



ΧΑΡΟΚΟΠΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ

ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ & ΤΗΛΕΜΑΤΙΚΗΣ

**ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ &
ΤΗΛΕΜΑΤΙΚΗ**

**ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΔΙΚΤΥΑ ΚΑΙ ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ
ΤΗΛΕΜΑΤΙΚΗΣ**

Μελέτη τεχνικών για τη βελτίωση της αξιοπιστίας συστημάτων MIMO-OFDM

Διπλωματική Εργασία

Γεωργούλης Απόστολος

Αθήνα, 2018



ΧΑΡΟΚΟΠΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ

ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ & ΤΗΛΕΜΑΤΙΚΗΣ

**ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ &
ΤΗΛΕΜΑΤΙΚΗ**

**ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗ ΤΗΛΕΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΔΙΚΤΥΑ ΚΑΙ ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ
ΤΗΛΕΜΑΤΙΚΗΣ**

Τριμελής Εξεταστική Επιτροπή

Δημητρακόπουλος Γεώργιος

**Επίκουρος Καθηγητής, Τμήμα Πληροφορικής & Τηλεματικής, Χαροκόπειο
Πανεπιστήμιο Αθηνών**

Καμαλάκης Θωμάς

**Αναπληρωτής Καθηγητής, Τμήμα Πληροφορικής & Τηλεματικής, Χαροκόπειο
Πανεπιστήμιο Αθηνών**

Δαλάκας Βασίλειος

**Ε.ΔΙ.Π., Τμήμα Πληροφορικής & Τηλεματικής, Χαροκόπειο Πανεπιστήμιο
Αθηνών**

Ο Γεωργούλης Απόστολος

δηλώνω υπεύθυνα ότι:

- 1) Είμαι ο κάτοχος των πνευματικών δικαιωμάτων της πρωτότυπης αυτής εργασίας και από όσο γνωρίζω η εργασία μου δε συκοφαντεί πρόσωπα, ούτε προσβάλλει τα πνευματικά δικαιώματα τρίτων.
- 2) Αποδέχομαι ότι η ΒΚΠ μπορεί, χωρίς να αλλάξει το περιεχόμενο της εργασίας μου, να τη διαθέσει σε ηλεκτρονική μορφή μέσα από τη ψηφιακή Βιβλιοθήκη της, να την αντιγράψει σε οποιοδήποτε μέσο ή/και σε οποιοδήποτε μορφότυπο καθώς και να κρατά περισσότερα από ένα αντίγραφα για λόγους συντήρησης και ασφάλειας.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Στο σημείο αυτό, νιώθω την υποχρέωση να ευχαριστήσω θερμά τον κ. Γεώργιο Δημητρακόπουλο, Επίκουρο Καθηγητή του τμήματος Πληροφορικής & Τηλεματικής του Χαροκόπειου Πανεπιστημίου Αθηνών, για την ανάθεση της πτυχιακής εργασίας και το άψογο κλίμα συνεργασίας και φυσικά την οικογένειά μου για τη στήριξη και όλα όσα μου πρόσφεραν κατά την προπτυχιακή και μεταπτυχιακή μου φοίτηση.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

Περίληψη στα Ελληνικά.....σελ.8	
Περίληψη στα Αγγλικά.....σελ.9	
Κατάλογος Εικόνων.....σελ.10	
Κατάλογος Πινάκων.....σελ.12	
Συντομογραφίες.....σελ.13	
Κεφ. 1 Ιστορική αναδρομή των κινητών και ασύρματων επικοινωνιών.....σελ.15	
1.1 Από τον ηλεκτρομαγνητισμό στις πρώτες ασύρματες ζεύξεις.....σελ.15	
1.2 Η «κυψέλη».....σελ.17	
1.2.1 Η χρησιμοποίηση της κυψέλης στα αναλογικά συστήματα.....σελ.17	
1.2.1.1 Η 1η γενιά (1G).....σελ.18	
1.2.2 Η ψηφιακή εποχή.....σελ.19	
1.2.2.1 Η 2η γενιά (2G).....σελ.19	
1.2.2.2 GSM.....σελ.21	
1.2.2.3 Η 3η γενιά (3G).....σελ.22	
1.2.2.4 Η 4η γενιά (4G).....σελ.24	
Κεφ. 2 Το ασύρματο κανάλι διάδοσης και τα χαρακτηριστικά του.....σελ.27	
2.1 Εισαγωγή.....σελ.27	
2.2 Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης.....σελ.28	
2.3 Απώλειες διάδοσης.....σελ.31	
2.3.1 Μακροσκοπικές διαλείψεις.....σελ.32	
2.3.1.1 Απώλειες διαδρομής (path loss) και βασικά μοντέλα ραδιοδιάδοσης σε ανοιχτό εξωτερικό χώρο.....σελ.32	

2.3.1.1.1 Μοντέλο ελεύθερου χώρου.....σελ.33	σελ.33
2.3.1.1.2 Μοντέλο επίπεδης γήινης επιφάνειας.....σελ.33	σελ.33
2.3.1.1.3 Μοντέλο λογαριθμικής-κανονικής εξασθένησης.....σελ.34	σελ.34
2.3.1.1.4 Μοντέλο Okumura – Hata.....σελ.34	σελ.34
2.3.1.2 Απώλειες σκίασης (Shadowing).....σελ.35	σελ.35
2.3.2 Μικροσκοπικές διαλείψεις.....σελ.36	σελ.36
2.3.2.1 Απώλειες πολύοδης διάδοσης (multipath fading).....σελ.36	σελ.36
2.3.2.1.1 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα.....σελ.37	σελ.37
2.3.2.1.2 Επίπεδες διαλείψεις.....σελ.39	σελ.39
2.3.2.2. Ολίσθηση Doppler.....σελ.39	σελ.39
2.3.2.2.1 Γρήγορες και αργές διαλείψεις Doppler.....σελ.40	σελ.40
2.4 Το μοντέλο διαλείψεων Rayleigh.....σελ.42	σελ.42
2.5 Τηλεπικοινωνιακές Παρεμβολές.....σελ.45	σελ.45
2.5.1. Είδη παρεμβολών.....σελ.45	σελ.45
2.6 Θόρυβος.....σελ.46	σελ.46
Κεφ. 3 Οι μέθοδοι πολυπλεξίας και πολλαπλής πρόσβασης OFDM και OFDMA.....σελ.48	σελ.48
3.1 Εισαγωγή.....σελ.48	σελ.48
3.2 Η μέθοδος πολυπλεξίας ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας (OFDM).....σελ.48	σελ.48
3.2.1 Υλοποίηση σύγχρονου συστήματος OFDM.....σελ.50	σελ.50
3.3 Πολλαπλή πρόσβαση με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (OFDMA).....σελ.53	σελ.53
Κεφ. 4 Σύγχρονα κινητά και ασύρματα δίκτυα τηλεπικοινωνιών - Συστήματα MIMO (Multiple Input – Multiple Output).....σελ.55	σελ.55
4.1 Βασική αρχιτεκτονική LTE/LTE-A δικτύων.....σελ.55	σελ.55
4.2 Τα πλεονεκτήματα των κυψελωτών δικτύων.....σελ.58	σελ.58

4.3 Τύποι σταθμών βάσης και οι διαφορές τους.....	σελ.60
4.3.1 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα small cells.....	σελ.63
4.4 Στοιχειοκεραίες και έξυπνες κεραιές.....	σελ.64
4.4.1 Στοιχειοκεραίες.....	σελ.64
4.4.2 Έξυπνες κεραιές.....	σελ.65
4.5 Συστήματα MIMO.....	σελ.67
4.5.1 Μαθηματική περιγραφή συστημάτων MIMO.....	σελ.70
4.5.2 Τεχνικές υλοποίησης συστημάτων MIMO.....	σελ.72
4.5.3 Κέρδη συστημάτων MIMO.....	σελ.74
4.5.3.1 Κέρδος διάταξης (Array Gain).....	σελ.74
4.5.3.2 Κέρδος διαφορισμού (Diversity Gain).....	σελ.75
4.5.3.3 Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain).....	σελ.75
4.5.4 Τεχνικές μετάδοσης για διατάξεις MIMO και υποδιατάξεις.....	σελ.76
4.5.4.1 Beamforming.....	σελ.76
4.5.4.2 Χωρο-χρονική κωδικοποίηση (Space – Time Coding).....	σελ.76
4.5.4.3 Σχήμα Alamouti.....	σελ.77
4.5.4.4 Χωρο-συχνотική κωδικοποίηση (Space – Frequency Coding).....	σελ.80
4.5.4.5 Συνδυασμός Επιλογής (Selection Combining).....	σελ.80
4.5.4.6 Συνδυασμός Ίσου Κέρδους (Equal Gain Combining).....	σελ.81
4.5.4.7 Συνδυασμός Μέγιστου Λόγου (Maximal Ratio Combining).....	σελ.82
Κεφ. 5 Προσομοιώσεις – συμπεράσματα.....	σελ.84
5.1 Προσομοιώσεις.....	σελ.84
5.2 Συμπεράσματα.....	σελ.94
Βιβλιογραφία.....	σελ.95
Παράρτημα.....	σελ.102

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει σαν σκοπό τη μελέτη της συμπεριφοράς των MIMO-OFDM συστημάτων σε όρους απόδοσης και αξιοπιστίας, εφαρμόζοντας και συγκρίνοντας τεχνικές μορφοποίησης δέσμης και διαφορισμού σε πομπό και δέκτη, για μετάδοση σε ανοιχτό εξωτερικό χώρο.

Στο πρώτο κεφάλαιο, παρουσιάζεται μια ιστορική αναδρομή και εξέλιξη των ασύρματων και κινητών επικοινωνιών από την ανακάλυψη των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων έως τα σύγχρονα δίκτυα LTE/LTE-A που χρησιμοποιούνται σήμερα.

Στο δεύτερο κεφάλαιο, παρουσιάζεται το ασύρματο κανάλι διάδοσης και τα χαρακτηριστικά του, καθώς και οι μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης. Εν συνεχεία, παρουσιάζονται κάποια από τα πιο γνωστά μοντέλα ραδιοδιάδοσης που αφορούν στη μοντελοποίηση του ραδιοδιαύλου και τέλος οι προκλήσεις που καλούμαστε να αντιμετωπίσουμε κατά τη χρήση του, όπως είναι οι διαλείψεις, οι παρεμβολές και ο θόρυβος.

Στο τρίτο κεφάλαιο, γίνεται μια πρώτη περιγραφή της τεχνοτροπίας που αφορά στην ασύρματη μετάδοση σημάτων σε όρους διαμόρφωσης σήματος. Στη συνέχεια αναλύεται η μέθοδος OFDM και κατόπιν παρουσιάζεται η υλοποίηση της. Τέλος παρουσιάζεται η μέθοδος πολλαπλής πρόσβασης ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας OFDMA.

Στο τέταρτο κεφάλαιο, γίνεται αναφορά στην αρχιτεκτονική των σύγχρονων κυψελωτών LTE/LTE-A δικτύων. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα είδη σταθμών βάσεων και τα χαρακτηριστικά των κεραιών τους. Κατόπιν, γίνεται ανάλυση των συστημάτων MIMO και παρουσιάζονται σύγχρονες τεχνικές μετάδοσης, μορφοποίησης δέσμης στον πομπό και διαφορισμού σε πομπό και δέκτη.

Τέλος, στο πέμπτο κεφάλαιο έχουμε τις προσομοιώσεις των παραπάνω τεχνικών σε περιβάλλον MatLab, την εξαγωγή αντίστοιχων γραφημάτων (BER $\rightarrow$ SNR) και την αξιολόγησή τους που προκύπτει μέσω των συγκρίσεων μεταξύ τους με κριτήριο την αξιοπιστία.

Λέξεις κλειδιά: Rayleigh, OFDM, MIMO, Διαφορισμός, Αξιοπιστία

Abstract

This diploma thesis aims to study the behavior of MIMO-OFDM systems in terms of performance and reliability, by applying and comparing beamforming and diversity techniques to the transmitter and the receiver, for outdoor open-air space transmission.

In the first chapter, a historical background and evolution of wireless and mobile communications is presented, dating back to the discovery of electromagnetic waves to modern LTE/LTE-A networks currently in use.

In the second chapter, the wireless propagation channel is presented, along with its characteristics. Common radio transmission mechanisms are also described. Then, some of the most well-known radio propagation models are presented regarding the modeling of the radio channel as well as the challenges that we have to deal with during its use, such as fading, interference and noise.

In the third chapter, there is a first description of the technique of wireless signal transmission in terms of signal modulation. The OFDM method is then analyzed and then its implementation is presented. Finally, OFDMA method is presented.

In the fourth chapter, reference is made to the architecture of modern cellular LTE/LTE-A networks. Furthermore, the types of base stations and the characteristics of their antennas are presented. Thereafter, MIMO systems are analyzed and modern transmission techniques are presented, beam forming in the transmitter and diversity in the transmitter and the receiver.

Finally, in the fifth chapter we simulate the techniques presented above in MatLab environment. We extract the corresponding graphs (BER $\rightarrow$ SNR) and proceed with their evaluation, which result from comparisons between them, based on reliability criterion.

Keywords: Rayleigh, OFDM, MIMO, Diversity, Reliability

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ

Εικ. 1-1 Χειριστές κλήσεων (αριστερά) και διαδικασία κλήσης (δεξιά) με χρήση συστήματος MTS.....σελ.16
Εικ. 1-2. Γραφική απεικόνιση τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης FDMA, TDMA, CDMA. Κάθε διαφορετικό χρώμα αντιστοιχεί σε διαφορετικό συνδρομητή.....σελ.21
Εικ. 1-3. Απεικόνιση χρήσης των τηλεπικοινωνιακών δικτύων σε παγκόσμιο επίπεδο.....σελ.25
Εικ. 1-4. Εξέλιξη των τεχνολογιών στις κινητές ασύρματες επικοινωνίες.....σελ.26
Εικ. 2-1 Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα.....σελ.28
Εικ. 2-2. Μηχανισμοί διάδοσης.....σελ.30
Εικ. 2-3 Απώλειες διάδοσης ασύρματου καναλιού.....σελ.31
Εικ. 2-4 Διαλείψεις στο ασύρματο κανάλι.....σελ.32
Εικ. 2-5 Διαμόρφωση ισχύος λόγω πολύοδης διάδοσης.....σελ.37
Εικ. 2-6 Παράμετροι χρονικής διασποράς.....σελ.37
Εικ. 2-7 Φαινόμενο Doppler.....σελ.39
Εικ. 2-8 Ολίσθηση ισχύος συναρτήσει της απόστασης πομπού – δέκτη.....σελ.41
Εικ. 2-9 Κατανομή Rayleigh της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος.....σελ.44
Εικ. 3-1 Διαφορές μεταξύ FDM και OFDM τεχνικών πολυπλεξίας.....σελ.49

Εικ. 3-2 Υλοποίηση OFDM με χρήση αλγορίθμων FFT/IFFT.....σελ.51	σελ.51
Εικ. 3-3 OFDMA.....σελ.54	σελ.54
Εικ. 4-1 Βασική αρχιτεκτονική 4G LTE δικτύων.....σελ.55	σελ.55
Εικ. 4-2 Επαναχρησιμοποίηση συχνότητας και ομάδες επαναχρησιμοποίησης.....σελ.59	σελ.59
Εικ. 4-3 Τύποι σταθμών βάσης - κυψελών.....σελ.62	σελ.62
Εικ. 4-4 Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας μεταβλητής δέσμης.....σελ.66	σελ.66
Εικ. 4-5 Διάγραμμα ακτινοβολίας προσαρμόσιμης κεραίας.....σελ.67	σελ.67
Εικ. 4-6 Σύστημα MIMO με πομπό n στοιχείων και δέκτη m στοιχείων.....σελ.68	σελ.68
Εικ. 4-7 Κατηγορίες συστημάτων MIMO.....σελ.69	σελ.69
Εικ. 4-8 Διάταξη MIMO.....σελ.70	σελ.70
Εικ. 4-9 Σύστημα MIMO με υλοποίηση διαφορισμού (αριστερά) και με υλοποίηση χωρικής πολυπλεξίας (δεξιά).....σελ.74	σελ.74
Εικ. 4-10 Σχήμα Alamouti.....σελ.77	σελ.77
Εικ. 4-11 Selection Combining.....σελ.80	σελ.80
Εικ. 4-12 Equal Gain Combining.....σελ.81	σελ.81
Εικ. 4-13 Maximal Ratio Combining.....σελ.82	σελ.82

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίν. 4-1 Βασικά χαρακτηριστικά γνωστών τύπων σταθμών βάσης-κυψελών.....σελ.62

ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΕΣ

FM	Frequency Modulation
MTS	Mobile Telephone System
IMTS	Improved Mobile Telephone System
MSC	Mobile Switching Center
AMPS	Advanced Mobile Phone System
FDMA	Frequency Division Multiple Access
TACS	Total Access Communication System
NMT	Nordic Mobile Telephony
TDMA	Time Division Multiple Access
CDMA	Code Division Multiple Access
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
SMS	Short Message Service
GSM	Global System for Mobile Communications
ISDN	Integrated Services Digital Network
HSCSD	High Speed Circuit-Switched Data
GPRS	General Packet Radio Service
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution
3GPP	3 rd Generation Partnership Project
ITU-R	International Telecommunications Union-Radio communications
ITU	International Telecommunications Union
IMT-2000	International Mobile Telecommunications 2000
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
HSPA	High Speed Packet Access
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
HSPA+	Evolved HSPA
GPS	Global Positioning System
IMT-A	International Mobile Telecommunications Advanced
LTE	Long Term Evolution
WiMAX	Worldwide interoperability for Microwave Access
IEEE	Institute for Electrical and Electronic Engineers
LTE-A	Long Term Evolution Advanced
SNR	Signal to Noise Ratio
LoS	Line of Sight
NLoS	Non Line of Sight
BS	Base Station
UE	User Equipment
BER	Bit Error Rate
AWGN	Additive White Gaussian Noise
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MIMO	Multiple Input – Multiple Output
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation

ICI	Inter Carrier Interference
ISI	Inter Symbol Interference
FDM	Frequency Division Multiplexing
DFT	Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transfer
IFFT	Inverse Fast Fourier Transfer
BPSK	Binary Phase Shift Keying
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
RAN	Radio Access Network
ME	Mobile Equipment
UICC	Universal Integrated Circuit Chip
USIM	Universal Subscriber Identity Module
eNodeB	Evolved NodeB
RNC	Radio Network Controller
UTRAN	Universal Terrestrial Radio Access
MME	Mobility Management Entity
S-GW	Service Gateway
HSS	Home Subscription Server
GUTI	Globally Unique Temporary Identity
IMSI	International Mobile Subscriber Identity
MSISDN	Mobile Subscriber ISDN Number
SAE-GW	System Architecture Evolution Gateway
PDN-GW	Packet Data Network Gateway
IP	Internet Protocol
DHCP	Dynamic Host Configuration Protocol
PCEF	Policy and Charging Enforcement Function
PCRF	Policy and Charging Rules Function
QoS	Quality of Service
PCC	Policy Control and Charging
IMS	Internet Multimedia Subsystem
GRE	Generic Routing Encapsulation
DoA	Direction of Arrival
SIR	Signal to Interference Ratio
SISO	Single Input – Single Output
SIMO	Single Input – Multiple Output
MISO	Multiple Input – Single Output
SU-MIMO	Single User Multiple Input – Multiple Output
MU-MIMO	Multi User Multiple Input – Multiple Output
STC	Space – Time Coding
STTC	Space – Time Trellis Codes
STBC	Space – Time Block Codes
OSTBC	Orthogonal Space – Time Block Codes
MLD	MAXIMUM Likelihood Detector
SFC	Space – Frequency Coding
SC	Selection Combining
EGC	Equal Gain Combining
MRC	Maximal Ratio Combining

Κεφ.1: Ιστορική αναδρομή των κινητών ασύρματων επικοινωνιών

1.1 Από τον ηλεκτρομαγνητισμό στις πρώτες ασύρματες ζεύξεις

Στο δεύτερο μισό του 18ου αιώνα οι νόμοι που διέπουν τις δυνάμεις μεταξύ ηλεκτρικών φορτίων και μαγνητικών πεδίων, προσδιορίστηκαν ύστερα από εκτεταμένες θεωρητικές και πειραματικές μελέτες. Έως το 1820 ο ηλεκτρισμός και ο μαγνητισμός θεωρούνταν δύο εντελώς διαφορετικές έννοιες. Η επικρατούσα αυτή άποψη, αμφισβητήθηκε μετά την ανακάλυψη του ηλεκτρομαγνητισμού από το Δανό φυσικό H.C. Oersted (Έρστεντ, 1777-1851). Την ίδια χρονιά ο Γάλλος φυσικός A.M. Ampere (Αμπέρ, 1775-1836) έδειξε ότι όταν ηλεκτρικό ρεύμα διαπερνούσε ένα συρμάτινο πηνίο, εκείνο αποκτούσε τις ιδιότητες ενός μαγνήτη. Ο Ampere υποστήριξε ότι ο μαγνητισμός θα μπορούσε να αναχθεί στον ηλεκτρισμό. Πλήθος ερευνών έλαβαν χώρα τα επόμενα χρόνια με πιο σημαντικές αυτές του M. Faraday (Φαραντέι, 1791-1867) ο οποίος ανακάλυψε την ηλεκτρομαγνητική επαγωγή και εισήγαγε την έννοια του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου.

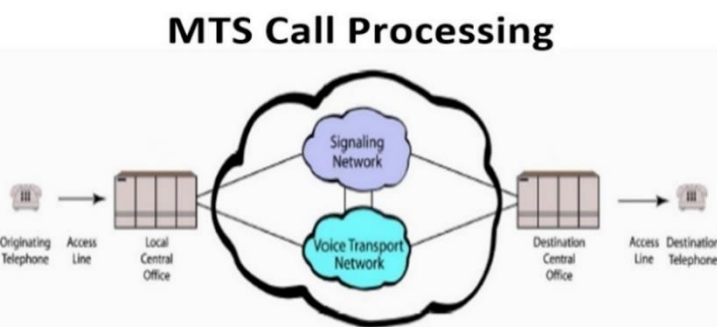
Το 1862, βασιζόμενος στις θεωρίες του Faraday, ο θεωρητικός φυσικός J.C. Maxwell (Μάξγουελ, 1831-1879) ήταν εκείνος που μαθηματικοποίησε την ηλεκτρομαγνητική θεωρία, όταν οι θεωρητικές έρευνες του κατέληξαν στη διατύπωση τεσσάρων εξισώσεων που διέπουν τις ηλεκτρομαγνητικές αλληλεπιδράσεις. Οι εξισώσεις αυτές ενοποιούν τα ηλεκτρικά, τα μαγνητικά και τα οπτικά φαινόμενα και αντιπροσωπεύουν μια σύνθεση των γνώσεων που είχαν συσσωρευτεί έως τότε για όλες αυτές τις κατηγορίες φαινομένων. Για την ιστορία της επιστήμης, η σημασία της παραπάνω σύνθεσης είναι αντίστοιχη της σημασίας της νευτώνειας σύνθεσης στο τέλος του 17ου αιώνα. Η σύνθεση του Maxwell οδήγησε στην πρόβλεψη ότι τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα μεταδίδονται στον αέρα με την ταχύτητα του φωτός (Αραμπατζής, Θ. κ.ά., 1999).

Τελικά, το 1888 ο Γερμανός φυσικός Heinrich Hertz (Χερτς, 1857-1894) ανακαλύπτει πειραματικά τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα και επιβεβαιώνει με αυτό τον τρόπο τη θεωρία του Maxwell. Με βάση τις θεωρίες του Maxwell, ο εφευρέτης G. Marconi (Μαρκόνι, 1874-1937), υλοποιεί ασύρματη επικοινωνία μεταξύ πλοίων και της στεριάς, με τη χρήση τηλέγραφου που μετέδιδε σήματα σε κώδικα Morse.

Στα χρόνια που ακολούθησαν, οι έρευνες πάνω στην ανάπτυξη και υλοποίηση νέων τεχνικών μετάδοσης σημάτων, οδήγησαν στην εφεύρεση των ενισχυτικών λυχνιών και ταλαντωτών που φέρνουν τις τηλεπικοινωνίες στο κατώφλι μιας νέας εποχής.

Η πρώτη λειτουργική ασύρματη ζεύξη εμφανίστηκε στις Η.Π.Α. και χρησιμοποιήθηκε από την υπηρεσία της αστυνομίας. Η ζεύξη ήταν συχνότητας 2 μεγακύκλων (2MHz) (Misra, S. I., 2013). Τα κανάλια όπως ήταν φυσικό ήταν περιορισμένα σε δυναμική αλλά και σε πλήθος λόγω του χαμηλού εύρους συχνοτήτων, κάτι που δημιούργησε την ανάγκη για την ανάπτυξη τεχνικών μετάδοσης σήματος που θα επιτρέπει τη διαμόρφωση συχνότητας (Frequency Modulation, FM). Πρόκειται για αναλογική διαμόρφωση σήματος που απαιτεί υψηλής συχνότητας φέρον σήμα, αλλά επηρεάζεται ελάχιστα από παράσιτα.

Το 1946, στις Η.Π.Α., ξεκίνησε η διασύνδεση των κινητών πομποδεκτών, με τη χρήση του Mobile Telephone System (MTS) το οποίο αναπτύχθηκε από την American Telephone & Telegraph Company (AT&T Bell Laboratories). Με το MTS, ο καλών μπορούσε να πραγματοποιήσει μια κλήση από ένα τηλέφωνο προς ένα κινητό τηλέφωνο, δεδομένου ότι υπήρχε ελεύθερο κανάλι επικοινωνίας. Ο καλών, επικοινωνούσε αρχικά με ένα «χειριστή» κλήσεων, στον οποίο γνωστοποιούσε τον αριθμό του συνδρομητή που ήθελε να καλέσει και ο χειριστής προωθούσε την κλήση στον καλούμενο μέσω του συστήματος MTS. Η ασύρματη αυτή ζεύξη ήταν ημι-αμφίδρομη (half-duplex), δηλαδή μόνο ο ένας από τους δύο μπορούσε να μιλάει (να χρησιμοποιήσει δηλαδή το διαθέσιμο κανάλι) και ο έτερος να ακούει και σε δεύτερο χρόνο να γίνεται το αντίστροφο (Borth, E. D., 2013). Η εναλλαγή αυτή κατά τη διάρκεια της κλήσης ελέγχονταν από κομβίο πάνω στη συσκευή κινητής τηλεφωνίας που διέθεταν οι χρήστες.



Εικ. 1-1 Χειριστές κλήσεων (αριστερά) και διαδικασία κλήσης (δεξιά) με χρήση συστήματος MTS

Το 1964, η ίδια εταιρεία παρουσιάζει την Improved Mobile Telephone Service (IMTS). Αυτή παρείχε τη δυνατότητα αμφίδρομης (full duplex) επικοινωνίας καθώς και αυτόματη κλήση και αυτόματη αναζήτηση καναλιών. Αρχικά υπήρχαν 11 διαθέσιμα κανάλια επικοινωνίας (στο MTS ήταν μόλις 3), ενώ στα επόμενα χρόνια αυξήθηκαν στα 23. Ενώ η IMTS εξάλειψε πρακτικά την διαμεσολάβηση χειριστή για την πραγματοποίηση κλήσης αλλά και την ημι-αμφίδρομη συνομιλία, χρησιμοποιούσε το φάσμα συχνοτήτων αναποτελεσματικά, παρέχοντας μικρή χωρητικότητα. Επιπλέον, η μεγάλη ισχύς εκπομπής των σταθμών βάσης προκαλούσε παρεμβολές σε γειτονικά συστήματα ή άλλους σταθμούς, ενώ κάθε σταθμός έπρεπε να βρίσκεται σε ένα ψηλό σημείο (συνήθως πάνω σε πολυώροφα κτήρια) ώστε να μεταδίδει σε υψηλή ισχύ και να παρέχει κάλυψη σε όλη την περιοχή εξυπηρέτησης. Όλα τα παραπάνω καθιστούσαν την IMTS μη πρακτική.

1.2 Η «κυψέλη»

1.2.1 Η χρησιμοποίηση της κυψέλης στα αναλογικά συστήματα

Στα τέλη της δεκαετίας του 1960, η μη πρακτικότητα της IMTS δημιούργησε την ανάγκη για περαιτέρω έρευνα στο συνεχώς αναπτυσσόμενο τομέα των τηλεπικοινωνιών. Η έρευνα αυτή απέφερε καρπούς όταν για ακόμη μια φορά οι ερευνητές της AT&T Bell Laboratories, παρουσίασαν την ιδέα της «κυψέλης». Η ιδέα αυτή είχε «συλληφθεί» στο παρελθόν από τον D.H. Ring το 1946 ο οποίος ήταν μηχανικός στην Bell Labs. Ουσιαστικά, προτάθηκε η αντικατάσταση των μεγάλης ισχύος σταθμών βάσης που κάλυπταν μεγάλες γεωγραφικές περιοχές, από περισσότερους σε πλήθος, αλλά μικρότερης εμβέλειας σταθμούς. Με τον όρο «κυψέλη», αναφερόμαστε στη μικρή πλέον γεωγραφική περιοχή που καλύπτει ένας σταθμός βάσης. Με το τρόπο αυτό, η περιοχή λειτουργίας του συστήματος υποδιαιρείται σε ένα σύνολο γειτονικών, μη επικαλυπτόμενων κυψελών. Το διαθέσιμο φάσμα χωρίζεται σε κανάλια και κάθε κυψέλη χρησιμοποιεί το δικό της σύνολο καναλιών/διαύλων. Γειτονικές κυψέλες χρησιμοποιούν διαφορετικής συχνότητας σύνολα καναλιών, προκειμένου να αποφευχθεί η μεταξύ τους παρεμβολή, ενώ κυψέλες που χρησιμοποιούν τις ίδιες ομάδες διαύλων, μπορούν να λειτουργούν ταυτόχρονα αρκεί να βρίσκονται σε ορισμένη απόσταση μεταξύ τους. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας των κυψελών, είναι γνωστός ως επαναχρησιμοποίηση συχνότητας και

επιτρέπει την χρήση ενός ή περισσότερων καναλιών συχνότητας σε περισσότερες από μια κυψέλες, με αποτέλεσμα να έχουμε αποδοτικότερη χρήση του ραδιοφάσματος.

Οι σταθμοί βάσης, συνδέονται μεταξύ τους μέσω καλωδίων και κατ' επέκταση σε συσκευές - κόμβους γνωστές ως Mobile Switching Centers (MSCs). Τα MSCs συνδέονται απευθείας μεταξύ τους μέσω καλωδίων ή μέσω MSCs δευτέρου επιπέδου. MSCs δευτέρου επιπέδου συνδέονται μεταξύ τους καλωδιακά ή μέσω MSCs τρίτου επιπέδου και ούτω καθεξής. Τα MSCs είναι επίσης υπεύθυνα για την ανάθεση συνόλου καναλιών στις διάφορες κυψέλες.

Λόγω της περιορισμένης γεωγραφικής κάλυψης που παρείχαν οι σταθμοί βάσης στα πλαίσια των κυψελωτών δικτύων, εμφανίστηκε το πρόβλημα που αφορούσε στη κίνηση ενός χρήστη μεταξύ των κυψελών. Θα πρέπει να υπάρχει η δυνατότητα υποστήριξης μια τέτοιας «κίνησης», χωρίς σημαντική υποβάθμιση της ποιότητας μιας ενδεχόμενης φωνητικής κλήσης που είναι σε εξέλιξη. Η αντιμετώπιση ενός τέτοιου ζητήματος δεν θα μπορούσε να είναι αποτελεσματική την δεδομένη χρονική στιγμή που προτάθηκε η ιδέα της κυψέλης καθώς έπρεπε να περιμένουμε μέχρι την ανάπτυξη του μικροεπεξεργαστή που θα οδηγούσε στην αποτελεσματικότερη και αποδοτικότερη διαχείριση του ραδιοφάσματος (Paradimitriou, G. I. κ.ά., 2002).

1.2.1.1 Η 1^η γενιά (1G)

Τα κυψελωτά συστήματα 1^{ης} γενιάς (1G), ενώ σχεδιάστηκαν στα τέλη της δεκαετίας του 1960, λόγω ρυθμιστικών καθυστερήσεων, η εγκατάσταση τους ξεκίνησε στις αρχές του 1980. Τα συστήματα αυτά μπορούν να θεωρηθούν ως απόγονοι των MTS/IMTS, δεδομένου ότι ήταν και αυτά, αναλογικά συστήματα. Ο πρώτη δοκιμή ενός πλήρως λειτουργικού αναλογικού κυψελωτού συστήματος διεξήχθη στο Σικάγο το 1978. Το πρώτο εμπορικό αναλογικό σύστημα γνωστό ως Advanced Mobile Phone System (AMPS), λειτούργησε στις Η.Π.Α. το 1982, προσφέροντας μόνο μετάδοση φωνής. Η συχνότητες λειτουργίας του AMPS τοποθετούνται πάνω από τα 800MHz (συγκεκριμένα 824–849 MHz και 869–894 MHz). Τα συστήματα 1^{ης} γενιάς χρησιμοποιούν διαμόρφωση συχνότητας FM για να αντιμετωπίσουν παρεμβολές στην μετάδοση σημάτων. Χρησιμοποιούνταν επίσης η μέθοδος πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση συχνότητας (Frequency Division Multiple Access, FDMA) όπου σε κάθε χρήστη ανατίθετο

διαφορετική συχνότητα ώστε να έχουμε αποδοτικότερη εκμετάλλευση του ραδιοφάσματος. Παρόμοια συστήματα χρησιμοποιήθηκαν και σε άλλα μέρη του κόσμου, όπως το Total Access Communication System (TACS) (Ηνωμένο Βασίλειο, Ιταλία, Ισπανία, Αυστρία, Ιρλανδία), το σύστημα MCS-L1 στην Ιαπωνία και το Nordic Mobile Telephony (NMT) στις σκανδιναβικές χώρες. Το AMPS εξακολουθεί να είναι δημοφιλές στις Η.Π.Α., αν και τα αναλογικά συστήματα χρησιμοποιούνται σπάνια πλέον στις μέρες μας. Όλα αυτά τα πρότυπα χρησιμοποιούν διαμόρφωση συχνότητας για την ομιλία και την εκτέλεση αποφάσεων σχετικά με την *μεταπομπή*, δηλαδή την εξυπηρέτηση του χρήστη από έτερο, σχετικά κοντινό σταθμό βάσης, κατά την κίνησή του μεταξύ των κυψελών, ανάλογα με την ισχύ που λαμβάνει ο σταθμός που βρίσκεται πιο κοντά στη συσκευή. Το διαθέσιμο φάσμα που χρησιμοποιεί κάθε κυψέλη, χωρίζεται σε μια σειρά από κανάλια και κάθε κλήση δεσμεύει ένα ζευγάρι καναλιών ώστε να πραγματοποιείται αμφίδρομη επικοινωνία (Papadimitriou, G. I. κ.ά., 2002).

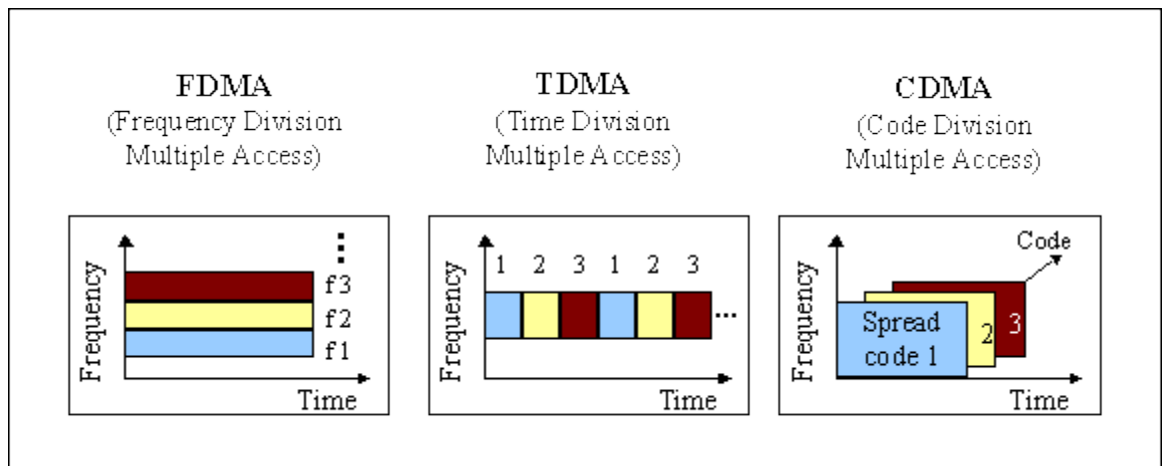
1.2.2 Η ψηφιακή εποχή

1.2.2.1 Η 2^η γενιά (2G)

Τα συστήματα 2^{ης} γενιάς καλύπτουν πολλές από τις ελλείψεις που παρουσίασαν τα συστήματα 1^{ης} γενιάς, καθώς είναι ψηφιακά, σε αντίθεση με ότι αναφέρθηκε μέχρι τώρα που αφορούσε αναλογικά συστήματα. Πρόκειται για μετάδοση δεδομένων σε ψηφιακή μορφή που επιτυγχάνεται με τη χρήση συσκευών μετατροπής αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά και το αντίστροφο. Η ψηφιακή τεχνολογία 2^{ης} γενιάς, παρέχει ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων της τάξεως των 9.6kbps ενώ παράλληλα ανοίγουν νέοι ορίζοντες ως προς την επεξεργασία σημάτων και παρουσιάζουν δυνατότητες όπως:

- *Κρυπτογράφηση.* Το ψηφιακό σήμα μπορεί εύκολα να κρυπτογραφηθεί, ώστε να έχουμε προστασία και ασφάλεια της ιδιωτικότητας. Ένα κρυπτογραφημένο σήμα είναι πολύ δύσκολο να υποκλαπεί (εκτός αν υπάρχει σχετική εξουσιοδότηση). Στα αναλογικά συστήματα, δεν είναι δυνατή η ισχυρή κρυπτογράφηση και τις περισσότερες φορές η μετάδοση δεδομένων γίνεται χωρίς καμία προστασία.

