



**ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ**  
**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ &**  
**ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**  
**ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ**  
**& ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ**

**Ανάλυση και σχεδίαση κεραιών ΜΙΜΟ για κινητά τερματικά**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**Παναγιώτης Ν. Λυτρίβης**

**Επιβλέπων :** Νικόλαος Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Μάιος 2006





**ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ**  
**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ &**  
**ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**  
**ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ**  
**& ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ**

**Ανάλυση και σχεδίαση κεραιών MIMO για κινητά τερματικά**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**Παναγιώτης Ν. Λυτρίβης**

**Επιβλέπων :** Νικόλαος Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 22<sup>η</sup> Μαΐου 2006.

.....  
Νικόλαος Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....  
Δήμητρα Κακλαμάνη  
Αν. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π

.....  
Παναγιώτης Φράγκος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Μάιος 2006

.....  
Παναγιώτης Ν. Λυτρίβης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Παναγιώτης Ν. Λυτρίβης, 2006

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, το περιορισμένο διαθέσιμο εύρος ζώνης καθώς και η «κόντρα» με τα ενσύρματα δίκτυα, έχουν δώσει ώθηση στην έρευνα των ασύρματων συστημάτων που εκμεταλλεύονται επαρκώς τη χωρική διάσταση, σε σχέση με τη συχνότητα και το χρόνο. Τα επόμενης γενιάς ασύρματα συστήματα θα πρέπει να εκμεταλλεύονται με αποδοτικό τρόπο το διαθέσιμο εύρος ζώνης και τη διαθέσιμη ισχύ, να παρέχουν υπηρεσίες αυξημένης ποιότητας και αξιοπιστίας και τέλος να παρέχουν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων. Σημαντικές εξελίξεις προς αυτή την κατεύθυνση έχουν πραγματοποιηθεί τελευταία με τη χρήση των συστημάτων πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων ή αλλιώς MIMO συστημάτων.

Ένα ασύρματο σύστημα πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων ή απλά MIMO μπορεί να οριστεί ως εξής: Σε ένα τυχαίο ασύρματο σύστημα, θεωρούμε μια ζεύξη, στην οποία ο πομπός και ο δέκτης είναι εφοδιασμένοι με πολλαπλές κεραίες. Η βασική ιδέα είναι πως από τη μία μεριά τα σήματα στις κεραίες του πομπού και από την άλλη στις κεραίες του δέκτη συνδυάζονται με κατάλληλο τρόπο ώστε να βελτιωθεί η ποιότητα της ζεύξης και να μειωθεί ο ρυθμός μετάδοσης εσφαλμένων bit ή να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και κατ' επέκταση η χωρητικότητα του συστήματος.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αρχικά αναλύονται κάποια γενικά χαρακτηριστικά για τα MIMO συστήματα καθώς και κάποια βασικά χαρακτηριστικά των ασύρματων περιβαλλόντων διάδοσης, όπως οι απώλειες διάδοσης, η σκίαση και οι διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών. Στην συνέχεια περιγράφονται κάποια ήδη υπάρχοντα μοντέλα για MIMO κανάλια διάδοσης, τα οποία χωρίζονται κυρίως σε δύο κατηγορίες: φυσικά και μη-φυσικά μοντέλα, ανάλογα με το αν χρησιμοποιούνται φυσικές παράμετροι για την περιγραφή τους ή στατιστικές παράμετροι και μετρήσεις αντίστοιχα. Ακολούθως ασχολούμαστε με τη χωρητικότητα του διαύλου και παρουσιάζονται οι βελτιώσεις στη χωρητικότητα του συστήματος με τη χρήση πολλαπλών κεραιών στον πομπό και στον δέκτη σε σύγκριση με τις συμβατικές SISO ζεύξεις. Αυτό οφείλεται κυρίως στην εκμετάλλευση της χωρικής διάστασης. Τέλος αναπτύσσουμε ένα δικό μας μοντέλο διάδοσης σε κώδικα Matlab και γίνονται κάποιες προσομοιώσεις οι οποίες επαληθεύουν την αύξηση της χωρητικότητας στα

MIMO συστήματα, χρησιμοποιώντας το ίδιο εύρος ζώνης και την ίδια ισχύ με ένα SISO σύστημα.

**Λέξεις κλειδιά:** MIMO συστήματα, μοντέλα διάδοσης για MIMO συστήματα, χωρητικότητα MIMO συστημάτων, διαλείψεις διαύλου

## ABSTRACT

The continuously increasing demand for high data rates, the limited available bandwidth and the “competition” with wired networks have boosted the research of wireless systems that exploit spatial domain, compared with frequency and time domain. Next generation wireless systems should exploit efficiently the available bandwidth and power, provide services of high quality and reliability and finally provide high data rates. Significant progress towards this direction has been achieved recently with the use of multiple input – multiple output systems, also called MIMO systems.

A wireless multiple input – multiple output or just MIMO system can be defined as follows: In a random wireless system we consider a link, on which the transmitter and the receiver are equipped with multiple antennas. The basic idea is that the transmitted signals on the one side and the received signals on the other side are combined properly so that the link quality will be improved and the bit error rate will be decreased or the data rate and the capacity of the system will be increased.

In the present diploma thesis, first of all we analyze some general characteristics of MIMO systems and some basic characteristics of wireless propagation, such as propagation losses, shadowing and multipath fading. In the following chapter we describe some existing MIMO channel models that are separated into two main categories: physical and non-physical models, according to the use of physical or statistical parameters for their description. After that we are occupied with the channel capacity and we present the benefits on system capacity with the use of multiple antennas in the transmitter and receiver, compared with conventional SISO links. This is due to the exploitation of spatial domain. Finally, we present our propagation model, written in Matlab, and several simulations that verify the increase of capacity in MIMO systems, using the same bandwidth and power with a SISO system.

**Key words:** MIMO systems, propagation models for MIMO systems, capacity of MIMO systems, channel fading

## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών και το θέμα της αφορά στο επιστημονικό πεδίο του τομέα συστημάτων μετάδοσης πληροφορίας και τεχνολογίας υλικών.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον κ. Ουζούνογλου Νικόλαο, Καθηγητή του Ε.Μ.Π. και εισηγητή του θέματος της διπλωματικής μου εργασίας, για την παρότρυνσή του στην επιλογή του συγκεκριμένου θέματος, δίνοντάς μου έτσι την ευκαιρία να ασχοληθώ με ένα σύγχρονο και υπό έρευνα πεδίο των τηλεπικοινωνιών.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για τη διαρκή υποστήριξή της μέχρι σήμερα και για την ενθάρρυνσή της να συνεχίσω με τον ίδιο ζήλο και στο μέλλον.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους μου, Χάρη και Γιώργο, για τα πέντε υπέροχα φοιτητικά χρόνια που περάσαμε μαζί.



## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Γενικά.....	11
1.2 Τρόποι αύξησης του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων.....	12
1.3 Σχήματα εκπομπής για MIMO συστήματα.....	13
1.4 Παράδειγμα για κατανόηση των πλεονεκτημάτων των MIMO συστημάτων.....	14

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΔΙΑΔΟΣΗΣ

2.1 Εισαγωγή στην ασύρματη διάδοση.....	18
2.2 Απώλειες διαδρομής.....	21
2.2.1 Απώλειες ελευθέρου χώρου.....	21
2.2.2 Απώλειες διαδρομής για πιο πολύπλοκα περιβάλλοντα.....	23
2.3 Σκίαση.....	24
2.4 Διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών.....	26
2.4.1 Είδη διαλείψεων.....	27
2.4.2 Ολίσθηση Doppler.....	28
2.4.3 Μοντέλα Rayleigh και Rice.....	29
2.5 Παράμετροι των διαύλων με πολλαπλές διαδρομές.....	30
2.5.1 Παράμετροι χρονικής διασποράς.....	31
2.5.2 Εύρος ζώνης συνοχής.....	32
2.5.3 Εξάπλωση Doppler και χρόνος συνοχής.....	33

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΜΟΝΤΕΛΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΓΙΑ MIMO ΚΑΝΑΛΙΑ

3.1 Γενικά στοιχεία.....	36
3.2 Δυνατοί τρόποι κατηγοριοποίησης των μοντέλων διάδοσης.....	36
3.3 Φυσικά μοντέλα διάδοσης για MIMO κανάλια.....	37
3.3.1 Μοντέλο ενός δακτυλίου.....	37
3.3.2 Μοντέλο δύο δακτυλίων.....	39
3.3.3 Μοντέλο γωνιακής κατανομής του von Mises.....	40

3.3.4 Μοντέλο κατανεμημένων σκεδαστών.....	41
3.3.5 Επεκταμένο μοντέλο Saleh-Valenzuela.....	43
3.3.6 Υπόλοιπα μοντέλα.....	44
3.4 Μη-φυσικά μοντέλα διάδοσης για MIMO κανάλια.....	45
3.4.1 IST METRA Project.....	45
3.4.2 IST SATURN Project: Narrowband Model.....	47
3.4.3 IST SATURN Project: Wideband Model.....	48

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ**

4.1 Εισαγωγή.....	49
4.2 Τύπος του Shannon για τη χωρητικότητα διαύλου.....	49
4.3 Χωρητικότητα MIMO καναλιού.....	51
4.3.1 Γενικά στοιχεία.....	51
4.3.2 Χωρητικότητα ντετερμινιστικού MIMO καναλιού.....	53
4.3.2.1 Κανάλι γνωστό στον πομπό.....	54
4.3.2.2 Κανάλι άγνωστο στο πομπό.....	55
4.3.3 Χωρητικότητα στοχαστικού MIMO καναλιού.....	56
4.3.3.1 Εργοδική χωρητικότητα.....	56
4.3.3.2 Outage χωρητικότητα.....	58
4.3.4 Χωρητικότητα MIMO καναλιού με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα.....	59

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΜΙΜΟ & ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑΣ**

5.1 Εισαγωγή.....	61
5.2 Εύρεση του πίνακα H του 2x2 MIMO συστήματος.....	61
5.3 Τύποι για τον υπολογισμό της χωρητικότητας.....	63
5.4 Κεντρική ιδέα του κώδικα για την υλοποίηση του μοντέλου διάδοσης...	64
5.5 Αποτελέσματα – Συμπεράσματα.....	66

<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ</b> .....	<b>70</b>
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</b> .....	<b>77</b>

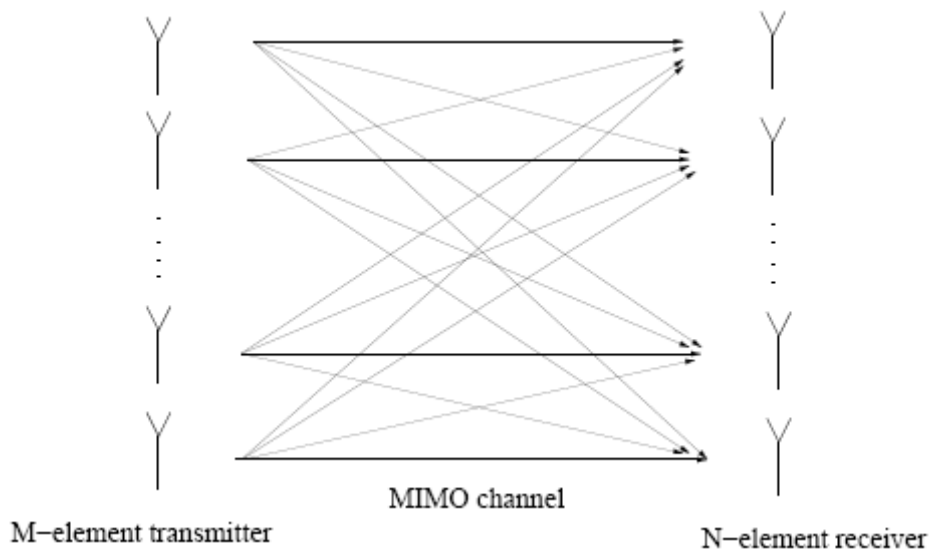
# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup>

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

### 1.1 Γενικά

Η συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, το περιορισμένο διαθέσιμο εύρος ζώνης καθώς και η «κόντρα» με τα ενσύρματα δίκτυα, έχουν δώσει ώθηση στην έρευνα των ασύρματων συστημάτων που εκμεταλλεύονται επαρκώς τη χωρική διάσταση, σε σχέση με τη συχνότητα και το χρόνο.

Τα συστήματα αυτά είναι τα συστήματα των πολλαπλών κεραιών, τα οποία είναι ευρέως γνωστά σαν MIMO συστήματα (σχήμα 1.1), και τα οποία υπόσχονται υψηλά κέρδη επίδοσης σε σύγκριση με τα συμβατικά συστήματα της μιας κεραίας. Πολλά MIMO μοντέλα τα οποία έχουν προταθεί βασίζονται σε ιδανικές υποθέσεις, βέβαια σε ένα πρακτικό σύστημα εμφανίζονται τα φαινόμενα της διασυμβολικής παρεμβολής, της μη τέλειας γνώσης του καναλιού, των ταχέων διαλείψεων και της συσχέτισης μεταξύ των μεμονωμένων διαδρομών διάδοσης, τα οποία επηρεάζουν σημαντικά την επίδοση του συστήματος.



Σχήμα 1.1 – Παρουσίαση MIMO συστήματος, ο πομπός έχει M κεραιές και ο δέκτης N κεραιές

Εξαιτίας των περιορισμών του κόστους, του μεγέθους και της πολυπλοκότητας στο κινητό τερματικό, στοιχειοκεραίες χρησιμοποιούνται συνήθως μόνο στους σταθμούς βάσης για να διαχωρίσουν χωρικά το επιθυμητό σήμα από το θόρυβο και την παρεμβολή. Σε περίπτωση που πετύχουμε χωρική διαφορισιμότητα τόσο στην εκπομπή όσο και στη λήψη, μπορεί να βελτιωθεί η ρυθμαπόδοση του συστήματος, το οποίο οδηγεί σε μεγαλύτερο βαθμό φασματικής επαναχρησιμοποίησης και συνεπώς μπορεί να αυξηθεί σημαντικά η χωρητικότητα του συστήματος.

Χρησιμοποιώντας στοιχειοκεραίες τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη η χωρητικότητα μπορεί να αυξηθεί εντυπωσιακά στα ονομαζόμενα MIMO συστήματα, αρκεί το περιβάλλον να παρέχει επαρκή σκέδαση. Η χωρητικότητα του MIMO καναλιού μπορεί να αυξηθεί γραμμικά με τον αριθμό των χωρικών υποκαναλιών (τον ελάχιστο αριθμό από τα στοιχεία της κεραίας του πομπού και του δέκτη).

Η υπόθεση για ανεξάρτητες διαδρομές διάδοσης των δεδομένων, η οποία γίνεται συχνά στη θεωρία, ισχύει μόνο όταν τα διαστήματα μεταξύ των κεραιών του πομπού και του δέκτη είναι επαρκώς μεγάλα και το περιβάλλον διάδοσης είναι πλούσιο σε σκεδάσεις. Ανεπαρκής απόσταση μεταξύ των κεραιών, έλλειψη σκέδασης ή παρουσία ισχυρής συνιστώσας οπτικής επαφής (LOS) μεταξύ του πομπού και του δέκτη εισάγει συσχέτιση μεταξύ των ξεχωριστών μονοπατιών εκπομπής.

## 1.2 Τρόποι αύξησης του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων

Στη συνέχεια παραθέτουμε κάποιους τρόπους αύξησης του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων ενός ασύρματου επικοινωνιακού συστήματος και στο τέλος καταλαβαίνουμε γιατί η χρήση της MIMO τεχνολογίας προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα.

✓ Ένας απλός τρόπος για να αυξήσουμε το ρυθμό μετάδοσης είναι να επιλέξουμε *μικρότερη διάρκεια συμβόλου  $T$* . Αυτό όμως έχει σαν αποτέλεσμα την απαίτηση μεγαλύτερου φάσματος συχνοτήτων καθώς το εύρος ζώνης καθορίζεται από το ρυθμό μετάδοσης συμβόλου  $1/T$ . Τα ασύρματα κανάλια χαρακτηρίζονται συνήθως από πολύοδη διάδοση, η οποία προκαλείται από ανακλάσεις, σκεδάσεις και διαθλάσεις του εκπεμπόμενου σήματος. Μία μικρότερη διάρκεια συμβόλου συνεπώς μπορεί να

προκαλέσει αύξηση στη διασυμβολική παρεμβολή και να οδηγήσει σε απώλειες επίδοσης.

