

Universitatea „Politehnica” din București

Facultatea de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației

Analiza sistemelor Massive MIMO afectate de fading

Proiect de diplomă

prezentat ca cerință parțială pentru obținerea titlului de

Inginer în domeniul Electronică și Telecomunicații

programul de studii de licență *Tehnologii și Sisteme de Telecomunicații*

Conducător(i) științific(i)

Ș. L. Dr. Ing. Carmen FLOREA

Absolvent

ȚIȚI Adrian

Anul 2020

Universitatea "Politehnica" din București
Facultatea de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației
Departamentul Te

Anexa 1

TEMA PROIECTULUI DE DIPLOMĂ
a studentului ȚIȚI V. Adrian , 443C-TST.

1. Titlul temei: Analiza sistemelor Massive MIMO afectate de fading

2. Descrierea contribuției originale a studentului (în afara părții de documentare) și specificații de proiectare:

În cadrul acestui proiect se propune analiza sistemelor Massive MIMO afectate de diferite tipuri de fading. Principiul MIMO (Multiple-input multiple-output - sistem cu intrări și ieșiri multiple) reprezintă în esență ideea de a transmite mai multe semnale, simultan, pe același canal radio. Dacă sistemele MIMO clasice utilizează două sau patru antene, Massive MIMO reprezintă un sistem cu mai multe de 8 antene, lucru ce implică diferite probleme ce vor fi analizate în cadrul proiectului.

Se va pleca de la un sistem SISO și se vor analiza efectele fadingului pentru acest tip de sistem, urmând ca apoi să realizăm aceleași simulări pentru un sistem MIMO 2x2 și apoi să mărim numărul de antene la transmisie sau recepție (mai mare sau egal cu 8). Se va analiza efectul creșterii performanțelor sistemului în funcție de numărul de antene folosite (emisie, recepție) și tipul de fading (Rayleigh, Rice, Nakagami-m). Analiza se va realiza comparând rata de eroare de bit în funcție de energia pe bit raportată la densitatea spectrală a zgomotului.

3. Resurse folosite la dezvoltarea proiectului:
Matlab

4. Proiectul se bazează pe cunoștințe dobândite în principal la următoarele 3-4 discipline:
SP, SS, ASC, CAD, AP

5. Proprietatea intelectuală asupra proiectului aparține: U.P.B.

6. Data înregistrării temei: 2019-11-24 12:13:28

Conducător(i) lucrare,
Ș. L. Dr. Ing. Carmen FLOREA

Student,

semnătura:

semnătura:.....

Director departament,
Conf. dr. Ing. Eduard POPOVICI

Decan,
Prof. dr. Ing. Cristian NEGRESCU

semnătura:.....

semnătura:.....

Cod Validare: **b652e2d62a**


Declarație de onestitate academică

Prin prezenta declar că lucrarea cu titlul "Analiza sistemelor Massive MIMO afectate de fading", prezentată în cadrul Facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației a Universității "Politehnica" din București ca cerință parțială pentru obținerea titlului de Inginer în domeniul Inginerie electronică, telecomunicații și tehnologii informaționale, programul de studii Tehnologii și Sisteme de Telecomunicații este scrisă de mine și nu a mai fost prezentată niciodată la o facultate sau instituție de învățământ superior din țară sau străinătate.

Declar că toate sursele utilizate, inclusiv cele de pe Internet, sunt indicate în lucrare, ca referințe bibliografice. Fragmentele de text din alte surse, reproduse exact, chiar și în traducere proprie din altă limbă, sunt scrise între ghilimele și fac referință la sursă. Reformularea în cuvinte proprii a textelor scrise de către alți autori face referință la sursă. Înțeleg că plagiatul constituie infracțiune și se sancționează conform legilor în vigoare.

Declar că toate rezultatele simulărilor, experimentelor și măsurărilor pe care le prezint ca fiind făcute de mine, precum și metodele prin care au fost obținute, sunt reale și provin din respectivele simulări, experimente și măsurători. Înțeleg că falsificarea datelor și rezultatelor constituie fraudă și se sancționează conform regulamentelor în vigoare.

București, data
15.06.2020

Absolvent Adrian ȚIȚI


Cuprins

Listă Figuri	9
Listă Tabele.....	11
Listă Acronime	13
Introducere.....	15
I. Capitolul 1 – MIMO	17
1.1 SISO	17
1.2 MISO și SIMO.....	18
1.3 MIMO.....	19
1.4 Massive MIMO.....	22
II. Capitolul 2 - Fading	25
2.1 Introducere.....	25
2.2 Fading scală mare	28
2.2.1 Modelul de propagare general	28
2.2.2 Modelul Okumura/Hata	29
2.3 Fading scală mică	31
2.3.1 Fading plat vs Fading selectiv în frecvență.....	31
2.3.2 Fading rapid vs Fading lent	33
2.4 Distribuțiile folosite în modelarea fadingului	33
2.4.1 Distribuție Rayleigh.....	34
2.4.2 Distribuție Rice.....	34
2.4.3 Distribuția Lognormală.....	36
2.4.4 Distribuția Nakagami-m	37
III. Capitolul 3 - Simulări și rezultate	39
3.1 Introducere.....	39
3.2 Simulări SISO	42
3.3 Simulări MIMO	52
3.4 Simulări Massive MIMO.....	64
3.5 Interfață grafică.....	71
Concluzii.....	75
Bibliografie.....	77
Anexa 1	79
Anexa 2.....	80
Anexa 3.....	81
Anexa 4.....	82
Anexa 5.....	83
Anexa 6.....	84

Listă Figuri

Fig. 1.1 SISO	17
Fig.1.2 Sisteme SIMO/MISO	18
Fig. 1.3 Sistem SIMO	18
Fig. 1.4 MIMO	20
Fig. 1.5 Transmisia MIMO	20
Fig. 1.6 Sistem MIMO	21
Fig. 1.7 Zonele de sisteme posibile	22
Fig. 1.8 Sistem Massive MIMO	23
Fig. 2.1 Reflexia undelor	25
Fig. 2.2 Difracția undelor	25
Fig. 2.3 Difuzia undelor.....	26
Fig. 2.4 Fading rapid vs Fading lent	27
Fig. 2.5 Clasificarea Fadingului	27
Fig. 2.6 Modelul de propagare în spațiul liber	29
Fig. 2.7 Modelul de propagare Hata	31
Fig. 2.8 Fading plat vs Fading selectiv în frecvență	31
Fig. 2.9 Fading selectiv în frecvență	32
Fig. 2.10 Fading rapid vs Fading lent	33
Fig.2.11 Funcția de densitate de probabilitate Rayleigh	34
Fig.2.12 Funcția densitate de probabilitate a distribuției Rice	35
Fig.2.13 Funcția densitate de probabilitate a distribuției lognormala	36
Fig.2.14 Funcția densitate de probabilitate a distribuției Nakagami-m	37
Fig. 3.1 Caracteristica canalului afectat de fading Rayleigh	39
Fig. 3.2 Caracteristica canalului afectat de fading Rayleigh	40
Fig. 3.3 Caracteristica canalului afectat de fading Rice	40
Fig. 3.4 Caracteristica canalului afectat de fading Nakagami	41
Fig. 3.5 Fading Rayleigh și modulație BPSK	43
Fig. 3.6 Fading Rayleigh și modulație QPSK	44
Fig. 3.7 Fading Rayleigh și modulație 8QAM	44
Fig. 3.8 Fading Rayleigh și modulație 16QAM	45
Fig. 3.9 Fading Rice și modulație BPSK	46
Fig. 3.10 Fading Rice și modulație BPSK pentru K divers	46
Fig. 3.11 Fading Rice și modulație QPSK	47
Fig. 3.12 Fading Rice și modulație 8QAM	47
Fig. 3.13 Fading Rice și modulație 16QAM	48
Fig. 3.14 Fading Nakagami și modulație BPSK	49
Fig. 3.15 Fading Nakagami și modulație BPSK pentru omega divers	49
Fig. 3.16 Fading Nakagami și modulație BPSK pentru m divers	50
Fig. 3.17 Fading Nakagami și modulație QPSK	50
Fig. 3.18 Fading Nakagami și modulație 8QAM	51
Fig. 3.19 Fading Nakagami și modulație 16QAM	51
Fig. 3.20 Fading Rayleigh $N = 2$ $M = 2$	53
Fig. 3.21 Fading Rayleigh $N = 2$ $M = 4$	54

Fig. 3.22 Fading Rayleigh $N = 4$ $M = 2$	55
Fig. 3.23 Fading Rayleigh $N = 4$ $M = 4$	55
Fig. 3.24 Fading Rayleigh $N = 4$ $M = 10$	56
Fig. 3.25 Fading Rayleigh $N = 8$ $M = 2$	56
Fig. 3.26 Fading Rayleigh $N = 8$ $M = 4$	57
Fig. 3.27 Fading Rayleigh $N = 8$ $M = 10$	57
Fig. 3.28 Fading Rice $N = 2$ $M = 2$	58
Fig. 3.29 Fading Rice $N = 2$ $M = 4$	58
Fig. 3.30 Fading Rice $N = 4$ $M = 2$	59
Fig. 3.31 Fading Rice $N = 4$ $M = 4$	59
Fig. 3.32 Fading Rice $N = 8$ $M = 2$	60
Fig. 3.33 Fading Rice $N = 8$ $M = 4$	60
Fig. 3.34 Fading Nakagami $N = 2$ $M = 2$	61
Fig. 3.35 Fading Nakagami $N = 2$ $M = 4$	62
Fig. 3.36 Fading Nakagami $N = 4$ $M = 2$	62
Fig. 3.37 Fading Nakagami $N = 4$ $M = 4$	63
Fig. 3.38 Fading Nakagami $N = 8$ $M = 2$	63
Fig. 3.39 Fading Nakagami $N = 8$ $M = 4$	64
Fig. 3.40 Fading Rayleigh BPSK $M = 10$	65
Fig. 3.41 Fading Rayleigh QPSK $M = 10$	65
Fig. 3.42 Fading Rayleigh 8QAM $M = 10$	66
Fig. 3.43 Fading Rayleigh 16QAM $M = 10$	66
Fig. 3.44 Fading Rice BPSK $M = 10$	67
Fig. 3.45 Fading Rice QPSK $M = 10$	67
Fig. 3.46 Fading Rice 8QAM $M = 10$	68
Fig. 3.47 Fading Rice 16QAM $M = 10$	68
Fig. 3.48 Fading Nakagami BPSK $M = 10$	69
Fig. 3.49 Fading Nakagami QPSK $M = 10$	69
Fig. 3.50 Fading Nakagami 8QAM $M = 10$	70
Fig. 3.51 Fading Nakagami 16QAM $M = 10$	70
Fig. 3.52 Pagina de start	71
Fig. 3.53 Pagina de configurare.....	72
Fig. 3.54 Număr antene Massive MIMO	72
Fig. 3.55 Număr antene MIMO	72

Listă Tabele

Tabel 2.1 Factorul n	29
----------------------------	----

Listă Acronime

- 3GPP - 3rd Generation Partnership Project
- AoA - Angle – of – Arrival / Unghiul de sosire
- BER – Bit Error Rate / Rata Erorii de Bit
- BPSK - Binary Phase Shift Keying
- GHz – Gigahertz
- HF – High frequency / Frecvențe înalte
- HSPA – High Speed Packet Access / Acces prin pachete cu viteză înaltă
- IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers
- IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers
- ITU-R - International Telecommunication Union Radiocommunication Sector
- LTE – Long Term Evolution
- MHz – Megahertz
- MIMO - Multiple Input Multiple Output /Intrări Multiple ieșiri Multiple
- MISO - Multiple Input Single Output/ Intrări Multiple ieșire unică
- QAM – Quadrature Amplitude Modulation
- QPSK - Quadrature Phase Shift Keying
- SCM - Spatial Channel Model / Modelul Canalului Spațial
- SIMO - Single Input Multiple output / Intrare unică ieșiri Multiple
- SISO - Single Input Single Output / Intrare unică ieșire unică

Introducere

Lucrarea de față își propune analiza sistemelor Massive MIMO afectate de diferite tipuri de fading. Principiul MIMO (Multiple-input multiple-output - sistem cu intrări și ieșiri multiple) reprezintă în esență ideea de a transmite mai multe semnale, simultan, pe același canal radio. Dacă sistemele MIMO clasice utilizează două sau patru antene, Massive MIMO reprezintă un sistem cu mai multe de 8 antene, lucru ce implică diferite probleme ce vor fi analizate în cadrul proiectului.

Se va pleca de la un sistem SISO și se vor analiza efectele fadingului pentru acest tip de sistem, urmând ca apoi să realizăm aceleași simulări pentru un sistem MIMO 2x2 și apoi să mărim numărul de antene la transmisie sau recepție (mai mare sau egal cu 8). Se va analiza efectul creșterii performanțelor sistemului în funcție de numărul de antene folosite (emisie, recepție) și tipul de fading (Rayleigh, Rice, Nakagami-m). Analiză se va realiza comparând rată de eroare de bit în funcție de energia pe bit raportată la densitatea spectrală a zgomotului

Primul capitol, intitulat „MIMO”, face o analiză a sistemelor de transmisiune. Pentru a înțelege evoluția acestora vor fi prezentate sistemele SISO, MISO, SIMO și în cele din urmă cele MIMO. Acest capitol are rolul de a prezenta obiectul simulărilor. Pentru a înțelege modul cum fadingul impactează transmisiunea, este util să înțelegem logica din spatele sistemelor și ce repercusiuni ar avea pentru utilizator un impact semnificativ. Explicațiile se realizează cu ajutorul schemelor ce prezintă diferite sisteme dar și cu ajutorul relațiilor matematice.

Al doilea capitol se numește „Fading”. Acesta face o clasificare a tipurilor de fading ce afectează o transmisiune, dar și modul cum acest efect negativ poate fi modelat și estimat. În ceea ce privește clasificarea, se face o separare clară între fadingul de scală mare și cel de scală mică. Această diferență se face în funcție de viteza cu care variază caracteristica semnalului analizat. La rândul lor, aceste tipuri pot fi împărțite în mai multe categorii în funcție de modul cum apar și cum impactează transmisiunea. În ceea ce privește modul de estimare, prin măsurători repetate a fost observat că efectul fadingului poate fi modelat cu ajutorul unor distribuții cunoscute. În cadrul capitolului sunt prezentate patru distribuții folosite cu precădere în practică : Rayleigh, Rice, Nakagami și Lognormală. Pe lângă formulele matematice ce caracterizează aceste distribuții, sunt prezentate și contextele în care sunt utilizate.

Cel de al treilea capitol poartă numele de „Simulări și rezultate”. Ultimul capitol al acestei lucrări are rolul de a prezenta modul cum efectul negativ al fadingului în cadrul unor sisteme poate fi estimat. Pentru a avea o abordare incrementală, se începe de la un sistem SISO, după care se trece la sistemele MIMO de tip 2x2, 4x4 și 8x8, ca în cele din urmă să se abordeze sistemele Massive MIMO cu mai mult de 8 antene. Aceste simulări țin cont de diferitele tipuri de modulații și de distribuțiile prezentate în capitolul anterior. În ceea ce privește modulațiile, se utilizează semnale modulate BPSK, QPSK, 8QAM și 16QAM. Pentru a vedea cum tipul de distribuție considerat afectează simulările se vor folosi distribuțiile Rayleigh, Rice și Nakagami. În ultima parte a lucrării este prezentată înglobarea tuturor simulărilor sub forma unei aplicații create cu ajutorul extensiei „appdesigner” a Matlab. Această aplicație are rolul de a simplifica procesul de simulare și de a facilita obținerea rezultatelor de către persoanele nespecializate.

I. Capitolul 1 – MIMO

Analiza sistemelor Massive MIMO în ceea ce privește modul cum sunt afectate de fading reprezintă o analiză dificilă. Pentru a facilita înțelegerea, trebuie să plecăm de la concepte de bază în ceea ce privește principalele tipuri de sisteme prezente în telecomunicații. Plecând de la simplu spre complicat se vor prezenta sistemele de tipul SISO (Single Input Single Output), MISO (Multiple Input Single Output), SIMO (Single Input Multiple Output) și nu în ultimul rând sistemele MIMO (Multiple Input Multiple Output). Cele din urmă sunt cele mai importante din punct de vedere al actualității, din acest motiv ele vor fi și cele mai dezbătute.

1.1 SISO

SISO, sau sistemele cu o singură intrare și o singură ieșire, au reprezentat un punct de plecare pentru toate sistemele ce vor fi prezentate în continuare. Ca și concept acesta se bazează pe o transmisiune între o singură antenă de emisie și o singură antenă de recepție. Un aspect important în ceea ce privește aceste sisteme o reprezintă caracteristica canalului de transmisiune. Pentru a realiza un model de canal, trebuie să realizăm cercetări amănunțite în ceea ce privește reflectorii ce apar în canal și modul cum aceștia își schimbă poziția dar și asupra semnalului ce este reflectat. Aceste informații trebuie să fie disponibile pentru orice moment de timp dat pentru a avea o evaluare bună asupra transmisiunii ce are loc pe respectivul canal. Cum acest lucru s-a dovedit imposibil din cauza complexității s-a stabilit că un model de canal este relevant atunci când face o caracterizare a unui canal într-o situație specifică sau realizează o aproximare în limite acceptabile. Pentru modelele de canal dedicate sistemelor SISO a fost făcută o împărțire în funcție de mediul în care sunt utilizate. Modele pentru canale interioare și modele pentru canale de exterior.



Fig. 1.1 SISO [6]

Modelele de canal pentru interior corespund unor zone de acoperire reduse. Cele mai frecvente cazuri sunt acelea ale birourilor, caselor sau ale micilor întreprinderi. Ținând în minte acest aspect ne putem aștepta ca distribuția de putere în azimut să prezinte o caracteristică uniformă. Alt aspect caracteristic acestor spații este mobilitatea redusă, deci ne așteptăm la variații mici ale poziției stațiilor mobile.

Modelele de canal pentru exterior sunt caracterizate în primul rând de zone de acoperire mari și de o mobilitate crescută ale stațiilor mobile. Din cauza acestor caracteristici este de așteptat ca respectivele modele să aibă variații ale câștigului canalului în timp destul de mari.

1.2 MISO și SIMO

Sistemele MISO și SIMO reprezintă o etapă intermediară între SISO și MIMO. Ele se referă la cazurile când transmisiunea se desfășoară între o antena și un grup de antene. Pentru a înțelege cum a apărut ideea de utilizare a mai multor antene la recepție sau la transmisiune, trebuie să ne gândim la conceptul de redundanță. Dacă în literatură obișnuită redundanța poate avea o conotație negativă, în domeniul transmisiunilor ea este o proprietate ce ne ajută să avem o legătură cât mai bună. Din cauza mediului în care are loc transmisiunea, de cele mai multe ori, nu avem un câștig constant. Acest lucru duce la riscul de a pierde părți din mesaj la recepție fără a le mai putea reface. Pentru a combate această problemă, a apărut conceptul de „diversitate”.



Fig.1.2 Sisteme SIMO/MISO [6]

Diversitatea în esență reprezintă transmiterea mai multor copii ale aceluiași semnal spre același receptor, asigurându-se redundanță. În cazul în care o parte din semnalele transmise ajung distorsionate prin compararea tuturor semnalelor ajunse, refacerea semnalului original are o probabilitate destul de mare.

În funcție de modul cum au fost generate aceste copii putem distinge mai multe tipuri de diversități. Diversitatea temporală presupune transmiterea semnalului de mai multe ori iar cea în frecvență presupune copierea a diferite părți ale spectrului din același semnal. Tipul de diversitate ce exemplifică cel mai bine sistemele MISO și SIMO este cel spațial. Spre exemplu, dacă o stație mobilă primește semnale de la mai multe stații de baza putem denumi acest caz MISO sau diversitate de site, iar dacă un receptor ce beneficiază de mai multe antene separate fizic și analizează părți diferite ale aceluiași semnal putem denumi acest caz SIMO sau diversitate la scală mică.

Pentru a facilita înțelegerea, putem considera cazul unei transmisiuni între stațiile mobile și o stație de bază cu două antene.

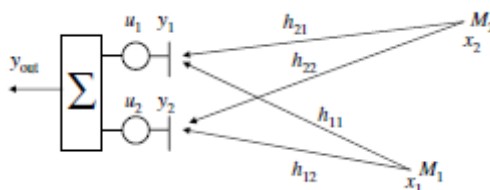


Fig. 1.3 Sistem SIMO [3]

Cele doua stații mobile sunt notate cu M_1 respectiv M_2 , h sunt coeficienții canalului, iar x și y

reprezintă semnalele transmise și respectiv cele recepționate. Caracterizarea sistemului din imagine se poate face prin intermediul următoarelor două relații:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x + n_1 \\ y_2 &= h_2 x + n_2 \end{aligned} \quad (1.1)$$

În relația (1.5) zgomotul ce afectează transmisiunea a fost notat cu n și a fost considerat independent și aditiv. În urma recepției prin intermediul celor două antene putem observa cum stația de bază realizează combinarea lor pentru a obține un semnal cât mai bun. Acest lucru se realizează prin alegerea semnalului cel mai bun dintre cele două copii ajunse la antene. Alegerea se face pe baza coeficienților h :

$$y_{sel} = \max(|h_{11}|, |h_{12}|) x_1 + n \quad (1.2)$$

Altă variantă de a procesa semnalele ce ajung la receptor este aceea de a le aduna. Pentru a nu avea o adunare distructivă, trebuie să ne asigurăm ca cele două semnale coincid ca fază. Alinierea fazelor este asigurată de componentele u [3].

$$y_{sum} = u_1 y_1 + u_2 y_2 = (u_1 h_{11} + u_2 h_{12})x + (u_1 n_1 + u_2 n_2) \quad (1.3)$$

Analizând relația (1.7) putem trage concluzia că dacă coeficienții h ar fi egali, adică semnalul este recepționat de cele două antene cu aceeași calitate, semnalul rezultat ar avea un nivel dublu. Acest câștig poartă numele de câștig de formare de rază.

O altă metodă de procesare a semnalelor incidente este de a le combina în funcție de ponderi. Această metodă pornește de la metoda anterioară. După alinierea fazelor pentru o adunare constructivă, semnalele sunt scalate, cel mai puternic primește o pondere mai mare, lucru ce va duce la un semnal final maxim. Pentru cazul în care mediile puterilor zgomotelor sunt egale, factorii de pondere cu care se scalează semnalele sunt proporționali cu h . ($u_1 = h_1^*$ și $u_2 = h_2^*$) [3].

$$\begin{aligned} y_{scal} &= u_1 y_1 + u_2 y_2 = (u_1 h_{11} + u_2 h_{12})x + (u_1 n_1 + u_2 n_2) \\ &= (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)x + (h_1^* n_1 + h_2^* n_2) \end{aligned} \quad (1.4)$$

Acest subcapitol abordează atât sistemele SIMO cât și cele MISO. Exemplul anterior poate fi cu ușurință transformat într-un sistem MISO prin schimbarea rolurilor din receptor în transmițător și invers. În urma schimbărilor considerate, relațiile rămân în continuare valabile.

1.3 MIMO

Sistemele MIMO (Multiple Input Multiple Output) reprezintă sistemele unde transmisia și recepția se realizează cu ajutorul mai multor antene. Din punct de vedere al actualității, acestea sunt cele mai noi. MIMO poate fi utilizat pentru a îmbunătăți capacitatea canalului dar și pentru a conferi robustețe. Aceste avantaje nu sunt ușor de obținut. Prezența mai multor antene aduce cu sine un număr mare de complicații. Una dintre acestea ar fi interferențele dar mai ales dificultatea de reproducere a

semnalului la recepție. Pentru a folosi în mod eficient MIMO trebuie asigurată codarea pe canal pentru separarea multitudinilor de căi dintre antene. Odată cu apariția acestei tehnici, ea a devenit indispensabilă. Câteva standarde ce folosesc intens sisteme cu intrări și ieșiri multiple ar fi HSPA+ (3G), IEEE 802.11 cunoscut și ca Wi-Fi, LTE (4G) și mai nou 5G.



Fig.1.4 MIMO [6]

Pentru o înțelegere mai simplă, sistemele cu mai multe intrări și mai multe ieșiri, pot fi vizualizate ca o combinație între sistemele SIMO și MISO. Această împreunare face ca determinarea recepției să fie dificilă. Dacă în cazul SISO canalul putea fi caracterizat cu ajutorul unei singure funcții de transfer, în acest caz canalul este caracterizat de o matrice de funcții de transfer.

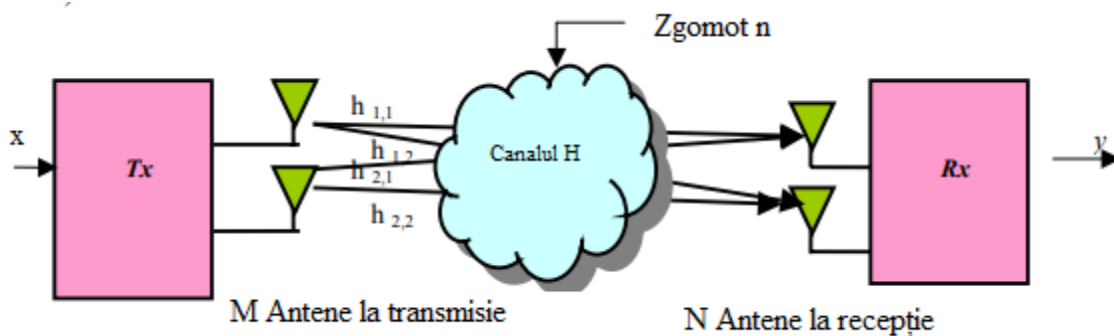


Fig. 1.5 Transmisia MIMO [7]

Figura 1.4.2 poate fi exprimată prin următoarea formulă :

$$y(t) = H(t) * x(t) + n(t) \quad (1.5)$$

Unde n reprezintă zgomotul ce intervine în cadrul canalului, y este semnalul ce este reprodus iar x este semnalul ce este transmis. H(t) are următoarea formă :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

În studierea sistemelor MIMO principalul lucru ce trebuie înțeles este modul cum canalul influențează transmisiunea și cum îl putem caracteriza. În practică au fost utilizate cu precădere două modele, modelul I-METRA și modelul SCM (spatial channel model) dezvoltat de grupul 3GPP. Aceste două modele reprezintă implementări ce au la bază modelul statistic.

În analiza SISO, aspectele pe care se puneau accentul erau repartiția întârzierilor și Doppler. Urmând această logică, în cazul sistemelor cu mai multe intrări și mai multe ieșiri unde operăm cu mai multe antene, corelația dintre recepție și transmisie este foarte importantă. Aceasta depinde de

unghiul de sosire, prescurtat AoA (Angle – of – Arrival), a fiecărei componente multi-cale. În determinarea formulelor ce caracterizează acest sistem am considerat un număr de M antene identice ce sunt distanțate una de cealaltă la o distanță d . Vom considera $y_i(t)$ semnalul recepționat de antena i , α_i câștigul canalului i , τ_i întârzierea iar Φ_i unghiul de incidență (AoA). Dacă sensul celorlalte variabile este sugestiv, în cazul Φ_i trebuie explicat modul de determinare. Acesta este definit ca și unghiul în azimut al căii incidente ținând cont de lărgimea antenei. În cazul mai multor antene trebuie ținut cont și de faptul că semnalul recepționat de la o cale este alcătuit pe lângă semnalul util și din multe semnale nerezolvate. Vectorul semnalelor recepționate $y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T$ poate fi scris sub următoarea formă [3]:

$$y(t) = \sum_{i=1}^l \alpha_i c(\Phi_i) x(t - \tau_i) + N(t) \quad (1.7)$$

În această formulă l reprezintă numărul de căi pentru fiecare antenă iar $c(\Phi_i)$ este un vectorul de direcție al metricei $c(\Phi) = [c_1(\Phi), c_2(\Phi), \dots, c_M(\Phi)]^T$ unde c_m reprezintă :

$$c_m(\Phi) = f_m(\Phi) e^{-j2\pi(m-1)\left(\frac{d}{\lambda}\right) \sin(\Phi)} \quad (1.8)$$

În această formulă $f_m(\Phi)$ reprezintă caracteristica complexă a câmpului a elementului m , iar λ reprezintă lungimea de undă a purtătoarei. Semnalul recepționat poate fi scris și sub formă de integrală:

$$y(t) = \iint c(\Phi) h(\Phi, \tau) d\tau d\Phi + N(t) \quad (1.9)$$

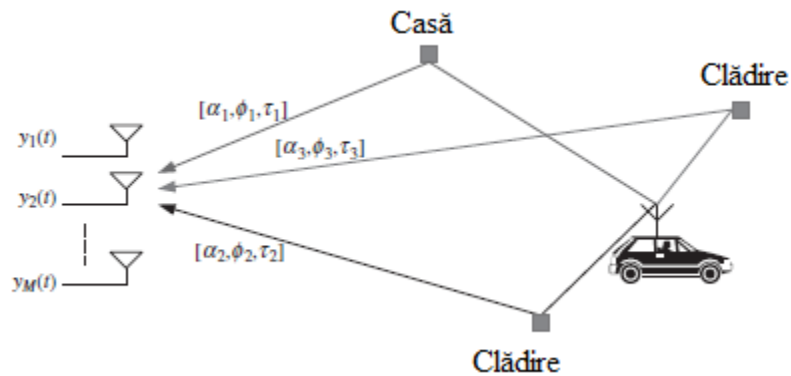


Fig. 1.6 Sistem MIMO [3]

1.4 Massive MIMO

Ultima treaptă în evoluția sistemelor este Massive MIMO. Acestea pleacă de la sistemele MIMO și aplică o serie de modificări pentru a aduce un plus în ceea ce privește capacitatea și eficiența. Massive MIMO presupune un număr mult mai mare de antene și utilizatori.

