболи исправно детектовани и излази канала бешумни<sup>2</sup>, заједничка Шенонова ентропија  $H[r_{n,1}, \dots, r_{n,N+1}]$  SFBF модела приказана на слици 3.3 дата је [54]:

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

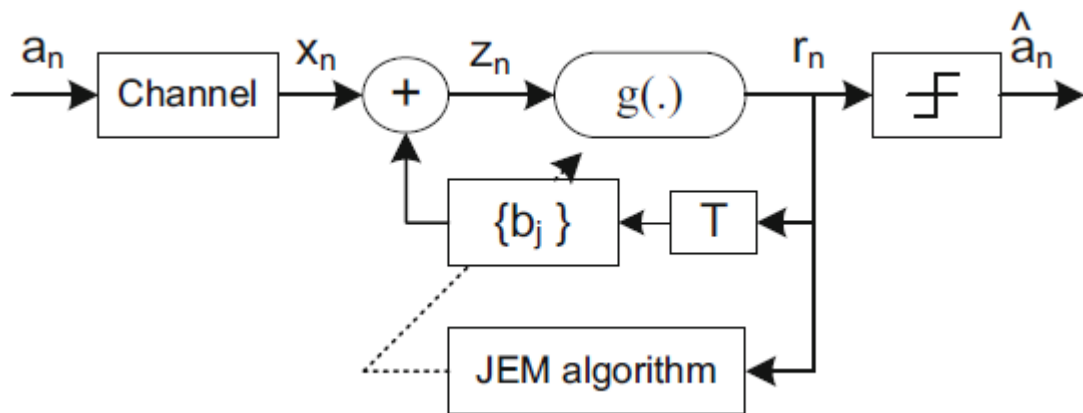
где  $E\{\cdot\}$  означава статистичко очекивање. Треба напоменути да је главна идеја на којој се заснива SFBF модел еквиализације опажање да максимизација заједничке ентропије  $J_H(b_n)$  у присуству ISI доводи до смањења статистичке зависности између тренутног излаза  $r_n = g(z_n)$  и претходних излаза ( $r_{n-j}, j = 1, \dots, N$ ). У домену функције густине вероватноће, SFBF трансформише PDF улазног низа у низ који представља униформну расподелу у ограниченом опсегу променљивих  $\{a_n\}$ .

Избор функције мапирања  $g(\cdot)$  је кључна тачка у SFBF дизајну. Према теорији из [53], функција  $g(\cdot)$  је изабрана тако да на одговарајући начин одговара очекиваној кумулативној расподели улаза  $z_n$  у складу са односом  $g(z) \approx \int_{-\infty}^z p(u) du, g(z) \in [0,1]$ , где је  $p(z)$  PDF улазног сигнала  $z$ . Нагиб неурона  $\frac{\partial g(z_n)}{\partial z_n}$  мора да одговара PDF-у улазног  $z_n$  тј.,  $g(z_n)' \approx p(z)$ . У пракси избор функције неурона није једноставан задатак, јер је PDF ISI на излазу канала  $x_n$ , а самим тим и  $z_n (z_n = x_n - b_n^T r_n)$  је углавном непознат, а недостаје и одговарајућих нелинеарности. Да би се решио овај проблем, један приступ је употреба параметарних нелинеарности  $g(z_n, \beta)$  где се параметар  $\beta$  може користити као алат за промену 'нагиба' неурона на начин да буде што је могуће ближе очекиваној кумулативној расподели ISI-ја. Оптимални нагиб који омогућује јединици неурона да

<sup>1</sup> Хипотеза о тачности претходно откривених симбола обично се користи у DFE анализи.

<sup>2</sup> 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.

максимизира заједничку ентропију мора бити обрнуто пропорционалан варијанси њене улазне расподеле.



Слика 3.3: Soft feedback филтер: основни модел

У наставку ће бити представљен SFBF еквилајзер који се проширује на комплексни домен. Комплексни модел SFBF евилајзера дизајниран је за комплексно-вредновану континуирано диференцирајућу функцију комплексне променљиве  $z_n$  [38]:

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

Алгоритам стохастичког градијента (успона) добијен за  $J(b_n) = \ln \left| \frac{\partial r_n}{\partial z_n} \right|$  је дат са:

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

где је  $\beta$  стварни позитивни број који варира нагиб неурона,  $\mu$  је величина корака адаптације и оператор \* означава коњугацију.

Да би се задовољили оперативни захтеви Soft-DFE шеме, основни модел SFBF се модификује према два поједностављења:

- у *blind* режиму, SFBF делује као линеарни свеполни филтер оптимизован алгоритмом за избељивање JEM типа (JEM-W) који је дат са:

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

- у режиму меке транзиције, заснованом на хипотези о исправно детектованим симболима, SFBF се трансформише у мекани еквилајзер усмерене-одлуке који се контролише алгоритмом JEM-D датим са:

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

где су  $\{\mu_W, \mu_D\}$  величине прилагођавања, а  $\{\beta_W, \beta_D\}$  су нагиби неурона; у рекурзији (3.4) индекс  $i$  вектора  $b_{n,i}$ , је уведен ради једноставности.

Према томе, на основу горње модификације структуре и алгоритма, SFBF еквилајзер трансформише PDF улазне секвенце користећи два различита нагиба да би се подударали са статистиком улазних података под условом да су величине корака  $\{\mu_W, \mu_D\}$  одговарајуће одабране да гарантују стабилност JEM-W и JEM-D алгоритама. У *blind* режиму, whitener WT манипулише непознатим PDF -ом примљеног сигнала у циљу реконструкције статистике другог реда датог сигнала, а оптимизација JEM-W алгоритма постиже се променом  $\beta_W$  нагиба неурона. У следећем софт транзиционом режиму, SFBF наставља да се бави PDF-ом преосталог ISI-а пост-курсора који делује као еквилајзер статистике вишег реда; у овој фази, JEM-D алгоритам покреће процену симбола  $\hat{a}_n$  датог сигнала, а његову оптимизацију постиже неуронски нагиб  $\beta_D$ . Према овом сценарију, очекивана варијанса ISI излазних канала  $x_n$  већа је од одговарајуће варијансе процене симбола  $z_n$  и стога би изабрани нагиб  $\beta_W$  требао бити мањи од нагиба  $\beta_D$ . Поред тога, вреди приметити да се нагиб  $\beta_D$  може посматрати као статистичка константа за дато констелацију сигнала, јер JEM-D алгоритам (3.5) корелише сигнал псеудо-грешке  $z_n(1 - \beta_D |z_n|^2)$  са проценама симбола  $\hat{a}_n$ .

Да бисмо сумирали ефикасност SFBF-а, биће написане оптималне вредности нагиба неурона  $\{\beta_{W,16} = 1.4, \beta_{D,16} = 12\}$ ,  $\{\beta_{W,32} = 1.2, \beta_{D,32} = 10\}$  и  $\{\beta_{W,64} = 0.2, \beta_{D,64} = 2.0\}$ , које се односе на констелације сигнала 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM [47] који представљају расподеле у са повећањем варијанси и наглашавају две чињенице од посебног значаја. Прво, одабрани нагиби доказују обрнуту везу између нагиба неурона и варијансе улазних расподела. Друго, у раду са нагибима неурона  $\beta_W$  верификовано је да изабрани нагиби  $\beta_W$  за 16- и 32-QAM сигнале пружају добар компромис између MSE брзине конвергенције, заосталог MMSE и успешности еквализације. С друге стране, то није случај за сигнал 64-QAM где перформансе еквилајзера трпе спору брзину конвергенције и високу резидуалну MSE за мале  $\beta_W$  ( $\beta_{W,64} = 0.2$ ). Ово понашање је резултат недостатка JEM-W алгоритма који за мале вредности нагиба  $\beta_W$  нема способност процене дубоких спектралних бледења излазног канала. У ствари, за мале нагибе  $\beta_W$  утицај квадратног термина у предвиђеној грешци  $e_n(\beta_W, u_n) = u_n(1 - \beta_W|u_n|^2)$  у (4) није довољан да се обезбеде адекватне процене. Иначе, повећањем вредности нагиба  $\beta_{W,64}$ , Soft-DFE даје боље карактеристике конвергенције, али његова успешност еквализације се погоршава због прекомерног пораста норме коефицијента whitener-а. Да би се уклонио описани недостатак JEM-W алгоритма са јако оштећеним 64-QAM сигналом, проширен је JEM-W алгоритам са изразом коефицијента цурења [17] који ограничава раст коефицијената. Увођењем коефицијента цурења отвора се простор за употребу већих нагиба неурона  $\beta_W$  и на тај начин прошири рад JEM-W алгоритма на сложеније констелације сигнала од (16, 32) – QAM-а. Цена овог побољшања је сложенија примена JEM-W алгоритма чија оптимизација, осим величине корака адаптације и нагиба неурона, зависи и од фактора цурења који одређује брзину коефицијента цурења.

### 3.4. Алгоритам избељивања JEM са променљивим цурењем

На основу претходних анализа, очигледно је да сложеније констелације сигнала од (16, 32) - QAM захтевају JEM-whitener са адаптивним нагибом неурона и / или неку додатну обраду сигнала робуснијих већих динамичких сигнала.

Иновативни JEM-W whitening алгоритам остаје са фиксним нагибом неурона, као у рекурзији (3.4), и уводи променљиви фактор цурења да би прилагодио брзину коефицијента цурења у односу на квалитет предвиђене грешке whitener-а. Мотивација

која стоји у основи овог приступа је запажање да форсирање већих нагиба неурона  $\beta_W$ , на раном почетка whitening процеса примљеног сигнала, мора бити праћено већим брзинама цурења које имају за циљ ограничавање прекомерног раста коефицијената и, такође, да неадекватно велике брзине коефицијената цурења могу погоршати перформансе конвергенције еквилајзера.

Биће дефинисати ЈЕМ whitener који ограничава сувишне коефицијенте пропуштањем истих, а затим ће бити изведен алгоритам који врши адаптацију поступка коефицијента цурења. ЈЕМ трошак  $J(b_n)$  модификован изразом  $\gamma \|b_B\|^2$ , који вреднује пораст норме вектора коефицијента whitener-а је:

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

и одговарајуће проширење ЈЕМ-W алгоритма (ЈЕМ-FL) је дато од:

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

где је  $\gamma \geq 0$  фактор цурења који одређује коефицијент цурења; индекс В у (3.6) односи се на *blind* режим рада. Као што се може видети у (3.7), израз цурења делује противно и независно од израза ентропије-градијента којим управљају и излази whitener-а  $u_n$  и нагибом неурона  $\beta_W$ , и на тај начин упорно смањује јачину коефицијената whitener-а иако је улаз whitener-а искључен и / или се његови излази конвертују на нулу. Да би се умањили нежељени ефекти овог сценарија, фактор цурења изабран је да буде што мањи ( $\gamma \|b_B\|^2 \ll J_H(b_B)$ ) што је уобичајена пракса у проблемима процене коефицијената филтера на бази цурења [50]. С друге стране користећи веће нагибе  $\beta_W$  у циљу побољшања перформанси Soft-DFE са QAM сигнаlima вишег реда, тражи се адекватно велики фактор цурења који могу ограничити сувишне коефицијенте. Ово је била мотивација за употребу адаптивног фактора цурења за ЈЕМ whitening алгоритам који варира између нуле и неке унапред одређене  $\gamma_{max}$  позитивне вредности.

У случају ЈЕМ-whitener-а, адаптација фактора цурења заснива се на постериори анализи грешке и хеуристичком дискретном правилу [51], као и на способности ЈЕМ-whitener-а да ефикасно управља PDF-ом примљеног сигнала. Постериори анализе грешке укључује постериоричне грешке whitener предвиђања постигнуте са и без



коэффициента цурења. Постериори грешка  $e_n^{VL}$  добијена променљивим JEM-VL алгоритмом цурења је

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

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

и постериори грешка  $e_n^{VL}$  добијена алгоритмом JEM-W ( $\gamma = 0$ ) је дата са:

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

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

Треба напоменути да су у (3.8) и (3.9) обе грешке добијене коришћењем исте (тренутне) вредности улаза  $x_n$  док је постериори вредност излаза  $\tilde{u}_n$  у (3.8) и (3.9) респективно, добијено за тренутни пропусни  $\gamma_n$  и за нула пропусности ( $\gamma = 0$ ). У следећем кораку одлучује се о квалитету грешака коришћењем хеуристике кажњавања / награђивања даном у следећем if-else односу:

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

$$\begin{aligned} & \text{set } m_{n+1} = \min(m_n - l_u, M) \\ & \text{end if} \end{aligned}$$

која анализира разлику  $\Delta = e_n^{VL} - e_n^W$  и одлучује када и колико ће повећати или смањити цурење. Коначно, количина промене тренутног цурења израчунава се квантизираном експоненцијалном функцијом:

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

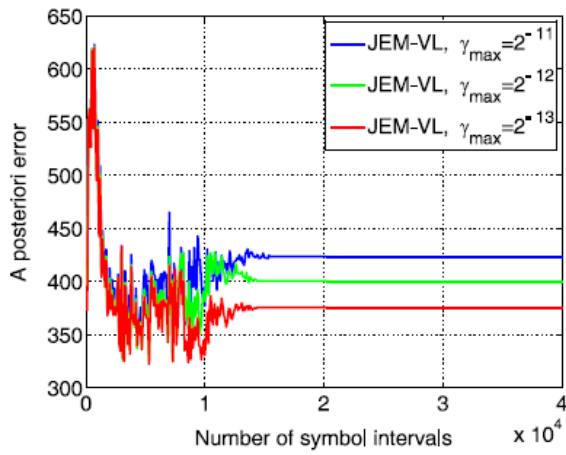
где је  $m_n = 0, \dots, M$  је независна променљива, а  $(M, l_d, l_u) \in \mathbb{Z}, \gamma_{max} \in \mathbb{R}, m_0$  су кориснички-дефинисани параметри.