✓ Ένας άλλος τρόπος για να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης είναι η χρησιμοποίηση πολλαπλών φερόντων και η *πολυπλεξία δεδομένων* σε πολλαπλές στενής ζώνης υπομπάντες. Έτσι το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής μετριάζεται αλλά παραμένει η απαίτηση για αυξημένο εύρος ζώνης, το οποίο είναι πολύ σημαντικό καθώς το φάσμα συχνοτήτων έχει γίνει ένας πολύτιμος και περιορισμένος πόρος.

✓ Μια άλλη εναλλακτική λύση, για την επίτευξη μεγαλύτερων ρυθμών μετάδοσης, είναι η χρήση πολλαπλών κεραιών τόσο στη μεριά του πομπού όσο και του δέκτη. Έτσι δεν απαιτείται κάποιο επιπλέον εύρος ζώνης ούτε κάποια επιπλέον ενέργεια μετάδοσης. Συνεπώς οι πολλαπλές κεραιές αποτελούν ένα καλό μέσο για την αύξηση της φασματικής απόδοσης και κατ' επέκταση της χωρητικότητας του διαύλου.

Με τη χρήση πολλαπλών κεραιών αυτό που εκμεταλλευόμαστε είναι η χωρική διάσταση, σε αντίθεση με τις δύο πρώτες προσεγγίσεις όπου η χρονική διάσταση και η διάσταση της συχνότητας χρησιμοποιούνται αντίστοιχα.

### 1.3 Σχήματα εκπομπής για MIMO συστήματα

Τις πολλαπλές κεραιές στα MIMO συστήματα μπορούμε να τις εκμεταλλευτούμε με δύο διαφορετικούς τρόπους. Ο ένας τρόπος είναι να δημιουργήσουμε υψηλής αποδοτικότητας διαφορικό σύστημα κεραιών για αντιμετώπιση των διαλείψεων και ο άλλος τρόπος είναι η χρησιμοποίηση πολλαπλών κεραιών για την εκπομπή αρκετών παράλληλων ρευμάτων δεδομένων έτσι ώστε να αυξηθεί η χωρητικότητα του συστήματος.

Μέχρι σήμερα έχουν προταθεί αρκετά σχήματα για MIMO συστήματα τα οποία μπορούν να ταξινομηθούν σε δύο κατηγορίες: στα σχήματα χωρικής πολυπλεξίας και στις τεχνικές χωρο-χρονικής κωδικοποίησης.

Τα *σχήματα χωρικής πολυπλεξίας* (spatial multiplexing schemes) χρησιμοποιούν πολλαπλές κεραιές και στον πομπό και στον δέκτη και στέλνουν ανεξάρτητα ρεύματα δεδομένων από κάθε κεραία του πομπού (Tx). Στον δέκτη αυτά τα ρεύματα δεδομένων διαχωρίζονται με κατάλληλους αλγορίθμους. Για να επιτευχθεί αυτός ο διαχωρισμός πρέπει οι κεραιές στον δέκτη (Rx) να είναι τουλάχιστον ίσες με τις κεραιές στον πομπό ( $Rx \geq Tx$ ). Με τα σχήματα χωρικής

πολυπλεξίας η συνολική ρυθμαπόδοση των δεδομένων αυξάνεται και σημαντικά ποσοστά των ρυθμών μετάδοσης που υπόσχεται η θεωρία επιτυγχάνονται. Ένα πολύ γνωστό παράδειγμα σχήματος χωρικής πολυπλεξίας είναι ο αλγόριθμος BLAST ο οποίος αναπτύχθηκε στα εργαστήρια Bell.

Σε αντίθεση με τα σχήματα χωρικής πολυπλεξίας, οι *τεχνικές χωρο-χρονικής κωδικοποίησης* (space-time coding techniques) εκμεταλλεύονται τη χωρική διαφορικότητα, η οποία επιτρέπει ένα πρόσθετο διαφορικό κέρδος και/ή ένα κέρδος κωδικοποίησης συγκριτικά με ένα 1x1 σύστημα. Χωρική διαφορικότητα υπάρχει όταν οι μεμονωμένες διαδρομές εκπομπής υφίστανται σχεδόν ανεξάρτητες διαλείψεις. Στην περίπτωση αυτή, η πιθανότητα όλες οι διαδρομές να υποστούν σημαντικές διαλείψεις ταυτόχρονα μειώνεται δραστικά σε σχέση με αυτή μίας διαδρομής εκπομπής σε βαθιά διάλειψη. Οι τεχνικές χωρο-χρονικής κωδικοποίησης μπορούν να βελτιώσουν το ρυθμό μετάδοσης εσφαλμένων bit (bit error rate) και κατ' επέκταση να αυξηθεί η ρυθμαπόδοση του συστήματος. Παραδείγματα τεχνικών χωρο-χρονικής κωδικοποίησης είναι οι space-time trellis codes και οι space-time block codes.

Ένα μεγάλο πλεονέκτημα που προσφέρουν οι τεχνικές χωρο-χρονικής κωδικοποίησης, ιδιαίτερα στα κυψελωτά συστήματα, είναι το γεγονός ότι οι πολλαπλές κεραιές στον δέκτη είναι προαιρετικές. Όπως είναι γνωστό οι υπηρεσίες πολυμέσων χαρακτηρίζονται από ασυμμετρία και το κύριο μέρος ανταλλαγής δεδομένων γίνεται από το σταθμό βάσης προς το κινητό τερματικό (ζεύξη καθόδου). Συνεπώς οι τεχνικές χωρο-χρονικής κωδικοποίησης είναι πολύ ελκυστικές για την αύξηση της ζεύξης καθόδου, καθώς μόνο ο σταθμός βάσης πρέπει να εξοπλιστεί με πολλαπλές κεραιές. Ωστόσο, αν θέλουμε να πετύχουμε κέρδος στη χωρητικότητα θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε πολλαπλές κεραιές και στο κινητό τερματικό.

#### **1.4 Παράδειγμα για κατανόηση των πλεονεκτημάτων των MIMO συστημάτων**

Τα MIMO συστήματα θα βοηθήσουν τα ασύρματα δίκτυα να ικανοποιήσουν την μεγάλη ζήτηση για υψηλές ταχύτητες πρόσβασης και να μπορέσουν να αντιμετωπίσουν τον ανταγωνισμό από τα υψηλής ταχύτητας ενσύρματα δίκτυα.

Η σχεδίαση ενός υψηλής ταχύτητας ασύρματου δικτύου, το οποίο θα προσφέρει καλή ποιότητα υπηρεσίας και εύρος δυνατοτήτων σε NLOS περιβάλλοντα αποτελεί σημαντική πρόκληση για ερευνητές και μηχανικούς.

Στη συνέχεια, θα παραθέσουμε ένα παράδειγμα [1] για να διαπιστώσει κανείς πως τα MIMO συστήματα μπορούν να βοηθήσουν στην επίτευξη υψηλών ταχυτήτων στα ασύρματα περιβάλλοντα. Καταρχήν υποθέτουμε περιβάλλον NLOS και αγνοούμε τις διαλείψεις. Για να πετύχουμε ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων της τάξης του 1 Gb/s πρέπει το γινόμενο του εύρους ζώνης και της φασματικής απόδοσης να είναι ίσο με  $10^9$ .

#### ✓SISO σύστημα

Σε ένα SISO σύστημα η εκπεμπόμενη ενέργεια από ένα τερματικό, το οποίο βρίσκεται κοντά σε ανθρώπους, περιορίζεται το πολύ στο 1W σε εσωτερικά περιβάλλοντα λόγω κινδύνων για την ανθρώπινη υγεία. Το όριο αυτό είναι 10 φορές υψηλότερο για τους σταθμούς βάσης στα εξωτερικά περιβάλλοντα. Επίσης ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR) στους ασύρματους δέκτες σπάνια ξεπερνά τα 30-35 dB λόγω δυσκολίας κατασκευής υψηλά γραμμικών δεκτών με χαμηλό θόρυβο. Στα ασύρματα δίκτυα χρησιμοποιείται συχνά ο SINR (signal-to-interference-and-noise ratio) αντί του SNR λόγω της ύπαρξης παρεμβολών. Αποδεικνύεται ότι στα κυψελωτά συστήματα ο SINR είναι μικρότερος από τον SNR και είναι 10-20 dB το πολύ.

Σύμφωνα με τα παραπάνω σε ένα SISO σύστημα σε NLOS περιβάλλον, η φασματική απόδοση είναι το πολύ 4-6 b/s/Hz και σε LOS SISO σύστημα φτάνει μέχρι τα 9 b/s/Hz. Ωστόσο για να επιτευχθούν τέτοιες τιμές φασματικής απόδοσης, τα συστήματα αυτά βασίζονται σε σταθερές ζεύξεις σημείου προς σημείο, σε υψηλού κέρδους κατευθυντικές κεραιές και σε κεραιές μακριά από εμπόδια (Fresnel clearance) εξαλείφοντας έτσι τις διαλείψεις.

Ας υποθέσουμε ότι η φασματική απόδοση παίρνει την τιμή 4 b/s/Hz που είναι μια πολύ καλή τιμή. Για να πετύχουμε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 1Gb/s θα πρέπει, σύμφωνα με αυτά που είπαμε παραπάνω, το εύρος ζώνης να είναι 250 MHz. Όμως εύρος ζώνης 250 MHz είναι πολύ δύσκολο, αν όχι αδύνατο να επιτευχθεί στα 6 GHz όπου τα NLOS δίκτυα είναι εφικτά. Πάνω από 6 GHz η σκίαση λόγω εμποδίων είναι τόσο μεγάλη που καθιστά τις NLOS συνδέσεις άχρηστες. Το μεγάλο εύρος ζώνης έχει επιπλέον το μειονέκτημα της μείωσης της εμβέλειας του συστήματος.

Συνοψίζοντας μπορούμε να πούμε ότι η δημιουργία ασύρματου δικτύου 1 Gb/s είναι αδύνατη με τα συμβατικά SISO συστήματα, λόγω περιορισμών στην

εκπεμπόμενη ισχύς και στον SNR. Επιπλέον υπάρχει μια σημαντική μείωση της εμβέλειας στα συστήματα που απαιτούν μεγάλο εύρος ζώνης.

#### ✓MIMO σύστημα

Ας δούμε τώρα πως μπορεί η τεχνολογία MIMO να βοηθήσει στην κατασκευή ενός ασύρματου δικτύου με ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 1 Gb/s.

Στη συνέχεια υποθέτουμε διαλείψεις Rayleigh σε NLOS περιβάλλον, μέσο SNR στη λήψη 20 dB και σταθερή συνολική εκπεμπόμενη ισχύς (ανεξάρτητη του αριθμού των κεραιών στον πομπό). Επίσης υποθέσουμε εύρος ζώνης συνοχής 20 MHz (τυπική τιμή για εσωτερικά περιβάλλοντα). Το εύρος ζώνης το οποίο απαιτείται για να πετύχουμε 99% αξιοπιστία ζεύξης, δίνεται από τον υπολογισμό της 1% outage χωρητικότητας (βλ. κεφάλαιο 4<sup>ο</sup> που αναφέρεται στην χωρητικότητα). Το σχήμα 1.2 μας δείχνει το εύρος ζώνης και την εμβέλεια συμμετρικών MIMO ζεύξεων (ίσος αριθμός κεραιών στον πομπό και στον δέκτη) που απαιτούνται για την υποστήριξη ταχύτητας ζεύξης 1 Gb/s. Η εμβέλεια έχει κανονικοποιηθεί με αναφορά σε SISO σύστημα με εύρος ζώνης 10 MHz.

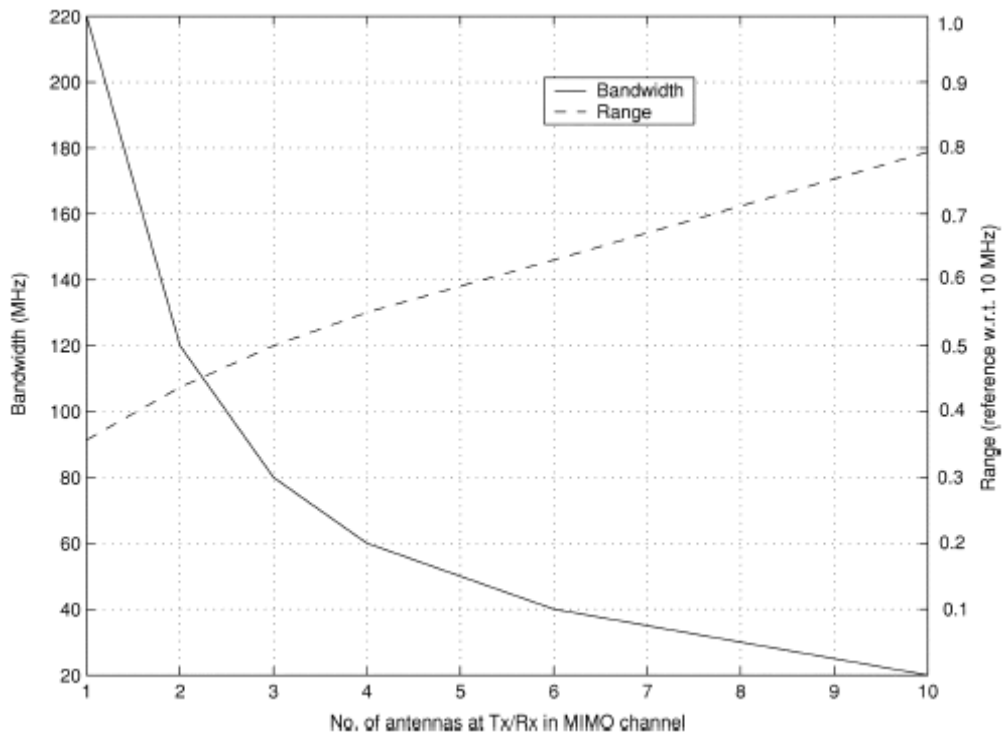
Για  $M=1$  παίρνουμε την δεδομένη SISO ζεύξη, με απαιτούμενο εύρος ζώνης 220 MHz και μείωση της εμβέλειας στο 35% του συστήματος αναφοράς για να πετύχουμε ταχύτητα δικτύου 1 Gb/s.

Για  $M=10$  έχουμε ένα 10x10 MIMO σύστημα το οποίο μπορεί να πετύχει ταχύτητα 1 Gb/s με μόλις 20 MHz απαιτούμενο εύρος ζώνης και μείωση της εμβέλειας στο 80% του συστήματος αναφοράς.

Είναι εμφανές ότι η MIMO τεχνολογία προσφέρει ουσιαστική βελτίωση στην επίδοση του συστήματος. Αξίζει να παρατηρήσουμε ότι το MIMO σύστημα δεν απαιτεί πρόσθετη εκπομπή ισχύος ή μεγαλύτερο SNR στη λήψη για να πετύχει τέτοια κέρδη επίδοσης. Επιπλέον η φασματική απόδοση που επιτυγχάνεται σε ένα 10x10 MIMO κανάλι με εύρος ζώνης 20 MHz είναι 50 b/s/Hz, το οποίο δείχνει πως δεν είναι αναγκαία η υψηλή εκπεμπόμενη ισχύς για να πετύχουμε φασματικές αποδόσεις μεγαλύτερες από 10 b/s/Hz.

Τέλος πρέπει να αναφέρουμε πως το μειονέκτημα της χρησιμοποίησης ενός MIMO συστήματος είναι η αυξημένη πολυπλοκότητα του πομπού και του δέκτη.