Un prim aspect de care trebuie ținut cont este metoda de duplexare. Cele două metode folosite sunt duplexarea în frecvență și cea în timp. Dacă în alte aplicații diferențele de performanță între cele două metode nu sunt atât de accentuate în cazul acesta o metodă este clar preferată. În cazul FDD (Duplexarea cu divizarea frecvenței) estimarea canalelor depinde de numărul de antene prezente la stația de bază. În cazul TDD (Duplexarea cu divizarea timpului) acest lucru nu este valabil ea fiind independentă de numărul de antene. Cum în cazul sistemelor Massive MIMO este nevoie de un număr imens de antene, va fi preferată varianta TDD. Se observă că prin creșterea numărului de antene resursele pentru estimarea canalelor nu se modifică în TDD. În figura 1.4.1 putem observa o reprezentare a zonelor de fiabilitate în funcție de numărul de utilizatori și a numărului de antene necesare. Zona pentru TDD este mult mai mare comparativ cu FDD.

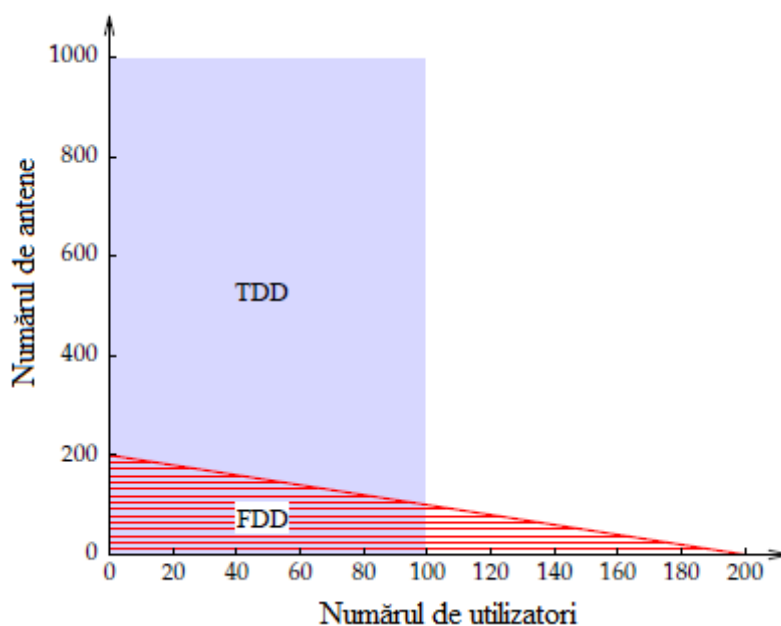


Fig. 1.7 Zonele de sisteme posibile [4]

Alt aspect ce ține de sistemele Massive MIMO îl reprezintă modul de procesare. În majoritate aplicațiilor alegerea unei metode potrivite are un impact mare asupra performanțelor. Având în vedere că aceste sisteme operează cu un număr imens de antene deci și cu matrice de dimensiuni mari alegerea unei procesări cât mai puțin complexe a fost preferată. Prin diferite teste a fost observat că alegerea procesării lineare a adus la rezultate aproape optime [4].

Pe lângă avantajele evidente în ceea ce privește numărul de utilizatori și viteză, aceste sisteme aduc și câteva avantaje mai subtile. Unul dintre acestea ar fi dimensiunile fizice ale sistemelor. Fiind vorba de un număr crescut de antene putem crede că sistemelor Massive MIMO vin

și cu dimensiuni crescute. Considerând o zona de 128 de antene putem plasa antenele în patru zone circulare de 16 antene dublu polarizate. Pentru o frecvență uzuală de 2600 MHz, distanța dintre două antene trebuie să fie de 6 cm, adică jumătate din lungimea de undă. Ținând cont de aceste dimensiuni ajungem la o dimensiune totală a zonei de 28cm x 29cm[4].

Alt avantaj important al acestor sisteme îl reprezintă scalabilitatea. Această proprietate reprezintă un atu important în lumea tehnologiei, ea asigurând posibilitatea evoluției. În cazul TDD timpul de estimare al canalelor fiind independent de numărul de antene avem posibilitatea de a face un sistem cu un număr variabil de antene, nefiind constrânși. Mai mult, procesarea semnalelor la nivelul utilizatorilor este simplă, nedepinzând de alți utilizatori. Acest lucru ne permite să adăugăm sau să scoatem utilizatori fără a afecta funcționarea sistemului.



Fig. 1.8 Sistem Massive MIMO [8]

II. Capitolul 2 - Fading

2.1 Introducere

Când vine vorba de comunicații fără fir, lucrul ce influențează cel mai mult performanțele, este reprezentat de caracteristicile canalului. În cazul comunicațiilor ce presupun un canal sub formă de cablu, performanțele lui pot fi ușor anticipate, în cazul transmisiunilor fără fir, factorii ce trebuie să fie luați în calcul sunt mult mai numeroși și variază mult mai rapid. Analizând trendul în ceea ce privește tehnologiile de transmisiune, putem trage rapid concluzia că deși comunicațiile fără fir sunt mai complexe, ele sunt indispensabile pentru dezvoltarea comunicațiilor mobile.

Un aspect important în ceea ce privește transmisiunile fără fir îl reprezintă propagarea radio. Aceasta se referă la comportamentul undelor radio atunci când se propagă de la un transmițător la un receptor. Principalele trei efecte ce trebuie luate în calcul sunt reflexia, difracția și difuzie .

Reflexia reprezintă fenomenul fizic ce apare atunci când o undă electromagnetică se ciocnește de un obstacol mai mare ca dimensiune de cât lungimea de undă a acesteia. În urmă ciocnirii, o parte din puterea transmisă este întoarsă spre emițător, la receptor ajungând doar o bucată.

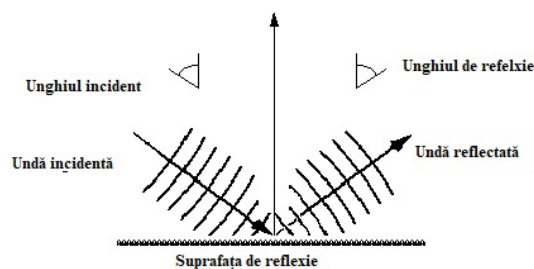


Fig. 2.1 Reflexia undelor [9]

Difracția se referă la diverse fenomene ce sunt asociate cu ocolirea de către undă a unui obstacol apărut în calea sa. Acest fenomen poate avea loc în cazul oricărui tip de undă, inclusiv , undele radio. Deși fenomenul de difracție apare întotdeauna când o undă întâlnește un obstacol, impactul pe care îl are acesta este mai pronunțat în cazul undelor ce au lungimea de undă comparabilă cu dimensiunile obstacolului.

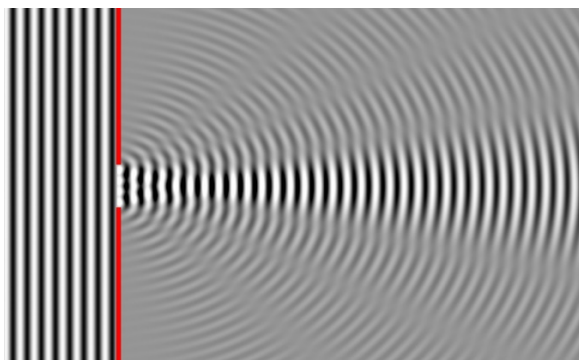


Fig. 2.2 Difracția undelor [10]

Difuzia este fenomenul fizic ce apare atunci când o undă radio se ciocnește de un obstacol de dimensiuni mici în raport cu lungimea de undă. În urma ciocnirii ea este “împrăștiată” rezultând mai multe direcții de propagare. Un exemplu clasic este acela al picăturilor de ploaie ce pot avea un impact pronunțat în cazul lungimilor de undă reduse. Luând în calcul doar cele trei fenomene menționate mai sus, putem trage concluzia că predicția performanțelor unui canal de transmisiune fără fir este o sarcină dificilă.

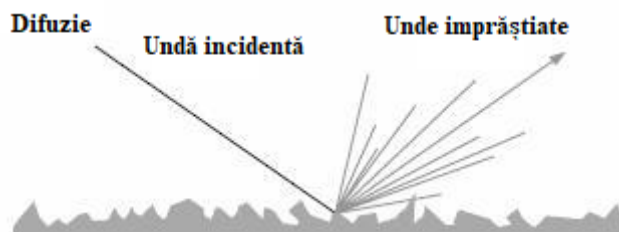


Fig. 2.3 Difuzia undelor [9]

Fenomenele prezentate anterior sunt fenomene ce pot apărea în cazul mai multor tipuri de unde. În cadrul acestei lucrări în centrul atenției va fi un fenomen ce este specific canalelor fără fir, și anume fading-ul. Acesta reprezintă variația amplitudinii semnalului în timp și frecvență. Alături de zgomotul aditiv, ele reprezintă cele mai comune cauze ale degradării semnalului. În ceea ce privește cauzele apariției, în urma mai multor cercetări s-au determinat două cauze principale. Prima ar fi din existenței mai multor căi de propagare, multitudinea de unde putându-se aduna constructiv sau distructiv în funcție de fază. Acest tip poartă numele de fading multical sau indus. Altă cauză ar fi blocajul unor obstacole ce afectează propagarea undelor. Acest tip se numește fading de umbră.

Inițial, între anii 1950 și 1960, fenomenul a fost modelat pentru benzile de frecvențe înalte (HF High Frequency, 3 - 30MHz), super înalte (Super HF, 3 - 30 GHz) și ultra înalte (Ultra HF, 300- 3000 GHz). În prezent, cele mai utilizate modele au fost concepute pentru benzile de frecvențe cuprinse între 800 MHz și 2.5 GHz. Acestea au fost concepute prin repetate măsurători practice. Pentru sistemele ce presupun comunicații cu ajutorul unei singure antene, SISO (Single Input Single Output) remarcăm modelele standardizate de ITU-R. Pe parcursul lucrării mă voi concentra pe modelele concepute pentru sistemele de comunicații cu mai multe antene, adică MIMO (Multiple Input Multiple Output). Acestea reprezintă o problemă de actualitate ce este în atenția mai multor instituții și proiecte cum ar fi IEEE 802, METRA Project sau 3GPP/3GPP2 [1].

Fenomenul de fading a fost clasificat în două tipuri. Primul tip este fading de scală mare. Acesta apare în cazurile în care stația mobilă este în mișcare și parcurge distanțe comparabile cu dimensiunea unei celule. Fadingul este cauzat de pierderile de propagare și din cauza obiectelor ce obstruiește calea unde, cum ar fi clădiri, forme de relief sau vegetație. Fadingul de scală mică se referă la variația rapidă a nivelului semnalului și apare în cazurile când stația mobilă se deplasează pe distanțe mici.

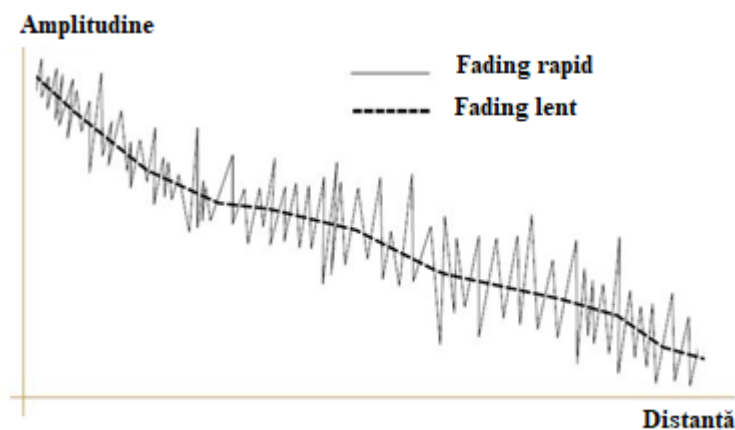


Fig. 2.4 Fading rapid vs Fading lent [1]

Pe lângă clasificarea menționată mai sus, fenomenul se împarte în continuare pe mai multe ramuri. Având în vedere că au fost dezvoltate modele pentru fiecare tip de fading, este util să înțelegem în profunzime toate tipurile de fading.

Fadingul de scala mare se împarte în continuare în Pierderi de Propagare și Umbrire în funcție de cauza ce a generat variația în amplitudine. Fading de umbrire reprezintă pierderile generate de obiectele din calea undei electromagnetice. În cazul fadingului la scala mică, acesta se împarte în continuare în Fading pe mai multe căi și Variația timpului sau Împrăștiere Doppler. Fadingul pe mai multe căi prezintă două subtipuri, Fading selectiv în frecvență și Fading Plat. Primul se referă la cazurile în care semnalul prezintă o bandă mai mare față de canalul de transmisiune, lucru ce va duce la atenuarea neproportională a semnalului, doar unele componente vor fi afectate. Al doilea este axat pe cazurile în care canalul are o bandă mai mare iar toate componentele semnalului vor fi afectate în mod egal.

Împrăștierea Doppler se împarte la rândul ei în două categorii, Fading rapid și Fading lent în funcție de viteză cu care fluctuează semnalul afectat.

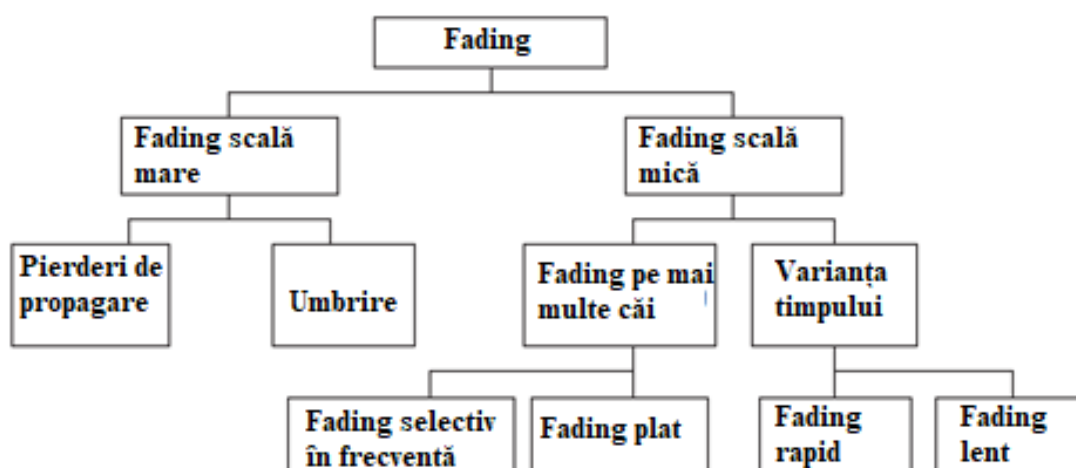


Fig. 2.5 Clasificarea Fadingului [1]

2.2 Fading scală mare

În continuare vor fi prezentate principalele modele ce au rolul de aprecia impactul fadingului de scală mare. Aceste instrumente au ajutat în partea de planning a rețelei pentru a alege distanțele dintre antene și câștigul acestora. Modelele ce vor fi prezentate sunt Modelul de propagare general și Okumura/Hata

2.2.1 Modelul de propagare general

Modelul de propagare în general este utilizat pentru a estima puterea de la recepție în aplicațiile în care nu există obstacole între emițător și receptor. Dacă la prima vedere acest model nu este de mare ajutor acesta joacă un rol important în cazul aplicațiilor satelitare. Că și concept teoretic acesta se bazează pe formula lui Friis ce stabilește legătura dintre puterea de la recepție și frecvență, câștigurile antenelor cât și distanța dintre respectivele antene. Formula poate fi scrisă sub următoarea formă [1] :

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

$P_r(d)$ are semnificație de putere recepționată funcție de distanța d . G_t și G_r reprezintă câștigul antenei de transmisie și respectiv recepție, în timp ce P_t reprezintă puterea transmisă iar L reprezintă pierderile sistemului fizic aduse de antene, filtre și alte componente fizice prezente în sistem. În cazurile reale $L > 1$, Însă, dacă se considera $L=1$ se obține formula de propagare în spațiu liber $PL_F(d)$.

$$PL_F(d)[dB] = 10 \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = -10 \log\left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right) \quad (2.2)$$

Dacă se neglijează câștigul antenelor, adică G_t și G_r sunt egale cu 1 putem rescrie formula anterioară într-un mod simplificat:

$$PL_F(d)[dB] = 10 \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = 20 \log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) \quad (2.3)$$

Cu ajutorul Matlab putem realiza simulări pentru a observa modul cum variază pierderile în raport cu distanța dar și cu câștigurile antenei. Vom face simulări pentru frecvența purtătoare de 1500 MHz și pentru trei perechi de valori pentru câștigurile antenelor de transmise respectiv recepție. Cele trei perechi de valori ale câștigurilor sunt (1 ; 1) (1 ; 0.5) și (0.5 ; 0.5). Analizând graficul, putem observa că odată cu creșterea câștigului antenei, pierderile datorate propagării se reduc. Indiferent de câștig se poate observa și că pierderile cresc odată cu distanța dintre antena de recepție și cea de transmisie

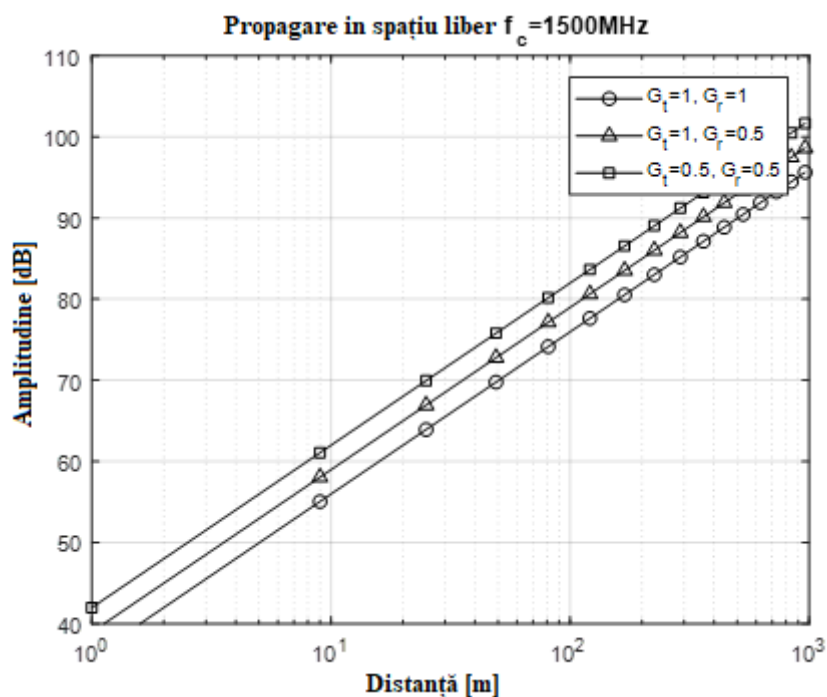


Fig. 2.6 Modelul de propagare în spațiul liber

De multe ori se dorește o formă mai generală a formulei ce ține cont de mediul în care este aplicat modelul. Pentru a ajunge la această formă este utilizat exponentul de propagare n . Variabila d_0 reprezintă distanța de referință, aceasta trebuie aleasă în mod corespunzător. În cazul celulelor cu o acoperire mare de până la 10 km se poate alege o distanță de referință de 1 km în timp ce pentru celulele cu o acoperire mică, de până la 1 km se poate alege ca referință o distanță de 100 m.

$$PL_{LD}(d)[dB] = PL_F(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.4)$$

Alegerea factorului n se poate face cu ajutorul următorului tabel în funcție de cazul în care aplicăm acest model de propagare.

Mediu	Valoarea lui n
Spațiul liber	2
Urban	2.7-3.5
Obstrucționat de o clădire	4-6

Tabel 2.1 Factorul n [1]

2.2.2 Modelul Okumura/Hata

Acest model a fost conceput pentru comunicațiile mobile. El a fost obținut prin repetate măsurători și este cel mai frecvent utilizat model în mediul urban. Domeniul de aplicabilitate al acestui model este delimitat de frecvența utilizată, raza celulei mobile și de înălțimea antenelor. De cele mai multe ori modelul Okumura/Hata este folosit în aplicații unde avem frecvențe cuprinse între 500 - 1500 MHz, celule cu rază de 1 - 100 kilometri și înălțimi ale antenelor cuprinse între 30 – 1000 metrii. Relația care caracterizează pierderile în acest model este [1] :

$$PL_{Ok}(d)[dB] = PL_F + A_{MU}(f; d) - G_{Rx} - G_{Tx} + G_{AREA} \quad (2.5)$$

În relația de mai sus A_{MU} este factorul mediu de atenuare, acesta depinde atât de frecvența cât și de distanță. G_{Rx} și G_{Tx} reprezintă câștigurile antenelor de recepție respectiv transmisie, iar G_{AREA} semnifică câștigul dat de mediul de propagare. Dacă G_{Tx} și G_{Rx} sunt parametrii ce depind de antena utilizată și pot fi găsiți în specificațiile respectivelor antene, G_{AREA} și A_{MU} sunt empirici, ei au fost determinați prin numeroase măsurători.

Fiind un model utilizat frecvent, modelul Okumura a fost extins pentru a trata o multitudine de medii de propagare, incluzând urban, suburban și spațiu liber. Această extindere a fost supranumită modelul Hata. Această iterație este în prezent cel mai utilizat model de propagare. Modelul urban are următoarea formă [1]:

$$PL_{HataU}(d)[dB] = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_{Tx} - C_{Rx} + (44.9 - 6.55 \log h_{Tx}) \log d \quad (2.6)$$

În acest caz, pierderile sunt modelate în funcție de înălțimea antenei h_{Tx} , de frecvența purtătoare f_c și de coeficientul de corelație C_{Rx} al antenei receptoare. Acest coeficient este ales în funcție de acoperirea dorită. Pentru acoperirea de nivel mediu, C_{Rx} respectă formula :

$$C_{Rx} = 0.8 + (1.1 \log f_c - 0.7) h_{Rx} - 1.56 \log f_c \quad (2.7)$$

Pentru acoperirile mari, C_{Rx} poate avea două valori în funcție de frecvența purtătoare:

$$C_{Rx} = \begin{cases} 8.29(\log(1.54 h_{Rx}))^2 - 1.1 & \text{dacă } f_c \in [150; 200] \text{ MHz} \\ 3.2(\log(11.75 h_{Rx}))^2 - 4.97 & \text{dacă } f_c \in [200; 1500] \text{ MHz} \end{cases} \quad (2.8)$$

Pentru regiunile suburbane și de spațiu liber, au fost create formule plecând de la modelul Hata pentru zona urbană. Modelul Hata suburban are forma [1] :

$$PL_{HataSU}(d)[dB] = PL_{HataU}(d) - 2 \left(\log \left(\frac{f_c}{28} \right) \right)^2 - 5.4 \quad (2.9)$$

Pentru cazul propagării în spațiu liber s-a ajuns la forma:

$$PL_{HataO}(d)[dB] = PL_{HataU}(d) - 4.78(\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c - 40.97 \quad (2.10)$$

Pentru a înțelege mai bine modul cum diferă aceste trei cazuri putem observa reprezentarea grafică de mai jos. Prin studierea ei putem trage concluzia că modelul Hata pentru zona urbană prezintă cele mai mari pierderi urmată de suburban și după spațiul liber. Acest lucru este destul de ușor de înțeles. Pierderile din zona urbană apar din cauza multitudinilor de obstacole prezente.

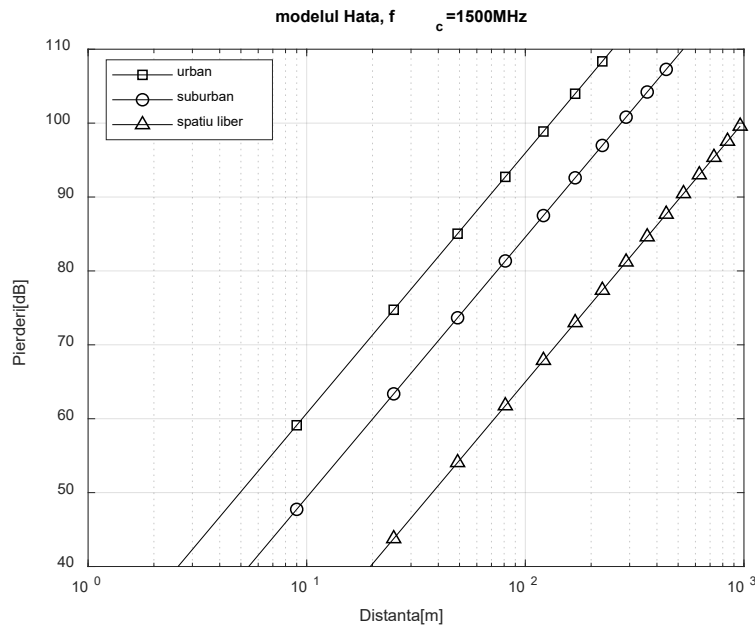


Fig. 2.7 Modelul de propagare Hata

2.3 Fading scală mică

2.3.1 Fading plat vs Fading selectiv în frecvență

Pentru a înțelege mai bine diferitele tipuri de fading de scala mică, le vom analiza prin comparație. În acest mod ne putem face o imagine de ansamblu. Pentru început vom analiza fadingul de scala mică pe mai multe căi, adică fading plat și fading selectiv în frecvență.

Considerăm o transmisie prin intermediul unui canal fără fir unde semnalul transmis are o bandă W . Pentru a spune cu precizie de ce fel de fading va fi afectată transmisia trebuie să analizăm banda semnalului dar și banda canalului pe care se realizează transmisia. Dacă banda semnalului este mult mai mică față de cea a canalului B_c , în mod evident, toate componentele semnalului transmis vor fi afectate în mod egal de fading, acest tip poartă numele de fading plat. Luând în calcul acest lucru putem spune că în acest caz răspunsul în impuls ce caracterizează canalul nu va depinde de frecvență ci doar de timp [2].

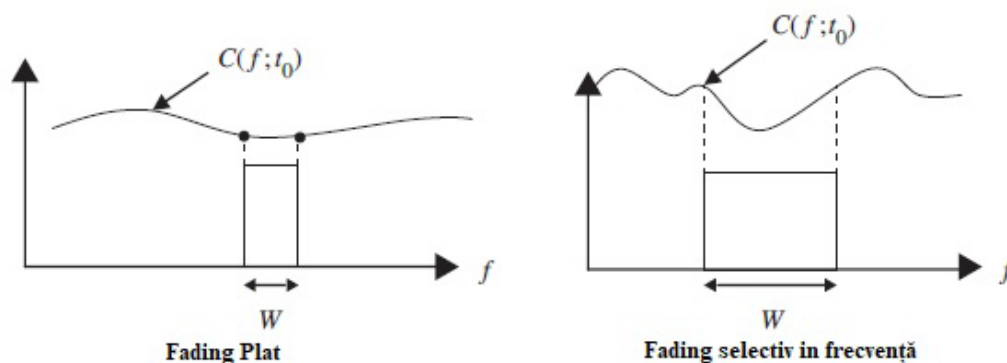


Fig. 2.8 Fading plat vs Fading selectiv în frecvență [2]

Analizând imaginea de mai sus putem observa cum variațiile funcției de transfer a canalului, notată cu C , nu afectează semnalul transmis. Având o bandă mult mai mică față de banda canalului, semnalul transmis va percepe răspunsul în frecvență a canalului ca fiind constant în frecvență. Trecerea prin canal având ca efect o simplă amplificare a nivelului semnalului. În absența zgomotului pe canal noi putem exprima semnalul de la recepție sub următoarea expresie.

$$y(t) = C(0; t) \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.11)$$

$$y(t) = C(0; t)x(t) \quad (2.12)$$

Pentru a înțelege mai bine, putem echivala condiția $W \ll B_c$ cu faptul că împrăștierea pe mai multe căi a semnalului transmis, cauzată de canal are un timp de propagare mult mai mic comparativ cu durata semnalului. Dacă se admite acest lucru, interferențele cauzate de simboluri consecutive vor putea fi neglijate.

Dacă condiția $W \ll B_c$ sau echivalenta ei $T_m \ll T_s$ nu sunt îndeplinite, răspunsul în impuls al canalului joacă un rol important în forma semnalului recepționat. Componentele semnalului vor fi afectate în mod diferit. Din cauza acestor diferențe numim acest timp de fading selectiv în frecvență. Acest caz este prezentat în partea dreaptă a figurii 2.3.1. Canalul selectiv în frecvență introduce interferențe intersimbol din cauza timpului de propagare pe diferite căi comparativ cu durata semnalului. Pentru a înțelege mai bine putem observa ilustrarea unui exemplu concret.

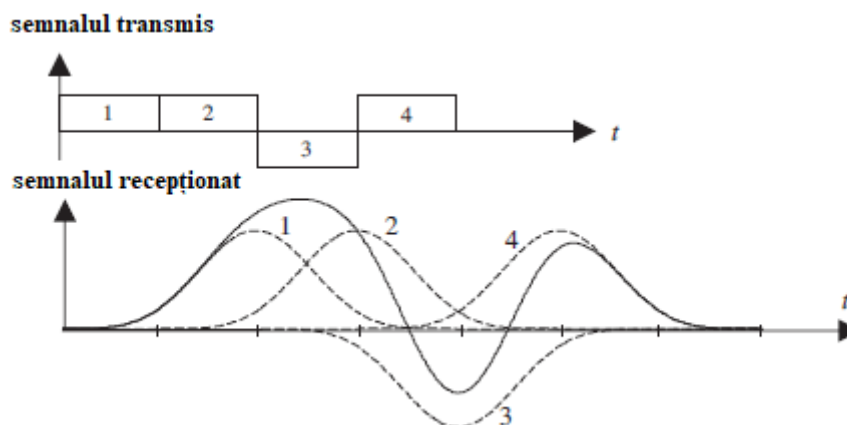


Fig.2.9 Fading selectiv în frecvență [2]

În prima parte putem observa semnalul ce va fi transmis, acesta este compus din 4 simboluri. În a doua parte a figurii putem observa cum simbolurile interferează între ele, cele 4 semnale punctate generează un sigur semnal ce reprezintă însumarea acestora. Interferențele sunt generate de canalul selectiv în frecvență.

2.3.2 Fading rapid vs Fading lent

Conceptele de fading lent și rapid au un înțeles intuitiv destul de simplu, însă, în profunzime este greu de determinat ce reprezintă rapid și lent pentru fading. O valoare exactă nu poate fi determinată, clasificarea tipului de fading se face prin analiza atentă a semnalului dar și al canalului, deci valorile variază de la caz la caz.