Да би се стекло боље разумевање утицаја JEM-VL алгоритма на понашање whitener-a и еквилајзера, промењена је максимална вредност фактора цурења  $\gamma_{max}$ , а одговарајући резултати симулација приказани су на Сл. 3.4 и 3.5; приказани резултати односе се на 64-QAM сигнал и вршено је усредњавање преко 200 Monte Carlo циклуса за, Мр-Е канал (види Сliku 3.6) испод односа сигнал-шум (SNR) од 30 dB, нагиб неурона  $\{\beta_W = 2.0, \beta_D = 1.95\}$  и скуп параметара цурења  $\{\gamma_{max} = (2^{-13}, 2^{-12}, 2^{-11}), M = 400, l_d = 6, l_u = 40, m_0 = 40\}$ . На слици 4 приказан је утицај максималне брзине цурења на временску варијацију (а) постериори грешке  $e_n^{VL}$ , (б) разлика  $\Delta = e_n^{VL} - e_n^W$ , (с) променљивог фактора цурења  $\gamma_n$  и (д) вектора норме whitener-a  $\|b_B\|$ . На последњој слици, упоређен је утицај алгоритама JEM-FL и JEM-VL на прераст вектора норме whitener-a користећи исти скуп фактора цурења  $\gamma = \gamma_{max}$ .

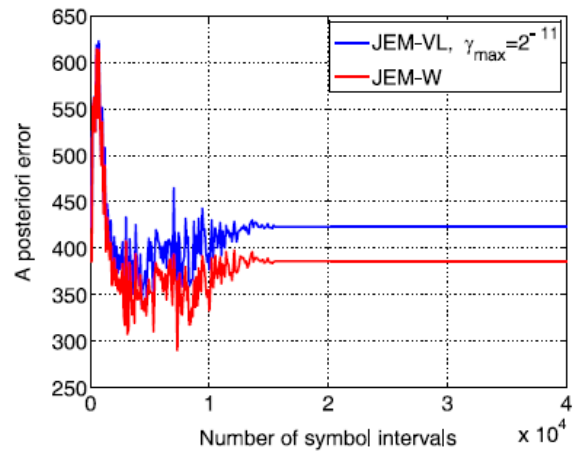
На слици 3.5 приказане су једнопролазне MSE карактеристике конвергенције Soft-DFE -а добијене алгоритмима JEM-FL и JEM-VL под истим условима као у случају на слици 4. Очигледно је да алгоритам JEM-VL омогућава боље карактеристике конвергенције него JEM-FL за исти пропусни опсег  $\gamma = \gamma_{max}$ . Такође, треба напоменути да JEM-VL за  $\gamma_{max} = 2^{-11}$  и JEM-FL за  $\gamma = 2^{-13}$  показују сличан утицај на конвергенцију еквилајзера.

На основу претходних резултата треба нагласити :

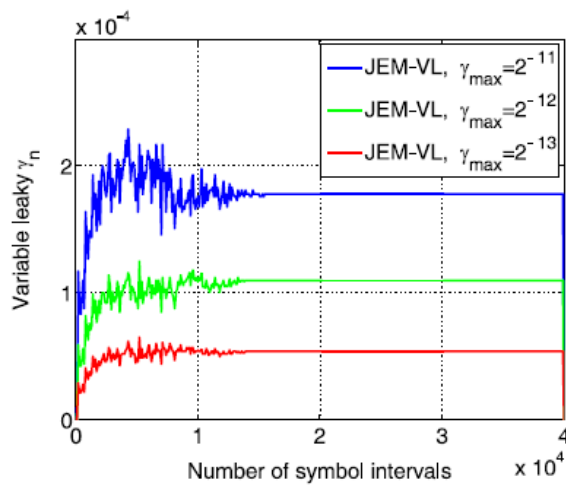
- 1) употреба превеликих (фиксних) фактора цурења са JEM-FL алгоритмом је забрањена, јер они деградирају процене коефицијената whitener-a и, самим тим, конвергенцију еквилајзера упркос чињеници да је JEM-whitener искључен после преласка еквилајзера у режим софт транзиције.
- 2) JEM-VL алгоритам, којим се варира фактор цурења у опсегу од нула до  $\gamma_{max}$ , омогућава бољу регуларизацију норме вектора коефицијента whitener-a од JEM-FL за  $\gamma = \gamma_{max}$  и такође ублажава процес преласка еквилајзера из *blind* режима у режим рада праћења.



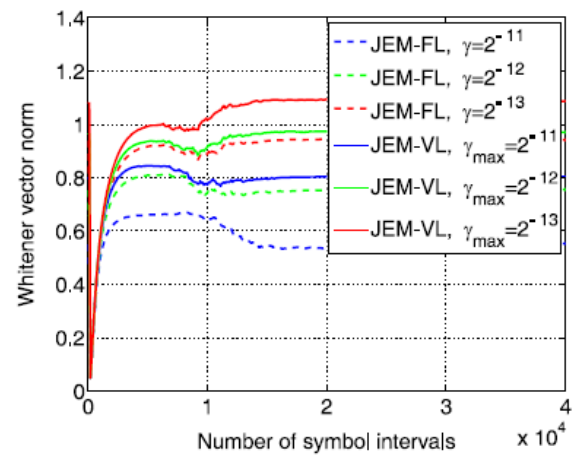
(a)



(b)

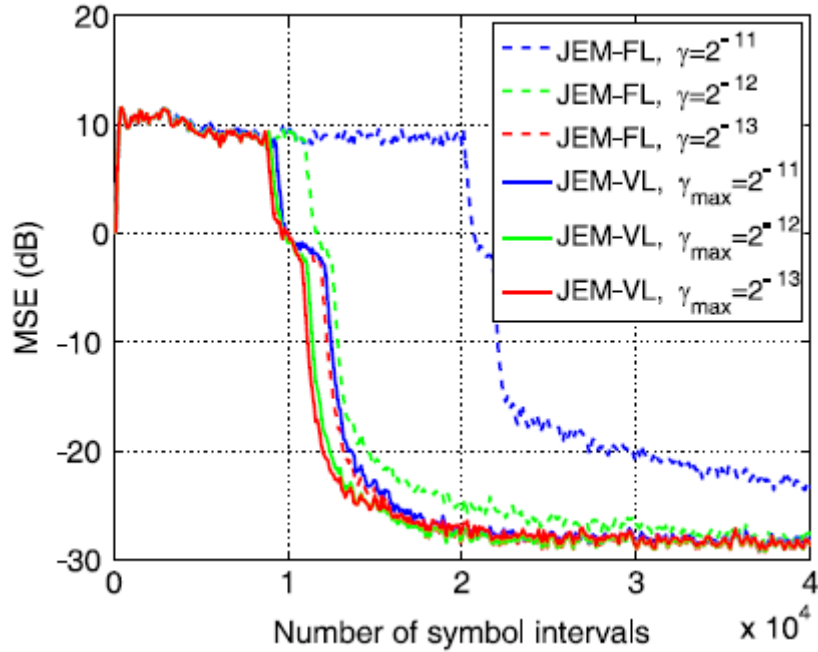


(c)



(d)

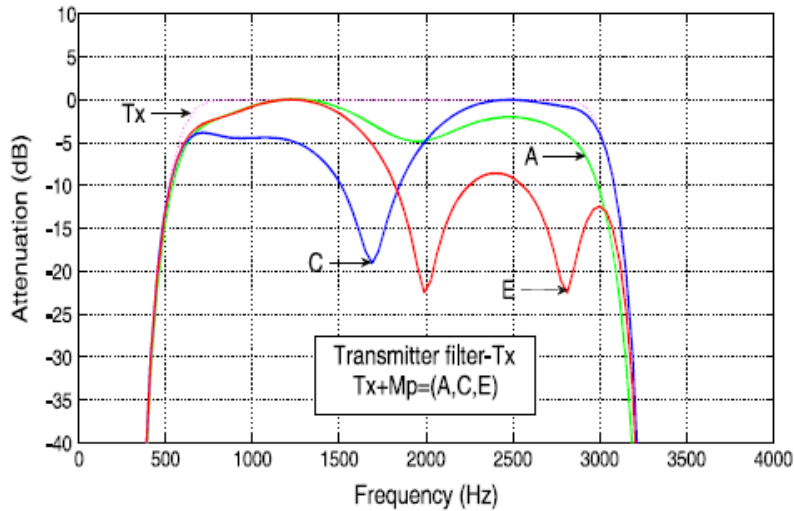
Слика 3.4: Анализа утицаја максималне пропусности  $\gamma_{\max} = (2^{-13}, 2^{-12}, 2^{-11})$  на временску варијацију (a) постериори грешке  $e_n^{\text{VL}}$ , (b) разлика постериори грешке  $\Delta = e_n^{\text{VL}} - e_n^{\text{W}}$ , (c) фактор цурења  $\gamma_n$ , (d) векторска норма whiter-а  $\|b_B\|$



Слика 3.5: Једнопропусна MSE конвергенција Soft-DFE-а за JEM-VL:  $\{\gamma_{\max} = (2^{-11}, 2^{-12}, 2^{-13})\}$  и JEM-FL:  $\{\gamma = (2^{-13}, 2^{-12}, 2^{-11})\}$  алгоритме,  $\beta_W = 2.0$ ,  $\beta_D = 1.95$ , Mr-E, SNR=30dB

### 3.5. Перформансе Soft-DFE-а

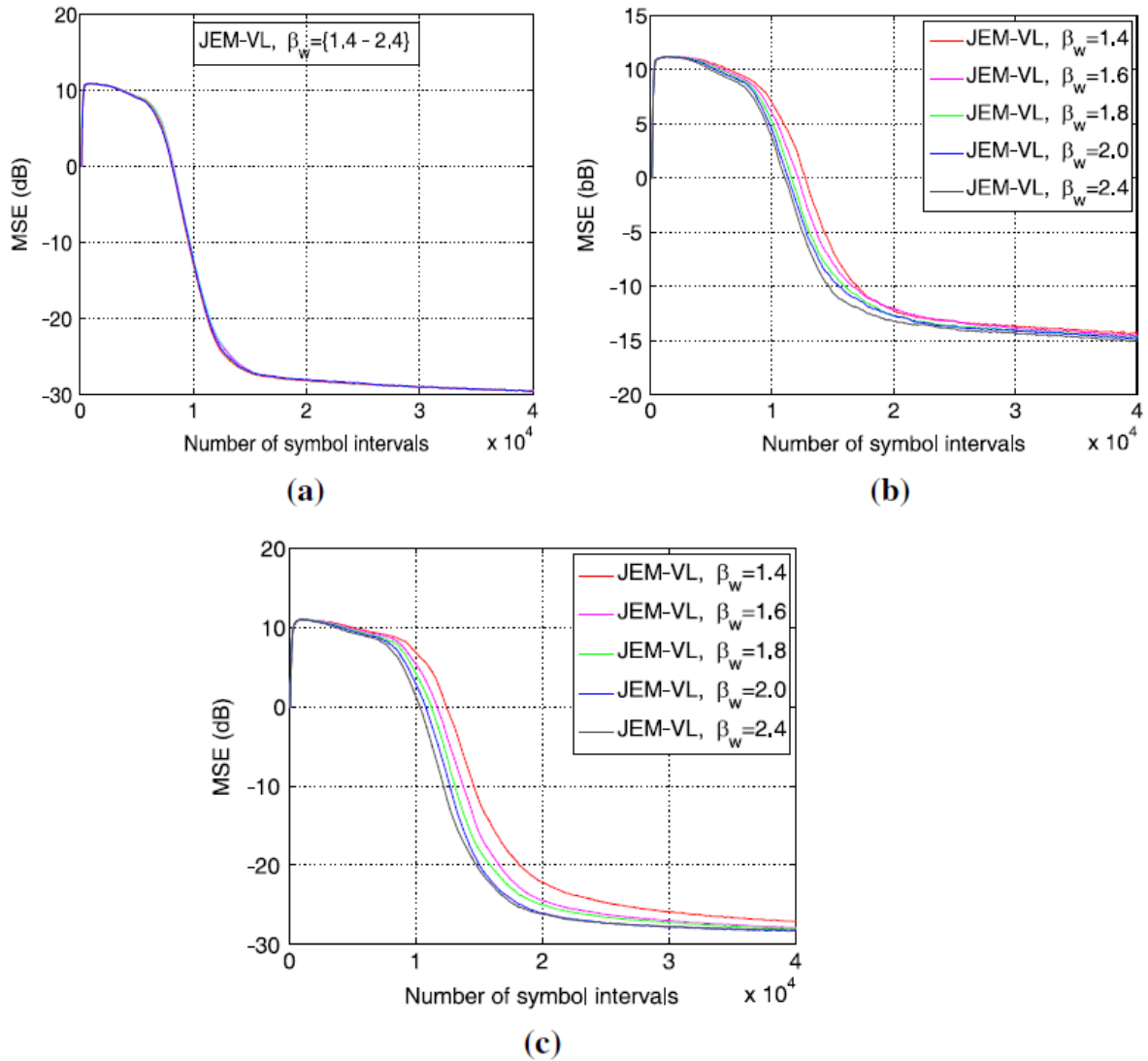
Резултати симулације, приказани на наредним сликама, показују утицај SFBF евилајзера, тј. JEM-(W, FL, VL) алгоритама, на ефикасне перформансе Soft-DFE евилајзера са посебним фокусом на ефикасност алгоритма JEM-VL. Процена перформанси се врши за 64-QAM систем са једним носиоцем са Soft-DFE евилајзером на страни пријемника. Резултати симулације дати су у условима конвергенције MSE евилајзера и индекса успеха еквализације (ESI) који је дефинисан као однос између броја успешно изведених еквализација и укупног броја Monte Carlo циклуса.