Σχήμα 1.2 – Απαιτούμενο εύρος ζώνης και εμβέλεια, συναρτήσει του αριθμού των κεραιών, σε ένα MIMO σύστημα του 1 Gb/s

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup>

### ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΔΙΑΔΟΣΗΣ

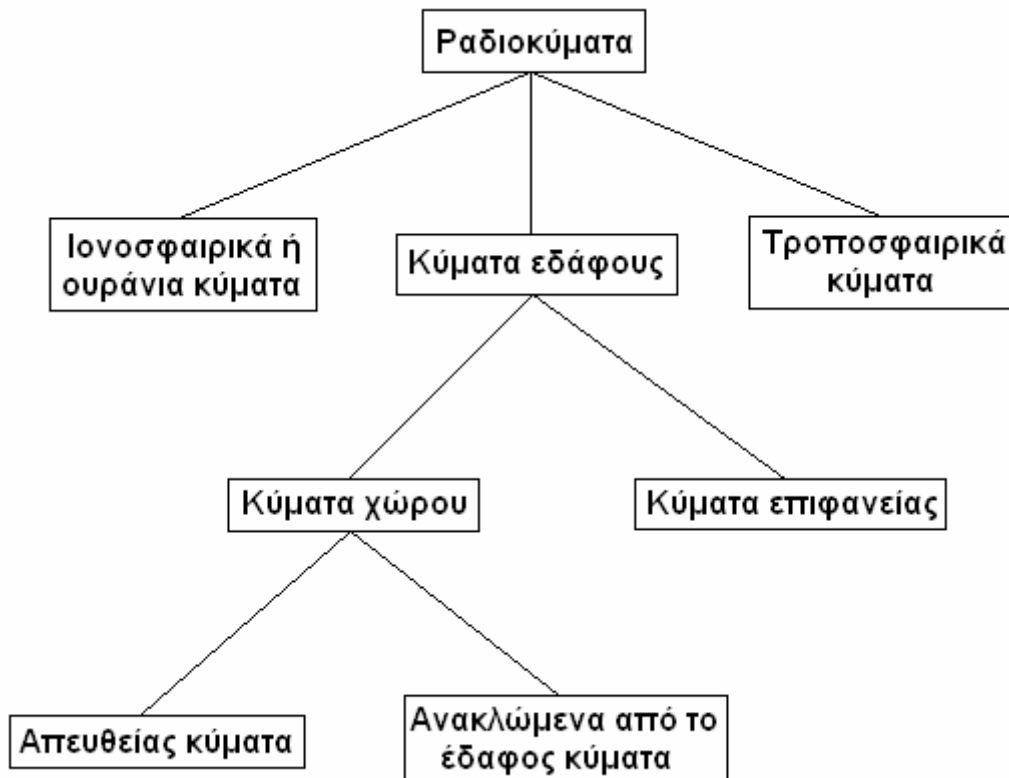
#### 2.1 Εισαγωγή στην ασύρματη διάδοση

Η αξιόπιστη επικοινωνία και μάλιστα σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης αποτελεί μία πρόκληση για τα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών [2]. Τα σημαντικότερα προβλήματα στην ασύρματη διάδοση είναι ο θόρυβος, οι παρεμβολές, η παρεμπόδιση από ανθρώπινες και φυσικές κατασκευές και η πολυδιαδρομική διάδοση. Η κατάσταση γίνεται ακόμα πιο δύσκολη καθώς τα παραπάνω φαινόμενα μεταβάλλονται χρονικά με απρόβλεπτο τρόπο κατά την κίνηση των τερματικών σταθμών.

Τα ασύρματα συστήματα χρησιμοποιούν την ατμόσφαιρα ως μέσο διάδοσης και την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία για την εκπομπή των ραδιοσημάτων. Τα περισσότερα συστήματα κινητών επικοινωνιών χρησιμοποιούν συχνότητες από μερικές εκατοντάδες MHz έως λίγα GHz, όπου η καμπυλότητα της γης αλλά και η ιονόσφαιρα δεν επηρεάζουν τη διάδοση. Η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια με τη μορφή ραδιοκυμάτων διαδίδεται απομακρυνόμενη από την κεραία εκπομπής και υπάρχουν διάφοροι τρόποι που τα κύματα αυτά ταξιδεύουν.

Συγκεκριμένα μπορούμε να ξεχωρίσουμε τις ακόλουθες κατηγορίες [3]:

- *Ιονοσφαιρικά ή ουράνια κύματα* (sky waves): είναι κύματα που φτάνουν στον δέκτη ύστερα από ανάκλαση ή σκέδαση από την ιονόσφαιρα (100km-400km).
- *Τροποσφαιρικά κύματα* (tropospheric waves): είναι τα κύματα που ανακλώνται ή σκεδάζονται στην τροπόσφαιρα (10km-100km).
- *Κύματα εδάφους* (ground waves): είναι κύματα που μεταδίδονται κοντά στην επιφάνεια του εδάφους και διακρίνονται σε *κύματα χώρου* (space waves) και *κύματα επιφανείας* (surface waves). Επιπλέον το κύμα χώρου, με τη σειρά του, διακρίνεται στο *απευθείας κύμα* (direct wave), δηλαδή στο κύμα που ακολουθεί τη γραμμική οπτικής επαφής, και στο *ανακλώμενο από το έδαφος κύμα* (ground reflected wave) που φτάνει στον δέκτη ύστερα από ανάκλαση από την επιφάνεια του εδάφους. Ο διαχωρισμός αυτός των κυμάτων φαίνεται καλύτερα στο σχήμα 2.1.

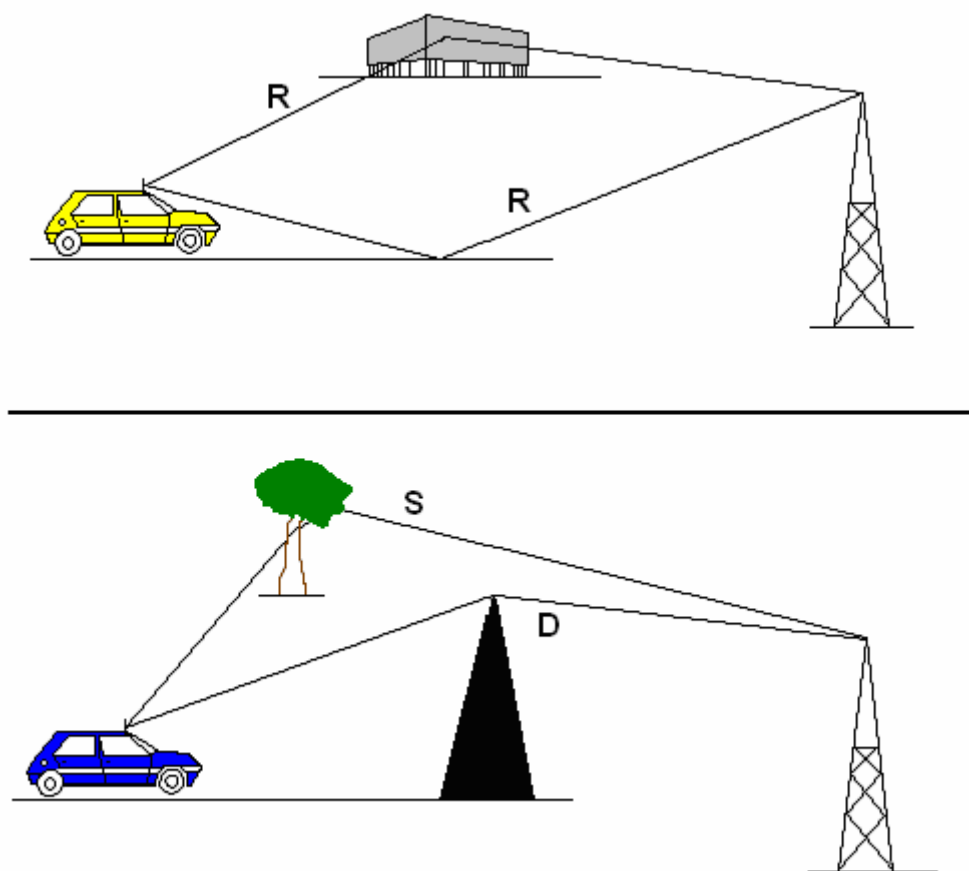


Σχήμα 2.1 – Κατηγοριοποίηση κυμάτων

Οι μηχανισμοί που διέπουν τη ραδιοδιάδοση είναι πολύπλοκοι και ποικίλοι [4] και γενικά αν εξαιρέσουμε την απευθείας διάδοση μπορούν να συνοψιστούν σε τρεις βασικούς:

- *Ανάκλαση* ( reflection): συμβαίνει όταν ένα διαδιδόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε εμπόδιο με διαστάσεις πολύ μεγάλες σε σχέση με το μήκος κύματός του. Ανακλώμενα κύματα παράγονται ύστερα από πρόσπτωση των διαδιδόμενων κυμάτων στην επιφάνεια του εδάφους και στα κτίρια, και μπορεί να συμβάλουν με τα αρχικά κύματα στο δέκτη, επικοινωνιακά ή όχι.
- *Περίθλαση* (diffraction): συμβαίνει όταν παρεμβάλλεται αδιαπέραστο εμπόδιο στη διαδρομή του ραδιοκύματος από τον πομπό προς τον δέκτη. Σύμφωνα με την αρχή του Huygens, παράγονται δευτερογενή κύματα πίσω από το εμπόδιο, τα οποία φτάνουν στον δέκτη ακόμα και όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Η περίθλαση εξηγεί το πώς μπορεί να διαδίδεται η ενέργεια RF σε αστικές και μη περιοχές χωρίς να υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη.

- *Σκέδαση* (scattering): συμβαίνει στην περίπτωση όπου στη διαδρομή του ραδιοκύματος υπάρχουν αντικείμενα με διαστάσεις ίσες ή μικρότερες από το μήκος κύματος. Η σκέδαση ακολουθεί τους ίδιους φυσικούς νόμους με τη διάχυση και έχει ως αποτέλεσμα την επανεκπομπή της ενέργειας του πομπού προς πολλές διαφορετικές κατευθύνσεις. Έχει αποδειχθεί πως η σκέδαση είναι ο μηχανισμός διάδοσης, που είναι πιο δύσκολο να προβλεφθεί στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Οι μηχανισμοί διάδοσης φαίνονται στο σχήμα 2.2.



Σχήμα 2.2 – Οι τρεις μηχανισμοί διάδοσης: (R) ανάκλαση, (D) περίθλαση και (S) σκέδαση

Καθώς το κινητό τερματικό κινείται σε μια περιοχή, οι τρεις μηχανισμοί διάδοσης επιδρούν κάθε στιγμή στο λαμβανόμενο σήμα κατά διαφορετικούς τρόπους. Αν π.χ. το κινητό έχει οπτική επαφή με τον σταθμό βάσης, η περίθλαση και η σκέδαση ενδέχεται να μην επηρεάζουν τη διάδοση. Αντίθετα, αν το κινητό βρίσκεται στο ύψος του οδοστρώματος, σε μεγάλη μητροπολιτική περιοχή, χωρίς να έχει οπτική

επαφή με τον σταθμό βάσης, η περίθλαση και η σκέδαση είναι πολύ πιθανόν να κυριαρχούν στη διάδοση.

Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα το εκπεμπόμενο σήμα να φτάνει στον δέκτη από πολλαπλούς δρόμους, και μάλιστα η κάθε συνιστώσα πολυδιαδρομικής διάδοσης να φτάνει στον δέκτη με ολισθημένα χαρακτηριστικά (πλάτος, φάση και χρόνο άφιξης) σε σχέση με την απευθείας συνιστώσα. Έτσι το σήμα παρουσιάζει απότομες διαλείψεις καθώς κινείται ο δέκτης και η τοπική μέση ισχύς του σήματος μεταβάλλεται.

Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών χαρακτηρίζεται από τρία επιμέρους φαινόμενα που είναι γνωστά ως *απώλειες διαδρομής* (path loss), *σκίαση* (shadowing) και *διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών* (multipath fading) και τα οποία θα δούμε αναλυτικά στη συνέχεια.

Οι απώλειες διαδρομής καθορίζουν την εξάρτηση της μείωσης της μέσης ισχύος του λαμβανόμενου σήματος από την απόσταση πομπού-δέκτη. Η σκίαση χαρακτηρίζει την εξασθένιση του σήματος λόγω παρεμπόδισης από κτίρια και άλλα αντικείμενα. Οι διαλείψεις του σήματος οφείλονται στην αθροιστική και αφαιρετική συμβολή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

## **2.2 Απώλειες διαδρομής**

Με τον όρο απώλειες διαδρομής [2], ορίζουμε το λόγο της εκπεμπόμενης ισχύος προς τη λαμβανόμενη ισχύ, για ένα δεδομένο περιβάλλον διάδοσης και είναι συνήθως μια συνάρτηση της απόστασης διάδοσης. Η αρχική κατανόηση των απωλειών διάδοσης έχει τις ρίζες του στις αρχικές εργασίες του Hertz το 1880. Ο Hertz έδειξε πως είναι δυνατή η διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στον ελεύθερο χώρο. Το 1892 ο Sir William Crookes, σε ένα άρθρο του, προέβλεψε τηλεγραφική επικοινωνία σε μεγάλες αποστάσεις και το 1895 ο Marconi δημιούργησε το πρώτο πρακτικό σύστημα επικοινωνιών με πρώτη επιτυχή επικοινωνία το 1897.

### **2.2.1 Απώλειες ελευθέρου χώρου**

Στην απλούστερη περίπτωση για τις απώλειες διαδρομής κάνουμε την υπόθεση του ελευθέρου χώρου. Σύμφωνα με την υπόθεση αυτή, μεταξύ πομπού και

δέκτη υπάρχει μόνο η απευθείας συνιστώσα, απουσία φυσικών ή τεχνητών αντικειμένων που προκαλούν ανακλάσεις ή εξασθενούν το διαδιδόμενο σήμα.

Σύμφωνα με τον Harald Friis η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος είναι ανάλογη της εκπεμπόμενης ισχύος και του κέρδους ισχύος των κεραιών εκπομπής και λήψης, ενώ είναι αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου της συχνότητας και του τετραγώνου της απόστασης διάδοσης. Η απλή αυτή έκφραση για τις απώλειες διαδρομής που δόθηκε από τον Friis είναι η εξής:

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

όπου  $P_t$  η λαμβανόμενη ισχύς σε απόσταση  $d$  από τον πομπό,  $P_t$  η ισχύς εκπομπής,  $G_t$  και  $G_r$  τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα και  $\lambda$  το μήκος κύματος στη συχνότητα λειτουργίας. Αν στην παραπάνω εξίσωση εισάγουμε και τις απώλειες  $L$  (όπου  $L \geq 1$ ) του συστήματος εκπομπής (καλώδια, φίλτρα κ.λ.π.) έχουμε:

$$P_r = P_t \frac{G_r G_t}{L} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.2)$$

Η εξίσωση του Friis ισχύει για την μακρινή περιοχή ή αλλιώς περιοχή Fraunhofer καθώς προϋποθέτει επίπεδο μέτωπο ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στην απόσταση  $d$ .

Σε λογαριθμική κλίμακα οι απώλειες διάδοσης ελευθέρου χώρου δίνονται από τον τύπο:

$$PL(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[ \left( \frac{G_t G_r}{L} \right) \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \right] \quad (2.3)$$

Αν θεωρήσουμε ότι δεν υπάρχουν απώλειες στο σύστημα του πομπού, δηλαδή  $L=1$ , και ότι έχουμε ισοτροπικές κεραιές εκπομπής και λήψης ( $G_t=G_r=1$ ) τότε η σχέση (2.3) γίνεται:

$$PL(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.4)$$

Όλες οι παραπάνω σχέσεις δείχνουν ότι οι απώλειες διαδρομής στον ελεύθερο χώρο εξαρτώνται από το τετράγωνο της απόστασης  $d$ . Επίσης παρατηρούμε πως όταν μειώνεται το μήκος κύματος, δηλαδή αυξάνεται η συχνότητα εκπομπής, αυξάνουν και οι απώλειες διαδρομής.