Fadingul rapid descrie cazurile în care timpul pentru care canalul se comportă într-o manieră corelativă este mai mic comparativ cu timpul de transmisie a unui simbol. Din cauza acestei diferențe de timp canalul își va schimba caracteristica în timpul propagării unui simbol. Această variație a caracteristicii va avea ca rezultat o distorsiune în simbolul recepționat pe care le putem observa în figura 2.3.3.

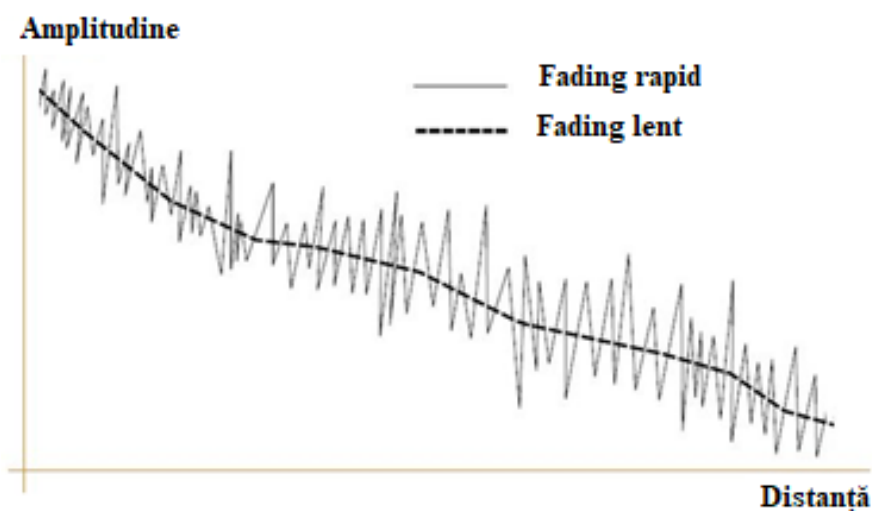


Fig. 2.10 Fading rapid vs Fading lent [2]

Fadingul lent descrie cazurile în care timpul pentru care canalul se comportă într-o manieră corelativă este mai mare comparativ cu durata unui simbol din semnalul transmis. Fiind asigurată această condiție în timpul în care se propagă semnalul caracteristica canalului va rămâne neschimbată. Ca și în cazul fadingului plat, pierderile apărute sunt datorate propagării și scăderii raportului semnal zgomot.

2.4 Distribuțiile folosite în modelarea fadingului

După analiza celor două categorii de fading, este util să înțelegem suportul matematic ce ne ajută să le caracterizăm. Având în vedere că fadingul are un caracter aleatoriu, ne putem folosi de diferite distribuții statistice bine cunoscute pentru a studia fenomenul. Cele mai frecvent utilizate distribuții sunt Rayleigh, Rice, Lognormală și Nakagami-m

2.4.1 Distribuție Rayleigh

În cazul comunicațiilor mobile ce se desfășoară în orașe aglomerate, se poate întâmpla des ca emițătorul și receptorul să nu fie legați de o cale directă. În lipsa acesteia, apar o multitudine de cai de propagare indirecte datorită proceselor de reflexie, refracție sau difracție. A fost considerat faptul că modificările semnalului produse de schimbarea canalului variază conform unei distribuții Rayleigh. În canalele radio mobile, această distribuție este utilizată pentru a descrie în mod statistic variația în timp a anvelopei recepționate a semnalului afectat de fading.

Funcția densitate de probabilitate este dată de următoarea relație, unde σ^2 reprezintă varianța :

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & \text{pentru } r \geq 0 \\ 0 & \text{pentru } r < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

Funcția de densitate de probabilitate pentru diferite valori ale varianței a fost reprezentată mai jos pentru o mai bună înțelegere [5] :

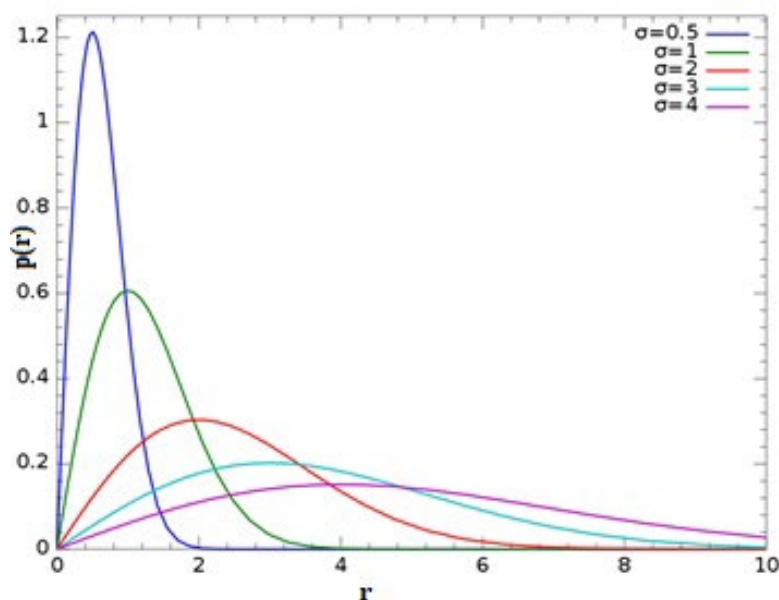


Fig.2.11 Funcția de densitate de probabilitate Rayleigh [11]

Pe lângă modelarea efectului multicale prezent în cele mai multe cazuri în mediul urban, distribuția Rayleigh este des utilizată în analiza efectelor ionosferei și troposferei. Acestea reflectă undele radio având un efect negativ ce trebuie luat în calcul în diferite aplicații.

2.4.2 Distribuție Rice

Considerând distribuția Rayleigh anterioară, distribuția Rice abordează același caz doar că de data aceasta există o cale directă. Aceasta este completată de o multitudine de căi indirecte ce ajung la receptor sub diferite unghiuri. Sumarea dintre semnalul de la calea directă și cele indirecte se traduce prin prezența unei componente dominante. La ieșirea unui detector de anvelopă acest fapt are efectul adunării unei componente continue la multitudinea de căi aleatorii. Pe măsură ce influența semnalului dominant scade putem observa cum ne apropiem spre o distribuție Rayleigh.

Funcția densitate de probabilitate a distribuției Rice are următoarea relație [5]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & \text{pentru } A \geq 0, r \geq 0 \\ 0 & \text{pentru } r < 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

În relația de mai sus A reprezintă amplitudinea maximă a semnalului dominant iar I_0 reprezintă funcția Bessel.

Dacă analizăm funcția densitate de probabilitate Rice putem observa că pentru valorile extreme ale lui A aceasta se transformă în funcția altor distribuții. Când $A=0$ distribuția Rice se transformă în Rayleigh iar pentru valori mari ale lui A , aceasta poate fi aproximată cu funcția distribuției Gaussiane.

De cele mai multe ori, distribuția Rice este descrisă de către parametrul K . Acesta se definește că fiind raportul dintre puterea semnalului util și varianța cailor multiple:

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (2.15)$$

$$K[\text{dB}] = 10 \log\left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.16)$$

Numit și factor Rice, K descrie complet această distribuție. În cazul în care A are valori mici din relația lui K putem observa ca acesta va tinde spre $-\infty$ iar funcția densitate de probabilitate Rice se transformă în Rayleigh. Acest lucru se poate observa și în figura 2.4.2.

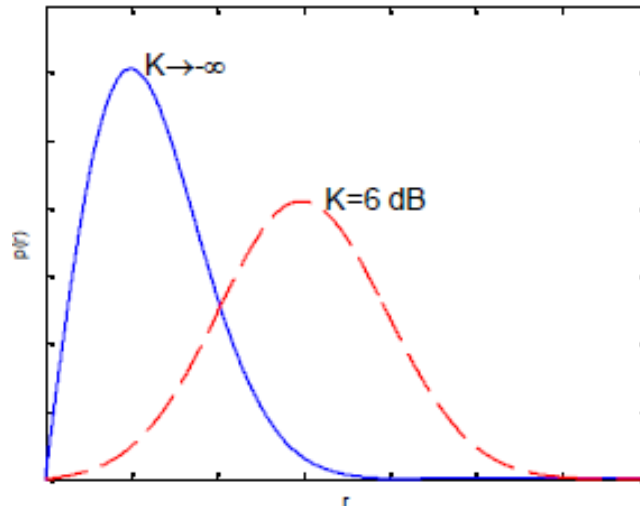


Fig. 2.12 Funcția densitate de probabilitate a distribuției Rice [5]

Această distribuție modelează fadingul ce apare în canalele existente în sistemele celulare ce utilizează micro celule, în propagările ce au loc în interiorul unor încăperi dar și în aplicațiile ce presupun transmisiuni satelitare.

2.4.3 Distribuția Lognormală

Cele două distribuții prezentate anterior, Rayleigh și Rice sunt utilizate pentru modelarea valorii medii a puterii semnalului recepționat. Deși acestea oferă un rezultat mulțumitor, prin repetate experimente s-au observat abateri ale valorii măsurate față de valoarea medie. Dacă aceste abateri sunt văzute ca realizări ale unei variabile aleatorii, s-a constatat că acestea respectă o distribuție normală. Pentru a ajunge la o valoare mai apropiată de realitate la valoarea probabilității de tip Rayleigh sau Rice se adaugă un factor multiplicativ, care reprezintă probabilitatea unei variabile ce respectă o distribuție lognormală. Alegerea distribuției lognormale a fost făcută deoarece printr-o multitudine de experimente a fost observat că în cazul căilor de propagare mai lungi de câteva sute de metri fluctuațiile puterii semnalului de la recepție respectă această distribuție. Termenul de lognormal exprimă faptul că media locală a puterii exprimate în valori logaritmice, cum ar fi dB, respectă o distribuție normală.

Funcția densitate de probabilitate ce caracterizează acest model este prezentat mai jos. Parametrul m reprezintă media în timp ce σ^2 reprezintă varianța, ambele aparținând variabilei aleatoare ce modelează semnalul studiat [5].

$$p(r) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{(2\pi\sigma^2 r)}} \exp\left(-\frac{(\ln r - m)^2}{2\sigma^2}\right) & \text{pentru } r \geq 0 \\ 0 & \text{pentru } r < 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

Funcția densitate de probabilitate pentru diferite valori ale mediei și varianței sunt reprezentate în următorul grafic

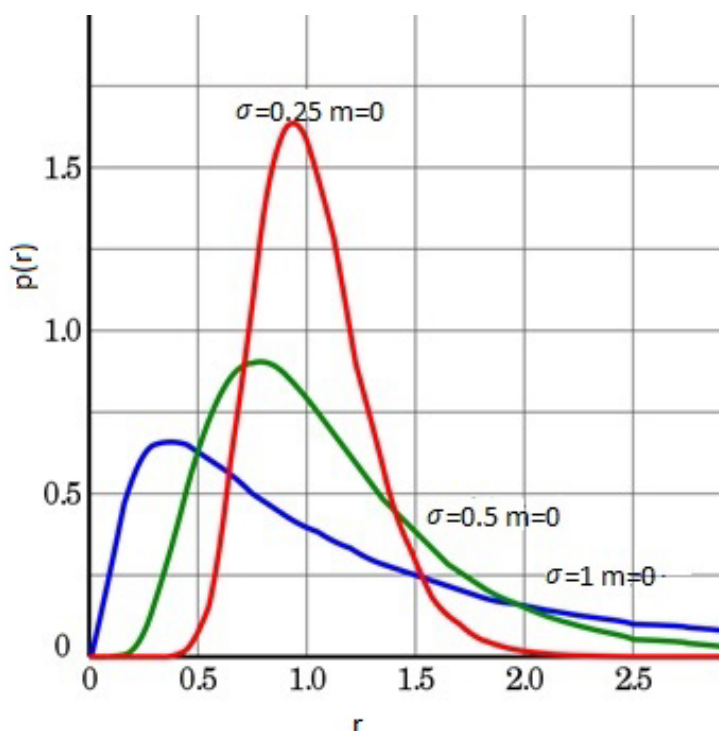


Fig.2.13 Funcția densitate de probabilitate a distribuției lognormale [12]

Această distribuție este utilizată de cele mai multe ori în cazurile în care se face trecerea de la

vizibilitate între stația de bază și terminalul mobil la o zonă în care unda directă este obstructată. Această trecere poate fi cauzată de apariția unui obiect voluminos cum ar fi o clădire sau de o formă de relief cum ar fi un deal. Fadingul caracterizat de modelul lognormal poartă și numele de fading de umbră deoarece este cauzat de un obstacol. Având în vedere clasificare făcută în introducere putem trage concluzia că modelul lognormal abordează fadingul lent.

2.4.4 Distribuția Nakagami-m

Distribuția Nakagami-m este o distribuție menită să caracterizeze variațiile semnalului recepționat pe un canal multical, asemenea distribuțiilor Rayleigh și Rice. Funcția densitate de probabilitate are următoarea formă:

$$p(r) = \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega^m} r^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega}r^2} \quad (2.18)$$

Parametrii utilizați sunt r , nivelul semnalului recepționat, Γ , funcția gamma, Ω , media valorii lui R^2 unde R este o variabilă aleatorie cu distribuție Nakagami-m a cărei parametri depinde de coeficienții canalului. Parametrul m poartă numele de nivel de fading și se poate calcula în următorul mod :

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(R^2 - \Omega)^2]} \quad (2.19)$$

Această distribuție este considerată una dintre cele mai utile deoarece ea înglobează toate distribuțiile discutate anterior. Pentru diferite valori ale lui m , putem obține distribuțiile discutate, Rayleigh pentru $m=1$, Gauss pentru $m=0.5$, Rice și lognormală în anumite condiții.

Funcția densitate de probabilitate pentru diferite valori ale lui m și Ω :

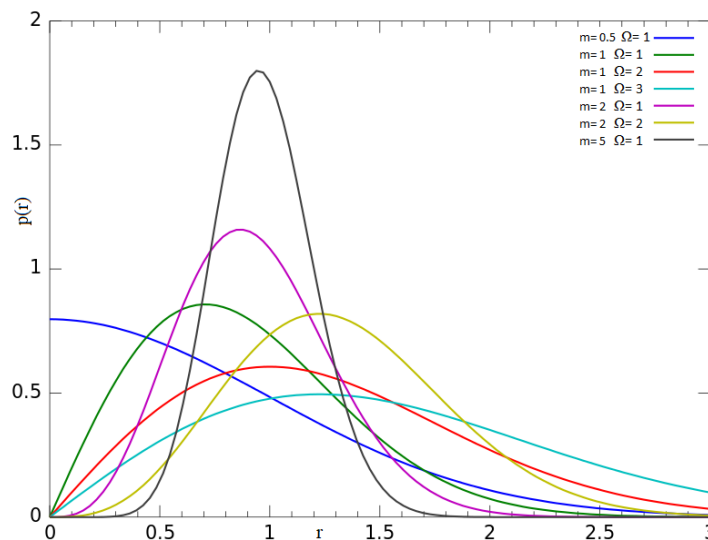


Fig.2.14 Funcția densitate de probabilitate a distribuției Nakagami-m [13]

III. Capitolul 3 - Simulări și rezultate

3.1 Introducere

În acest capitol vor fi prezentate simulările ce ne ajută să analizăm sistemele Massive MIMO afectate de diferite tipuri de fading. Pentru a avea un punct de pornire vom începe cu sistemele SISO după care MIMO ca în cele din urmă să abordăm sistemele Massive MIMO. Simulările ce vor fi prezentate au fost realizate cu ajutorul programului Matlab. Simulările implementează următoarea formulă :

$$y = h \cdot x + n \quad (3.1)$$

În relația (3.1) „y” reprezintă semnalul ce este recepționat, „h” reprezintă caracteristica canalului afectat de fading, „n” reprezintă zgomotul alb Gaussian ce afectează transmisiunea iar „x” este semnalul transmis ce va fi modulat.

În cadrul simulărilor, am modelat fadingul cu ajutorul a trei distribuții intens utilizate și în practică, Rayleigh, Rice și Nakagami. Pentru realizarea celor trei caracteristici am utilizat un set de funcții care vor fi prezentate în continuare.

Pentru cazul fadingului Rayleigh a fost realizată o aproximare ce reduce semnificativ gradul de dificultate. Caracteristica canalului a fost văzută ca o variabilă complexă cu partea reală și cea imaginară variabile aleatoare Gaussiene cu media 0 și dispersia 0.5. Aceste aproximări se apropie de valoarea teoretică neavând un impact negativ asupra simulărilor. Implementarea în Matlab este scrisă sub următoarea formă cu ajutorul funcției „randn(a,b)” ce returnează o matrice axb cu valori aleatorii ce respectă distribuția Gaussiană [14]:

```
h = 1/sqrt(2)*(randn(1,N) + 1i*randn(1,N)); % canalul afectat de fading Rayleigh
```

Fig. 3.1 Caracteristica canalului afectat de fading Rayleigh

Pentru a face o verificare, putem reprezenta caracteristica canalului :

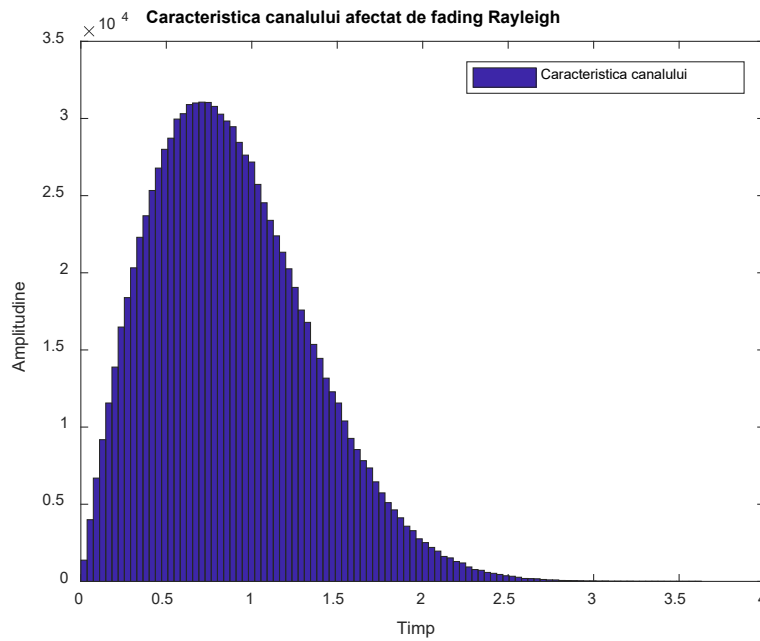


Fig. 3.2 Caracteristica canalului afectat de fading Rayleigh

În cazul fadingului Rice, a fost folosită o funcție creată ce aproximează suficient de bine distribuția teoretică Rice. Codul sursă a fost introdus în Anexa 1. Caracteristica canalului rezultat poate fi observată mai jos:

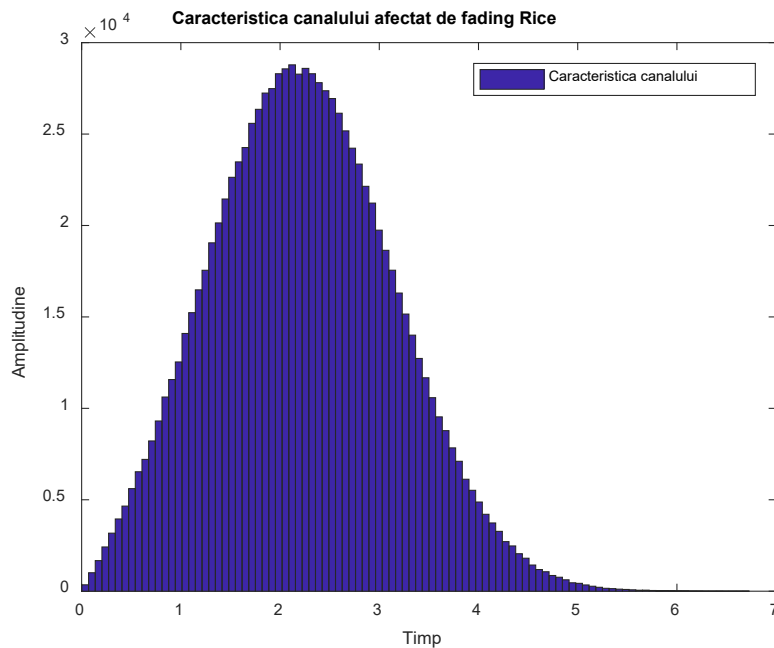


Fig. 3.3 Caracteristica canalului afectat de fading Rice

În cazul fadingului Nakagami, a fost folosită o funcție creată ce aproximează suficient de bine distribuția teoretică Nakagami. Aceasta ține cont de parametrii acestei distribuții adică Ω și de funcțiile gamma. Codul sursă a fost introdus în Anexa 1. Caracteristica canalului rezultat poate fi observată mai jos:

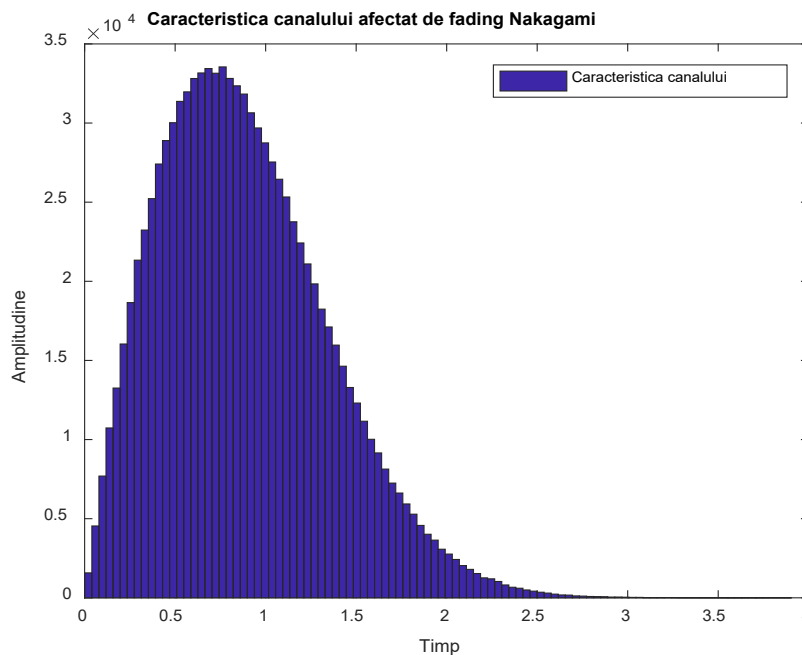


Fig. 3.4 Caracteristica canalului afectat de fading Nakagami

Semnalul utilizat în cadrul simulărilor a fost generat cu ajutorul funcției „rand(a,b)” care returnează o matrice de dimensiunea $a \times b$ de valori cuprinse în intervalul (0 ; 1) respectând o repartiție Gaussana. Pentru a obține valori de 0 și 1 impunem o condiție logică după cum urmează : „x_0 = rand(1,N)>0.5;”. Pentru a realiza transmisiunea trebuie să modulăm semnalul generat. Pentru diversitatea simulărilor au fost folosite modulațiile BPSK(Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 8QAM (8 Quadrature amplitude modulation) și 16QAM.

Modulația de tip BPSK este considerată cea mai simplă, fiecare bit din semnalul inițial este modulat într-un bit. Pentru a obține semnalul modulat trebuie realizată o translație a semnalului între -1 și 1. Acest lucru se poate face în felul următor [15] :

```
x = 2*x_0-1; % Modulație BPSK 0 => -1; 1 => 0
```

În cazul celorlalte modulații implementarea în această manieră ar fi fost prea dificilă. Astfel au fost definite funcții speciale pentru modularea și demodularea semnalului. Funcția de modulare primește ca parametrii fluxul de date inițial și tipul de modulație dorit. Alegerea tipului se face cu ajutorul numărului de biți care sunt modulați în fiecare caz. Urmând această logică pentru QPSK se alege 2, pentru 8QAM se alege 3 și pentru 16 QAM se alege 4. Funcțiile integrale se pot regăsi în Anexa 2

3.2 Simulări SISO

Pentru un sistem SISO considerat, au fost implementate cele trei tipuri de fading menționate mai sus, iar pentru fiecare caz au fost considerate mai multe tipuri de modulații. Pentru a aprecia modul cum fadingul afectează comunicația avem în vedere rata de eroare de bit (BER). Definim acest parametru ca fiind raportul dintre numărul de biți recepționați greșit și numărul total de biți. Deoarece cazurile simulate nu au diferențe mari în ceea ce privește codul, va fi prezentată structura codului pentru Rayleigh iar pentru distribuțiile Rice și Nakagami vor fi menționate doar diferențele.

Pentru simularea transmisiunii unui semnal modulat BPSK printr-un canal afectat de fading ce respectă o distribuție Rayleigh a fost conceput codul din Anexa 3

În prima parte a codului, putem observa etapele deja prezentate și anume generarea mesajului, modularea mesajului prin tehnica BPSK și generarea caracteristicii canalului și a zgomotului ce afectează transmisiunea. Variabila „rap_dB” reprezintă raportul dintre energia biților și zgomotul. Ea va lua valori de la 0 la 30 dB. Utilitatea ei este de a reduce dificultatea calculelor și de a ne ajuta în observarea modului cum fadingul afectează rata de eroare în funcție de energia biților.

Cea de a doua etapă a simulării constă în calcularea semnalului de la ieșire, obținerea mesajului recepționat și compararea cu mesajul inițial pentru a identifica numărul de erori. Aceste etape sunt parcurse pentru diferite valori ale raportului dintre energia de bit și valoarea zgomotului. Obținerea ieșirii a fost realizată prin transpunerea relației (3.1) în Matlab:

$$y = h.*x + 10^{(-rap_dB(i)/10)}*n;$$

În urma obținerii semnalului de la ieșire trebuie să considerăm recepția. Pentru a obține mesajul modulat BPSK trebuie să eliminăm efectul canalului ignorând zgomotul :

$$y_1 = y./h;$$

Demodularea semnalului BPSK obținut se face prin implementarea unei condiții logice. Dacă partea reală a semnalului y_1 recepționat este mai mare decât 0 atunci vom obține 1 iar în cazul contrar vom obține 0. Având mesajul recepționat este momentul să comparăm cele două mesaje și să identificăm numărul de erori.

$$nr_erori(i) = size(find(x_0 - y_0),2);$$

Funcția „find” utilizată în identificarea erorilor are rolul de a returna valorile diferite de 0 [16]. Făcând „find($x_0 - y_0$)” noi vom identifica valorile diferite de 0 din diferența dintre mesajul recepționat și cel transmis. Având doar valori de 0 și 1 o valoare nenulă ar simboliza o eroare. Funcția „size” are rolul de a returna dimensiunile unei variabile [17]. În cazul de față, prin specificarea dimensiunii pe care o dorim, adică 2 (numărul de coloane) vom memora numărul de erori .

Ultima etapă a acestei simulări o reprezintă calcularea ratei de eroare binară și afișarea rezultatelor. Parametrul BER se calculează ca fiind raportul dintre numărul de erori identificate și numărul total de biți. Pentru o înțelegere ușoară a rezultatelor au fost făcute cele două reprezentări. În prima se observă caracteristica canalului afectat de fading, iar în a doua este realizată o

caracteristică a BER în funcție de raportul dintre energia de bit și zgomotul. Deoarece prima figură a fost expusă deja în Fig. 3.2 ne vom concentra pe cea de a doua reprezentare.

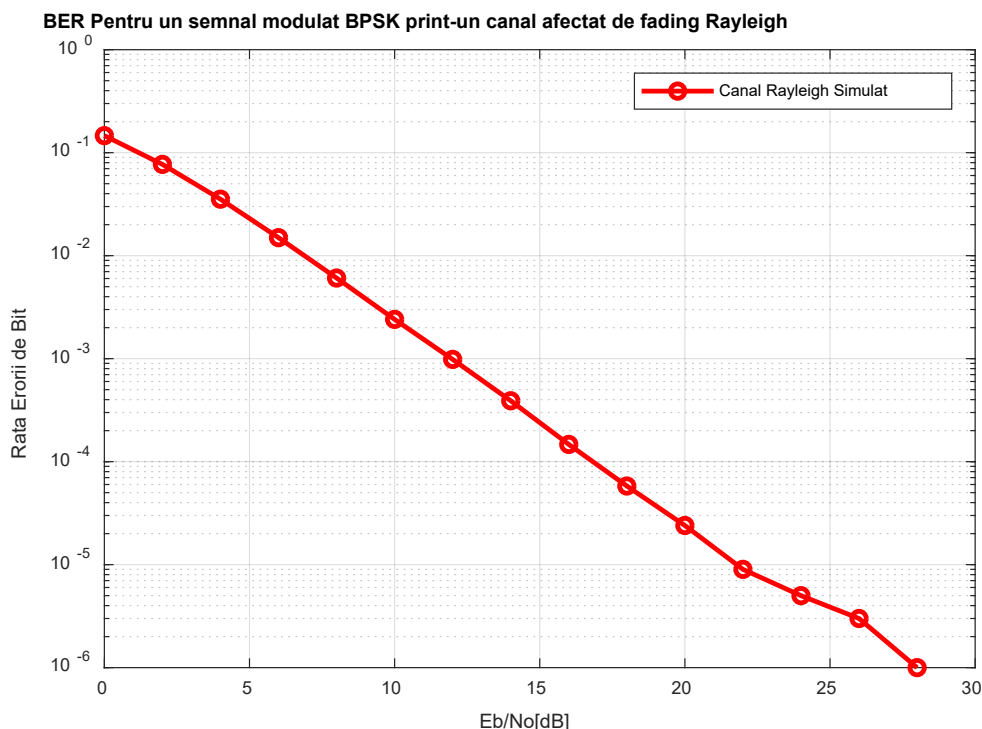


Fig. 3.5 Fading Rayleigh și modulație BPSK

Analizând acest grafic putem trage rapid concluzia că BER scade odată cu creșterea raportului energie bit, zgomot. Acest fapt se datorează semnificației raportului. Dacă acesta are o valoare ridicată înseamnă că energia de bit este mult mai mare prin comparație cu zgomotul ce afectează canalul. Energia crescută se traduce printr-o rezistență ridicată în față zgomotului, principalul motiv al erorilor devenind incontestabil fadingul. Înainte de trece la alt tip de fading este util să analizăm cum modulația afectează rată de eroare. Pentru simulare au fost alese QPSK, 8QAM și 16QAM.