- *Διόρθωση σφαλμάτων.* Στα ψηφιακά συστήματα, είναι δυνατόν να εφαρμοστούν τεχνικές ανίχνευσης και διόρθωσης σφαλμάτων. Χρησιμοποιώντας τις τεχνικές αυτές, ο δέκτης μπορεί να ανιχνεύει και να διορθώνει λάθη στα bit των δεδομένων, ενισχύοντας έτσι την αξιοπιστία της μετάδοσης. Ως αποτέλεσμα, έχουμε α) καλύτερη ποιότητα φωνητική κλήση, β) υψηλότερες ταχύτητες για εφαρμογές δεδομένων και γ) αποτελεσματικότερη χρήση του ραδιοφάσματος, καθώς θα χρειάζονται λιγότερες πιθανές αναμεταδόσεις της ίδιας πληροφορίας. Επιπλέον, τα ψηφιακά δεδομένα μπορούν να συμπιεστούν.
- *Αποτελεσματικότερη χρήση του ραδιοφάσματος (Χρήση σύγχρονων τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης).* Στα αναλογικά συστήματα, το εκάστοτε κανάλι συχνότητας που έχει ανατεθεί προς χρήση σε έναν συνδρομητή, μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποκλειστικά από αυτόν, ασχέτως αν μιλάει/χρησιμοποιεί το κανάλι ενεργά κατά την κλήση ή όχι, γι' αυτό και χρησιμοποιείται η τεχνική FDMA, δηλαδή, η διαίρεση του ραδιοφάσματος σε κανάλια συχνότητας που διατίθενται προς χρήση στους συνδρομητές. Αντιθέτως, στα συστήματα 2^{ης} γενιάς, ένα ανατεθειμένο κανάλι συχνότητας μπορεί να χρησιμοποιείται σχεδόν παράλληλα από πολλούς συνδρομητές με τη χρήση σύγχρονων τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης όπως η μέθοδος διαίρεση χρόνου (Time Division Multiple Access, TDMA) και η μέθοδος διαίρεσης του καναλιού με χρήση κώδικα (Code Division Multiple Access, CDMA). Με τη μέθοδο TDMA, έχουμε τη διαίρεση του συνολικού χρόνου επικοινωνίας των ενεργών χρηστών σε time slots (μικρής διάρκειας χρονοθυρίδες στο φάσμα του χρόνου) που διατίθενται σε όλους τους χρήστες του φάσματος, κυκλικά και επαναλαμβανόμενα. Με τη μέθοδο CDMA, έχουμε διάθεση προς χρήση ολόκληρου του κοινού μέσου (ραδιοφάσμα) χωρίς ανάθεση συγκεκριμένου καναλιού ή time slot αλλά με τη χρήση ενός μοναδικού κωδικού για κάθε συνδρομητή που με αυτόν κωδικοποιεί τα σήματά του. Μια γραφική απεικόνιση των μεθόδων που περιγράφηκαν παραπάνω φαίνονται στην Εικ. 1-2.



Εικ. 1-2. Γραφική απεικόνιση τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης FDMA, TDMA, CDMA. Κάθε διαφορετικό χρώμα αντιστοιχεί σε διαφορετικό συνδρομητή (International Telecommunication Union).

- **Περιοδεία (roaming).** Μέχρι και τις αρχές της δεκαετίας του 80, δεν υπήρχε δυνατότητα περιοδείας, δηλαδή η δυνατότητα χρήσης των υπηρεσιών που παρέχονται, από ένα πάροχο μίας χώρας, όταν ο συνδρομητής μεταβεί σε άλλη χώρα. Αυτή η ανάγκη πυροδότησε την ίδρυση του Ευρωπαϊκού Τηλεπικοινωνιακού Συμβουλίου (European Telecommunications Standards Institute, ETSI) το 1988.

Βάσει των παραπάνω, τα συστήματα 2^{ης} γενιάς υποστηρίζουν περισσότερους χρήστες ανά σταθμό βάσης και ανά Hz ραδιοφάσματος από τα συστήματα 1^{ης} γενιάς και αποδεικνύονται εξαιρετικά αποδοτικά, ειδικά σε περιπτώσεις περιοχών με υψηλή πυκνότητα συνδρομητών. Επίσης, παρέχονται νέες καινοτόμες δυνατότητες όπως η υπηρεσία αποστολής/λήψης σύντομων μηνυμάτων (Short Message Service, SMS), πλήθος ψηφιακών υπηρεσιών όπως η αναγνώριση κλήσης, η απόκρυψη, η εκτροπή κ.α., ενώ υποστηρίζεται πια η δυνατότητα αποστολής/λήψης δεδομένων αλλά σε χαμηλές ταχύτητες (Paradimitriou, G. I. κ.ά., 2002).

1.2.2.2 GSM

Το ETSI, από την ίδρυσή του, είχε ξεκινήσει ενέργειες με σκοπό τη δημιουργία ενός πανευρωπαϊκού προτύπου που θα διέπει τις ασύρματες και κινητές επικοινωνίες. Έτσι, δημιουργήθηκε το Global System for Mobile communications (GSM). Το GSM αφορούσε τα συστήματα 2^{ης} γενιάς και αρχικά λειτουργούσε σε φάσμα συχνοτήτων γύρω στα 900MHz.

Αργότερα χρησιμοποιήθηκε και το φάσμα κοντά στα 1800MHz καθώς και των 1900MHz και 450MHz. Το GSM θα πρέπει σε κάθε περίπτωση να πληροί τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

- Αντικειμενικά καλή ποιότητα ομιλίας
- Χαμηλό κόστος τερματικών συσκευών και υπηρεσιών
- Υποστήριξη διεθνούς περιαγωγής
- Παροχή υποστήριξης σε τερματικά χειρός
- Υποστήριξη πλήθους νέων υπηρεσιών/εφαρμογών και υποδομών
- Αποδοτική χρήση του φάσματος συχνοτήτων
- Συμβατότητα με ISDN

Το GSM αναβαθμίστηκε στη συνέχεια αφού συμπεριέλαβε συστήματα που χρησιμοποιούσαν τη μέθοδο δικτύωσης packet switching (η τηλεφωνία παραμένει circuit switched), όπως το High Speed Circuit-Switched Data (HSCSD, 2.5G), το General Packet Radio Service (GPRS, 2.5G) με θεωρητικές ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων 54-160 Kbps καθώς και το Enhanced Data Rates for GSM Evolution (EDGE, 2.75G) όπου ταχύτητες της τάξεως των 470Kbps ήταν θεωρητικά εφικτές. Επίσης, χρησιμοποιήθηκαν και έτερα εναλλακτικά πρότυπα, κυρίως σε άλλες ηπείρους, όπως τα D-Amps (Αμερική) και IS-95/cdmaOne (Νότια Κορέα, Αμερική). Μέχρι και σήμερα το GSM είναι το πιο δημοφιλές πρότυπο (Papadimitriou, G. I. κ.ά., 2002).

1.2.2.3 Η 3^η γενιά (3G)

Παρά την μεγάλη επιτυχία τους, τα συστήματα 2G έχουν αρκετά περιορισμένες δυνατότητες όσον αφορά το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων (~9,6 Kbps), τουλάχιστον στα πρώτα στάδια εξέλιξης τους. Αν και το γεγονός αυτό δεν αποτελεί περιοριστικό παράγοντα για την ποιότητα που προσφέρουν στις φωνητικές κλήσεις, παρόλο αυτά καθιστά τα συστήματα 2G μη πρακτικά για τις αυξημένες απαιτήσεις των εφαρμογών κινητής τηλεφωνίας τα επόμενα χρόνια. Οι άνθρωποι θα θέλουν να είναι σε θέση να χρησιμοποιούν τις συσκευές τους για μια

ποικιλία υπηρεσιών, από απλές φωνητικές κλήσεις, πλοήγηση στο διαδίκτυο, ανάγνωση e-mail, μέχρι υψηλής ανάλυσης video conferencing.

Εδώ ακριβώς είναι που έρχονται τα συστήματα 3^{ης} γενιάς ώστε να καλύψουν τις νέες απαιτήσεις των χρηστών. Ανεξάρτητα από τη θέση τους, οι χρήστες θα μπορούν να απολαμβάνουν πλήθος νέων υπηρεσιών και εφαρμογών, χρησιμοποιώντας μόνο μία συσκευή.

Το 1992, η 3rd Generation Partnership Project (3GPP), η οποία προέκυψε από τη συνεργασία οργανισμών προτύπων απ' όλο τον κόσμο, γνωστών και ως Organizational Partners, με στόχο την υλοποίηση συστημάτων 3^{ης} γενιάς που θα βασίζονται στην ήδη υπάρχουσα υποδομή GSM, υπό την επίβλεψη της Διεθνούς Ένωση Τηλεπικοινωνιών-Ραδιοεπικοινωνιών (International Telecommunications Union-Radio communications, ITU-R), τμήμα της Διεθνούς Ένωσης Τηλεπικοινωνιών (International Telecommunication Union, ITU), τυποποίησε ένα σύνολο προτύπων που θα διέπουν τη λειτουργία των συστημάτων 3^{ης} γενιάς, το οποίο ονομάστηκε International Mobile Telecommunications 2000 (IMT-2000). Συνοπτικά, τα πρότυπα αυτά είναι τα εξής:

- Το σύστημα Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) (3GPP), το οποίο παρουσιάστηκε το 2001 και χρησιμοποιείται κυρίως στην Ευρώπη αλλά και σε Κίνα και Ιαπωνία και σε άλλες περιοχές όπου η υποδομή είναι κυρίως βασισμένη στο GSM. Οι συσκευές κινητής τηλεφωνίας είναι συνήθως UMTS και GSM υβρίδια. Η πρωτότυπη ασύρματη διεπαφή εδώ, είναι η Wideband Code Division Multiple Access (W-CDMA) και μπορεί να υποστηρίξει ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων της τάξεως των 2Mbps όταν ο χρήστης είναι σε στατική θέση ή περπατάει και 384Kbps όταν βρίσκεται μέσα σε όχημα και κινείται.
- Το σύστημα cdma2000 (3GPP2), το οποίο παρουσιάζεται το 2002 και χρησιμοποιείται κυρίως στη Βόρεια Αμερική και τη Νότια Κορέα, ενώ χρησιμοποιεί υποδομές του προτύπου IS-95 (2G) και οι αντίστοιχες συσκευές κινητής τηλεφωνίας είναι συνήθως cdma2000 και IS-95 υβρίδια. Το cdma2000 δύναται να υποστηρίξει ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων ίδιες με του UMTS (Tutorvoice, 2015).

Οι μεταγενέστερες εκδόσεις UMTS, High Speed Packet Access (HSPA) που περιλαμβάνει τις τεχνολογίες High Speed Downlink Packet Access (HSDPA) για την βελτίωση του downlink και High Speed Uplink Packet Access (HSUPA) για βελτίωση του uplink και η εξέλιξή της σε Evolved

HSPA (HSPA+), μπορούν να παρέχουν θεωρητικές ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων έως και 14Mbps για το HSPA και 28Mbps για το HSPA+. Το HSPA έχει ονομαστεί και 3.5G, ενώ το HSPA+, 3.75G. Αν και το σύστημα cdma2000 ήταν αρκετά αποδοτικό, το UMTS είναι αυτό που έχει επικρατήσει και είναι πιο διαδεδομένο μέχρι και σήμερα (Tutorvoice, 2015).

Κρίνοντας από τα παραπάνω, στην 3^η γενιά, έχουμε αρκετά μεγαλύτερη φασματική απόδοση σε σχέση με τις προηγούμενες. Πρακτικά, έχουμε μετάδοση πολύ μεγαλύτερου όγκου πληροφοριών σε ένα δεδομένο εύρος ζώνης που συνεπάγεται πολύ υψηλή ταχύτητα αποστολής/λήψης δεδομένων. Έτσι τελικά, οι χρήστες πλέον μπορούν να απολαμβάνουν υπηρεσίες όπως, Internet, τηλεόραση, το Global Positioning System (GPS) και βίντεο κλήσεις. Τα 3G δίκτυα είναι υβριδικά, υπό την έννοια ότι αποτελούνται από circuit switched και packet switched δίκτυα.

1.2.2.4 Η 4^η γενιά (4G)

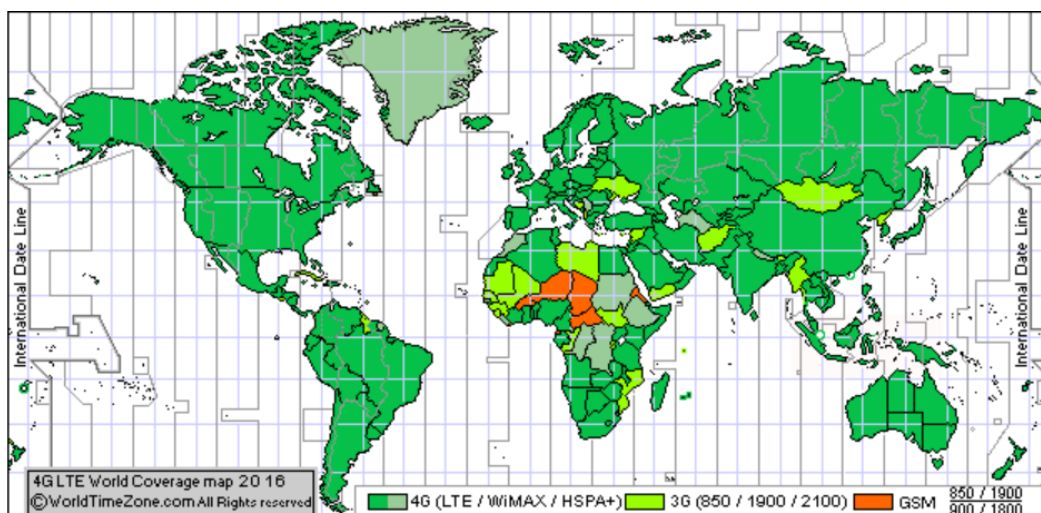
Το Μάρτιο του 2008, η ITU-R, καθόρισε ένα σύνολο προδιαγραφών γνωστό ως International Mobile Telecommunications Advanced (IMT-A) που θα πρέπει να πληρούνται από τα δίκτυα 4^{ης} γενιάς. Συνοπτικά, οι προδιαγραφές αυτές προσβλέπουν σε α) ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων της τάξεως των 100Mbps όταν ο χρήστης βρίσκεται σε κίνηση και 1Gbps όταν βρίσκεται σε σταθερή θέση β) ακόμα μεγαλύτερη φασματική απόδοση γ) δυναμική αξιοποίηση και χρήση των πόρων του δικτύου ώστε να μπορούμε να έχουμε περισσότερες ταυτόχρονες συνεδρίες στα πλαίσια μιας κυψέλης δ) ομαλές μεταπομπές μεταξύ ετερογενών δικτύων ε) υψηλότερης ποιότητας υπηρεσίες καθώς και υποδομές προς εκμετάλλευση από επόμενες γενιές συστημάτων στ) οι υπηρεσίες πλέον να χρησιμοποιούν σχεδόν αποκλειστικά την τεχνική μεταγωγής πακέτου (packet switching).

Οι πρώτες δύο τεχνολογίες που εμφανίστηκαν ήταν το Long Term Evolution (LTE) που τυποποιήθηκε από την 3GPP και το World Wide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) που τυποποιήθηκε από το Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) με βάση το πρότυπο IEEE 802.16. Οι νέες τεχνολογίες δεν κατάφεραν να υπερκεράσουν τις προδιαγραφές που έθεσε το IMT-A για την 4^η γενιά και γι' αυτό ο όρος «4G» χρησιμοποιήθηκε περισσότερο

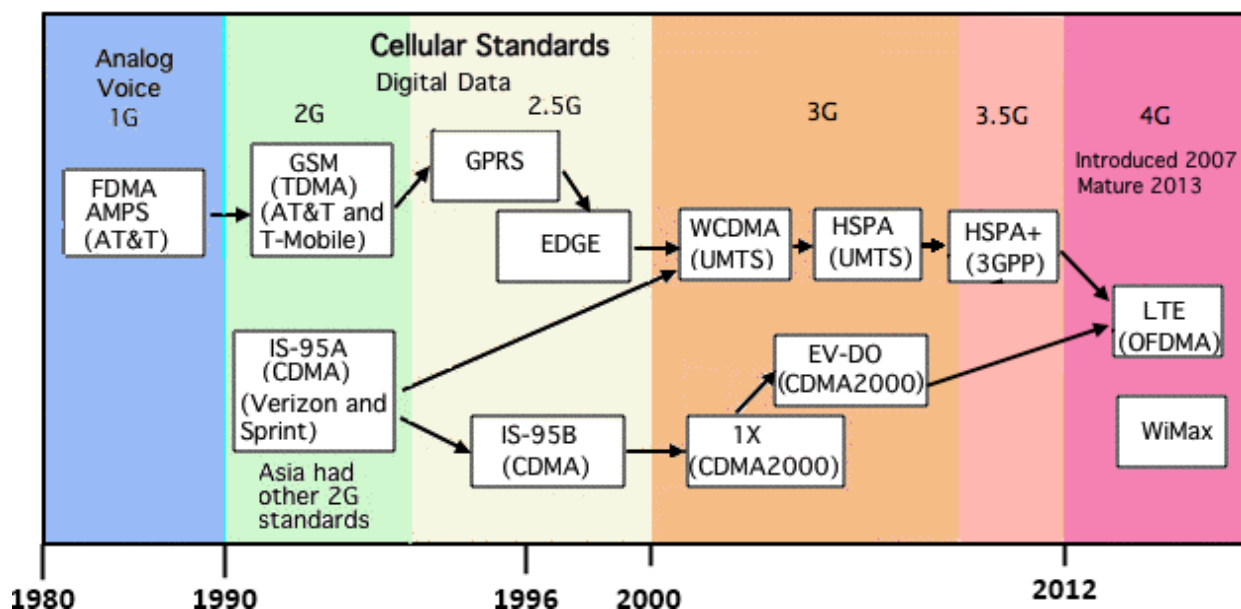
για εμπορικούς σκοπούς. Πιο κοντά στην πραγματικότητα είναι οι ονομασίες LTE 4G ή ακόμα και 3.9G LTE.

Η LTE τεχνολογία χρησιμοποιεί το τυπικό ραδιοφάσμα σε αντίθεση με αυτή της WiMAX που χρησιμοποιεί τα μικροκύματα καθώς πρόκειται για μια τεχνολογία που λειτουργεί σαν το γνωστό μας Wi-Fi με τη διαφορά ότι εξασφαλίζει κάλυψη και ποιότητα υπηρεσιών επιπέδου δικτύου κινητής τηλεφωνίας. Το μεγάλο μειονέκτημα της WiMAX τεχνολογίας είναι η μη συμβατότητα με τις υπάρχουσες υποδομές των 2G και 3G δικτύων, ενώ μεγάλο πλεονέκτημα θεωρείται το μικρό κόστος για τις αντίστοιχες υποδομές. Αν και οι στόχοι των δυο τεχνολογιών είναι περίπου οι ίδιοι, οι εταιρείες τηλεπικοινωνιών υποστηρίζουν είτε την μία είτε την άλλη ή και τις δύο μαζί ανάλογα με τα συμφέροντά τους. Καμία από τις δύο τεχνολογίες δεν δύναται να αντικαταστήσει το τοπικό Wi-Fi ή τα hotspots, ενώ για τους συνδρομητές, η επιλογή μεταξύ LTE ή WiMAX έγκειται στο τι υποστηρίζεται στην εκάστοτε περιοχή και ποια τεχνολογία προσφέρει καλύτερες ταχύτητες και μεγαλύτερη αξιοπιστία.

Οι πιο διαδεδομένες τεχνολογίες που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι αναμφισβήτητα οι LTE, WiMAX και HSPA+ (Εικ. 1-3). Η HSPA+, σε καμία περίπτωση δεν μπορεί να ανταγωνιστεί τα LTE/WiMAX, παρόλο αυτά θεωρείται επίσημα τεχνολογία 4^{ης} γενιάς ενώ οφείλει την ανταγωνιστικότητά της στην πολύ μεγάλη υποδομή στην οποία στηρίζεται. Ακόμη και σήμερα, υπάρχουν πάρα πολλές περιοχές που εξυπηρετούνται από 3G και GSM υποδομές και σε εξαιρετικές περιπτώσεις περιοχές όπου χρησιμοποιούνται αναλογικά συστήματα επικοινωνίας. Η εξέλιξη των τεχνολογιών από την 1^η γενιά (1980) μέχρι και την 4^η (2012) φαίνεται στην Εικ.1-4.



Εικ. 1-3. Απεικόνιση χρήσης των τηλεπικοινωνιακών δικτύων σε παγκόσμιο επίπεδο (4G LTE World, 2016)



Εικ. 1-4. Εξέλιξη των τεχνολογιών στις κινητές ασύρματες επικοινωνίες (Data Evolution, Επεξεργασία του συγγραφέα)

Αν και τα συστήματα LTE/WiMAX/HSPA+ είναι τα πιο διαδεδομένα αυτή τη στιγμή, φαίνεται να αναπτύσσονται ταχύτατα και να «εισβάλουν» στην αγορά κυρίως σε Ευρώπη, Ασία και Αμερική, οι μεταγενέστερες εκδόσεις των LTE και WiMAX, τα συστήματα LTE-A (Long Term Evolution Advanced) και Wireless MAN-Advanced (WiMAX Release 2.0) αντίστοιχα. Οι εκδόσεις αυτές έχουν ονομαστεί και «true 4G» μιας και πληρούν τις προδιαγραφές του IMT-A. Τα συστήματα LTE-A και WiMAX Release 2.0 σε όρους απόδοσης, βρίσκονται ανάμεσα στα LTE/4GLTE και στην πολυαναμενόμενη 5^η γενιά (5G). Τα τελευταία χρόνια, η όλη ιδέα του WiMAX φαίνεται να εγκαταλείπεται από τους παρόχους κινητών και ασύρματων επικοινωνιών, ενώ παράλληλα το LTE/LTE-A φαίνεται να κερδίζει συνεχώς έδαφος και σε όρους έρευνας και ανάπτυξης αλλά και επενδύσεων.

Κεφ.2: Το ασύρματο κανάλι διάδοσης και τα χαρακτηριστικά του

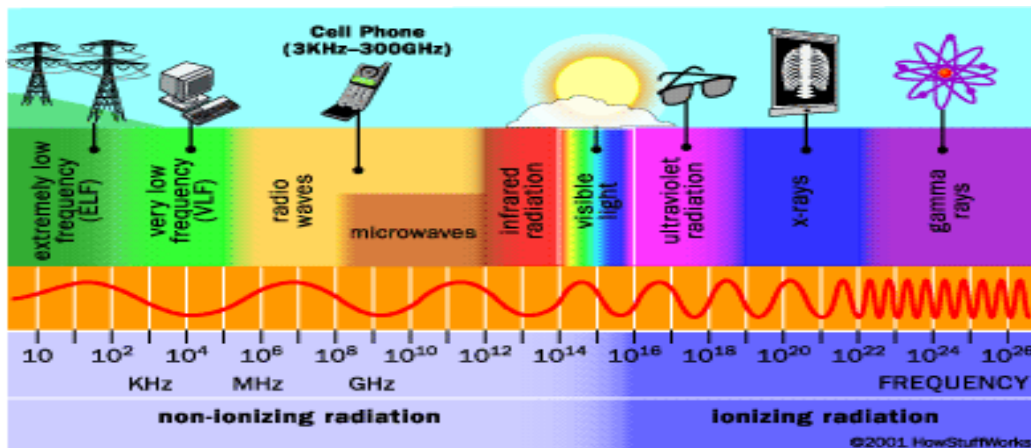
2.1 Εισαγωγή

Όλες οι τεχνολογίες που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο αφορούν τις κινητές και ασύρματες επικοινωνίες. Στα πλαίσια αυτών των μορφών επικοινωνίας, είναι βασικό να εξετάσουμε και τα χαρακτηριστικά του μέσου το οποίο μας επιτρέπει να επικοινωνούμε χωρίς να έχουμε συνδεδεμένο μόνιμα ένα καλώδιο στην συσκευή κινητής τηλεφωνίας μας. Οι κινητές και ασύρματες επικοινωνίες χρησιμοποιούν ηλεκτρομαγνητικά κύματα ώστε να πραγματοποιηθούν οι ασύρματες ζεύξεις.

Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται στο κενό με την ταχύτητα του φωτός ($c = 3 \times 10^{-8}$). Η σχέση που συνδέει το μήκος κύματος και τη συχνότητα είναι η παρακάτω:

$$\lambda = c/f \quad (2.1)$$

όπου λ το μήκος κύματος, c η ταχύτητα του φωτός και f η συχνότητα. Στο φυσικό αλλά και τεχνητό μας περιβάλλον, η διάδοση σημάτων επηρεάζεται από πολλούς παράγοντες, με αποτέλεσμα η διάδοση αυτή να μην είναι ιδανική. Όταν μιλάμε στο κινητό μας τηλέφωνο ή κάνουμε πλοήγηση στο διαδίκτυο, εκείνη τη στιγμή έχουμε αποστολή και λήψη δεδομένων από και προς τη συσκευή μας. Αυτό επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας το διαθέσιμο ραδιοφάσμα όπου εκπέμπονται και λαμβάνονται ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Τα κύματα αυτά δεν φτάνουν πάντα στη συσκευή μας απευθείας και «ατόφια», όπως ακριβώς δηλαδή εκπέμφθηκαν από το πομπό. Στην συνέχεια θα αναλύσουμε τι ακριβώς συμβαίνει στην ασύρματη διάδοση σημάτων, ενώ θα μας απασχολήσει αποκλειστικά το ραδιοφάσμα, δηλαδή συχνότητες εκπομπής/λήψης από 3kHz έως 300GHz.



Εικ. 2-1 Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα

2.2 Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης

Ένα βασικό ζητούμενο στις ασύρματες επικοινωνίες είναι ο όγκος των πληροφοριών που μπορούν να μεταφερθούν ανά δευτερόλεπτο, διαμέσου ενός ασύρματου καναλιού. Αυτό μπορεί να περιγραφεί θεωρητικά, από τον σχέση του Shannon:

$$W = H \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.2)$$

όπου W η χωρητικότητα του καναλιού σε bit/sec, H η συχνότητα σε Hz και S/N η αναλογία σήματος προς θερμικό θόρυβο (Signal-to-Noise Ratio, SNR) σε dB. Η εξίσωση (2.2) ισχύει για όλα τα μέσα διάδοσης, συμπεριλαμβανομένης και της ασύρματης διάδοσης. Ωστόσο, η σχέση αυτή δίνει μόνο το μέγιστο θεωρητικό ρυθμό bit/sec που μπορεί να επιτευχθεί σε ένα κανάλι. Σε πραγματικά ασύρματα κανάλια, οι ρυθμοί που επιτυγχάνονται μπορεί να είναι σημαντικά χαμηλότεροι, αφού σε ένα ασύρματο κανάλι, εκτός από τον θερμικό θόρυβο, παρουσιάζονται ορισμένες αστοχίες που προκαλούν σφάλματα λήψης. Οι περισσότερες από αυτές τις αστοχίες προέρχονται από τη φυσική της διάδοσης των κυμάτων. Η κατανόηση του μηχανισμού διάδοσης έχει μεγάλη σημασία ως προς το σχεδιασμό και την υλοποίηση δικτύων.

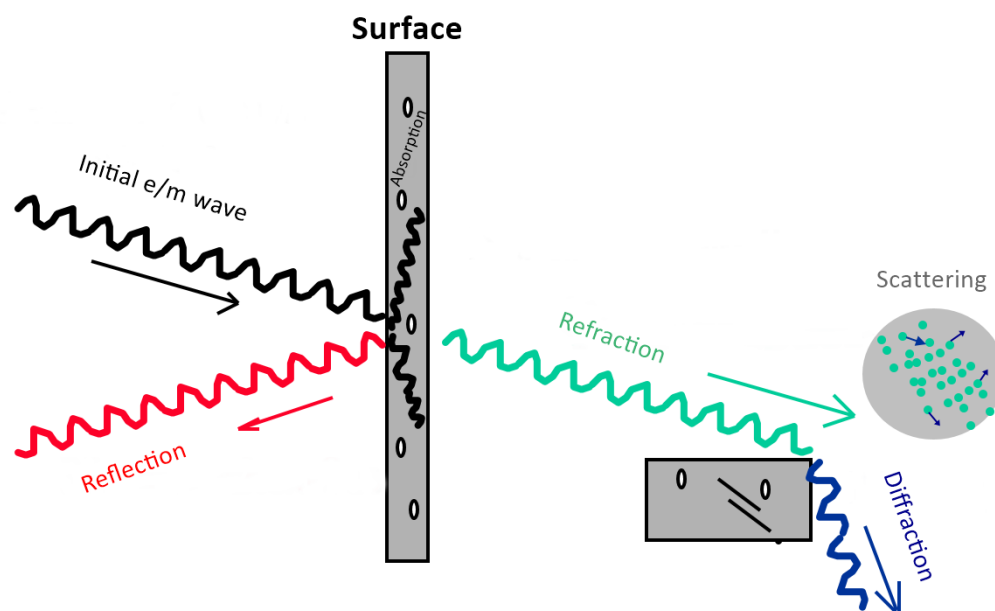
Από τα πιο βασικά στοιχεία μιας ασύρματης ραδιοζεύξης είναι το αν υπάρχει οπτική επαφή (Line of Sight, LoS) μεταξύ δύο κόμβων που επικοινωνούν ή όχι (Non Line of Sight, NLoS). Ενώ γενικά έχουμε ραδιοζεύξεις και των δύο τύπων, οι περισσότερες είναι τύπου NLoS καθώς σε όλες τις μεγάλες πόλεις όπου και συγκεντρώνεται ο μεγαλύτερος πληθυσμός, υπάρχουν πάρα πολλά φυσικά και τεχνητά αντικείμενα/εμπόδια και επιφάνειες που καθιστούν την LoS διάδοση σχεδόν αδύνατη. Στην LoS περίπτωση, έχουμε απευθείας διάδοση των σημάτων. Στην NLoS περίπτωση, η διάδοση των σημάτων πραγματοποιείται μέσω των λεγόμενων μηχανισμών ραδιοδιάδοσης, δηλαδή, της ανάκλασης (reflection), της διάθλασης (refraction), της σκέδασης (scattering) και της περίθλασης (diffraction), όπου τα σήματα φθάνουν στον δέκτη από πολλές διαφορετικές κατευθύνσεις και με διαφορετικές καθυστερήσεις.

Ανάκλαση, έχουμε όταν αλλάζει η διεύθυνση διάδοσης ενός κύματος όταν αυτό προσπίπτει σε μια επιφάνεια (π.χ. κτίριο) της οποίας οι διαστάσεις είναι πολύ μεγαλύτερες από το μήκος του. Η γωνία πρόσπτωσης και η γωνία ανάκλασης είναι ίδιες, όπως και η ταχύτητα του ανακλώμενου κύματος.

Διάθλαση, έχουμε όταν το κύμα που προσπίπτει σε μια επιφάνεια, χωρίζεται σε δύο συνιστώσες. Τη συνιστώσα που θα διαπεράσει την επιφάνεια και θα συνεχίσει την πορεία της προς το δέκτη και η έτερη που θα απορροφηθεί από το υλικό της επιφάνειας. Το φαινόμενο εμφανίζεται όταν κατά τη διάδοση του κύματος, το μέσο διάδοσης αλλάζει (π.χ. αέρας → νερό) ή αλλάζουν τα χαρακτηριστικά του ίδιου του μέσου (π.χ. διαφορετική πυκνότητα σε διαφορετικά στρώματα της ατμόσφαιρας) με ταυτόχρονη μεταβολή τελικά της ταχύτητας διάδοσης αλλά και της κατεύθυνσης.

Περίθλαση, είναι οποιαδήποτε εκτροπή των κυμάτων από μία ευθύγραμμη διάδοση, όταν η εκτροπή αυτή δε μπορεί να ερμηνευτεί ως ανάκλαση ή διάθλαση. Περίθλαση συναντάμε σε αδιαπέραστα αντικείμενα με ακμές για αυτό συχνά χρησιμοποιείται και ο όρος περίθλαση ακμής (edge diffraction). Οι ακμές αυτές μπορεί να είναι από αρκετά μεγάλες και ορατές έως πάρα πολύ μικρής κλίμακας (π.χ. τραχιές επιφάνειες). Όταν το μονοπάτι ανάμεσα σε πομπό και δέκτη εμποδίζεται από μία επιφάνεια με τραχείες ακμές και γωνίες, τότε οι γωνίες μετατρέπονται σε δευτερογενείς πηγές του κύματος και επανεκπέμπουν το κύμα με μικρότερη ισχύ. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να εμφανίζονται δευτερεύοντα ηλεκτρομαγνητικά κύματα σε ολόκληρο το χώρο, ακόμα και πίσω από κάποιο εμπόδιο.

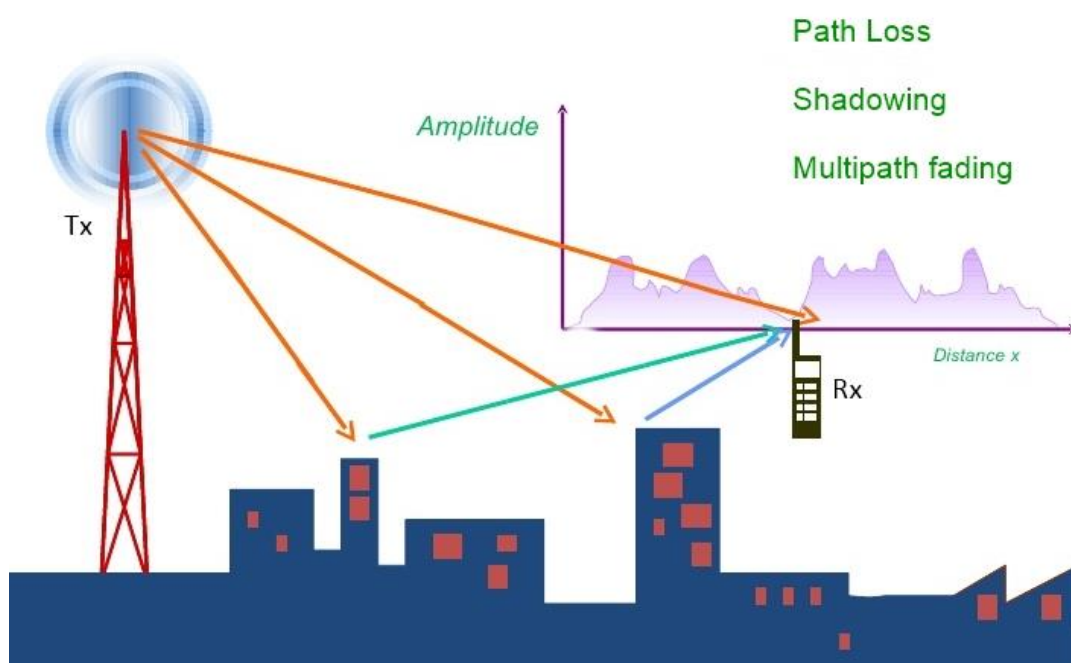
Η σκέδαση εμφανίζεται στην περίπτωση που το ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε αντικείμενα ή επιφάνειες με διαστάσεις ίσες ή και μικρότερες του μήκος κύματος. Η σκέδαση έχει ως αποτέλεσμα την επανεκπομπή της ενέργειας του πομπού προς πολλές διαφορετικές κατευθύνσεις. Έχει αποδειχθεί ότι η σκέδαση είναι ο μηχανισμός που είναι ο πιο δύσκολος στο να προβλεφθεί στα συστήματα κινητών επικοινωνιών, δεδομένου ότι το μήκος κύματος στην περίπτωση αυτή είναι της τάξης των δεκάδων εκατοστών (τηλεφωνία GSM), ενώ διάφορα αντικείμενα όπως τα σήματα κυκλοφορίας, οι φυλλωσιές δέντρων καθώς και διαφημιστικές πινακίδες μπορούν να σκεδάσουν ενέργεια προς πολλές κατευθύνσεις και να παρέχουν συνεπώς κάλυψη σε περιοχές που μπορεί να μην λαμβάνουν ενέργεια μέσω ανάκλασης ή περίθλασης (Πανεπιστήμιο Πάτρας, n.d.).



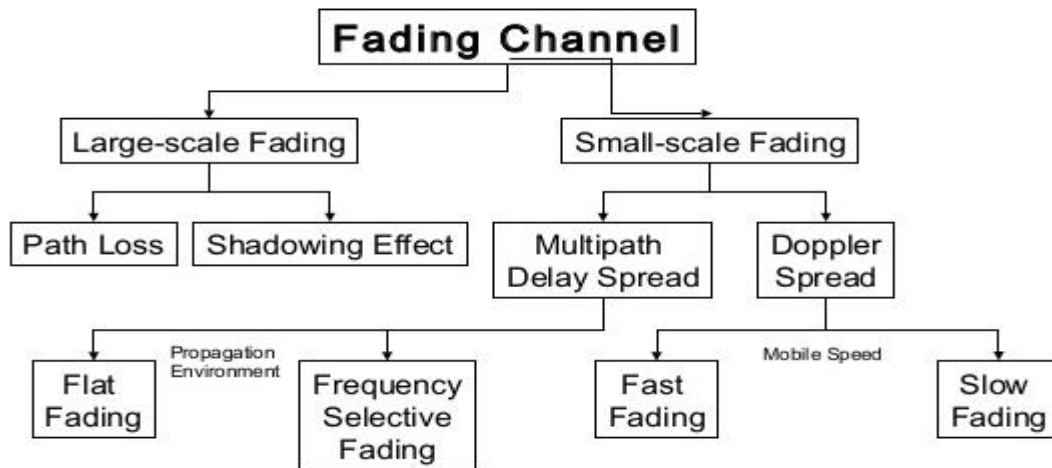
Εικ. 2-2. Μηχανισμοί διάδοσης (Τραγανίτης, Α., n.d, επεξεργασία του συγγραφέα)

2.3 Απώλειες διάδοσης

Η μελέτη των απωλειών διάδοσης (ή εξασθένιση σήματος) που αποτελείται από i) τις απώλειες διαδρομής (path loss), συνήθως λόγω αυξομείωσης της απόστασης (π.χ. μεταξύ σταθμού βάσης (Base Station, BS) και εξοπλισμού χρήστη (User Equipment, UE)), ii) της επισκίασης (fading), δηλαδή της εξασθένισης που οφείλεται στο ανάγλυφο του ορίζοντα διάδοσης και iii) των απωλειών πολύοδης διάδοσης (multipath fading) που οφείλονται στους μηχανισμούς ραδιοδιάδοσης που περιεγράφηκαν παραπάνω, αποτελεί βασική προϋπόθεση για την ανάπτυξη και το σχεδιασμό των δικτύων κινητών επικοινωνιών. Οι απώλειες διάδοσης μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες, ανάλογα τη κλίμακα (τάξη μεγέθους) που αυτές εμφανίζονται, αλλά και το τρόπο που επηρεάζουν το σήμα: α) *εξασθένιση μεγάλης κλίμακας*, όπου έχουμε εξασθένιση της μέσης ισχύος του σήματος (λόγω απόστασης πομπού – δέκτη) και β) *εξασθένιση μικρής κλίμακας*, όπου έχουμε επιπλέον αλλοιώσεις και παραμορφώσεις στο σήμα (ή των συνιστωσών του) που αφορούν στο πλάτος και στη φάση του, ακόμα και για πολύ μικρές μεταβολές της θέσης του δέκτη. Στην Εικ. 2-3 φαίνονται τα αίτια που προκαλούν τις απώλειες στο ασύρματο κανάλι, ενώ τα φαινόμενα που αφορούν στις απώλειες, αναπτύσσονται στη συνέχεια με βάση τη δομή που βλέπουμε στην Εικ. 2-4.