Πολλές φορές είναι επιθυμητό να εκφράζουμε τη λαμβανόμενη ισχύ  $P_r$  ή τις απώλειες διαδρομής  $PL$  σε απόσταση  $d$ , συναρτήσει της ισχύος ή των απωλειών

διαδρομής σε κάποιο σημείο αναφοράς  $d_0$ . Η λαμβανόμενη ισχύς  $P_r(d_0)$  μπορεί να υπολογιστεί είτε με βάση την εξίσωση (2.1) είτε να προκύψει από μετρήσεις στο περιβάλλον εφαρμογής, ως μέση τιμή πολλών μετρήσεων σε σημεία που απέχουν απόσταση  $d_0$  από τον πομπό. Η απόσταση  $d_0$  πρέπει να βρίσκεται στο μακρινό πεδίο, αλλά πρέπει ταυτόχρονα να είναι μικρότερη από οποιαδήποτε πιθανή χρησιμοποιούμενη απόσταση στο ασύρματο σύστημα επικοινωνιών που μελετάται.

Επομένως,

$$P_r = P_r(d_0) \left( \frac{d_0}{d} \right)^2, \text{ για } d > d_0 > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.5)$$

και σε λογαριθμική κλίμακα

$$P_r(d)(dBm) = P_r(d_0)(dBm) + 10 \log \left( \frac{d_0}{d} \right)^2 = P_r(d_0)(dBm) - 10 \log \left( \frac{d}{d_0} \right)^2 \quad (2.6)$$

Για τις απώλειες διαδρομής με όμοιο τρόπο προκύπτει ο παρακάτω τύπος:

$$PL(d)(dB) = PL(d_0)(dB) + 10 \log \left( \frac{d}{d_0} \right)^2 \quad (2.7)$$

Συνηθισμένες τιμές για το  $d_0$  είναι 1km για μακροκυψελωτά συστήματα, 100m για τα μικροκυψελωτά συστήματα και 1m για τα πικοκυψελωτά συστήματα εσωτερικού χώρου.

### 2.2.2 Απώλειες διαδρομής για πιο πολύπλοκα περιβάλλοντα

Στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών οι συνθήκες διάδοσης ελευθέρου χώρου δεν πληρούνται. Τα συνήθη περιβάλλοντα διάδοσης είναι πιο πολύπλοκα και τα διαδιδόμενα ηλεκτρομαγνητικά κύματα υφίστανται ανακλάσεις, περιθλάσεις και σκεδάσεις από το έδαφος, τα κτίρια και άλλα αντικείμενα. Συνεπώς οι απώλειες διαδρομής δεν εξαρτώνται μόνο από την απόσταση και τη συχνότητα, αλλά και από τα ύψη των κεραιών του σταθμού βάσης και του κινητού τερματικού, τα γεωμετρικά και τοπολογικά χαρακτηριστικά των σκεδαστών καθώς επίσης και από τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά τους.

Αναλυτική μοντελοποίηση της διάδοσης για πολύπλοκα περιβάλλοντα μπορεί να επιτευχθεί με επίλυση των εξισώσεων του Maxwell και με οριακές συνθήκες που εκφράζουν τα φυσικά χαρακτηριστικά των αντικειμένων. Η πολυπλοκότητα όμως των υπολογισμών και η έλλειψη των απαραίτητων παραμέτρων καθιστά την

αναλυτική μοντελοποίηση σχεδόν αδύνατη και στη θέση της έχουν αναπτυχθεί κάποια προσεγγιστικά μοντέλα τα οποία αποκαλούνται εμπειρικά μοντέλα. Τα μοντέλα αυτά στοχεύουν στο χαρακτηρισμό του ραδιοδιαύλου και των απωλειών διάδοσης. Υπάρχουν διαφορετικά και πολλές φορές πολύπλοκα μοντέλα απωλειών διαδρομής για διαφορετικά περιβάλλοντα. Το απλούστερο από αυτά τα μοντέλα απωλειών διάδοσης είναι το εκθετικό το οποίο υπολογίζει την λαμβανόμενη ισχύ ως εξής:

$$P_r(d) = P_r(d_0) - 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.8)$$

και τις απώλειες διαδρομής

$$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \text{ (dB)} \quad (2.9)$$

όπου  $n$  είναι ο συντελεστής απωλειών διαδρομής ή διάδοσης ή απλά συντελεστής εξασθένισης. Στην περίπτωση του ελευθέρου χώρου, που μελετήσαμε παραπάνω, το  $n=2$ . Εμπειρικά αποτελέσματα έχουν δείξει ότι τα τυπικά NLOS κυψελωτά συστήματα κινητών επικοινωνιών σε εξωτερικούς χώρους έχουν τυπικές τιμές συντελεστή απωλειών διαδρομής  $3.5 \leq n \leq 5$ , ενώ οι διάυλοι εσωτερικών χώρων έχουν τιμές για τον συντελεστή απωλειών  $2 \leq n \leq 4$ .

### 2.3 Σκίαση

Παρότι η μοντελοποίηση του περιβάλλοντος διάδοσης με βάσει την εξίσωση (2.9) είναι γενική και αναφέρεται σε πιο πολύπλοκα περιβάλλοντα, δεν λαμβάνει υπόψη το γεγονός ότι το περιβάλλον διάδοσης μπορεί να είναι εντελώς διαφορετικό σε δύο θέσεις όπου η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη είναι η ίδια. Αυτό φαίνεται καλύτερα στο σχήμα 2.3.

Λόγω της ανομοιομορφίας του περιβάλλοντος διάδοσης, η λαμβανόμενη ισχύς είναι στην ουσία μια τυχαία μεταβλητή που εξαρτάται από τον αριθμό και τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση. Οι τυχαίες μεταβολές του λαμβανόμενου σήματος λόγω της παρουσίας αντικειμένων στο χώρο διάδοσης, συχνά καλούνται και διαλείψεις σκίασης. Επομένως οι τιμές της λαμβανόμενης ισχύος μπορεί να είναι αρκετά διαφορετικές από τη μέση τιμή που προβλέπει η εξίσωση (2.8). Μετρήσεις που έχουν γίνει από διάφορους ερευνητές



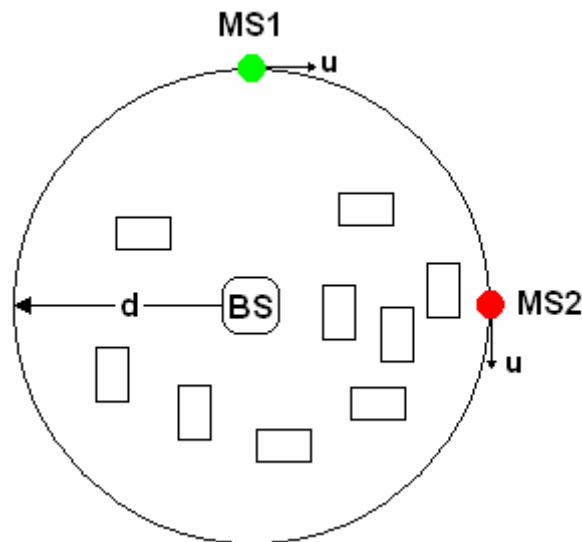
έχουν δείξει, ότι για οποιαδήποτε τιμή του  $d$ , η τιμή των απωλειών διαδρομής σε μία συγκεκριμένη θέση ακολουθεί λογαριθμική-κανονική κατανομή, με τη μέση τιμή να καθορίζεται από το συντελεστή απωλειών διαδρομής και τυπική απόκλιση που εξαρτάται από το περιβάλλον. Άρα μπορούμε να γράψουμε για τη λαμβανόμενη ισχύ

$$P_r(d)_{σκίαση} = P_r(d) + X_\sigma = P_r(d_0) - 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.10)$$

και για τις απώλειες διαδρομής

$$PL(d)_{σκίαση} = PL(d) + X_\sigma = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \text{ (dB)} \quad (2.11)$$

όπου  $X_\sigma$  είναι μια τυχαία μεταβλητή σε dB, που ακολουθεί κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση  $\sigma$  σε dB. Η μεταβλητή  $X_\sigma$  αναπαριστά το σφάλμα μεταξύ της πραγματικής και της υπολογισμένης τιμής των απωλειών διαδρομής. Όσο πιο ακριβές είναι το μοντέλο των απωλειών διαδρομής τόσο πιο μικρή είναι η τιμή της τυπικής απόκλισης. Συνήθεις τιμές είναι από 4 έως 12 dB με πιο συνηθισμένη αυτή των 8 dB. Επιπλέον έχει παρατηρηθεί ότι η τυπική απόκλιση  $\sigma$  είναι ανεξάρτητη της απόστασης  $d$ .



Σχήμα 2.3 – Φυσική εξήγηση του φαινομένου της σκίασης

Όταν το κινητό τερματικό πλησιάζει ή απομακρύνεται από ένα σκεδαστή, η τυχαία τιμή της λαμβανόμενης ισχύος μεταβάλλεται ή αποσυσχετίζεται. Σε κάποιες θέσεις η λαμβανόμενη ισχύς έχει πολύ χαμηλές τιμές, έχουμε δηλαδή πολύ ισχυρή σκίαση. Συνεπώς για να πετύχουμε τον επιθυμητό σηματοθορυβικό λόγο θα πρέπει

να αυξήσουμε την εκπεμπόμενη ισχύ, γεγονός που δημιουργεί προβλήματα στην μπαταρία του πομπού και αυξάνει τις παρεμβολές σε χρήστες που χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα.

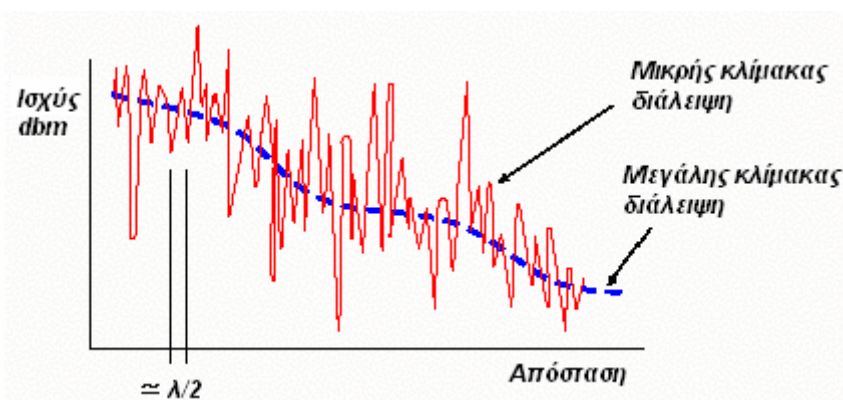
## 2.4 Διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών

Στο περιβάλλον των κινητών επικοινωνιών η ασύρματη επικοινωνία γίνεται μεταξύ κάποιων σταθερών σταθμών βάσης και κάποιων κινητών τερματικών [4]. Ένα τυπικό μοντέλο επίγειων ασύρματων επικοινωνιών περιλαμβάνει μία υπερυψωμένη κεραία σταθμού βάσης και μία κινητή κεραία σε ένα κινητό τερματικό. Στην πλειονότητα των περιπτώσεων δεν υπάρχει διάδοση οπτικής επαφής μεταξύ του σταθμού βάσης και του κινητού τερματικού, λόγω φυσικών ή τεχνητών εμποδίων. Η διαδρομή διάδοσης αποτελείται από ένα μικρού μήκους τμήμα οπτικής επαφής, ακολουθούμενο από πολλά τμήματα χωρίς οπτική επαφή. Σε ένα τέτοιο περιβάλλον, καθώς το κινητό τερματικό κινείται σε μια περιοχή, οι ανακλάσεις, οι περιθλάσεις και οι σκεδάσεις που λαμβάνουν χώρα έχουν σαν αποτέλεσμα την άφιξη πολλών επίπεδων κυμάτων στο κινητό τερματικό, από πολλές κατευθύνσεις και με διαφορετικές καθυστερήσεις. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται διάδοση πολλαπλών διαδρομών. Τα πολλαπλά αυτά επίπεδα κύματα συνδυάζονται διανυσματικά στον δέκτη και παράγουν ένα σύνθετο λαμβανόμενο σήμα.

Συνήθως οι ραδιοδιάυλοι θεωρούνται αντιστρεπτοί, υπό την έννοια, ότι αν υπάρχει διαδρομή διάδοσης, η ενέργεια μεταφέρεται εξίσου καλά και προς τις δύο κατευθύνσεις. Ωστόσο, οι κατευθύνσεις άφιξης των επίπεδων κυμάτων μπορεί να είναι σημαντικά διαφορετικές σε κάθε κατεύθυνση του διαύλου. Για να το κατανοήσουμε αυτό καλύτερα, αρκεί να σκεφτούμε ότι γύρω από ένα κινητό τερματικό υπάρχουν αρκετοί τοπικοί σκεδαστές, ενώ μία κεραία σταθμού βάσης είναι συνήθως ελεύθερη από εμπόδια. Έτσι η παραδοχή ότι τα επίπεδα κύματα φτάνουν με την ίδια πιθανότητα από όλες τις κατευθύνσεις είναι μια λογική υπόθεση για τη μοντελοποίηση της διάδοσης γύρω από ένα κινητό τερματικό, αλλά δεν είναι το ίδιο λογική και για τη μοντελοποίηση της διάδοσης γύρω από το σταθμό βάσης.

### 2.4.1 Είδη διαλείψεων

Τις διαλείψεις μπορούμε να τις χωρίσουμε σε δύο κατηγορίες: στις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας και στις διαλείψεις μικρής κλίμακας όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.4. Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας εμπεριέχουν τις απώλειες διάδοσης και τη σκίαση και εκφράζουν τη μέση εξασθένιση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος εξαιτίας της κίνησης σε μεγάλες περιοχές. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας περιγράφουν τη μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος (πλάτος και φάση) για μετατοπίσεις του κινητού τερματικού της τάξης του  $\lambda/2$ . Επίσης, οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οφείλονται στην χρονική διασπορά του σήματος λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης και στη χρονική μεταβολή του διαύλου λόγω μετατόπισης του δέκτη αλλά και των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση.



Σχήμα 2.4 – Τα είδη των διαλείψεων

Όταν οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες συμβάλλουν αρνητικά, η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος μειώνεται κατά δεκάδες dB, συνήθως 30 dB ή περισσότερο, σε σχέση με τη μέση τιμή του όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.4. Όταν η στιγμιαία ισχύς του λαμβανόμενου σήματος είναι χαμηλότερη από την απαιτούμενη τιμή για την καλή λειτουργία της ζεύξης, τότε λέμε ότι ο ραδιοδιάυλος είναι σε ισχυρές διαλείψεις (deep fade). Επειδή κατά τη σχεδίαση των συστημάτων επικοινωνιών υπάρχει ένα προβλεπόμενο περιθώριο ισχύος, της τάξης των 10-20 dB, για την αντιμετώπιση των διαλείψεων και άλλων υποβιβασμών του διαύλου, θεωρούμε πως ο ραδιοδιάυλος είναι σε ισχυρές διαλείψεις όταν η λαμβανόμενη ισχύς είναι 10-20 dB χαμηλότερη της μέσης λαμβανόμενης ισχύος.

Όταν ο διάυλος είναι σε ισχυρές διαλείψεις, τότε ο ρυθμός εσφαλμένων bit (BER) αυξάνεται δραματικά και μπορεί να βελτιωθεί με αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος ή με χρήση διαφορικής λήψης ή κάποιας κωδικοποίησης ή άλλων τεχνικών. Επειδή η διάρκεια των ισχυρών διαλείψεων είναι συνήθως μικρή και όπως λέμε τα σφάλματα εμφανίζονται σε ριπές, η αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος είναι σπατάλη και κυρίως χρησιμοποιούμε κάποια από τις υπόλοιπες τεχνικές.