În codul de la cazul BPSK au fost operate câteva modificări pentru a realiza adaptarea la alte tipuri de modulații. Principala modificare o reprezintă utilizarea funcțiilor pentru modulare și demodulare.

În funcție de tipul de modulație se modifică parametrii funcțiilor „modulare” și „demodulare”. Altă modificare care nu trebuie ratată este în generarea zgomotului și caracteristicii canalului, folosind o modulație mai eficientă trebuie să modificăm și numărul de componente. Considerând aceste modificări au fost obținute următoarele rezultate.

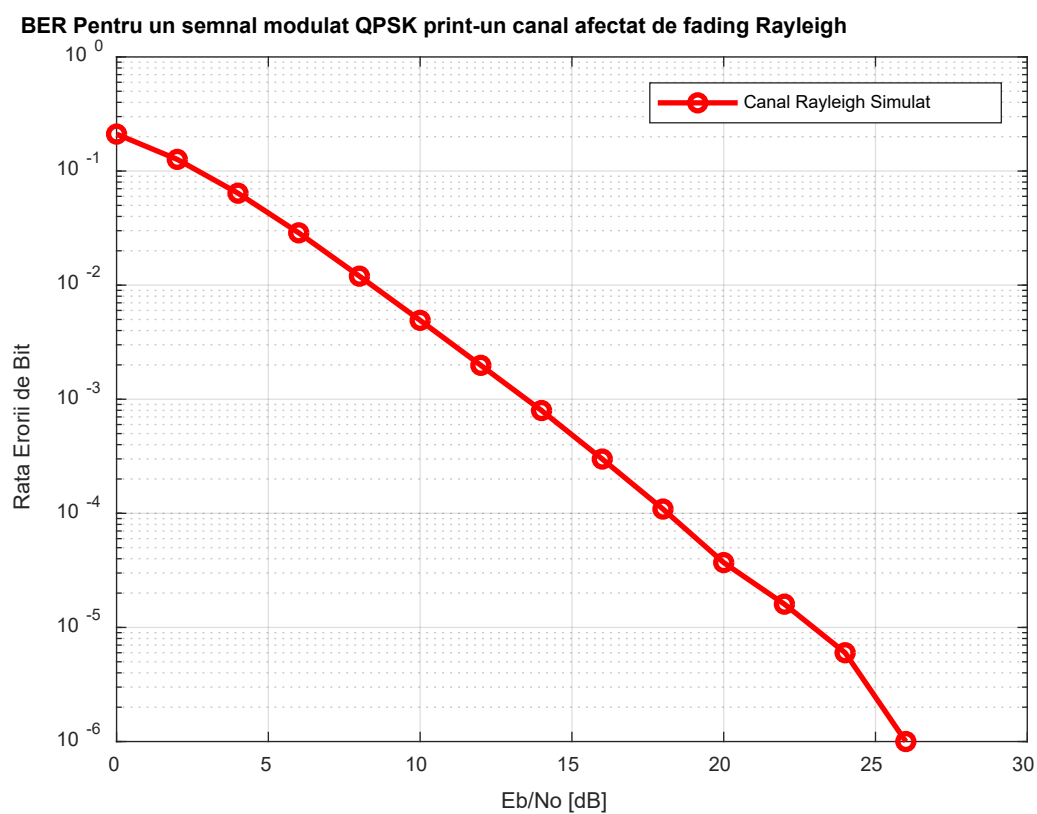


Fig. 3.6 Fading Rayleigh și modulație QPSK

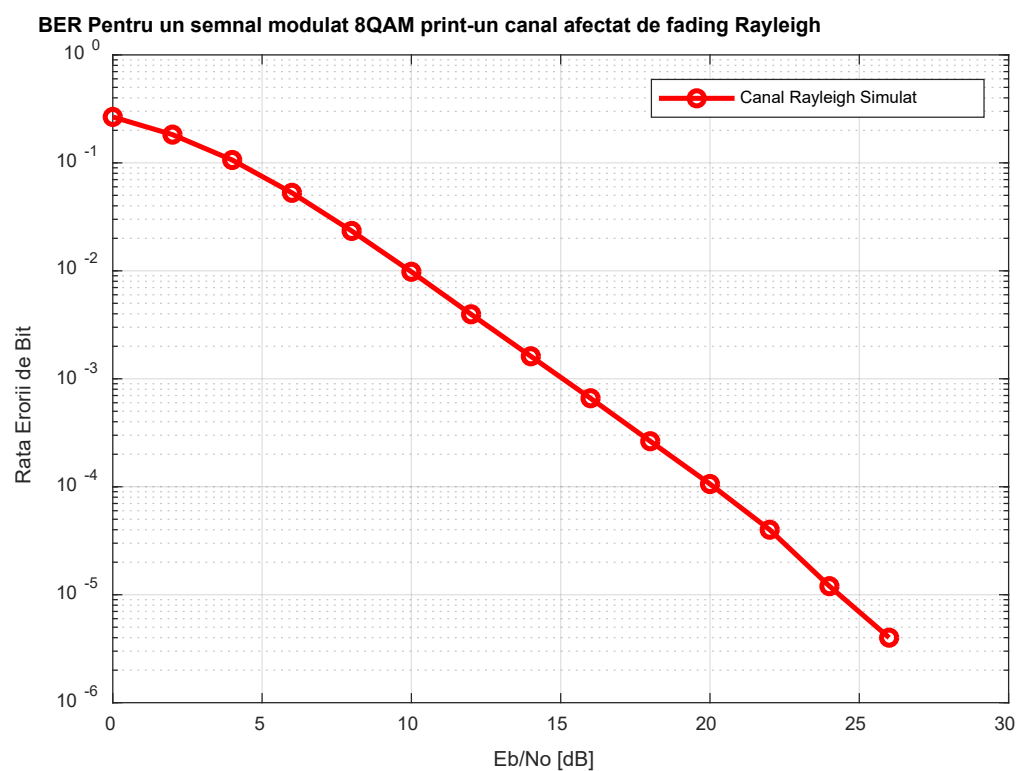


Fig. 3.7 Fading Rayleigh și modulație 8QAM

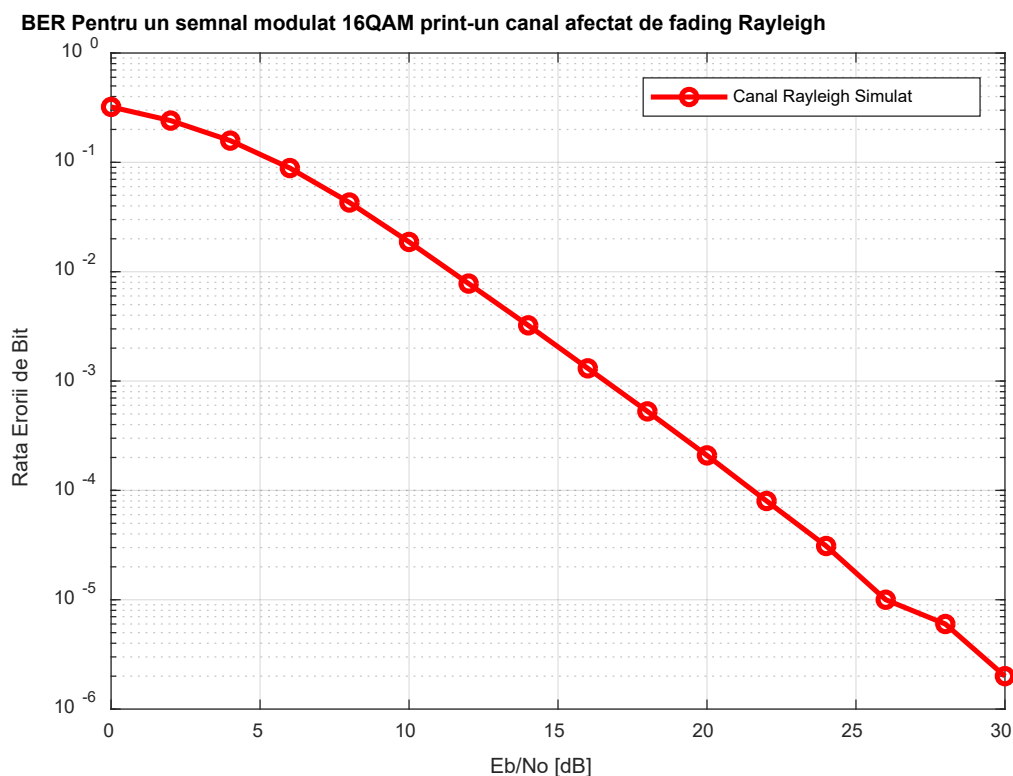


Fig. 3.8 Fading Rayleigh și modulație 16QAM

Analizând cele trei figuri și comparându-le cu Fig. 3.5 putem observa că odată cu utilizarea unei modulații mai performante avem o rată de eroare mai mare. Având în vedere că prin aceste metode asociem unui bit mai mulți biți din mesajul original, recepționarea greșită a unui singur bit atrage cu sine mai multe erori. Acest dezavantaj este unul important de care trebuie ținut cont atunci când transmisiunea este afectată de fading. În practică, deși modulația de tip BPSK aduce rezultate mai sigure sunt preferate modulații ce aduc o eficiență mai mare, erorile putând fi corectate prin utilizarea a numeroase metode.

Următorul tip de fading simulat este cel care urmează o distribuție Rice. Acest model este folosit cu precădere în aplicațiile în care avem o cale directă între transmițător și receptor. Având în vedere că distribuția Rayleigh este folosită în mediile urbane, unde legătură se realizează prin mai multe cai rezultate prin reflexii, ne așteptăm ca în aceste simulări să avem rezultate superioare în ceea ce privește BER. Un aspect important ce trebuie observat este și modul cum performanțele sistemului sunt afectate în funcție de parametrul principal al distribuției Rice, și anume K . În secțiunea 2.4.2 K a fost definit ca factorul Rice:

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (2.15)$$

$$K[dB] = 10 \log \left(\frac{A^2}{2\sigma^2} \right) \quad (2.16)$$

Pentru a modifica codul anterior, trebuie să înlocuim generarea canalului Rayleigh cu funcția prezentată în secțiunea 3.1.

```
[h,Kdb] = rice_fading(sigma,K, N);
```

Rezultatul obținut pentru un $K = 2$ adică $K_{dB} = 3$ dB pentru o modulație BPSK este următorul :

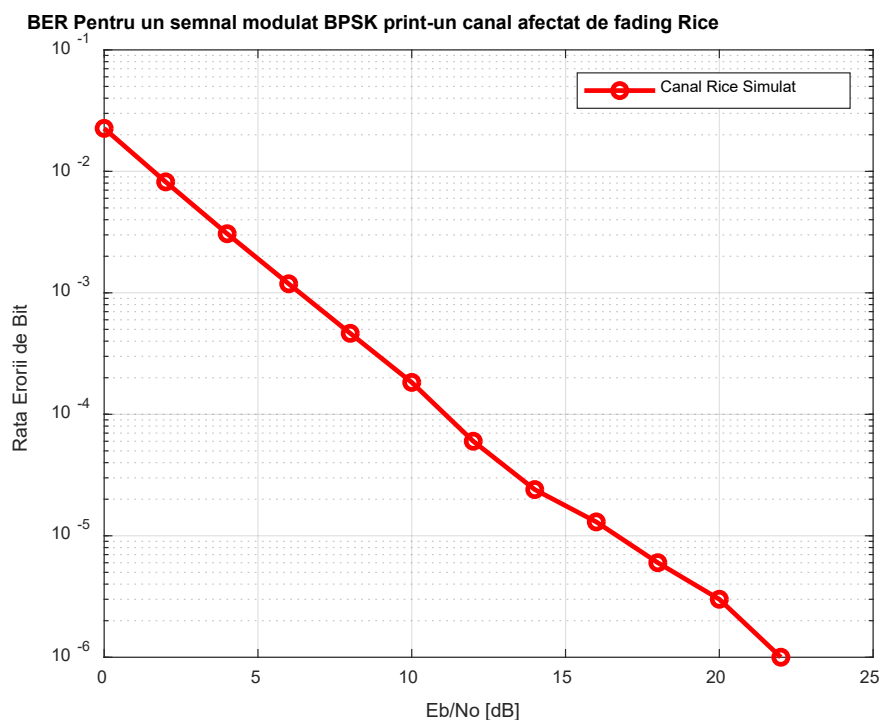


Fig. 3.9 Fading Rice și modulație BPSK

Din această simulare putem trage concluzia că observația anterioară se verifică, distribuția Rice având performanțe superioare față de Rayleigh. Pentru a observa cum coeficientul K influențează rata de erori au fost trasate caracteristicile pentru diferite valori ale lui K .

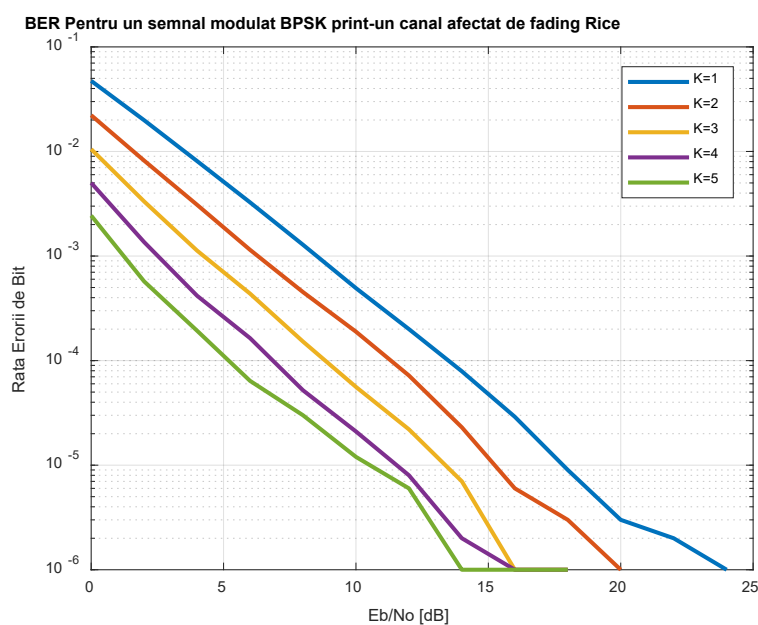


Fig. 3.10 Fading Rice și modulație BPSK pentru K diversi

Se poate observa că pentru un K crescător avem o rată descrescătoare. O proprietate interesantă a acestei distribuții este aceea că pentru un K suficient de mic (care tinde spre $-\infty$) fadingul Rice devine Rayleigh așa cum a fost enunțat și în secțiunea 2.4.2.

Ca și în cazul anterior putem observa cum tipul de modulație afectează performanțele unei transmisiuni afectat de fading Rice. Aceleași modificări ale codului considerate rămân valabile.

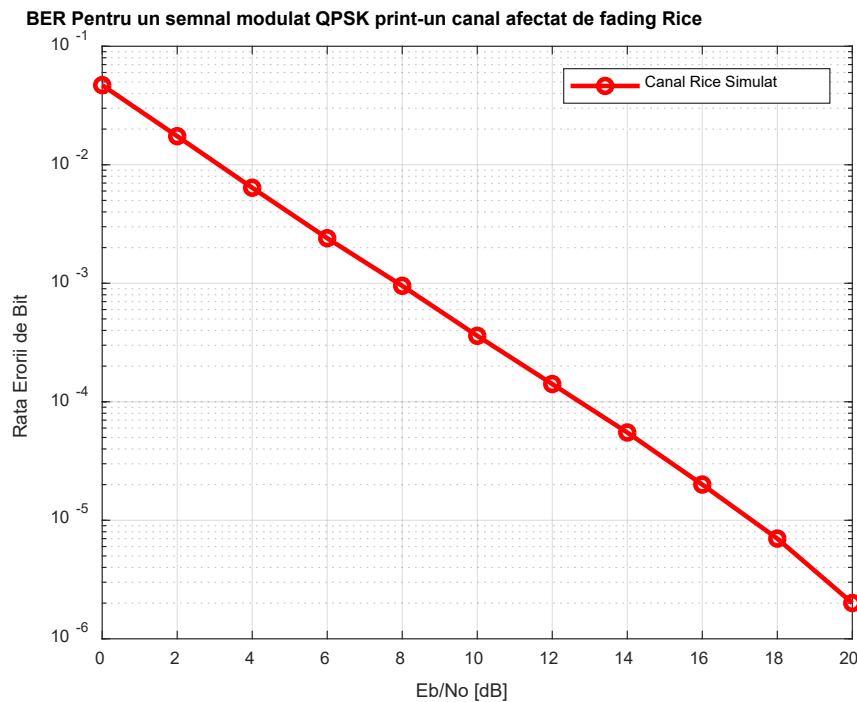


Fig. 3.11 Fading Rice și modulație QPSK

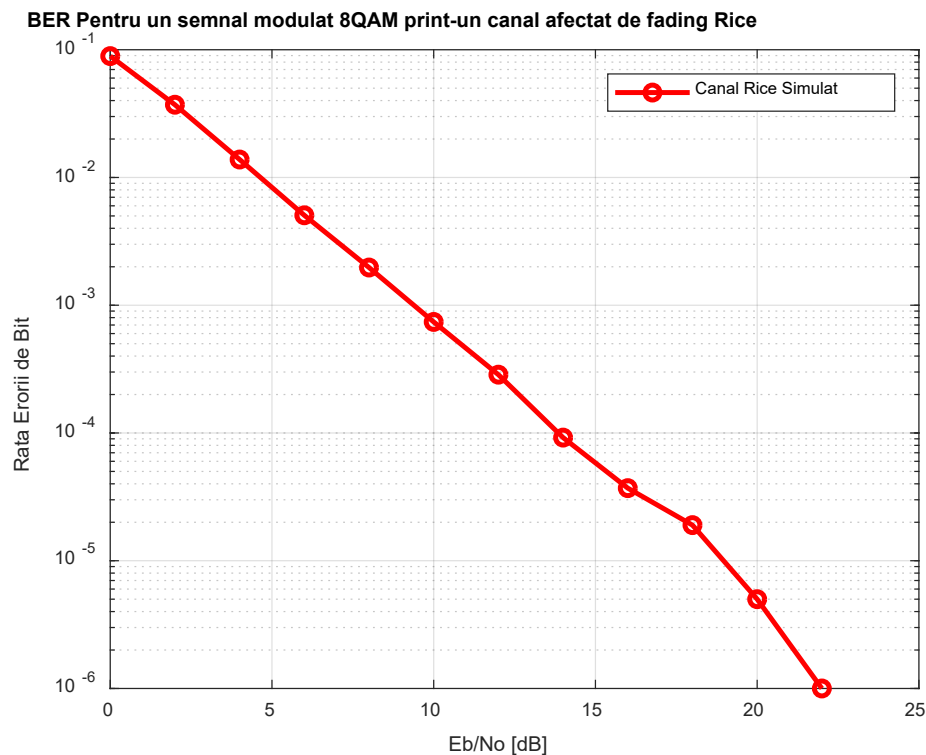


Fig. 3.12 Fading Rice și modulație 8QAM

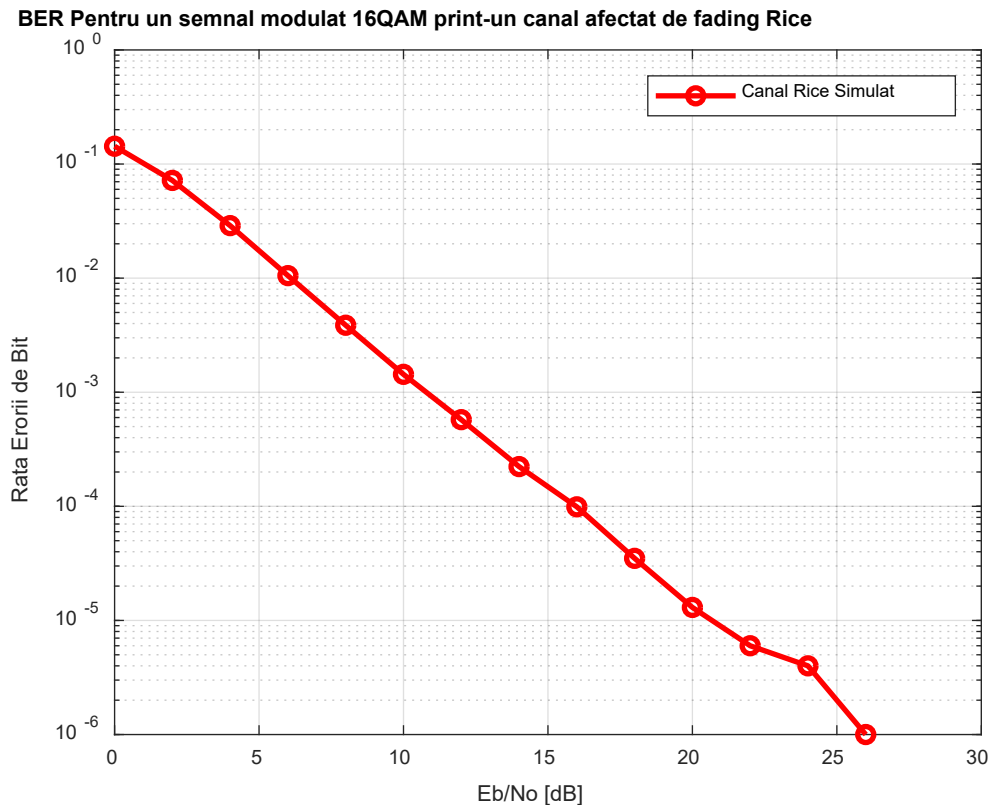


Fig. 3.13 Fading Rice și modulație 16QAM

Concluzia în legătură cu modul cum tipul de modulație afectează performanțele transmisiunii rămâne adevărată și în acest caz.

Ultimul tip de simulare în cadrul sistemelor SISO este cazul în care transmisiunea este afectată de fading care urmează o distribuție Nakagami. În ceea ce privește cazurile în care se folosește, această distribuție prezintă cea mai mare utilitate deoarece înglobează atât distribuția Rayleigh cât și cea Rice. Din punct de vedere al impactului adus transmisiunii, acest tip de fading este mai apropiat de Rayleigh. Acest lucru se va verifica prin simulări. Ca și în cazul anterior este util să vedem cum variază performanțele în funcție de parametrii principali ai distribuției și tipul de modulație. Nakagami este caracterizat în principal de funcțiile gamma, Ω și m , semnificația lor a fost prezentată în cadrul secțiunii 2.4.4.

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(R^2 - \Omega)^2]} \quad (2.19)$$

Pentru a modifica codul anterior, trebuie să înlocuim generarea canalului Rayleigh cu funcția prezentată în secțiunea 3.1.

```
h = nakagami_fading(m, omega, N);
```

Rezultatul obținut pentru un $m = 1$ și un $\omega = 1$ pentru o modulație BPSK este următorul :

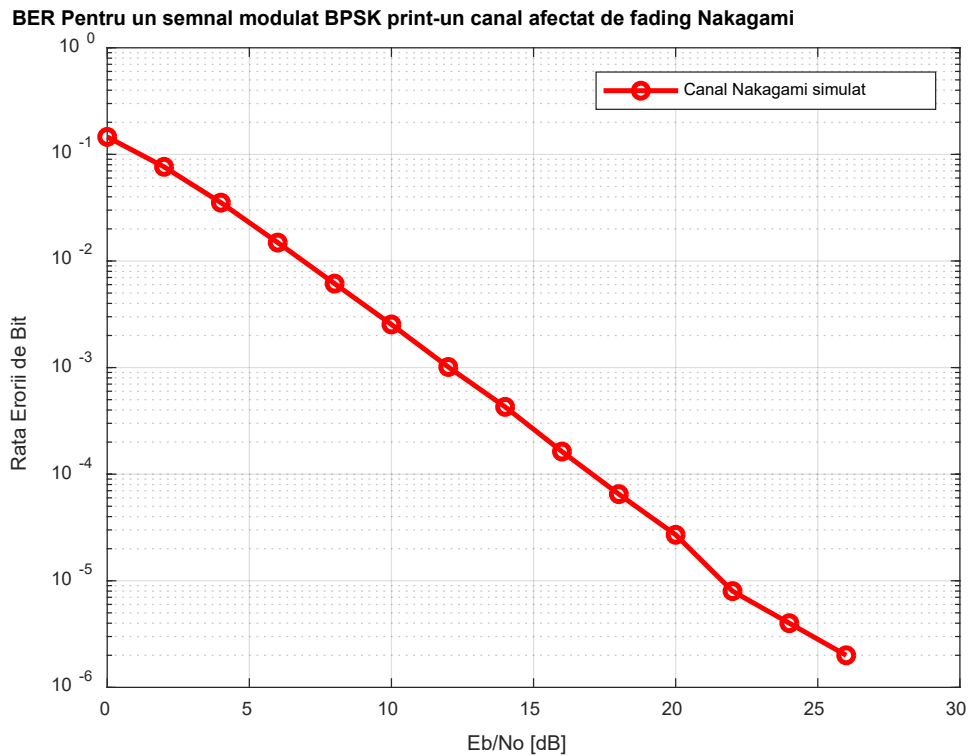


Fig. 3.14 Fading Nakagami și modulație BPSK

Din această simulare putem trage concluzia că observația anterioară se verifică, distribuția Rice având performanțe superioare față de Nakagami și performanțe asemănătoare cu Rayleigh. Pentru a observa cum coeficientul m și ω influențează rata de erori au fost trasate caracteristicile pentru diferite valori ale lui m și ω .

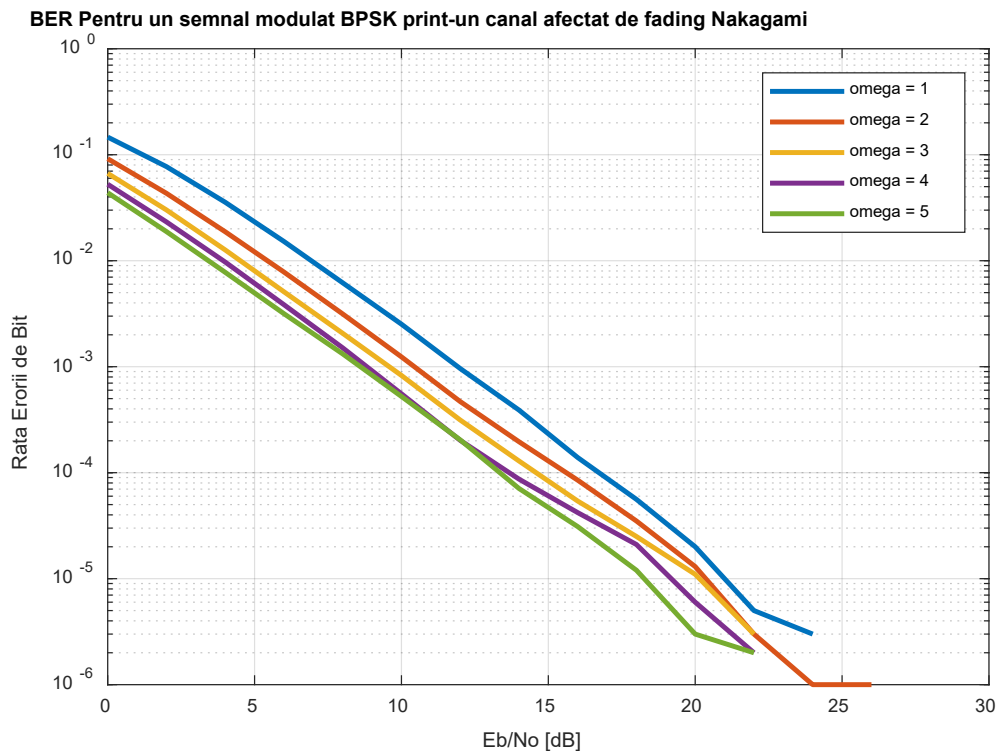


Fig. 3.15 Fading Nakagami și modulație BPSK pentru omega divers

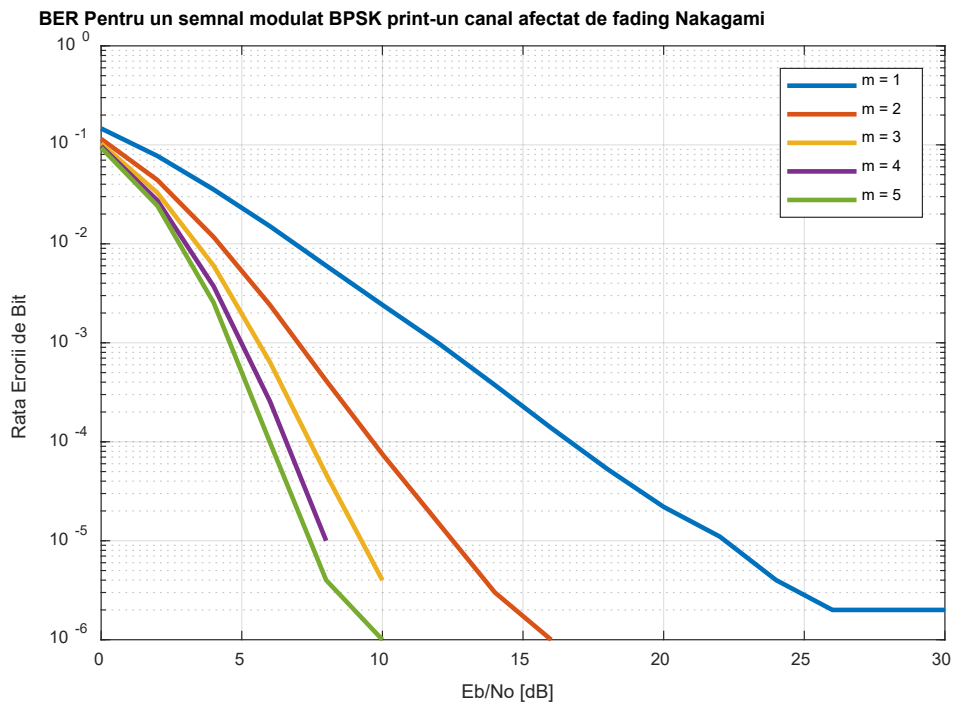


Fig. 3.16 Fading Nakagami și modulație BPSK pentru m divers

Se poate observă că în ambele cazuri odată cu creșterea celor doi parametri performanțele transmisiunii cresc. Aproximarea de distribuția Rayleigh se poate observa și prin proprietatea care ne spune că pentru un $m = 1$ cele două distribuții sunt identice.