Εικ. 2-3 Απώλειες διάδοσης ασύρματου καναλιού (Nitin, J., 2010, επεξεργασία του συγγραφέα)



Εικ. 2-4 Διαλείψεις στο ασύρματο κανάλι (Jose, A., 2014)

2.3.1 Μακροσκοπικές διαλείψεις

2.3.1.1 Απώλειες διαδρομής (path loss) και βασικά μοντέλα ραδιοδιάδοσης σε ανοιχτό εξωτερικό χώρο

Οι απώλειες διαδρομής κατατάσσονται στην εξασθένηση μεγάλης κλίμακας. Πρόκειται για τη βαθμιαία εξασθένηση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος από μία συσκευή κινητής τηλεφωνίας λόγω της αύξησης της απόστασης μεταξύ αυτής (κινητού σταθμού) και του σταθμού βάσης που την εξυπηρετεί. Πρόκειται για αποστάσεις που ξεκινούν από λίγα μέτρα και ενδέχεται να φτάσουν μερικά χιλιόμετρα.

Για τον σωστότερο σχεδιασμό και ανάπτυξη των δικτύων κινητής τηλεφωνίας, απαιτείται η μοντελοποίηση των φαινομένων απώλειας διαδρομής, ώστε να είναι δυνατή η πρόβλεψη της μέσης λαμβανόμενης ισχύος σε κάποιο σημείο της κυψέλης και ο προσδιορισμός βασικών μεγεθών και χαρακτηριστικών όπως η ισχύς μετάδοσης, η περιοχή κάλυψης, η κατανάλωση ενέργειας από το κινητό τερματικό κτλ. (Μπερμπερίδης, Κ., n.d.)

2.3.1.1.1 Μοντέλο ελεύθερου χώρου

Το μοντέλο ελεύθερου χώρου αποτελεί το βασικό θεωρητικό μοντέλο για τον υπολογισμό των απωλειών οδεύσεως και αποτελεί μοντέλο αναφοράς για όλα τα υπόλοιπα μοντέλα.

Θεωρούμε ιδανική περιοχή χωρίς γεωγραφικούς περιορισμούς και εμπόδια μεταξύ πομπού και δέκτη. Στην περίπτωση αυτή έχουμε καθαρά LoS ζεύξη, οπότε στον δέκτη καταλήγει το σήμα αποκλειστικά από την απευθείας συνιστώσα. Η εξίσωση από την οποία προκύπτει η λαμβανόμενη ισχύς στο δέκτη είναι:

$$P_r = P_t \times G_t \times G_r \times \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (2.3)$$

όπου P_t η εκπεμπόμενη ισχύς, G_t και G_r τα κέρδη των κεραιών του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, λ το μήκος κύματος του σήματος και d η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη. Η παραπάνω εξίσωση είναι γνωστή ως εξίσωση μετάδοσης του Friis (Κωτσόπουλος, Σ., 2012).

2.3.1.1.2 Μοντέλο επίπεδης γήινης επιφάνειας

Το μοντέλο αυτό είναι επίσης θεωρητικό και λαμβάνει ως δεδομένη την ιδεατή περίπτωση μίας γήινης επίπεδης επιφάνειας χωρίς να θεωρεί εμπόδια και γεωγραφικές ιδιαιτερότητες. Στο δέκτη καταλήγει το σήμα το οποίο αποτελείται από την απευθείας συνιστώσα αλλά και από ένα ανακλώμενο σήμα που θα προκύψει από την γήινη επιφάνεια (Κωτσόπουλος, Σ., 2012). Εν προκειμένω, δύο μεταβλητές h_r και h_t , συμμετέχουν στην εξίσωση και δηλώνουν το ύψος της κεραίας του δέκτη και του πομπού αντίστοιχα. Οπότε η εξίσωση γράφεται ως εξής:

$$P_r = P_t \times G_t \times G_r \times \left[\frac{h_t h_r}{d^2} \right]^2 \quad (2.4)$$

2.3.1.1.3 Μοντέλο λογαριθμικής - κανονικής εξασθένησης

Τα δύο προηγούμενα θεωρητικά μοντέλα που αναφέρθηκαν, δεν επαρκούν για να περιγράψουν με ακρίβεια την εξασθένηση του σήματος αλλά και η εγγενής αδυναμία τους να περιγράψουν τη στοχαστική φύση του προβλήματος, τα καθιστά ανεπαρκή για πρακτικούς υπολογισμούς (Σαββαΐδης, Σ., n.d.). Κρατώντας ως χρήσιμο συμπέρασμα τις βασικές τάσεις που αναδεικνύουν τα θεωρητικά μοντέλα, αλλά προσθέτοντας μια σειρά από μετρήσεις πεδίου μπορεί κανείς να καταλήξει στην ακόλουθη ημιεμπειρική έκφραση για τις απώλειες:

$$PL(d) = \overline{PL(d)} + X_\sigma = \overline{PL(d_0)} + 10n \log \left[\frac{d}{d_0} \right] + X_\sigma \quad (2.5)$$

όπου $\overline{PL(d)}$ $\overline{PL(d_0)}$ είναι η μέση τιμή των απωλειών, δηλαδή οι απώλειες που έχουν 50% πιθανότητα να εμφανιστούν σε απόσταση $d(d_0)$ όπου βρίσκεται το σημείο αναφοράς (χρήστης). Η μεταβλητή n που παρατηρούμε στη σχέση, εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης του σήματος και παίρνει τιμές από 2.7 έως 3.5, ανάλογα την επιφάνεια που παρεμβάλλεται μεταξύ πομπού και δέκτη. Τέλος η μεταβλητή X_σ , είναι μία Gaussian μεταβλητή μηδενικής μέσης τιμής (σε dB) με κανονική απόκλιση σ (σε dB) και χρησιμοποιείται για να εκφράσει στατιστικά, τα φαινόμενα τυχαίας σκίασης (random shadowing), δίνοντας με αυτό τον τρόπο αυξημένη ακρίβεια στο μοντέλο (Κωτσόπουλος, Σ., 2012).

2.3.1.1.4 Μοντέλο Okumura-Hata

Επίσης ημιεμπειρικό μοντέλο. Ο Okumura πραγματοποίησε μια σειρά μετρήσεων στην περιοχή του Τόκυο στο φάσμα από 500MHz έως 2GHz. Στη συνέχεια, ο Hata έκανε κάποιες απλοποιήσεις στο μοντέλο του Okumura καθιστώντας το πιο πρακτικό. Το αποτέλεσμα είναι το μοντέλο Okumura-Hata, στο οποίο έχουν προσμετρηθεί όλοι οι παράγοντες απωλειών. Το μοντέλο δύναται να περιγράψει απώλειες που αφορούν κυρίως αστικά περιβάλλοντα που βρίσκονται υπό τις παρακάτω συνθήκες:

- Περιοχή συχνότητας f [Mhz]: 150 – 1000Mhz, 1500 – 2000Mhz
- Απόσταση πομπού – δέκτη r [km]: από 1km – 20km
- Ύψος σταθμού βάσης h_{BS} [m]: 30 – 200m
- Ύψος κινητής μονάδας h_{MS} [m]: 1 – 10m
- Διορθωτικός συντελεστής ύψους κεραίας $\alpha(h_{MS})$ [m]=
 - $[1.1 \log(f) - 0.7]h_{MS} - [1.56 \log(f) - 0.8]$ για μικρές και μεσαίες πόλεις
 - $8.29[\log(1.54h_{MS})]^2 - 1.1$ για μεγάλες πόλεις, $f \leq 200Mhz$
 - $3.2[\log(11.75h_{MS})]^2 - 4.97$ για μεγάλες πόλεις, $f \geq 400Mhz$

Βάση των παραπάνω, οι απώλειες διαδρομής δίνονται από τη σχέση:

$$PL(r) = 69.55 + 26.6 \log(f) - 13.82 \log(h_{BS}) - a(h_{MS}) + [44.9 - 6.55 \log(h_{BS})]\log(r) \quad (2.6)$$

2.3.1.2 Απώλειες σκίασης (Shadowing)

Οι απώλειες σκίασης, αφορούν και αυτές στην εξασθένηση σήματος και εξαρτώνται από μεταβλητές όπως ο χρόνος, η γεωγραφική θέση και η ραδιοσυχνότητα. Ανήκουν στην κατηγορία της εξασθένησης μεγάλης κλίμακας, προκαλούνται από φυσικά και τεχνητά εμπόδια μεγάλης κλίμακας, ενώ δεν εξαρτώνται από την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη. Εμπειρικές μελέτες έχουν καταλήξει στο συμπέρασμα ότι η σκίαση ακολουθεί μια λογαριθμική-κανονική κατανομή και εκφράζεται από τη σχέση:

$$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X\sigma \quad (2.7)$$

Η συνάρτηση πυκνότητας-πιθανότητας δίνεται από τη σχέση

$$f(p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(P-\overline{PL})^2}{2\sigma^2}} \quad (2.8)$$

όπου $\overline{PL}$ η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης, P η μετρούμενη στάθμη ισχύος, σ η τυπική απόκλιση (Khattab, T., 2015).

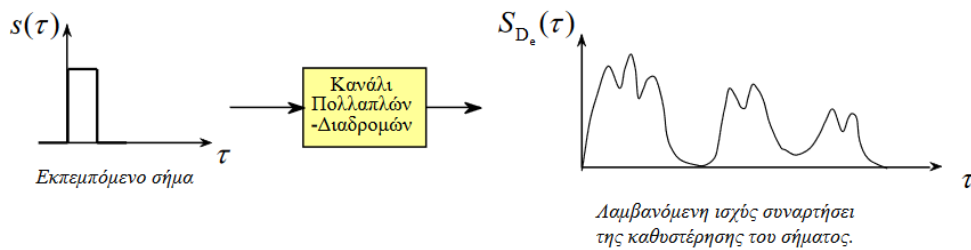
2.3.2 Μικροσκοπικές διαλείψεις

2.3.2.1 Απώλειες πολύοδης διάδοσης (multipath fading)

Οι απώλειες πολύοδης διάδοσης ανήκουν στην κατηγορία της εξασθένησης μικρής κλίμακας. Είναι αυτές κατά τις οποίες το πλάτος του σήματος έχει διακυμάνσεις για μικρά χρονικά διαστήματα και για μικρές αποστάσεις. Για παράδειγμα, αν ο κινητός σταθμός (τερματική συσκευή) μετακινείται έστω και ελάχιστα (μερικά εκατοστά), η στιγμιαία τιμή της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος θα αυξομειώνεται σημαντικά. Αυτό συμβαίνει λόγω του ότι το σήμα που «ταξιδεύει» από τον πομπό στο δέκτη διαμέσου του περιβάλλοντος διάδοσης (κτίρια, δέντρα, φυσικά και τεχνητά εμπόδια, κινητά εμπόδια), υπόκειται σε όλους τους μηχανισμούς διάδοσης (NLoS διάδοση). Οπότε, το λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από το άθροισμα πολλών συνιστωσών που προέρχονται από διαφορετικές κατευθύνσεις με τυχαίες φάσεις, πλάτη και ρυθμό άφιξης στο δέκτη (Μπερμπερίδης, Κ., n.d.). Η άθροιση των συνιστωσών γίνεται διανυσματικά οπότε και κάθε συνιστώσα μπορεί να συμβάλει θετικά ή αρνητικά στο συνιστάμενο σήμα αυξομειώνοντας αντίστοιχα το πλάτος του. Παρακάτω, γίνεται αναφορά στις πιο γνωστές μορφές διαλείψεων.

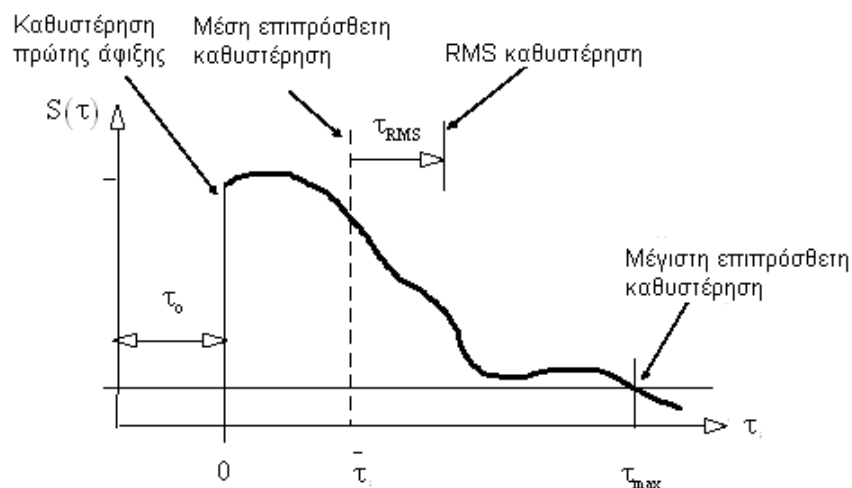
2.3.2.1.1 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα

Σε περιβάλλον πολλαπλών οδεύσεων, στο δέκτη φτάνουν κάποια χρονικά καθυστερημένα και εξασθενημένα ανάτυπα του αρχικά εκπεμπόμενου σήματος. Η $S_{De}(\tau)$ είναι η μέση τιμή ισχύος της εξόδου του καναλιού συναρτήσει της καθυστέρησης τ .



Εικ. 2-5 Διαμόρφωση ισχύος λόγω πολύοδης διάδοσης (Καραμπογιάς, Σ., n.d.)

Η λαμβανόμενη ισχύς συναρτήσει της καθυστέρησης του σήματος μπορεί να περιγραφεί καλύτερα με τη βοήθεια των παραμέτρων χρονικής διασποράς όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικ. 2-6 Παράμετροι χρονικής διασποράς

Ο ορισμός για το τ_{RMS} δίνεται από τη σχέση:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{max}} (\tau - \bar{\tau})^2 S(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} S(\tau) d\tau}} \quad (2.9)$$

όπου τ_{max} είναι η μέγιστη χρονική καθυστέρηση του μεγαλύτερου μονοπατιού διάδοσης και το $\bar{\tau}$ είναι η μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση και δίνεται από τη σχέση:

$$\bar{\tau} = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{max}} \tau S(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} S(\tau) d\tau}} \quad (2.10)$$

Η χρονική διασπορά των λαμβανόμενων σημάτων εξαρτάται, όπως είναι προφανές, από το πλήθος των διαφορετικών διαδρομών που μπορεί να ακολουθήσει ένα εκπεμπόμενο σήμα με προορισμό ένα δέκτη. Αυτό φυσικά διαφοροποιεί αρκετά τις χρονοκαθυστερήσεις των συνιστωσών, καθώς αυτές εξαρτώνται από το μήκος διαδρομής που έχει να καλύψει η εκάστοτε συνιστώσα. Όλα τα παραπάνω, συντελούν στην διαφορά φάσης, ακόμα και αρκετών rad, μεταξύ των συνιστωσών που τελικά καταλήγουν στον δέκτη ακόμα και αν η φασματική τους διαφορά είναι πολύ μικρή.

Έχει αποδειχθεί πειραματικά πως όταν το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος είναι μεγαλύτερο από αυτό του διαύλου και η διάρκεια του συμβόλου του σήματος είναι μικρότερη από την χρονική καθυστέρηση του, τότε ο δίαυλος προκαλεί διαφορετική εξασθένηση σε διαφορετικές συχνότητες του σήματος και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να παραμορφώνεται το λαμβανόμενο σήμα (Πρόνιος, Α., 2015). Παρόλο αυτά υπάρχει ένα εύρος ζώνης μέσα στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται με παρόμοιο τρόπο και ο δίαυλος θεωρείται επίπεδος. Αυτό ονομάζεται εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) και συμβολίζεται με B_c . Όταν το εύρος ζώνης του σήματος, το οποίο συμβολίζεται με B_s , είναι μικρότερο από B_c ($B_s < B_c$), τότε όλες οι συνιστώσες που διέρχονται από το δίαυλο εμφανίζουν περίπου το ίδιο κέρδος και γραμμική φάση και λέμε ότι έχουμε επίπεδες διαλείψεις. Σε αντίθετη περίπτωση, αν $B_s > B_c$, τότε οι συνιστώσες διαφέρουν και ως προς το πλάτος και ως

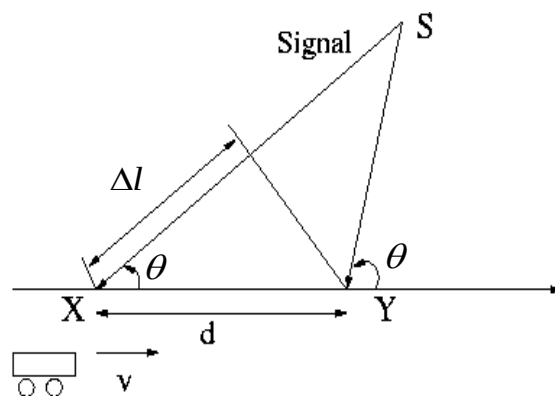
προς τη φάση και το κανάλι εμφανίζει διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (Τσαλαβούτας, Ψ. Ε., 2012).

2.3.2.1.2 Επίπεδες διαλείψεις

Οι επίπεδες διαλείψεις οφείλονται σε διαταραχές του ατμοσφαιρικού δείκτη διάθλασης που οδηγεί σε πολύοδη διάδοση ή αποεστίαση του κύματος, καθώς και πολύοδη διάδοση που οφείλεται σε ανακλάσεις από την επιφάνεια. Στις περιπτώσεις αυτές, το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος είναι μικρότερο σε σχέση με το εύρος ζώνης του διαύλου και η χρονική διάρκεια του συμβόλου του σήματος είναι μεγαλύτερη από την χρονική καθυστέρησή του. Οι δίαυλοι επίπεδων διαλείψεων προκαλούν ισχυρές διαλείψεις και επιδεινώνουν τον ρυθμό σφαλμάτων (Bit Error Rate - BER). Για την βελτίωση του BER και για πιο αξιόπιστη μετάδοση κατά την διάρκεια των διαλείψεων, απαιτούνται 20 - 30 dB αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος.

2.3.2.2 Ολίσθηση Doppler

Η ολίσθηση Doppler σαν έννοια, ορίζεται ως το φαινόμενο κατά το οποίο όταν ένας πομπός και ένας δέκτης σημάτων βρίσκονται σε σχετική κίνηση μεταξύ τους, τότε η συχνότητα του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης δεν είναι ίδια με αυτή που εκπέμπει εξ' αρχής ο πομπός. Οπότε, οι διαλείψεις που προκαλούνται εμφανίζονται ως μια μεταβολή της φάσης του λαμβανόμενου σήματος.



Εικ. 2-7 Φαινόμενο Doppler (Τραγανίτης, Α., n.d)

Για να φτάσει ο κινητός δέκτης από τη θέση X στη θέση Y χρειάζεται ορισμένος χρόνος. Έστω Δt ο χρόνος αυτός και ϑ η γωνία που σχηματίζεται μεταξύ του επιπέδου της κατεύθυνσης στην οποία κινείται ο δέκτης και της κατεύθυνση άφιξης του σήματος και έστω V η ταχύτητα του δέκτη. Η επιπλέον απόσταση που θα διανύσει το σήμα από τη πηγή προς τη θέση X , σε σχέση με τη Y θα είναι $\Delta l = d \cos \vartheta = v \Delta t \cos \vartheta$. Θεωρούμε την γωνία ϑ ίδια και στις δύο θέσεις, καθώς θεωρήσαμε την πηγή S εξαιρετικά απομακρυσμένη και κατ' επέκταση τις SX και SY σχεδόν παράλληλες. Δεδομένης λοιπόν της διαφοράς Δl , η μεταβολή της φάσης του λαμβανόμενου σήματος λόγω διαφορετικού μήκους διαδρομής στα σημεία X και Y θα είναι:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi V \Delta t}{\lambda} \cos \vartheta \quad (2.11)$$

ενώ η ολίσθηση Doppler f_D υπολογίζεται από τη σχέση

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{1}{2\pi} \frac{2\pi V}{\lambda} \cos \vartheta = \frac{V}{\lambda} \cos \vartheta \quad (2.12)$$

Η τελευταία εξίσωση συσχετίζει την ολίσθηση Doppler με την ταχύτητα του δέκτη και τη γωνία ϑ . Αν ο δέκτης προσεγγίζει το πομπό, τότε η ολίσθηση Doppler είναι θετική. Αν απομακρύνεται από τον πομπό είναι αρνητική. Το φαινόμενο αυτό ισχύει επίσης και από την τροποποίηση στη διάδοση του σήματος που προκαλεί ένα αντικείμενο το οποίο μπορεί να κινείται στο διάστημα μεταξύ ακίνητου πομπού και δέκτη (Καραμπογιάς, Σ., n.d.).

2.3.2.2.1 Γρήγορες και αργές διαλείψεις Doppler

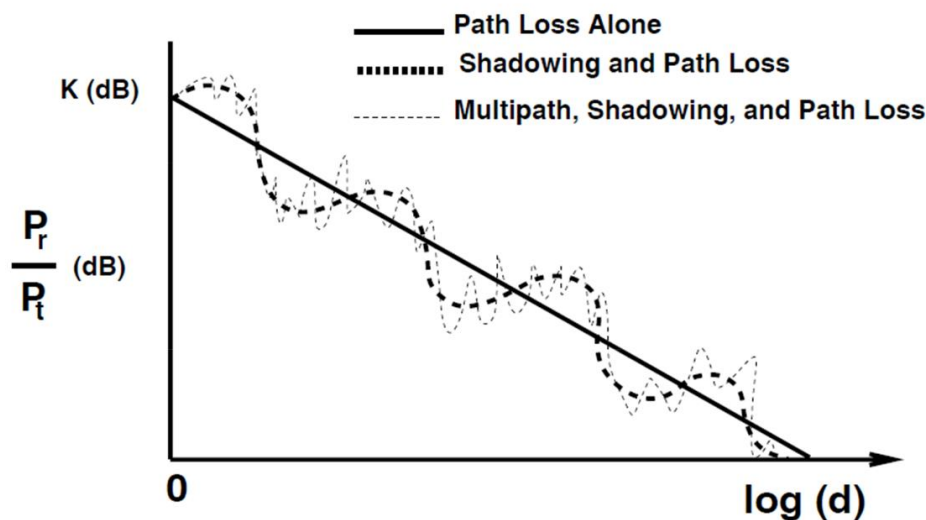
Οι γρήγορες διαλείψεις Doppler (ή μεγάλη διασπορά Doppler) συμβαίνουν όταν το κινητό τερματικό μετακινείται ελάχιστα (10 - 20 cm) και αρκετά γρήγορα ώστε να ισχύει η σχέση $T_C < T_S$, όπου T_C ο χρόνος συνοχής (coherence time) ο οποίος εκφράζει τη χρονική διάρκεια κατά την οποία το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί σταθερό και T_S ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων. Το T_C προκύπτει από τη σχέση:

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (2.13)$$

όπου f_m η μέγιστη ολίσθηση Doppler (για $\vartheta=0^\circ \rightarrow \cos\vartheta=1$). Αν τελικά ισχύει η παραπάνω ανισότητα τότε το κανάλι προκαλεί παραμόρφωση λόγω κίνησης.

Σε ένα κανάλι αργών διαλείψεων, η κρουστική απόκριση μεταβάλλεται με πολύ πιο αργό ρυθμό σε σχέση με αυτόν του μεταδιδόμενου σήματος βασικής ζώνης, δηλαδή ισχύει $T_C \gg T_S$. Με αυτόν τον τρόπο, το κανάλι θεωρείται στατικό για σύμβολα διαφορετικής χρονικής διάρκειας. Μελετώντας το φαινόμενο και από το πεδίο της συχνότητας, διαπιστώνουμε πως η διασπορά Doppler του καναλιού είναι μικρότερη σε σχέση με το εύρος ζώνης του σήματος βασικής ζώνης. Βασικός παράγοντας για την ύπαρξη των αργών διαλείψεων, είναι η ανάκλαση του εκπεμπόμενου σήματος σε μεγάλα εμπόδια τα οποία βρίσκονται στο περιβάλλον (κτίρια, βουνά, κ.τ.λ.) (Πρόνιος, Α., 2015).

Συνοψίζοντας, στο παρακάτω σχήμα απεικονίζονται οι τρεις μορφές διαλείψεων που αναλύθηκαν παραπάνω, απώλειες διαδρομής και σκίασης που ανήκουν στην κατηγορία των μακροσκοπικών διαλείψεων και οι διαλείψεις λόγω πολύοδης διάδοσης που είναι διαλείψεις μικρής κλίμακας και πως αυτές επιδρούν στην καμπύλη ισχύος συναρτήσει της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη.



Εικ. 2-8 Ολίσθηση ισχύος συναρτήσει της απόστασης πομπού – δέκτη

2.4 Το μοντέλο διαλείψεων Rayleigh

Η ανάγκη μελέτης της συμπεριφοράς του ασύρματου καναλιού, οδήγησε στην δημιουργία μοντέλων τα οποία μπορούν να περιγράψουν και να προσεγγίζουν τη λειτουργία του. Έτσι αναπτύχθηκαν τα εμπειρικά και τα στοχαστικά μοντέλα, με τα πρώτα να είναι ιδιαίτερα πολύπλοκα αλλά με πολύ καλή προσέγγιση της πραγματικής συμπεριφοράς του καναλιού διάδοσης. Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας, μπορούμε να στηριχτούμε στα στοχαστικά μοντέλα και συγκεκριμένα στο μοντέλο διαλείψεων Rayleigh. Το μοντέλο Rayleigh είναι αυτό που προσεγγίζει καλύτερα μια πραγματική μετάδοση σήματος σε εξωτερικό αστικό περιβάλλον καθώς λαμβάνει σοβαρά υπ' όψη την πολύοδη διάδοση, ενώ δεν λαμβάνει ιδιαίτερα υπ' όψη τη LoS διάδοση. Ορίζεται ως η κατανομή της περιβάλλουσας του ζωνοπερατού θορύβου κανονικής κατανομής στενής ζώνης καθώς και της περιβάλλουσας σημάτων που υποφέρουν από διαλείψεις λόγω πολύοδης διάδοσης (Κωττής, 2005).

Έστω συχνότητα f_c και ζωνοπερατό σήμα στενής ζώνης $x(t)$ (δηλαδή με εύρος πολύ μικρότερο της f_c)

$$x(t) = \text{Re}\{\tilde{u}(t) * \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (2.14)$$

όπου $\tilde{u}(t)$ η μιγαδική περιβάλλουσα του εκπεμπόμενου σήματος και f_c η φέρουσα συχνότητα. Για πολύοδη διάδοση N διαδρομών, τότε το λαμβανόμενο ζωνοπερατό σήμα στο δέκτη θα είναι:

$$s(t) = \text{Re}\{\exp(j2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N A_i(t) \exp(-j\varphi_i(t) * \tilde{u}(t - t_i(t)))\} \quad (2.15)$$

όπου A_i , $t_i(t)$ και $\varphi_i(t)$, το πλάτος, η καθυστέρηση και η φάση αντίστοιχα, της συνιστώσας που θα μεταδοθεί μέσω της i -οστής διαδρομής. Η (2.15) μπορεί να γραφεί απλούστερα ως εξής:

$$x(t) = \text{Re}\{\tilde{r}(t) * \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (2.16)$$

όπου $\tilde{r}(t)$ η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος. Η μιγαδική περιβάλλουσα μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της συμφασικής και ορθογωνικής συνιστώσας του $s(t)$:

$$\tilde{r}(t) = s_c(t) + js_s(t) \quad (2.17)$$

ενώ η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από το μέτρο της $\tilde{r}(t)$

$$r(t) = \sqrt{s_c^2(t) + s_s^2(t)} \quad (2.18)$$

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, δεδομένου του περιβάλλοντος σκέδασης και της πολύοδης διάδοσης, ο δέκτης λαμβάνει πολλαπλά αντίγραφα του σήματος ενώ δεν υπάρχει απευθείας LoS συνιστώσα. Υπό αυτές τις συνθήκες και θεωρώντας τα σήματα αυτά ως τυχαίες μεταβλητές ισόνομες και ανεξάρτητες μεταξύ τους μπορούμε να πούμε ότι το ολικό άθροισμα τους μπορεί να ακολουθεί την κατανομή Gauss. Έτσι η μιγαδική περιβάλλουσα $\tilde{r}(t)$ μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μια μιγαδική τυχαία διαδικασία Gauss (Ζαρμπούτη, Α. Δ., 2004).

Από τη σχέση (2.18) παρατηρούμε ότι η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος $r(t)$, είναι η τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος δύο συναρτήσεων Gauss οπότε ακολουθεί κατανομή Rayleigh και η αντίστοιχη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητάς προκύπτει από τη σχέση:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.19)$$

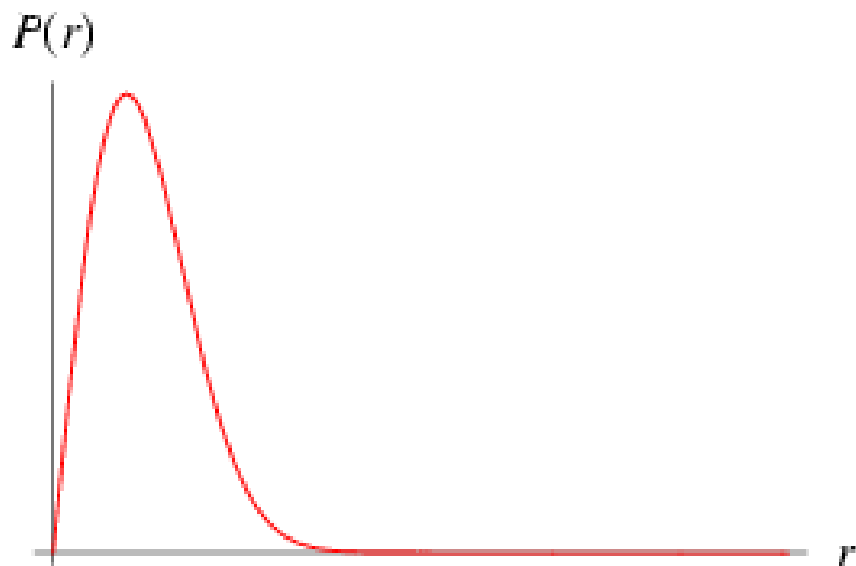
όπου σ^2 είναι η μέση τετραγωνική τιμή των $s_c(t)$, $s_s(t)$ συνιστωσών. Άρα η μέση ισχύς του σήματος του οποίου η περιβάλλουσα $r(t)$ ακολουθεί την Rayleigh κατανομή θα είναι:

$$P = E[r^2(t)] = E[s_c^2(t) + s_s^2(t)] = 2\sigma^2 \quad (2.20)$$

οπότε η (2.19) λαμβάνει τη μορφή

$$p(r) = \frac{2r}{P} \exp\left(-\frac{r^2}{P}\right) \quad (2.21)$$

Η συνάρτηση (2.21) απεικονίζεται γραφικά στην παρακάτω εικόνα



Εικ. 2-9 Κατανομή Rayleigh της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος (Weisstein, E. W., n.d.)

2.5 Τηλεπικοινωνιακές παρεμβολές

Με τον όρο παρεμβολή, καλείται η μερική ή ολική συνύπαρξη ανεπιθύμητων σημάτων στο ίδιο εύρος συχνοτήτων με το επιθυμητό σήμα (Κωττής Γ. Π., 2005). Οι κυριότεροι λόγοι δημιουργίας τηλεπικοινωνιακών παρεμβολών είναι:

- Η αναχρησιμοποίηση συχνότητας, δηλαδή η χρησιμοποίηση των ίδιων διαύλων συχνοτήτων από δύο ή περισσότερους χρήστες
- Η μη ιδανική συμπεριφορά των φίλτρων ραδιοσυχνοτήτων που χρησιμοποιούνται σε πομπούς και δέκτες
- Η μη γραμμική ενίσχυση πολλαπλών σημάτων
- Η αποπόλωση που προκαλείται κατά την μετάδοση των σημάτων που οφείλεται συνήθως στη βροχή

2.5.1 Είδη παρεμβολών

1. *Παρεμβολή γειτονικού διαύλου*, δηλαδή η παρεμβολή που προκύπτει όταν η ισχύς γειτονικών σημάτων δεν απορρίπτεται πλήρως από τα φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων.
2. *Παρεμβολή ίδιου διαύλου*, δηλαδή η παρεμβολή που δημιουργείται σε συστήματα που διαθέτουν τους ίδιους διαύλους συχνοτήτων. Αυτό συμβαίνει συνήθως όταν υπάρχει στενότητα στο διαθέσιμο φάσμα συχνοτήτων όπως π.χ. στην κυψελωτή τηλεφωνία.

3. *Παρεμβολή ενδοδιαμόρφωσης*, είναι ο τύπος παρεμβολής ο οποίος προκύπτει από προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης όταν έχουμε μη γραμμική ενίσχυση κυρίως σημάτων πολυπλεγμένων κατά συχνότητα. Αντιθέτως, όταν έχουμε ένα φέρον ανά ενισχυτή, όπως στη περίπτωση πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου, η ενίσχυση είναι πλήρως γραμμική.
4. *Παρεμβολή λόγω διασταύρωσης πόλωσης*, δηλαδή η παρεμβολή που εμφανίζεται σε συστήματα που αναχρησιμοποιούν τη συχνότητα κάνοντας χρήση δύο ή και περισσότερων πολώσεων. Οφείλεται στην αποπόλωση που δημιουργεί το μέσο διάδοσης αλλά και στην ατελή ηλεκτρομαγνητική απομόνωση των διαφορετικών πολώσεων.
5. *Διασυμβολική παρεμβολή*, δηλαδή η παρεμβολή που οφείλεται στη χρονική εξάπλωση των συμβόλων, με αποτέλεσμα να επιδρά δυσμενώς στην αποκωδικοποίηση άλλου ή άλλων γειτονικών συμβόλων. Οφείλεται συνήθως στην ανεπάρκεια φασματικής χωρητικότητας, στο μη ακριβή συγχρονισμό και στη παραμόρφωση που προέρχεται από ενσύρματα μέσα μετάδοσης.

2.6 Θόρυβος

Σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα, θόρυβος καλείται ένα ανεπιθύμητο σήμα με ακαθόριστη φάση και συχνότητα, (εν αντιθέσει με τις παρεμβολές που αναφέρθηκαν παραπάνω), που δυσχεράνει την ορθή και αποτελεσματική ανάκτηση πληροφοριών στο δέκτη. Ο θόρυβος μπορεί να ταξινομηθεί σε δύο κατηγορίες ανάλογα την προέλευσή του, τον *φυσικό* και τον *τεχνητό* θόρυβο.

Ο τεχνητός θόρυβος συνήθως προέρχεται από ηλεκτρικές συσκευές και μηχανές όπως κινητήρες, διακόπτες, οικιακές ηλεκτρικές συσκευές και γενικά κάθε είδους επαγωγικό συνήθως φορτίο.

Ο φυσικός θόρυβος χωρίζεται σε δύο κατηγορίες, στον *κοσμικό ή ατμοσφαιρικό θόρυβο*, που προέρχεται από φυσικά φαινόμενα αλλά και την *κοσμική ακτινοβολία* και τον *κυκλωματικό θόρυβο* που προέρχεται από τα ηλεκτρονικά κυκλώματα και στοιχεία. Ο κυκλωματικός θόρυβος χωρίζεται και αυτός με τη σειρά του στον *θερμικό θόρυβο* και στον *θόρυβο βολής*. Οι δύο αυτοί τελευταίοι είναι και αυτοί που αποτελούν το πιο σημαντικό κομμάτι του θορύβου που τελικά δημιουργεί προβλήματα.

Ο θερμικός θόρυβος παράγεται από την τυχαία κίνηση των ελεύθερων ηλεκτρονίων των αγωγών, κίνηση η οποία εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την θερμοκρασία. Ο θόρυβος βολής, οφείλεται στις τυχαίες διακυμάνσεις της εκπομπής ηλεκτρονίων από την κάθοδο μίας λυχνίας και τη διάχυση φορέων φορτίων σε μία δίοδο ή ένα transistor. Ο κυκλωματικός θόρυβος οφείλεται στα δομικά στοιχεία των κυκλωμάτων και δεν μπορούν να εξαλειφθούν.

Στα περισσότερα συστήματα τηλεπικοινωνιών, το κριτήριο για την ποιότητα του σήματος είναι το SNR. Για την απλούστευση της διαδικασίας ανάλυσης στα συστήματα επικοινωνιών, έχει επικρατήσει η ενσωμάτωση όλων των πηγών θορύβου σε μία τυχαία διαδικασία, κανονικής κατανομής και μηδενικής μέσης τιμής, τον *λευκό θόρυβο*. Η φασματική πυκνότητα ισχύος του θεωρείται σταθερή ανεξαρτήτως συχνότητας και στην δίπλευρη μορφή της είναι:

$$S_n(f) = N_0/2 \quad (2.22)$$

όπου

$$N_0 = k * T_e \quad (2.23)$$

με $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ (σταθερά Boltzmann) και T_e την ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη. Ο λευκός θόρυβος προστίθεται στο σήμα λήψης και καλείται συνήθως λευκός προσθετικός θόρυβος τύπου Gauss (Additive White Gaussian Noise, AWGN) (Τίγκελης και Φραντζεσκάκης, 2008).