## 2.4.2 Ολίσθηση Doppler

Θεωρούμε κινητό τερματικό [2],[4] το οποίο κινείται με σταθερή ταχύτητα  $u$  μεταξύ των θέσεων  $X$  και  $Y$  που απέχουν απόσταση  $d$ , ενώ ταυτόχρονα λαμβάνει σήματα από μία απομακρυσμένη πηγή  $S$  όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5. Η διαφορά των διαδρομών από την πηγή  $S$  προς τις θέσεις  $X$  και  $Y$  του κινητού είναι:

$$\Delta l = d \cos \theta = u \Delta t \cos \theta \quad (2.12)$$

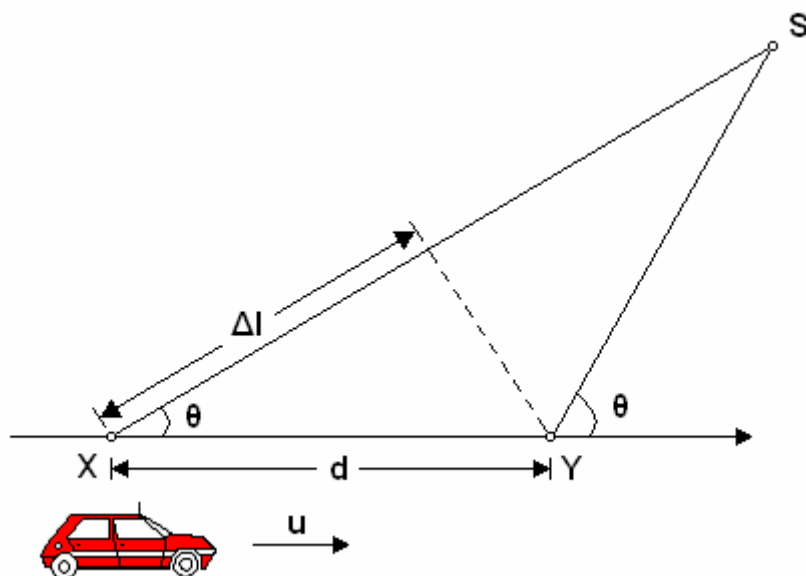
όπου  $\Delta t$  είναι ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό τερματικό να φτάσει από τη θέση  $X$  στη θέση  $Y$ , ενώ η γωνία  $\theta$  θεωρούμε ότι είναι η ίδια στα σημεία  $X$  και  $Y$  αφού η πηγή είναι πολύ μακριά. Η μεταβολή στη φάση του λαμβανόμενου σήματος, λόγω της διαφοράς του μήκους των διαδρομών δίνεται από τον τύπο:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi u \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.13)$$

και επομένως η φαινομενική ολίσθηση συχνότητας ή ολίσθηση Doppler δίνεται από τη σχέση:

$$f_D = \frac{\Delta \phi}{2\pi \Delta t} = \frac{u}{\lambda} \cos \theta \quad (2.14)$$

Η εξίσωση (2.14) συσχετίζει την ολίσθηση Doppler με την ταχύτητα του κινητού τερματικού και τη γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης της κίνησης του κινητού και της κατεύθυνσης άφιξης του σήματος. Σύμφωνα με την εξίσωση (2.14) παρατηρούμε ότι, αν το κινητό κινείται προς την κατεύθυνση άφιξης του κύματος η ολίσθηση είναι θετική, δηλαδή η φαινομενική συχνότητα αυξάνει, ενώ αν το κινητό απομακρύνεται από την κατεύθυνση άφιξης του κύματος η ολίσθηση συχνότητας είναι αρνητική, δηλαδή η φαινομενική συχνότητα ελαττώνεται.



Σχήμα 2.5 – Ολίσθηση Doppler

Σε σήματα με διαμόρφωση συνεχούς κυματομορφής, οι συνιστώσες πολλαπλών διαδρομών, που καταφθάνουν από τις διάφορες κατευθύνσεις, συνεισφέρουν στην εξάπλωση Doppler του λαμβανόμενου σήματος, αυξάνοντας έτσι το εύρος ζώνης τους.

### 2.4.3 Μοντέλα Rayleigh και Rice

Σε αυτό το σημείο θα παρουσιάσουμε δύο στατιστικά μοντέλα τα οποία χρησιμοποιούνται ευρέως στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών, το μοντέλο Rayleigh και το μοντέλο Rice [4].

Αν στο ασύρματο περιβάλλον των κινητών επικοινωνιών το κινητό λαμβάνει πολλά ανακλώμενα κύματα και ένα άμεσο, τότε μιλάμε για το *στατιστικό μοντέλο Rice*, σαν αυτό το οποίο περιγράφει καλύτερα την κατάσταση. Τα ανακλώμενα κύματα που λαμβάνονται από το κινητό τερματικό καταφθάνουν από διαφορετικές γωνίες και συνήθως το άμεσο κύμα παρουσιάζεται πιο ισχυρό, σε σύγκριση με τα υπόλοιπα.

Ωστόσο, η σχεδίαση ενός συστήματος κινητών επικοινωνιών δεν μπορεί να βασίζεται σε αυτή την οπтимιστική κατάσταση, ότι υπάρχει δηλαδή απευθείας συνιστώσα. Συνήθως στον περίγυρο του δέκτη υπάρχουν ασθενή ή έμμεσα κύματα και όλα αυτά συνδυάζονται στο κινητό τερματικό και παρέχουν ένα σήμα πολλαπλών

διαδρομών με διαλείψεις. Έχει αποδειχθεί θεωρητικά, ότι όταν ο αριθμός των προσπιπτόντων επιπέδων κυμάτων, που καταφθάνουν στον δέκτη από διάφορες κατευθύνσεις, είναι αρκούντως μεγάλος και δεν υπάρχει απευθείας συνιστώσα προερχόμενη από διάδοση οπτικής επαφής, τότε η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος ακολουθεί *κατανομή Rayleigh*. Η κατανομή Rayleigh είναι η πιο συχνά χρησιμοποιούμενη συνάρτηση κατανομής για τους διαύλους των επίγειων κινητών επικοινωνιών και σε εξωτερικούς και σε εσωτερικούς χώρους. Πολλά πειραματικά αποτελέσματα έχουν δείξει ότι η κατανομή Rayleigh αποτελεί ένα ακριβές μαθηματικό μοντέλο.

Σε μερικές περιπτώσεις το μοντέλο Rayleigh δεν παριστάνει πολύ καλά τις μεταβολές του σήματος και έχουμε σημαντικές αποκλίσεις. Στις τρεις ακόλουθες περιπτώσεις συμβαίνει αυτό:

- Ο αριθμός των διαδρομών δεν είναι αρκετά μεγάλος, ώστε να μην ισχύει η προσέγγιση του θεωρήματος του κεντρικού ορίου.
- Κατά μήκος δρόμων με πολλά κτίρια σε πυκνή διάταξη ή σε μερικούς διαδρόμους, υπάρχει κύμα που διαδίδεται κατά μήκος του δρόμου ή του διαδρόμου. Αν στο τέλος του δρόμου ή του διαδρόμου υπάρχει τοίχος, μπορεί τότε να δημιουργηθεί στάσιμο κύμα από προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα και να εκτείνεται κατά μήκος πολλών οικοδομικών τετραγώνων.
- Σε μερικές θέσεις, ιδιαίτερα κοντά σε σταθμούς βάσης, υπάρχει μια επικρατέστερη διαδρομή διάδοσης είτε διότι η απευθείας διαδρομή δεν έχει εμπόδια ή μόνο μερικά εμπόδια, είτε διότι υπάρχει μία μόνο κύρια διαδρομή από ανάκλαση. Σε αυτές τις περιπτώσεις, η μεταβολή της περιβάλλουσας του σήματος περιορίζεται σημαντικά και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας γίνεται Rice. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Rayleigh είναι οριακή περίπτωση της πυκνότητας Rice με την κύρια ή επικρατέστερη συνιστώσα ίση με μηδέν.

## **2.5 Παράμετροι των διαύλων με πολλαπλές διαδρομές**

Στη συνέχεια θα ασχοληθούμε με διάφορες παραμέτρους που υπολογίζονται με τη βοήθεια μετρήσεων και οι οποίες χαρακτηρίζουν τη συμπεριφορά των ραδιοδιαύλων τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο της συχνότητας [4].

### 2.5.1 Παράμετροι χρονικής διασποράς

Εκπέμπουμε έναν κρουστικό παλμό  $\delta(t)$  και παρατηρούμε ότι στον δέκτη καταφθάνει μια σειρά κρουστικών παλμών με διαφορετικές καθυστερήσεις και εξασθενήσεις. Αν αυξηθεί αρκετά ο αριθμός των σκεδαστών στην περιοχή του κινητού τερματικού, οι λαμβανόμενοι διακεκριμένοι παλμοί γίνονται ένας συνεχής παλμός με διάρκεια  $\tau_d$ , η οποία αναφέρεται συνήθως ως διασπορά καθυστέρησης.

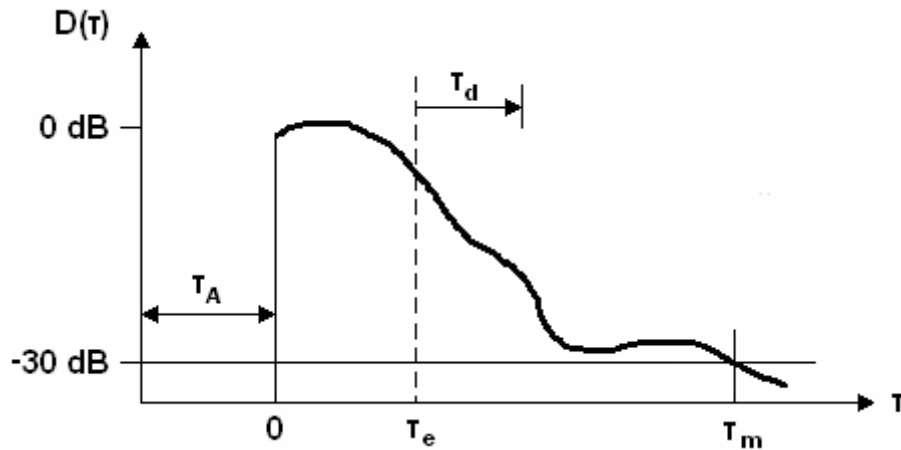
Γενικά θα περιμέναμε ένας κρουστικός παλμός που διανύει μεγαλύτερη απόσταση και επομένως φτάνει στον δέκτη με μεγαλύτερη καθυστέρηση να εμφανίζει και τη μεγαλύτερη εξασθένιση. Ωστόσο, επειδή οι κατασκευές που προκαλούν τις ανακλάσεις και τις σκεδάσεις είναι από διαφορετικά υλικά και με διαφορετική ικανότητα απορρόφησης της ακτινοβολίας το καθένα, ο κρουστικός παλμός που φτάνει πρώτος μπορεί να μην είναι και ο ισχυρότερος.

Η διασπορά καθυστέρησης ( $\tau_d$ ) υπαγορεύει μια περίοδο αναμονής, που καθορίζει πότε μπορεί να μεταδοθεί ο επόμενος παλμός. Αυτό σημαίνει πως για να παρεμποδιστεί η διασυμβολική παρεμβολή (ISI – Inter Symbol Interference) πρέπει ο ρυθμός μετάδοσης να είναι πολύ μικρότερος του  $1/\tau_d$ .

Ο αναμενόμενος βαθμός διασποράς καθυστέρησης καθορίζεται μέσω της μέτρησης του προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile) του διαύλου. Για να μετρήσουμε τα προφίλ καθυστέρησης ισχύος χρησιμοποιούμε διάφορες τεχνικές, ενώ μπορούμε να τα παραστήσουμε γραφικά σαν διαγράμματα της σχετικής λαμβανόμενης ισχύος συναρτήσει της επιπρόσθετης καθυστέρησης ως προς μία σταθερή χρονική αναφορά. Το προφίλ καθυστέρησης ισχύος παρέχει μία ένδειξη για τη διασπορά ή την κατανομή της μεταδιδόμενης ισχύος πάνω από τις διάφορες διαδρομές. Ο ραδιοδιάυλος των κινητών επικοινωνιών εμφανίζει μια συνεχή δομή πολλαπλών διαδρομών, οπότε το προφίλ καθυστέρησης ισχύος μπορεί να θεωρηθεί ως μια συνάρτηση κατανομής

$$D(\tau) = \frac{S(\tau)}{\int S(\tau) d\tau} \quad (2.15)$$

όπου  $S(\tau)$  είναι το μετρούμενο προφίλ καθυστέρησης ισχύος. Μερικά αντιπροσωπευτικά προφίλ καθυστέρησης ισχύος που χρησιμοποιούνται συχνά στην πράξη είναι το εκθετικό προφίλ, το προφίλ Gauss και το ομοιόμορφο προφίλ.



Σχήμα 2.6 – Προφίλ καθυστέρησης ισχύος

Για τη σύγκριση των διάφορων διαύλων με πολλαπλές διαδρομές και για την ανάπτυξη γενικών κανόνων σχεδίασης ασύρματων συστημάτων, χρησιμοποιούνται παράμετροι που ποσοτικοποιούν χονδρικά τους διαύλους με πολλαπλές διαδρομές. Οι παράμετροι αυτές φαίνονται στο σχήμα 2.6 και εξηγούνται παρακάτω.

- *Καθυστέρηση πρώτης άφιξης ( $\tau_A$ ):* είναι η καθυστέρηση της πρώτης διαδρομής άφιξης που μετριέται στον δέκτη. Η καθυστέρηση αυτή είναι συνήθως η καθυστέρηση της ελάχιστης διαδρομής από τον πομπό στον δέκτη και χρησιμεύει ως αναφορά και για τις υπόλοιπες καθυστερήσεις, οι οποίες αποκαλούνται και επιπρόσθετες καθυστερήσεις.
- *Μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση ( $\tau_e$ ):* είναι η μέση καθυστέρηση που μετριέται σε σχέση με την καθυστέρηση πρώτης άφιξης.
- *Rms καθυστέρηση ( $\tau_d$ ):* είναι η τυπική απόκλιση από τη μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση και χρησιμοποιείται συνήθως ως μέτρο της εξάπλωσης καθυστέρησης.
- *Μέγιστη επιπρόσθετη καθυστέρηση ( $\tau_m$ ):* μετριέται με αναφορά κάποια συγκεκριμένη στάθμη ισχύος. Στο σχήμα 2.6 η στάθμη αυτή επιλέχθηκε στα 30 dB.

### 2.5.2 Εύρος ζώνης συνοχής

Ορίζουμε ως *εύρος ζώνης συνοχής* (coherence bandwidth)  $B_C$ , το εύρος ζώνης μέσα στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται κατά παρόμοιο τρόπο. Σήματα των οποίων το εύρος ζώνης είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής θα παραμορφώνονται, διότι τα πλάτη και οι φάσεις των διαφόρων φασματικών συνιστωσών στη λήψη δεν είναι οι ίδιες που ήταν κατά την εκπομπή. Ενώ η



εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης είναι φυσικό φαινόμενο, το οποίο προέρχεται από τις πολλαπλές διαδρομές διάδοσης που οφείλονται σε ανακλάσεις και σκεδάσεις, το εύρος ζώνης συνοχής είναι μια οριζόμενη σχέση που παράγεται από την rms εξάπλωση καθυστέρησης,  $\tau_d$ . Το εύρος ζώνης συνοχής είναι ένα στατιστικό μέτρο της περιοχής συχνοτήτων μέσα στην οποία ο διάυλος θεωρείται επίπεδος. Επίπεδος θεωρείται ο διάυλος ο οποίος επιτρέπει να διέλθουν όλες οι φασματικές συνιστώσες με περίπου ίσο κέρδος και με γραμμική φάση. Με άλλα λόγια, το εύρος ζώνης συνοχής είναι η περιοχή συχνοτήτων μέσα στην οποία δύο συνιστώσες συχνότητας εμφανίζουν μεγάλη πιθανότητα συσχέτισης πλάτους. Δύο συχνότητες που απέχουν περισσότερο από  $B_C$ , επηρεάζονται κατά εντελώς διαφορετικό τρόπο από τον διάυλο.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να τονίσουμε πως δεν υπάρχει ακριβής σχέση μεταξύ του εύρους ζώνης συνοχής  $B_C$  και της rms εξάπλωσης καθυστέρησης  $\tau_d$  και οι παρακάτω σχέσεις αποτελούν εκτιμήσεις. Αν το εύρος ζώνης συνοχής είναι το εύρος ζώνης συχνοτήτων μέσα στο οποίο η συνάρτηση συσχέτισης των περιβαλλουσών δύο σημάτων με συχνότητες  $f_1$  και  $f_2$  αντίστοιχα είναι πάνω από 0.9 τότε έχουμε

$$B_C \approx \frac{1}{50\tau_d} \quad (2.16)$$

ενώ αν ο ορισμός δεν είναι τόσο αυστηρός και η συνάρτηση συσχέτισης στο πεδίο της συχνότητας λαμβάνεται να έχει τιμή μεγαλύτερη από 0.5, τότε το εύρος ζώνης συνοχής είναι περίπου

$$B_C \approx \frac{1}{5\tau_d} \quad (2.17)$$

Το εύρος ζώνης συνοχής είναι διαφορετικό από περιοχή σε περιοχή (αστική, ημιαστική, αγροτική κ.λ.π.), διότι οι τιμές για την rms καθυστέρηση διαφέρουν, λόγω της διαφορετικής μορφολογίας των περιοχών αυτών.