Ca și în cazul anterior putem observa cum tipul de modulație afectează performanțele unei transmisiuni afectat de fading Nakagami. Aceleași modificări ale codului considerate rămân valabile.

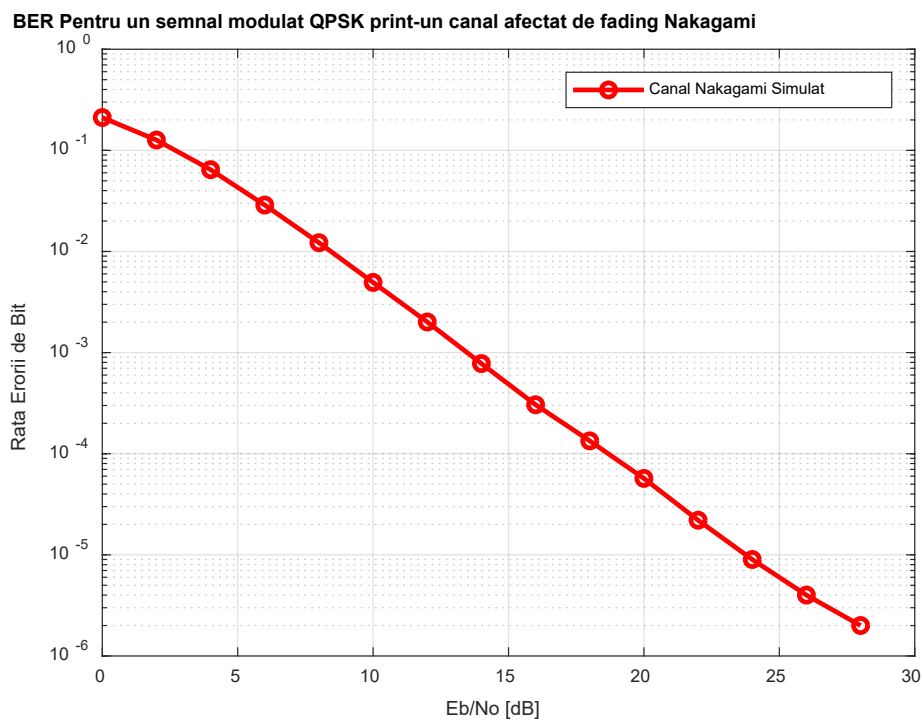


Fig. 3.17 Fading Nakagami și modulație QPSK

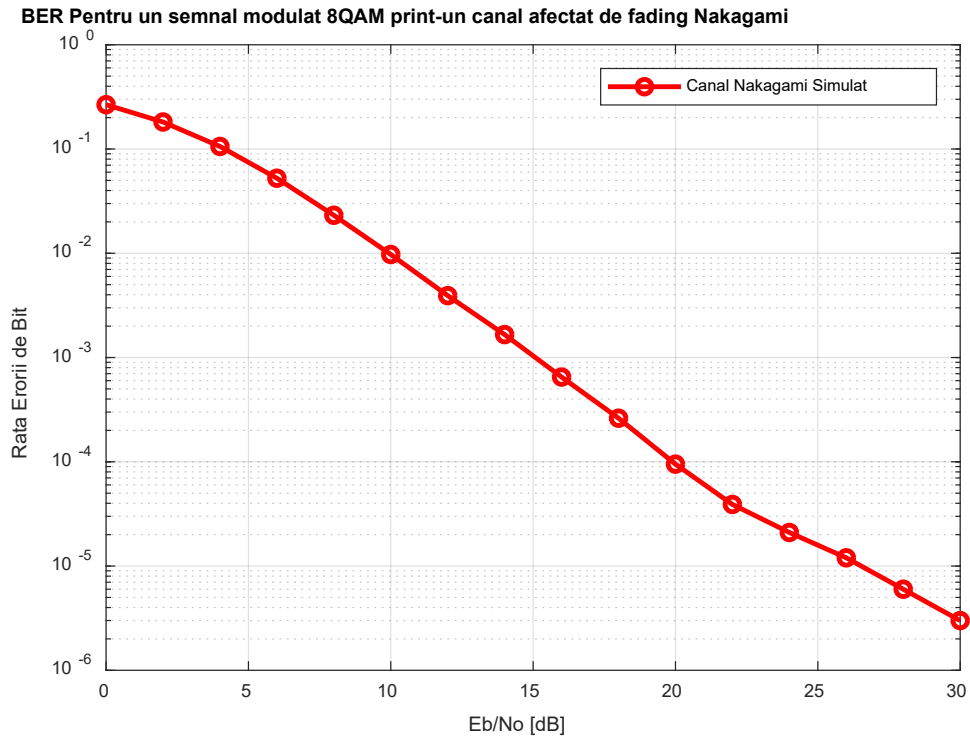


Fig. 3.18 Fading Nakagami și modulație 8QAM

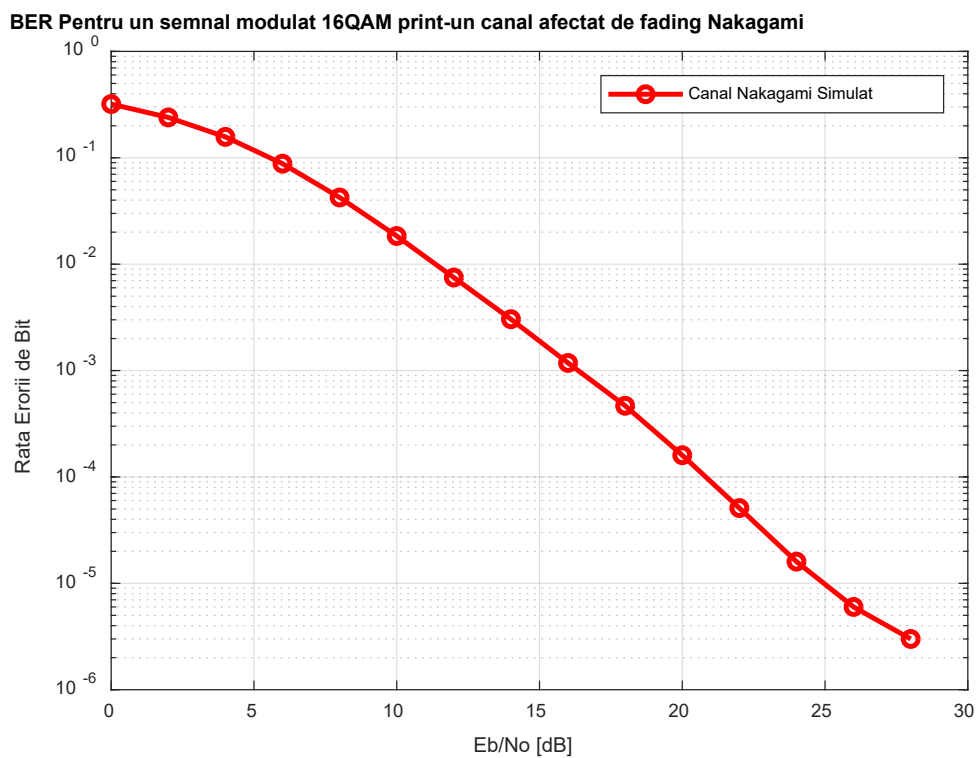


Fig. 3.19 Fading Nakagami și modulație 16QAM

Concluzia în legătură cu modul cum tipul de modulație afectează performanțele transmisiunii rămâne adevărată și în acest caz.

3.3 Simulări MIMO

În acest subcapitol vor fi prezentate simulările realizate în cazul sistemelor MIMO. În ceea ce privește tipurile de fading abordate și de modulațiile testate, acestea rămân identice ca în subcapitolul anterior. Un aspect important în analiza sistemelor MIMO îl reprezintă numărul de antene utilizate la recepție și numărul de utilizatori. În majoritatea cazurilor limita dintre un sistem MIMO și unul Massive MIMO o reprezintă sistemul 8x8. Astfel, vom aborda cazul sistemelor cu 2, 4 și 8 antene de recepție cu un număr variabil de utilizatori. Ca și în cazul sistemelor SISO vom evalua rata erorii de bit în funcție de raportul semnal zgomot.

În ceea ce privește funcțiile utilizate, putem observa reutilizarea unor funcții cu mici modificări, dar și a unor funcții noi create. Pentru a realiza caracteristicile canalelor au fost utilizate metode asemănătoare. În cazul canalului afectat de fading Rayleigh :

```
H = (1/sqrt(2))*randn(N,M) + 1i*(1/sqrt(2))*randn(N,M);
```

Putem observa că în cazul acestor sisteme funcția de transfer este reprezentată de o matrice a cărei dimensiuni este dată de numărul de antene de la recepție (N) și de numărul de utilizatori (M). Pentru canalele afectate de fading Rice și Nakagami au fost modificate funcțiile prezentate în Anexa 1 astfel încât să țină cont de numărul de utilizatori:

```
function [h,Kdb] = rice_fading(sigma,K, N,M)
function h = nakagami_fading(m,omega, N, M)
```

Pentru a simula transmisiunea într-un sistem cu mai multe intrări și mai multe ieșiri a fost realizată funcția din Anexa 4. Aceasta are următorul prototip:

```
function [y] = MASSIVE_MIMO(rsz_db, N,bit_mod,M)
```

Din punct de vedere al parametrilor necesari, aceasta necesită numărul de antene de la recepție, numărul de utilizatori, semnalul modulat transmis și raportul semnal zgomot. Această funcție returnează semnalul ce ajunge la recepție ce va fi demodulat.

Programul ce ne va genera rezultatele finale a fost introdus în Anexa 5. Acesta urmează o logică asemănătoare cu cel din Anexa 3, putând fi împărțit în mai multe părți. În prima parte a codului putem observa inițializarea variabilelor cum ar fi numărul de utilizatori, numărul de antene și valorile raportului semnal zgomot pentru care se realizează simulările dar și generarea semnalului mesaj.

```
bit=randi([0,1],M,rep*Nbps(i)); % semnalul mesaj
```

Semnalul mesaj a fost generat cu ajutorul funcției „randi”. Aceasta generează valori întregi aleatorii. Prin specificarea parametrilor din paranteză, constrângem funcția să returneze o matrice cu dimensiunile $M \times (\text{rep} \times \text{Nbps})$ de valori întregi aleatorii cuprinse în intervalul $[0, 1]$.

Cea de a doua parte a codului o reprezintă obținerea semnalului recepționat. Putem observa că acesta a fost calculat pentru diferite valori ale raportului semnal zgomot pentru a avea o înțelegere mai bună a modului cum evoluează rata erorii de bit.

```
for j1=1:length(rap_dB)
    rsz_db=rap_dB(j1);

    for k1=1:rep
        y(:,k1) = MASSIVE_MIMO_f(rsz_db,N, bit_mod(:,k1),M);
    end
```

Ultima parte se referă la calcularea erorilor și la afișarea rezultatelor. Calcularea ratei se realizează într-o manieră asemănătoare cu cea de la SISO, utilizându-se aceeași funcție „find”.

```
ne_lin=0;
[ex,ey] = find(bit~=bit_demod);
ne_lin = length(ex);

ber(:,j1) = ne_lin/(length(bit_demod)*M); % depozitarea valorii BER in vector
```

Primul caz simulat este acela a unui sistem MIMO 2x2 afectat de fading ce respectă o distribuție Rayleigh. Acest caz a fost modificat crescându-se numărul de utilizatori devenind un sistem 4x2. Pentru a vedea cum tipul de modulație influențează transmisiunea pentru fiecare caz au fost realizate și diferite tipuri de modulații.

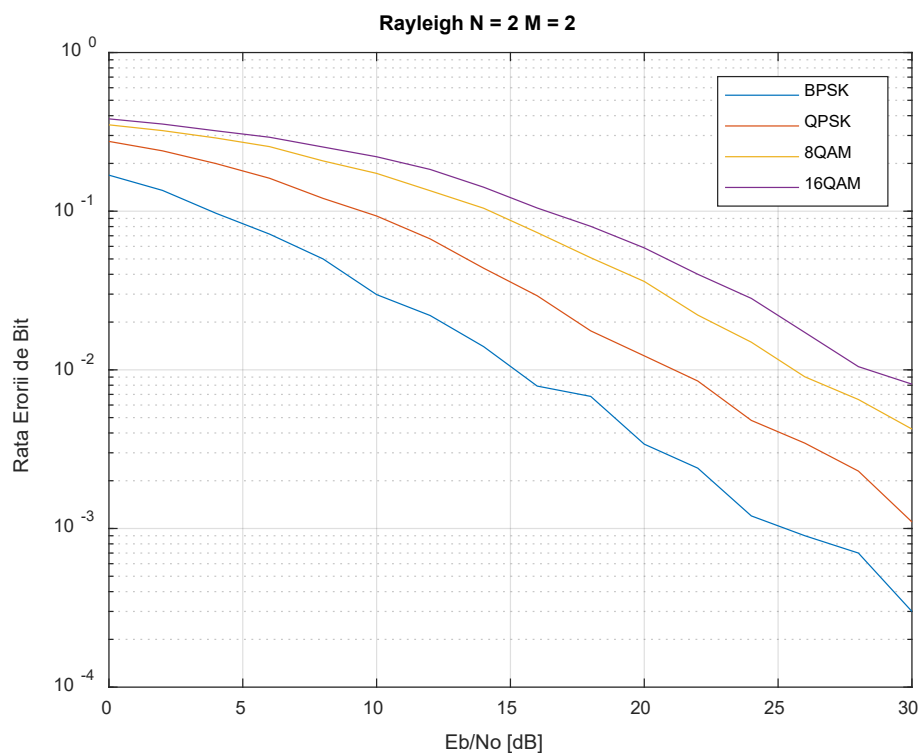


Fig. 3.20 Fading Rayleigh $N = 2$ $M = 2$

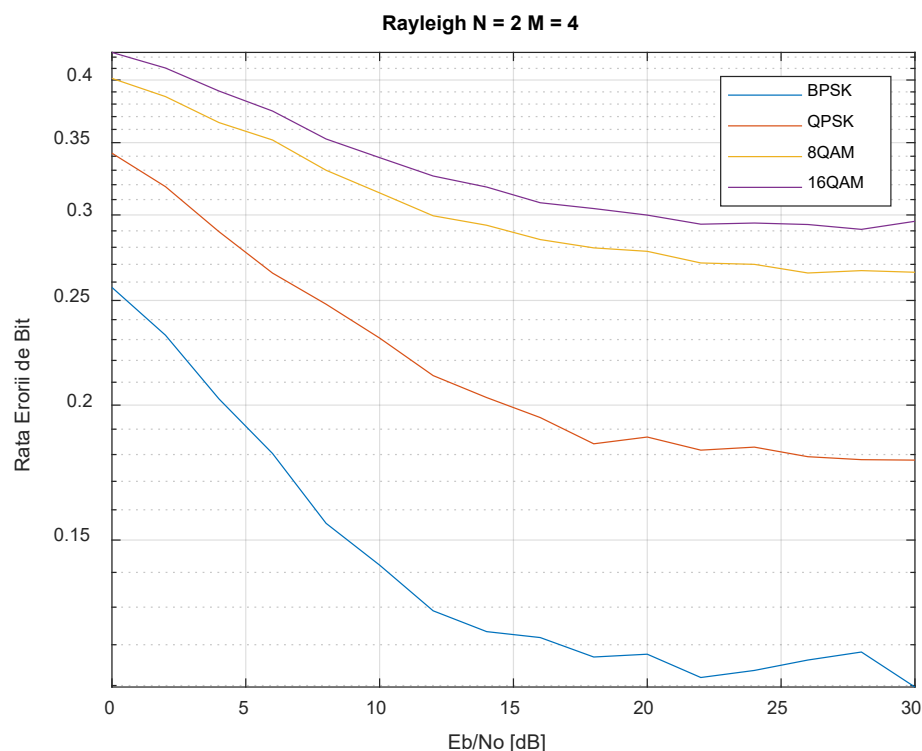


Fig. 3.21 Fading Rayleigh $N = 2$ $M = 4$

Analizând Figura 3.20, putem observa că performanțele transmisiunii se îmbunătățesc odată cu creșterea raportului dintre energia de bit și zgomot. În ceea ce privește tipul de modulație, utilizarea unei modulații mai performante aduce cu sine și la creșterea erorii de bit. Acest lucru este în concordanță cu observațiile de la subcapitolul anterior. Modulându-se mai mulți biți într-unul singur, apariția unei erori va avea un impact mai mare. În cea de a doua simulare putem observa că avem erori semnificative. Acestea nu sunt cauzate de fading ci de numărul de utilizatori. Această simulare nu suportă accesul multiplu, creșterea numărului de utilizatori peste numărul de antene de recepție va avea ca efect amestecarea eronată a semnalelor. În practică, sistemele ce au un număr mai mare de utilizatori sunt prevăzute cu tehnici de acces multiplu ce are ca scop amestecarea semnalelor astfel încât să se poată face recepția în mod corect.

În continuare, a fost crescut numărul de antene de la recepție. Au fost simulate sistemele : 2x4, 4x4, 10x10, 2x8, 4x8 și 10x8.

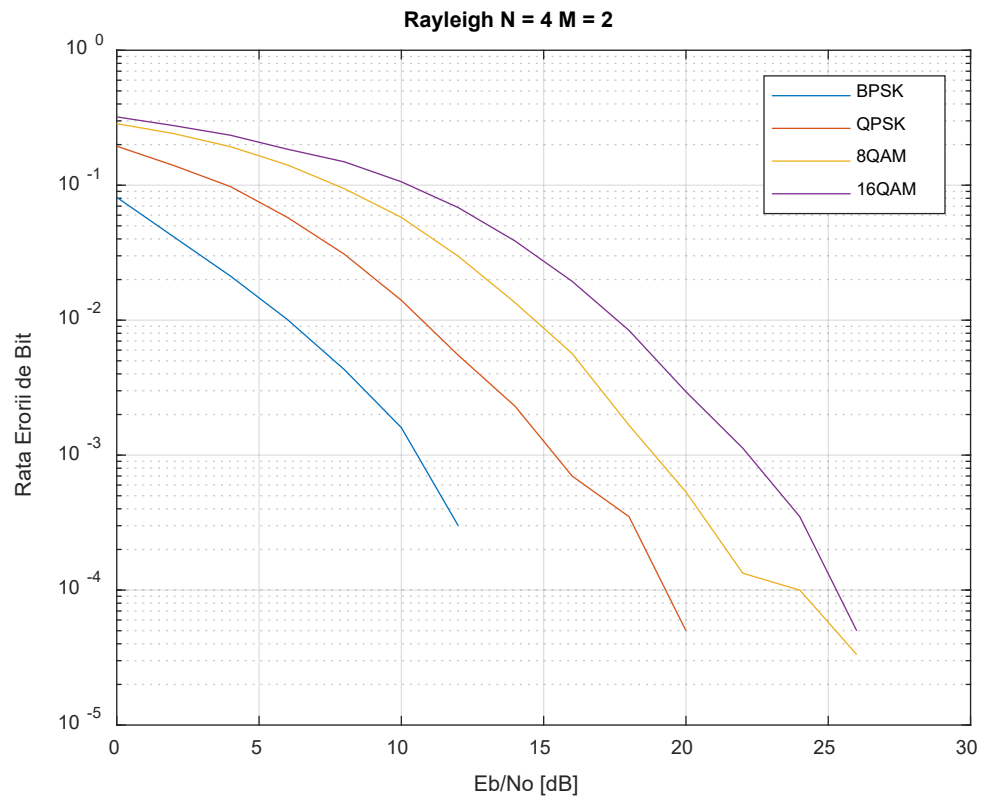


Fig. 3.22 Fading Rayleigh N = 4 M = 2

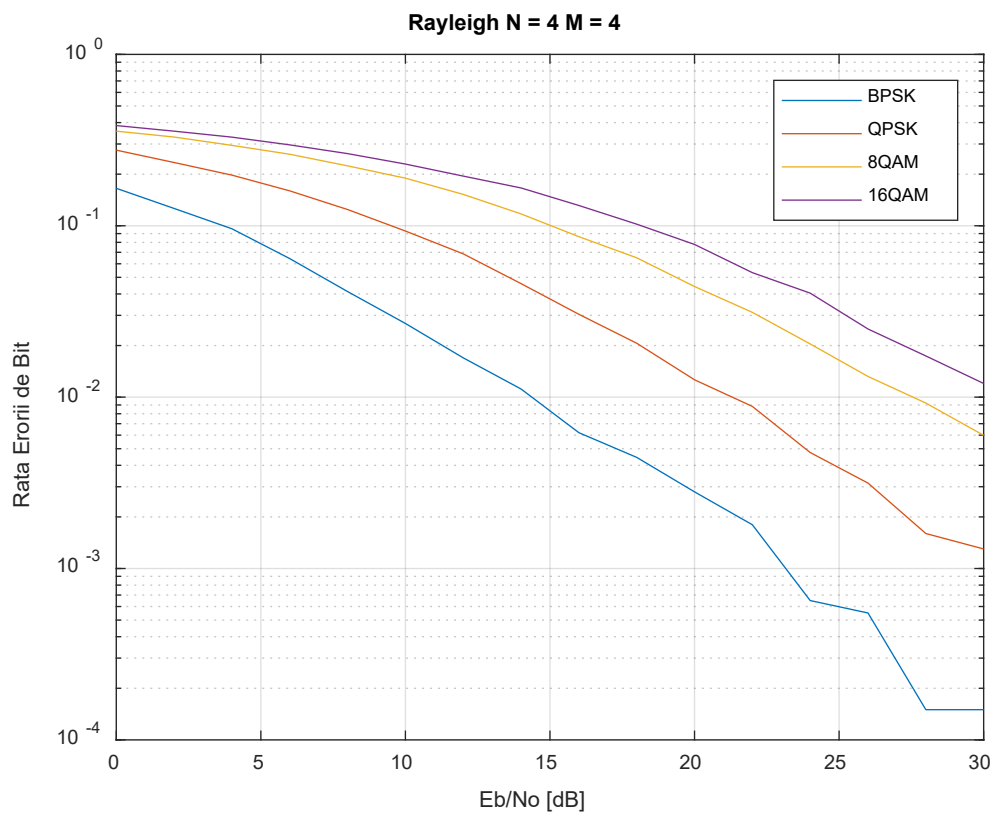


Fig. 3.23 Fading Rayleigh N = 4 M = 4

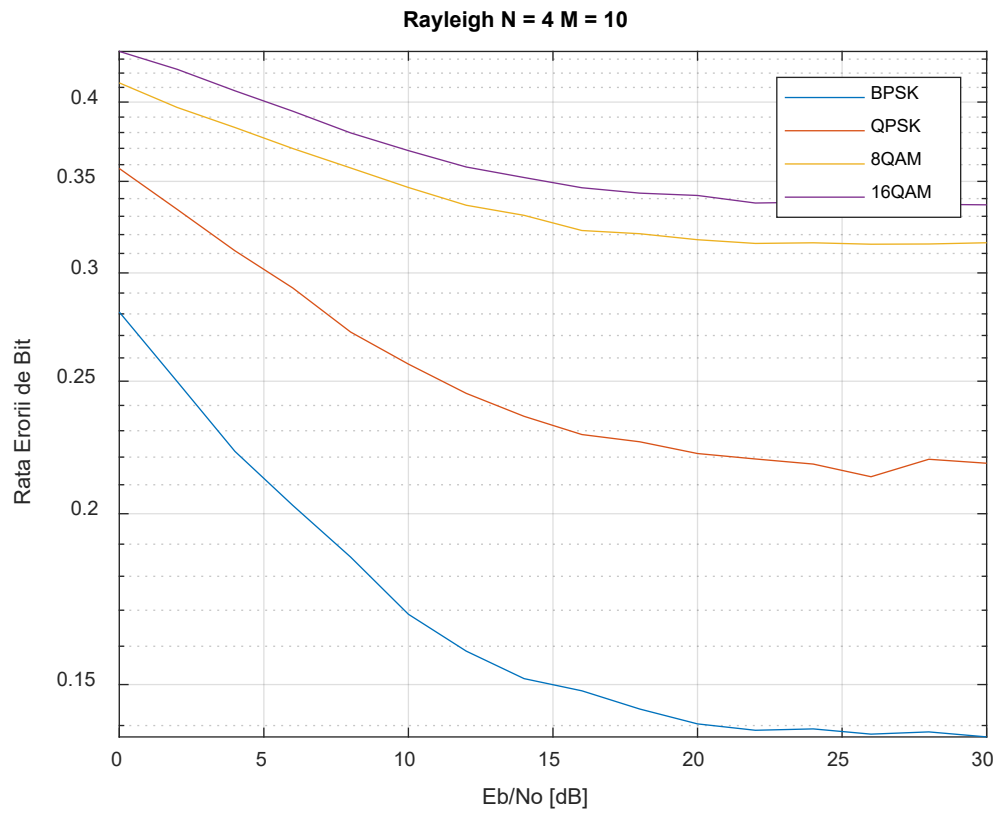


Fig. 3.24 Fading Rayleigh $N = 4$ $M = 10$

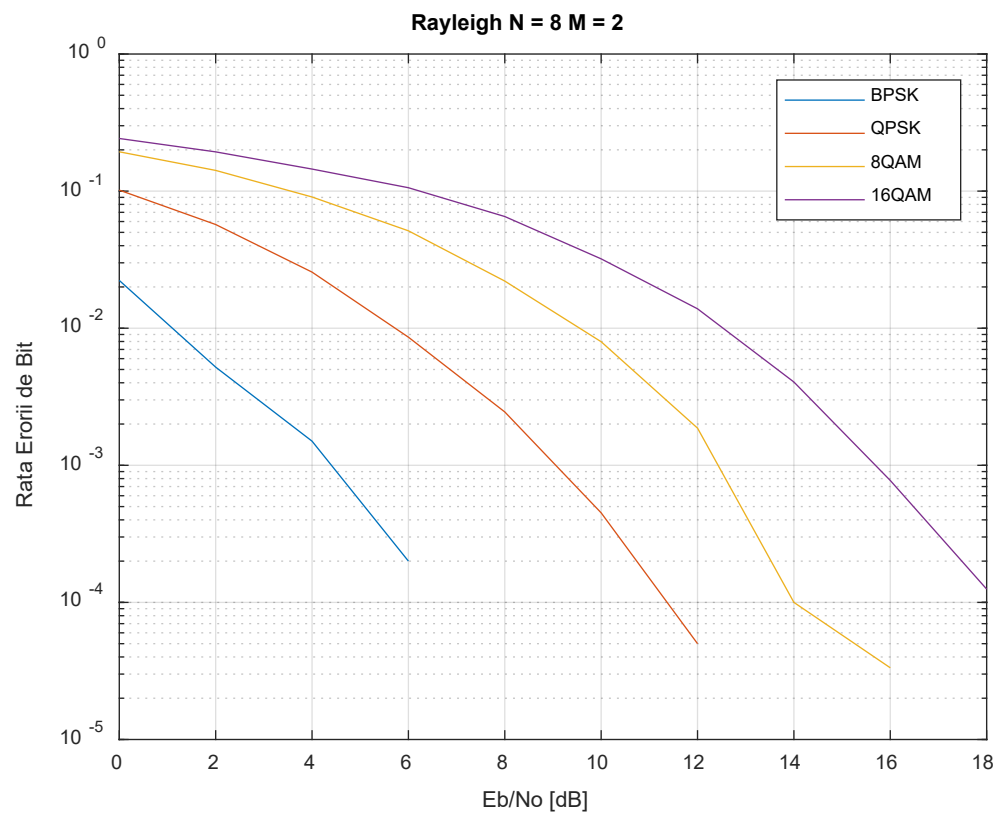


Fig. 3.25 Fading Rayleigh $N = 8$ $M = 2$

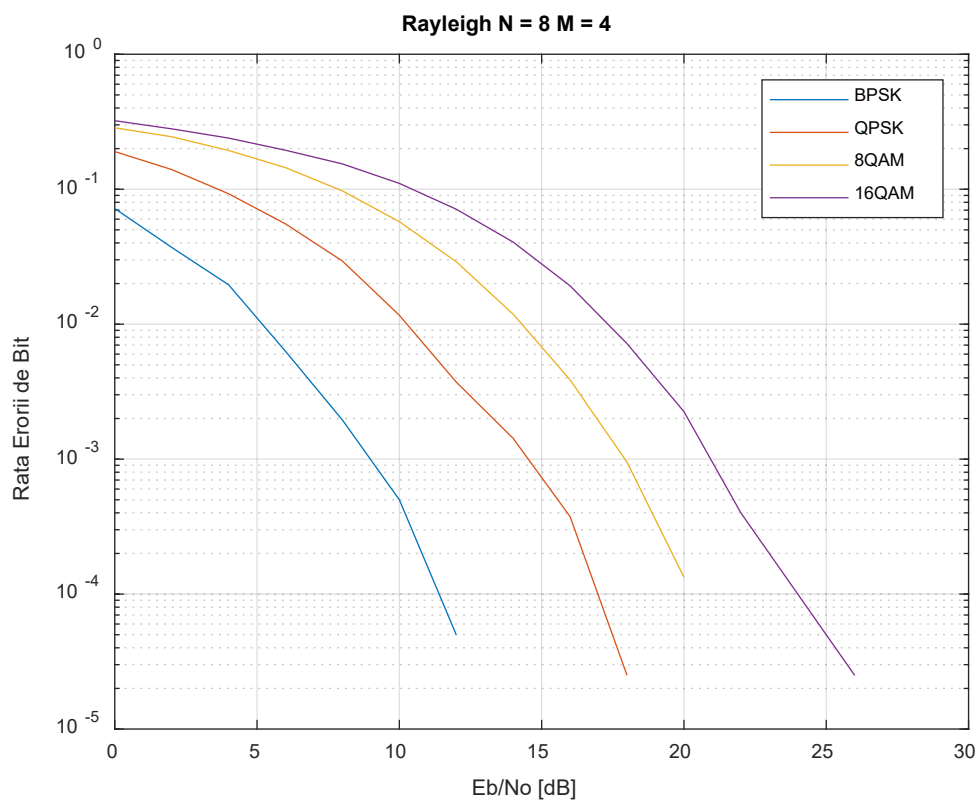


Fig. 3.26 Fading Rayleigh N = 8 M = 4

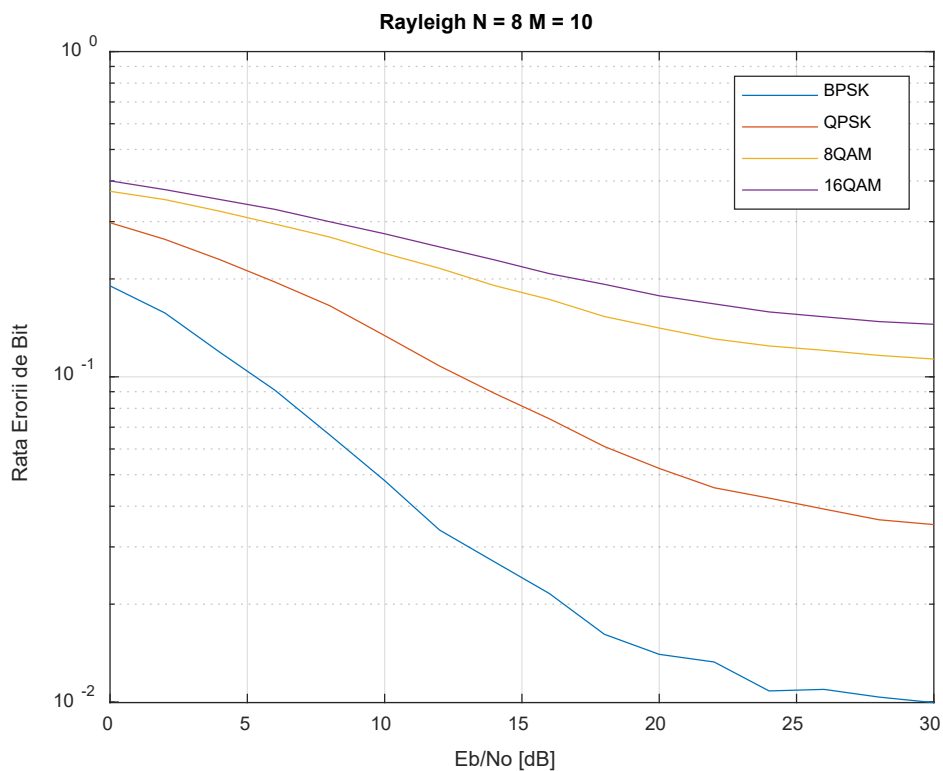


Fig. 3.27 Fading Rayleigh N = 8 M = 10

Analizând rezultatele obținute, putem observa că prin creșterea numărului de antene de la recepție rata erorii scade. Faptul că recepția se face prin intermediul mai multor antene, duce la un impact mai puțin semnificativ al fadingului. Comparând Fig. 3.25 și Fig. 3.26 putem observa cum numărul de

utilizatori influențează transmisiunea. Prin creșterea utilizatorilor, rata erorii de bit crește, acest lucru se întâmplă deoarece crește numărul de semnale care vor fi afectate de fading.