Слика 3.6: Карактеристике слабљења Мр-(А, С, Е) канала

64-QAM систем окарактерисан је вишеканалним моделом (Мр) који је укључен у предајни филтер са roll-off фактором 0,12. Слика 6 приказује нормализовани одзив слабљења Мр канала који је добијен за параметре слабљења и простирења изабраних да постепено повећавају ниво ISI. У датој класи Мр канала, Мр-А је проглашен умереним, а Мр-(С, Е) тешким; SNR на излазу канала је 30 dB. За Soft-DFE, дужина филтера FFF и FBF (дате у Т интервалима) су, респективно,  $L = 24$ , и  $N = 5$ , а почетне вредности ТЕ коефицијената су све нула, осим средишњих  $c_{1,r} = c_{2,r} = 1.0$ . Величине корака адаптације за FFF [FBF] у слепом, меком и режиму праћења су, респективно,  $\mu_{CMA} = 2^{-21}$  [ $\mu_W = 2^{-22}$ ],  $\mu_{LMS} = 2^{-20}$  [ $\mu_D = 2^{-21}$ ] и  $\mu_{LMS} = 2^{-16}$  [ $\mu_{LMS} = 2^{-14}$ ]. Прилагођавање GC-а контролише се у два корака  $\{2^{-11}, 2^{-20}\}$  изабраним да омогуће брзо обнављање снаге пренешеног сигнала и, такође, да се избегне да WT обавља исти задатак пошто су повезани. Неуронски нагиб  $\beta_W$  за JEM-(W, FL, VL) алгоритме користи се као слободан параметар, кориснички-дефинисани параметри правила за прилагођавање цурења за JEM-VL су изабрана да буду  $\{\gamma_{max} = (2^{-11}), M = 400, l_d = 6, l_u = 40, m_0 = 40\}$  и оптимални нагиб неурона за JEM-D алгоритам са 64-QAM сигналом је  $\beta_D = 1.95$  [17]. Пребацивање фазног ротатора носиоца PR између редуковане и пуне консталације сигнала контролише MSE праг TL3, а граница која раздваја смањени сигнални простор (укључујући дванаест угаоних симбола) је дефинисана константним модулом једнаким 71. Три начина рада Soft-DFE су контролисани нивоима MSE прага дате од  $\{TL1 = 8.0$  dB,  $TL2 = -1.94$  dB,  $TL3 = -3.0$  dB}; избор прагова заснован је на сценарију преношења најгорих случајева који форсира Мр-(С, Е) канале и перформансама еквилајзера.

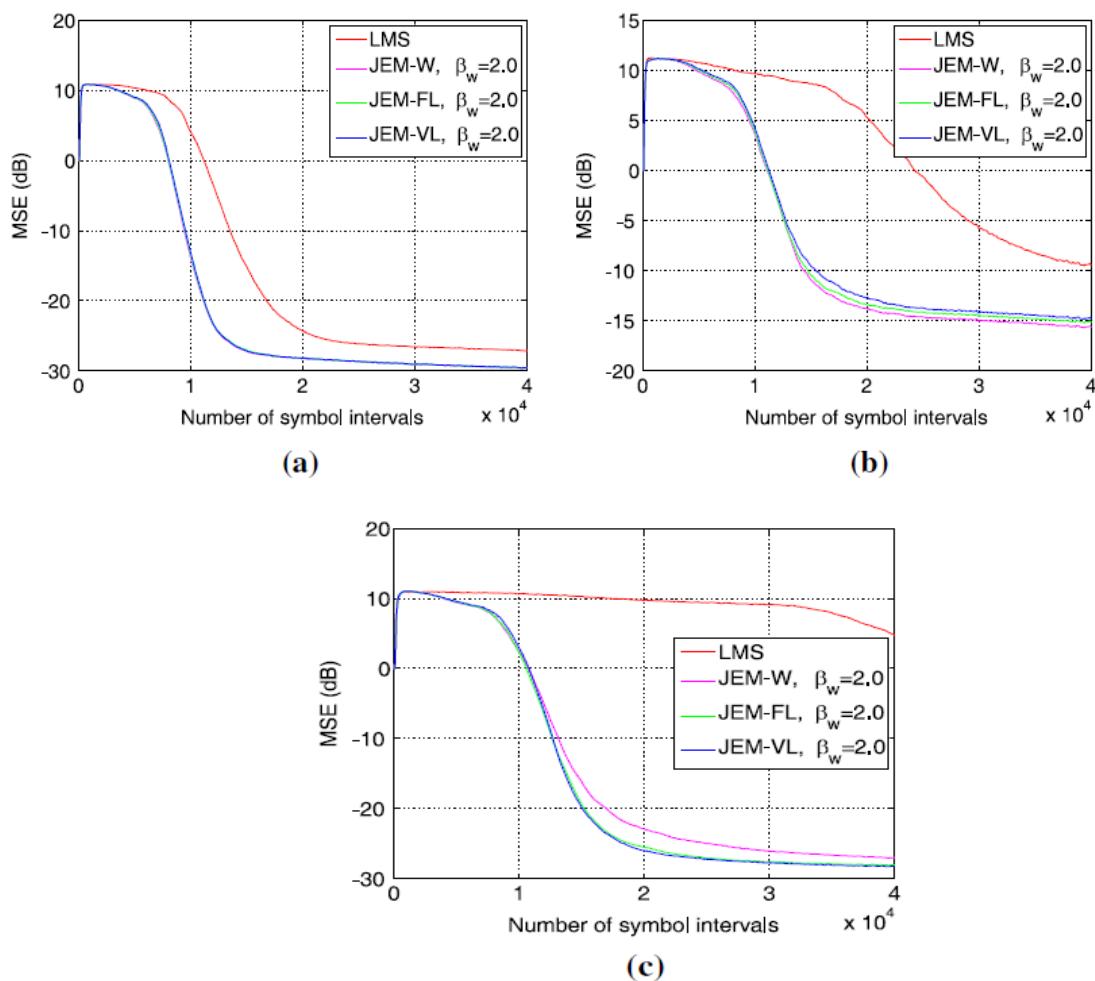
Криве конвергенције MSE еквилајзера, приказане на слици 7, приказују утицај нагиба неурона  $\beta_W$  на перформансе JEM-VL тј. на ефективне карактеристике конвергенције еквилајзера. Избор максималне вредности цурења  $\gamma_{max} = (2^{-11})$  заснован је на резултатима представљеним у претходном одељку и на евалуацији ЕСИ индекса чији је циљ постизање најбољег компромиса између брзине конвергенције, резидуалне МСЕ и ЕСИ. Очигледно је да за умерени Мр-А канал Soft-DFE има практично исте карактеристике конвергенције MSE за распон интересовања нагиба неурона  $\beta_W = (1.6 - 2.4)$ . С друге стране, утицај нагиба  $\beta_W$  на конвергенцију MSE јасно се показује у случају канала са тешким Мр-(С, Е) каналима. Треба напоменути да се постиже жељени компромис конвергенције за вредности нагиба  $\beta_W$  у близини нагиба  $\beta_D = 1.95$  што одређује оптимално извођење JEM-D алгоритма за 64-QAM сигнал.



Слика 3.7: Карактеристике конвергенције МСЕ добијене помоћу JEM-VL:  $\{\gamma_{max} = (2^{-11}), \beta_w = (1.4, 1.6, 1.8, 2.0, 2.4)\}$  и просечне су за преко 200 Монте Карло циклуса. (a) канал Mr-A, (b) канал Mr-C, (c) канал Mr-E.

На слици 3.8 приказан је утицај три различита whitening алгоритма JEM-W: ( $\beta_w = 2.0$ ), JEM-FL: ( $\gamma = 2^{-13}$ ,  $\beta_w = 2.0$ ) и JEM-VL: ( $\gamma_{max} = (2^{-11})$ ,  $\beta_w = 2.0$ ) на конвергенцију MSE. У овом тесту присутан је LMS алгоритмом [7] како би се нагласила његова слабост за компензацију дубоких спектралних нула примљеног сигнала, чињеница која је евидентна у случају Mr-(C, E) канала; у сврху тачног поређења LMS-a са алгоритмима типа JEM, режим меке транзиције у Soft-DFE шеми привремено је обустављен. С друге стране, алгоритми типа JEM показују високу стабилност за случај тешких ISI канала. Поред тога, конвергенција еквилајзера за JEM-FL и JEM-VL алгоритме резултира бржом конвергенцијом у поређењу с оригиналним JEM-W

алгоритмом. Ако се занемари утицај алгоритма JEM-FL и JEM-VL на успешност еквилајзације, занимљиво је приметити да JEM-VL за  $\gamma_{max} = (2^{-11})$  утиче на конвергенцију еквилајзера на сличан начин као што JEM-FL са  $\gamma = 2^{-13}$  чини упркос чињеници да је максимална вредност цурења  $\gamma_{max}$  четири пута већа од фактора цурења у JEM-FL. То је резултат временске променљиве брзине цурења у алгоритму JEM-VL која користи коефицијенте цурења само када је потребно и у количини која је потребна. Познато је да JEM-FL ,за фиксни фактор цурења  $\gamma = 2^{-11}$  , драматично деградира конвергенцију MSE (слика 3.5).



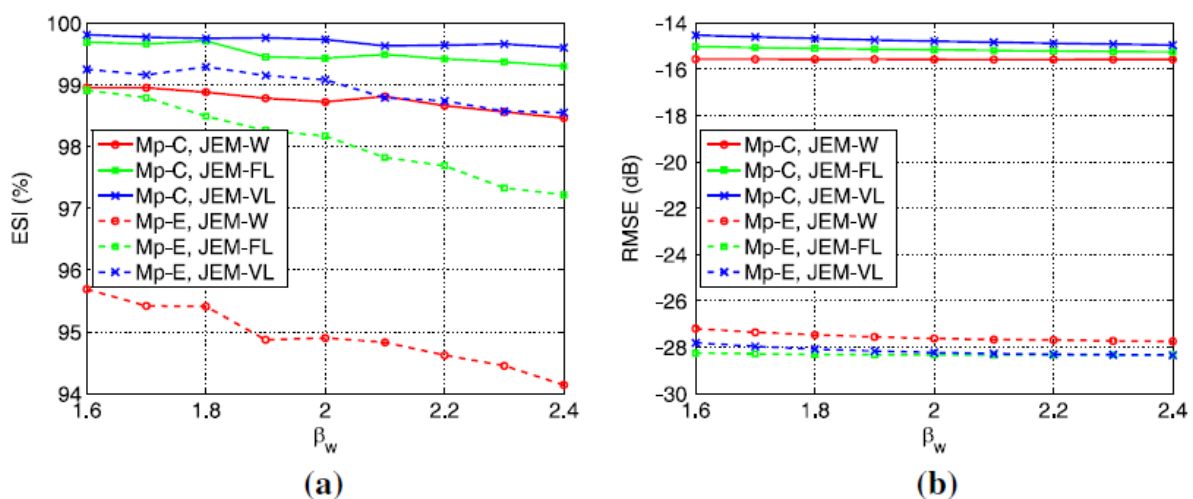
Слика 3,8: Успоређење MSE конвергенције за четири whitening алгоритма: LMS, JEM-W ( $\beta_w = 2$ ), JEM-FL ( $\beta_w = 2,0$ ) и JEM-VL ( $\beta_w = 2,0$ ). (a) канал Mr-A, (b) канал Mr-C, (c) канал Mr-E.