### 2.5.3 Εξάπλωση Doppler και χρόνος συνοχής

Η εξάπλωση Doppler (Doppler spread) και ο χρόνος συνοχής (coherence time) είναι παράμετροι που περιγράφουν τη χρονικά μεταβαλλόμενη φύση του διαύλου σε περιοχή μικρής κλίμακας.

Η εξάπλωση Doppler  $B_D$  είναι ένα μέτρο διεύρυνσης του φάσματος και ορίζεται ως η περιοχή συχνοτήτων στην οποία το λαμβανόμενο φάσμα Doppler είναι μη μηδενικό. Πιο συγκεκριμένα, όταν μεταδίδεται φέρον συχνότητας  $f_c$ , το φάσμα

του λαμβανόμενου σήματος, που ονομάζεται φάσμα Doppler, θα περιέχει φασματικές συνιστώσες στην περιοχή  $f_c - f_D$  και  $f_c + f_D$ , όπου  $f_D$  η ολίσθηση Doppler.

Όπως είναι εμφανές, το μέγεθος της φασματικής διεύρυνσης εξαρτάται από την ολίσθηση Doppler  $f_D$ , η οποία, όπως είδαμε νωρίτερα, είναι συνάρτηση της σχετικής ταχύτητας του κινητού τερματικού και της γωνίας  $\theta$  μεταξύ της κατεύθυνσης κίνησης του τερματικού και της κατεύθυνσης άφιξης των επιπέδων κυμάτων. Αν το εύρος ζώνης του σήματος πληροφορίας είναι πολύ μεγαλύτερο από το  $B_D$ , οι επιδράσεις της εξάπλωσης Doppler είναι αμελητέες.

Ο χρόνος συνοχής  $C_T$  είναι το αντίστοιχα μέγεθος της εξάπλωσης Doppler, αλλά στο πεδίο του χρόνου. Χρησιμοποιείται για να χαρακτηρίζει την ιδιότητα του διαύλου να εμφανίζει διασπορά συχνότητας. Ο χρόνος συνοχής δίνεται από τον τύπο:

$$C_T = \frac{1}{f_m} \quad (2.18)$$

όπου  $f_m$  είναι η μέγιστη ολίσθηση Doppler, η οποία με τη σειρά της δίνεται από τον τύπο:

$$f_m = \frac{u}{\lambda} \quad (2.19)$$

όπου  $u$  είναι η σχετική ταχύτητα του κινητού τερματικού και  $\lambda$  το μήκος κύματος του ραδιοσήματος.

Ο χρόνος συνοχής είναι μια στατιστική μέτρηση του χρονικού διαστήματος στο οποίο η κρουστική απόκριση του διαύλου είναι ουσιαστικά αμετάβλητη. Δηλαδή, ο χρόνος συνοχής είναι το χρονικό διάστημα εντός του οποίου δύο λαμβανόμενα σήματα έχουν μεγάλη δυνατότητα να εμφανίζουν συσχέτιση πλάτους. Αν το αντίστροφο εύρος ζώνης του σήματος βασικής ζώνης είναι μεγαλύτερο από το χρόνο συνοχής του διαύλου, τότε ο διάυλος θα μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια του σήματος βασικής ζώνης, προκαλώντας έτσι παραμόρφωση στο λαμβανόμενο σήμα. Αν ο χρόνος συνοχής αναφέρεται ως το χρονικό διάστημα κατά τη διάρκεια του οποίου η συνάρτηση χρονικής συσχέτισης είναι πάνω από 0.5, τότε δίνεται προσεγγιστικά από τη σχέση:

$$C_T \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.20)$$

όπου  $f_m$  είναι η μέγιστη ολίσθηση Doppler.

Ουσιαστικά η σχέση (2.18) εμφανίζει μεγαλύτερες διακυμάνσεις, ενώ η (2.20) είναι πιο αυστηρή. Μια συνηθισμένη πρακτική στις σύγχρονες ψηφιακές

επικοινωνίες είναι να χρησιμοποιείται ο γεωμετρικός μέσος των δύο αυτών τύπων (2.18) και (2.20) για τον υπολογισμό του χρόνου συνοχής. Δηλαδή,

$$C_T \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (2.21)$$

Ο ορισμός του χρόνου συνοχής υπαγορεύει ότι δύο σήματα που καταφθάνουν με καθυστέρηση μεταξύ τους μεγαλύτερη από  $C_T$ , επηρεάζονται κατά διαφορετικό τρόπο από τον διάυλο.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>

### ΜΟΝΤΕΛΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΓΙΑ ΜΙΜΟ ΚΑΝΑΛΙΑ

#### 3.1 Γενικά στοιχεία

Η μοντελοποίηση του καναλιού, η οποία γίνεται μέσω του πίνακα  $\mathbf{H}(\tau)$  για τα συστήματα ευρείας ζώνης και του  $\mathbf{H}$  για τα συστήματα στενής ζώνης, παίζει πολύ σημαντικό ρόλο στην προσομοίωση του ΜΙΜΟ συστήματος και δικαιολογημένα έχει γίνει πολύ έρευνα προς αυτή την κατεύθυνση. Σε επόμενο κεφάλαιο θα εξηγήσουμε με λεπτομέρεια τον τρόπο που μοντελοποιήσαμε το περιβάλλον στη δική μας περίπτωση. Η μοντελοποίηση έγινε με τη βοήθεια του MATLAB.

Στην αρχή αυτού του κεφαλαίου θα αναφερθούμε στους διάφορους δυνατούς τρόπους κατηγοριοποίησης των μοντέλων διάδοσης: μοντέλα ευρείας και στενής ζώνης, μοντέλα μετρήσεων πεδίων και μοντέλα σκεδαστών, μη-φυσικά και φυσικά μοντέλα. Στη συνέχεια και αφού υιοθετήσουμε το χωρισμό σε φυσικά και μη-φυσικά μοντέλα, θα αναφερθούμε σε συγκεκριμένα παραδείγματα και θα προσπαθήσουμε να κατανοήσουμε πως λειτουργούν αυτά τα μοντέλα.

#### 3.2 Δυνατοί τρόποι κατηγοριοποίησης των μοντέλων διάδοσης

Τα διάφορα μοντέλα διάδοσης που έχουν προταθεί κατά καιρούς μπορούν να διαχωριστούν με βάσει τους παρακάτω τρόπους:

- *Μοντέλα ευρείας ζώνης και μοντέλα στενής ζώνης*: ο διαχωρισμός αυτός γίνεται με βάσει το εύρος ζώνης του συστήματος. Τα μοντέλα ευρείας ζώνης αντιμετωπίζουν το κανάλι διάδοσης ως επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα, δηλαδή διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων έχουν διαφορετική απόκριση καναλιού. Από την άλλη μεριά, τα μοντέλα στενής ζώνης θεωρούν το κανάλι μη-επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα και συνεπώς το κανάλι έχει την ίδια απόκριση σε όλο το εύρος ζώνης του συστήματος.
- *Μοντέλα μετρήσεων πεδίων και μοντέλα σκεδαστών*: ένας τρόπος να μοντελοποιήσουμε το ΜΙΜΟ κανάλι είναι να κάνουμε μετρήσεις πεδίων σε πραγματικά ΜΙΜΟ

κανάλια. Μια εναλλακτική προσέγγιση είναι να υποθέσουμε ένα μοντέλο που περιλαμβάνει κατανεμημένους σκεδαστές, το οποίο προσπαθεί να αποτυπώσει τα χαρακτηριστικά του καναλιού.

- *Φυσικά μοντέλα και μη-φυσικά μοντέλα:* τα μη-φυσικά μοντέλα βασίζονται σε στατιστικά χαρακτηριστικά του καναλιού χρησιμοποιώντας μη-φυσικές παραμέτρους. Γενικά τα μη-φυσικά μοντέλα είναι εύκολα στην προσομοίωση και μας δίνουν ακριβή αποτελέσματα για τις καταστάσεις για τις οποίες προορίζονται. Το βασικό τους μειονέκτημα είναι ότι μας παρέχουν περιορισμένη φυσική ερμηνεία σχετικά με τα χαρακτηριστικά διάδοσης του καναλιού και τα αποτελέσματα εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από κάποια χαρακτηριστικά όπως το εύρος ζώνης, το είδος των κεραιών, το ύψος των κεραιών κ.λ.π. Από την άλλη μεριά τα φυσικά μοντέλα χρησιμοποιούν κάποιες κρίσιμες φυσικές παραμέτρους για να περιγράψουν το κανάλι διάδοσης. Κάποιες τυπικές παράμετροι είναι η γωνία άφιξης, η γωνία αναχώρησης και ο χρόνος άφιξης του σήματος. Τα φυσικά μοντέλα είναι γενικά δύσκολα στη μοντελοποίηση τους γιατί απαιτούν μεγάλο αριθμό παραμέτρων για την καλή περιγραφή τους, πράγμα το οποίο καθιστά δύσκολη, αν όχι αδύνατη, την ταυτοποίηση και την εγκυρότητά τους.

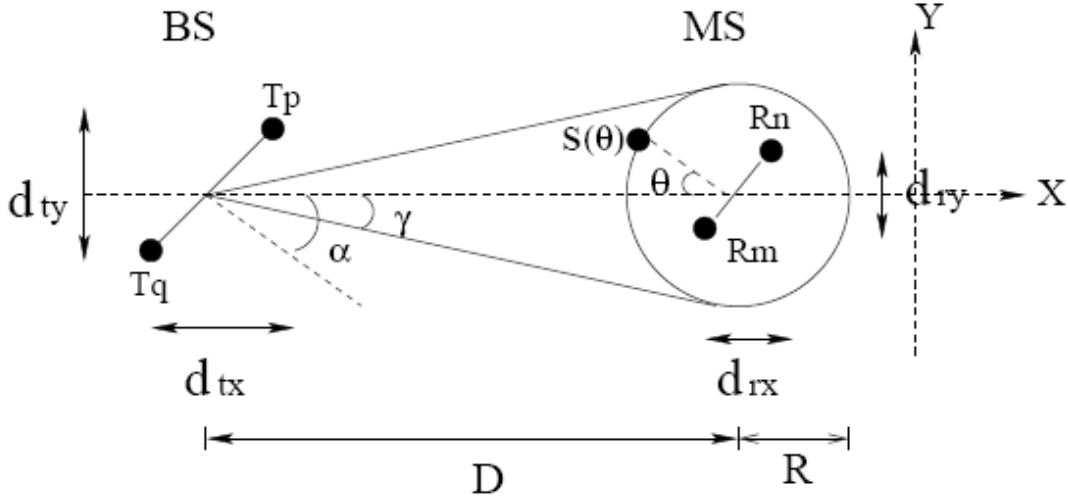
Από τους παραπάνω διαχωρισμούς των μοντέλων διάδοσης για τα MIMO κανάλια ο πιο συνηθισμένος είναι αυτός που τα διακρίνει σε *φυσικά μοντέλα* και σε *μη-φυσικά μοντέλα*. Τα φυσικά μοντέλα στηρίζονται κυρίως σε κάποιες φυσικές παραμέτρους για να περιγράψουν τα κανάλια διάδοσης, ενώ τα μη φυσικά μοντέλα στηρίζονται σε στατιστικές παραμέτρους και μετρήσεις. Στη συνέχεια αναφερόμαστε αναλυτικότερα για την κάθε περίπτωση.

### **3.3 Φυσικά μοντέλα διάδοσης για MIMO κανάλια**

#### **3.3.1 Μοντέλο ενός δακτυλίου (one-ring model)**

Στο μοντέλο αυτό ο σταθμός βάσης θεωρείται ανυψωμένος και μακριά από σκεδαστές και εμπόδια, ενώ το κινητό τερματικό περιβάλλεται από σκεδαστές. Οι σκεδαστές αυτοί θεωρούνται ομοιόμορφα κατανεμημένοι γύρω από το κινητό τερματικό σε μία ακτίνα  $R$  όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.1. Επίσης θεωρούμε πως

δεν υπάρχει συνιστώσα οπτικής επαφής (NLOS) μεταξύ του σταθμού βάσης και του κινητού τερματικού.



Σχήμα 3.1 – Μοντέλο ενός δακτυλίου

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.1  $T_p$  είναι το  $p$ -οστο στοιχείο της κεραίας του σταθμού βάσης,  $R_n$  είναι το  $n$ -οστο στοιχείο της κεραίας του κινητού τερματικού,  $D$  είναι η απόσταση μεταξύ του σταθμού βάσης και του κινητού τερματικού,  $R$  είναι η ακτίνα του δακτυλίου των σκεδαστών,  $\alpha$  είναι η γωνία άφιξης στο σταθμό βάσης και  $\gamma$  η εξάπλωση γωνίας. Επειδή η απόσταση μεταξύ των στοιχείων των κεραιών είναι πολύ μικρή συγκρινόμενη με τα  $D$  και  $R$  μπορούμε να γράψουμε  $\gamma \approx \arcsin(D/R)$ . Ας συμβολίσουμε με  $S(\theta)$  τον ενεργό σκεδαστή του δακτυλίου, όπου  $\theta$  είναι η γωνία μεταξύ του σκεδαστή και της στοιχειοκεραίας του κινητού τερματικού. Στο μοντέλο αυτό θεωρούμε ότι οι σκεδαστές είναι ομοιόμορφα κατανεμημένοι ως προς τη γωνία  $\theta$  και ότι η μετατόπιση φάσης  $\phi(\theta)$  που σχετίζεται με τον κάθε σκεδαστή είναι ομοιόμορφα κατανεμημένη στο διάστημα  $[-\pi, \pi)$  και ανεξάρτητη από τη γωνία  $\theta$ .

Υποθέτοντας πως έχουμε  $K$  ενεργούς σκεδαστές  $S(\theta_k)$ ,  $k=1,2,\dots,K$  κατανεμημένους στο δακτύλιο, πως κάθε ακτίνα ανακλάται μόνο μία φορά και πως όλες οι ακτίνες φτάνουν στο κινητό τερματικό με την ίδια ενέργεια τότε η μιγαδική συνιστώσα του καναλιού μεταξύ του  $p$ -οστού στοιχείου του σταθμού βάσης και του  $n$ -οστού στοιχείου του κινητού τερματικού δίνεται από τον τύπο:

$$H_{p,n} = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=1}^K \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (D_{T_p \rightarrow S(\theta_k)} + D_{S(\theta_k) \rightarrow R_n}) + j\phi(\theta_k) \right\} \quad (3.1)$$

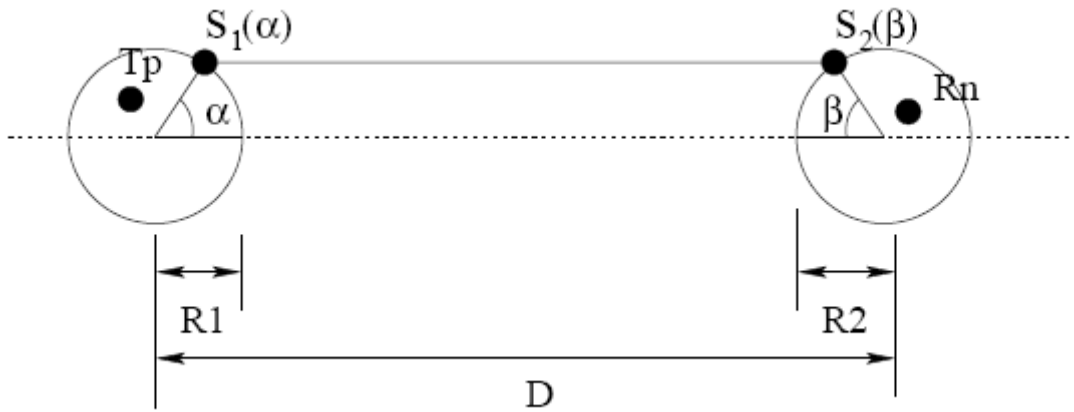
όπου  $D_{X \rightarrow Y}$  είναι η απόσταση μεταξύ του  $X$  και του  $Y$  και  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος.