În al doilea set de simulări, au fost considerate mai multe sisteme MIMO afectat de fading ce respectă o distribuție Rice. Ca și în cazul anterior, vor fi considerate sisteme 2x2, 4x2, 2x4, 4x4, 2x8 și 4x8

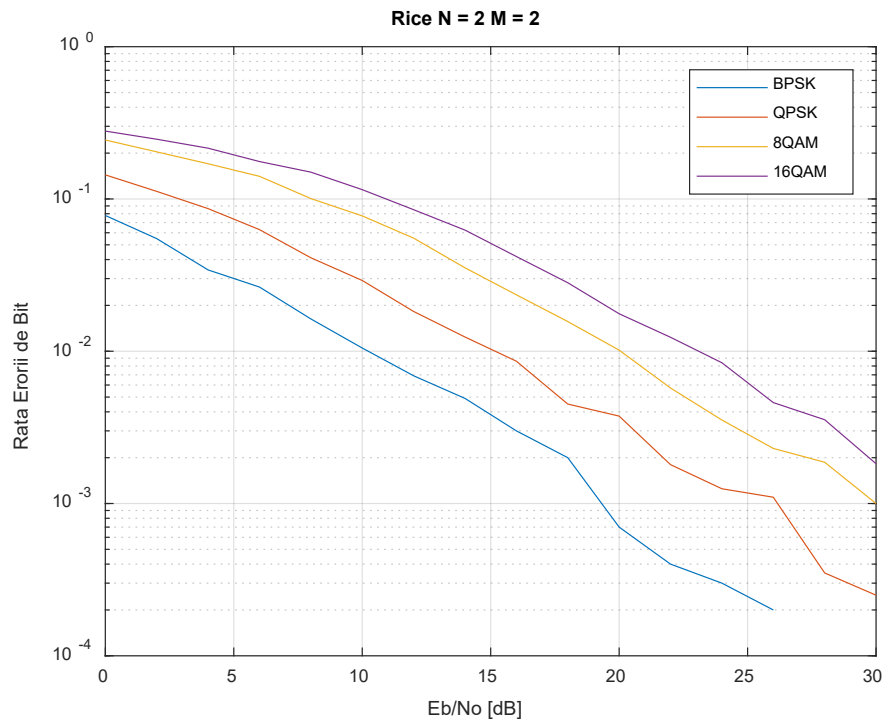


Fig. 3.28 Fading Rice N = 2 M = 2

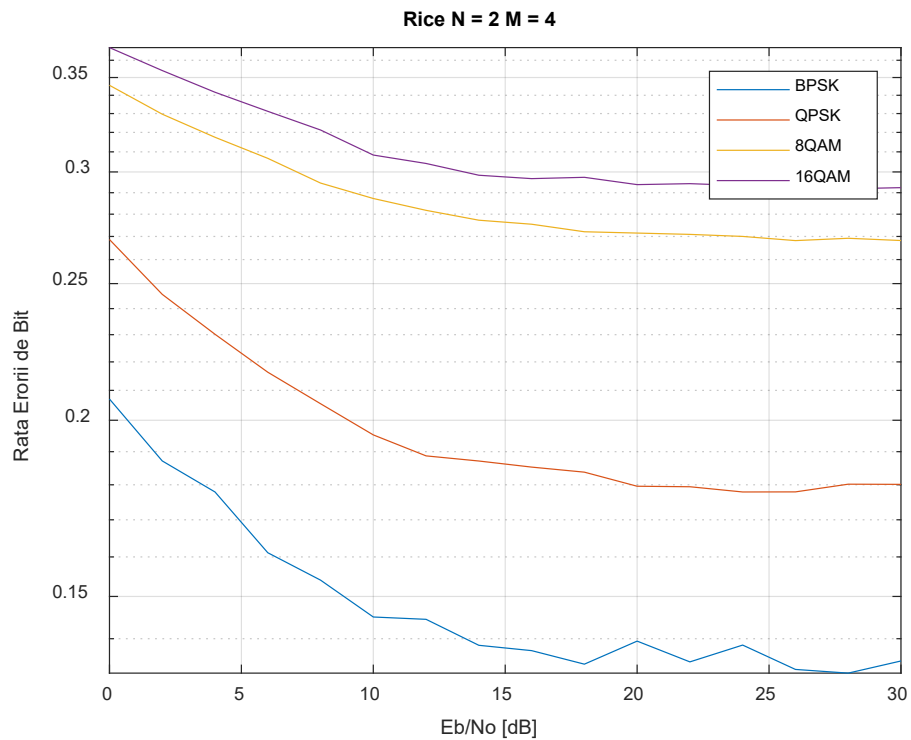


Fig. 3.29 Fading Rice N = 2 M = 4

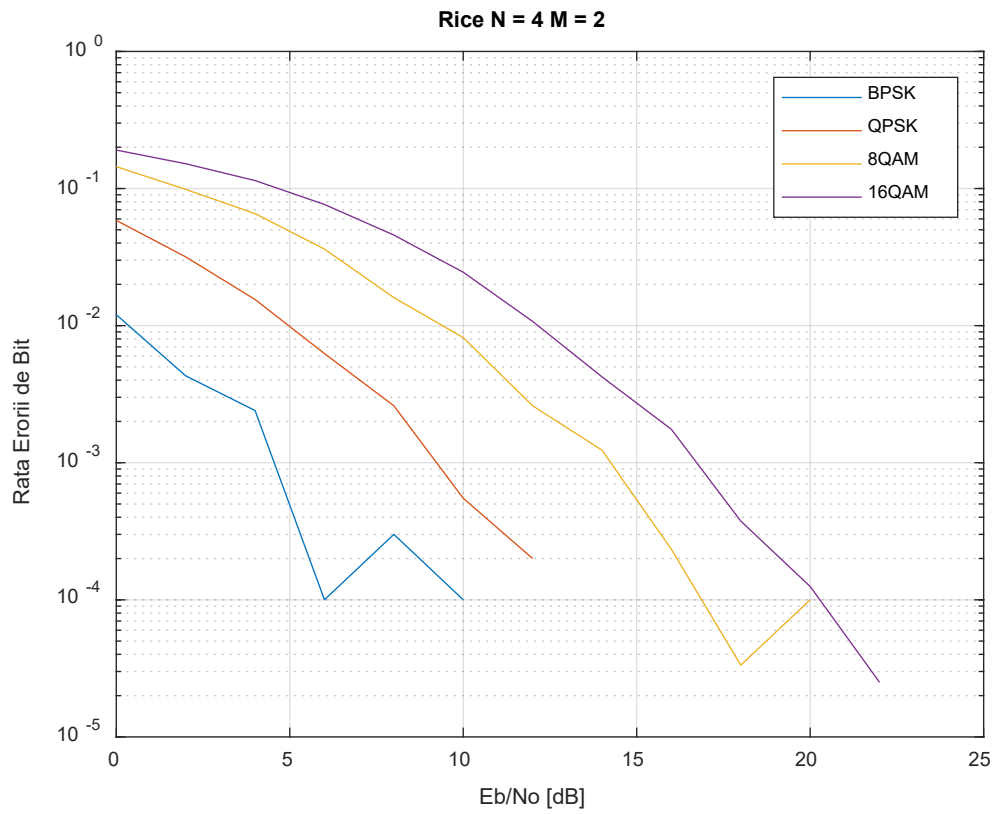


Fig. 3.30 Fading Rice N = 4 M = 2

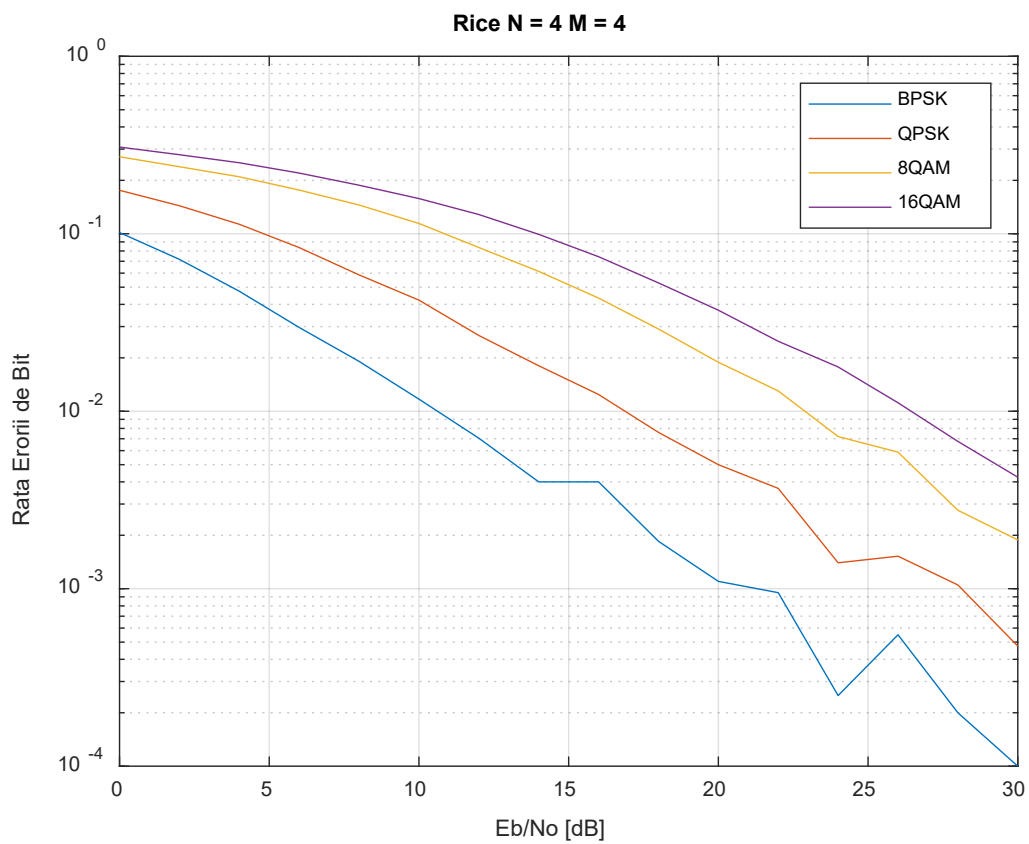


Fig. 3.31 Fading Rice N = 4 M = 4

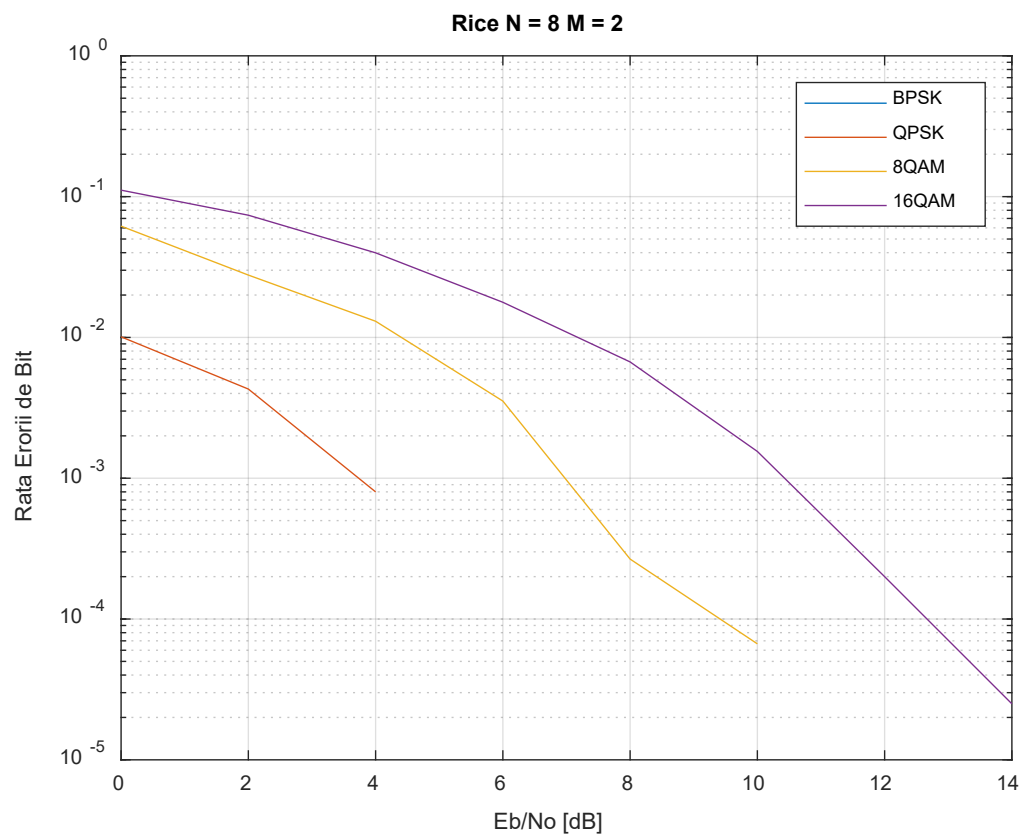


Fig. 3.32 Fading Rice N = 8 M = 2

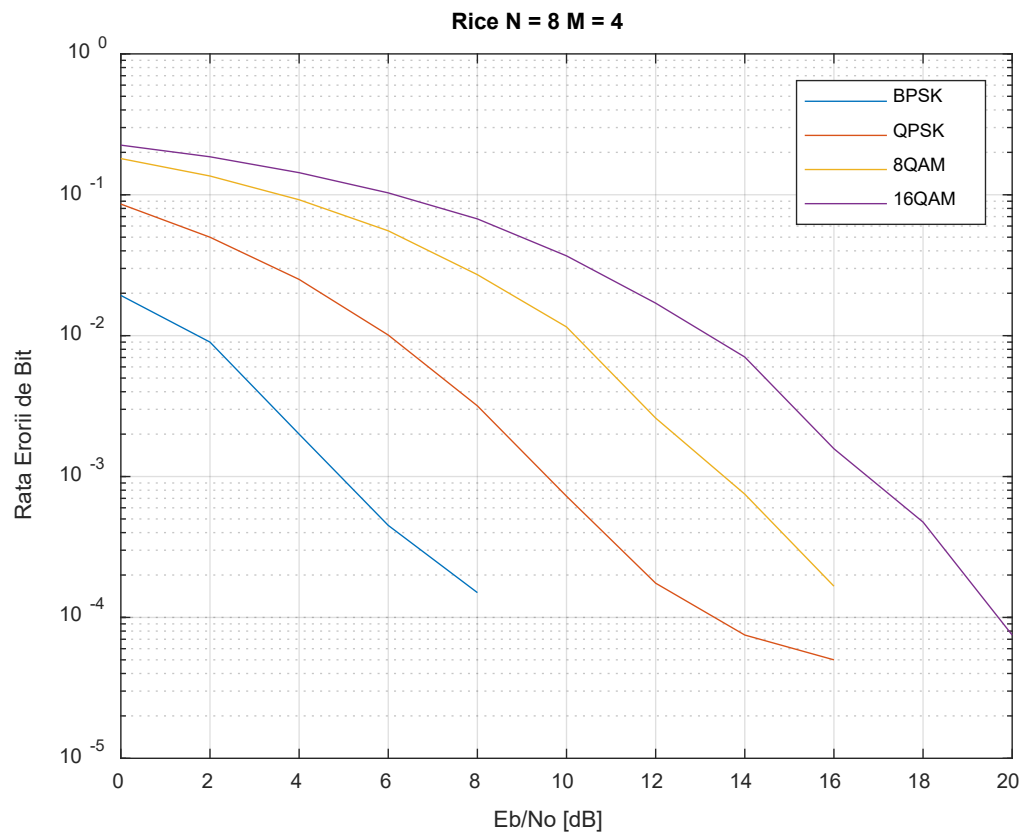


Fig. 3.33 Fading Rice N = 8 M = 4

Analizând simulările rezultate, putem menționa faptul că observațiile rămân valabile în ceea ce privește modul cum rata erorii de bit variază în funcție de numărul de antene de la recepție sau al numărului de utilizatori. Este util să comparăm performanțele unor sisteme identice ce sunt afectate de tipuri diferite de fading. Comparând Fig. 3.20 cu Fig. 3.28 putem trage concluzia că sistemul 2x2 afectat de fading Rice are performanțe mai bune în ceea ce privește BER. Performanțele superioare sunt justificate și de utilitatea distribuției Rice. Această modelează cazurile în care avem linie directă între emițător și receptor.

Cel de al treilea set de simulări a fost realizat pentru fadingul ce respectă o distribuție Nakagami. Pentru a putea realiza comparația, au fost simulate sisteme 2x2, 4x2, 2x4, 4x4, 2x8 și 4x8.