Κεφ. 3 Οι μέθοδοι πολυπλεξίας και πολλαπλής πρόσβασης OFDM και OFDMA

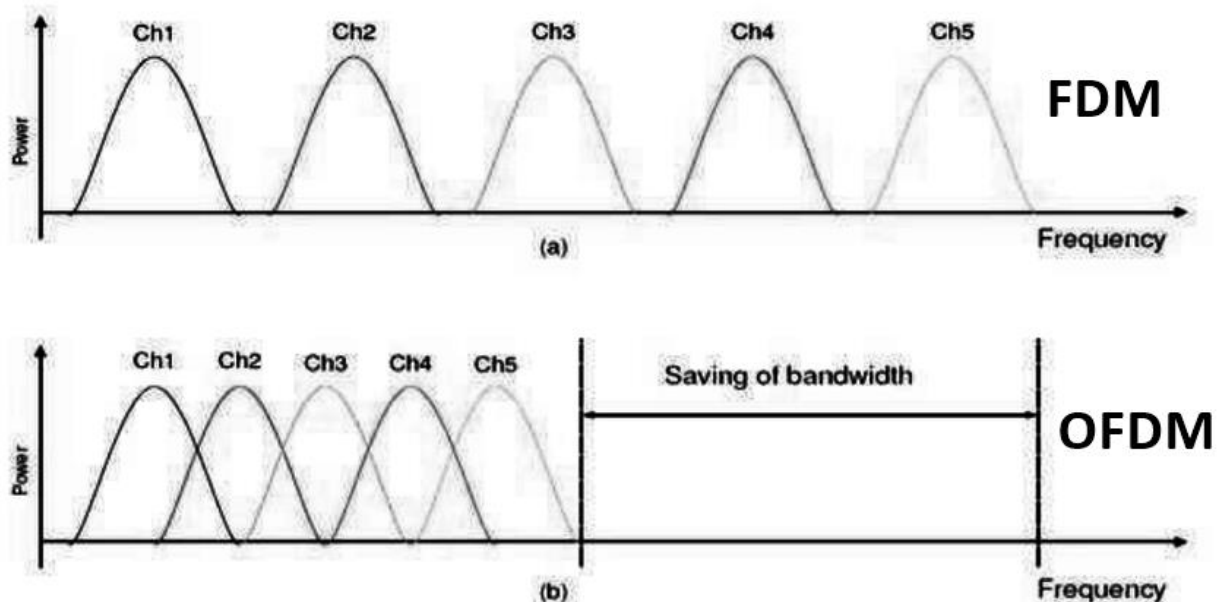
3.1 Εισαγωγή

Για να είναι εφικτή η αποστολή οποιασδήποτε πληροφορίας, ασύρματα, από έναν πομπό σε ένα δέκτη θα πρέπει να ακολουθηθούν ορισμένες διαδικασίες. Η πλέον σημαντική διαδικασία είναι η διαμόρφωση σήματος. Στα πλήρως ψηφιακά συστήματα, η πληροφορία αποτελείται από bits τα οποία μπορούν να πάρουν τιμές 0 ή 1 (δυαδικό σύστημα). Πολλά τέτοια bits μαζί, αποτελούν το συρμό δεδομένων και πρόκειται για ένα ψηφιακό σήμα χαμηλής συνήθως συχνότητας (input signal). Το σήμα αυτό για να μπορέσει να ταξιδέψει και να καλύψει αποστάσεις θα πρέπει να ενσωματωθεί σε ένα έτερο, υψίσυχνο σήμα, γνωστό ως *φέρων* σήμα (carrier). Για να γίνει η ενσωμάτωση αυτή, θα πρέπει να προηγηθεί μια εξίσου σημαντική διαδικασία, αυτή της κωδικοποίησης. Η κωδικοποίηση μετατρέπει το ψηφιακό σήμα σε αναλογικό, ώστε αυτό να μπορεί να ταξιδέψει διαμέσου του ασύρματου καναλιού. Οι μέθοδοι διαμόρφωσης και κωδικοποίησης, επιλέγονται βάση των απαιτήσεων του δικτύου σε επίπεδο σχεδιασμού και υλοποίησης. Οι παράγοντες που επηρεάζουν τις επιλογές που θα προκύψουν, συνήθως είναι το κόστος, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων, το διαθέσιμο φάσμα, η ισχύ εκπομπής και το αποδεκτό όριο του BER.

3.2 Η μέθοδος πολυπλεξίας ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας (OFDM)

Πρόκειται για μία από τις πιο σύγχρονες τεχνικές διαμόρφωσης και χρησιμοποιείται κατά κόρον στα δίκτυα LTE/LTE-A. Η λειτουργία της βασίζεται στην διαίρεση του ευρυζωνικού σήματος (wideband signal) σε πλήθος μικρότερου εύρους σήματα στενής ζώνης (narrowband signals). Η τεχνική αυτή βρίσκει εφαρμογή στα συστήματα πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (Multiple Input – Multiple Output, MIMO) (Εφραίμ, Χ., 2015).

Η αρχική πληροφορία (ροή δεδομένων), διαιρείται σε πολλαπλές μικρότερες ροές οι οποίες εκπέμπονται μέσω αντίστοιχου αριθμού ορθογώνιων φασματικά επικαλυπτόμενων καναλιών (προερχόμενα από καταμερισμό του διαθέσιμου ραδιοφάσματος), με διαφορετικές κεντρικές συχνότητες. Πριν την εκπομπή, τα κανάλια διαμορφώνονται κατάλληλα με ένα από τα γνωστά σχήματα διαμόρφωσης (PSK, QAM). Υπό άλλες συνθήκες το γεγονός ότι τα κανάλια είναι επικαλυπτόμενα, θα δημιουργούσε διακαναλικές παρεμβολές (Inter Carrier Interference, ICI) στο σύστημα. Εν προκειμένω, δεν ισχύει κάτι τέτοιο καθώς τα φασματικά κανάλια ορθογωνοποιούνται. Η ορθογωνιότητα εξασφαλίζει την ανεξαρτησία των καναλιών και την ανίχνευσή τους χωρίς διασυμβολικές παρεμβολές (Inter Symbol Interference, ISI) η οποία προκύπτει όταν ένα σύμβολο παρεμβάλλει στα επόμενα εξαιτίας των χρονικά μετατοπισμένων αντιγράφων του που φτάνουν στο δέκτη. Σαν αποτέλεσμα, έχουμε την αποδοτικότερη χρήση του φάσματος. Τα παραπάνω είναι πιο εύκολα αντιληπτά με τη βοήθεια του παρακάτω σχήματος όπου συγκρίνουμε την FDM τεχνική με αυτή της πολυπλεξίας ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM).



Εικ. 3-1 Διαφορές μεταξύ FDM και OFDM τεχνικών πολυπλεξίας (Kumar, S., 2015)

Αρχικά παρατηρούμε το πολύ μεγάλο κέρδος όσον αφορά στο εύρος ζώνης, αφού στην OFDM τεχνική εξαλείφονται οι φασματικές αποστάσεις μεταξύ των καναλιών. Αυτό οφείλεται

στην ορθογωνιότητα των υποφερόντων όπου η κεντρική συχνότητα f_k κάθε καναλιού επιλέγεται ώστε να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του αντιστρόφου του χρόνου διάρκειας ενός OFDM συμβόλου, ώστε για $k = 0, 1, \dots, N - 1$, να ισχύει η σχέση:

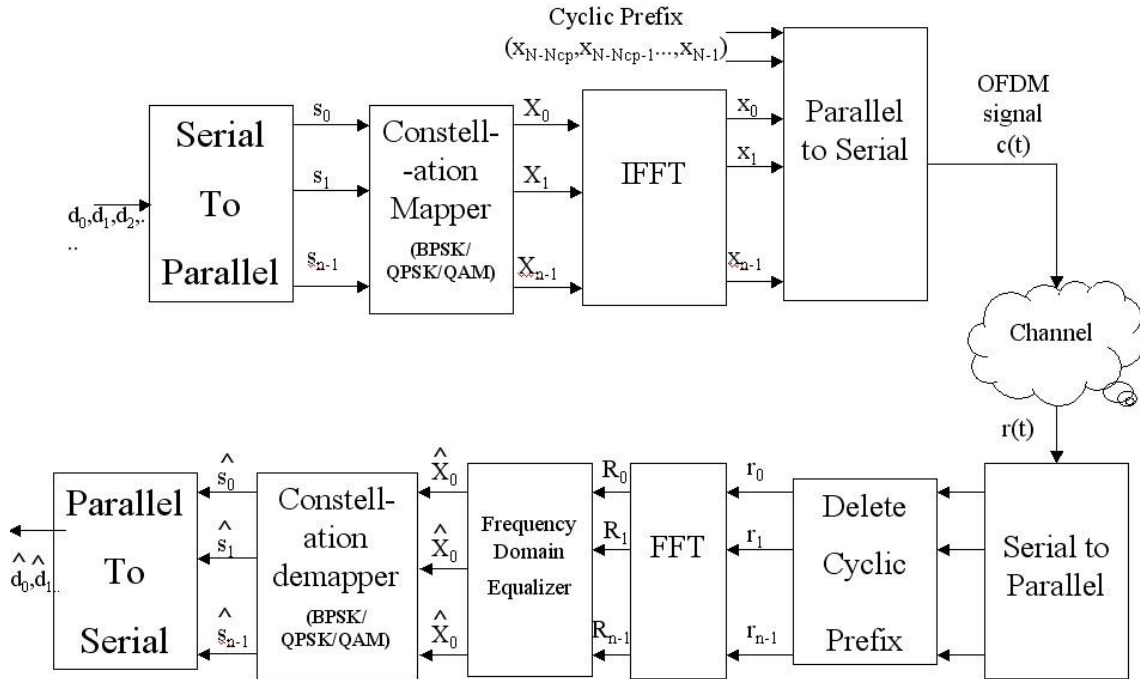
$$f_k = k/T_{sym} \quad (3.1)$$

όπου τελικά το μέγιστο της εκάστοτε συχνότητας συμπίπτει με τον μηδενισμό των συχνοτήτων των υπόλοιπων υποφερόντων, ώστε ο δέκτης να μπορεί τελικά να τα αποδιαμορφώνει χωρίς παρεμβολές (Τσαλαβούτας, Ψ. Ε., 2012).

3.2.1 Υλοποίηση σύγχρονου συστήματος OFDM

Όπως αναφέραμε παραπάνω, η είσοδος του πομπού σε ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα είναι ο συρμός δεδομένων δυαδικού συστήματος. Ο συρμός αυτός είναι σειριακός και αυτό εξυπηρετεί απόλυτα σε συστήματα όπου έχουμε single carrier υλοποιήσεις. Σε συστήματα multicarrier όμως, θα πρέπει ο συρμός να διαιρεθεί σε μικρότερα τμήματα τα οποία τελικά θα μεταδοθούν παράλληλα και ταυτόχρονα διαμέσου των διαθέσιμων carriers.

Στα πρώτα στάδια μελέτης των τεχνικών που αφορούσαν multicarrier συστήματα, το βασικό πρόβλημα ήταν οι απαιτήσεις των συστημάτων αυτών σε υλικό και υποδομές, κάτι που ανέβαζε το κόστος υλοποίησης και τελικά το καθιστούσε ασύμφορο. Τα πράγματα άλλαξαν όταν κατέστη εφικτή η υλοποίηση των OFDM συστημάτων με τη χρήση του διακριτού μετασχηματισμού Fourier (Discrete Fourier Transform, DFT). Με την εξέλιξη της τεχνολογίας και τη περεταίρω ανάπτυξη των ψηφιακών συστημάτων αλλά και των ολοκληρωμένων ηλεκτρονικών διατάξεων, αναπτύχθηκαν έξυπνοι και γρήγοροι αλγόριθμοι και πιο συγκεκριμένα οι Fast Fourier Transfer (FFT) και Inverse Fast Fourier Transfer (IFFT) που διεκπεραίωσαν τον μετασχηματισμό αυτό. Μια σύγχρονη υλοποίηση που εκμεταλλεύεται τους αλγόριθμους αυτούς καθώς και όλη η διαδρομή που κάνει η αρχική πληροφορία από τον πομπό μέχρι την ανάκτησή της στο δέκτη φαίνεται στην Εικ. 3-2.



Εικ. 3-2 Υλοποίηση OFDM με χρήση αλγορίθμων FFT/IFFT (Mathuranathan, V., 2011)

Όπως προαναφέρθηκε, η αρχική σειριακή ροή δεδομένων μετατρέπεται σε παράλληλες πολλαπλές υποροές. Στην συνέχεια, κάθε υποροή διαμορφώνεται βάση επιλεγμένου αστερισμού (BPSK/QPSK/QAM). Έπειτα, κάθε υποροή διαμορφώνεται εκ νέου με ορθογώνιο subcarrier, βάση του αλγορίθμου Fourier. Κατόπιν, έχουμε εναλλαγή από παράλληλες διαμορφωμένες πλέον υποροές σε σειριακή μορφή, για το σχηματισμό και την τελική εκπομπή του OFDM συμβόλου. Το σήμα OFDM βασικής ζώνης στο πεδίο του συνεχούς χρόνου, περιγράφεται από τη σχέση:

$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_l(k) \exp(j2\pi f_k(t - lT_{sym})) \quad (3.2)$$

όπου T_{sym} η χρονική διάρκεια του OFDM συμβόλου, για k subcarrier και για $l = 0, 1, 2, \dots, \infty$ και $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, η ποσότητα $\exp(j2\pi f_k(t - lT_{sym}))$ είναι το l OMDF σήμα του subcarrier k . Το παραπάνω συνεχούς χρόνου σήμα μπορεί να δειγματοληπτηθεί τις χρονικές στιγμές $t =$

$lT_{sym} + nT_s$ όπου $T_s = T_{sym}/N$ και $f_k = k/T_{sym}$ για να μας δώσει το διακριτού χρόνου OFDM σύμβολο που περιγράφεται από τη σχέση:

$$x_l(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x_l(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (3.3)$$

Παρατηρούμε ότι η παραπάνω εξίσωση, παριστάνει τον αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier του PSK ή QAM συμβόλου πληροφορίας και μπορεί να υλοποιηθεί ικανοποιητικά χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο IFFT. Αν συμβολίσουμε με $y_l(n)$ τα δείγματα του λαμβανόμενου OFDM συμβόλου $y_l(t)$ στο δέκτη, τις χρονικές στιγμές $t = lT_{sym} + nT_s$, τότε το εκπεμπόμενο $x_l(k)$ μπορεί να ανακατασκευαστεί χάρη στην ορθογωνιότητα μεταξύ των subcarriers ως εξής:

$$\begin{aligned} x_l(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l(n) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l(i) \exp\left(\frac{2\pi i n}{N}\right) \right\} \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_l(i) \exp\left(\frac{j2\pi(i-k)n}{N}\right) = X_l(k) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Η εξίσωση (3.4) παριστάνει τον DFT του λαμβανόμενου σήματος $y_l(n)$ ο οποίος μπορεί να υλοποιηθεί επιτυχώς με χρήση του FFT (Τσαλαβούτας, Ψ. Ε., 2012).

Ολοκληρώνοντας την περιγραφή ενός OFDM συστήματος, θα αναφερθούμε σε μια από τις τεχνικές που εξασφαλίζει την μη ύπαρξη διασυμβολικής παρεμβολής μεταξύ των καναλιών. Η τεχνική που υλοποιείται, είναι αυτή της προσθήκης διαστημάτων προστασίας, μεταξύ διαδοχικών σημάτων. Για να είναι αποτελεσματική η τεχνική αυτή, θα πρέπει η χρονική διάρκεια του διαστήματος να ξεπερνά τη χρονική διασπορά του εκάστοτε καναλιού. Επίσης, στο διάστημα φύλαξης είναι αναμενόμενο να μην υπάρχει καθόλου εκπομπή. Παρόλο αυτά είναι πιο αποδοτικό να εκπέμπεται μια κυκλική επέκταση του συμβόλου η οποία συνήθως αποτελείται από κάποια από τα τελικά ψηφία πληροφορίας αυτού τα οποία τοποθετούνται χρονικά, στην αρχή του σήματος. Σε αυτή την περίπτωση, το διάστημα προστασίας ονομάζεται

κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix) και έχει διάρκεια περίπου $\frac{1}{4}$ του αρχικού OFDM συμβόλου και είναι μεγαλύτερο από τη μέγιστη τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης του καναλιού ώστε να μην παρεμβάλλεται χρονικά, το ένα σύμβολο στο άλλο (Δρόσος, Μ., 2016).

3.3 Πολλαπλή πρόσβαση με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (OFDMA)

Στο πρώτο κεφάλαιο, έγινε μια σύντομη αναφορά στις πιο γνωστές τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης (FDMA, TDMA, CDMA) και πως αυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να εξασφαλίσουν αποδοτικότερη χρήση του ραδιοφάσματος. Στο παρόν κεφάλαιο είδαμε την «λογική» και πως υλοποιείται ένα σύστημα που χρησιμοποιεί OFDM διαμόρφωση. Η λογική αυτή ακολουθείται πλέον και σε επίπεδο πολλαπλής πρόσβασης στο ραδιοφάσμα, στα πλαίσια των ζεύξεων μεταξύ σταθμών βάσης και εξοπλισμών χρηστών. Η Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) λειτουργία, στηρίζεται όπως και οι άλλες τεχνικές, στην απονομή πόρων στους εκάστοτε συνδρομητές που κάνουν χρήση του ραδιοφάσματος, βάση ορισμένων κριτηρίων. Στην OFDMA τεχνική, υπάρχουν σημαντικές διαφοροποιήσεις. Η κύρια διαφορά είναι ότι στις κλασσικές τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης το διαθέσιμο φάσμα διαιρούνταν, ανάλογα με την τεχνική, είτε σε επίπεδο συχνότητας (FDMA), είτε χρόνου (TDMA) είτε ισχύος (CDMA) και ανατίθεντο στους χρήστες. Στην OFDMA τεχνική είναι εφικτή η διαίρεση του διαθέσιμου ραδιοφάσματος σε επίπεδο χρόνου αλλά και συχνότητας ταυτόχρονα. Τα υποκανάλια που δημιουργούνται είναι ορθογώνια, αλλά αντί να διατίθενται εξ' ολοκλήρου στους χρήστες, έχουμε επιπλέον χρονική διάτμηση με αποτέλεσμα να ανατίθενται στους χρήστες χρονικές θυρίδες ίδιων αλλά και διαφορετικών συχνοτήτων. Η διαδικασία αυτή ίσως μπορεί να γίνει πιο κατανοητή με τη βοήθεια της Εικ. 3-3.

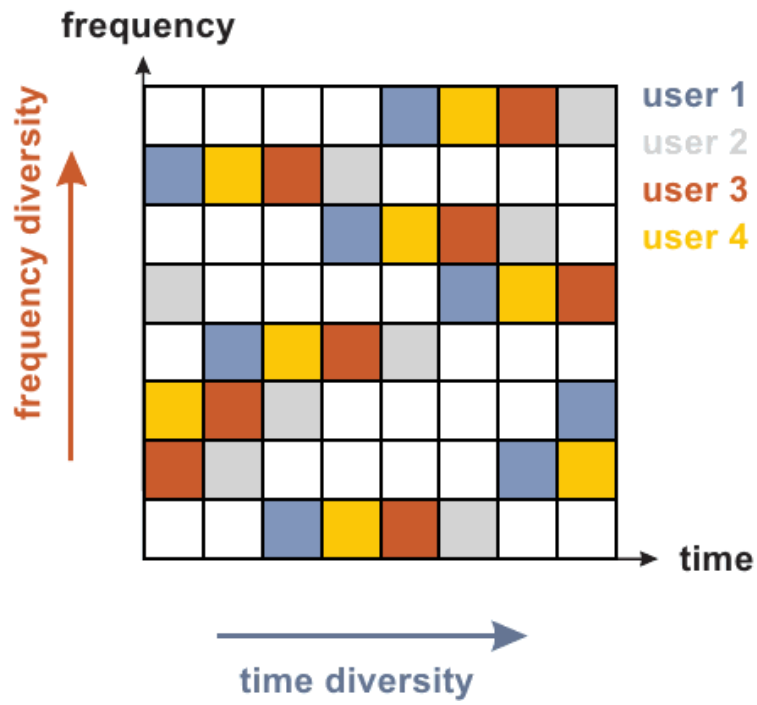
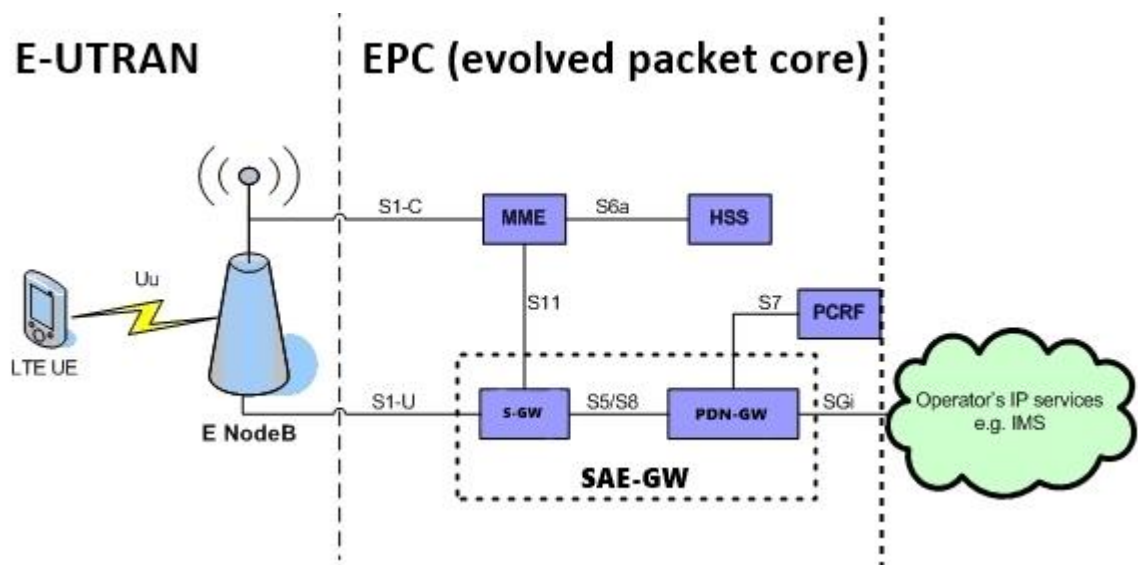


Fig. 3-3 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, 2011)

Κεφ.4: Σύγχρονα κινητά και ασύρματα δίκτυα τηλεπικοινωνιών - Συστήματα MIMO (Multiple Input – Multiple Output)

4.1 Βασική αρχιτεκτονική LTE/LTE-A δικτύων

Στο παρόν κεφάλαιο θα αναφερθούμε στα δίκτυα ασύρματων και κινητών επικοινωνιών, τόσο σε επίπεδο υποδομής όσο και λειτουργίας, ενώ θα περιγραφούν ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά της αρχιτεκτονικής των δικτύων LTE/LTE-A.



Εικ. 4-1 Βασική αρχιτεκτονική 4G LTE δικτύων (LTE Architecture, n.d., επεξεργασία του συγγραφέα)

LTE User Equipment (LTE UE), ο εξοπλισμός χρήστη ο οποίος συνήθως είναι μια συσκευή κινητής τηλεφωνίας ή ένας φορητός υπολογιστής ή οποιαδήποτε άλλη συσκευή μπορεί να έχει πρόσβαση στο δίκτυο. Το εκάστοτε τερματικό διαθέτει ασύρματη πρόσβαση στο ραδιοδίκτυο (Radio Access Network, RAN) του παρόχου υπηρεσιών και αποτελείται από δύο διακριτά μέρη, α) το φορητό εξοπλισμό (Mobile Equipment - ME) και β) τη Universal Integrated Circuit Chip (UICC), η οποία φέρει το Universal Subscriber Identity Module (USIM). Ο συνδυασμός των δύο παρέχει τη δυνατότητα στο χρήστη να μπορεί να πραγματοποιεί και να λαμβάνει τηλεφωνικές

κλήσεις, να έχει πρόσβαση στο Internet και να απολαμβάνει πλήθος άλλων ψηφιακών υπηρεσιών.

evolved NodeB (eNodeB), είναι ο σταθμός βάσης ο οποίος επικοινωνεί ασύρματα με τις τερματικές συσκευές των χρηστών τις οποίες εξυπηρετεί (στα όρια της κυψέλης) με σκοπό την διασύνδεση αυτών με το δίκτυο κορμού. Στον σταθμό βάσης εκτελούνται επίσης εργασίες διαχείρισης δεδομένων όπως κρυπτογράφηση/αποκρυπτογράφηση και συμπίεση/αποσυμπίεση. Πρέπει να σημειωθεί πως μεταξύ του σταθμού βάσης και του δικτύου κορμού υπήρχε (στην προηγούμενη γενιά) ο ελεγκτής ραδιοδικτύου (Radio Network Controller, RNC) ο οποίος επιτελούσε το έργο του ελέγχου διαθεσιμότητας εύρους ζώνης και διάθεσης καναλιών μετάδοσης. NodeB και RNC αποτελούσαν το Universal Terrestrial Radio Access Network (UTRAN). Πλέον στα LTE και LTE-A ο RNC και οι λειτουργίες του ενσωματώνονται στους σταθμούς βάσης ενώ η ονομασία του δικτύου έχει αλλάξει σε evolved-UTRAN.

Mobility Management Entity (MME), είναι το σημείο ελέγχου ώστε να αποκτήσει ένας UE πρόσβαση στο δίκτυο. Είναι υπεύθυνη για την διαδικασία εντοπισμού, τη τηλε-ειδοποίηση (συμπεριλαμβανομένων των αναμεταδόσεων) και την κατάσταση αδράνειας της τερματικής συσκευής, ενώ συμμετέχει στην επιλογή της Service Gateway (S-GW) για την εκάστοτε συσκευή, κατά τη διαδικασία της πρώτης επικοινωνίας της συσκευής με το δίκτυο. Η MME λαμβάνει αίτηση σύνδεσης στο δίκτυο από κάποιο τερματικό εξοπλισμό και είναι υπεύθυνη για την αυθεντικοποίηση του αντλώντας και ελέγχοντας στοιχεία που βρίσκονται στην USIM του εκάστοτε χρήστη. Αν η συσκευή αυτή έχει ξανασυνδεθεί στο δίκτυο τότε ταυτοποιεί τα στοιχεία αυτά συγκρίνοντας τα με αυτά που έχουν αποθηκευτεί κατά το παρελθόν στον αρχικό διακομιστή συνδρομητών (Home Subscription Server, HSS). Όταν γίνει η ταυτοποίηση και ο χρήστης έχει εξουσιοδότηση πρόσβασης στο δίκτυο, αυτή γίνεται με τη δημιουργία και παραχώρηση προσωρινών UE ταυτοτήτων (Globally Unique Temporary Identity, GUTI) στα πλαίσια της ασφάλειας και κρυπτογράφησης της ραδιοζεύξης. Οι «ταυτότητες» αυτές είναι μοναδικές για κάθε τερματικό εξοπλισμό. Είναι απαραίτητες για οποιαδήποτε επικοινωνία με το δίκτυο και είναι προσωρινές υπό την έννοια ότι για κάθε φορά που υπάρχει αίτηση του χρήστη για σύνδεση στο δίκτυο έχουμε τη δημιουργία νέου id με ταυτόχρονη απενεργοποίηση του παλιού.

Πλέον, ο χρήστης έχει τη δυνατότητα χρήσης των υπηρεσιών και δυνατοτήτων του δικτύου, ανάλογα με το προφίλ του. Επομένως, βάση προφίλ, επιτρέπονται ή απορρίπτονται τα οποιαδήποτε αιτήματά του για σύνδεση σε δίκτυα υπηρεσιών.

Τέλος, η MME είναι υπεύθυνη για την κινητικότητα του χρήστη και την σηματοδότηση του τερματικού, υπό την έννοια ότι είναι «ενήμερη» για τις μεταπομπές που συμβαίνουν μεταξύ των σταθμών βάσης καθώς γνωρίζει ανά πάσα στιγμή την τρέχουσα τοποθεσία του χρήστη έχοντας τη δυνατότητα επικοινωνίας με άλλες MME (Barton, B., 2012).

Home Subscription Server (HSS), είναι ουσιαστικά η βάση δεδομένων του δικτύου, καθώς εκεί αποθηκεύονται όλα τα απαραίτητα στοιχεία που αντλούνται από τις USIM κατά την πρώτη σύνδεσή τους στο δίκτυο. Στον HSS διαμορφώνονται και διαχειρίζονται τα προφίλ, η τοποθεσία, οι ταυτότητες (International Mobile Subscriber Identity, IMSI), ο αριθμός κινητού τηλεφώνου (Mobile Subscriber ISDN Number, MSISDN), η διευθυνσιοδότηση, οι δραστηριότητες καθώς και οι άδειες πρόσβασης και εξουσιοδοτήσεις των συνδρομητών ανά πάσα στιγμή, σε πραγματικό χρόνο. Τα στοιχεία αυτά είναι πάντοτε διαθέσιμα ώστε να γίνεται η σχετική αυθεντικοποίηση, όταν οι συσκευές συνδέονται κάθε φορά με το δίκτυο (Ericsson Home Subscriber Server Front End, n.d.).

System Architecture Evolution Gateway (SAE-GW), η πύλη η οποία περιλαμβάνει τις πύλες Serving Gateway (S-GW) και την Packet Data Network Gateway (PDN-GW).

Η S-GW δρομολογεί και προωθεί πακέτα και λειτουργίες από και προς τους eNodeB και τις PDN-GW αλλά και σε άλλα στοιχεία του δικτύου. Είναι υπεύθυνη για τις αναγκαίες μεταπομπές μεταξύ γειτονικών eNodeB, ενώ παράλληλα δρομολογεί δεδομένα μέσω των καναλιών επικοινωνίας και συλλέγει πληροφορίες σχετικά με χρήση των πόρων του δικτύου από τους συνδρομητές και για την αντίστοιχη χρέωση τους. Στα επιπλέον καθήκοντά της ανήκει και η δυνατότητα διασύνδεσης και εξυπηρέτησης και άλλων συμβατών δικτύων όπως το 2G, 3G, ενώ παρακολουθεί και συντηρεί πληροφορίες πλαισίου που σχετίζονται με UE κατά τη διάρκεια της αδρανούς κατάστασης τους και παράγει αιτήματα τηλε-ειδοποίησης όταν φθάνουν δεδομένα προς την εκάστοτε UE στην κατερχόμενη ζεύξη (π.χ. ειδοποίηση κλήσης). Υπάρχει απόλυτη συμβατότητα και με δίκτυα παλαιότερης γενιάς (Barton, B., 2012).

Η PDN-GW λειτουργεί σαν διεπαφή μεταξύ του δικτύου LTE και των λοιπών εξωτερικών δικτύων δεδομένων διαμέσου Internet Protocol (IP) συνδέσεων. Διαχειρίζεται την επιβολή πολιτικών του εκάστοτε παρόχου υπηρεσιών, τη πρόσβαση σε υπηρεσίες και κατ' επέκταση τη πρόσβαση σε εξωτερικά δίκτυα ανάλογα με τα «πακέτα» υπηρεσιών των συνδρομητών, τη συμφόρηση του δικτύου και την διάθεση διευθύνσεων IP. Η διάθεση των διευθύνσεων IP στους συνδρομητές γίνεται μέσω ενός server που ονομάζεται Dynamic Host Configuration Protocol

(DHCP). Για την επιβολή των πολιτικών λειτουργίας του παρόχου, την εξουσιοδότηση πρόσβασης των συνδρομητών σε υπηρεσίες εξωτερικών δικτύων και συλλογή πληροφοριών σχετικά με χρεώσεις, η PDN-GW χρησιμοποιεί μια λειτουργία που ονομάζεται Policy and Charging Enforcement Function (PCEF) και συνδέεται άμεσα με την Policy and Charging Rules Function (PCRF) η οποία είναι μια ειδική λειτουργική οντότητα που επίσης επιβάλλει απαραίτητες λειτουργίες πολιτικής και παρέχει έλεγχο δικτύου σχετικά με την ανίχνευση ροής δεδομένων υπηρεσίας, το εύρος ζώνης, τη χρέωση σε δίκτυα πολυμέσων και το Quality of Service (QoS). Η PCRF ενημερώνει την PCEF αποστέλλοντας πληροφορίες που αφορούν κανόνες χρέωσης και πολιτικής (Policy Control and Charging rules, PCC) κάθε φορά που έχουμε δημιουργία καναλιού μεταφοράς δεδομένων.

Τα LTE/LTE-A δίκτυα είναι αποκλειστικά packet switched και είναι all-IP. Δηλαδή οποιαδήποτε επικοινωνία μέσα στο δίκτυο (e-UTRAN, Evolved Packet Core (EPC), external networks/Internet Multimedia Subsystem (IMS)) βασίζεται στη διαθεσιμότητα διευθύνσεων IP. Η δρομολόγηση πακέτων δεδομένων από τα εξωτερικά δίκτυα προς του συνδρομητές γίνεται βάσει του Generic Routing Encapsulation (GRE) μέσω IP καναλιών. Τέλος, σε κάθε περίπτωση, υποστηρίζεται η συμβατότητα με δίκτυα παλαιότερης γενιάς.

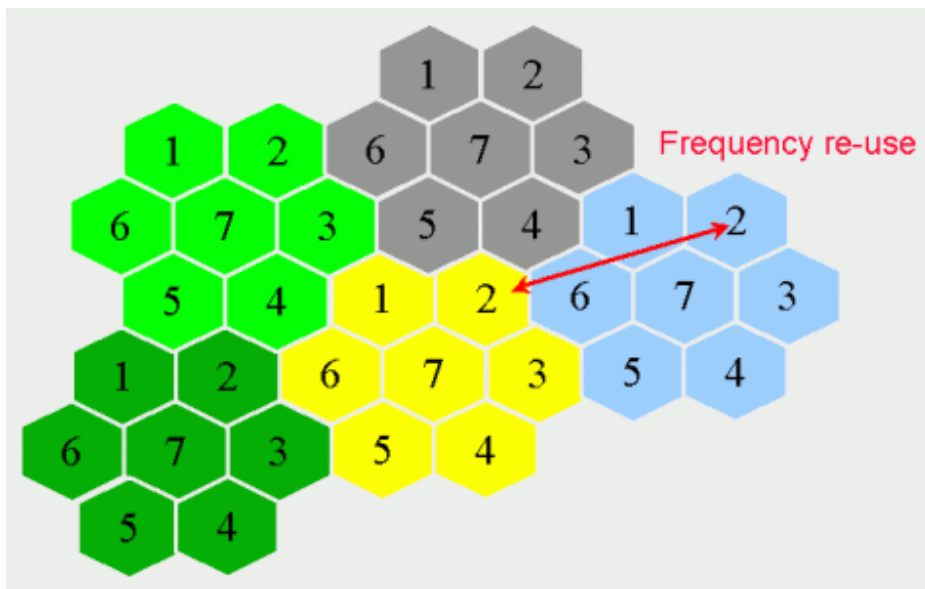
Εξωτερικά δίκτυα/IMS, είναι τα δίκτυα τα οποία παρέχουν στους συνδρομητές πλήθος ψηφιακών υπηρεσιών και ευκολιών όπως instant messaging, conferencing, voIP κ.τ.λ., στην περίπτωση των IMS και άλλες υπηρεσίες που δεν βασίζονται σε IMS όπως online streaming με πρόσβαση σε ιδιωτικούς servers. Ο IMS έχει τυποποιηθεί από την 3GPP.

4.2 Τα πλεονεκτήματα των κυψελωτών δικτύων

Το κυψελοειδές δίκτυο είναι ένα δίκτυο κινητής τηλεφωνίας που παρέχει υπηρεσίες χρησιμοποιώντας ένα μεγάλο αριθμό σταθμών βάσης με περιορισμένη ισχύ, καθένας από τους οποίους καλύπτει μόνο μια περιορισμένη περιοχή. Αυτή η περιοχή ονομάζεται κυψέλη και πήρε το όνομά της εφόσον κατά τον σχεδιασμό των δικτύων εξυπηρετεί να σχεδιάζεται ως εξάγωνο. Η κυψέλη τόσο σε επίπεδο σχεδιασμού όσο και υλοποίησης, προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα.

Το πρώτο μεγάλο πλεονέκτημα που έχει η χρήση κυψελωτών δικτύων είναι η επαναχρησιμοποίηση συχνότητας. Η περιορισμένη ισχύς των σταθμών βάσης καθιστά δυνατή

την επαναχρησιμοποίηση ίδιων συχνοτήτων από τις κυψέλες, αρκεί οι σταθμοί βάσης που τις χρησιμοποιούν να έχουν ορισμένη απόσταση μεταξύ τους ώστε να μην προκαλούνται παρεμβολές. Με αυτόν τον τρόπο η χρήση του ραδιοφάσματος είναι εξαιρετικά αποδοτική. Η λειτουργία αυτή φαίνεται πιο ξεκάθαρα στην Εικ. 4-2 όπου απεικονίζεται και η απόσταση που θα πρέπει να χωρίζει δύο κυψέλες που χρησιμοποιούν ίδιες συχνότητες. Επίσης φαίνονται και οι αστερισμοί κυψελών που σχηματίζονται κατά τον σχεδιασμό (Cellular Network, n.d.).



Εικ. 4-2 Επαναχρησιμοποίηση συχνότητας και ομάδες επαναχρησιμοποίησης (Cellular Network, n.d.)

Μια ομάδα κυψελών που χρησιμοποιούν διαφορετικές συχνότητες η κάθε μία ώστε εντός της ομάδας να εξαντλείται ολόκληρο το διαθέσιμο φάσμα, ονομάζεται ομάδα ή αστερισμός επαναχρησιμοποίησης (reuse cluster). Οι κυψέλες οι οποίες χρησιμοποιούν τις ίδιες συχνότητες ονομάζονται ομοδιαύλικές (co-channel cells).

Ένα άλλο σημαντικό προσόν των κυψελωτών δικτύων είναι η κυψελοειδής διάσπαση (cell splitting). Η συγκεκριμένη διαδικασία είναι απαραίτητη για να αντιμετωπιστεί ενδεχόμενη μεγάλη αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης. Σε ώρες αιχμής ενεργοποιείται η διαδικασία της κυψελοειδούς διάσπασης, δηλαδή η διάσπαση μιας κυψέλης σε μικρότερες κυψέλες μικρότερης ακτίνας, καθώς δεν επαρκεί το διαθέσιμο φάσμα της αρχικής για την εξυπηρέτηση των επικοινωνιακών αναγκών της περιοχής κάλυψής της. Η κάθε μικρή κυψέλη

έχει τη δυνατότητα να εξυπηρετεί τον ίδιο αριθμό συνδρομητών, που εξυπηρετούσε πριν η αρχική κυψέλη, χωρίς να υπάρχει ανάγκη αύξησης του διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων. Η δυνατότητα αυτή αυξάνει σημαντικά τη χωρητικότητα του συστήματος, ενώ παράλληλα συμβάλλει στην ελαχιστοποίηση της συγκαναλικής παρεμβολής από την επίδραση των γειτονικών κυψελών.

Με την υλοποίηση των κυψελωτών δικτύων, εισήχθει και η έννοια της μεταπομπής (handover). Πρόκειται για την διαδικασία μεταφοράς του ελέγχου και της εξυπηρέτησης μια συσκευής κινητής τηλεφωνίας από ένα σταθμό βάσης, σ' ένα άλλο σταθμό. Αυτό συμβαίνει όταν ο χρήστης βρίσκεται σε κίνηση και τείνει να εξέλθει εκτός των ορίων της κυψέλης, δηλαδή εκτός της περιοχής κάλυψης του σταθμού βάσης. Τότε, έχουμε μεταγωγή του ραδιοδιαύλου από τον ένα σταθμό στον άλλο.

Όπως αναφέραμε παραπάνω, η κυψέλη έχει σχήμα εξάγωνου αλλά μόνο γιατί εξυπηρετεί κατά την σχεδίαση κινητών δικτύων. Στην πραγματικότητα στα όριά τους οι κυψέλες παρεμβάλλονται η μία στην άλλη αν και το μέγεθος της παρεμβολής αυτής είναι εντός προδιαγραφών χωρίς να επηρεάζεται σημαντικά η λειτουργία του δικτύου. Οπότε, όταν η ένταση του σήματος ενός κινητού ελαττώνεται καθώς αυτό πλησιάζει τα όρια της κυψέλης, γίνεται αυτόματα αντιληπτή από το σύστημα το οποίο μετάνει τη ζεύξη σ' ένα γειτονικό σταθμό βάσης, συνήθως αυτόν με το ισχυρότερο σήμα στο σημείο και τη χαμηλότερη στάθμη παρεμβολής. Η εναλλαγή διαρκεί μερικά χιλιοστά του δευτερολέπτου, οπότε ο συνδρομητής δεν αντιλαμβάνεται την όλη διαδικασία.