Σύμφωνα με το κεντρικό οριακό θεώρημα όταν ο αριθμός των σκεδαστών γίνει πολύ μεγάλος, οι συνιστώσες του καναλιού ακολουθούν κατανομή Gauss.

### 3.3.2 Μοντέλο δύο δακτυλίων (two-ring model)

Σε αυτό το μοντέλο υποθέτουμε πως τόσο ο σταθμός βάσης όσο και το κινητό περιβάλλονται από σκεδαστές. Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται κυρίως για ασύρματα δίκτυα εσωτερικού χώρου. Μια παρουσίαση του μοντέλου αυτού γίνεται στο σχήμα 3.2, όπου και παρατηρούμε πως κάθε ακτίνα ανακλάται δύο φορές και η συνιστώσα  $H_{p,n}$  του καναλιού γίνεται:

$$H_{p,n} = \frac{1}{\sqrt{K_1 K_2}} \sum_{k=1}^{K_1} \sum_{l=1}^{K_2} \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (D_{Tp \rightarrow S1(a_k)} + D_{S1(a_k) \rightarrow S2(\beta_l)} + D_{S2(\beta_l) \rightarrow Rn}) + \right. \\ \left. + j\phi_1(a_k) + j\phi_2(\beta_l) \right\} \quad (3.2)$$



Σχήμα 3.2 – Μοντέλο δύο δακτυλίων

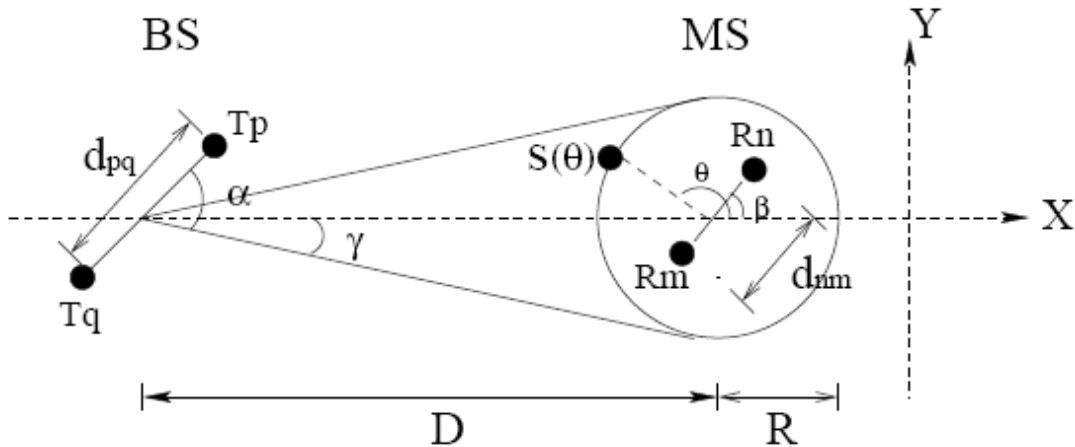
Η δυσκολία στο συγκεκριμένο μοντέλο, έγκειται στο ότι τα σήματα που σκεδάζονται συνήθως δεν είναι ανεξάρτητα στην πλευρά του δέκτη. Ακόμα και αν ο αριθμός των σκεδαστών,  $K_1$  και  $K_2$  τείνει στο άπειρο, η συνιστώσα του καναλιού εξακολουθεί να μην είναι μηδενικής μέσης τιμής μιγαδική γκαουσιανή. Για το λόγο αυτό ο πίνακας μεταβλητότητας του καναλιού δεν μπορεί να περιγράψει σωστά το MIMO κανάλι.

### 3.3.3 Μοντέλο γωνιακής κατανομής του von Mises (von Mises angular distribution)

Το μοντέλο αυτό είναι παρόμοιο με το μοντέλο του ενός δακτυλίου, αλλά χρησιμοποιεί τη γωνιακή συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του von Mises για τους σκεδαστές στην πλευρά του δέκτη (κινητού τερματικού). Επίσης λαμβάνει υπόψη και την ολίσθηση Doppler. Στο σχήμα 3.3 φαίνεται το συγκεκριμένο μοντέλο. Αν υποθέσουμε πως η εξάπλωση της γωνίας  $\gamma$  στην πλευρά του σταθμού βάσης είναι μικρή και ισχύει  $D \gg R \gg \max(d_{pq}, d_{nm})$  όπου  $d_{pq}$  και  $d_{nm}$  είναι η απόσταση των στοιχείων των κεραιών στο σταθμό βάσης και στο κινητό τερματικό αντίστοιχα τότε η μεταβλητότητα μεταξύ δύο κανονικοποιημένων συνιστωσών του καναλιού μπορεί να προσεγγιστεί από τον τύπο:

$$E[H_{p,n}(t)H_{q,m}^H(t+\tau)] = \int_0^{2\pi} \exp\left\{\frac{j2\pi}{\lambda} [d_{pq}\gamma \sin(\alpha) \times \sin(\theta) + d_{nm} \cos(\theta - \beta)] - j2\pi f_D [\cos(\theta - \phi)]\tau\right\} \times p(\theta) d\theta \cdot \exp\left\{\frac{j2\pi d_{pq} \cos(\alpha)}{\lambda}\right\} \quad (3.3)$$

όπου  $f_D = v/\lambda$  είναι η ολίσθηση Doppler,  $v$  η ταχύτητα του κινητού τερματικού,  $\phi$  η κατεύθυνση που κινείται το κινητό τερματικό και  $\tau$  είναι η σχετική χρονική διαφορά μεταξύ των  $H_{p,n}$  και  $H_{q,m}$ .



Σχήμα 3.3 – Μοντέλο που χρησιμοποιεί τη γωνιακή κατανομή του von Mises



Το μοντέλο του von Mises είναι καλό μοντέλο για γωνιακές κατανομές, αν το συγκρίνουμε με κάποια δεδομένα μετρήσεων που υπάρχουν. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του von Mises δίνεται από τον τύπο:

$$p(\theta) = \frac{\exp[\kappa \cos(\theta - \mu)]}{2\pi I_0(\kappa)}, \theta \in [-\pi, \pi] \quad (3.4)$$

όπου  $I_0(\cdot)$  είναι η μηδενικής τάξης τροποποιημένη συνάρτηση Bessel,  $\mu$  η μέση τιμή της γωνίας άφιξης στο κινητό τερματικό και η παράμετρος  $\kappa$  παίρνει τιμές από το 0 (ισοτροπική σκέδαση) έως το  $\infty$  (ακραία μη ισοτροπική σκέδαση). Εισάγοντας τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του von Mises στη σχέση (3.3) και υπολογίζοντας το ολοκλήρωμα η μεταβλητότητα γράφεται:

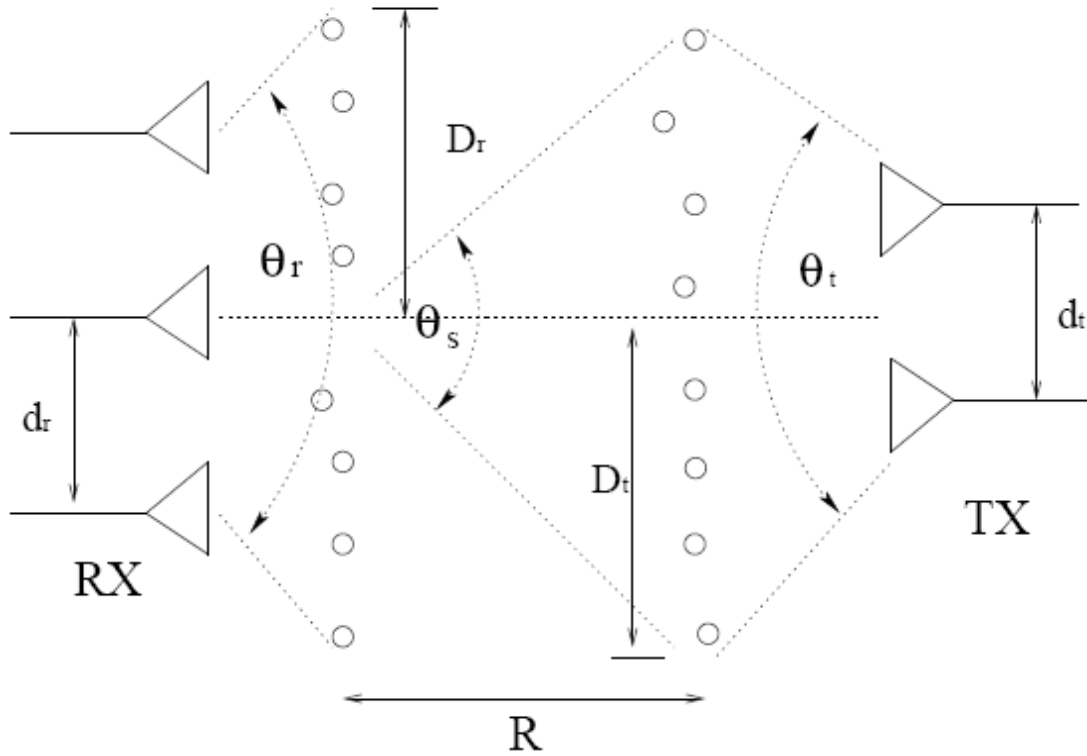
$$E[H_{p,n}(t)H_{q,m}^H(t+\tau)] = \frac{\exp[jc_{pq} \cos(a)]}{I_0(\kappa)} I_0(\{\kappa^2 - \alpha^2 - b_{nm}^2 - c_{pq}^2 \gamma^2 \sin^2(a) + 2ab_{nm} \cos(\beta - \phi) + 2c_{pq} \gamma \sin(a)[a \sin(\phi) - b_{nm} \sin(\beta)] - j2\kappa \times [a \cos(\mu - \phi) - b_{nm} \cos(\mu - \beta) - c_{pq} \gamma \sin(a) \times \sin(\mu)]\}^{1/2})} \quad (3.5)$$

όπου  $\alpha = 2\pi f_D \tau$ ,  $b_{nm} = 2\pi d_{nm}/\lambda$  και  $c_{pq} = 2\pi d_{pq}/\lambda$ . Το μοντέλο αυτό μπορεί να επεκταθεί για να συμπεριλάβει και συνιστώσα οπτικής επαφής (LOS).

Ένα σημαντικό πλεονέκτημα του μοντέλου αυτού είναι ότι μας δίνει έκφραση κλειστού τύπου και έτσι μπορούμε να μελετήσουμε αναλυτικά τη μεταβλητότητα του καναλιού.

### 3.3.4 Μοντέλο κατανεμημένων σκεδαστών (Distributed scattering model)

Το μοντέλο αυτό, το οποίο είναι στενής ζώνης, προτάθηκε για να περιγράψει MIMO κανάλια διάδοσης εξωτερικού χώρου. Υποθέτουμε  $M$  κεραίες στον πομπό και  $N$  κεραίες στο δέκτη. Τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης περιβάλλονται από σκεδαστές όπως είναι φανερό και από το σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4 – Μοντέλο κατανεμημένων σκεδαστών

Θεωρούμε ότι η απόσταση μεταξύ των σκεδαστών και του πομπού/δέκτη είναι αρκετά μεγάλη ώστε τα κύματα να θεωρούνται επίπεδα. Επίσης υποθέτουμε πως υπάρχουν  $S$  σκεδαστές τόσο στην πλευρά του πομπού όσο και στην πλευρά του δέκτη και πως το  $S$  είναι αρκετά μεγάλο ώστε να έχουμε τυχαίες διαλείψεις. Η συνάρτησης μεταφοράς του MIMO καναλιού δίνεται από τον τύπο:

$$H = \frac{1}{\sqrt{S}} R_{\theta_r, d_r}^{1/2} G_r R_{\theta_s, 2D_r/S}^{1/2} G_t R_{\theta_t, d_t}^{T/2} \quad (3.6)$$

όπου  $\frac{1}{\sqrt{S}}$  είναι ο παράγοντας κανονικοποίησης,  $G_t$  ( $S \times M$ ) και  $G_r$  ( $N \times S$ ) είναι τυχαίοι πίνακες με ανεξάρτητα ομοιόμορφα κατανεμημένα μηδενικής μέσης τιμής γκαουσιανά μιγαδικά στοιχεία και  $R_{\theta_t, d_t}$ ,  $R_{\theta_s, 2D_r/S}$ ,  $R_{\theta_r, d_r}$  είναι πίνακες συσχέτισης όπως φαίνονται από τον πομπό, τον πίνακα των σκεδαστών και τον δέκτη αντίστοιχα. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να παρατηρήσουμε πως η εξίσωση (3.6) δεν μας δίνει κατανομή Gauss εκτός αν ο πίνακας  $R_{\theta_s, 2D_r/S}$  είναι υψηλής τάξης.

Για ομοιόμορφα κατανομημένες γωνίες αφίξεων το  $(m,k)$ -οστό στοιχείο του πίνακα συσχέτισης δίνεται:

$$[R_{\theta,d}]_{m,k} = \frac{1}{S} \sum_{i=-\frac{S-1}{2}}^{\frac{S-1}{2}} e^{-2\pi j(k-m)d \cos\left(\frac{\pi}{2} + \theta_i\right)} \quad (3.7)$$

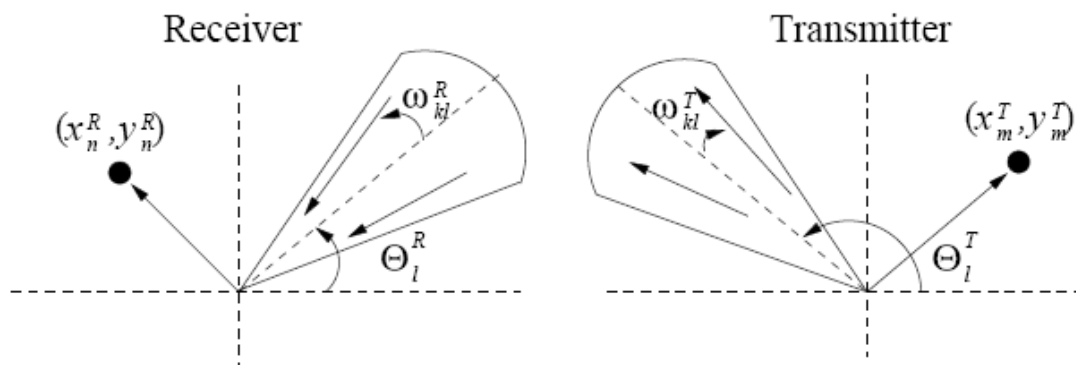
όπου το  $S$  πρέπει να είναι μονός αριθμός,  $d$  είναι η απόσταση μεταξύ των στοιχείων του πίνακα και  $\theta_i$  είναι η γωνία άφιξης του  $i$ -οστού σκεδαστή. Άλλες κατανομές της γωνίας άφιξης οδηγούν σε διαφορετικές εκφράσεις του πίνακα συσχετίσεων  $R_{\theta,d}$ .