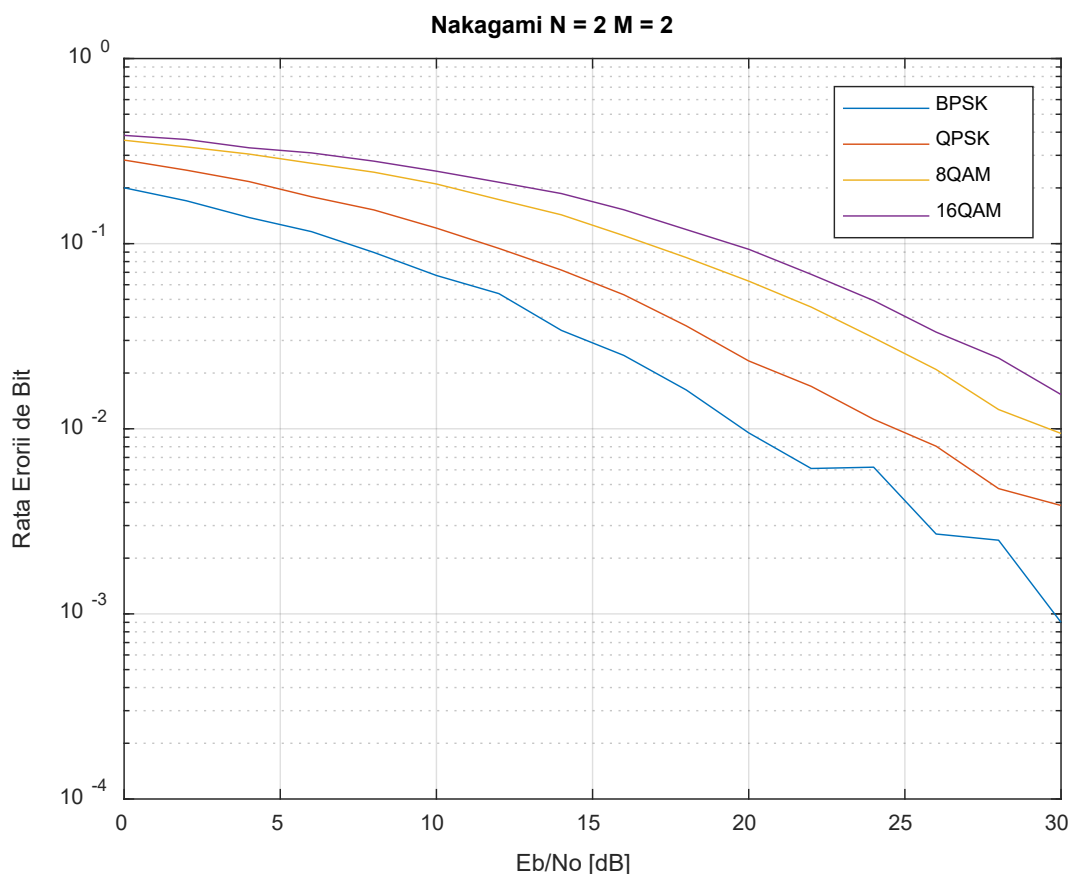


Fig. 3.34 Fading Nakagami $N = 2$ $M = 2$

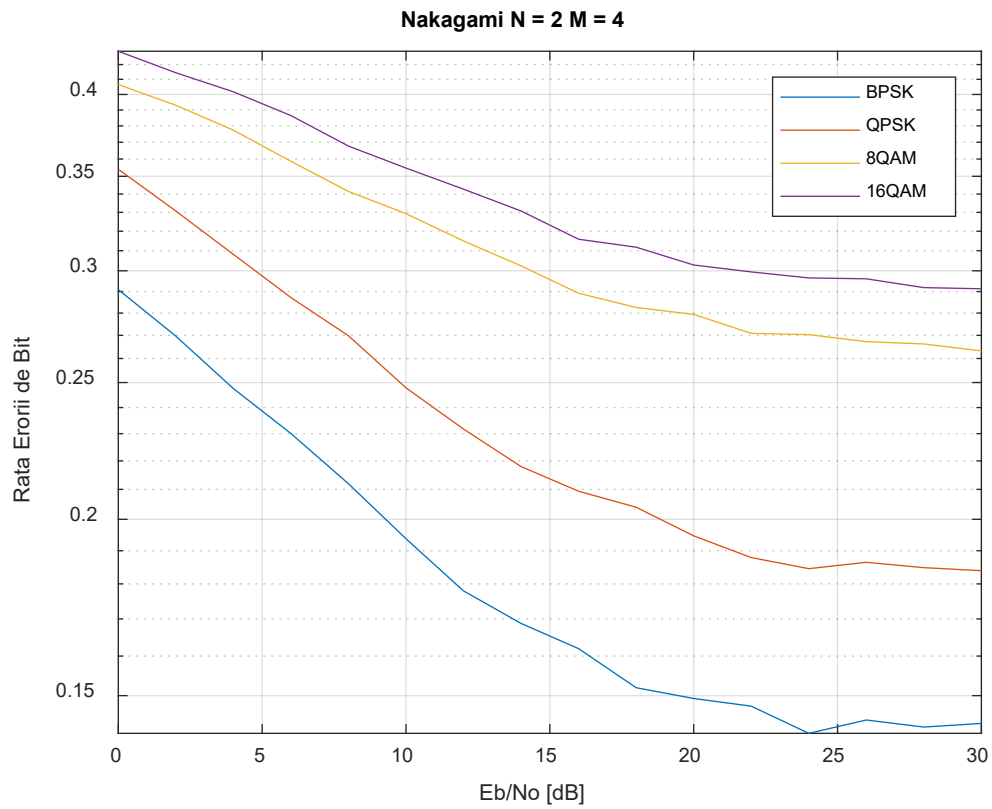


Fig. 3.35 Fading Nakagami N = 2 M = 4

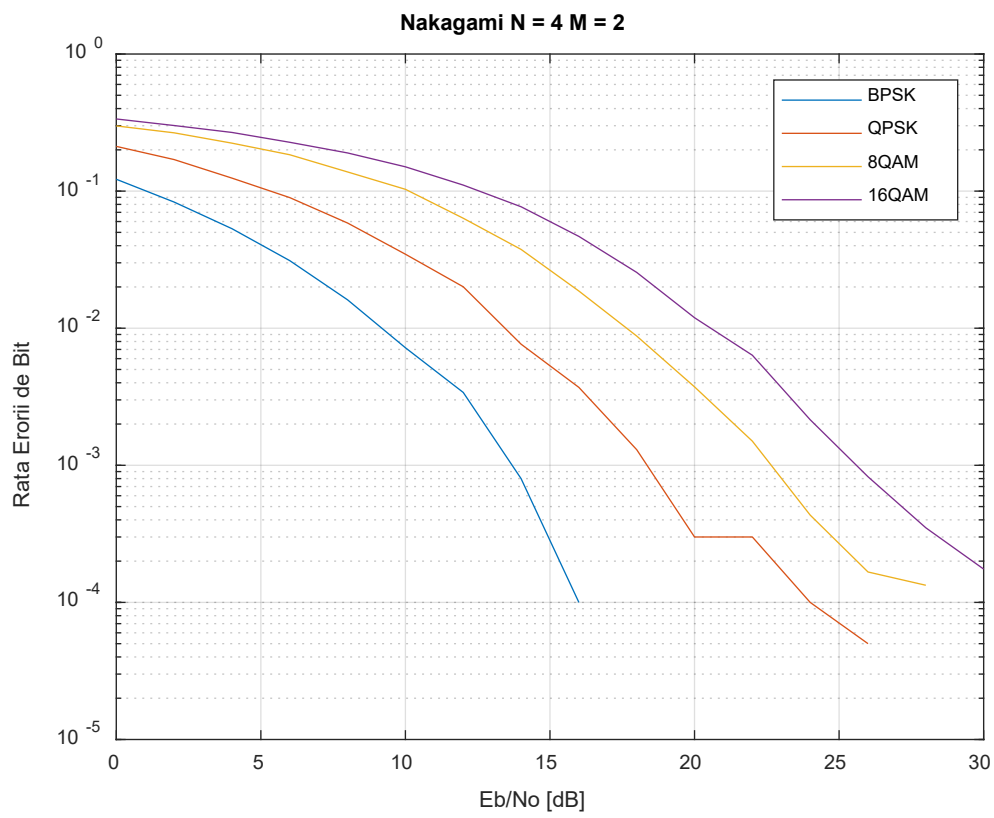


Fig. 3.36 Fading Nakagami N = 4 M = 2

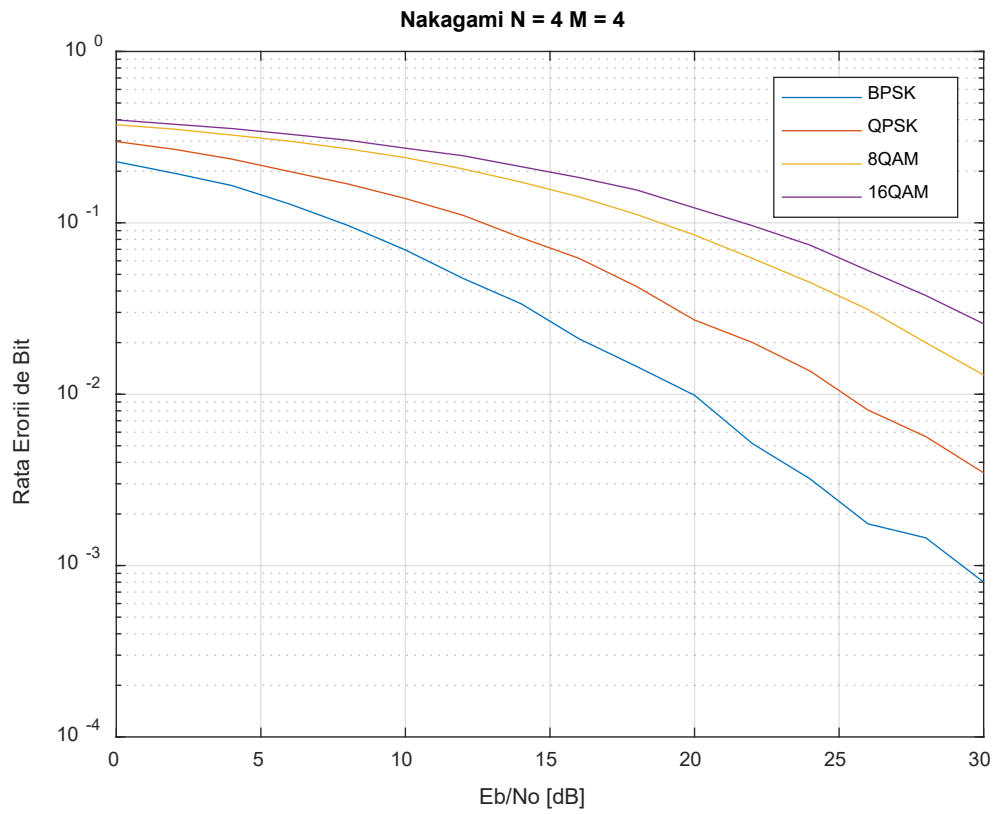


Fig. 3.37 Fading Nakagami N = 4 M = 4

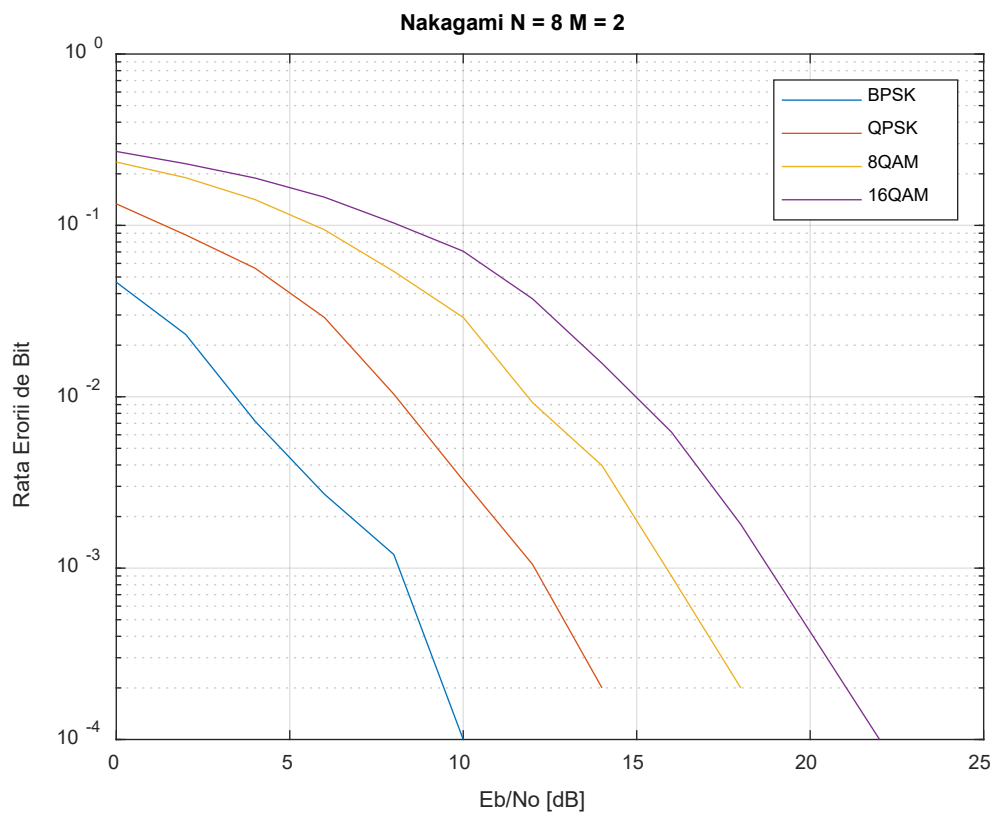


Fig. 3.38 Fading Nakagami N = 8 M = 2

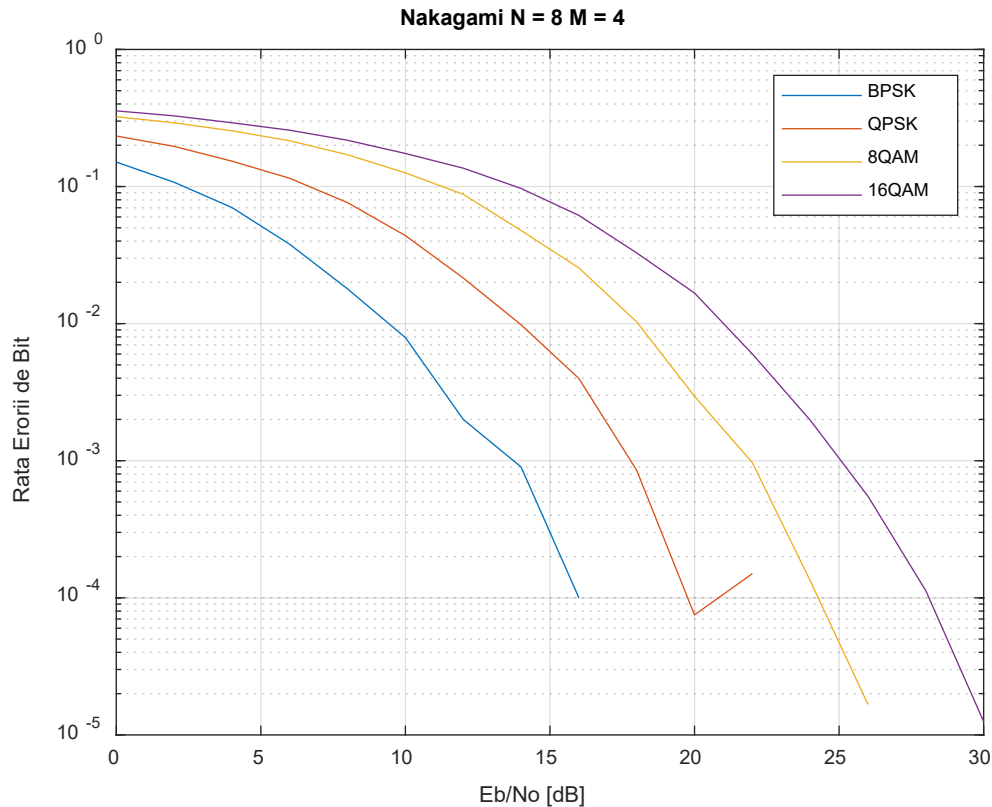


Fig. 3.39 Fading Nakagami $N = 8$ $M = 4$

Analizând simulările rezultate, putem menționa faptul că observațiile rămân valabile în ceea ce privește modul cum rata erorii de bit variază în funcție de numărul de antene de la recepție sau al numărului de utilizatori. În ceea ce privește tipul de fading, putem concluziona că fadingul Nakagami are un impact mai mare asupra transmisiunii comparând cu distribuția Rice.

3.4 Simulări Massive MIMO

În acest subcapitol sunt analizate sistemele Massive MIMO. Un sistem este considerat Massive MIMO atunci când depășește 8 antene de recepție. În ceea ce privește modul de simulare, acesta nu diferă de cel din subcapitolul anterior. Pentru obținerea rezultatelor s-au utilizat codurile menționate în anexele 6 și 5. Singura modificare intervine în numărul de antene de emisie selectat. Efectul fadingului va fi analizat cu ajutorul erorii de bit. Vom vedea cum BER variază în funcție de diferiți parametrii, cum ar fi modulație, tipul de fading și numărul de antene de la recepție. Simulările vor fi realizate pentru un raport semnal zgomot ce variază între 0 și 30 dB.

Primul tip de fading analizat a fost Rayleigh. A fost testat pentru cele patru tipuri de modulație considerate în testele anterioare și pentru un număr de antene de recepție ce variază între 10 și 100.

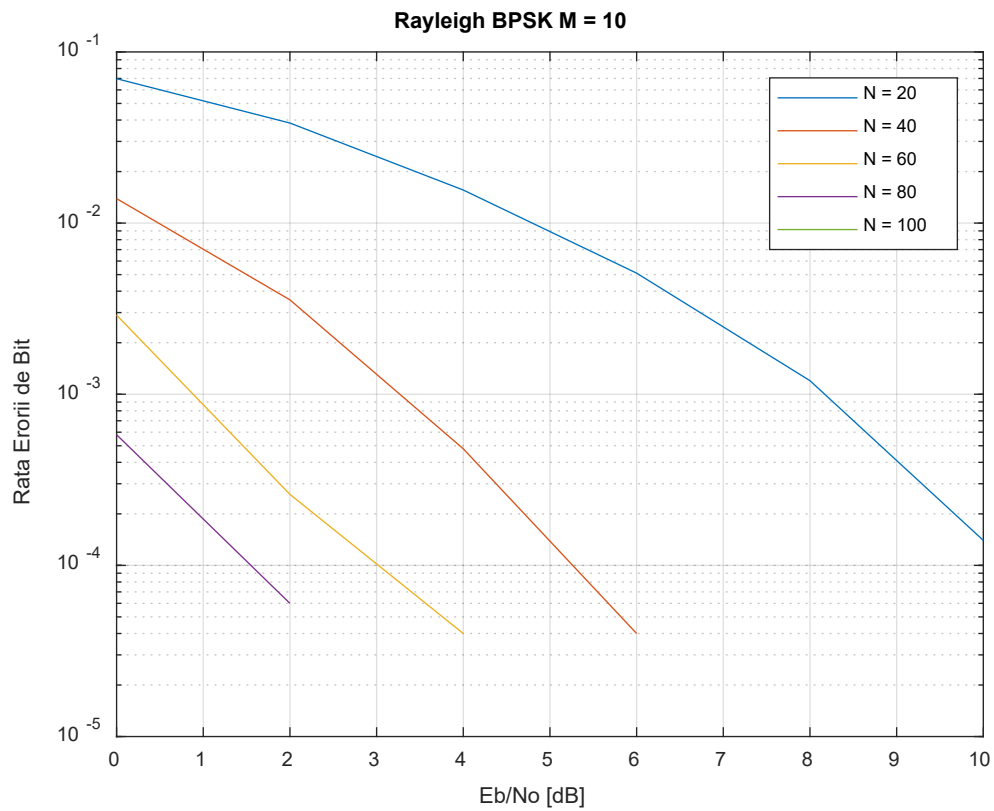


Fig. 3.40 Fading Rayleigh BPSK M = 10

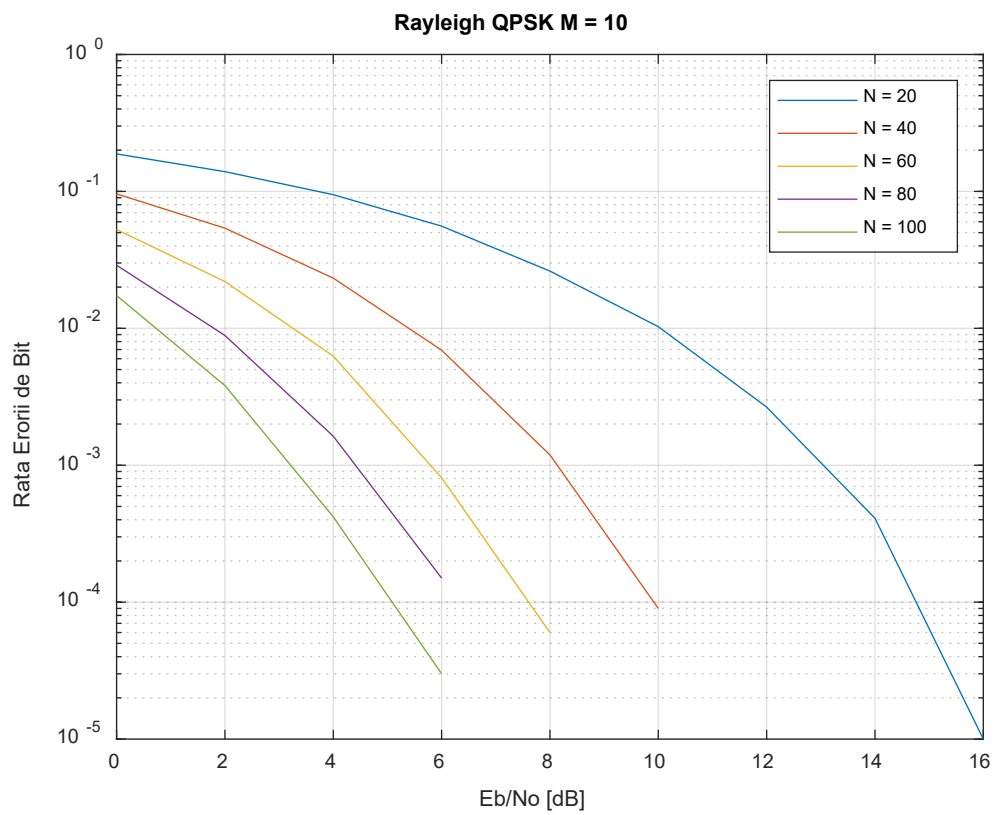


Fig. 3.41 Fading Rayleigh QPSK M = 10

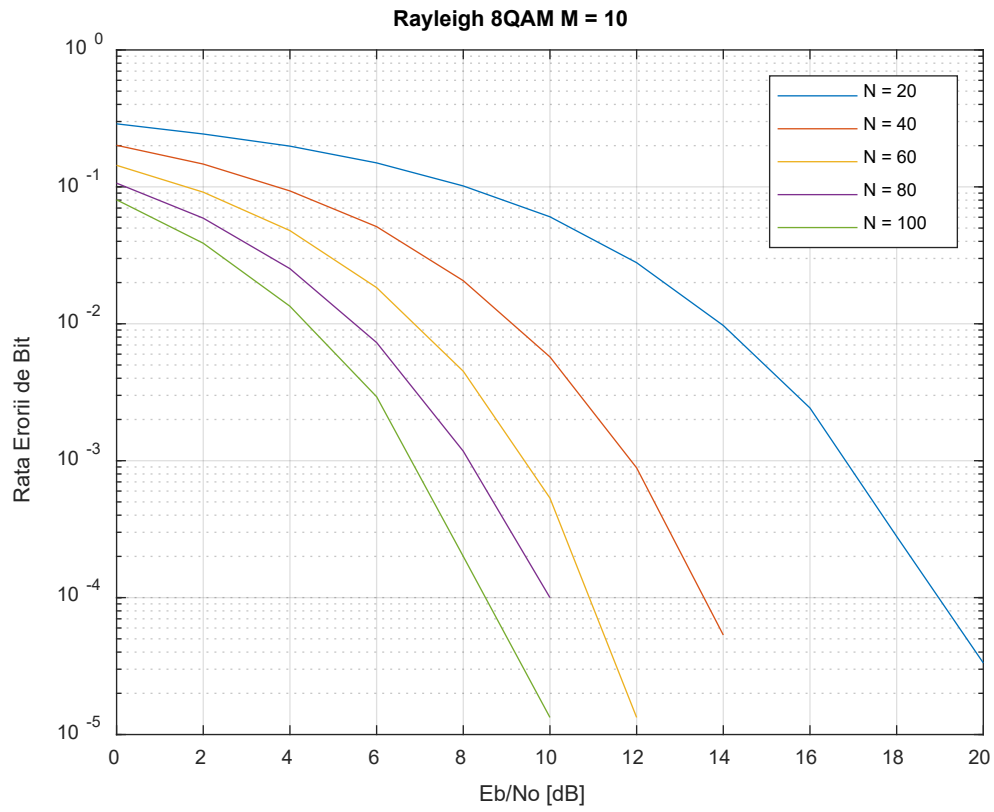


Fig. 3.42 Fading Rayleigh 8QAM M = 10

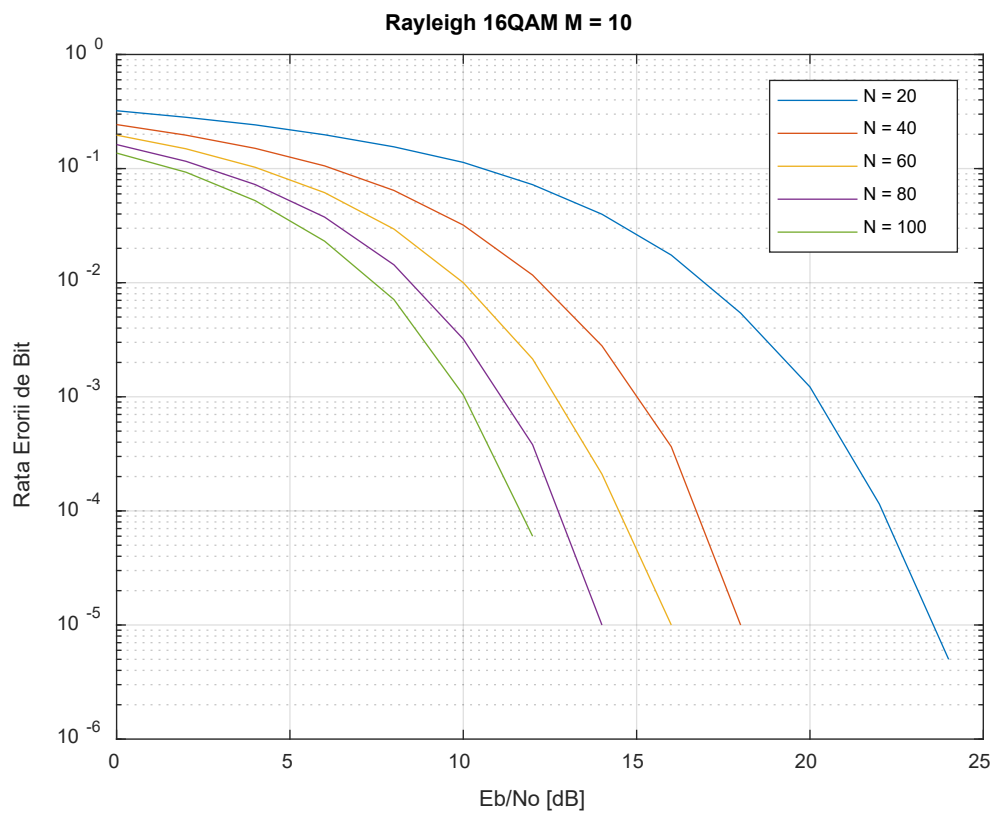


Fig. 3.43 Fading Rayleigh 16QAM M = 10

Analizând rezultatele obținute, putem trage concluzia că modulația de tip BPSK, este cea mai puțin susceptibilă la fading. În ceea ce privește numărul de antene de recepție, putem observa că odată cu creșterea lui rata erorii de bit scade semnificativ. Această concluzie este importantă deoarece ne poate ajuta în etapa de planificare ale rețelei și în dimensionarea stației de bază.

Al doilea set de simulări a fost realizat pentru un canal afectat de fading ce urmează o distribuție Rice. Pentru a putea compara distribuțiile am păstrat aceleași condiții de simulare în ceea ce privește modulațiile și numărul de antene.

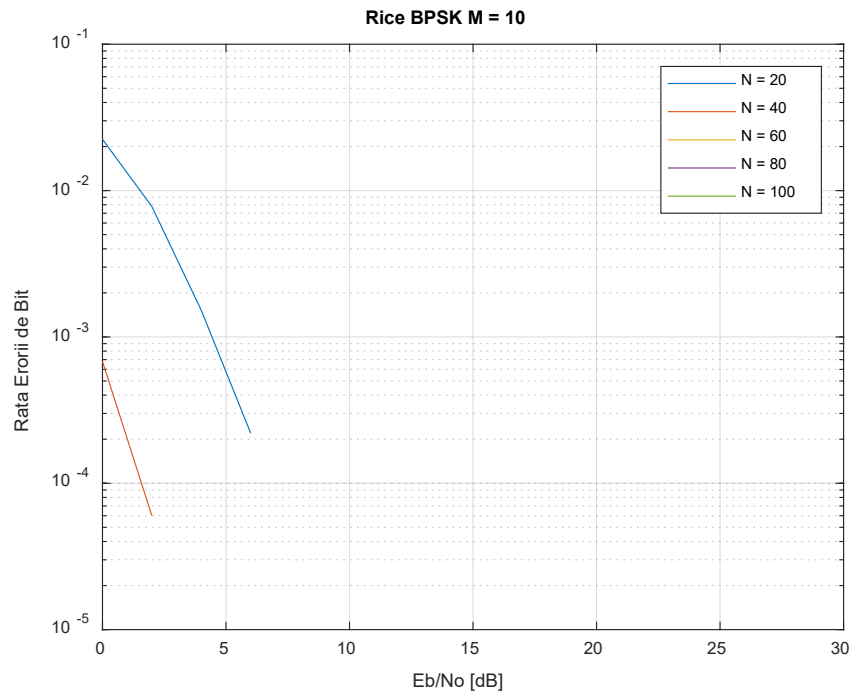


Fig. 3.44 Fading Rice BPSK M = 10

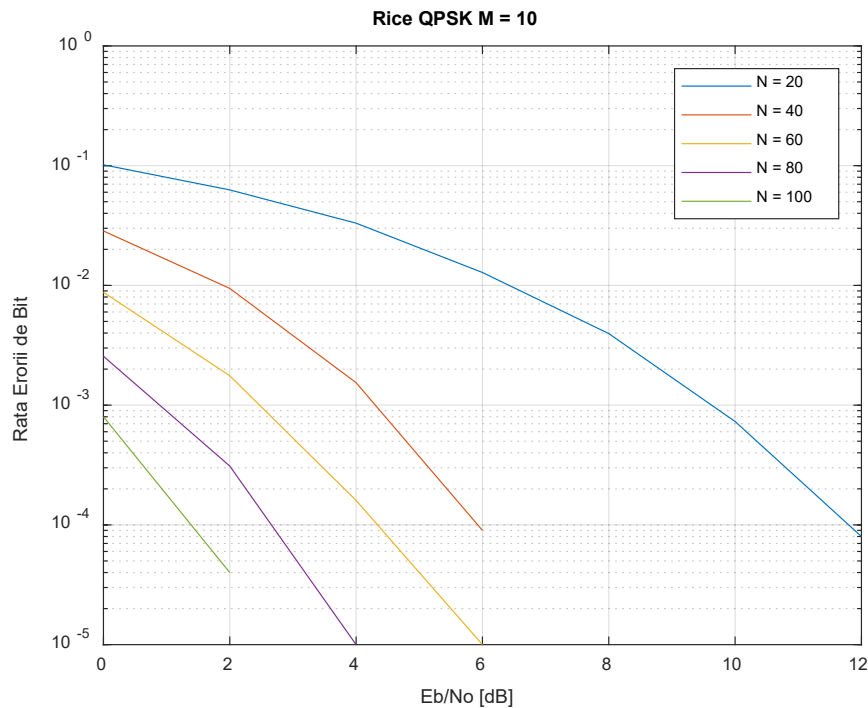


Fig. 3.45 Fading Rice QPSK M = 10

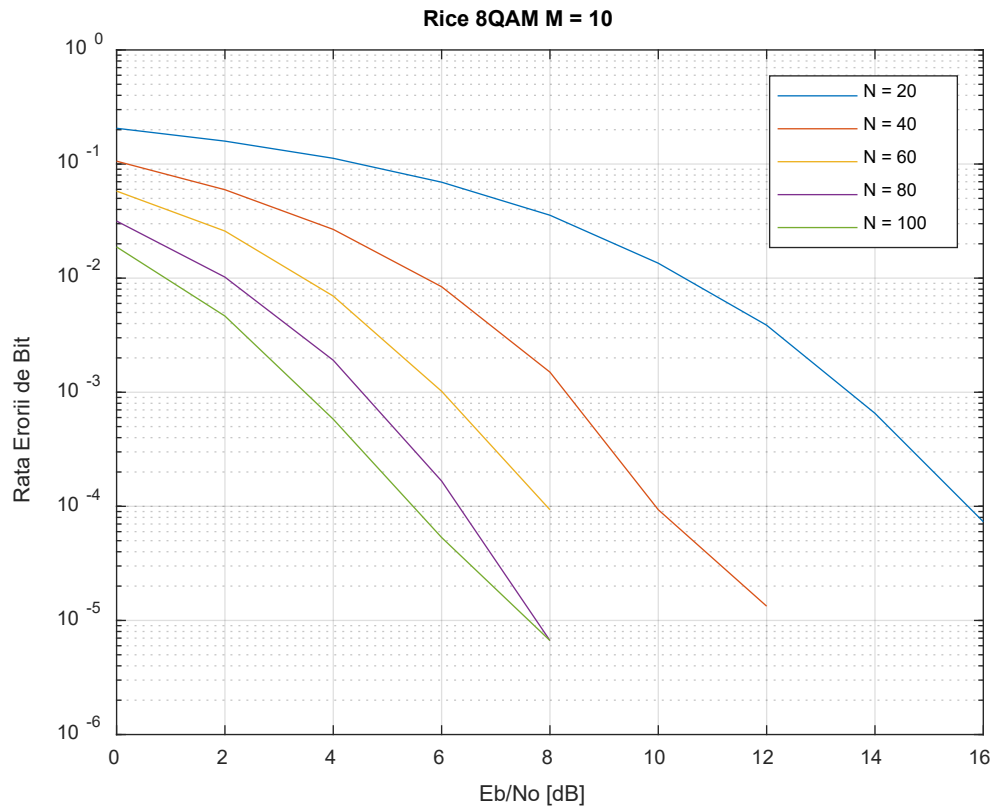


Fig. 3.46 Fading Rice 8QAM M = 10

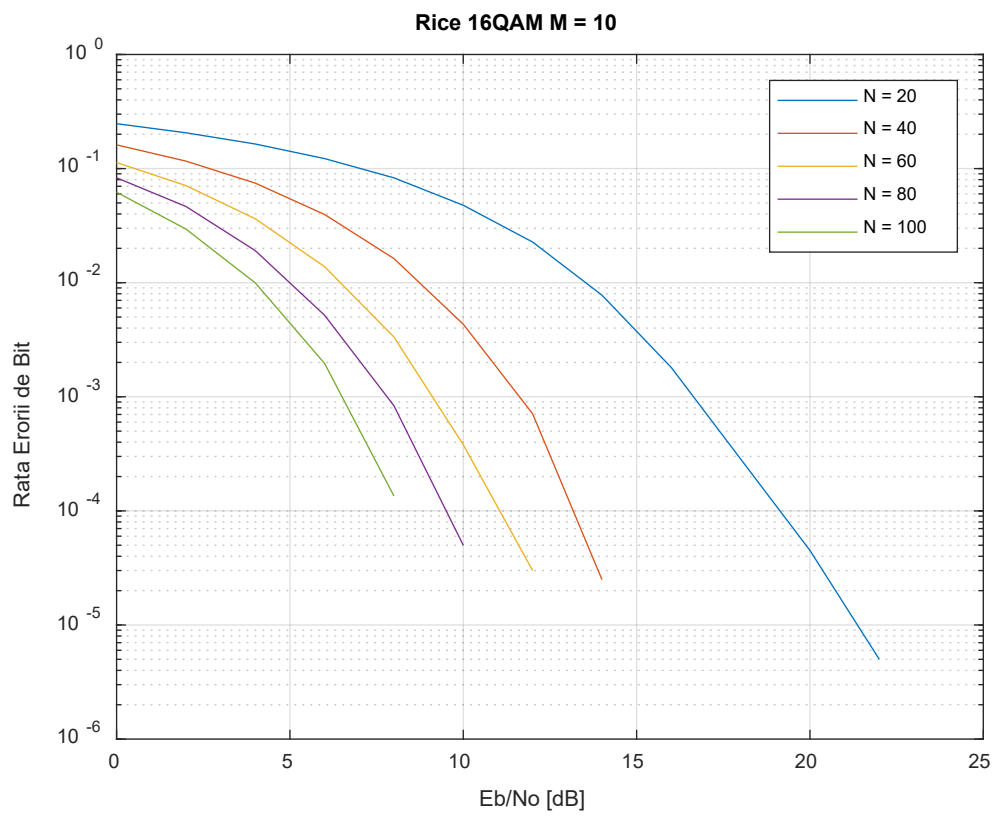


Fig. 3.47 Fading Rice 16QAM M = 10

În urma acestor simulări putem observa că în continuarea concluziile de la cazul anterior sunt valabile. Este important să comparăm tipurile de fading simulate. Putem observa că în acest caz valorile lui BER sunt mai mici față de cazul fadingului Rayleigh.

Ultimul set de simulări a fost realizat pentru canalul afectat de fading ce respectă o distribuție Nakagami.