4.3 Τύποι σταθμών βάσης και οι διαφορές τους

Κάθε δίκτυο κινητής τηλεφωνίας, ανεξαρτήτως παρόχου, αποτελείται από πολλούς σταθμούς βάσης που δύνανται να καλύψουν τις τηλεπικοινωνιακές ανάγκες των χρηστών που συνδέονται σε αυτό. Η κάλυψη που παρέχει ο εκάστοτε σταθμός βάσης οριοθετείται από την κυψέλη, δηλαδή την γεωγραφική επιφάνεια που εκτείνεται περιμετρικά (με κέντρο το σταθμό) εντός της οποίας ο κάθε σταθμός μπορεί να παρέχει αξιόπιστα υπηρεσίες τηλεφωνίας, δεδομένων και πλήθος ψηφιακών υπηρεσιών.

Υπάρχουν διάφοροι τύποι σταθμών βάσης όπου η διαφοροποίηση – κατηγοριοποίηση τους βασίζεται τόσο στο σκοπό της τοποθέτησης τους και τα χαρακτηριστικά της εκάστοτε περιοχής κάλυψης όσο και στα φυσικά και τεχνικά χαρακτηριστικά τους. Οι πιο συνήθεις τύποι σταθμών βάσης είναι οι παρακάτω:

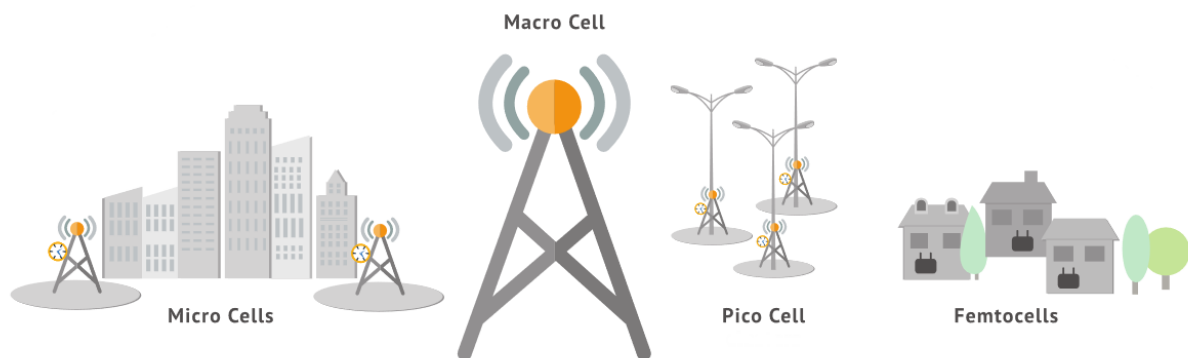
- οι σταθμοί βάσης μακροκυψελών ή μακροκυψέλες (macro cells)
- οι σταθμοί βάσης μικροκυψελών ή μικροκυψέλες (micro cells)
- οι σταθμοί βάσης πικοκυψελών ή πικοκυψέλες (pico cells)
- οι σταθμοί βάσης φεμπτοκυψελών ή φεμπτοκυψέλες (femto cells)

Οι μακροκυψέλες παρέχουν συνήθως την κύρια υποδομή για το δίκτυο των κινητών επικοινωνιών και οι κεραίες τους τοποθετούνται συνήθως σε επαρκές ύψος (πυλώνες, στέγες κτιρίων) όπου γίνονται ορατές από σχετικά μεγάλη απόσταση.

Οι μικροκυψέλες είναι εγκατεστημένες αρκετά χαμηλότερα και κοντά στο επίπεδο του δρόμου, όπου η χρήση του κινητού τηλεφώνου έχει υψηλότερη ζήτηση. Οι κεραίες μικροκυψελών είναι πολύ μικρότερες από τις κεραίες μακροκυψελών και μπορούν εύκολα να αναγνωριστούν ως χαρακτηριστικά ενός κτιρίου. Οι μικροκυψέλες παρέχουν πρόσθετη κάλυψη και χωρητικότητα σε περιπτώσεις μεγάλου αριθμού συνδρομητών σε μικρές αστικές αλλά και προαστιακές περιοχές (Ελληνική Επιτροπή Τηλεπικοινωνιών & Ταχυδρομείων, n.d.).

Οι πικοκυψέλες εγκαθίστανται και σε εξωτερικούς αλλά και σε εσωτερικούς χώρους, όπου η κάλυψη δεν είναι επαρκής αλλά και σε μικρές περιοχές όπου συγκεντρώνεται τοπικά μεγάλος αριθμός χρηστών όπως αεροδρόμια και εμπορικά κέντρα.

Οι φεμπτοκυψέλες εγκαθίστανται κυρίως μέσα σε μικρούς χώρους (διαμερίσματα, γραφεία κτλ) μεγιστοποιώντας την κάλυψη σε χώρους και σημεία όπου σε διαφορετική περίπτωση θα ήταν ασθενής. Στην Εικ. 4-3 φαίνονται οι διαφορετικοί τύποι σταθμών – κυψελών που παρουσιάστηκαν παραπάνω.



Εικ. 4-3 Τύποι σταθμών βάσης - κυψελών (Mobile Infrastructure, 2017)

Οι κυριότερες διαφορές μεταξύ των διαφορετικών τύπων σταθμών φαίνονται συγκεντρωτικά στον παρακάτω πίνακα.

LICENSED SMALL CELLS				
	Femto	Pico	Micro/metro	Macro
Indoor/outdoor	Indoor	Indoor or outdoor	Outdoor	Outdoor
Number of users	4 to 16	32 to 100	200	200 to 1000+
Maximum output power	20 to 100 mW	250 mW	2 to 10 W	40 to 100 W
Maximum cell radius	10 to 50 m	200 m	2 km	10 to 40 km
Bandwidth	10 MHz	20 MHz	20, 40 MHz	60 to 75 MHz
Technology	3G/4G/Wi-Fi	3G/4G/Wi-Fi	3G/4G/Wi-Fi	3G/4G
MIMO	2x2	2x2	4x4	4x4
Backhaul	DSL, cable, fiber	Microwave, mm	Fiber, microwave	Fiber, microwave

Πίν. 4-1 Βασικά χαρακτηριστικά γνωστών τύπων σταθμών βάσης-κυψελών (Frenzel, L., 2013)

4.3.1 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των small cells

Είναι γεγονός πως η τηλεπικοινωνιακή κίνηση αυξάνεται ετήσια με μεγάλους ρυθμούς με αποτέλεσμα να υπάρχει πάντα ζήτηση για περισσότερους ραδιοπόρους ώστε να εξυπηρετούνται όσο το δυνατό περισσότεροι χρήστες και να παρέχονται όσο το δυνατό ποιοτικότερες υπηρεσίες. Γενικότερα, η σχεδίαση και η υλοποίηση των σύγχρονων ετερογενών δικτύων στηρίζεται στη συνεργατική λειτουργία όλων των τύπων σταθμών βάσης. Η τάση της εποχής τείνει προς την ανάπτυξη κυρίως των λεγόμενων small cells (micro, pico και femto cells) και εμφανίζει αρκετά πλεονεκτήματα σε σύγκριση με τα macro cells, αλλά και κάποια μειονεκτήματα.

Με τη χρήση των small cells μπορούμε να αυξήσουμε την ευελιξία ενός δικτύου, υπό την έννοια ότι μπορούμε να επεκτείνουμε το δίκτυο όπου αυξάνεται η ζήτηση, τοπικά, χωρίς να χρειαστεί μια κοστοβόρα εγκατάσταση ενός macro cell. Μπορούμε να πετύχουμε αύξηση χωρητικότητας και καθαρότερο σήμα, δεδομένου του μικρού ύψους εγκατάστασης των κεραιών από το έδαφος, άρα ευνοϊκότερο περιβάλλον διάδοσης σήματος και λιγότερες παρεμβολές. Τα small cells καταναλώνουν λιγότερη ισχύ ενώ το κόστος τους είναι αρκετά ελκυστικό. Επιπλέον, η υλοποίηση των small cells είναι και πιο φιλική προς το περιβάλλον καθώς τα small cells είναι πολύ πιο εύκολο να τοποθετηθούν, ειδικά σε αστικό περιβάλλον, οπότε έχουμε μείωση του αριθμού των πύργων που φιλοξενούν τις αντίστοιχες κεραιές.

Παρά τα πλεονεκτήματα που παρουσιάστηκαν παραπάνω, υπάρχουν σαφώς και μειονεκτήματα που αφορούν στη χρήση των small cells. Από τα βασικότερα αυτών είναι η διασύνδεση των σταθμών βάσης, το λεγόμενο backhaul δίκτυο. Συνήθως αυτό υλοποιείται ασύρματα ή με τη χρήση οπτικών ινών. Το πρόβλημα που αντιμετωπίζουμε στην ασύρματη διασύνδεση είναι ότι λόγω του χαμηλού ύψους ανάρτησης των κεραιών των small cells, είναι πολύ δύσκολο να έχουμε line of sight επικοινωνία (απαιτείται) μεταξύ των σταθμών, ειδικά σε αστικά περιβάλλοντα, ενώ η χρήση οπτικών ινών είναι αρκετά κοστοβόρα. Επίσης, τίθενται θέματα που αφορούν τους χρήστες και τις τερματικές συσκευές όπως η αύξηση των μεταπομπών λόγω της μικρής εμβέλειας ενός small cell, την δυσκολία στον εντοπισμό ενός συνδρομητή αλλά και την αυξημένη πολυπλοκότητα του συστήματος γενικότερα.

4.4 Στοιχειοκεραίες και έξυπνες κεραίες

4.4.1 Στοιχειοκεραίες

Σε αρκετές περιπτώσεις, είναι αναγκαία η σχεδίαση και υλοποίηση κεραιών με ιδιαίτερα κατευθυντικά διαγράμματα ακτινοβολίας για να αντιμετωπισθούν τυχόν απαιτήσεις για μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις ή για επίτευξη στροφής του διαγράμματος με ηλεκτρονικό τρόπο. Το διάγραμμα ακτινοβολίας απλών ακτινοβολητών δεν είναι συνήθως αρκετά κατευθυντικό ώστε να επιτυγχάνεται μεγάλο κατευθυντικό κέρδος. Ένας καθιερωμένος τρόπος για την υλοποίηση κατευθυντικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας είναι ο σχεδιασμός και υλοποίηση διατάξεων που αποτελούνται από πολλούς όμοιους ακτινοβολητές του ίδιου προσανατολισμού, οι οποίοι τοποθετούνται με τέτοιο τρόπο ώστε τα επιμέρους πεδία που δημιουργούν να συμβάλουν ενισχυτικά προς μια επιθυμητή κατεύθυνση και να αναιρούνται μεταξύ τους στον υπόλοιπο χώρο. Οι διατάξεις αυτές ονομάζονται στοιχειοκεραίες.

Μέσω των διατάξεων αυτών δημιουργούνται ιδιαιτέρως κατευθυντικά διαγράμματα ακτινοβολίας και αυτό επιτυγχάνεται με κατάλληλη εισαγωγή διαφοράς φάσεως στην τροφοδοσία των στοιχείων της διάταξης του πομπού (με την χρήση *phase shifter*) και μεταβολή του πλάτους των σημάτων μέσω ενισχυτών σύμφωνα με τη γωνία άφιξης αυτών στη διάταξη του δέκτη. Αυτού του είδους η τεχνοτροπία δημιουργίας κατευθυντικών διατάξεων ακτινοβολίας, ονομάζεται *Beamforming*.

Η γωνία άφιξης προκύπτει από τους *Direction of Arrival (DoA)* αλγόριθμους που υπολογίζουν την γωνία πρόσπτωσης M σημάτων σε N δέκτες. Η βασική δυσκολία που αντιμετωπίζουν είναι ότι ο αριθμός των σημάτων που προσπίπτουν είναι άγνωστος καθώς και το πλάτος αυτών. Παρόλο αυτά, οι αλγόριθμοι εκμεταλλεύονται το γεγονός όπου ερχόμενο ένα σήμα υπό κάποια γωνία στην διάταξη των αισθητήρων, σε κάποιους θα φτάσει νωρίτερα και σε κάποιους αργότερα. Από αυτή λοιπόν την διαφορά στο χρόνο άφιξης των σημάτων στα στοιχεία του δέκτη, υπολογίζεται η γωνία άφιξης.

Θα πρέπει να τονιστεί πως τα παραπάνω αφορούν την λειτουργία μια στοιχειοκεραίας ως πομπό. Στην λήψη λειτουργεί ως χωρικό φίλτρο (*spatial filter*), πράγμα που σημαίνει ότι

πραγματοποιεί διαχωρισμό σημάτων με κοινό φασματικό περιεχόμενο χρησιμοποιώντας επίσης τις πληροφορίες από τον DoA αλγόριθμο (Γράβας και Σαράφογλου, n.d.).

Από τα παραπάνω, είναι φανερό ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας, είναι το σημαντικότερο χαρακτηριστικό μιας στοιχειοκεραίας και εξαρτάται από:

- τη γεωμετρία της
- τη συχνότητα λειτουργίας της
- τη σχετική διέγερση και το πλήθος των στοιχείων ακτινοβολίας

Άλλα χαρακτηριστικά μεγέθη μιας στοιχειοκεραίας είναι το κέρδος, το εύρος ζώνης και η αντίσταση εισόδου. Οι στοιχειοκεραίες συνήθως κατηγοριοποιούνται ανάλογα με την ομοιομορφία τους σε επίπεδο σχεδιασμού, σε χωρικά ομοιόμορφες ή χωρικά ανομοιόμορφες, ανάλογα με την ομοιομορφία στην διάταξη των επιμέρους στοιχείων των ακτινοβολητών. Επίσης, μπορεί να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με τη διέγερσή τους σε ομοιόμορφης ή ανομοιόμορφης διέγερσης, ανάλογα το πλάτος και τη διαφορά φάσης των ρευμάτων που τροφοδοτούν τα στοιχεία της (Κωττής Γ. Π., 2005).

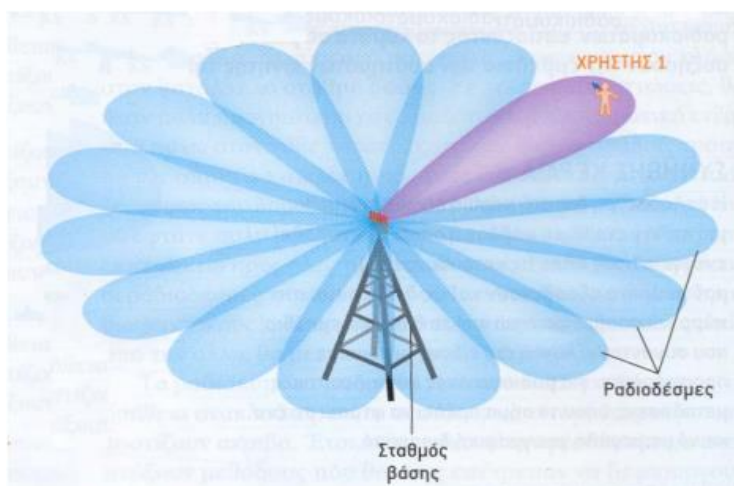
4.4.2 Έξυπνες κεραίες

Πρόκειται για στοιχειοκεραίες οι οποίες στηρίζονται στην λειτουργία της ανάδρασης του συστήματος. Έχουν τη δυνατότητα να χρησιμοποιούν έξυπνους αλγόριθμους επεξεργασίας σήματος με σκοπό την προσαρμογή της λειτουργείας τους ανάλογα με τις πληροφορίες που λαμβάνουν από το περιβάλλον. Οι έξυπνες κεραίες χωρίζονται σε δύο κατηγορίες ανάλογα με τη λειτουργία τους, αυτές της μεταβλητής δέσμης (switched beam) και τις προσαρμόσιμες (adaptive).

Οι κεραίες μεταβλητής δέσμης, δημιουργούν ένα σύνολο προκαθορισμένων επικαλυπτόμενων δεσμών που καλύπτουν την περιοχή γύρω από την κεραία. Μέσω των αλγορίθμων επεξεργασίας σήματος και του υπολογισμού του SNR αλλά και του λόγου σήματος προς παρεμβολή (Signal to Interference Ratio, SIR), ο σταθμός, μπορεί και εκτιμά ποια προκαθορισμένη δέσμη θα εξυπηρετήσει καλύτερα τον χρήστη. Επίσης, η εκάστοτε δέσμη που

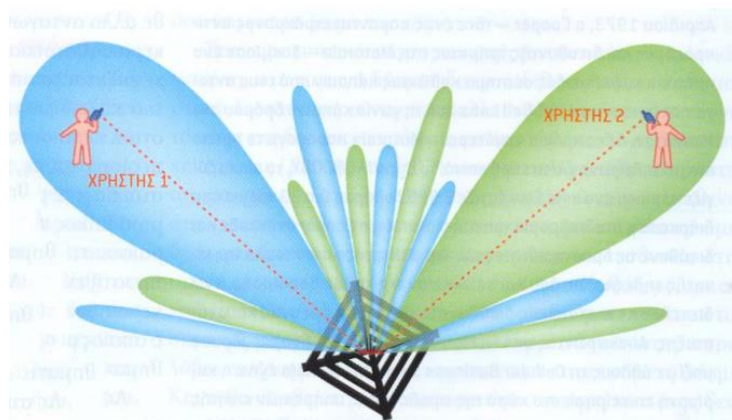
εξυπηρετεί ένα χρήστη, μπορεί να μεταγεται σε άλλη προκαθορισμένη θέση ανάλογα με την κίνηση του χρήστη εντός της περιοχής κάλυψης της στοιχειοκεραίας.

Παρά τις καινοτομίες που διέπουν τις κεραίες μεταβλητής δέσμης, αυτές θεωρούνται μη αποδοτικές πλέον μιας και δεν μπορούν να ανταπεξέλθουν στις περισσότερες εφαρμογές των σύγχρονων δικτύων λόγω απότομης εξασθένισης σήματος κατά την έξοδο του χρήστη από τη βέλτιστη δέσμη και λόγω προβλημάτων που παρουσιάζουν σε περιπτώσεις πολύοδης διάδοσης όπου υπάρχει αυξημένη πιθανότητα μεταγωγής του χρήστη σε λάθος δέσμη. Στην Εικ. 4-4 φαίνεται το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας κεραίας μεταβλητής δέσμης (Γράβας και Σαράφογλου, n.d.).



Εικ. 4-4 Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας μεταβλητής δέσμης (Γράβας και Σαράφογλου, n.d.)

Οι προσαρμόσιμες κεραίες, είναι αυτές που χρησιμοποιούνται πλέον στα σύγχρονα συστήματα κινητών επικοινωνιών και εφαρμόζουν την τεχνική Beamforming που αναφέρθηκε παραπάνω. Πρόκειται για κατευθυντικές στοιχειοκεραίες οι οποίες βάσει σχετικού αλγορίθμου, προσαρμόζουν το διάγραμμα ακτινοβολίας τους ώστε να παρακολουθούν σε πραγματικό χρόνο τον χρήστη και να παρέχουν μόνιμα τη βέλτιστη δέσμη ενώ παράλληλα να επιτυγχάνει χαμηλούς πλευρικούς λοβούς ή ακόμα και μηδενικούς προς ορισμένες κατευθύνσεις. Έτσι οι κεραίες αυτές επιτυγχάνουν α) μείωση των παρεμβολών καθώς όταν εξυπηρετούν πολλούς χρήστες, ελαχιστοποιείται η επικάλυψη μέσω των πλευρικών λοβών σε γειτονικούς χρήστες β) επαναχρησιμοποίηση ίδιων συχνοτήτων για χρήστες που βρίσκονται σε μη γειτονικές διευθύνσεις και γ) μείωση διαλείψεων (fading) λόγω πολλαπλών οδεύσεων. Στην Εικόνα 4-5 φαίνεται το διάγραμμα ακτινοβολίας της προσαρμόσιμης κεραίας.



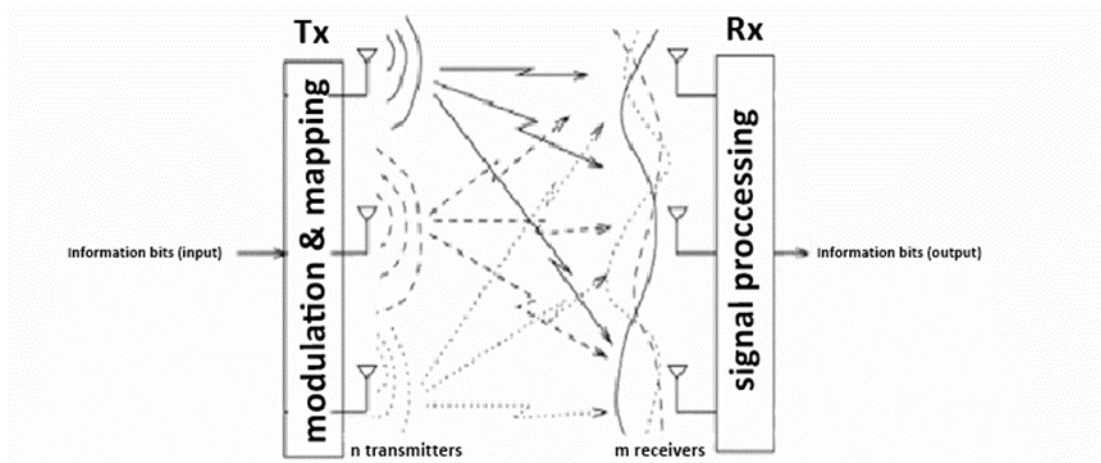
Εικ. 4-5 Διάγραμμα ακτινοβολίας προσαρμοσμένης κεραίας (Γράβας και Σαράφογλου, n.d.)

4.5 Συστήματα MIMO

Τα συστήματα MIMO, είναι τα πλέον σύγχρονα. Έχουν τυποποιηθεί και χρησιμοποιούνται ευρύτατα από ασύρματα τοπικά δίκτυα και φυσικά από δίκτυα κινητής τηλεφωνίας 3^{ης} και 4^{ης} γενιάς. Πρόκειται για μια τεχνική που εκμεταλλεύεται το φαινόμενο των πολλαπλών διαδρομών που ακολουθεί ένα σήμα (λόγω των μηχανισμών ραδιοδιάδοσης), για την αποστολή πολλαπλής ροής πληροφοριών από ένα σύστημα πομπού πολλαπλών κεραιών σε ένα άλλο σύστημα δέκτη επίσης πολλαπλών κεραιών. Ουσιαστικά το κανάλι επικοινωνίας μεταξύ πομπού και δέκτη, είναι ένα σύστημα πολλών εισόδων – πολλών εξόδων (Γράβας και Σαράφογλου, n.d.).

Κάθε αλληλουχία δεδομένων που βρίσκεται στον πομπό προς μετάδοση, αφού υποστεί την σχετική επεξεργασία (διαμόρφωση, κωδικοποίηση κτλ.), τεμαχίζεται σε μικρότερα πακέτα δεδομένων τα οποία εκπέμπονται από τους ακτινοβολητές του πομπού. Κατά τη διάρκεια αυτής της διαδικασίας παράγονται N ακολουθίες συμβόλων με κάποιο βαθμό ανεξαρτησίας μεταξύ τους, από πλήρως ασυσχέτιστες έως τελείως συσχετισμένες. Αν το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό και μετά από σχετική επεξεργασία, οι παραγόμενες ακολουθίες πολλαπλασιάζονται με αντίστοιχους γραμμικούς συντελεστές και εκπέμπονται στο ασύρματο κανάλι. Η ακριβώς αντίστροφη διαδικασία συμβαίνει στο δέκτη ώστε να ληφθούν τα πακέτα, να ενοποιηθούν και μετά τις διαδικασίες αποκωδικοποίησης και αποδιαμόρφωσης να ληφθεί η αλληλουχία δεδομένων που εκπέμφθηκε εξ' αρχής. Στην Εικ. 4-6, απεικονίζεται ένα σύστημα MIMO

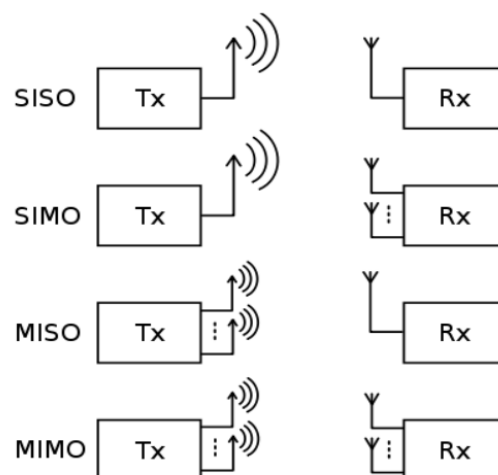
αποτελούμενο από τον πομπό (στοιχειοκεραία n στοιχείων), το δέκτη (στοιχειοκεραία m στοιχείων) και το κανάλι πολλαπλών εισόδων-εξόδων.



Εικ. 4-6 Σύστημα MIMO με πομπό n στοιχείων και δέκτη m στοιχείων (Rajesh and Prajakta, 2013, επεξεργασία του συγγραφέα)

Είναι προφανές πως τα MIMO, δεν θα μπορούσαν να υλοποιηθούν χωρίς να προηγηθεί η ιδέα και κατ' επέκταση ο σχεδιασμός και η υλοποίηση των ευφυών στοιχειοκεραιών. Παρόλο αυτά, υπάρχουν διαφορές στη λειτουργία των στοιχειοκεραιών στην περίπτωση των MIMO. Η χρήση των ευφυών κεραιών ξεκίνησε με σκοπό να μειωθούν στο ελάχιστο ή ακόμα και να εξαλειφθούν τα φαινόμενα πολύοδης διάδοσης και διαλείψεων λόγω χρονικά καθυστερημένων και εξασθενημένων σημάτων (delay spread). Αντίθετα, τα συστήματα MIMO στηρίζουν την λειτουργία τους ακριβώς σε αυτά τα φαινόμενα. Επίσης, κατά το σχεδιασμό των ευφυών κεραιών, απαιτούνται πολύπλοκα συστήματα επεξεργασίας σημάτων στον πομπό ενώ δεν απαιτούνται αυτές οι προδιαγραφές από μια κινητή τερματική συσκευή. Αντιθέτως, τα MIMO συστήματα προϋποθέτουν τη χρήση ευφυών στοιχειοκεραιών σε πομπό αλλά και σε δέκτη και φυσικά τη χρήση σχετικών αλγορίθμων σε επίπεδο υλικού και λογισμικού. Τέλος, τα MIMO είναι δυνατό να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με το πλήθος των κεραιών σε πομπό και δέκτη όπως φαίνεται παρακάτω:

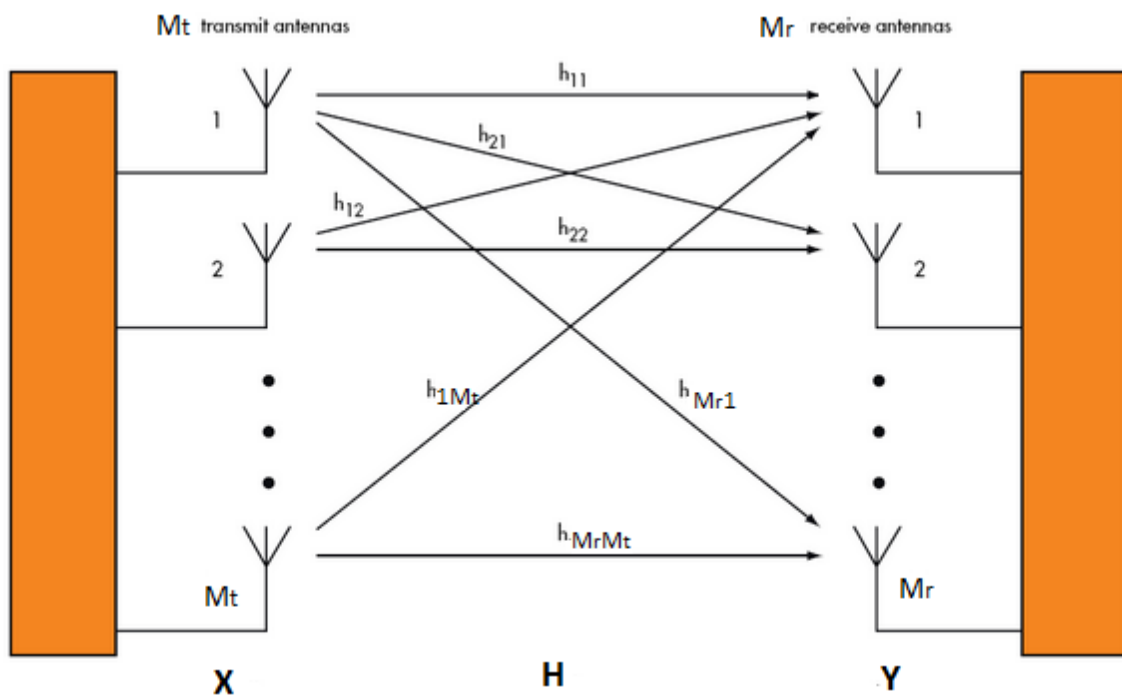
- **Single Input – Single Output (SISO)**, όπου ουσιαστικά δεν μιλάμε για ένα MIMO σύστημα καθώς στην περίπτωση αυτή έχουμε μία κεραία στο πομπό και μία στο δέκτη.
- **Single Input – Multiple Output (SIMO)**, όπου υπάρχουν πολλές κεραίες στο δέκτη και μία κεραία στο πομπό.
- **Multiple Input – Single Output (MISO)**, όπου υπάρχουν πολλές κεραίες στο πομπό και μία κεραία στο δέκτη.
- **Single User Multiple Input - Multiple Output (SU-MIMO)**, όπου υπάρχει επικοινωνία ενός χρήστη με τη χρήση πολλαπλών κεραιών μεταξύ ενός σταθμού βάσης και ενός εξοπλισμού χρήστη.
- **Multi User Multiple Input - Multiple Output (MU-MIMO)**, όπου η ταυτόχρονη επικοινωνία χρηστών είναι εφικτή. Και ο πομπός και ο δέκτης χρησιμοποιούν πολλές κεραίες. Για την επικοινωνία υπάρχει μηχανισμός διαμοιρασμού πόρων (Κεφαλάς, Γ., 2016).



Εικ. 4-7 Κατηγορίες συστημάτων MIMO

4.5.1 Μαθηματική περιγραφή συστημάτων MIMO

Έστω σύστημα MIMO, όπου πομπός και δέκτης αποτελούνται από στοιχειοκεραίες. Για να μπορέσουμε να μελετήσουμε - προσομοιώσουμε την περίπτωση ενός MIMO συστήματος για Rayleigh κανάλι, θα πρέπει να θεωρήσουμε ότι τα στοιχεία των κεραιών είναι αντίστοιχα τοποθετημένα στο ίδιο φυσικό επίπεδο του πομπού και του δέκτη, ενώ παρουσιάζουν το ίδιο διάγραμμα ακτινοβολίας.



Εικ. 4-8 Διάταξη MIMO (Εφραίμ, Χ., 2015)

Υποθέτουμε ότι πομπός και δέκτης διαθέτουν M_t και M_r στοιχεία αντίστοιχα, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα. Τα σήματα που εκπέμπονται από την κεραία εκπομπής περιγράφονται από το διάνυσμα:

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{M_t}(t)]^T \quad (4.1)$$

Θεωρούμε το εύρος συνοχής του διαύλου πολύ μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης των εκπεμπόμενων σημάτων άρα οι διαλείψεις είναι επίπεδες και όχι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα οπότε ο δίαυλος μεταξύ της κεραίας εκπομπής i ($1 \leq i \leq M_t$) και της κεραίας λήψης j ($1 \leq j \leq M_r$) περιγράφεται από το μιγαδικό συντελεστή h_{ij} . Επίσης, θεωρούμε ότι έχουμε AWGN ίσο με $n_j(t)$. Το σήμα λήψης στην κεραία του δέκτη θα είναι:

$$y_j(t) = \sum_{i=1}^{M_t} h_{ij}x_i(t) + n_j(t) \quad (4.2)$$

Η παραπάνω σχέση σε μορφή πινάκων γράφεται ως εξής:

$$Y(t) = H * X(t) + N(t) \quad (4.3)$$

Όπου $Y(t)$ είναι το διάνυσμα λήψης, H ο πίνακας του διαύλου (channel matrix) και $N(t)$ το διάνυσμα θορύβου, που δίνονται αντίστοιχα από τις πιο κάτω σχέσεις:

$$Y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{M_r}(t)]^T \quad (4.4)$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ h_{M_r,1} & h_{M_r,2} & \cdots & h_{M_r,M_t} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{M_r}(t)]^T \quad (4.6)$$

Η προηγούμενη εξίσωση περιγράφει το βασικό μιγαδικό μοντέλο διαύλου για συστήματα MIMO με επίπεδες διαλείψεις. Μια πολύ σημαντική παράμετρος για την επίδοση του συστήματος είναι το κατά πόσο ο πομπός και ο δέκτης γνωρίζουν τον πίνακα H , ουσιαστικά το δίαυλο. Όταν μια συσκευή λειτουργεί ως δέκτης συνήθως πραγματοποιεί εκτίμηση του διαύλου. Όταν λειτουργεί ως πομπός, αξιοποιεί την πληροφορία που ήδη έχει για το δίαυλο μέσω ανάδρασης, όπου λαμβάνει την πληροφορία αυτή από την άλλη πλευρά της ζεύξης. Αν ο δίαυλος δεν είναι γνωστός στον πομπό ή/και στο δέκτη πρέπει να γίνει κάποια υπόθεση για τη στατιστική συμπεριφορά του (Εφραίμ, Χ., 2015).

4.5.2 Τεχνικές υλοποίησης συστημάτων MIMO

Η αξιολόγηση ενός συστήματος MIMO και γενικότερα μιας ασύρματης ζεύξης/μετάδοσης, γίνεται βάση τριών μεγεθών/κριτηρίων: α) **χωρητικότητα**, δηλαδή το πόσο μεγάλος είναι ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων, β) **αξιοπιστία**, που εκφράζεται από το BER κατά τη μετάδοση και γ) **πολυπλοκότητα**, του συστήματος πομπού και δέκτη που κυρίως εκφράζεται ως κατανάλωση ισχύος.

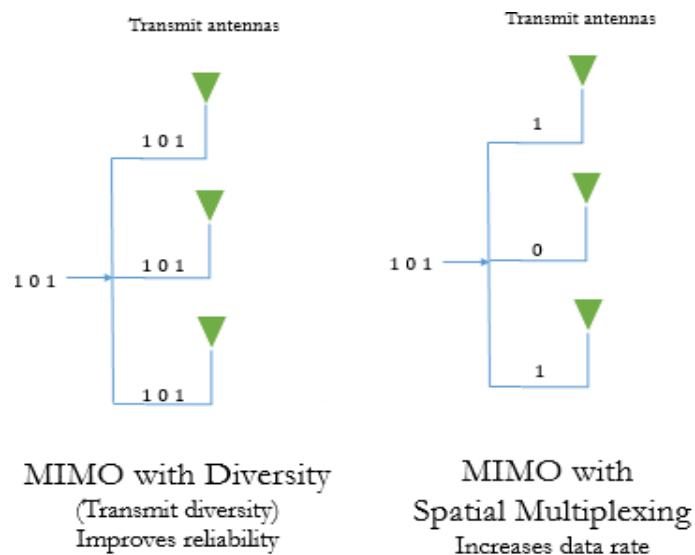
Ανάλογα την περίπτωση, δηλαδή τις ανάγκες που πρέπει να καλυφθούν σε επίπεδο σχεδιασμού και υλοποίησης ενός ασύρματου και κινητού δικτύου επικοινωνιών, τα συστήματα MIMO μπορούν να χρησιμοποιήσουν αντίστοιχες τεχνικές ώστε να ικανοποιούν τα παραπάνω κριτήρια. Πέρα από το Beamforming, του οποίου η λειτουργία περιγράφηκε σύντομα παραπάνω, οι δύο παρακάτω τεχνικές χρησιμοποιούνται κατά κόρον για αύξηση χωρητικότητας και αύξηση αξιοπιστίας αντίστοιχα :

1. **Χωρική πολυπλεξία (Spatial multiplexing)**, είναι η τεχνική κατά την οποία η αρχική ροή δεδομένων, διαχωρίζεται σε μικρότερες υποροές, με διαφορετικό περιεχόμενο η κάθε μία. Στη συνέχεια, επεξεργάζονται κατάλληλα και εκπέμπονται από τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας, στην ίδια συχνότητα. Με τον τρόπο αυτό ο τελικός ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται είναι ανάλογος με τα ζεύγη των στοιχείων των κεραιών σε πομπό και δέκτη. Σε κάποιες περιπτώσεις είναι εφικτό να πλησιάσουμε ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων

ώστε να ξεπεράσουμε ένα SISO σύστημα, τόσες φορές όσα είναι τα ζεύγη πομπού-δέκτη σε ένα συμμετρικό σύστημα. Όπως είναι φανερό, η τεχνική χωρικής πολυπλεξίας χρησιμοποιείται σε περιπτώσεις που θέλουμε να έχουμε βέλτιστη χωρητικότητα εύρους ζώνης σε όρους ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, χωρίς ταυτόχρονη αύξηση της ισχύος εκπομπής (Γράβας και Σαράφογλου, n.d.).

2. **Διαφορισμός (Diversity)**, είναι η τεχνική όπου έχουμε επίσης τεμαχισμό της αρχικής ροής δεδομένων σε υποροές αλλά αυτή τη φορά ίδιου πληροφοριακού περιεχομένου και ανάθεσης αυτών προς επίσης ταυτόχρονη εκπομπή, στα στοιχεία της κεραίας. Σκοπός της τεχνικής αυτής είναι να περιορίσει τις διαλείψεις λόγω πολύοδης διάδοσης. Αν οι κεραίες θεωρηθούν επαρκώς ασυσχέτιστες και τα σύμβολα ακολουθήσουν διαφορετικές διαδρομές, που σημαίνει ότι θα υποστούν διαφορετικές διαλείψεις, αυξάνεται κατά πολύ η πιθανότητα να ανιχνεύσει ο δέκτης την πραγματική πληροφορία καθώς μειώνεται αντίστοιχα η πιθανότητα να υποστούν όλα τα σύμβολα – σήματα, καταστροφική πτώση ισχύος. Επομένως είναι πάρα πολύ πιθανό να καταφέρουμε να ανακτήσουμε την αρχική μεταδιδόμενη πληροφορία, τουλάχιστον από μία διαδρομή. Σαν αποτέλεσμα έχουμε μεγάλη βελτίωση του SNR και ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση του BER, χωρίς απαίτηση για αύξηση ισχύος, όπου καθιστά το σύστημα το πλέον αξιόπιστο ενώ ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων παραμένει ο ίδιος.