Да би се добио бољи увид у утицај алгоритама JEM-(W, FL, VL) на конвергенцију еквилајзера у тренутку пребацивања структурног критеријума, извршено је опсежно мерење ESI индекса који је коришћен као квантитативна мера способности еквилајзера



да се успешно изврши пребацивање структурних критеријума. Овај тест се такође користи за бољи преглед утицаја алгорита на заостали MSE (RMSE) који се мери у стабилном стању успешно завршених еквилизација. Слика 3.9 приказује перформансе ESI и RMSE еквилајзера добијене JEM-W, JEM-FL: ( $\gamma = 2^{-13}$ ) и JEM-VL:  $\gamma_{max} = (2^{-11})$  алгоритмима који варирају нагиб неурона  $\beta_w$  у релативно великом распон од 1.6 до 2.4; у датим кривама свака мерна тачка је резултат усредњавања преко 10.000 Монте Карло циклуса. Дошло се до следећих закључака

- 1) највиши ESI индекс постиже се JEM-VL алгоритмом за нагиб неурона  $\beta_w$  у распону од 1,8 до 2,0; ESI за Мр-С и Мр-Е канал је, респективно, већи од 99,7 и 99%. Такође, овај опсег нагиба неурона коинцидира с опсегом нагиба за који еквилајзер постиже најбоље карактеристике конвергенције (видети слике 7 и 8).
- 2) постигнуте перформансе RMSE не фаворизују ниједан од примењених JEM алгоритама. Ови резултати указују на то да потенцијална деградација RMSE, уведена коефицијентима цурења (проишашла из пристрасне процене whitening-a), није од практичне важности.
- 3) JEM-W алгоритам показује очиту инфериорност у ESI индексу за оба Мр-(С, Е) канала. Одговарајући резултати постигнути мереним каналом Мр-А, који нису приказани на сликама ради јасније презентације резултата, практично су исти за сва три алгоритма, ESI је 100%, а RMSE је  $< -28$  dB.



Слика 3.9: Soft-DFE: индекс успеха еквилизације и резидуални MSE насупрот нагибу неурона  $\beta_w$  за JEM-W, JEM-FL, JEM-VL алгоритме и Мр-(С, Е) канале. (a) ESI, (b) RMSE

На основу претходне анализе за 64-QAM сигнал, може се закључити да JEM-VL алгоритам са нагибом неурона одабраним у распону од 1,8 до 2,0 омогућава најбољу прерасподелу између брзине конвергенције MSE, заосталог MSE и успешности еквилизације. Поред тога, занимљиво је напоменути да су оптималне вредности нагиба  $\beta_W$  смештене у близини  $\beta_D$ , тј.  $\beta_W \approx \beta_D$ . Ова чињеница поједностављује JEM-VL поступак оптимизације јер се може покренути за нагиб неурона  $\beta_W \approx \beta_D$ , при чему је нагиб  $\beta_D$  познат за дату констелацију сигнала.

#### 4. Неортогонални вишеструки приступ (NOMA)

У овом поглављу разматрани су сновни принципи NOMA укључујући неколико фундаменталних принципа NOMA технике, нарочито кооперативна NOMA и MIMO-NOMA дизајн. Као обећавајући кандидат за будуће 5Г системе, NOMA пренос углавном показује следеће главне предности:

- **Висока искоришћеност спектра:** Искоришћеност спектра је једна од добро прихваћених мера за перформансе у бежичним мрежама. NOMA показује високу искоришћеност спектра како би се побољшао проток свих система што се приписује чињеници да NOMA дозвољава да један ресурсни блок (Resource Block - RB) (на пример: време/фреквенција/код) користи више корисника
- **Fairness-throughput tradeoff:** . Једна од кључних карактеристика NOMA је додељивање више снаге слабом кориснику, што се разликује од конвенционалних популарних политика расподеле снаге (Power Allocation -PA) као што је политика за њатер филлинг PA<sup>1</sup>. На тај начин, NOMA је у стању да гарантује добар традеофф између праведним (фаирнесс) корисницима и пропусности система.
- **Ултра-високо повезивање:** Будућем 5Г систему је предвиђено да подржавају конекције милијарди паметних уређаја (нпр. Internt of Things – IoT). Постојање NOMA нуди обећавајући приступ решавању овог нетривијалног задатка пуним коришћењем неортогоналних карактеристика. Нарочито, за разлику од конвенционалног ортогоналног вишеструког приступа (OMA) који захтева једнак број RB-ова да подржава исти број уређаја, NOMA је у могућности да их опслужује са много мање RB-ова.
- **Добра компатибилност:** Са теоријске перспективе, NOMA може бити “add-on” технка за било коју постојећу OMA технику (нпр. TDMA/FDMA/CDMA/OFDMA), обзиром на то да користи нову димензију за коришћење снаге. Такође, са старијим развојем суперпозиционог кодирања (Superposition Coding - SC) и SICтехнологије, како у теорији, тако и у пракси, веома је обећавајуће да је NOMA

способна да постигне добру компатибилност са постојећим MA техникама.

- **Отворена флексибилност:** У поређењу са осталим постојећим техникама за MA, као што су Multiuser Shared Access (MUSA), Pattern Division Multiple Access (PMDA), Sparse Code Multiple Access (SCMA), NOMA пружа једноставан и разумљив дизајн. Заправо, основни принцип поменутих MA шема и NOMA су веома слични, а то је да треба доделити више корисника у један RB. Упоредивањем NOMA и SCMA као пример, SCMA се може сматрати равијенијом технологијом него NOMA

Мотивицијом горе поменутих предности и заједно са најновијим развојем NOMA, ова теза обухвата дизајн система и унапређење перформанси NOMA технике. Истраживање ове тезе најшире истражује нови дизајн система уз интеграцију NOMA са најновијим напредним технологијама попут симултне бежичне информације и преноса снаге (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer - SWIPT), когнитивни радио пренос (Cognitive Radio - CR) и хетерогене мреже (HetNets) ради даљег побољшања перформанси. Затим се ставља фокус на адресирање два важна проблема NOMA технологије, сигурност физичког слоја и проблем fairness у МИМО-NOMA системима.

Једна од важних предности NOMA концепта је што може да утисне корисника са бољим условима канала у коме је корисник са лошијим условима канала. На пример, ако се узме у обзир даунлинк сценарио у коме постоји две групе корисника: 1) ближи корисници, корисници који су близу базне станице (Base Station - BS) и често имају боље услове канала, 2) удаљени корисници, корисници који су на крају ћелије коју контролише BS и често имају лошије услове канала. Иако NOMA има супериорнију спектралну ефикасност него OMA, чињеница је да ближи корисници коегзистирају са удаљеним корисницима што доводи до деградације перформанси код удаљених корисника. Да би се побољшала поузданост удаљених корисника, предложена је ефикасна метода која примењује кооперативни пренос на NOMA. Кључна идеја ове кооперативне NOMA шеме је да корисници који су близу BS користе се као релеји како би помогли удаљеним корисницима са slabим условима канала. Предност имплементације кооперативног преноса у NOMA системима јесте то што се коришћен SIC на ближим корисницима и самим тим информација удаљених корисника је позната тим ближим корисницима. У овом случају,

природно је узети у обзир употребу најближих корисника као “декодуј и проследи” (Decode and Forward – DF) релеје за преношење информације до удаљених корисника.

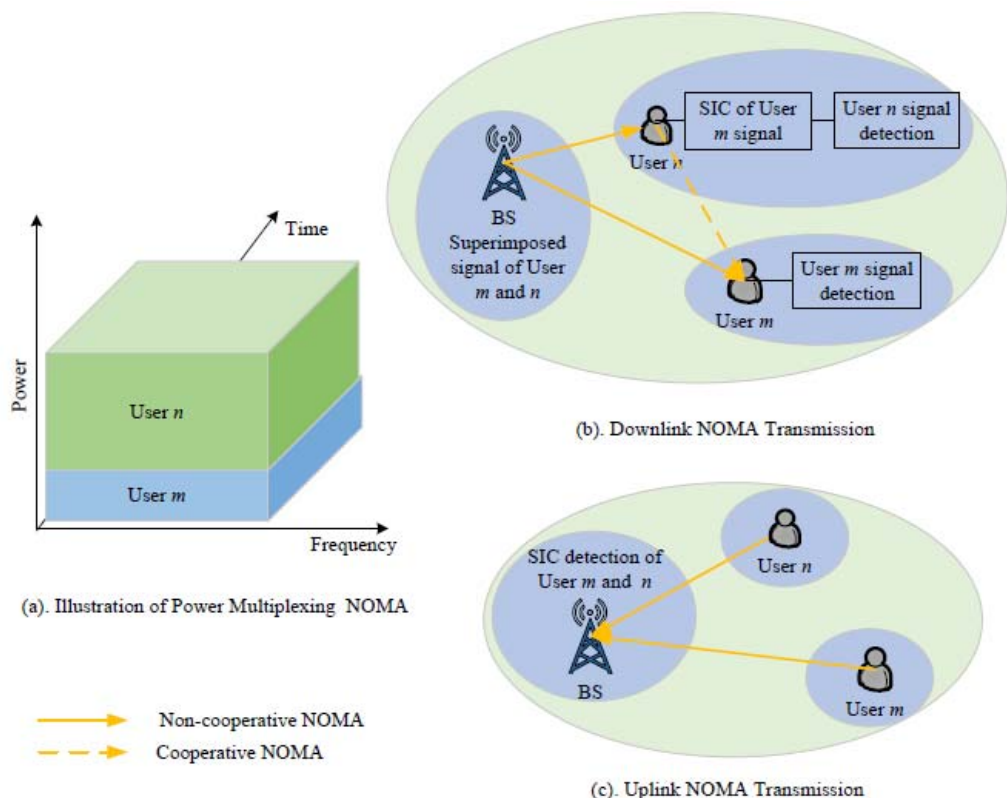
. Да би се побољшала поузданост удаљених NOMA корисника без потрошње батерије ближих корисника, разматра се примена SWIPT технологије на NOMA технологију, где се SWIPT обавља код ближих корисника. Да би се истражио утицај на перформансе предложеног протокола за насумично распоређене кориснике на неким локацијама, користе се алатаи из стохастичке геометрије. Обично су корисници насумично распоређени у две групе кроз Poisson point processes (PPPs). Ближи корисници су груписани заједно и насумично распоређени у близини базне станице док су удаљени корисници груписани у другу групу и распоређени су на крају ћелије коју контролише иста базна станица. Обзиром на то да NOMA има ограничену коканалну интерференцију, важно је комбиновати NOMA са конвенционалним OMA технологијама и реализовати нову хибридную MA мрежу. На пример, први корисници могу бити груписани у паровима да би извршили NOMA и затим се конвенционална временска/фреквенцијска/кодна расподела MA примењује да опслужи различите парове корисника. Ова хибридна MA шема може ефикасно смањити сложеност система јер је мање корисника груписано за имплементацију NOMA технике. Спектрална ефикасност је од изузетног значаја и постаје један од главних циљева за пројектовање будућих 5G мрежа. Један важан приступ за побољшање спектралне ефикасности је парадигма underlay CR мрежа, тај приступ је предложен и поново је повећао интересовање за ефикасније коришћење спектра. Кључна идеја underlay CR мрежа је у томе што сваки секундарни корисник (Secondary User – SU) може приступити спектру примарних корисника (Primary Users - PUs) све док SU задовољава претходни праг сметњи у примарној мрежи (Primary Network - PN).

Стохастичка геометрија је коришћена за примену великих CR мрежа са великим бројем насумично распоређених примарних предајника (Primary Transmitters – PTs) и примарних пријемника (Primary Receivers - PRs). Да би се карактеризовале перформансе посматраних мрежа, изведени су нови затворени облици излазне вероватноће помоћу стохастичке геометрије. Још важније, извођењем анализе разноликости добијени су нови увиди у два сценарија са

различитим ограничењем снаге: 1) фиксна снага преноса примарних предајника и 2) снага преноса примарних предајника је пропорционална снази секундарне базне станице. Дошло се до закључка да се пажљивим пројектовањем брзине преноса и коефицијентима расподеле снаге корниска, NOMA може надвладати конвенционалним OMA техникама у ундерлау CR мрежама.

#### 4.1 Основни принципи NOMA технике

Основни концепт NOMA је да реализује технологије вишеструког приступа из домена снаге (као што је приказано на Слици 4.1 (a)). За разлику од конвенционалних технологија вишеструког приступа, NOMA је способна да доведе нову димензију снаге да изврши мултиплексирање у постојећем временском/фреквентном/кодном домену. Другим речима, NOMA се може сматрати "додатном" техником, која даје веома перспективни потенцијал да буде добро интегрисана са постојећим парадигмама MA.



Слика 4.1: Илустрација NOMA преноса.

#### 4.1.1 Кључне технологије у NOMA

Кључне технологије за омогућавање NOMA засноване су на два принципа: SC и SIC. Заправо, ове две технологије нису нове, а њихови корени могу се наћи у многим постојећим литературама [55-69]. Пошто две главне технологије SC и SIC настављају да расту у теоријским и практичним аспектима, NOMA се може применити у мрежама следеће генерације без обзира на проблеме имплементације. Применом SC технике, поруке свих корисника базна станица преноси њихову комбинацију суперпозиционих кодираних сигнала. У традиционалним OMA шемама, једна од популарних политика расподеле снаге је water falling политика. Међутим, у NOMA, корисници са лошим условима канала требају издвојити више снаге. На тај начин може осигурати да корисници са лошим условима канала могу декодирати своју поруку тако што третирају поруке других корисника као шум. За оне кориснике који су у каналу са добрим условима, SIC технологија се може применити како би се омогућило одузимање интерференција од других корисника уз лошије услове канала.