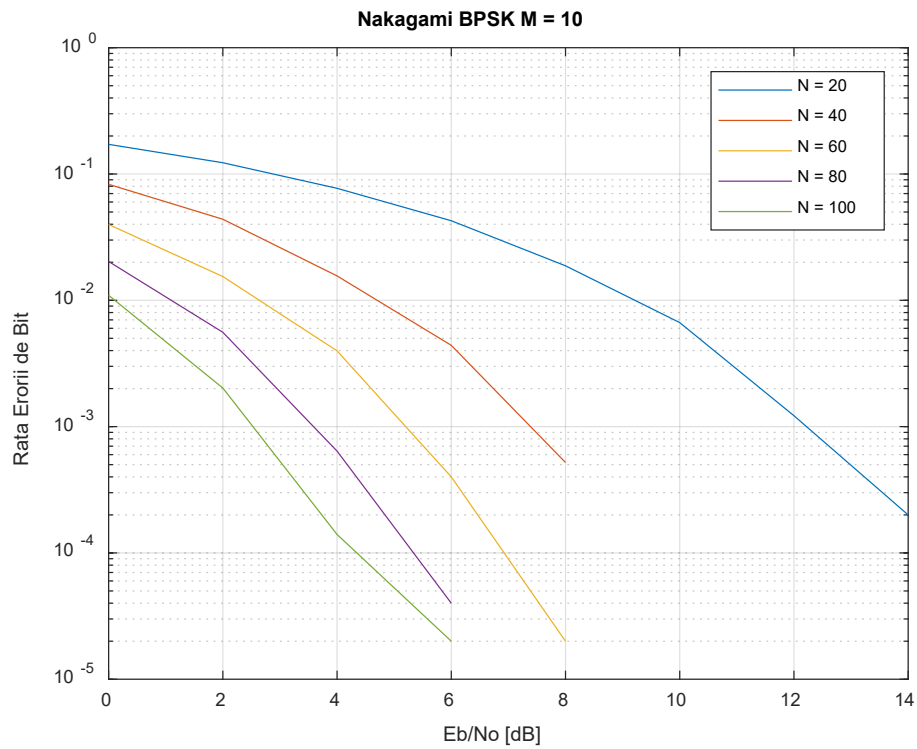


Fig. 3.48 Fading Nakagami BPSK $M = 10$

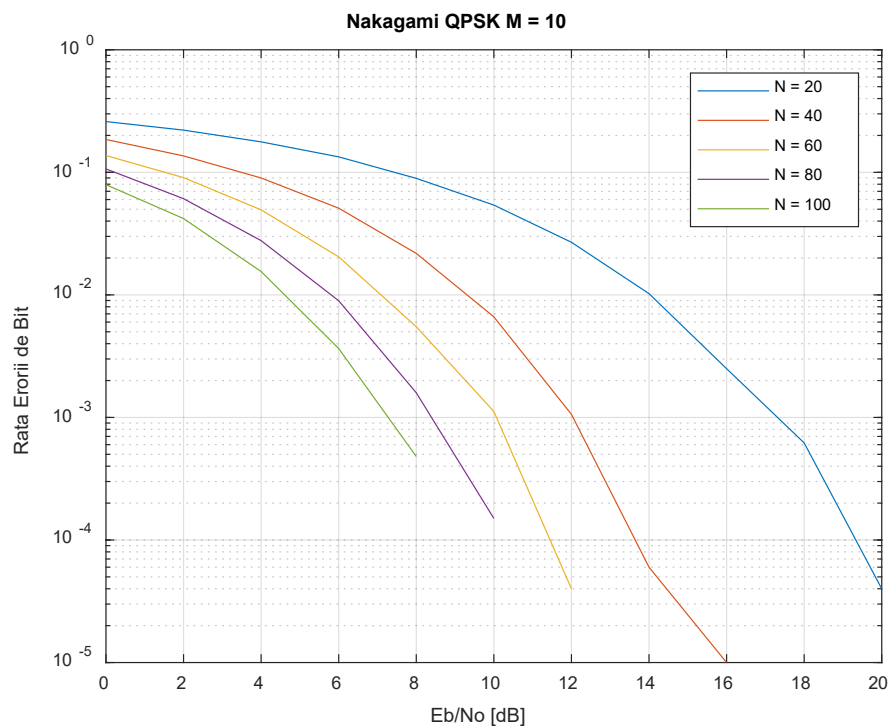


Fig. 3.49 Fading Nakagami QPSK $M = 10$

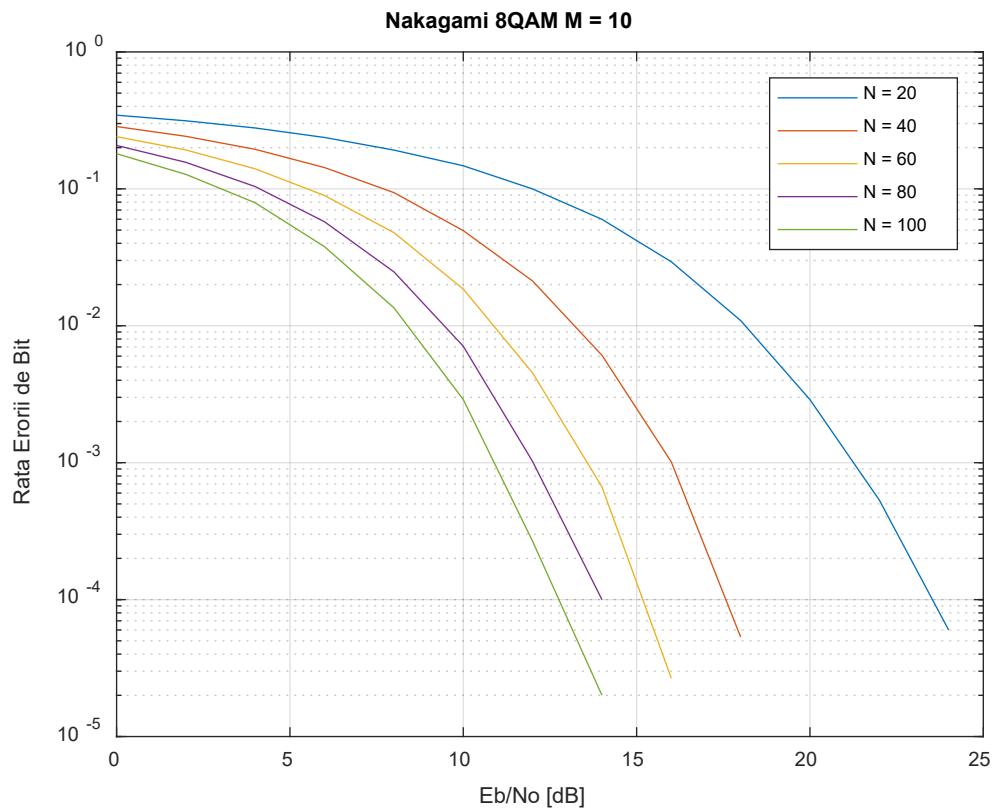


Fig. 3.50 Fading Nakagami 8QAM M = 10

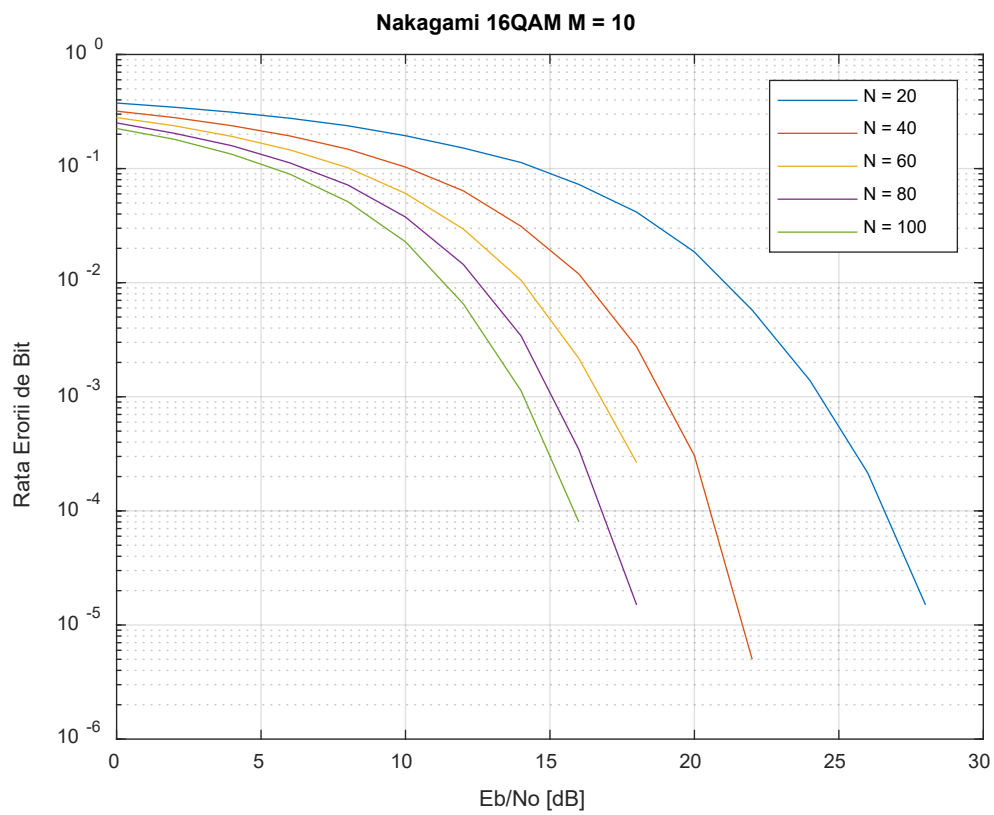


Fig. 3.51 Fading Nakagami 16QAM M = 10

Analizând rezultatele obținute în ultimele simulări, putem observa că rămân valabile concluziile enunțate în cazul Rayleigh. Dacă ar fi să comparăm cu rezultatele obținute în simulările anterioare, putem observa că fadingul Nakagami are efecte mai dure asupra ratei de eroare față de fadingul Rice. În analiza sistemelor Massive MIMO putem face și o comparație cu sistemele MIMO. Pentru o modulație identică și un număr de utilizatori identici performanțele primului sistem vor fi mereu mai bune. Utilizarea mai multor antene la recepție duce la un efect diminuat al fadingului.

3.5 Interfață grafică

În urma realizării simulărilor pentru fiecare tip de sistem în mod individual, putem observa că ar fi utilă o centralizare a tuturor codurilor. Aceasta oferă avantajul reproducerii rapide a oricărei simulări. Alt avantaj al unei interfețe grafice care să cuprindă toate cazurile, ar fi posibilitatea reproducerii rezultatelor de către o persoană care nu este familiară cu tema.

În realizarea acestei interfețe a fost utilizată extensia programului Matlab specializată pe acest lucru „appdesigner”. Această extensie permite realizarea de aplicații fără a necesita cunoștințe avansate de programare. Plasarea componentelor în cadrul interfeței grafice se face prin tehnologia „drag & drop” lucru ce nu ridică probleme. Programarea funcțiilor acestor componente se face prin limbajul obișnuit de Matlab. În continuare, se vor prezenta funcționalitățile aplicației și modul cum se pot realiza simulările [18].

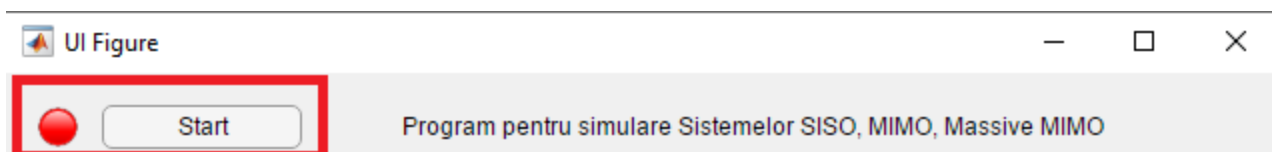


Fig. 3.52 Pagina de start

În figura 3.52 putem observa prima pagină a aplicației. Pentru a ajunge la introducerea parametrilor ce vor caracteriza simularea, trebuie apăsat butonul încadrat în chenarul roșu. Odată cu apăsarea lui, vom putea observa schimbarea culorii led-ului din partea stânga în verde, acesta are rolul de a valida apăsarea.

În urma apăsării butonului „start”, vom trece la pagina de configurare a simulării. Aceasta este prezentată în figura 3.53. Pagina de configurare prezintă 6 zone de interes ce duc la rezultatul dorit. Aceste zone marcate sugestiv prin intermediul chenarelor vor fi prezentate împreună cu constrangerile pe care le impun.

Primul chenar din figura 3.53 încadrează zona de selectare a sistemului. Programul este capabil să realizeze simulări pentru sisteme SISO, MIMO și Massive MIMO. Dacă se dorește simularea unui sistem SISO, așa cum este reprezentat în figura 3.53, putem observa că primele două câmpuri din chenarul 4 devin inactive. Acestea devin inactive deoarece un sistem SISO este caracterizat de o transmisiunea între o antena de transmisie și una de recepție, parametrii „Numar Antene Recepție” și „Numar Utilizatori” devenind irelevanți.

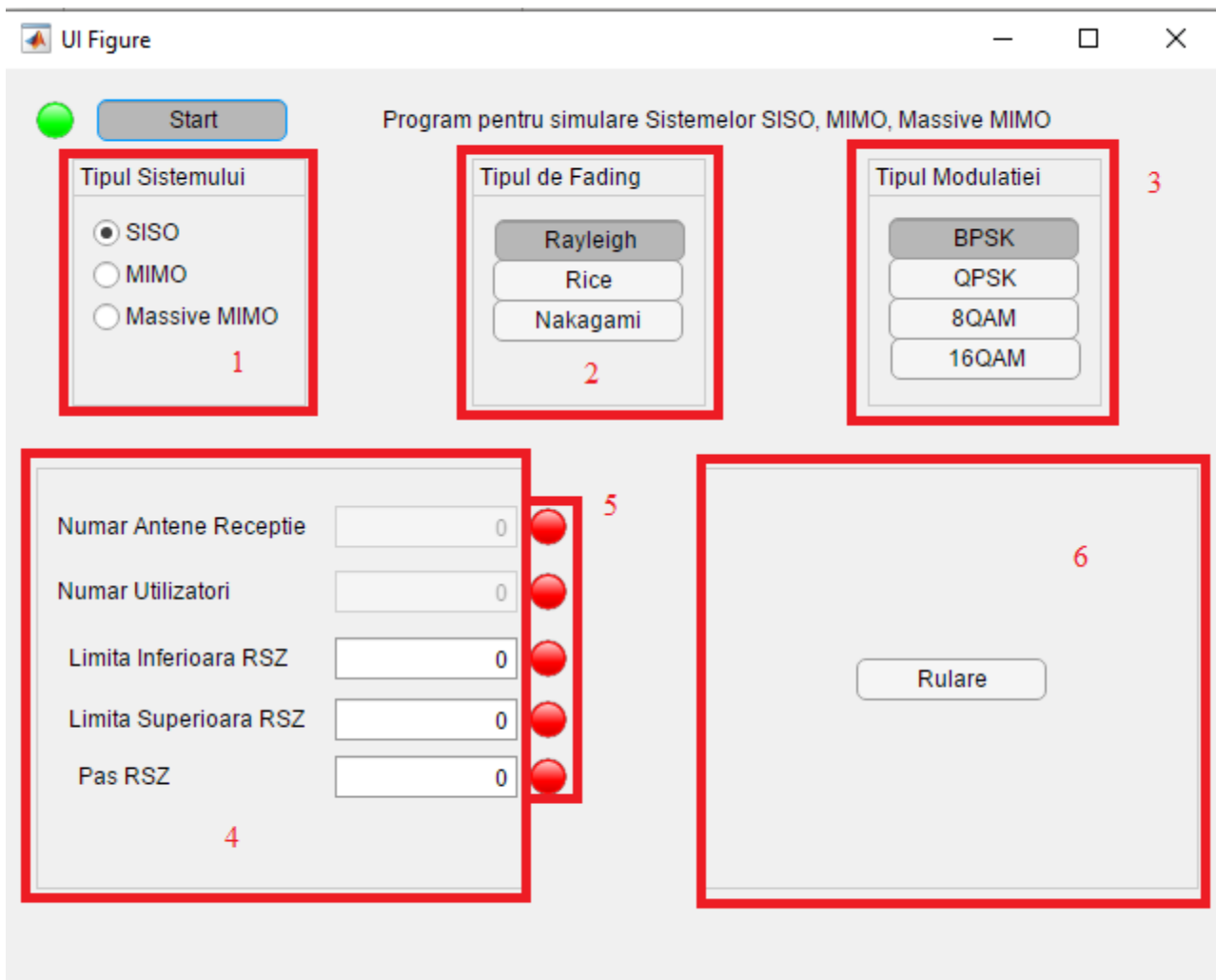


Fig. 3.53 Pagina de configurare

Cel de al doilea chenar, încadrează zona de selectare a tipului de fading. Așa cum a fost prezentat și în subcapitolele anterioare, se pot realiza simulări pentru canale afectate de fading ce respectă o distribuție Rayleigh, Rice sau Nakagami.

A treia zonă de interes o reprezintă selectarea tipului de modulație. Pentru aceasta avem 4 tipuri de modulație : BPSK, QPSK, 8QAM și 16QAM.

Următoarele două zona sunt în strânsă legătură. Chenarele 4 și 5 încadrează zonele în care se introduc și se validează parametrii simulării. Cei 5 parametrii sunt „Numar Antene Receptie”, „Numar Utilizatori”, „Limita Inferioara RSZ”, „Limita Superioara RSZ” și „Pas RSZ”. Dacă semnificația primilor doi este evidentă, ultimii trei parametrii caracterizează vectorul raportului semnal zgomot pentru care se vor calcula valorile ratei erorii de bit. Pentru a obține rezultate corecte au fost impuse anumite constrângeri. Pentru numărul de antene de la recepție, au fost impuse limite în funcție de tipul de sistem [19].

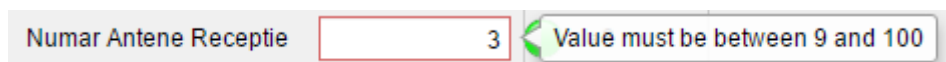


Fig. 3.54 Număr antene Massive MIMO

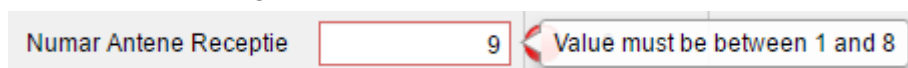


Fig. 3.55 Număr antene MIMO

În ceea ce privește parametrii rămași, s-au impus limitări pentru a fi posibilă realizarea unui vector corect în limbaj Matlab : „Limita Inferioara RSZ: Pas RSZ: Limita Superioara RSZ”. Ledurile din chenarul 5 au rolul de a valida valorile introduse [20].

Ultima zonă importantă a acestui program, o reprezintă chenarul 6. Acesta încadrează butonul pentru rulare. În urmă apăsării lui, programul va genera rezultatul simulării cu parametrii introduși.

Concluzii

În partea de concluzii, cred că este important să analizăm lucrarea atât din punct de vedere teoretic cât și practic. Acest proiect și-a propus analiza modului cum fadingul afectează transmisiunile ce au loc în sistemele Massive MIMO. Analiza s-a realizat prin evaluarea ratei de eroare de bit în funcție de energia pe bit raportată la densitatea spectrală a zgomotului. Evaluarea a avut loc atât în sistemele Massive MIMO cât și în MIMO și SISO.

Din punct de vedere teoretic, putem observa că primele două capitole abordează temele principale ce au ca scop facilitarea înțelegerii rezultatelor din ultimul capitol. Pentru a putea înțelege simulările a fost util să aprofundăm modul cum funcționează sistemele SISO și MIMO atât din punct de vedere matematic cât și la nivel logic. Alt aspect important ce trebuia studiat a fost fadingul și modul cum acesta poate fi modelat.

Din punct de vedere practic, lucrarea a vizat o serie de coduri create cu ajutorul aplicației Matlab. Acestea au avut ca scop simularea unor sisteme SISO, MIMO și Massive MIMO a căror transmisiune era afectată de diferite tipuri de fading. În urma rulării simulărilor și analiza rezultatelor putem trage o serie de concluzii ce ne pot ajuta și care pot indica direcții viitoare de cercetare.

O primă concluzie pe care o putem trage ar fi legată de diferența dintre distribuțiile utilizate în modelarea fadingului. Putem cu ușurință observa că cele mai pozitive rezultate au fost obținute atunci când fadingul a fost modelat cu ajutorul distribuției Rice. În urmă acestei concluzii este important să înțelegem că evaluarea zonei în care se realizează transmisiunea joacă un rol cheie. Prin realizarea unei evaluări minuțioase putem alege cu o precizie ridicată distribuția potrivită pentru a obține rezultate cât mai semnificative pentru aplicația noastră. O direcție viitoare de cercetare indicată de această concluzie ar fi modul cum evaluăm zona de desfășurare a transmisiunii pentru a alege o distribuție cât mai bună.

A doua concluzie rezultată în urmă simulării este legată de modul cum tipul de modulație influențează efectul fadingului. Utilizarea unei modulații cât mai eficiente duce la obținerea unor rezultate mai proaste din punct de vedere al ratei erorii de bit. Alegerea tipului de modulație în cadrul unei transmisiunii poate juca un rol important în ceea ce privește performanțele acesteia. Deși am putea fi tentați să alegem o modulație mai puțin eficientă cum ar fi BPSK sau QPSK pentru a avea o rată a erorii mai bună, lucrul acesta nu ar reprezenta un beneficiu. Domeniul transmisiunii reprezintă un domeniu în care vitează reprezintă un factor extrem de important. Odată cu trecerea timpului a fost demonstrat că utilizarea unei modulații cât mai eficiente duce la rezultate mult mai bune. Posibilele erori ce apar pot fi corectate la recepție prin utilizarea a diverse tehnici. O direcție viitoare de cercetare ar putea fi modul cum alegem tipul modulației în funcție de performanțele de la recepție și de posibilitatea corectării erorilor.

În opinia mea, rezultatele obținute sunt utile pentru domeniul telecomunicațiilor. Ele ne ajută să înțelegem modul cum trebuie analizate efectele fadingului în cadrul transmisiunilor în sistemele Massive MIMO. Concluziile trase mai sus ne pot ajuta să diminuăm efectul fadingului fără a realiza modificări la nivel fizic ce ar putea fi costisitoare.

Bibliografie

- [1] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang, MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB, Wiley-IEEE Press, August 2010
- [2] Dr. Tolga M. Duman B.S., M.S., Ph.D., Ali Ghayeb Ph.D., Coding for MIMO Communication Systems, Wiley-IEEE Press, 23 October 2007
- [3] Tim Brown, Elisabeth De Carvalho, Persefoni Kyritsi, PRACTICAL GUIDE TO THE MIMO RADIO CHANNEL WITH MATLAB® EXAMPLES, Wiley-IEEE Press, 26 January 2012
- [4] Linköping University, SE-581 83 Linköping, Sweden, Massive MIMO: Fundamentals and System Designs, 2015
- [5] As. Ing. Carmen VOICU, Performanțele sistemelor de tip multiutilizator în cazul canalelor afectate de fading , Decembrie 2013
- [6] MIMO Formats - SISO, SIMO, MISO, MU-MIMO <https://www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/mimo/iso-simo-miso-mimo.php>, accesat la data: 13.05.2020
- [7] Aida Botonjić , MIMO channel models, Tekniska Hogskolan Linkopings Universitet, 2004-01-30
- [8] Innovative, Industry Leading Antennas for 5G, <https://www.lairdconnect.com/technology/5g-antennas>, accesat la data: 13.05.2020
- [9] Linkedin Slide Share, <https://www.slideshare.net/fs38/unde-electromagnetice>, accesat la data : 20.05.2020
- [10] Difracția luminii, <https://www.setthings.com/ro/difractia-luminii/>, accesat la data : 20.05.2020
- [11] Rayleigh distribution Wikipedia https://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_distribution, accesat la data : 28.05.2020
- [12] Lognormal distribution Wikipedia https://en.wikipedia.org/wiki/Lognormal_distribution, accesat la data : 28.05.2020
- [13] Nakagami distribution Wikipedia https://en.wikipedia.org/wiki/Nakagami_distribution, accesat la data : 28.05.2020
- [14] BER for BPSK in Rayleigh channel DSPLog <http://www.dsplog.com/2008/08/10/ber-bpsk-rayleigh-channel/> accesat la data : 03.06.2020
- [15] Digital Phase Modulation: BPSK, QPSK, DQPSK <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/radio-frequency-analysis-design/radio-frequency-modulation/digital-phase-modulation-bpsk-qpsk-dqpsk/> accesat la data : 06.06.2020
- [16] MathWorks Help Center <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/find.html> accesat la data : 08.06.2020
- [17] MathWorks Help Center <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/size.html> accesat la data : 08.06.2020
- [18] Matlab App Designer, <https://www.mathworks.com/products/matlab/app-designer.html> accesat la data : 10.06.2020
- [19] Math Works Help Center <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/matlab.ui.control.editfield-properties.html>

accesat la data : 10.06.2020

- [20] Math Works Help Center
<https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/matlab.ui.control.label-properties.html>
- [21] Math Works Help Center
<https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/matlab.ui.control.lamp-properties.html>

Anexa 1

```
function [h,Kdb] = rice_fading(sigma,K, N)
% anvelopa fadingului Rice este data de |h|=sqrt(X^2+Y^2)
% X si Y sunt variabile aleatoare cu dispersia sigma
% K este parametrul ce caracterizeaza distributia Rice

disp=sqrt(sigma);
Kdb=10*log10(K);
const =sqrt(K/(K+1));

x = const+disp*randn(1, N);
y = sqrt(K*2*disp^2-const)+disp*randn(1, N);
h=x+1i*y;
end

function h = nakagami_fading(m,omega, N)
% fadingului Nakagami x=gamma(m,g/m)
% gamrnd - functie predefinita pentru generarea functiilor gamma
% omega - parametrul ce caracterizeaza distributia Nakagami

y1=gamrnd(m/2, (omega*2)/(2*m),1,N);
y2=gamrnd(m/2, (omega*2)/(2*m),1,N);

h=sqrt(y1)+1i*sqrt(y2);

end
```

Anexa 2

```
function x = modulare(x_0, Nbps)
%modulatie qam
%Nbps -> QPSK - 2 8QAM - 3 16QAM - 4

M=2^Nbps;
norms=sqrt(2/3*(M-1));
[useri,biti]=size(x_0);
t1 =reshape(x_0',Nbps,useri*biti/Nbps)';
t2 =bi2de(t1,'left-msb');
user_mod1=qammod(t2,M,0,'gray')/norms;
x=reshape(user_mod1,biti/Nbps,useri)';
end
```

```
function y_0 = demodulare(y, Nbps)
%modulatie qam
%Nbps -> QPSK - 2 8QAM - 3 16QAM - 4

M=2^Nbps;
norms=sqrt(2/3*(M-1));
[useri,date]=size(data);
t1 =reshape(data.',1,date*useri)';
t2=qamdemod(t1*norms,M,0,'gray');
t3 =de2bi(t2,'left-msb');
y_0=reshape(t3',date*Nbps,useri)';
end
```


Anexa 3

```
% y = h*x + n
N = 10^6 % numarul de biti

x_0 = rand(1,N)>0.5; % genereaza vector cu N elem daca x>0.5 =>1 ; x<0.5 => 0
x = 2*x_0-1; % Modulatie BPSK 0 => -1; 1 => 0

rap_dB = 0:2:30; % raportul dintre energia bitilor si zgomot exprimat in dB

n = 1/sqrt(2)*(randn(1,N) + 1i*randn(1,N)); % zgomotul alb Gaussian

h = 1/sqrt(2)*(randn(1,N) + 1i*randn(1,N)); % canalul afectat de fading Rayleigh

for i = 1:length(rap_dB)
    % generarea iesirii
    y = h.*x + 10^(-rap_dB(i)/10)*n;
    % eliminarea efectului canalului
    y_1 = y./h;
    % obtinerea semnalului demodulat
    y_0 = real(y_1)>0;
    % calcularea erorilor
    nr_erori(i) = size(find(x_0 - y_0),2);
end

BER = nr_erori/N; % rata erorilor de bit BER

% Afisarea rezultatelor
figure(1)
hist(abs(h),100);
legend('Caracteristica canalului');
xlabel('Timp');
ylabel('Amplitudine');
title('Caracteristica canalului afectat de fading Rayleigh');

figure(2)
semilogy(rap_dB,BER,'ro-','LineWidth',2);
grid on
legend('Canal Rayleigh Simulat');
xlabel('Eb/No [dB]');
ylabel('Rata Erorii de Bit');
title('BER Pentru un semnal modulat BPSK print-un canal afectat de fading Rayleigh');
```

Anexa 4

```
function [y] = MASSIVE_MIMO(rsz_db, N,bit_mod,M)

% Parametrii zgomot
rsz = exp(rsz_db*log(10)/10); % conversia din decibeli
sigma = sqrt( (M)/rsz );      % deviatia standard a zgomotului

% Rayleigh
H = (1/sqrt(2))*randn(N,M) + 1i*(1/sqrt(2))*randn(N,M);

% Rice
%K = 2;
%sigma1 = 1;
%[H,Kdb] = rice_fading(sigma1,K, N,M);

% Nakagami
%m = 1;
%omega = 1;
%H_p = nakagami_fading(m,omega, N, M);
%H = H_p';

wn = sigma * (randn(N,1) + 1i*randn(N,1)); % zgomot alb Gaussian
x = H*bit_mod + wn;                        % vectorul de la receptie

% metoda de egazliare cu eroare medie patratica minina.
y=(H'*H+(2*sigma^2)*eye([M,M]))^(-1)*(H')*x;

end
```

Anexa 5

```
rap_dB = 0:2:30; % Vector cu diferite valori pentru rsz
rep = 5000;      % Numar de repetitii

M= 2;          % nr utilizatori
N= 2 ;         % numar de antene la receptie
Nbps = 1:1:4 ; %BPSK QPSK 8QAM 16QAM

for i = 1:1:4
    bit=randi([0,1],M,rep*Nbps(i)); % semnalul mesaj
    bit_mod= modulare_MQAM(bit, Nbps(i)); % semnalul modulat

clearvars y

for j1=1:length(rap_dB)
    rsz_db=rap_dB(j1);

    for k1=1:rep
        y(:,k1) = MASSIVE_MIMO(rsz_db,N, bit_mod(:,k1),M);
    end

    bit_demod= demodulare_MQAM(y, Nbps(i)); % demodulare
    ne_lin=0;
    [ex,ey] = find(bit~=bit_demod);
    ne_lin = length(ex);

    ber(:,j1) = ne_lin/(length(bit_demod)*M); % depozitarea valorii BER in
vector
end

% Afisare
figure(1)
semilogy(rap_dB, ber)
hold on
grid on
legend('BPSK','QPSK','8QAM','16QAM');
xlabel('Eb/No [dB]');
ylabel('Rata Erorii de Bit');
title('Rayleigh N = 2 M = 2');

end
```

Anexa 6

```
function [y] = MASSIVE_MIMO(rsz_db, N,bit_mod,M)

% Parametrii zgomot
rsz = exp(rsz_db*log(10)/10); % conversia din decibeli
sigma = sqrt( (M)/rsz );      % deviatia standard a zgomotului

% Rayleigh
H = (1/sqrt(2))*randn(N,M) + 1i*(1/sqrt(2))*randn(N,M);

% Rice
%K = 2;
%sigma1 = 1;
%[H,Kdb] = rice_fading(sigma1,K, N,M);

% Nakagami
%m = 1;
%omega = 1;
%H_p = nakagami_fading(m,omega, N, M);
%H = H_p';

wn = sigma * (randn(N,1) + 1i*randn(N,1)); % zgomot alb Gaussian
x = H*bit_mod + wn;                        % vectorul de la receptie

% metoda de egazliare cu eroare medie patratica minima.
y=(H'*H+(2*sigma^2)*eye([M,M]))^(-1)*(H')*x;

end
```