Είναι προφανές ότι η πιθανότητα ορθής λήψης της εκάστοτε πληροφορίας είναι ανάλογη του πλήθους των κεραιών. Στην παρακάτω εικόνα μπορούμε να διακρίνουμε την διαφορετική λειτουργία των δύο τεχνικών που περιεγράφηκαν παραπάνω (Γράβας και Σαράφογλου, n.d.).



Εικ. 4-9 Σύστημα MIMO με υλοποίηση διαφορισμού (αριστερά) και με υλοποίηση χωρικής πολυπλεξίας (δεξιά)
 (Γράβας και Σαράφογλου, n.d.)

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, το αντικείμενο είναι η παρουσίαση και προσομοίωση τεχνικών και μεθόδων που στόχο έχουν την αύξηση της απόδοσης των MIMO συστημάτων και υποσυστημάτων σε όρους αξιοπιστίας. Με βάση αυτό, δεν θα γίνει περαιτέρω αναφορά σε τεχνικές που αφορούν αμιγώς στην αύξησης της χωρητικότητας ή στη μείωση της πολυπλοκότητας των συστημάτων.

4.5.3 Κέρδη συστημάτων MIMO

4.5.3.1 Κέρδος Διάταξης (Array Gain)

Το κέρδος διάταξης στα συστήματα MIMO προϋποθέτει γνώση του καναλιού διάδοσης από το σύστημα πομπού – δέκτη. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της ανάδρασης του συστήματος (μέσω ζεύξης επιστροφής), κάτι που φυσικά αυξάνει την πολυπλοκότητά του. Γνωρίζοντας το κανάλι, είναι εφικτή η μείωση της πιθανότητας εμφάνισης λανθασμένων συμβόλων και το σήμα είναι αρκετά ανθεκτικό σε διαλείψεις. Το κέρδος διάταξης των MIMO συστημάτων συναρτήσει SISO συστήματος, δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$AG = SNR_{ISO}/SNR_{MIMO} \quad (4.7)$$

4.5.3.2 Κέρδος Διαφορισμού (Diversity Gain)

Το κέρδος διαφορισμού, είναι άρρηκτα συνδεδεμένο με την ανεξαρτησία των καναλιών διάδοσης σε ένα MIMO σύστημα. Έστω M το πλήθος των κεραιών στο πομπό και N το πλήθος των κεραιών στο δέκτη. Το μέγιστο κέρδος διαφορισμού δύναται να επιτευχθεί όταν όλα τα κανάλια διάδοσης του συστήματος είναι πλήρως ανεξάρτητα και ισούνται με το γινόμενο $M \times N$. Η ανεξαρτησία επιτυγχάνεται με τη σωστή τοποθέτηση των κεραιών – ακτινοβολητών (σε ορισμένη απόσταση μεταξύ τους) σε πομπό και δέκτη. Από τα παραπάνω είναι φανερό ότι όσο μεγαλύτερο το πλήθος κεραιών στο πομπό ή στο δέκτη ή και στους δύο, τόσο μεγαλύτερο το κέρδος διαφορισμού. Αξίζει να σημειωθεί πως το κέρδος διαφορισμού προκύπτει περισσότερο σε αστικές περιοχές όπου το μέσο διάδοσης βρίθκει σκεδαστών, κάτι που εξασφαλίζει την αυξημένη ανεξαρτησία των μονοπατιών διάδοσης. Με την αντίστροφη λογική, σε μη αστικές περιοχές, έχουμε πιο αυξημένη επίτευξη κέρδους διάταξης.

4.5.3.3 Κέρδος Χωρικής Πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain)

Το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας είναι επίσης ανάλογο της ανεξαρτησίας των καναλιών διάδοσης. Η διαφορά με το κέρδος διαφορισμού είναι ότι οι κεραίες εδώ δεν εκπέμπουν ταυτόχρονα παρόμοια σύμβολα, αλλά εντελώς διαφορετικά ώστε να αυξηθεί η χωρητικότητα του συστήματος. Οπότε το κέρδος προκύπτει σύμφωνα με το πλήθος διαφορετικών μεταξύ τους ζευγών πομπού – δέκτη άρα είναι $\min(M, N)$ (Κεφαλάς, Γ., 2016)

4.5.4 Τεχνικές μετάδοσης για διατάξεις MIMO και υποδιατάξεις

4.5.4.1 Beamforming

Όπως έχει αναφερθεί και παραπάνω, το Beamforming είναι μια τεχνική η οποία αφορά στο σχηματισμό ιδιαιτέρως κατευθυντηκών διαγραμμάτων ακτινοβολίας ανάλογα με τις ανάγκες που καλείται να καλύψει το εκάστοτε σύστημα. Εν προκειμένω, θεωρούμε σύστημα MISO ($M \times 1$) και κανάλι γνωστό σε αυτό. Ο πομπός στέλνει το διάνυσμα:

$$\sqrt{E_s/M} p s \quad (4.8)$$

όπου $p = \sqrt{\frac{M}{\|h\|^2}} h^*$ ώστε τα σήματα που λαμβάνει ο δέκτης είναι συμφασικά και μαζί με τον προστιθέμενο λευκό θόρυβο εκφράζονται από τη σχέση:

$$y = \sqrt{E_s} \|h\| s + n \quad (4.9)$$

4.5.4.2 Χώρο – Χρονική Κωδικοποίηση (Space – Time Coding)

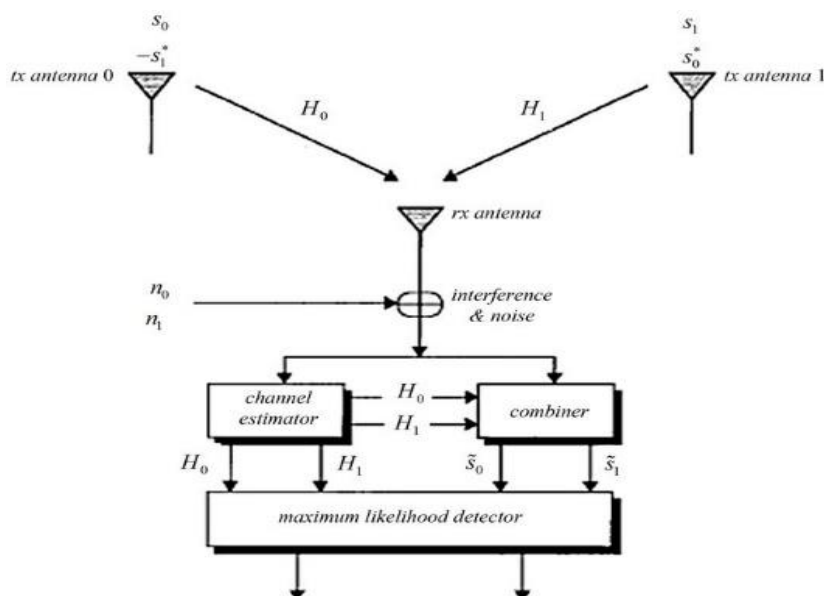
Γενικά, όταν μιλάμε για Space – Time Coding (STC), ουσιαστικά αναφερόμαστε στους κώδικες αυτούς που εκμεταλλεύονται σε επίπεδο χώρου και χρόνου το διαθέσιμο ραδιοφάσμα ώστε να πετύχουμε μέγιστη απόδοση του συστήματος σε όρους αξιοπιστίας. Υπάρχουν δύο μεγάλες κατηγορίες κωδίκων που αφορούν στη χώρο – χρονική κωδικοποίηση, α) οι Space – Time Trellis Codes (STTC) και οι Space – Time Block Codes (STBC). Οι STTC κώδικες, θεωρούνται

σχετικά παρωχημένοι λόγω της πολυπλοκότητας και των απαιτήσεων τους από το σύστημα, έτσι συνήθως χρησιμοποιούνται οι STBC κώδικες.

Η λειτουργία των STBC κωδίκων, είναι ότι έχουμε μετάδοση της πληροφορίας μέσω blocks, δηλαδή πακέτα πληροφορίας που δρομολογούνται στην εκάστοτε συστοιχία κεραιών του πομπού, αφού το κάθε ένα από αυτά έχει πολλαπλασιαστεί με αντίστοιχα μητρεία κωδικοποίησης, ανεξάρτητα των καναλιών.

Οι Orthogonal Space – Time Block Codes (OSTBC), είναι υποκατηγορία των STBC κωδίκων και είναι η πλέον σύγχρονη μέθοδος κωδικοποίησης που χρησιμοποιείται σε MIMO-OFDM συστήματα. Η μεγάλη διαφορά με τους STBC κώδικες είναι ότι τα μητρεία με τα οποία πολλαπλασιάζονται τα εκάστοτε block πληροφορίας, είναι ορθογώνια. Αυτό μετατρέπει το MIMO σύστημα σε $M \times SISO$ κανάλια απολύτως ανεξάρτητα μεταξύ τους κάτι που αυξάνει την ανθεκτικότητα της πληροφορίας σε διαλείψεις και μεγιστοποιεί την αξιοπιστία του συστήματος. Το μειονέκτημα εδώ είναι ο χαμηλός ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας, καθώς εκπέμπεται 1 σύμβολο από τον εκάστοτε ακτινοβολητή του πομπού για κάθε χρονική στιγμή εκπομπής. Στους OSTBC κώδικες ανήκει και το σχήμα Alamouti που θα περιγραφεί παρακάτω.

4.5.4.3 Σχήμα Alamouti



Εικ. 4-10 Σχήμα Alamouti (Youssefi, κ.α., 2013)

Η τεχνική του Alamouti εφαρμόζεται σε σύστημα MIMO και δεν απαιτείται γνώση του καναλιού διάδοσης. Στη πιο απλή μορφή του είναι ένα σύστημα MISO 2x1. Οι δύο κεραίες, Tx_0 και Tx_1 εκπέμπουν σε πρώτο χρόνο και ταυτόχρονα, τα σύμβολα s_0 και s_1 αντίστοιχα, το κάθε ένα με ενέργεια εκπομπής $E_s/2$. Σε δεύτερο χρόνο, τα σύμβολα $-s_1^*$ και s_0^* . Θεωρούμε δεδομένη απόσταση μεταξύ των δύο κεραιών εκπομπής, ώστε τα κανάλια H_0 και H_1 να μπορούν να θεωρηθούν ανεξάρτητα. Η εκπομπή των παραπάνω σημάτων περιγράφεται από τη παρακάτω σχέση:

$$S = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Τα λαμβανόμενα σήματα στο δέκτη συν τον λευκό θόρυβο και τις δύο χρονικές στιγμές θα είναι αντίστοιχα:

$$r_0 = H_0 s_0 + H_1 s_1 + n_0 \quad (4.11)$$

$$r_1 = H_1 s_0^* - H_0 s_1^* + n_1 \quad (4.12)$$

Από τα παραπάνω, ο δέκτης, σε πρώτο χρόνο θα λάβει ένα σήμα το οποίο θα περιέχει τη διπλή πληροφορία s_0 και s_1 , πράγμα που δυσχεραίνει τη σωστή ανίχνευση και λήψη των συμβόλων που μεταδόθηκαν. Για το λόγο αυτό, έχουμε σε δεύτερο χρόνο, εκπομπή του ίδιου σήματος ελαφρώς παραλλαγμένου (Καραγιαννίδης και Καπινάς, n.d.). Στη συνέχεια, ο δέκτης θα υπολογίζει το συζυγές του σήματος που έλαβε σε δεύτερο χρόνο το οποίο προκύπτει:

$$r_1^* = H_1^* s_0 - H_0^* s_1 + n_1^* \quad (4.13)$$

Κατασκευάζοντας τα μητρεία για τα εκπεμπόμενα σήματα, $s = [s_0 \ s_1]^T$, για το κανάλι διάδοσης $H = \begin{bmatrix} H_0 & H_1 \\ H_1^* & -H_0^* \end{bmatrix}$, τα λαμβανόμενα σήματα $r = [r_0 \ r_1^*]^T$ και του θορύβου $n = [n_0 \ n_1^*]^T$, διανυσματική μορφή των λαμβανόμενων σημάτων θα είναι (Καρυπίδης, Β., 2015):

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 & H_1 \\ H_1^* & -H_0^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix} \Rightarrow r = Hs + n \quad (4.14)$$

Ο συνδυαστής (Combiner) θα κατασκευάσει τα σήματα που θα δρομολογηθούν στην είσοδο του ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood Detector, MLD):

$$\hat{r}_0 = (|h_0|^2 + |h_1|^2)s_0 + h_0^*n_0 + h_1n_1^* \quad (4.15)$$

$$\hat{r}_1 = (|h_0|^2 + |h_1|^2)s_1 + h_1^*n_0 - h_0n_1^* \quad (4.16)$$

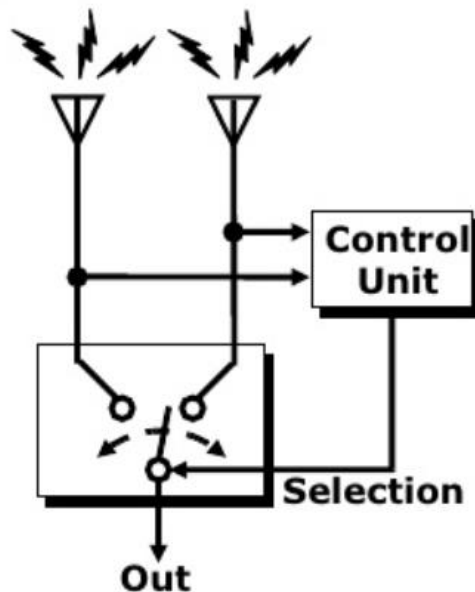
Από τις παραπάνω δύο σχέσεις διαπιστώνουμε ότι τα δύο σήματα έχουν διαχωριστεί πλήρως στο δέκτη οπότε και έχουν εξαλειφθεί τυχόν μεταξύ τους παρεμβολές. Το SNR προκύπτει από τη σχέση (Σκόντας, Σ. Φ., 2015):

$$\gamma = \frac{(|h_0|^2 + |h_1|^2)(E_s/2)}{N_0} \quad (4.17)$$

4.5.4.4 Χωρο – Συχνотική Κωδικοποίηση (Space – Frequency Coding)

Η χωρο – συχνотική κωδικοποίηση αφορά στους κώδικες που δύνανται να εκμεταλλευτούν το ραδιοφάσμα σε επίπεδο χώρου και συχνότητας για αύξηση της απόδοσης ενός MIMO-OFDM συστήματος. Για να γίνει πιο εύκολα αντιληπτή η λειτουργία της, (βλέπε Εικ. 4-9), αρκεί να διαφοροποιήσουμε λίγο το σχήμα Alamouti, όπου τα σήματα s_0 και $-s_1^*$, εκπέμπονται σε διαφορετική συχνότητα μεταξύ τους, από την κεραία Tx_0 . Το ίδιο συμβαίνει αντίστοιχα και με τα σύμβολα s_1 και s_0^* που θα εκπεμφθούν από την κεραία Tx_1 . Έτσι ο διαχωρισμός στο πεδίο του χρόνου, δίνει τη θέση του στο διαχωρισμό στο πεδίο της συχνότητας.

4.5.4.5 Συνδυασμός επιλογής (Selection Combining)



Εικ. 4-11 Selection Combining (Chandra, A., 2012)

Ο συνδυασμός επιλογής (SC) είναι η τεχνική όπου ο συνδυαστής επιλέγει μεταξύ άλλων, το σήμα με το μεγαλύτερο στιγμιαίο πλάτος ή το μεγαλύτερο στιγμιαίο SNR και το δρομολογεί στην έξοδό του. Δεν απαιτείται γνώση του καναλιού. Έτσι για πλάτος ισχύει η σχέση:

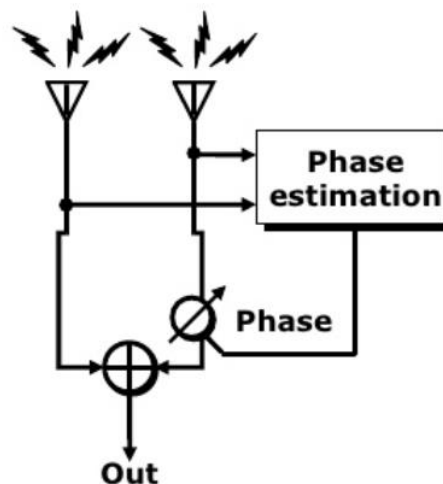
$$r = \max\{r_L\} \quad (4.18)$$

Ενώ αντίστοιχα για το SNR η σχέση:

$$y = \max\{y_L\} \quad (4.19)$$

Και στις δύο παραπάνω περιπτώσεις το L , συμβολίζει αντίστοιχα το πλάτος και το SNR, στη L -οστή κεραία λήψης.

4.5.4.6 Συνδυασμός Ίσου Κέρδους (Equal Gain Combining)

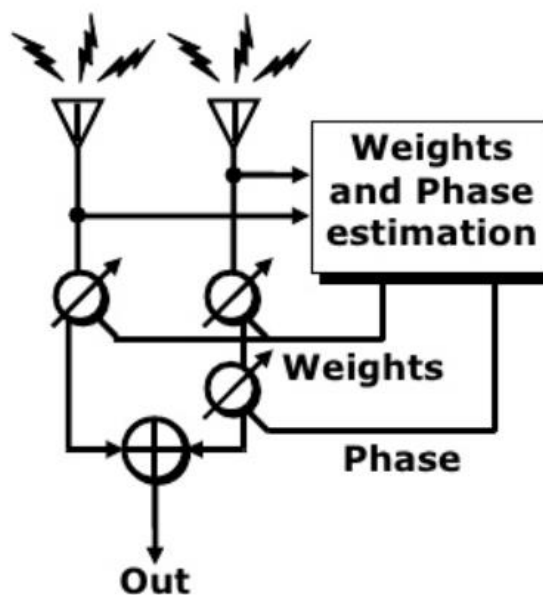


Εικ. 4-12 Equal Gain Combining (Chandra, A., 2012)

Ο συνδυασμός ίσου κέρδους (EGC) είναι η τεχνική κατά την οποία όλα τα λαμβανόμενα σήματα αθροίζονται αφού πρώτα έχουν πολλαπλασιαστεί με αντίστοιχους συντελεστές στάθμισης ώστε να γίνουν συμφασικά. Το SNR στην περίπτωση αυτή προκύπτει:

$$y = \frac{1}{N_0 L} (\sum_{i=1}^L r_i)^2 \quad (4.20)$$

4.5.4.7 Συνδυασμός Μέγιστου Λόγου (Maximal Ratio Combining)



Εικ. 4-13 Maximal Ratio Combining (Chandra, A., 2012)

Η τεχνική συνδυασμού μέγιστου λόγου (MRC) είναι η βέλτιστη τεχνική διαφορισμού λήψης. Σε κάθε σήμα που λαμβάνεται από το δέκτη, αποδίδεται αντίστοιχος συντελεστής βάρους ανάλογα με το στιγμιαίο SNR του. Κατόπιν, έχουμε άθροιση των σημάτων αφού έχουν γίνει συμφασικά. Έστω διάταξη 1x2 (SIMO). Αν θεωρήσουμε ότι υπάρχει γνώση του καναλιού στο σύστημα πομπού - δέκτη, τότε έστω ένα σήμα s που ακολουθεί δύο εντελώς ανεξάρτητες διαδρομές, δεδομένης της απόστασης που πρέπει να υφίσταται μεταξύ των δύο στοιχείων της

κεραίας λήψης. Όντας στατιστικά ανεξάρτητα, τα σήματα μοντελοποιούνται με τις μιγαδικές Gaussian τυχαίες μεταβλητές H_0 και H_1 και αναπαριστούν τις διαλείψεις που υφίσταται το σήμα ταξιδεύοντας από το πομπό στο δέκτη διαμέσου των αντίστοιχων καναλιών ενώ προστίθεται σε καθένα από αυτά αντίστοιχος λευκός θόρυβος (Καραγιαννίδης και Καπινάς, n.d.).

$$r_0 = H_0 s + n_0 \quad (4.21)$$

$$r_1 = H_1 s + n_1 \quad (4.22)$$

Όπως προαναφέραμε, ο δέκτης εφαρμόζει βάρη ανάλογα το στιγμιαίο SNR και αθροίζει τα δύο λαμβανόμενα σήματα πριν αυτά οδηγηθούν στον MLD αποκωδικοποιητή, όπως φαίνεται παρακάτω:

$$\hat{r} = (|h_0|^2 + |h_1|^2)s + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \quad (4.23)$$

Η τεχνική MRC αλλά και οι άλλες δύο τεχνικές διαφορισμού λήψης SC και EGC, μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για διαφορισμό εκπομπής, στα πλαίσια της τεχνικής Beamforming, όπου οι διαδικασίες που περιγράφηκαν παραπάνω συμβαίνουν στο πομπό. Σε κάθε περίπτωση, απαιτείται γνώση του καναλιού η οποία πραγματοποιείται μέσω αποκλειστικού καναλιού ανάδρασης μεταξύ πομπού – δέκτη.

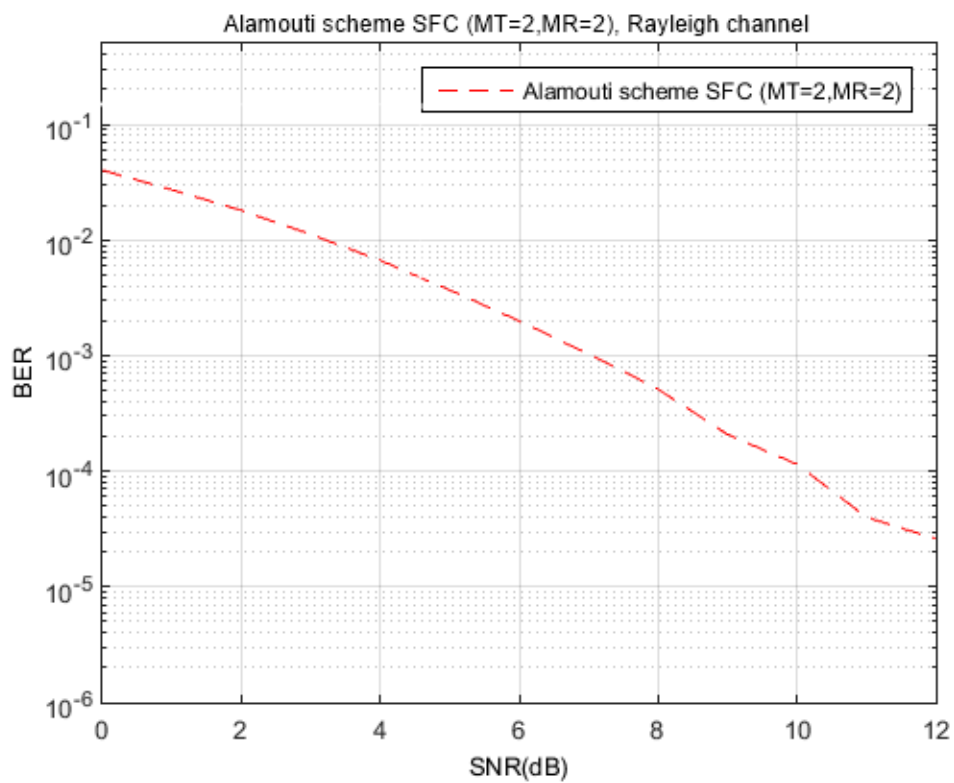
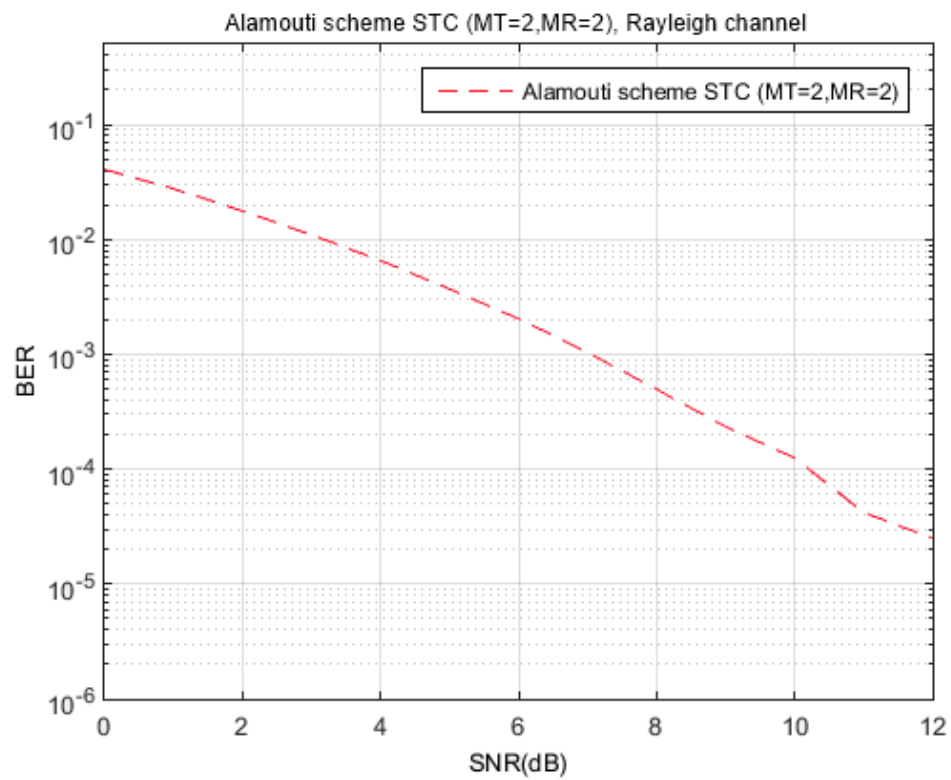
Κεφ. 5 Προσομοιώσεις – συμπεράσματα

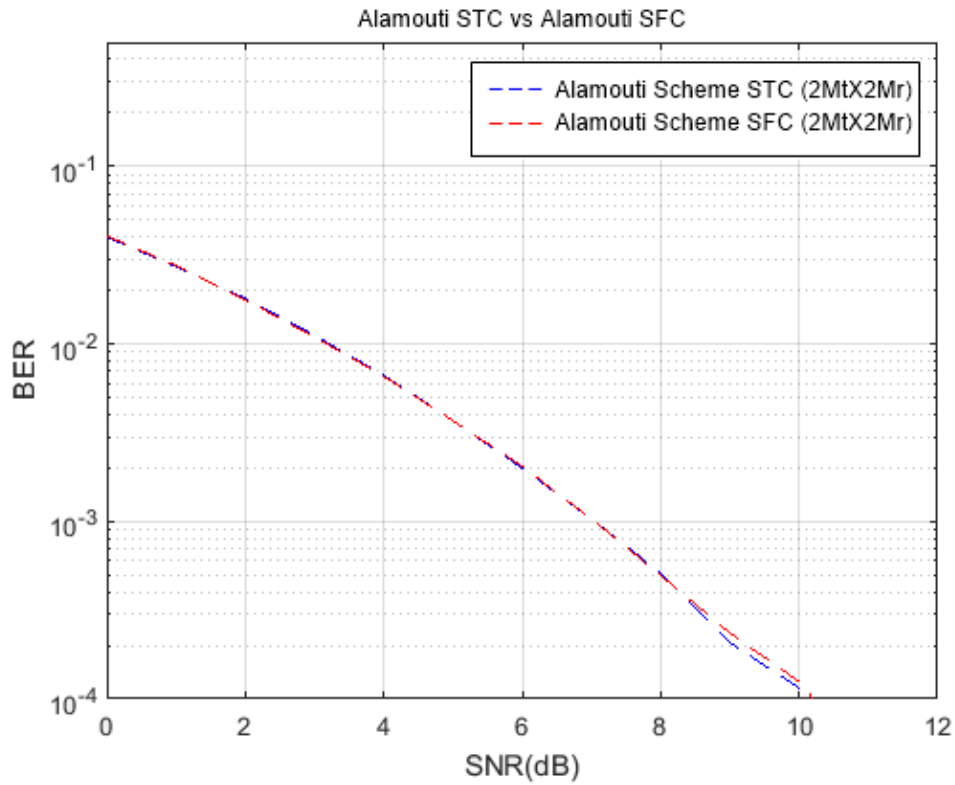
5.1 Προσομοιώσεις

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, οι προσομοιώσεις που αφορούν στις τεχνικές μετάδοσης σημάτων που αναφέρθηκαν λεπτομερώς στο Κεφ. 4, διεξήχθησαν σε περιβάλλον MatLab (έκδοση R2016a). Οι κώδικες, για κάθε περίπτωση, έχουν οριστεί να παράγουν τυχαία σύμβολα στο διάστημα $[0, 1]$. Τα σύμβολα αυτά χρησιμοποιούνται στις εξισώσεις που περιγράφουν και διαμορφώνουν τα Rayleigh κανάλια μεταφοράς αλλά και στη δημιουργία του λευκού θορύβου. Τα εκάστοτε σήματα που εκπέμπονται διαμορφώνονται με χρήση της τεχνικής Binary Phase Shift Keying (BPSK). Θα πρέπει να αναφερθεί πως η παραπάνω παραγωγή των τυχαίων μεταβλητών, συνεπάγεται πως κάθε φορά που θα τρέξει ο εκάστοτε κώδικας οι μεταβλητές αυτές θα είναι διαφορετικές. Παρόλο αυτά, οι διαφορές μεταξύ των διαφορετικών run των κωδίκων είναι πολύ μικρές, στα όρια του στατιστικού λάθους. Όλες οι προσομοιώσεις διεξήχθησαν για E_b/N_0 από 0 έως 12dB. Οι πηγές για τη δημιουργία των κωδίκων προέκυψαν μέσα από σχετική αναζήτηση στο διαδίκτυο και κυρίως από τον διαδικτυακό τόπο MathWorks (MathWorks, n.d.).

Παρακάτω παρουσιάζονται οι γραφικές παραστάσεις που προέκυψαν από τις προσομοιώσεις MIMO-OFDM συστημάτων για Rayleigh κανάλι, με BPSK διαμόρφωση και χρήση των τεχνικών μετάδοσης που παρουσιάστηκαν στο Κεφ. 4.

Προσομοίωση συστημάτων MIMO - OFDM (2x2) με Alamouti scheme για STC & SFC

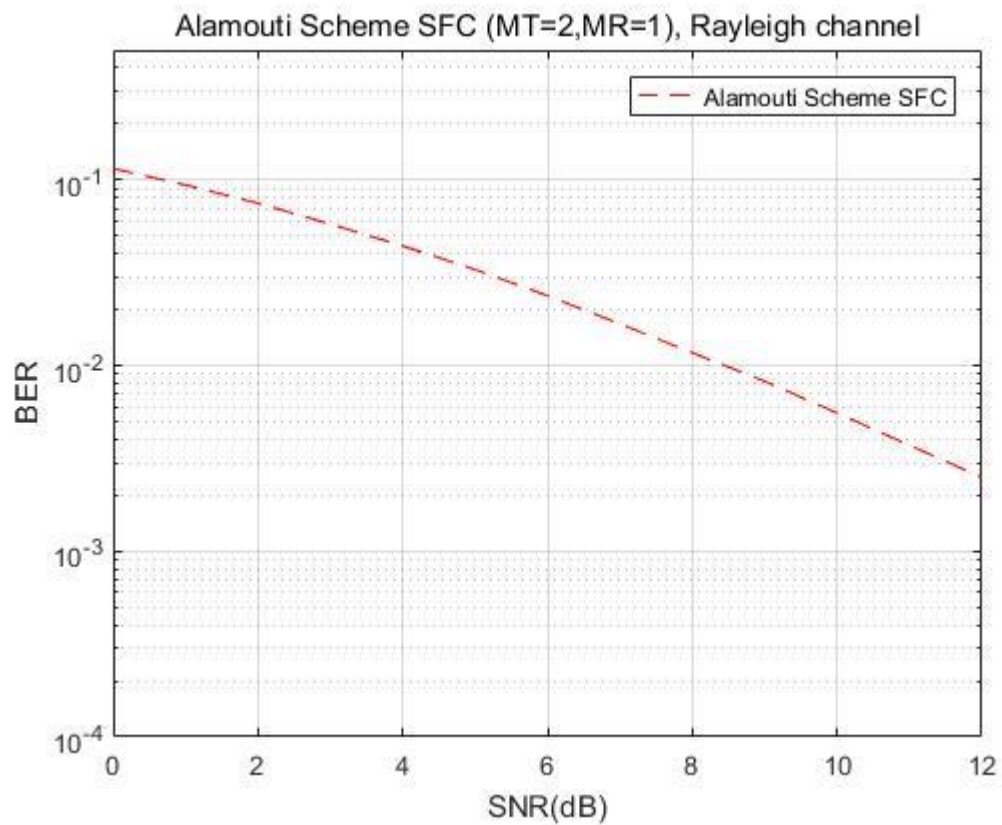
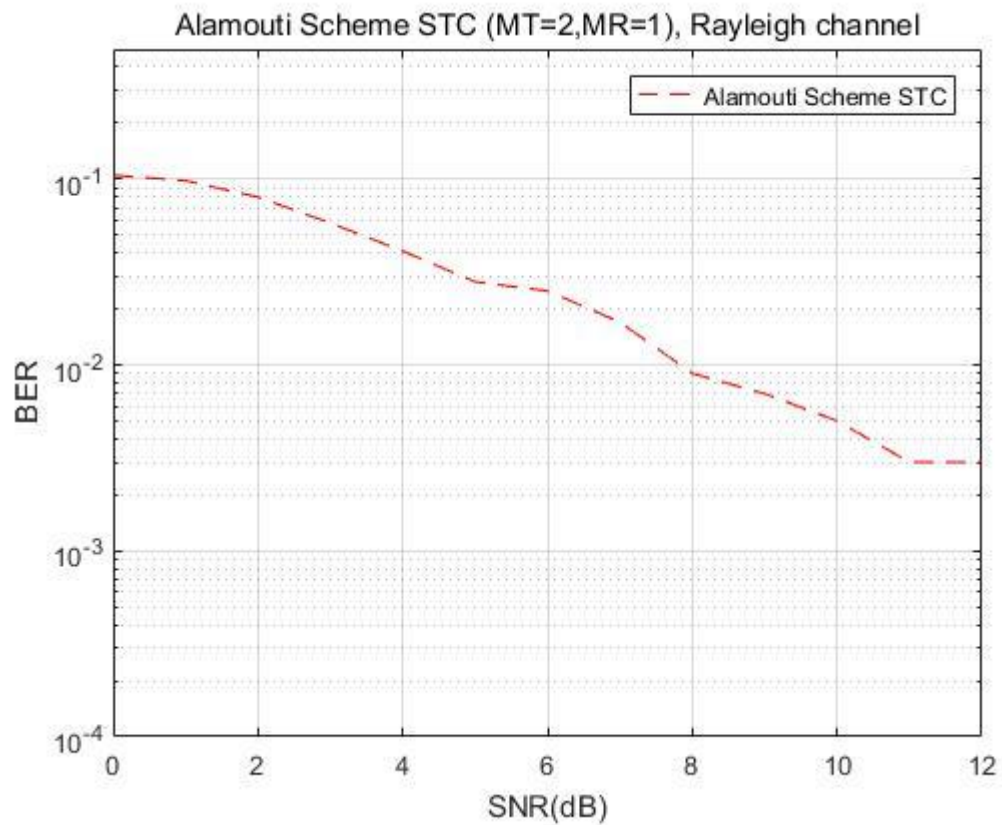


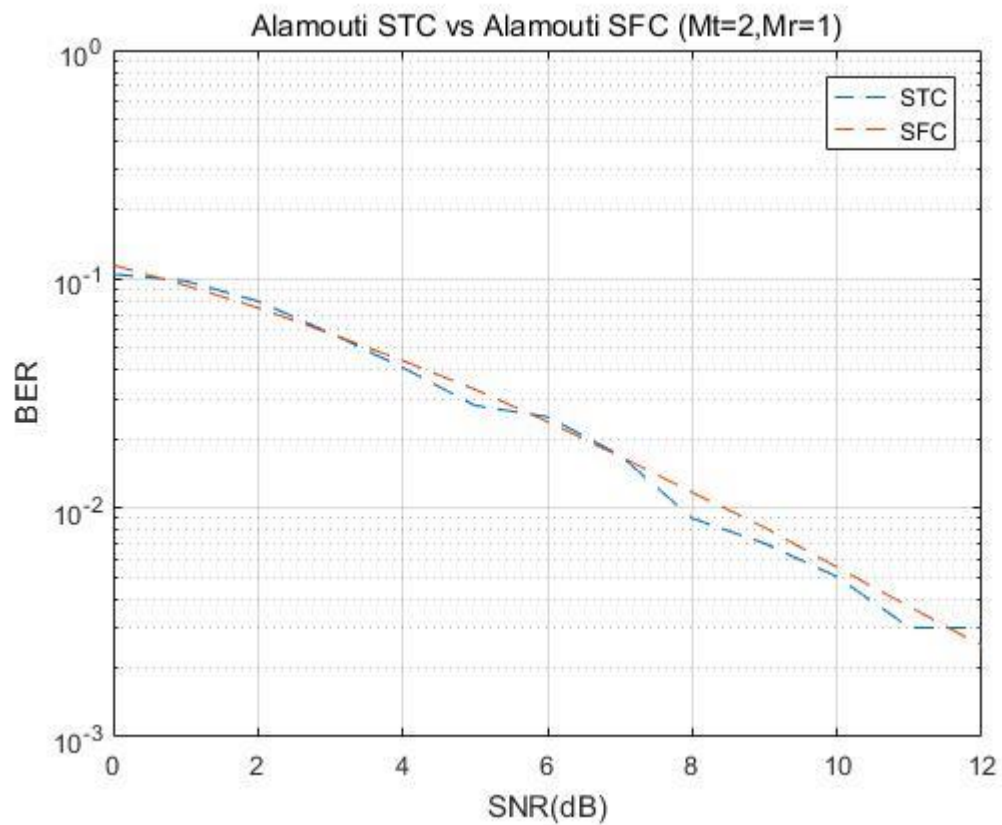


Από τη παραπάνω σύγκριση δεν διακρίνουμε ιδιαίτερη διαφορά στην απόδοση των δύο συστημάτων. Για μεγάλη σχετικά αύξηση του SNR ($\text{SNR} > \sim 9$), που συνεπάγεται αύξηση της ισχύος, φαίνεται να παίρνει μικρό προβάδισμα το STC σύστημα.

Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση συστήματος MIMO 2x1 με Alamouti scheme, στην κεραία του δέκτη έχουμε συνδυασμό των σημάτων, όπως περιγράφηκε η τεχνική στο Κεφ. 4. Σε σύστημα MIMO 2xMr (2x2 εν προκειμένω) ισχύει ακριβώς το ίδιο για την κάθε κεραία λήψης. Οπότε στη συνέχεια απλά προστίθενται τα συνδυασμένα σήματα από τις εκάστοτε κεραίες στο δέκτη.