#### 4.1.2 Суперпозиционо кодирање

Као што је први предложио Cover још 1972 [55], елегантна идеја да се SC сматра једним од главних градивних блокова шеме кодирања за постизање бољег капацитета на скаларну Гаусову расподелу канала [56]. Конкретније, теоријски је показано да је SC способан за постизање капацитета Гаусовог BC капацитета канала од стране Bergmansa [57] и за постизање капацитета генералног деградираног капацитета канала од стране Galagera [70]. Основни концепт SC јесте то што је у стању да кодира корисника са лошим условима канала на low rate и потом надогради сигнал корисника са бољим условима канала на њему. Истраживачи почињу да примјењују SC технологију на велике канале, као што су канали интерференције [58], релејни канали [59], канали са више приступа [60] и канали за пријем сигнала [61]. Иако поменути доприноси довољно мотивишу употребу SC са теоријске перспективе, још један проналазак који је направљен на SC је да ову технику доведе из теорије у праксу [62, 71].

Посебно, Vanka et al. [62] дизајнирали су експерименталну платформу користећи софтверске-радио систем за испитивање перформанси SC. Утврђен је скуп постигнутих брзина под ограничењем пакета грешке.

#### **4.1.3 Сукцесивно уклањање (поништавање) интерференције**

У циљу побољшања мрежног капацитета уз ефикасно управљање интерференцијом, SIC се сматра обећавајућом технологијом за уклањање интерференције у бежичним мрежама. SIC техника постиже уклањање интерференције следећом процедуром: он омогућава кориснику јачу везу за декодирање корисника са слабијом везом. Затим регенерише сигнал слабијег корисника на јачој корисничкој страни и одузима сметње. Коначно, јачи корисник декодира своје информације без ометања од слабијих корисника. Показало се да је SIC способан да достигне границе Шеноновог капацитета, како у смислу канала за емитовање тако и преко мрежа са вишеструким приступом. Поред тога, једна главна предност SIC техније је то што захтева малу комплексност хардвера на страни пријемника [63]. Као такав, SIC је широко проучаван и различите верзије коришћене у практичним системима као што су CDMA [64] и *laboratories layered space-time (V-BLAST)* [65]. Такође, SIC је експлоатисан у неколико практичних сценарија, као што су вишекорисничке мреже MIMO [66], multi-hop мреже [67], системи за случајни приступ [68] и стохастичка геометрија моделованих великих мрежа [69]. Још један важан развој на SIC јесте то што је имплементиран у неким комерцијалним системима, нпр. IEEE 802.15.4.

#### **4.1.4 NOMA са аспекта теорије информација**

Када се реализују предности нове технологије вишеструког приступа, сасвим је битно истражити добитак перформанси са становишта теорије информација (нпр. регион капацитета). У ствари, концепт NOMA је посебан случај развоја SC за BC канал. Неки постојећи радови поставили су чврсту основу за идентификацију подручја капацитета BC канала за NOMA технику. Нарочито, коришћењем SC, подручје капацитета деградиране дискретне BS без меморије установио је Cover [55]. Као продужетак [55], Bergmans је пронашао



Гаусов ВС регион капацитета у једноантенском систему [72]. Инспирисани од стране [55], [72], неколико истраживача почело је да истражује потенцијалне перформансе из перспективе [90, 73, 74]. Xu et al. [90] је развио нови критеријум евалуације како би испитао добитак NOMA перформанси преко OMA из погледа на теорију информација. Међутим, узимајући у обзир једноставне сценарије са једном антенном, корисник са Гаусовим ВС, упоређивањем TDMA и NOMA у смислу региона капацитета и two rate региона приказано је у [90]. Аналитички резултати показују да NOMA може надмашити TDMA како у погледу појединачних брзина и укупних брзина. У [73], Shieh и Huang су се фокусирали на испитивање подручја капацитета downlink NOMA технике, заснивајући се на систематичном дизајнирању практичних шема и истраживању добитка NOMA над OMA, практично, кодерима и декодерима. Предлажући да формирају релејне канале преноса (Relaying Broadcast Channels - RBC) у NOMA за побољшање перформанси, Но и Xung [74] су испитивали подручје достизања капацитета RBC-а, позивајући неколико релејних слојева, као што су DF релеји, компресуј-и-проследи (Compress-and-forward - CF) релеји са/без DPC-а.

#### 4.2.1 Математичка демонстрација NOMA технике

За бољу илустрацију односа између NOMA и OMA са теоријског аспекта, дата је аналитичка демонстрација испитивања перформанси високог односа сигнала и шума (signal-noise ratio - SNR). Разматрана су два корисничка случаја downlink NOMA пренос, први  $h_m$  и  $h_n$  су означени као коефицијенти канала корисника  $m$  и корисника  $n$ , док је  $\rho$  као пренос SNR на BS и предпоставља се да је  $|h_m|^2 < |h_n|^2$  без губитка општости. Према Шеноновој теореме о капацитету, добитак у контексту OMA може се изразити као  $\frac{1}{2} \log_2(1 + \rho|h_m|^2)$  и  $\frac{1}{2} \log_2(1 + \rho|h_n|^2)$ , респективно. Што се тиче NOMA технике, за њу важи  $\log_2 \left( 1 + \frac{\rho\sigma_m|h_m|^2}{1+\rho\sigma_n|h_m|^2} \right)$  и  $\log(1 + \rho\sigma_n|h_n|^2)$  где су  $\sigma_m$  и  $\sigma_n$  коефицијенти расподеле снаге који задовољавају услов  $\sigma_m > \sigma_n$  и  $\sigma_m + \sigma_n = 1$ . При високој SNR апроксимацији, сума пропусног опсега OMA и NOMA је  $\frac{1}{2} \log_2(1 + \rho|h_m|^2) +$

$\frac{1}{2} \log_2(1 + \rho|h_n|^2) = \log_2(\sqrt{|h_m|^2|h_n|^2}) + \log_2(\rho|h_n|^2)$ , респективно. Као такав, примећује се да у високом SNR региону, сума пропусног опсега NOMA технике знатно превазилази OMA, посебно за сценарије када су услови канала два корисника у великој мери различити. Са математичког гледишта побољшања перформанси која је донела NOMA углавном се заснивају на чињеници да је ресурс (нпр. време/фреквенција) фактор раздвајања 1/2 који је изван логаритма, штетнији од расподеле снаге унутар логаритма.

#### 4.2.2 Downlink и Uplink NOMA пренос

Downlink NOMA пренос упошљава SC технику на BS за слање комунационих сигнала и SIC технику код корисника за уклањање интерференције. Као што је приказано на Слици 4.1 (б), на страни јаког корисника (Корисник n), интерференција надложеног сигнала може се отказати применом SIC технике. Док на страни слабог корисника (Корисник m), она ће декодирати поруку третирањем Корисника n као сметњу. Ова теза се фокусира на сценарију downlink NOMA преноса. Ови атрибути се заснивају на чињеници да верзија downlink NOMA преноса, односно, вишекориснички суперпозициони пренос (Multiuser Superposition Transmission - MUST) већ укључен у LTE стандард, што је још више обећавајуће као кандидат за 5G. За разлику од downlink NOMA преноса, uplink NOMA пренос захтева да BS прво пошаље контролне сигнале до више корисника ради расподеле снаге. Тада више корисника преноси њихову информацију до BS у истом ортогоналном ресурсном блоку, као што је приказано на Слици 4.1(ц). Уз помоћ SIC технике, BS декодира све поруке од корисника након повећања/смањења редоследа декодирања.

### 4.2.3 Кооперативни NOMA пренос

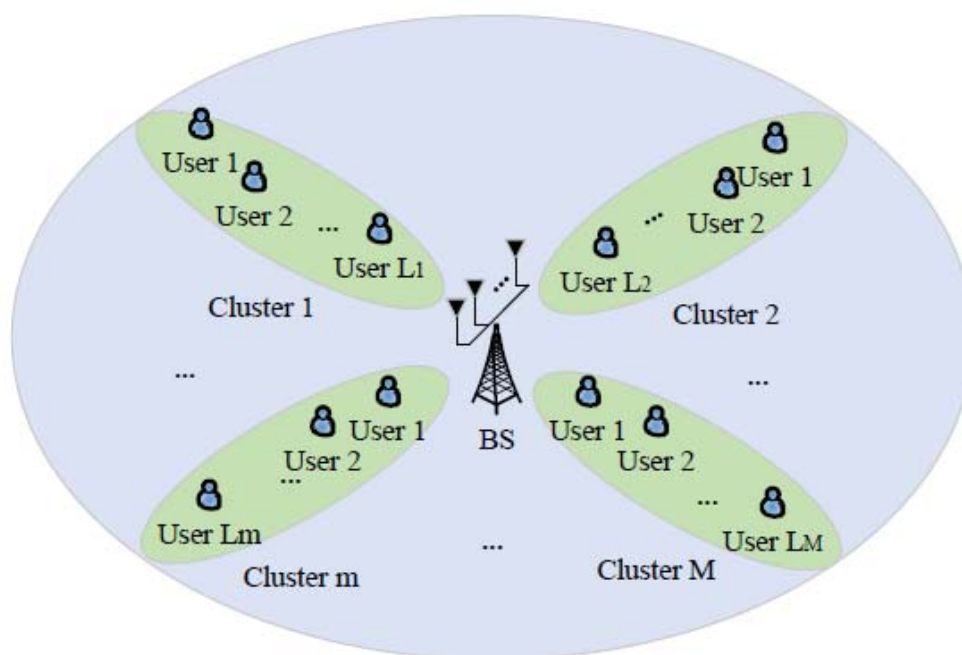
Основна идеја кооперативне NOMA технике јесте да се јаки NOMA корисници сматрају као неколико DF релеја који помажу слабим NOMA корисницима. Још увек се узима два корисничка downlink преноса на Слици 4.1 (б) као пример. Кооперативна NOMA захтева два временска слота за пренос. Први слот, односно фаза директног преноса, је исти као и NOMA који није кооперативан (као што је приказано на Слици 4.1 (б) пуном линијом). Током другог временског слота који се зове кооперативна фаза, Корисник  $n$  ће проследити декодирану поруку кориснику  $m$  помоћу DF протокола (као што је приказано на Слици 4.1 (б) са испрекиданом линије). Ding et al. [90] су предложили овај нови концепт који је изазвао интересовање код истраживача, пошто кооперативни NOMA у потпуности искориштава погодности SIC и DF декодирања.

У овој тези, Поглавље 4 се заснива на кооперативној NOMA у поређењу са конвенционалном NOMA техником, кључне предности кооперативног NOMA преноса су резимиране на следећи начин: 1) Интеграција технике: применом SIC технологије у NOMA, порука слабог корисника је већ декодирана на страни јаког корисника. Као такво, природно је размотрити употребу DF релејног протокола; 2) Боља праведност: једна од кључних карактеристика кооперативног NOMA је да је поузданост слабог корисника знатно побољшана. Као последица тога, праведност NOMA преноса може бити гарантована; и 3) Висока разлика у појачању: кооперативан NOMA је способан да постигне веће појачање код слабог NOMA корисника, што је ефикасан приступ превазилажењу вишеструког фединга.

### 4.3 NOMA у вишеантенским системима

У поређењу са SISO системом, коришћењем више антена на BS може се искористи за побољшање SNR формирањем снопа или повећањем порпусног опсега система помоћу просторног мултилексирања. Две добро прихватљиве

вишеантенске NOMA технологије су NOMA са формирањем снопа и NOMA са просторним мултиплексирањем, које су представљене у наставку. NOMA са BF пружа ефикасан приступ побољшању спектралне ефикасности коришћењем домена снаге и просторног домена. Једна од популарних NOMA дизајна са више антена је да се формирање снопа направи кластер структура. Прецизније, сви корисници се сматрају подељеним на неколико различитих кластера. У сваком кластеру, просторни канали корисника су високо корелирани. Као што је приказано на Слици 4.2, корисници NOMA који су сви повезани у  $M$  кластера и сваки кластер састоји се од  $L_m$  корисника, где  $m \in \{1, 2, \dots, M\}$ . У овом случају, могу се пројектовати одговарајући снопови за одговарајуће кластере. Применом ефикасног прекодирања може се гарантовати да је сноп који је повезан са одређеним кластером ортогоналан са каналима корисника у свим осталим кластерима. Тиме се ефекти интерференције унутар кластера могу потиснути.



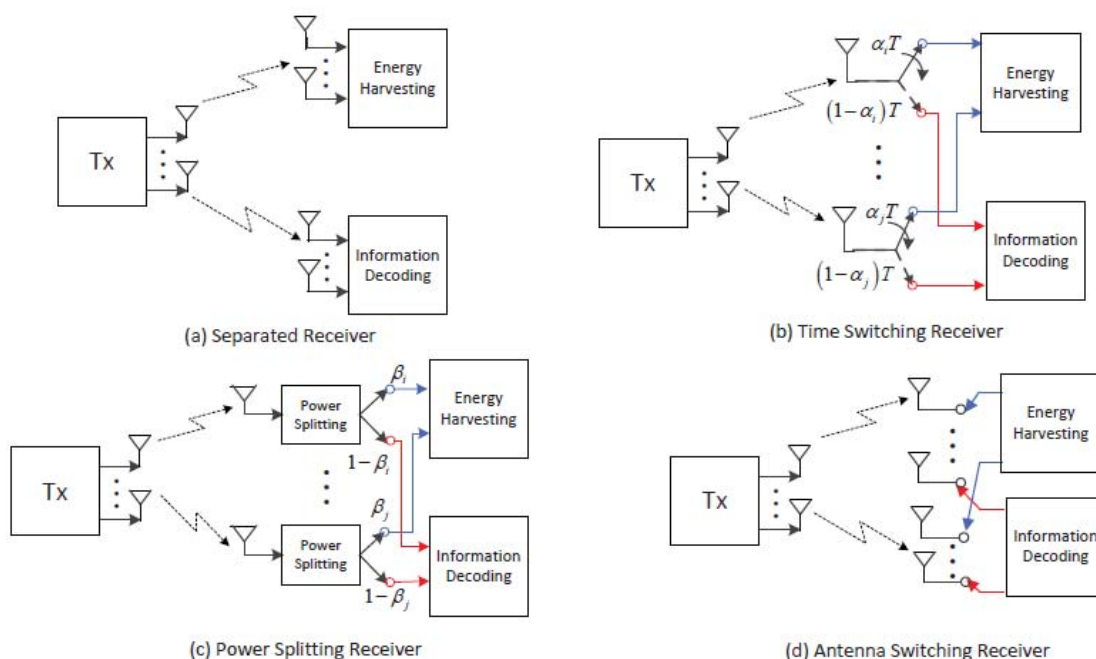
Слика 4.2: Илустрација NOMA са формирањем снопа у MIMO архитектури заснованој на кластерима.

Дубљим погледом на кориснике у сваком кластеру види се да због постојећих разлика у условима канала између корисника то постаје конвенционални NOMA сценарио. Према томе, SIC се може користити да управља интерференцијем

унутар кластера између корисника у истом кластеру. У суштини, NOMA са SM је комбинација NOMA и MIMO. Као такво, и даље би требало постојати скалирање својства линеарно растућег односа између постигнуте стопе и минималног броја предајника/пријемника ( $M$ ).

#### 4.4 RF бежични пренос снаге

Један од кључних циљева будућих 5Г мрежа је максимизирање енергетске ефикасности бежичних мрежа, нарочито за бежичне уређаје ограничене снагом. Прикупљање енергије је ефикасно средство за продужење живота бежичне мреже, а недавно је добила изузетну пажњу, јер све више доприноси зеленој комуникацији.



Слика 4.3: Илустрација постојећих SWIPT пријемника.

Међутим, традиционалне технике прикупљања енергије, као што су вода, соларна енергија, ветар, вибрације и термоелектрични ефекти, зависе од локација, окружења и времена. У зависности од конвенционалних техника за прикупљање енергије, RF бежични пренос снаге (Wireless Power Transfer - WPT) обезбеђује изузетан приступ за напајање уређаја који су ограничени енергијом.

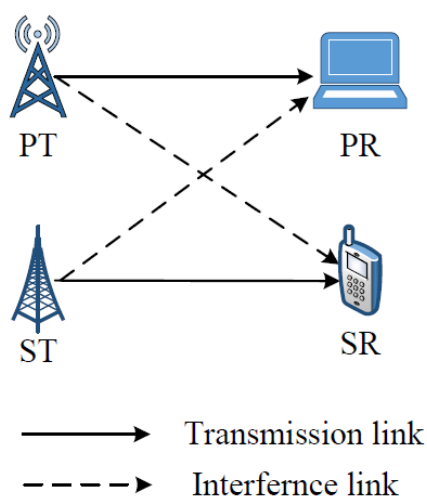
Још једна мотивација иза овог приступа лежи у чињеници да је већина уређаја окружена RF сигнаlima, а као последица, чак и штетни сигнали (нпр. шум и интерференција) могу се сматрати извором прикупљања енергије. Ове потенцијалне предности WPT-а су недавно привукле значајну пажњу истраживачима [75-77]. SWIPT је развијен као обећавајући RF WPT техника за њихову потенцијалну могућност да омогући пренос информације и енергију у истом таласу (waveform). Чињеница је да није могуће извучити информације и енергију из истих радио-фреквенцијских сигнала истовремено. Потребне су веће практичне структуре за пријем енергије и информација. Четири добро прихваћена дизајна пријемника су резимиране у [78], односно одвојено, временско пребацивање, дељење снаге и пријемници са могућношћу за пребацивање антене (као што је приказано на Слици 4.3). Међу њима, раздвојени и пријемници са могућношћу за пребацивање антене користе сепарацију информација и енергије из просторног домена. Док временско пребацивање и пријемници са могућношћу за дељење енергије одвајају информације и енергију из домена времена и домена снаге. У Поглављу 4 примјењује се архитектура заснована на пријемнику за дељење енергије у DF релејном систему.

#### 4.5 Когнитивне радио мреже

Последња деценија је сведок наглог раста бежичних уређаја широм света, што доводи до повећања потражње спектра. Као што је објавила Федерална комисија за комуникације (Federal Communications Commission - FCC), постоје значајне тренутне и просторне варијације у додељеном спектру. Обзиром на ову чињеницу, CR, који је писао Mitola у [79], поново је покренуо интерес за решавање проблема недостатка спектра. Основни концепт CR је да у одређеном временском или географском региону, нелиценцирани корисници имају приступ лиценцираном спектру. Коришћењем различитих приступа од секундарних корисника (SUs) за приступ спектру примарних корисника (PUs), CR се углавном категоризује у три парадигме, тј. interweave, overlay, и underlay [80], са различитих становишта за управљање интерференцијама: 1) Interweave CR може

се сматрати парадигмом избегавања сметњи, у којој се од SU захтева да пронађу привремене празнине у простору-фреквенцијском домену примарних корнисика пре него они приступе [81-86]. Истовремени пренос SU и PU није дозвољен у Interweave парадигми. 2) Парадигма overlay је у суштини техника ублажавања сметњи. Помоћу неких техника кодирања (нпр. PDC), overlay CR осигурава то да когнитивни корисник буде способн да комуницира симултано са некогнитивним корисником [80]. Секундарни корисници су способни да раде као релеји да би проследили информацију примарних корнисика до пријемника примарних корисника. 3) Underlay CR је као паметна парадигма која конторлише интерференције у којој секундарни корисници су овлашћени да приступе спектру додељеном примарним корисницима све док је услов о интерференцији снаге задовољен.

Као што је приказано на Слици 4.4, примарни предајник (PT) комуницира са примарним пријемником (PR). У исто време, група секундарних корисника може поново користити исту фреквенцију. Тачније, секундарни предајник (ST) је способан да пошаље информације до секундарног пријемника (SR) све док је задовољен предефинисан услов интерверенције примарног пријемника. Примећује се и то да ће SR имати интерференције од PT у овој underlay парадигми.



Слика 4.4: Илустрација underlay когнитивних радио мрежа.

## 4.6 Масивни МІМО

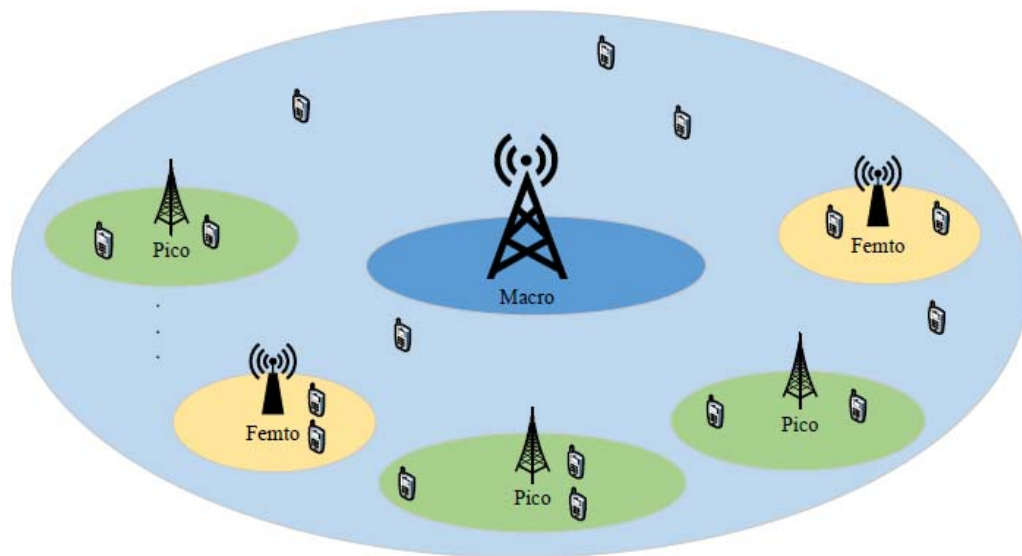
Масивни МІМО се сматра једном од „три велике“ технологије у 5Г системима због његове значајне могућности да побољша пријмљени SNR и спектралну ефикасност. Очигледно је показано да је масивни МІМО способан повећати капацитет више од 10 пута, као и побољшати енергетску ефикасност каје се емитује 100 пута [87]. У поређењу са конвенционалним МІМО техником која је ограничена бројем антена, масивни МІМО може пружити многе потенцијалне предности у смислу пружања великих добитака мултиплексирања, високих брзина преноса података, стабилније поузданости везе и бољег споја између спектралне и енергетске ефикасност. На пример, применом zero forcing (ZF) преноса прекодирањем (transmit precoding - TPC) са једнаком расподелом снаге, код корисника је добијен просечни низ појачања [88-89],  $P_t$  је пренос снаге базне станице, док је  $L$  губитак large scale путање. Могућности масивног МІМО, изазвала је интерес истраживача да покушају да масивни МІМО пренос примене у NOMA. У [90], Ding и Poor су користили МІМО-NOMA дизајн са кластерима и поделили канале масивног-МІМО-NOMA у низ SISO-NOMA канала. Предложена је one bit feedback шема за дизајниране масивне МІМО-NOMA системе ради смањење сложености имплементације.

## 4.7 Хетерогене мреже

HetNets, као још једна од “три велике” 5Г технологије може знатно побољшати капацитет мреже. Основна идеја HetNet-a је у суштини померање BS ближе сервисираним корисницима и као такав, спектар преко географских поља може бити густо реокупиран. У ствари, вишеслојни HetNet распоред је предвиђен у LTE коришћењем малих ћелија (нпр. пикоћелије, фемто ћелије, релејима) ундерлаунг макро ћелија у целијским мрежама, што додатно одређује доминантну улогу HetNet-a у будућим бежичним мрежама. Слика 4.5 илуструје три нивоа HetNets које укључују једну макро ћелију, неколико пико ћелија и фемто ћелије. Приметно је да свака BS има своје покриће. Због недостатка макро ћелија и малих ћелија, корисници ће се суочити са



међуслојним сметњама као и интерференцијом унутар слоја. Као такав, неопходно је да интелигентно одреди кориснике да се повезују са било којом базном станицом. Једна недавна популарна корисничка стратегија заснована је на максималној просечној примљеној снази сваког слоја. На тај начин, кориснику се дозвољава приступ свакој BS која може пружити најбоље покриће [90]. Ово је нарочито корисно у хибридном HetNets док усваја различите технологије у различитим слојевима (нпр. Масивни МИМО у макро ћелијама и једној антени у малим ћелијама).



Слика 4.5: Илустрација три нивоа HetNets.

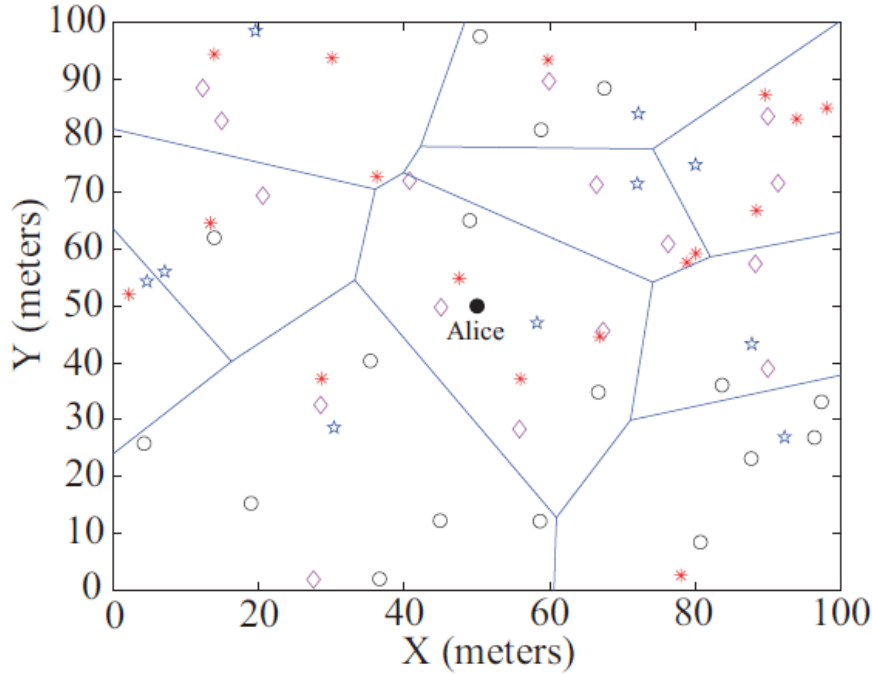
#### 4.8 Безбедност физичког слоја

Природа преноса бежичним медијум чини да је подложн безбедносним претњама као што је прислушкивање. PLS, који је Wyner предложио још 1975. године из информационо-теоријске перспективе, изазвао је велику забринутост као прави приступ за постизање сигурног преноса. Од традиционалних приступа који дизајнирају криптографске протоколе у горњем слоју, PLS има за циљ да експлоатише карактеристике бежичних канала у физичком слоју за преношење конвенционалних порука. Подстакнута брзим развојем бежичних мрежа, идеја о PLS-у је разматрана из практичне перспективе у многим сценаријима. Основни задатак канала за пријем података је да шаље тајне

информације легитимном пријемнику у присутности прислушкивача који намеравају да злоупотребе информације. Кључна идеја постизања савршене тајности у каналу за прислушкивање је да обезбеди да је квалитет главног канала буде бољи од квалитета канала прислушкивача. Капацитет информације о тајности је дати  $I_S = [I_M - I_E]^+$  где је  $I_M$  капацитет главног канала,  $I_E$  капацитет канала прислушкивача и  $[x]^+ = \max\{x, 0\}$ . Због карактеристике сигурности физичког слоја, сродна истраживања углавном се раде у два правца, повећавајући квалитет главног канала (нпр. успостављање ближе везе) и смањење квалитета канала прислушкивача (нпр. генерирање пријатељских jamming сигнала или вештачког шума).