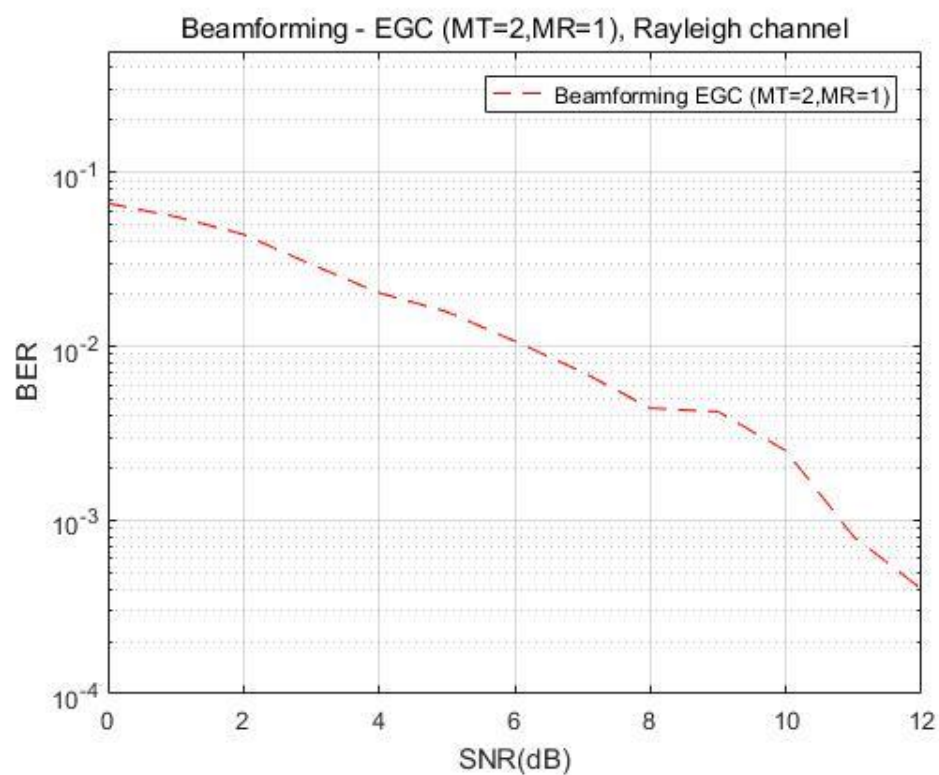
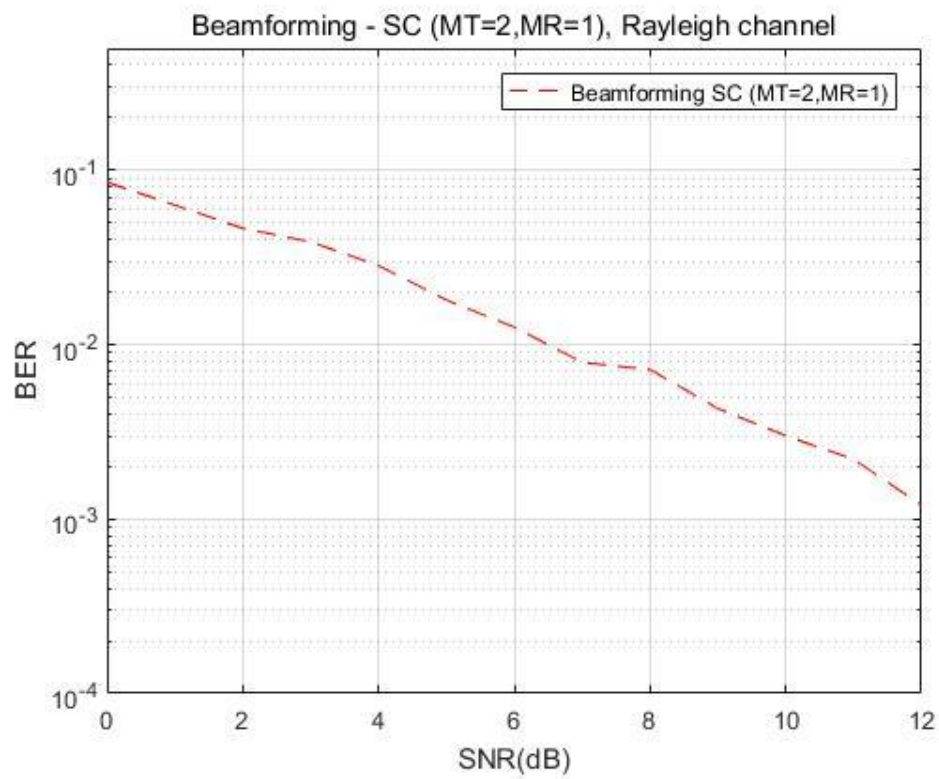
Προσομοίωση συστημάτων MISO (2x1) με Alamouti scheme για STC & SFC

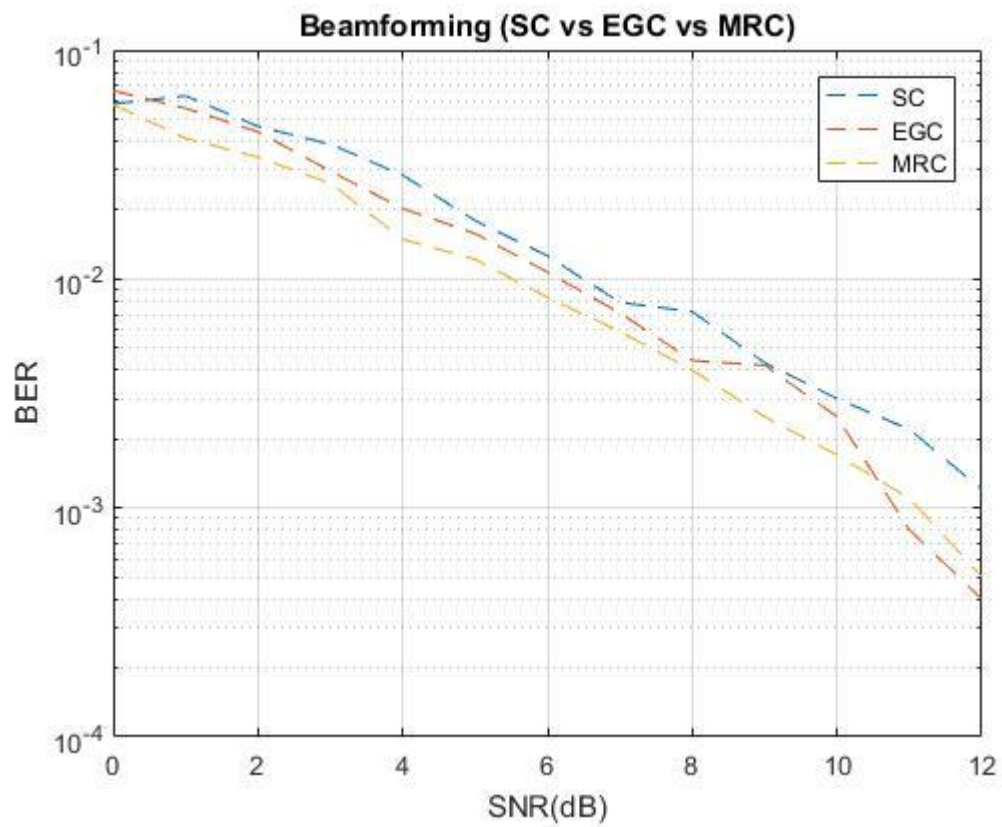
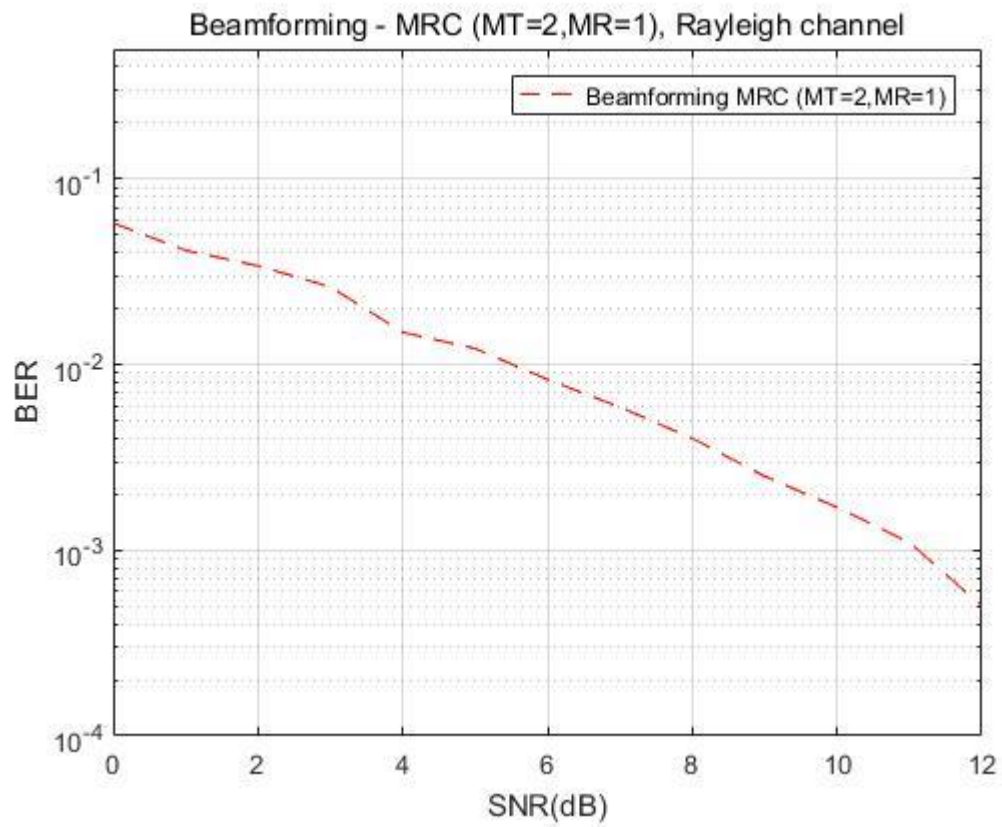




Από την παραπάνω σύγκριση έχουμε πάλι σχετικά ίδια απόδοση για τα δύο συστήματα. Εκεί που φαίνεται να υπάρχει μικρή διαφορά είναι για $SNR > \sim 7,5$ όπου η STC έχει σταθερό προβάδισμα σε όρους απόδοσης – αξιοπιστίας.

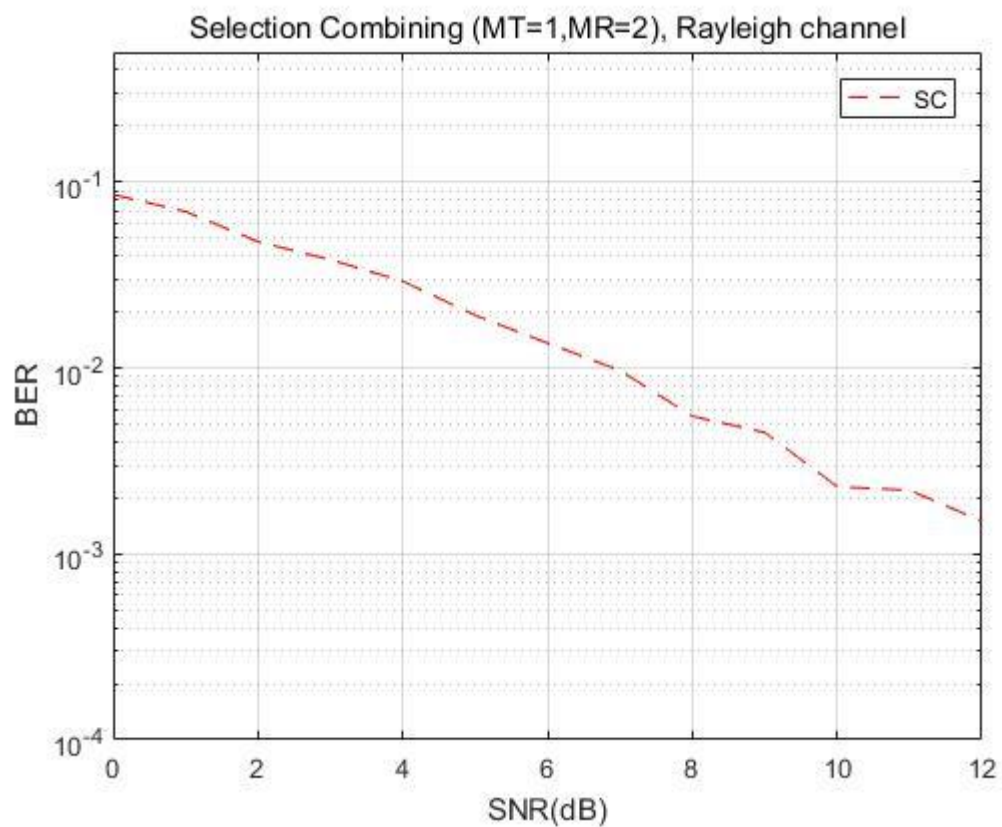
Προσομοίωση συστημάτων MISO (2x1) με τεχνική μετάδοσης Beamforming για SC, EGC, MRC

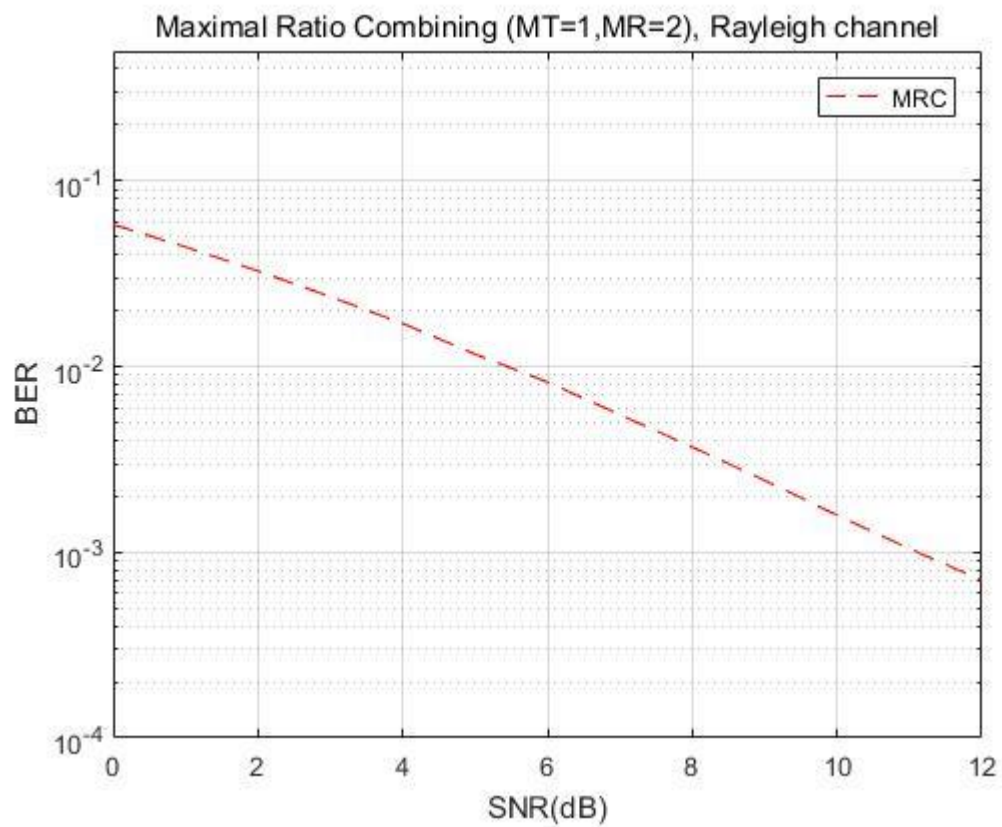
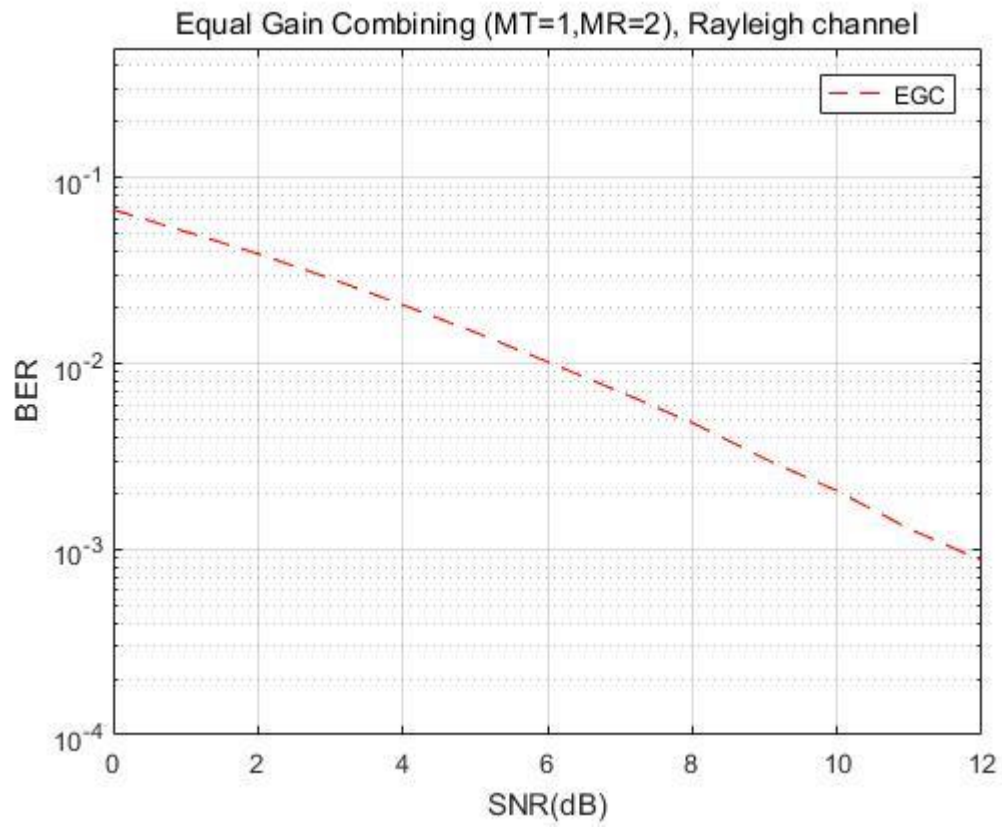


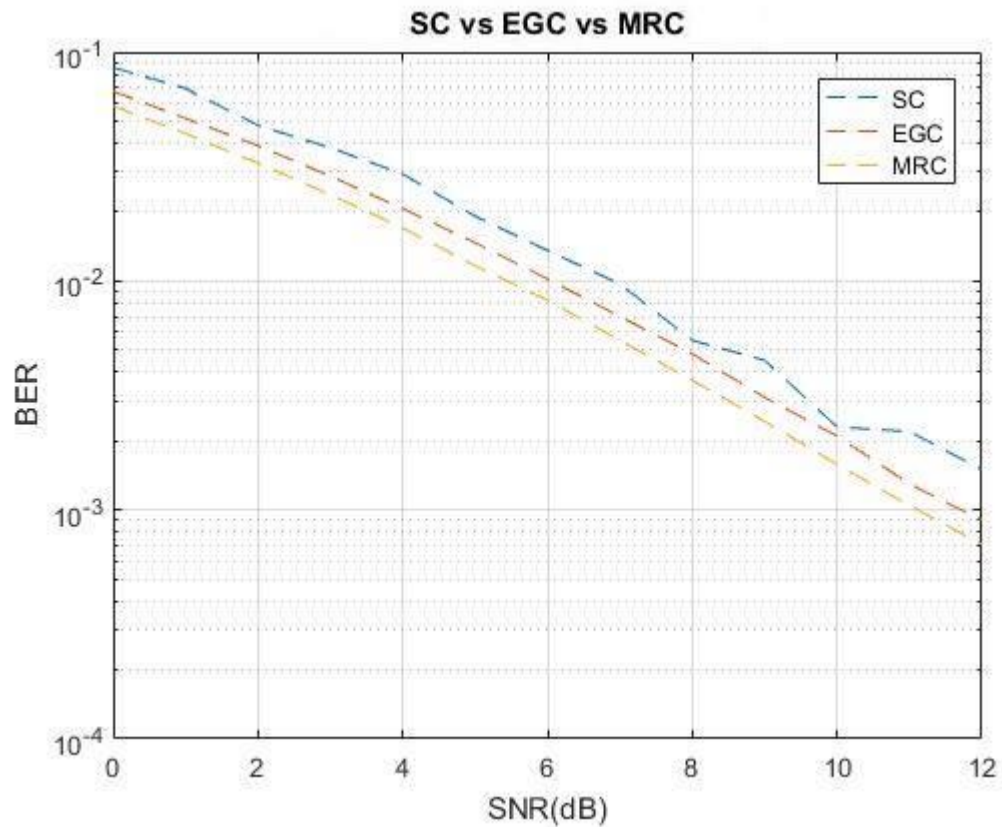


Από την παραπάνω σύγκριση είναι ξεκάθαρο ότι καθ' όλη τη διαδικασία προσομοίωσης, η τεχνική Beamforming για MRC είναι η πιο αποδοτική, αν και για μεγάλες σχετικά τιμές SNR, ($\text{SNR} > \sim 10.5$) η επίδοση του EGC αυξάνεται και ξεπερνάει ελάχιστα αυτή του MRC. Το Beamforming με SC, φαίνεται να υπολείπεται σταθερά των άλλων δύο υλοποιήσεων.

Προσομοίωση συστημάτων SIMO (1x2) SC, EGC, MRC

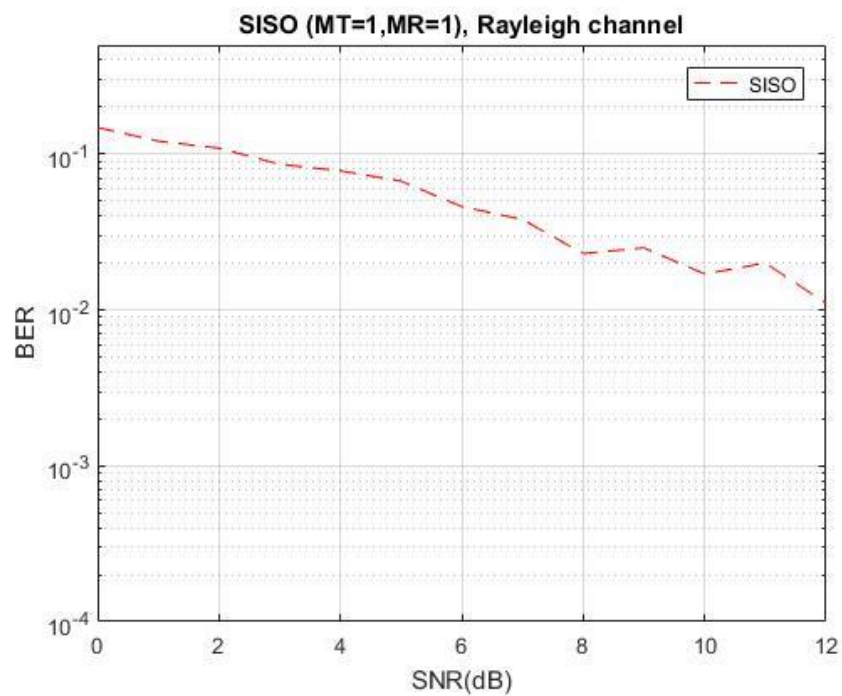






Από την παραπάνω σύγκριση φαίνεται ότι καθ' όλη τη διαδικασία προσομοίωσης, το MRC είναι το πιο αποδοτικό.

Σύστημα SISO



Από το παραπάνω διάγραμμα είναι φανερό πως το σύστημα SISO είναι κατά πολύ το πιο μη αποδοτικό από όλα τα συστήματα και τις τεχνικές που προσομοιώθηκαν.

5.2 Συμπεράσματα

Στις σύγχρονες επικοινωνίες, η βελτίωση του BER είναι ο πρωταρχικός στόχος μιας και είναι το βασικό κριτήριο ώστε να καταστεί ένα σύστημα αποδοτικό και αξιόπιστο. Έτσι λοιπόν, μια ελάχιστη αποδεκτή τιμή BER για εφαρμογές τηλεπικοινωνιών είναι $BER \leq 10^{-9}$ (FOSCO, n.d.). Αυτό σημαίνει ότι ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα θεωρείται αξιόπιστο αν στα 1000000000 bit που θα σταλούν μέσω μιας ασύρματης ζεύξης, το πολύ 1 bit να είναι λανθασμένο. Σε κάθε περίπτωση, αναμένουμε αρκετά πιο αυξημένο BER στις ασύρματες επικοινωνίες σε σχέση με τις ενσύρματες. Ενδεικτικά, στις οπτικές επικοινωνίες, ένα αποδεκτό επίπεδο BER είναι $BER < 10^{-12}$.

Με βάση τα παραπάνω, προκύπτει ότι σε καμία από τις προσομοιώσεις που εκτελέστηκαν δεν πλησιάστηκε αρκετά η ελάχιστη αποδεκτή τιμή $BER \leq 10^{-9}$ για SNR έως 12dB. Οι πιο αποδοτικές διατάξεις ήταν ξεκάθαρα εκείνες των συστημάτων MIMO - OFDM (2x2) με Alamouti scheme για STC και SFC κωδικοποιήσεις. Όλες οι τεχνικές και τα συστήματα που προσομοιώθηκαν και συγκρίθηκαν μεταξύ τους, ήταν κοντά σε απόδοση και σε κάποιες περιπτώσεις αρκετά κοντά, στα όρια του στατιστικού λάθους. Δεν μπορούμε να πούμε ενδεχομένως ποιο είναι τελικά το πιο αξιόπιστο σύστημα υπό πραγματικές συνθήκες καθώς αυτό εξετάζεται κατά περίπτωση και εξαρτάται από πλήθος παραγόντων όπως το κόστος σχεδιασμού και υλοποίησης δικτύου, το διαθέσιμο φάσμα, η ισχύς εκπομπής, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων, το αποδεκτό όριο του BER, τη περιοχή, το περιβάλλον διάδοσης, το πόσο πυκνοκατοικημένη είναι η περιοχή που θέλουμε να εξυπηρετήσουμε κ.τ.λ.

Βιβλιογραφία

Papadimitriou, G. I., Pomportsis, A. S., Nicopolitidis, P. and Obaidat, M. S., 2002. *Wireless Networks*, Ηνωμένο Βασίλειο: John Wiley & Sons Ltd

Κεφαλάς, Γ., 2016, *Μελέτη Τεχνικών Μετάδοσης και Βελτιστοποίησης Συστημάτων MIMO*. [pdf]
Τρίπολη: Πανεπιστήμιο Πελοποννήσου

Κωττής Γ. Π., 2005. *Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων*, Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Τζιόλα

Ηλεκτρονικές πηγές

2009. *Data Evolution*. [image online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο
<<http://donsnotes.com/tech/mobile.html>> [Ανακτήθηκε 22/04/2017].

2011, *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*. [online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο
<<http://cellular-technology-concepts.blogspot.gr/2011/?m=0>> [Ανακτήθηκε 04/08/2017].

2016. *4G LTE World*. [image online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο
<<http://www.worldtimezone.com/4g.html>> [Ανακτήθηκε 22/04/2017].

2017, *Mobile Infrastructure*. [image online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο
<[https://qulsar.com/Applications/Telecom and Networks/Mobile Infrastructure.html](https://qulsar.com/Applications/Telecom%20and%20Networks/Mobile%20Infrastructure.html)>
[Ανακτήθηκε 20/09/2017].

Barton, B., 2012, *Functions of main LTE packet core elements – MME, SGW, PGW*. [online]
Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<http://www.lteandbeyond.com/2012/01/functions-of-main-lte-packet-core.html>> [Ανακτήθηκε 09/07/2017].

Borth, E. D., 2013. *Mobile Telephone*. [online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<https://www.britannica.com/technology/mobile-telephone#ref1079050>> [Ανακτήθηκε 11/12/2016].

Cellular Network. [online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<http://www.telecomabc.com/c/cellular.html>> [Ανακτήθηκε 30/07/2017].

Chandra, A., 2012, *How to Combat Fading in Wireless Channels?* [slide share] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <https://www.slideshare.net/aniruddha_chandra/combating-fading-in-wireless> [Ανακτήθηκε 29/12/2017].

Electromagnetic spectrum. [image online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<http://electronics.howstuffworks.com/cell-phone-radiation1.htm>> [Ανακτήθηκε 08/05/2017].

Ericsson Home Subscriber Server Front End. [online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <https://www.ericsson.com/ourportfolio/it-and-cloud-products/home-subscriber-server-front-end?nav=productcategory022%7Cfcb_101_147> [Ανακτήθηκε 09/07/2017].

Fiber Optics for Sale CO (FOSCO), *What is BER (Bit Error Ratio) and BERT (Bit Error Ratio Tester)?* [online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<https://www.fiberoptics4sale.com/blogs/archive-posts/95047174-what-is-ber-bit-error-ratio-and-bert-bit-error-ratio-tester>> [Ανακτήθηκε 20/12/2017]

Frenzel, L., 2013, *Understanding The Small-Cell And The HetNet Movement*. [pdf] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<http://www.electronicdesign.com/engineering-essentials/understanding-small-cell-and-hetnet-movement>> [Ανακτήθηκε 21/10/2017].

International Telecommunication Union, *All About The Technology*. [image online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<http://www.itu.int/osg/spuold/ni/3G/technology/index.html>> [Ανακτήθηκε 03/03/2017].

Jose, A., 2014, *Small Scale Fading*. [ppt] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<https://www.slideshare.net/ajal4u/small-scale-fading>> [Ανακτήθηκε 29/5/2017].

Khattab, T., 2015, *ELEC 447 Fall 2014 - L12: Mobile Radio Propagation Channel - Pathloss and Shadowing*. [video online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<https://www.youtube.com/watch?v=vq6PhF3qSPI>> [Ανακτήθηκε 19/05/2017].

Kumar, S., 2015, *Super resolution sparse MIMO-OFDMA channel estimation and CFO correction based on optimal LMMSE*. [online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <https://www.researchgate.net/publication/268742923_SUPER_RESOLUTION_SPARSE_MIMO-OFDM_CHANNEL_ESTIMATION_AND_CFO_CORRECTION_BASED_ON_OPTIMAL_LMMSE> [Ανακτήθηκε 05/08/2017].

LTE Architecture. [online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<http://lteinwireless.blogspot.gr/2011/04/lte-architecture.html>> [Ανακτήθηκε 09/07/2017].

Mathuranathan, V., 2011, *Introduction to OFDM – orthogonal Frequency division multiplexing – part 4 – Cyclic Prefix*. [image online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<http://www.gaussianwaves.com/2011/07/introduction-to-ofdm-orthogonal-frequency-division-multiplexing-part-4-cyclic-prefix/>> [Ανακτήθηκε 09/07/2017].

MathWorks. [online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο: <www.mathworks.com> [Ανακτήθηκε 10/12/2017]

Misra, S. I., 2013. *Wireless Communications And Networks*. India: The McGraw Hill Education Montreal telephone exchange c.1895. [online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <https://en.wikipedia.org/wiki/Telephone_exchange> [Ανακτήθηκε 03/03/2017].

Nitin, J., 2010, *An Introduction to Wireless Fading Channels* [slide share] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <https://www.slideshare.net/nitin_jain_india/introduction-to-wireless-fading-channels> [Ανακτήθηκε 15/05/2017].

Rajesh, S. B., Prajakta, B., 2013, *Hardware Implementation of an OFDM*. [image online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<https://www.ijser.org/paper/Hardware-Implementation-of-an-OFDM-Transceiver-for-80211n-systems.html>> [Ανακτήθηκε 06/08/2017].

Ελληνική Επιτροπή Τηλεπικοινωνιών & Ταχυδρομείων (ΕΕΤΕ), *Τύποι Σταθμών Βάσης*. [online] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <http://www.eett.gr/opencms/opencms/EETT/Electronic_Communications/Antennas_EMR/health/BaseStationRdt/BaseStationType/> [Ανακτήθηκε 20/09/2017].

Εφραίμ, Χ., 2015, *Τεχνικές Επιλογής Υποσυνόλου Κεραιών Μετάδοσης – Λήψης, Εφαρμογές Σε MIMO – OFDMA Δίκτυα*. [pdf] Αθήνα: ΕΜΠ Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<http://artemis-new.cslab.ece.ntua.gr:8080/jspui/handle/123456789/7415>> [Ανακτήθηκε 08/06/2017].

Ζαρμπούτη, Α. Δ., 2004. *Θεωρία και ανάλυση συστημάτων MIMO (multiple input – multiple output) – Πολλαπλών κεραιών στο σταθμό βάσης και στο κινητό σε διαφορετικά περιβάλλοντα ασύρματης επικοινωνίας*. [docx] Αθήνα: ΕΜΠ Διαθέσιμο στον ιστότοπο <http://webcache.googleusercontent.com/search?q=cache:0UV-4S39bgJ:artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/DT2004-0164/DT2004-0164.doc+&cd=1&hl=el&ct=clnk&gl=gr&client=firefox-b> [Ανακτήθηκε 30/07/2017].

Καραγιαννίδης, Γ., Καπινάς, Β., *Κωδικοποίηση Χώρου – Χρόνου Μέρος Ι: Σχήμα Alamouti*. [pdf] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <http://users.auth.gr/~geokarag/pdf/Space-Time_Block-Coding_Alamouti.pdf> [Ανακτήθηκε 23/12/2017].

Καραμπογιάς, Σ., *Ασύρματες Επικοινωνίες*. [pdf] Διαθέσιμο στον ιστότοπο <http://skara.di.uoa.gr/communication_systems/transparency/tranparency2010_k10.pdf> [Ανακτήθηκε 08/06/2017].

Καρυπίδης, Β., 2015, *Εξομοίωση και μελέτη του φυσικού επιπέδου του 4G συστήματος LTE*. [pdf] Λάρισα: ΑΤΕΙ Θεσσαλίας Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<https://www.teilar.gr/dbData/ProfAnn/profann-c0001c22.pdf>> [Ανακτήθηκε 23/12/2017].

Κωτσόπουλος, Σ., 2012, *Ηλεκτρομαγνητική Διάδοση*. [pdf] Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών. Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<https://eclass.upatras.gr/modules/document/file.php/EE812/%CE%A3%CE%97%CE%9C%CE%95%CE%99%CE%A9%CE%A3%CE%95%CE%99%CE%A3%CE%91%CE%A3%CE%A5%CE%A1%CE>>

[%9C%CE%91%CE%A4%CE%97%20%CE%94%CE%99%CE%91%CE%94%CE%9F%CE%A3%CE%9722%CE%91805.pdf](#)> [Ανακτήθηκε 15/05/2017].

Μπερμπερίδης, Κ., *Κινητά Δίκτυα Επικοινωνιών*. [pdf] Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών. Διαθέσιμο στον ιστοτόπο

<<https://eclass.upatras.gr/modules/document/file.php/CEID1109/%CE%94%CE%B9%CE%B1%CE%BB%CE%AD%CE%BE%CE%B5%CE%B9%CF%82%20%CE%9C%CE%B1%CE%B8%CE%AE%CE%BCE%CE%B1%CF%84%CE%BF%CF%82/%CE%95%CE%BD%CF%8C%CF%84%CE%B7%CF%84%CE%B1%202%20-%20%CE%94%CE%AF%CE%B1%CF%85%CE%BB%CE%BF%CF%82%20%CE%9A%CE%B9%CE%BD%CE%B7%CF%84%CE%AE%CF%82%20%CE%95%CF%80%CE%B9%CE%BA%CE%BF%CE%B9%CE%BD%CF%89%CE%BD%CE%AF%CE%B1%CF%82.pdf>> [Ανακτήθηκε 15/05/2017].

Πανεπιστήμιο Πάτρας, Τμήμα Μηχανικών Η/Υ και Πληροφορικής. *Συστήματα Μετάδοσης Πληροφορίας*. [pdf] Πάτρα: Τμήμα Μηχανικών Η/Υ και Πληροφορικής. Διαθέσιμο στον ιστοτόπο <http://xanthippi.ceid.upatras.gr/courses/its/Presentations/AM_modulation_part1.pdf> [Ανακτήθηκε 08/05/2017].

Πρόνιος, Α., 2015, *Μελέτη του φαινομένου των διαλείψεων (fading) σε αστικό περιβάλλον για σύστημα κυψελωτής τηλεφωνίας*. [pdf] Καλαμάτα: ΤΕΙ Πελοποννήσου Διαθέσιμο στον ιστοτόπο <<http://nestor.teipel.gr/xmlui/handle/123456789/13370?show=full>> [Ανακτήθηκε 08/06/2017].

Σαββαΐδης, Σ., *Κεραίες-Ραδιοζεύξεις-Ραντάρ*. [pdf] Πειραιάς: Πανεπιστήμιο Πειραιά. Διαθέσιμο στον ιστοτόπο <<http://eclass.teipir.gr/openeclass/modules/document/file.php/ENGI114/07%20%CE%A1%CE%B1%CE%B4%CE%B9%CE%BF%CE%B6%CE%B5%CF%8D%CE%BE%CE%B5%CE%B9%CF%82%20-%20%CE%A1%CE%B1%CE%BD%CF%84%CE%AC%CF%81%20-%203%CE%BF%20%CE%9C%CE%AD%CF%81%CE%BF%CF%82.pdf>> [Ανακτήθηκε 15/05/2017].

Σκόντας, Σ. Φ., 2015, *Επίδοση Τεχνικών Μετάδοσης σε Συστήματα Πολλαπλών Εισόδων και Πολλαπλών Εξόδων (MIMO) με Εφαρμογές σε Ευρυζωνικά Δίκτυα 4^{ΗΣ} Γενιάς*. [pdf] Αθήνα: ΕΜΠ Διαθέσιμο στον ιστοτόπο

<<http://artemis.cslab.ntua.gr:80/Dienst/UI/1.0/Display/artemis.ntua.ece/DT2015-0251>>

[Ανακτήθηκε 27/12/2017].

Τίγκελης, Γ. Ι., Φραντζεσκάκης, Ι. Δ., 2008, *Εισαγωγή Στα Συστήματα Τηλεπικοινωνιών*. [pdf]

Διαθέσιμο

στον

ιστότοπο

<http://moag.phys.uoa.gr/moag_gr/sites/default/files/moag_files/Telecom_Chapter_2.pdf>

[Ανακτήθηκε 04/08/2017].

Τραγανίτης, Α., *Συστήματα Ασύρματων Επικοινωνιών*. [ppt] Κρήτη: Πανεπιστήμιο Κρήτης.

Διαθέσιμο στον ιστότοπο <<http://slideplayer.gr/slide/2766998/>> [Ανακτήθηκε 08/05/2017].

Τσαλαβούτας, Ψ. Ε., 2012, *Ανάπτυξη Τεχνικών Επιλογής Υποσυνόλου Κεραιών Μετάδοσης -*

Λήψης για την Βελτιστοποίηση Χωρητικότητας MIMO-OFDMA Δικτύων. [pdf] Αθήνα: ΕΜΠ

Διαθέσιμο στον ιστότοπο <[http://artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/DT2015-](http://artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/DT2015-0166/DT2015-0166.pdf)

[0166/DT2015-0166.pdf](http://artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/DT2015-0166/DT2015-0166.pdf)> [Ανακτήθηκε 08/06/2017].