#### 4.9 Методе Стохастичке геометрија за велике мреже

Иако се поменути одељци углавном фокусирају на увођење основних сценарија, овај одјељак представља моћан математички и статистички алат, односно стохастичка геометрија за моделирање и анализу бежичних мрежа. За разлику од традиционалних топологија приступа које увек игноришу густину и мобилност чворова, стохастичка геометрија је у стању да прихвати тополошку насумичност мрежа и стога може пружити аналитичке резултате који се могу пратити за просечно понашање мреже према неким дистрибуцијама. Ово је нарочито важно у мрежама великих размера које се састоје од великог броја насумично распоређених чворова (нпр. BS, мобилних корисника итд.) чији су канали и локације у високој несигурности. Слика 4.6 је пример стохастичког геометријског модела, који приказује просторну расподелу безбедног D2D комуникационог сценарија са бежичним напајањем. Модел базиран на стохастичкој геометрији претпоставља да просторна расподела мрежа покрива одређени процес у тачки (ппоинт процес), као што су BPP (Binomial Point Process), PCP (Poisson Cluster Process), HCPP (Hard Core Point Process) и PPP (Poisson Point Process) [116]. Међу њима, PPP је уобичајени процес у постојећој литератури која се бави великим бежичним мрежама.



Слика 4.6: Пример стохастичког геометријског модела са безбедним D2D комуникационим сценариом са бежичним напајањам. Део мреже обухвата просторне расподеле предајника (Alice), power bascons (пунк), легитимног пријемника (празни кругови), BSs (плаве звезде) и прислушкивачи (црвене звезде) прате хомогене PPP.

Треба имати на уму да PPP може бити или хомогени PPP који има константне тачке густине или хетерогену PPP који има различите тачке густине. Корисно својство PPP-а је функција генерисања вероватноће, која је способна израчунати производе PPP-а као:

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

где  $\phi$  представља point process и  $\wedge$  је мера за интензитет.

Спектрална ефикасност је од изузетног значаја и постаје једна од главних циљева за пројектовање будућих 5G мрежа. Један важан приступ за побољшање спектралне ефикасности је парадигма underlay CR мрежа, тај приступ је предложен и поново је повећао интересовање за ефикасније коришћење спектра. Кључна идеја underlay CR мрежа је у томе што сваки секундарни корисник (Secondary user – SU) може приступити спектру примарних корисника (Primary

users - Pus) све док SU задовољава претходни праг сметњи у примарној мрежи (Primary Network- PN).

Стохастичка геометрија је коришћена за примену великих CR мрежа са великим бројем насумично распоредених примарних предајника (Primary Transmitters- PTs) и примарних пријемника (Primary Receivers PRs). Да би се карактеризовале перформансе посматраних мрежа, изведени су нови затворени облици излазне вероватноце помоћу стохастичке геометрије. Још важније, изводењем анализе разноликости добијени су нови увиди у два сценарија са различитим ограничењем снаге: 1) фиксна снага преноса примарних предајника и 2) снага преноса примарних предајника је пропорционална снази секундарне базне станице. Дошло се до закључка да се пажљивим пројектовањем брзине преноса и коефицијентима расподеле снаге корниска, NOMA може надвладати конвенционалним ОМА техникама у underlay CR мрежама

#### **4.10 Методе поништења узастопне интерференције (SIC) у NOMA системима**

Неортогонални вишеструки приступ је препознат као обећавајућа техника вишеструког приступа за мреже пете генерације због своје супериорне спектралне ефикасности. У NOMA системима, главна технологија је SIC технологија. Узимајући у обзир сценарио downlink преноса, када једна базна станица преноси суперпозиционе кодоване информације двојици корисника. Добитак канала од базне станице до ова два корисника је  $h_1$  и  $h_2$ , респективно. Претпоставимо да су  $|h_1| < |h_2|$ , и оба  $h_1$  и  $h_2$  савршено позната и предајнику и пријемницима. Преносни сигнал или збир два сигнала може се изразити као

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

где је  $x_k$  сигнал који је намењен кориснику  $k$ ;  $k = 1,2$ . Због тога примљени сигнал код корисника  $k$  може бити написан од стране

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

где  $w_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$  је независан и идентично расподељен (и.и.д.) комплексан адитиван бели Гаусов шум (AWGN) са средњом нула и варијансом  $\sigma_n^2$ . Сигнал

преноса  $x$  има просечно ограничење снаге  $P = P_1 + P_2$  где су  $P_1$  и  $P_2$  снаге преноса за Корисника1 и Корисника2, респективно. Кључна идеја SIC технике је у томе што корисници који имају веће добитке канала могу декодирати податке који су успешно декодирани корисници који имају мање добитке канала. У овом случају, пошто Корисник 2 има већи добит канала од Корисника 1, Корисник 2 може декодирати податке које је Корисник 1 успешно декодирао. Стога, шема суперпозиционог кодирања може се имплементирати следећим корацима:

1. Преносни сигнал су суперпозициони кодирани сигнали два корисника.
2. На пријемнику, Корисник 1 третира сигнал Корисника 2 као шум и декодира своје податке из  $y_1$ .
3. Корисник 2 са бољим каналом врши SIC, тј. декодира податке Корисника 1 и одузима сигнал Корисника 1 од  $y_2$ . Након тога, Корисник 2 може декодирати своје податке.

Према Шеноновој формули капацитета, брзина преноса података за Корисника 1 и Корисника 2 са пропусним опсегом  $B$  може се постићи

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

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

Сматрамо да су  $K$  корисници дистрибуирани у downlink мреже са SIC-ом на пријемницима и  $|h_K| \geq |h_{K-1}| \geq \dots \geq |h_1|$ . Граница региона капацитета је дата од стране

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

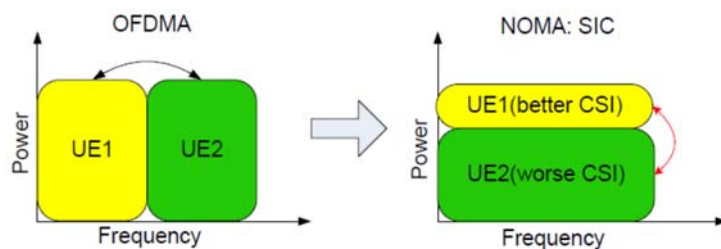
за све могуће раздвајање  $P = \sum_{k=1}^K P_k$  укупне снаге на базној станици. Оптималне тачке се постижу помоћу суперпозиционог кодирања код предајника и SIC-а на сваком од пријемника. Редослед поништења на сваком пријемнику је увек декодирање слабијих корисника пре декодирања сопствених података.

Разговарали смо о предностима SIC технологије у downlink мрежи. SIC има значајно повећање перформанси у односу на конвенционалне ортогоналне технике вишеструког приступа (ОМА). Искоришћава јак канал најближег

корисника како би му пружио високу брзину, а слабом кориснику обезбедио најбоље могуће перформансе. Овде ћемо размотрити неколико потенцијалних практичних проблема у примени SIC-а у бежичном систему.

- Сложеност ће се повећати када се број корисника повећава: У downlink-у, примена SIC-а на мобилним пријемницима значи да корисник треба декодирати информације намењене неким другим корисницима, што се не би догодило у конвенционалном систему. Због тога ће се сложеност декодирања код сваког мобилног корисника повећати када се број корисника мултиплексираних на истом фреквенцијском опсегу повећава. Међутим, видели смо да суперпозиционо кодирање у комбинацији са SIC има највећи добитак перформанси када корисници имају велике раздвојене канале из базне станице. Да би се избегла велика сложеност SIC-а, корисничка група може бити решење у пракси. Да би се смањила сложеност декодирања, предложено је да се корисници у ћелији одвоје у групе које садрже мали број корисника. Свака група корисника може се мултиплексирати на истом под-каналу и суперпозиционо кодирање засновано на SIC-у је извршено. Стога, SIC може постићи добитак перформанси са малом сложеностју.
- Процена информација о стању несавршеног канала: Посредни сигнал од осталих корисника мора бити реконструисан пре него што се уклони из примљеног сигнала. Овај допринос зависи од информације процене стања канала. Несавршена процена CSI-а довешће до грешака у поништењу. Једна забринутост је у томе што ако је разлика у примљеним снагама корисника велика, преостала грешка при поништењу јачег корисника може и даље преплавити слабији кориснички сигнал. С друге стране, такође је лакше добити тачну процену канала када корисник има висок CSI. Испоставља се да ова два ефекта компензују једни друге и ефекат резидуалних(преосталих) грешака не расте са различитошћу снаге.
- Аналогно-дигитална квантизацијска грешка: када је разлика примљених снага корисника велика, неопходан је велики динамички опсег аналогно-дигиталног (A/D) конвертора. На пример, ако је диспаритет(различитост) снаге 20 dB, чак и 1-битна тачност слабог сигнала захтеваће 8-битни A/D

конвертор. Ово може добро поставити ограничење имплементације о томе колико добитак SIC-а може понудити.



Слика 4.7: OFDMA у односу на NOMA системе

У овом одељку разматрамо основни NOMA са SIC-ом и анализирамо његову добит у перформансама преко OFDMA шема. Популарна NOMA шема користи домен снаге за постизање вишеструког приступа. Слика 4.7 представља упоређивање домена снаге у односу на фреквенцију система NOMA и OFDMA система. Применом SIC-ове технике на пријемницима, вишеструки корисници са различитим нивоима снаге могу се мултиплексирати на истом фреквенцијском опсегу, пружајући вишу стопу суме него код конвенционалних шема са ортогоналним вишеструким приступом (OMA).

У NOMA системима, SIC се примењује на пријемницима. Хајде да се усредсредимо на случај два корисника за downlink NOMA система. Сматрајте да су два корисника мултиплексирани на истом подканалу са добитком канала  $|h_1|^2 \geq |h_2|^2$  приказан на слици 2.1, где је  $h_m = g_m \cdot PL^{-1}(d)$ ,  $m = 1,2$  и где је претпостављено да је  $g_m$  Рејлијев опадајући добитак канала, а  $PL^{-1}(d)$  је функција губитка путање између BS и  $UT_m$  на растојању  $d$ . Означити додељену снагу на  $SC_n$  од стране  $p_n$ . Пропусни опсег подканала је  $B_{sc}$ , а фактори пропорционалности снаге за Корисника 1 и Корисника 2 су  $\beta_1$  и  $\beta_2$ , респективно.

За NOMA системе, SIC се примењује код Корисника 1 са вишим добитком канала од Корисника 2. Према SIC протоколу, Корисник 1 може

отказати сигнал сметње од Корисника 2. Брзине података Корисника 1 и Корисника 2 у NOMA системима могу бити респективно представљени као:

$$R_1 = B_{sc} \log_2 \left( 1 + \frac{|h_1|^2 \beta_1 p_n}{\sigma_n^2} \right)$$

и

$$R_2 = B_{sc} \log_2 \left( 1 + \frac{|h_2|^2 \beta_2 p_n}{|h_2|^2 \beta_1 p_n + \sigma_n^2} \right).$$

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

Стопа сумирања може бити написана од стране

У OFDMA системима, претпоставимо OFDMA са ортогоналним мултиплексирањем корисника. Укупни пропусни опсег  $B_{sc}$  заузимају ова два корисника (претпоставимо да сваки корисник има половину пропусног опсега). Брзине података Корисника 1 и Корисника 2 у OFDMA системима могу бити представљене као

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

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

Због тога се стопа сумирања ова два корисника у OFDMA систему може изразити као

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

Користећи вредности параметара у [60], поставили смо  $\beta_1 = 1/5$ ,  $\beta_2 = 4/5$ ,  $B = 1\text{Hz}$ ,  $\frac{|h_1|^2 p_n}{\sigma_n^2} = 20\text{dB}$  и  $\frac{|h_2|^2 p_n}{\sigma_n^2} = 0\text{dB}$ . Претпоставимо да сваки корисник



има исту тежину пропусног опсега ( $B_{sc} = 1\text{Hz}$ ). Према томе,  $R_{OFDM} = 3.33 + 0.50 = 3.83 \text{ bits/sec}$  и  $R_{NOMA} = 4.39 + 0.74 = 4.53 \text{ bits/sec}$ . Добитак NOMA система је 34% већи него код OFDMA шеме.