Παράρτημα

%Alamouti scheme - Space Time Coding (MT=2,MR=2), Rayleigh channel

```
clc;
clear all;
close all;

N=1000;
bpsk=randsrc(1,N);

%Transmission Tx1,Tx2

for i=1:2:N
    Tx1(i)=bpsk(i);
    Tx1(i+1)=-conj(bpsk(i+1));
    Tx2(i)=bpsk(i+1);
    Tx2(i+1)=conj(bpsk(i));
end

for Eb_No_dB=0:1:12
    sigamp1=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx1;
    sigamp2=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx2;

    for M=1:1:1000

%Channel H1

        X1=randn(1,N/2);
        Y1=randn(1,N/2);
        unit_X1=X1/sqrt(var(X1));
        unit_Y1=Y1/sqrt(var(Y1));
        alpha1=sqrt((unit_X1.^2)+(unit_Y1.^2));
        alpha_norm1=alpha1/sqrt(mean(alpha1.^2));
        phase1=rand(1,N/2);
        uni_phase1=2*pi*phase1;
        e_ph1=complex(cos(uni_phase1),-sin(uni_phase1));

        for i=1:1:N/2
            H1((2*i)-1)=alpha_norm1(i).*e_ph1(i);
            H1(2*i)=alpha_norm1(i).*e_ph1(i);
        end

%Channel H2

        X2=randn(1,N/2);
        Y2=randn(1,N/2);
        unit_X2=X2/sqrt(var(X2));
        unit_Y2=Y2/sqrt(var(Y2));
        alpha2=sqrt((unit_X2.^2)+(unit_Y2.^2));
        alpha_norm2=alpha2/sqrt(mean(alpha2.^2));
        phase2=rand(1,N/2);
```

```

uni_phase2=2*pi*phase2;
e_ph2=complex(cos(uni_phase2),-sin(uni_phase2));

for i=1:1:N/2
    H2((2*i)-1)=alpha_norm2(i).*e_ph2(i);
    H2(2*i)=alpha_norm2(i).*e_ph2(i);
end

%Channel H3

X3=randn(1,N/2);
Y3=randn(1,N/2);
unit_X3=X3/sqrt(var(X3));
unit_Y3=Y3/sqrt(var(Y3));
alpha3=sqrt((unit_X3.^2)+(unit_Y3.^2));
alpha_norm3=alpha3/sqrt(mean(alpha3.^2));
phase3=rand(1,N/2);
uni_phase3=2*pi*phase3;
e_ph3=complex(cos(uni_phase3),-sin(uni_phase3));

for i=1:1:N/2
    H3((2*i)-1)=alpha_norm3(i).*e_ph3(i);
    H3(2*i)=alpha_norm3(i).*e_ph3(i);
end

%Channel H4

X4=randn(1,N/2);
Y4=randn(1,N/2);
unit_X4=X4/sqrt(var(X4));
unit_Y4=Y4/sqrt(var(Y4));
alpha4=sqrt((unit_X4.^2)+(unit_Y4.^2));
alpha_norm4=alpha4/sqrt(mean(alpha4.^2));
phase4=rand(1,N/2);
uni_phase4=2*pi*phase4;
e_ph4=complex(cos(uni_phase4),-sin(uni_phase4));

for i=1:1:N/2
    H4((2*i)-1)=alpha_norm4(i).*e_ph4(i);
    H4(2*i)=alpha_norm4(i).*e_ph4(i);
end

%AWGN

noise11=randn(1,N);
noise12=randn(1,N);
uni_var_noise11=noise11/sqrt(var(noise11));
uni_var_noise12=noise12/sqrt(var(noise12));
complex_noise1=complex(uni_var_noise11,uni_var_noise12);

noise21=randn(1,N);
noise22=randn(1,N);
uni_var_noise21=noise21/sqrt(var(noise21));
uni_var_noise22=noise22/sqrt(var(noise22));
complex_noise2=complex(uni_var_noise21,uni_var_noise22);

```

```

%Receiver Rx1

for i=1:1:N
    r1(i)=H1(i)*sigamp1(i)+H2(i)*sigamp2(i)+complex_noise1(i);
end
for i=1:1:N/2
    sest1((2*i)-1)=(conj(H1((2*i)-1))*r1((2*i)-1))+(H2(2*i)*conj(r1(2*i)));
    sest1(2*i)=(conj(H2((2*i)-1))*r1((2*i)-1))-(H1(2*i)*conj(r1(2*i)));
end

%Receiver Rx2

for i=1:1:N
    r2(i)=H3(i)*sigamp1(i)+H4(i)*sigamp2(i)+complex_noise2(i);
end
for i=1:1:N/2
    sest2((2*i)-1)=(conj(H3((2*i)-1))*r2((2*i)-1))+(H4(2*i)*conj(r2(2*i)));
    sest2(2*i)=(conj(H4((2*i)-1))*r2((2*i)-1))-(H3(2*i)*conj(r2(2*i)));
end
sest=sest1+sest2;

for i=1:1:N
    if ((dist(sest(i),-1))<(dist(sest(i),1)))
        decision(i)=-1;
    else
        decision(i)=1;
    end
end

error=0;
for i=1:1:N
    if (decision(i)~=bpsk(i))
        error=error+1;
    end
end
Ber(M)=error/N;
end
Pb(Eb_No_dB+1)=mean(Ber);

Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb,'b--');
grid on;
hold on;
axis([0 12 10^-5 0.5]);
legend('Alamouti scheme STC (MT=2,MR=2)');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('Alamouti scheme STC (MT=2,MR=2), Rayleigh channel');

```


%Alamouti scheme - Space Frequency Coding (MT=2,MR=2), Rayleigh channel

```
clc;
clear all;
close all;

N=1000;
bpsk=randsrc(1,N);

%Transmission Tx1,Tx2

for i=1:2:N
    Tx1(i)=bpsk(i);
    Tx1(i+1)=-conj(bpsk(i+1));
    Tx2(i)=bpsk(i+1);
    Tx2(i+1)=conj(bpsk(i));
end

for Eb_No_dB=0:1:12
    sigamp1=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx1;
    sigamp2=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx2;
    for M=1:1:1000

%Channel H1

        X1=randn(1,N/2);
        Y1=randn(1,N/2);
        unit_X1=X1/sqrt(var(X1));
        unit_Y1=Y1/sqrt(var(Y1));
        alpha1=sqrt((unit_X1.^2)+(unit_Y1.^2));
        alpha_norm1=alpha1/sqrt((mean(alpha1.^2)));
        phase1=rand(1,N/2);
        uni_phase1=2*pi*phase1;
        e_ph1=complex(cos(uni_phase1),-sin(uni_phase1));
        alpha_e_ph1=(alpha_norm1.*e_ph1)/sqrt(var(alpha_norm1.*e_ph1));
        H1=fft((alpha_e_ph1),N/2)/sqrt(N/2);%Συνάρτηση Μεταφοράς

        for i=1:1:N/2
            h1((2*i)-1)=H1(i);
            h1(2*i)=H1(i);
        end

%Channel H2

        X2=randn(1,N/2);
        Y2=randn(1,N/2);
        unit_X2=X2/sqrt(var(X2));
        unit_Y2=Y2/sqrt(var(Y2));
        alpha2=sqrt((unit_X2.^2)+(unit_Y2.^2));
        alpha_norm2=alpha2/sqrt((mean(alpha2.^2)));
        phase2=rand(1,N/2);
        uni_phase2=2*pi*phase2;
        e_ph2=complex(cos(uni_phase2),-sin(uni_phase2));
        alpha_e_ph2=(alpha_norm2.*e_ph2)/sqrt(var(alpha_norm2.*e_ph2));
        H2=fft((alpha_e_ph2),N/2)/sqrt(N/2);
```

```

for i=1:1:N/2
    h2((2*i)-1)=H2(i);
    h2(2*i)=H2(i);

end

```

%Channel H3

```

X3=randn(1,N/2);
Y3=randn(1,N/2);
unit_X3=X3/sqrt(var(X3));
unit_Y3=Y3/sqrt(var(Y3));
alpha3=sqrt((unit_X3.^2)+(unit_Y3.^2));
alpha_norm3=alpha3/sqrt(mean(alpha3.^2));
phase3=rand(1,N/2);
uni_phase3=2*pi*phase3;
e_ph3=complex(cos(uni_phase3),-sin(uni_phase3));
alpha_e_ph3=(alpha_norm3.*e_ph3)/sqrt(var(alpha_norm3.*e_ph3));
H3=fft((alpha_e_ph3),N/2)/sqrt(N/2);

for i=1:1:N/2
    h3((2*i)-1)=H3(i);
    h3(2*i)=H3(i);

end

```

%Channel H4

```

X4=randn(1,N/2);
Y4=randn(1,N/2);
unit_X4=X4/sqrt(var(X4));
unit_Y4=Y4/sqrt(var(Y4));
alpha4=sqrt((unit_X4.^2)+(unit_Y4.^2));
alpha_norm4=alpha4/sqrt(mean(alpha4.^2));
phase4=rand(1,N/2);
uni_phase4=2*pi*phase4;
e_ph4=complex(cos(uni_phase4),-sin(uni_phase4));
alpha_e_ph4=(alpha_norm4.*e_ph4)/sqrt(var(alpha_norm1.*e_ph4));
H4=fft((alpha_e_ph4),N/2)/sqrt(N/2);

for i=1:1:N/2
    h4((2*i)-1)=H4(i);
    h4(2*i)=H4(i);

end

```

%AWGN

```

noise11=randn(1,N);
noise12=randn(1,N);
uni_var_noise11=noise11/sqrt(var(noise11));
uni_var_noise12=noise12/sqrt(var(noise12));
complex_noise1=complex(uni_var_noise11,uni_var_noise12);

noise21=randn(1,N);
noise22=randn(1,N);
uni_var_noise21=noise21/sqrt(var(noise21));
uni_var_noise22=noise22/sqrt(var(noise22));
complex_noise2=complex(uni_var_noise21,uni_var_noise22);

```

```

%Receiver Rx1

for i=1:1:N
    r1(i)=h1(i)*sigamp1(i)+h2(i)*sigamp2(i)+complex_noise1(i);
end
for i=1:1:N/2
    sest1((2*i)-1)=(conj(h1((2*i)-1))*r1((2*i)-1))+(h2(2*i)*conj(r1(2*i)));
    sest1(2*i)=(conj(h2((2*i)-1))*r1((2*i)-1))-(h1(2*i)*conj(r1(2*i)));
end

%Receiver Rx2

for i=1:1:N
    r2(i)=h3(i)*sigamp1(i)+h4(i)*sigamp2(i)+complex_noise2(i);
end
for i=1:1:N/2
    sest2((2*i)-1)=(conj(h3((2*i)-1))*r2((2*i)-1))+(h4(2*i)*conj(r2(2*i)));
    sest2(2*i)=(conj(h4((2*i)-1))*r2((2*i)-1))-(h3(2*i)*conj(r2(2*i)));
end
sest=sest1+sest2;

for i=1:1:N
    if ((dist(sest(i),-1))<(dist(sest(i),1)))
        decision(i)=-1;
    else
        decision(i)=1;
    end
end

error=0;
for i=1:1:N
    if (decision(i)~=bpsk(i))
        error=error+1;
    end
end
Ber(M)=error/N;
end
Pb(Eb_No_dB+1)=mean(Ber);
end
Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb,'r--');
grid on;
hold on;
axis([0 12 10^-5 0.5]);
legend('Alamouti scheme SFC (MT=2,MR=2)');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('Alamouti scheme SFC (MT=2,MR=2), Rayleigh channel');

```

%Alamouti Scheme - Space Time Coding (MT=2,MR=1), Rayleigh channel

```
clc;
clear all;
close all;

N=1000;
bpsk=randsrc(1,N);

%Transmission Tx1,Tx2

for i=1:2:N
Tx1(i)=bpsk(i);
Tx1(i+1)=-conj(bpsk(i+1));
Tx2(i)=bpsk(i+1);
Tx2(i+1)=conj(bpsk(i));
end

for Eb_No_dB=0:1:12
sigamp1=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx1;
sigamp2=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx2;
for M=1:1:1

%Channel H1

X1=randn(1,N/2);
Y1=randn(1,N/2);
unit_X1=X1/sqrt(var(X1));
unit_Y1=Y1/sqrt(var(Y1));
alpha1=sqrt((unit_X1.^2)+(unit_Y1.^2));
alpha_norm1=alpha1/sqrt(mean(alpha1.^2));
phase1=rand(1,N/2);
uni_phase1=2*pi*phase1;
e_ph1=complex(cos(uni_phase1),-sin(uni_phase1));

for i=1:1:N/2
H1((2*i)-1)=alpha_norm1(i).*e_ph1(i);
H1(2*i)=alpha_norm1(i).*e_ph1(i);
end

%Channel H2

X2=randn(1,N/2);
Y2=randn(1,N/2);
unit_X2=X2/sqrt(var(X2));
unit_Y2=Y2/sqrt(var(Y2));
alpha2=sqrt((unit_X2.^2)+(unit_Y2.^2));
alpha_norm2=alpha2/sqrt(mean(alpha2.^2));
phase2=rand(1,N/2);
uni_phase2=2*pi*phase2;
uni_phase_norm2=uni_phase2/sqrt(var(uni_phase2));
e_ph2=complex(cos(uni_phase_norm2),-sin(uni_phase_norm2));

for i=1:1:N/2
H2((2*i)-1)=alpha_norm2(i).*e_ph2(i);
H2(2*i)=alpha_norm2(i).*e_ph2(i);
end
```

%AWGN

```
noisel1=randn(1,N);
noisel2=randn(1,N);
uni_var_noisel1=noisel1/sqrt(var(noisel1));
uni_var_noisel2=noisel2/sqrt(var(noisel2));
complex_noisel=complex(uni_var_noisel1,uni_var_noisel2);
```

%Receiver

```
for i=1:1:N/2
    r1((2*i)-1)=H1((2*i)-1)*sigamp1((2*i)-1)+H2((2*i)-1)*sigamp2((2*i)-1)+complex_noisel((2*i)-1);
r1(2*i)=H1(2*i)*conj(sigamp1(2*i))+H2(2*i)*conj(sigamp2(2*i))+complex_noisel(2*i);
end

for i=1:1:N/2
    sest((2*i)-1)=conj(H1((2*i)-1))*r1((2*i)-1)+H2(2*i)*conj(r1(2*i));
    sest(2*i)=conj(H2((2*i)-1))*r1((2*i)-1)-H1(2*i)*conj(r1(2*i));
end

for i=1:1:N
    if ((dist(sest(i),-1))<(dist(sest(i),1)))
        decision(i)=-1;
    else
        decision(i)=1;
    end
end

error=0;
for i=1:1:N
    if (decision(i)~=bpsk(i))
        error=error+1;
    end
end
Ber(M)=error/N;
end
Pb(Eb_No_dB+1)=mean(Ber);
end

Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb,'b--');
grid on;
hold on;
axis([0 12 10^-4 0.5])
legend('Alamouti Scheme STC');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('Alamouti Scheme STC (MT=2,MR=1), Rayleigh channel');
```

%Alamouti Scheme - Space Frequency Coding (MT=2,MR=1), Rayleigh channel

```
clc;
clear all;
close all;

N=1000;
bpsk=randsrc(1,N);

%Transmission Tx1,Tx2

for i=1:2:N
    Tx1(i)=bpsk(i);
    Tx1(i+1)=-conj(bpsk(i+1));
    Tx2(i)=bpsk(i+1);
    Tx2(i+1)=conj(bpsk(i));
end

for Eb_No_dB=0:1:12
    sigamp1=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx1;
    sigamp2=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx2;
    for M=1:1:1000

%Channel H1

        X1=randn(1,N/2);
        Y1=randn(1,N/2);
        unit_X1=X1/sqrt(var(X1));
        unit_Y1=Y1/sqrt(var(Y1));
        alpha1=sqrt((unit_X1.^2)+(unit_Y1.^2));
        alpha_norm1=alpha1/sqrt(var(alpha1));
        phase1=rand(1,N/2);
        uni_phase1=2*pi*phase1;
        e_ph1=complex(cos(uni_phase1),-sin(uni_phase1));
        alpha_e_ph1=(alpha_norm1.*e_ph1)/sqrt(var(alpha_norm1.*e_ph1));
        h11=fft((alpha_e_ph1),N/2)/sqrt(N/2);
        for i=1:1:N/2
            H1((2*i)-1)=h11(i);
            H1(2*i)=h11(i);
        end

%Channel H2

        X2=randn(1,N/2);
        Y2=randn(1,N/2);
        unit_X2=X2/sqrt(var(X2));
        unit_Y2=Y2/sqrt(var(Y2));
        alpha2=sqrt((unit_X2.^2)+(unit_Y2.^2));
        alpha_norm2=alpha2/sqrt(mean(alpha2.^2));
        phase2=rand(1,N/2);
        uni_phase2=2*pi*phase2;
        e_ph2=complex(cos(uni_phase2),-sin(uni_phase2));
        alpha_e_ph2=(alpha_norm2.*e_ph2)/sqrt(var(alpha_norm2.*e_ph2));
        h22=fft((alpha_e_ph2),N/2)/sqrt(N/2);
        for i=1:1:N/2
            H2((2*i)-1)=h22(i);
            H2(2*i)=h22(i);
        end

%AWGN
```

```

        noise11=randn(1,N);
        noise12=randn(1,N);
        uni_var_noise11=noise11/sqrt(var(noise11));
        uni_var_noise12=noise12/sqrt(var(noise12));
        cgn=complex(uni_var_noise11,uni_var_noise12);
        complex_noise=fft(cgn,N)/sqrt(N);

%Receiver

%Received Signal

        for i=1:1:N/2
            r1((2*i)-1)=H1((2*i)-1)*sigamp1((2*i)-1)+H2((2*i)-1)*sigamp2((2*i)-1)+complex_noise((2*i)-1);

r1(2*i)=H1(2*i)*conj(sigamp1(2*i))+H2(2*i)*conj(sigamp2(2*i))+complex_noise(2*i);
        end

%Signal Estimation from Received Signal

        for i=1:1:N/2
            sest((2*i)-1)=conj(H1((2*i)-1))*r1((2*i)-1)+H2(2*i)*conj(r1(2*i));
            sest(2*i)=conj(H2((2*i)-1))*r1((2*i)-1)-H1(2*i)*conj(r1(2*i));
        end

%Estimated Signal Decoding

        for i=1:1:N
            if ((dist(sest(i),-1))<(dist(sest(i),1)))
                decision(i)=-1;
            else
                decision(i)=1;
            end
        end

%Bit Error Calculation

        error=0;
        for i=1:1:N
            if (decision(i)~=bpsk(i))
                error=error+1;
            end
        end
        Ber(M)=error/N;
        Pb(Eb_No_dB+1)=mean(Ber);
    end

Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb,'r--');
grid on;
hold on;
axis([0 12 10^-4 0.5]);
legend('Alamouti Scheme SFC');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('Alamouti Scheme SFC (MT=2,MR=1), Rayleigh channel');

```

%Beamforming - Selection Combining (MT=2,MR=1), Rayleigh channel

```
clc;
clear all;
close all;

N=1000;
bpsk=randsrc(1,N);
j=sqrt(-1);

%Transmission Tx1,Tx2

Tx=bpsk;

for Eb_No_dB=0:1:12
    sigamp=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx;

    for M=1:1:10

%Channel H1

        X1=randn(1,N);
        Y1=randn(1,N);
        unit_X1=X1/sqrt(var(X1));
        unit_Y1=Y1/sqrt(var(Y1));
        alpha1=sqrt((unit_X1.^2)+(unit_Y1.^2));
        alpha_norm1=alpha1/sqrt(mean(alpha1.^2));
        phase1=rand(1,N);
        uni_phase1=2*pi*phase1;
        uni_phase_norm1=uni_phase1;
        e_ph1=complex(cos(uni_phase_norm1),-sin(uni_phase_norm1));
        H1=alpha_norm1.*e_ph1;

%Channel H2

        X2=randn(1,N);
        Y2=randn(1,N);
        unit_X2=X2/sqrt(var(X2));
        unit_Y2=Y2/sqrt(var(Y2));
        alpha2=sqrt((unit_X2.^2)+(unit_Y2.^2));
        alpha_norm2=alpha2/sqrt(mean(alpha2.^2));
        phase2=rand(1,N);
        uni_phase2=2*pi*phase2;
        uni_phase_norm2=uni_phase2;
        e_ph2=complex(cos(uni_phase_norm2),-sin(uni_phase_norm2));
        H2=alpha_norm2.*e_ph2;

%AWGN

        noise1=randn(1,N);
        noise2=randn(1,N);
        uni_var_noise1=noise1/sqrt(var(noise1));
        uni_var_noise2=noise2/sqrt(var(noise2));
        cmplex_noise=complex(uni_var_noise1,uni_var_noise2);
        CGN=cmplex_noise/sqrt(2);
```



```

%Transmission Antenna Selection - Maximum Power

p1=(H1.*conj(H1));
p2=(H2.*conj(H2));
Rx1=H1.*sigamp;
Rx2=H2.*sigamp;
for i=1:1:N
    if p1(i)==max(p1(i),p2(i))
        h(i)=H1(i);
        Rx(i)=Rx1(i); %Transmit Antenna 1
    else
        h(i)=H2(i);
        Rx(i)=Rx2(i); %Transmit Antenna 2
    end
end

%Receiver

Y=Rx+CGN;
sest=conj(h).*Y;

for i=1:1:N
    if ((dist(sest(i),-1))<(dist(sest(i),1)))
        decision(i)=-1;
    else
        decision(i)=1;
    end
end

error=0;
for i=1:1:N
    if (decision(i)~=bpsk(i))
        error=error+1;
    end
end
Ber(M)=error/N;

end
Pb(Eb_No_dB+1)=mean(Ber);
end

Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb,'r--');
grid on;
hold on;
axis([0 12 10^-4 0.5])
legend('Beamforming SC (MT=2,MR=1)');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('Beamforming - SC (MT=2,MR=1), Rayleigh channel');

```

%Beamforming - Equal Gain Combining (MT=2,MR=1), Rayleigh channel

```
clc;
clear all;
close all;

N=1000;
bpsk=randsrc(1,N);
j=sqrt(-1);

%Transmission Tx1,Tx2

Tx1=bpsk;
Tx2=bpsk;

for Eb_No_dB=0:1:12
    sigamp1=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx1;
    sigamp2=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx2;
    for M=1:1:10

%Channel H1

        X1=randn(1,N);
        Y1=randn(1,N);
        unit_X1=X1/sqrt(var(X1));
        unit_Y1=Y1/sqrt(var(Y1));
        alpha1=sqrt((unit_X1.^2)+(unit_Y1.^2));
        alpha_norm1=alpha1/sqrt(mean(alpha1.^2));
        phase1=rand(1,N);
        uni_phase1=2*pi*phase1;
        uni_phase_norm1=uni_phase1/sqrt(var(uni_phase1));
        e_ph1=complex(cos(uni_phase_norm1),-sin(uni_phase_norm1));
        H1=alpha_norm1.*e_ph1;

%Channel H2

        X2=randn(1,N);
        Y2=randn(1,N);
        unit_X2=X2/sqrt(var(X2));
        unit_Y2=Y2/sqrt(var(Y2));
        alpha2=sqrt((unit_X2.^2)+(unit_Y2.^2));
        alpha_norm2=alpha2/sqrt(mean(alpha2.^2));
        phase2=rand(1,N);
        uni_phase2=2*pi*phase2;
        uni_phase_norm2=uni_phase2/sqrt(var(uni_phase2));
        e_ph2=complex(cos(uni_phase_norm2),-sin(uni_phase_norm2));
        H2=alpha_norm2.*e_ph2;

%AWGN

        noise11=randn(1,N);
        noise12=randn(1,N);
        uni_var_noise11=noise11/sqrt(var(noise11));
        uni_var_noise12=noise12/sqrt(var(noise12));
        cmplex_noise1=complex(uni_var_noise11,uni_var_noise12);
        CGN1=cmplex_noise1;
        noise21=randn(1,N);
```

```

noise22=randn(1,N);
uni_var_noise21=noise21/sqrt(var(noise21));
uni_var_noise22=noise22/sqrt(var(noise22));
complex_noise2=complex(uni_var_noise21,uni_var_noise22);
CGN2=complex_noise2;

%Weight

p1=exp(-j*angle(H1));
p2=exp(-j*angle(H2));

%Receiver

Rx1=H1.*p1.*sigamp1;
Rx2=H2.*p2.*sigamp2;

Rx=Rx1+Rx2+CGN1;
sest=Rx;

for i=1:1:N
    if ((dist(sest(i),-1))<(dist(sest(i),1)))
        decision(i)=-1;
    else
        decision(i)=1;
    end
end

error=0;
for i=1:1:N
    if (decision(i)~=bpsk(i))
        error=error+1;
    end
end
Ber(M)=error/N;
end
Pb(Eb_No_dB+1)=mean(Ber);
end

Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb,'r--');
grid on;
hold on;
axis([0 12 10^-4 0.5])
legend('Beamforming EGC (MT=2,MR=1)');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('Beamforming - EGC (MT=2,MR=1), Rayleigh channel');

```

%Beamforming - Maximal Ratio Combining (MT=2,MR=1), Rayleigh channel

```
clc;
clear all;
close all;

clc;
clear all;
close all;

N=1000;
bpsk=randsrc(1,N);
j=sqrt(-1);

%Transmission Tx1,Tx2

Tx1=bpsk;
Tx2=bpsk;

for Eb_No_dB=0:1:12
    sigamp1=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx1;
    sigamp2=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx2;
    for M=1:1:10

%Channel H1

        X1=randn(1,N);
        Y1=randn(1,N);
        unit_X1=X1/sqrt(var(X1));
        unit_Y1=Y1/sqrt(var(Y1));
        alpha1=sqrt((unit_X1.^2)+(unit_Y1.^2));
        alpha_norm1=alpha1/sqrt(mean(alpha1.^2));
        phase1=rand(1,N);
        uni_phase1=2*pi*phase1;
        uni_phase_norm1=uni_phase1/sqrt(var(uni_phase1));
        e_ph1=complex(cos(uni_phase_norm1),-sin(uni_phase_norm1));
        H1=alpha_norm1.*e_ph1;

%Channel H2

        X2=randn(1,N);
        Y2=randn(1,N);
        unit_X2=X2/sqrt(var(X2));
        unit_Y2=Y2/sqrt(var(Y2));
        alpha2=sqrt((unit_X2.^2)+(unit_Y2.^2));
        alpha_norm2=alpha2/sqrt(mean(alpha2.^2));
        phase2=rand(1,N);
        uni_phase2=2*pi*phase2;
        uni_phase_norm2=uni_phase2/sqrt(var(uni_phase2));
        e_ph2=complex(cos(uni_phase_norm2),-sin(uni_phase_norm2));
        H2=alpha_norm2.*e_ph2;

%AWGN

        noise11=randn(1,N);
        noise12=randn(1,N);
```

```

uni_var_noise11=noise11/sqrt(var(noise11));
uni_var_noise12=noise12/sqrt(var(noise12));
complex_noise1=complex(uni_var_noise11,uni_var_noise12);
CGN1=complex_noise1;
noise21=randn(1,N);
noise22=randn(1,N);
uni_var_noise21=noise21/sqrt(var(noise21));
uni_var_noise22=noise22/sqrt(var(noise22));
complex_noise2=complex(uni_var_noise21,uni_var_noise22);
CGN2=complex_noise2;

%Weight

w1=sqrt(2)*[conj(H1)./sqrt(abs(H1).^2+abs(H2).^2)];
w2=sqrt(2)*[conj(H2)./sqrt(abs(H1).^2+abs(H2).^2)];

%Receiver

Rx1=H1.*w1.*sigamp1;
Rx2=H2.*w2.*sigamp2;

Rx=Rx1+Rx2+CGN1;
sest=Rx;

for i=1:1:N
    if ((dist(sest(i),-1))<(dist(sest(i),1)))
        decision(i)=-1;
    else
        decision(i)=1;
    end
end

error=0;
for i=1:1:N
    if (decision(i)~=bpsk(i))
        error=error+1;
    end
end
Ber(M)=error/N;
end
Pb(Eb_No_dB+1)=mean(Ber);
end

Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb,'r--');
grid on;
hold on;
axis([0 12 10^-4 0.5])
legend('Beamforming MRC (MT=2,MR=1)');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('Beamforming - MRC (MT=2,MR=1), Rayleigh channel');

```

%Selection Combining (MT=1,MR=2), Rayleigh channel

```
clc;
clear all;
close all;

N=1000;
bpsk=randsrc(1,N);
j=sqrt(-1);

%Transmission Tx1

Tx=bpsk;

for Eb_No_dB=0:1:12
    sigamp=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx;

    for M=1:1:10

%Channel H1

        X1=randn(1,N);
        Y1=randn(1,N);
        unit_X1=X1/sqrt(var(X1));
        unit_Y1=Y1/sqrt(var(Y1));
        alpha1=sqrt((unit_X1.^2)+(unit_Y1.^2));
        alpha_norm1=alpha1/sqrt(mean(alpha1.^2));
        phase1=rand(1,N);
        uni_phase1=2*pi*phase1;
        uni_phase_norm1=uni_phase1;
        e_ph1=complex(cos(uni_phase_norm1),-sin(uni_phase_norm1));
        H1=alpha_norm1.*e_ph1;

%Channel H2

        X2=randn(1,N);
        Y2=randn(1,N);
        unit_X2=X2/sqrt(var(X2));
        unit_Y2=Y2/sqrt(var(Y2));
        alpha2=sqrt((unit_X2.^2)+(unit_Y2.^2));
        alpha_norm2=alpha2/sqrt(mean(alpha2.^2));
        phase2=rand(1,N);
        uni_phase2=2*pi*phase2;
        uni_phase_norm2=uni_phase2;
        e_ph2=complex(cos(uni_phase_norm2),-sin(uni_phase_norm2));
        H2=alpha_norm2.*e_ph2;

%AWGN

        noise1=randn(1,N);
        noise2=randn(1,N);
        uni_var_noise1=noise1/sqrt(var(noise1));
        uni_var_noise2=noise2/sqrt(var(noise2));
        cmplex_noise=complex(uni_var_noise1,uni_var_noise2);
        CGN=cmplex_noise/sqrt(2);
```

```

%Receive Antenna Selection - Maximum Power

p1=(H1.*conj(H1));
p2=(H2.*conj(H2));
Rx1=H1.*sigamp;
Rx2=H2.*sigamp;
for i=1:1:N
    if p1(i)==max(p1(i),p2(i))
        h(i)=H1(i);
        Rx(i)=Rx1(i); %%---Receive Antenna1---%%
    else
        h(i)=H2(i);
        Rx(i)=Rx2(i); %%---Receive Antenna2---%%
    end
end

%Receiver

Y=Rx+CGN;
sest=conj(h).*Y;

for i=1:1:N
    if ((dist(sest(i),-1))<(dist(sest(i),1)))
        decision(i)=-1;
    else
        decision(i)=1;
    end
end

error=0;
for i=1:1:N
    if (decision(i)~=bpsk(i))
        error=error+1;
    end
end
Ber(M)=error/N;

end
Pb(Eb_No_dB+1)=mean(Ber);
end

Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb,'r--');
grid on;
hold on;
axis([0 12 10^-4 0.5])
legend('SC');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('Selection Combining (MT=1,MR=2), Rayleigh channel');

```

%Equal Gain Combining (MT=1,MR=2), Rayleigh channel

```
clc;
clear all;
close all;

N=1000;
bpsk=randsrc(1,N);
j=sqrt(-1);

Tx=bpsk;

for Eb_No_dB=0:1:12
    sigamp1=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx;
    sigamp2=sqrt(10.^(Eb_No_dB/10)).*Tx;
    for M=1:1:1000

%Channel H1

        X1=randn(1,N);
        Y1=randn(1,N);
        unit_X1=X1/sqrt(var(X1));
        unit_Y1=Y1/sqrt(var(Y1));
        alpha1=sqrt((unit_X1.^2)+(unit_Y1.^2));
        alpha_norm1=alpha1/sqrt(mean(alpha1.^2));
        phase1=rand(1,N);
        uni_phase1=2*pi*phase1;
        uni_phase_norm1=uni_phase1/sqrt(var(uni_phase1));
        e_ph1=complex(cos(uni_phase_norm1),-sin(uni_phase_norm1));
        H1=alpha_norm1.*e_ph1;

%Channel H2

        X2=randn(1,N);
        Y2=randn(1,N);
        unit_X2=X2/sqrt(var(X2));
        unit_Y2=Y2/sqrt(var(Y2));
        alpha2=sqrt((unit_X2.^2)+(unit_Y2.^2));
        alpha_norm2=alpha2/sqrt(mean(alpha2.^2));
        phase2=rand(1,N);
        uni_phase2=2*pi*phase2;
        uni_phase_norm2=uni_phase2/sqrt(var(uni_phase2));
        e_ph2=complex(cos(uni_phase_norm2),-sin(uni_phase_norm2));
        H2=alpha_norm2.*e_ph2;

%AWGN

        noise11=randn(1,N);
        noise12=randn(1,N);
        uni_var_noise11=noise11/sqrt(var(noise11));
        uni_var_noise12=noise12/sqrt(var(noise12));
        cmplex_noise1=complex(uni_var_noise11,uni_var_noise12);
        CGN1=cmplex_noise1;
        noise21=randn(1,N);
        noise22=randn(1,N);
        uni_var_noise21=noise21/sqrt(var(noise21));
        uni_var_noise22=noise22/sqrt(var(noise22));
        cmplex_noise2=complex(uni_var_noise21,uni_var_noise22);
        CGN2=cmplex_noise2;
```



```

%Weight

p1=exp(-j*angle(H1));
p2=exp(-j*angle(H2));

%Receiver

Rx1=H1.*p1.*sigamp1;
Rx2=H2.*p2.*sigamp2;

Rx=Rx1+Rx2+CGN1;
sest=Rx;

for i=1:1:N
    if ((dist(sest(i),-1))<(dist(sest(i),1)))
        decision(i)=-1;
    else
        decision(i)=1;
    end
end

error=0;
for i=1:1:N
    if (decision(i)~=bpsk(i))
        error=error+1;
    end
end
Ber(M)=error/N;
end
Pb(Eb_No_dB+1)=mean(Ber);
end

Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb,'r--');
grid on;
hold on;
axis([0 12 10^-4 0.5])
legend('EGC');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('Equal Gain Combining (MT=1,MR=2), Rayleigh channel');

```

%Maximal Ratio Combining (MT=1,MR=2), Rayleigh Channel

```
clc;
clear all;
close all;

N=1000;
data=randsrc(1,N);

for Eb_No_dB=0:1:12
    sigamp=sqrt(2*10.^(Eb_No_dB/10)).*data;
    for M=1:1:1000

%Channel H1

        X1=randn(1,N);
        Y1=randn(1,N);
        unit_X1=X1/sqrt(var(X1));
        unit_Y1=Y1/sqrt(var(Y1));
        alpha1=sqrt((unit_X1.^2)+(unit_Y1.^2));
        alpha_norm1=alpha1/sqrt(mean(alpha1.^2));
        phase1=rand(1,N);
        uni_phase1=2*pi*phase1;
        uni_phase_norm1=uni_phase1/sqrt(var(uni_phase1));
        e_ph1=complex(cos(uni_phase_norm1),-sin(uni_phase_norm1));
        H1=alpha_norm1.*e_ph1;

%Channel H2

        X2=randn(1,N);
        Y2=randn(1,N);
        unit_X2=X2/sqrt(var(X2));
        unit_Y2=Y2/sqrt(var(Y2));
        alpha2=sqrt((unit_X2.^2)+(unit_Y2.^2));
        alpha_norm2=alpha2/sqrt(mean(alpha2.^2));
        phase2=rand(1,N);
        uni_phase2=2*pi*phase2;
        uni_phase_norm2=uni_phase2/sqrt(var(uni_phase2));
        e_ph2=complex(cos(uni_phase_norm2),-sin(uni_phase_norm2));
        H2=alpha_norm2.*e_ph2;

%AWGN

        noise11=randn(1,N);
        noise12=randn(1,N);
        uni_var_noise11=noise11/sqrt(var(noise11));
        uni_var_noise12=noise12/sqrt(var(noise12));
        complex_noise1=complex(uni_var_noise11,uni_var_noise12);
        noise21=randn(1,N);
        noise22=randn(1,N);
        uni_var_noise21=noise21/sqrt(var(noise21));
        uni_var_noise22=noise22/sqrt(var(noise22));
        complex_noise2=complex(uni_var_noise21,uni_var_noise22);
```

%Receiver

```

%Antenna1

rxsig1=H1.*sigamp+complex_noise1;

%Antenna2

rxsig2=H2.*sigamp+complex_noise2;
sest=(conj(H1).*rxsig1)+(conj(H2).*rxsig2);
for i=1:1:N
    if ((dist(sest(i),-1))<(dist(sest(i),1)))
        decision(i)=-1;
    else
        decision(i)=1;
    end
end
error=0;
for i=1:1:N
    if (decision(i)~=data(i))
        error=error+1;
    end
end
ber(M)=error/N;
end
Pb(Eb_No_dB+1)=mean(ber);
end

Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb,'r--');
hold on;
grid on;
axis([0 12 10^-4 0.5]);
legend('MRC');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('Maximal Ratio Combining (MT=1,MR=2), Rayleigh channel');

```

%SISO

```

clc;
close all;
clear all;

N=1000;
BPSK=randsrc(1,N);

for Eb_No_dB=0:1:12
    sig_info=sqrt(2*10.^(Eb_No_dB/10)).*BPSK;
    for m=1:1:1

```

%Channel H

```

X=randn(1,N);
Y=randn(1,N);
unit_X=X/sqrt(var(X));
unit_Y=Y/sqrt(var(Y));

```

```

alpha=sqrt((unit_X.^2)+(unit_Y.^2));
alpha_norm=alpha/sqrt(mean(alpha.^2));
phase=rand(1,N);
uni_phase=2*pi*phase;
uni_phase_norm=uni_phase/sqrt(var(uni_phase));
e_ph=complex(cos(uni_phase_norm),-sin(uni_phase_norm));
H=alpha_norm.*e_ph;

%AWGN

noise1=randn(1,N);
noise2=randn(1,N);
uni_var_noise1=noise1/sqrt(var(noise1));
uni_var_noise2=noise2/sqrt(var(noise2));
complex_noise=complex(uni_var_noise1,uni_var_noise2);

%Receiver

rxsig=H.*sig_info+complex_noise;
Rx_eq=rxsig.*conj(H);
for i=1:1:N
    if(real(Rx_eq(i))>0)
        decision(i)=1;
    else
        decision(i)=-1;
    end
end
error=0;
for i=1:1:N
    if decision(i)~=BPSK(i)
        error=error+1;
    end
end
ber(m)=error/N;
end
Pb_SISO(Eb_No_dB+1)=mean(ber);

Eb_No_dB=0:1:12;
semilogy(Eb_No_dB,Pb_SISO,'r--');
grid on;
hold on;
axis([0 12 10^-4 0.5]);
legend('SISO');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('BER');
title('SISO (MT=1,MR=1), Rayleigh channel');

```