Сада размотрите боље услове канала, што значи да побољшамо добитак канала постављањем  $\frac{|h_1|^2 p_n}{\sigma_n^2} = 30\text{dB}$  и  $\frac{|h_2|^2 p_n}{\sigma_n^2} = 10\text{dB}$ . Претпоставимо да сваки корисник има исту тежину пропусног опсега ( $B_{sc} = 1\text{Hz}$ ),  $\beta_1 = 1/5$ ,  $\beta_2 = 4/5$ . Према томе,  $R_{OFDM} = 4.99 + 1.73 = 6.72 \text{ bits/sec}$  и  $R_{NOMA} = 7.65 + 1.87 = 9.52 \text{ bits/sec}$ . Добитак NOMA система је 42% већи него код OFDMA шеме.

На основу горе наведених нумеричких примера, може се закључити да ће се сума брзине података NOMA система побољшати када се добитак канала повећа, а добит перформанси NOMA над OFDMA се повећава када се услови канала побољшају.

Разлика стопе суме два система у региону високог односа сигнал-шум (SNR) може се израчунати. Сматрајте да су два корисника мултиплексирана на истом подканалу са добитком канала  $|h_1|^2 \geq |h_2|^2$ . Због тога се, одступање стопе сума може написати као:

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

што није функција SNR-а. Из претходне једначине, може се закључити да ће се повећати раскорак стопе суме између NOMA и OFDMA када је увећана разлика добити канала два корисника. Због тога, NOMA системи могу надиграти OFDMA системе само ако разлика добити канала постоји.

#### 4.11. Енергетска ефикасност у комуникационим мрежама

Са оперативне тачке гледишта, око 600 TWh светске електричне енергије троше информационе и комуникационе технологије (ИКТ). До краја 2030. године, очекује се да ће тај број порастати на 1700 TWh. Ова повећана потрошња енергије постаје важно питање у зеленој ћелијској мрежи због повећане количине нивоа емисије  $CO_2$  изазване потрошњом енергије. Због тога је брза растућа потрошња енергије и ограничени глобални енергетски ресурси важни мотиви за истраживање енергетски ефикасних бежичних комуникационих система.

Током протеклих деценија, спроведени су многи истраживачки радови за побољшање пропусне моћи система. Међутим, са експоненцијалним растом бежичног саобраћаја података, потрошња енергије бежичних мрежа се брзо повећава. Због тога, наћи компромис између високе брзине података и уштеда енергије је хитан задатак у следећим генерацијама бежичних комуникационих система.

Енергетска ефикасност се обично одређује као однос брзине података и потрошње енергије. Битови по Џулу се обично користе за мерење перформанси енергетске ефикасности у бежичним мрежама. За енергетски ефикасну комуникацију, пожељно је послати максималну количину података са одређеном количином енергије. Са пропусним опсегом  $B$ , достигнута брзина података  $R = B \log \left( 1 + \frac{P|h|^2}{\sigma_n^2} \right)$ , где је  $P$  преносна снага,  $\sigma_n^2$  је снага AWGN, а  $|h|^2$  је добит снаге канала између предајника и пријемника. С обзиром на количину енергије  $\Delta E$  која се конзумира у трајању  $\Delta T$ , имамо  $\Delta E = P\Delta T$ . Стога је енергетска ефикасност (ЕЕ) одређена као:

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

Потрошња снаге укључује снагу преноса и потрошњу снаге кола. Потрошња снаге кола је додатна потрошња снаге уређаја, која укључује обраду сигнала и блокове активних кола, као што је аналогно-дигитални претварач, дигитално-аналогни претварач, синтисајзер и миксер током преноса. Означите додатну

потрошњу снаге уређаја, снаге кола, као  $P_c$ . Дакле, укупна претпоставка снаге је  $P + P_c$ . Енергетска ефикасност треба да се поново дефинише као брзина података bits/s по јединици енергије, при чему треба узети у обзир додатни фактор снаге кола,  $P_c$ . Због тога је енергетска ефикасност дефинисана као:

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

Имајте на уму да је потрошња снаге  $P_c$  независна од преносне снаге.

#### 4.12. Оптимизација ресурса и приступи конвексној оптимизацији

Управљање ресурсима игра важну улогу у побољшању енергетске ефикасности у системима бежичних комуникација. Главно управљање ресурсима у бежичној комуникацији је фреквенција, време и оптимизација снаге. Постоје различити механизми за управљање ресурсима у бежичним мрежама. Најважнији су контрола загушења, рутирање, расподела под-канала и контрола снаге. У овој тези, углавном се фокусирамо на расподелу подканала (распоређивање корисника) и расподелу снаге ради максимизирања енергетске ефикасности система у NOMA мрежама. Додељивање под-канала значи да онај ко распоређује треба доделити различите кориснике различитим подканалима. Пошто различити подканални имају различите добитке, различите шеме расподеле подканала могу постићи различите перформансе. Расподела снаге значи да онај који распоређује треба корисницима доделити различите снаге, што такође може да се постигну различити добици. Једна од најчешћих и ефикасних математичких алата за решавање проблема расподеле ресурса у бежичним комуникационим мрежама је конвексна метода оптимизације.

Размотримо стандардни облик конвексног проблема:

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

Једначина описује проблем налажења  $x$  који минимизира  $f_0(x)$  међу свим  $x$  вредностима које задовољавају услове  $f_i(x) \leq 0, i = 1, 2, \dots, m, h_i(x) = 0, i = 1, 2, \dots, p$  и  $x \in C$ . Ми именујемо  $x \in C$  варијаблом оптимизације и  $f_0$  објективном функцијом или функцијом трошкова.  $f_i(x)$  и  $h_i(x)$  су функције ограничења неједнакости и једнакости, односно,  $C$  је скуп ограничења. Област објективних и ограничених функција се одређује као:

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

Конвексност овог проблема може се доказати следећим условима [66]. Прво, објективна функција  $f_0(x)$  треба бити конвексна. Друго, функција ограничења неједнакости  $f_i$  ( $i = 1, 2, \dots, m$ ) и функција ограничења једнакости  $h_i$  ( $i = 1, 2, \dots, p$ ) треба бити конвексне. Дакле, доказано је да је проблем (4.7) конвексан и да можемо наћи глобално оптимално решење  $x^* \in D$  овом проблему користећи стандардне алгоритме из теорије конвексне оптимизације [66], нпр. метод унутрашње тачке и секвенцијално квадратно програмирање.

## ЗАКЉУЧАК

У оквиру првог поглавља дефинисани су преносни канали бежичног медијума, технике бежичног преноса, модулациони формати, алгоритми обраде сигнала на пријему као и ефекти који утичу на деградацију линка, за случајеве кад је разматран оптички бежични пренос. Одређени су стандарди критеријуми сигнала на пријему за посматране сценарије 5Г ФСО преноса у присуству утицаја фединга и ко-каналне интерференције. Унапређење квалитета сигнала на пријему разматрано је кроз оптимизацију параметара ФСО линка

У оквиру другог поглавља је разматран бежични пренос у каналу у присуству вишеструких ко-каналних интерференција. Посматран је сценаријо пропагације када је утицај фединга у каналу моделован помоћу осенчане ка-ми расподеле, која унутар себе као генералне случајеве укључује преостале типове фединга и представља одличан модел за пропагацију RF сигнала у 5Г системима. Предложене су и диверзите технике чијом се употребом на пријему могу додатно побољшати перформансе сигнала како би се достигао жељени ниво квалитета на пријему.

У оквиру трећег поглавља је разматран концепт прилагодљиве еквилизације заснован на моделу ентропије. Најпре су разматране Soft-DFE технике а затим је предложен нови алгоритам JEM за унапређење перформанси посматраног модела.

У оквиру четвртог поглавља разматран је неортонални вишеструки пренос (НОМА) у условима бежичне пропагације сигнала у 5Г мрежама са посебним освртом на примене кооперативних техника преноса у циљу побољшања перформанси на пријему.

На крају дисертације су изнети могући правцима развоја у овој области, као и списак референтне литературе.

Циљ истраживања дисертације је био утврђивање карактеристика бежичног преноса у 5Г системима у присуству различитих сметњи које се јављају у каналу, како би се одредио оптимални сценарио преноса, анализирајући при томе и могућности употребе хибридних преносних система РФ / ФСО, као и одређивање оптималних вредности параметара линкова таквих сценарија преноса. Сагледавањем перформанси бежичних 5Г комуникационих система у присуству различитих типова сметњи показано је да се значајно побољшати систем комуникације. На основу анализе перформанси 5Г система у раду, могу се одредити су оптималне вредности параметара линка за које би био обезбеђен захтевани квалитет 5Г преноса. Применом предложених сценарија преноса укључујући и хибридни РФ/ФСО пренос, као и технике кооперативног НОМА преноса могу се остварити велике брзине преноса уз висок ниво квалитета пријемног сигнала.

## ЛИТЕРАТУРА

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. Yanikomeroğlu, „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 *Pro. 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. ElKashlan, 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. ElKashlan, 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. ElKashlan, 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. Shafiq and S. Ulukus, "Achievable rates in Gaussian MISO channels with 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.

# САДРЖАЈ

УВОД .....	4
1.1 МОДЕЛИ FSO КАНАЛА .....	7
1.1.1 Rayleigh дистрибуција .....	8
1.1.2. Негативна експоненцијална дистрибуција .....	8
1.1.3. Log-Normal дистрибуција .....	8
1.1.4. Rician дистрибуција .....	9
1.1.5. Nakagami-m дистрибуција .....	10
1.1.6. Експоненцијална Weibull дистрибуција .....	10
1.1.7. Gamma-Gamma дистрибуција .....	11
1.1.8. К модел дистрибуције .....	13
1.1.9. I-K модел дистрибуције .....	13
1.1.10. <i>M</i> (Málaga) модел дистрибуције .....	14
1.2. СТАТИСТИЧКЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ ЗА ОПИСИВАЊЕ ПЕРФОРМАНСИ СИСТЕМА .....	17
1.2.1. Вероватноћа прекида FSO система .....	17
1.2.2. Вероватноћа грешке по биту FSO система .....	17
1.2.3. Вероватноћа грешке FSO система са OOK .....	18
1.2.4. Вероватноћа грешке FSO система у комбинацији са бинарним модулацијама .....	19
1.3. Капацитет FSO система .....	20
1.3.1. Ергодични капацитет FSO система .....	21
1.3.2. Капацитет прекида FSO система .....	21
1.4. АНАЛИЗА СЛУЧАЈА .....	22
1.4.1. Аналитички резултати .....	22
1.4.2. Нумерички резултати .....	23

2. ПРЕНОС RF СИГНАЛА У ПРИСУССТВУ ВИШЕ КО-КАНАЛНИХ ИНТЕРФЕРЕНЦИЈА У КАНАЛУ СА ФЕДИНГОМ .....	32
2.1 Однос сигнал/интерференција као случајна величина.....	32
2.2 Одређивање стандардних мера перформаци при преносу у присуству ко- каналних интерференција.....	38
3. КОНЦЕПТ ПРИЛАГОДИВЕ ЕКВИЛИЗАЦИЈЕ ЗАСНОВАН НА ЕНТРОПИЈСКИМ ОСНОВАМА .....	57
3.1. Теоријске основе.....	57
3.2. Soft-DFE.....	59
3.3. Soft Feedback филтер: Позадине и JEM алгоритми .....	61
3.4. Алгоритам избељивања JEM са променљивим цурењем.....	65
3.5. Перформансе Soft-DFE-а.....	70
4. НЕОРТОГОНАЛНИ ВИШЕСТРУКИ ПРИСТУП (NOMA).....	77
4.1 Основни принципи NOMA технике.....	80
4.1.1 Кључне технологије у NOMA.....	81
4.1.2 Суперпозиционо кодирање.....	81
4.1.3 Сукцесивно уклањање (поништавање) интерференције.....	82
4.1.4 NOMA са аспекта теорије информација.....	82
4.2.1 Математичка демонстрација NOMA технике.....	83
4.2.2 Downlink и Uplink NOMA пренос.....	84
4.2.3 Кооперативни NOMA пренос.....	84
4.3 NOMA у вишеантенским системима.....	85
4.4 RF бежични пренос снаге.....	86



4.5 Когнитивне радио мреже.....	88
4.6 Масивни МІМО.....	89.
4.7 Хетерогене мреже.....	90.
4.8 Безбедност физичког слоја.....	91
4.9 Методе Стохастичке геометрија за велике мреже.....	92
4.10 Методе поништења узастопне интерференције (SIC) у NOMA системима.....	94
4.11. Енергетска ефикасност у комуникационим мрежама .....	100
4.12. Оптимизација ресурса и приступи конвексној оптимизацији.....	101
ЗАКЉУЧАК.....	103
ЛИТЕРАТУРА.....	105