Γενικά, όταν η εξάπλωση της γωνίας άφιξης και/ή η απόσταση μεταξύ των στοιχείων των κεραιών είναι μικρή, τότε μειώνεται η τάξη του πίνακα συσχέτισης. Αντίθετα, όταν η εξάπλωση της γωνίας άφιξης είναι μεγάλη και/ή η απόσταση μεταξύ των στοιχείων των κεραιών είναι μεγάλη, τότε ο πίνακας συσχέτισης μετατρέπεται σε πίνακα πλήρους τάξης. Συνεπώς αν ο πίνακας συσχέτισης στην πλευρά του πομπού και/ή του δέκτη είναι μικρής τάξης τότε σύμφωνα με την εξίσωση (3.7) και ο MIMO ραδιοδιάυλος θα είναι χαμηλής τάξης. Το αντίθετο γενικά δεν ισχύει. Ακόμα και αν και οι δύο πίνακες συσχέτισης, στον πομπό και στον δέκτη, είναι υψηλής τάξης, η τάξη του πίνακα του καναλιού εξαρτάται από τον πίνακα συσχέτισης  $R_{\theta_s, 2D_r/S}$ . Ο πίνακας αυτός καθορίζεται από την εξάπλωση γωνίας,  $\theta_s$ , και την απόσταση μεταξύ των σκεδαστών του δέκτη.

Όταν η απόσταση  $R$  είναι μεγάλη σε σύγκριση με το γινόμενο των  $D_t$ ,  $D_r$  τότε ο πίνακας συσχέτισης είναι μικρής τάξης και συνεπώς το MIMO κανάλι θα είναι μικρής τάξης. Σε αυτή την περίπτωση το κέρδος από την ύπαρξη των πολλαπλών κεραιών (MIMO κανάλι) χάνεται.

### 3.3.5 Επεκταμένο μοντέλο Saleh-Valenzuela (Extended Saleh-Valenzuela model)

Το μοντέλο αυτό προέρχεται από ένα μοντέλο SISO ευρείας ζώνης για εσωτερικό περιβάλλον. Βασίζεται στην παρατήρηση ότι τα δεδομένα έφταναν σε ομάδες, επομένως συμπεράναν πως και οι σκεδαστές ήταν οργανωμένοι σε συστάδες. Λαμβάνοντας υπόψη τα στατιστικά στοιχεία των γωνιών άφιξης και αναχώρησης το μοντέλο επεκτάθηκε για MIMO κανάλια και με βάση τα δεδομένα των μετρήσεων ένα MIMO μοντέλο στενής ζώνης προτάθηκε. Το σχήμα του μοντέλου αυτού είναι το εξής:



Σχήμα 3.5 - Μοντέλο Saleh-Valenzuela

### 3.3.6 Υπόλοιπα μοντέλα

Τέλος υπάρχουν και άλλα μοντέλα τα οποία αναφέρονται περιληπτικά παρακάτω και για εκτενέστερη μελέτη παραπέμπουμε τον ενδιαφερόμενο στα [5] και [6].

- *COST 259 Directional Channel Model*: Πρόκειται για ένα μοντέλο κατευθυντικού καναλιού που αναπτύχθηκε με την ερευνητική ευρωπαϊκή πρωτοβουλία COST 259 και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μοντελοποιήσει διαφορετικά MIMO κανάλια διάδοσης.
- *EM Scattering Model*: Είναι ένα φυσικό μοντέλο το οποίο βασίζεται σε ηλεκτρομαγνητικούς συλλογισμούς. Το μοντέλο αυτό λαμβάνει υπόψη τόσο τις ιδιότητες του καναλιού όσο και των κεραιών που χρησιμοποιούνται. Αν οι σκεδαστές βρίσκονται πάρα πολύ κοντά στο σταθμό βάσης ή στο κινητό τερματικό, τότε η επίδραση του κοντινού πεδίου πρέπει να ληφθεί υπόψη.
- *Virtual Channel Model*: Στο μοντέλο αυτό υποθέτουμε ότι υπάρχουν  $K$  σκεδαστές μεταξύ του πομπού και του δέκτη οι οποίοι αποτελούν μία συστάδα. Αν τώρα το MIMO κανάλι περιλαμβάνει  $L$  διακεκριμένες μεταξύ τους συστάδες, τότε το MIMO κανάλι μπορεί να χωριστεί σε  $L$  τον αριθμό παράλληλα εικονικά κανάλια.

### 3.4 Μη-φυσικά μοντέλα διάδοσης για MIMO κανάλια

Εδώ θα πρέπει να υπενθυμίσουμε πως τα μοντέλα αυτά προήλθαν από κάποια project όπου έγιναν μετρήσεις και προσομοιώσεις του εσωτερικού ή εξωτερικού περιβάλλοντος διάδοσης σε διάφορες συχνότητες. Παρακάτω αναφέρονται ενδεικτικά κάποια από αυτά.

#### 3.4.1 IST METRA Project

Σε αυτό το project έγινε μία σειρά μετρήσεων, στο Aalborg της Δανίας, σε εσωτερικό περιβάλλον με φέρουσα συχνότητα 2.05 GHz. Το project αυτό έγινε υπό την επίβλεψη της Ευρωπαϊκής Ένωσης και με βάση τα αποτελέσματα των μετρήσεων προτάθηκε ένα στοχαστικό μοντέλο μη-οπτικής επαφής το οποίο στηριζόταν στον πίνακα συσχέτισης της ισχύος του MIMO ραδιοκαναλιού.

Έστω  $M$  ο αριθμός των κεραιών του πομπού και  $N$  ο αριθμός των κεραιών του δέκτη. Στο προτεινόμενο μοντέλο ευρείας ζώνης το MIMO κανάλι χωρίς θόρυβο εκφράζεται από τον τύπο:

$$H(\tau) = \sum_{l=1}^L H_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.8)$$

όπου  $\mathbf{H}(\tau)$  είναι ο  $N \times M$  πίνακας κρουστικής απόκρισης του καναλιού και  $\mathbf{H}_l$  είναι ο πίνακας των μιγαδικών συνιστωσών του καναλιού με χρονική καθυστέρηση  $\tau_l$ .

Επιπλέον, όλες οι συνιστώσες της μετάδοσης θεωρούμε ότι είναι μηδενικής μέσης τιμής μιγαδικές γκαουσιανές και έχουν την ίδια μέση ισχύ  $p_l$ . Οι συνιστώσες αυτές είναι ανεξάρτητες από τη μία καθυστέρηση στην άλλη.

Για να κατασκευάσουμε το μοντέλο του MIMO καναλιού, πρέπει να λάβουμε υπόψη τη συσχέτιση μεταξύ διαφορετικών ζευγαριών των μιγαδικών συνιστωσών μετάδοσης. Οι συνιστώσες της χωρικής συσχέτισης στον πομπό και στον δέκτη δίνονται από τους τύπους:

$$\rho_{m_1 m_2}^{Tx} = \left\langle \left| H_{m_1}^l \right|^2, \left| H_{m_2}^l \right|^2 \right\rangle \quad (3.9)$$

$$\rho_{n_1 n_2}^{Rx} = \left\langle \left| H_{n_1}^l \right|^2, \left| H_{n_2}^l \right|^2 \right\rangle \quad (3.10)$$

όπου τα  $\rho_{m_1 m_2}^{Tx}$ ,  $\rho_{n_1 n_2}^{Rx}$  υποδηλώνουν τις συνιστώσες συσχέτισης της ισχύος στον πομπό και στον δέκτη αντίστοιχα.

Η συνιστώσα συσχέτισης ορίζεται από τον τύπο:

$$\rho = \langle a, b \rangle = \frac{E[ab] - E[a]E[b]}{\sqrt{(E[a^2] - E[a]^2)(E[b^2] - E[b]^2)}} \quad (3.11)$$

όπου το  $E[\cdot]$  υποδηλώνει τη μέση τιμή. Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να παρατηρήσουμε ότι στον παραπάνω ορισμό η χωρική συσχέτιση στη μία πλευρά υποθέτουμε πως είναι ανεξάρτητη των στοιχείων της κεραίας στην άλλη πλευρά.

Σύμφωνα με την αναφορά [7] μπορεί να δειχθεί θεωρητικά [8] ότι η χωρική συνιστώσα ετεροσυσχέτισης μπορεί να εκφραστεί σαν το γινόμενο της χωρικής συσχέτισης στον πομπό και στον δέκτη, δηλαδή,

$$\rho_{n_2 m_2}^{n_1 m_1} = \langle |H_{n_1 m_1}^l|^2, |H_{n_2 m_2}^l|^2 \rangle = \rho_{m_1 m_2}^{Tx} \rho_{n_1 n_2}^{Rx} \quad (3.12)$$

το οποίο σε μορφή πίνακα μπορεί να γραφτεί

$$P_H = P_H^{Tx} \otimes P_H^{Rx} \quad (3.13)$$

όπου το  $\otimes$  συμβολίζει το γινόμενο Kronecker,  $P_H$  είναι ο πίνακας συσχέτισης της ισχύος του MIMO καναλιού,  $P_H^{Tx}$  και  $P_H^{Rx}$  είναι οι πίνακες συσχέτισης της ισχύος όπως φαίνονται από τον πομπό και τον δέκτη αντίστοιχα.

Δοθέντων των παραπάνω χωρικών συνιστωσών, ο MIMO ραδιοδιάυλος μπορεί εύκολα να προσομοιωθεί ως

$$\text{vec}(\mathbf{H}_l) = \sqrt{p_l} \mathbf{C} \mathbf{a}_l \quad (3.14)$$

όπου  $\text{vec}(\cdot)$  συμβολίζει τη διαδικασία διανυσματοποίησης (μετατρέπει τις στήλες του πίνακα που δέχεται σαν όρισμα σε ένα διάνυσμα) και  $\mathbf{a}_l$  είναι ένα διάνυσμα στήλη με ανεξάρτητα ομοιόμορφα κατανεμημένα (i.i.d.) μηδενικής μέσης τιμής μιγαδικά γκαουσιανά στοιχεία ( $MN \times 1$ ). Ο  $\mathbf{C}$  είναι ένας συμμετρικός πίνακας απεικόνισης όπου το  $(x, y)$  στοιχείο του πίνακα  $\mathbf{C}\mathbf{C}^T$  είναι ίσο με την τετραγωνική ρίζα της συνιστώσας συσχέτισης της ισχύος μεταξύ του x-οστού και y-οστού στοιχείου του πίνακα  $\mathbf{H}_l$ .

Με βάση το μοντέλο αυτό, δημιουργήθηκαν στενής ζώνης MIMO κανάλια και συγκρίθηκαν με δεδομένα μετρήσεων στη βάση της σωρευτικής συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας των ιδιοτιμών. Η σύγκριση αυτή έδειξε πως τα προσομοιωμένα κανάλια συμφωνούσαν σε μεγάλο βαθμό με τις μετρήσεις.

Ένα από τα μειονεκτήματα αυτού του μοντέλου είναι ότι χάνεται η πληροφορία για τη γωνία των συνιστωσών εκπομπής μιας και χρησιμοποιείται ο πίνακας ενεργειακής συσχέτισης. Ένας τρόπος επίλυσης του συγκεκριμένου

προβλήματος υπάρχει στο [7], όπου και παραπέμπουμε τον ενδιαφερόμενο αναγνώστη.

### 3.4.2 IST SATURN Project: Narrowband Model

Σε αυτό το project οι μετρήσεις έγιναν στο Bristol πάλι σε εσωτερικό περιβάλλον. Στη βάση των μετρήσεων αυτών υπολογίστηκαν οι ροπές πρώτης και δεύτερης τάξης των μετρούμενων δεδομένων και προτάθηκε ένα στενής ζώνης στατιστικό μοντέλο για κανάλια MIMO μη-οπτικής επαφής (NLOS).

Σύμφωνα με το μοντέλο αυτό οι συνιστώσες του καναλιού είναι μιγαδικές, μηδενικής μέσης τιμής και ακολουθούν κατανομή Gauss, ενώ ο πίνακας μεταβλητότητας του καναλιού μπορεί να προσεγγιστεί με το γινόμενο Kronecker των πινάκων μεταβλητότητας που φαίνονται και από τα δύο μέρη:

$$R_H = R_H^{Tx} \otimes R_H^{Rx} \quad (3.15)$$

όπου  $\mathbf{R}_H$  είναι ο πίνακας μεταβλητότητας του καναλιού,  $R_H^{Tx}$  και  $R_H^{Rx}$  οι πίνακες μεταβλητότητας στην πλευρά του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα.

$$R_H^{Tx} = E\left[h_i^H h_i\right], \quad i=1,2,\dots,N \quad (3.16)$$

$$R_H^{Rx} = E\left[h^j h^{jH}\right], \quad j=1,2,\dots,M \quad (3.17)$$

$$R_H = E\left[\text{vec}(H)\text{vec}^H(H)\right] \quad (3.18)$$

όπου  $\mathbf{h}_i$  είναι η  $i$ -οστή γραμμή του πίνακα  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{h}^j$  είναι η  $j$ -οστή στήλη του πίνακα  $\mathbf{H}$  και με  $(\cdot)^H$  συμβολίζουμε τον αναστροφосуζυγή.

Είναι φανερό ότι οι εκφράσεις (3.13) και (3.15) είναι παρόμοιες. Στη σχέση (3.15) χρησιμοποιείται ο πίνακας μεταβλητότητας του καναλιού και όχι ο πίνακας συσχέτισης της ισχύος, συνεπώς η σχέση (3.15) παρέχει πληροφορία και για τη φάση του MIMO καναλιού διάδοσης. Η δομή αυτή συζητήθηκε και σε συνάντηση του 3GPP (3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project).

Υποθέτοντας πως οι συνιστώσες του καναλιού είναι μιγαδικές, μηδενικής μέσης τιμής και ακολουθούν την κατανομή Gauss, οι ροπές πρώτης και δεύτερης τάξης είναι αρκετές για να χαρακτηρίσουν το MIMO κανάλι διάδοσης. Είναι εύκολο να δειχθεί από την (3.15) ότι

$$H = \left(R_H^{Rx}\right)^{1/2} G \left(R_H^{Tx}\right)^{T/2} \quad (3.19)$$

όπου  $\mathbf{G}$  είναι ένας στοχαστικός  $N \times M$  πίνακας με IID  $CN(0,1)$  στοιχεία και το  $(\cdot)^{1/2}$  συμβολίζει την τετραγωνική ρίζα του πίνακα π.χ.  $\mathbf{R}^{1/2}(\mathbf{R}^{1/2})^H = \mathbf{R}$ .

### 3.4.3 IST SATURN Project: Wideband Model

Χρησιμοποιώντας το ίδιο σύνολο δεδομένων με παραπάνω, προτάθηκε και ένα μοντέλο ευρείας ζώνης μη οπτικής επαφής (NLOS) στο οποίο πάλι ο πίνακας μεταβλητότητας του καναλιού, για κάθε σύνδεση, μπορεί να προσεγγιστεί με το γινόμενο Kronecker των πινάκων μεταβλητότητας που φαίνονται και από τα δύο άκρα (πομπό και δέκτη), δηλαδή

$$\mathbf{R}_H^l = \mathbf{R}_{Tx}^l \otimes \mathbf{R}_{Rx}^l \quad (3.20)$$

όπου  $\mathbf{R}_H^l$  είναι ο πίνακας μεταβλητότητας του καναλιού για την  $l$ -οστή σύνδεση,  $\mathbf{R}_{Tx}^l$  είναι ο πίνακας μεταβλητότητας της  $l$ -οστής σύνδεσης όπως φαίνεται από τον πομπό και  $\mathbf{R}_{Rx}^l$  είναι ο πίνακας μεταβλητότητας της  $l$ -οστής σύνδεσης όπως φαίνεται από τον δέκτη. Οι πίνακες  $\mathbf{R}_H^l$ ,  $\mathbf{R}_{Tx}^l$  και  $\mathbf{R}_{Rx}^l$  ορίζονται παρόμοια με παραπάνω.

Υποθέτοντας πως οι συνδέσεις είναι ανεξάρτητες, μιγαδικές, μηδενικής μέσης τιμής και ακολουθούν την κατανομή Gauss, μπορούμε να πούμε ότι κρουστική απόκριση της  $l$ -οστής σύνδεσης του καναλιού δίνεται από τον τύπο:

$$\mathbf{H}_l = (\mathbf{R}_{Rx}^l)^{1/2} \mathbf{G}_l (\mathbf{R}_{Tx}^l)^{T/2} \quad (3.21)$$

όπου  $\mathbf{H}_l$  είναι η  $l$ -οστή σύνδεση του πίνακα κρουστικής απόκρισης  $\mathbf{H}$  του MIMO καναλιού και  $\mathbf{G}_l$  είναι ένας πίνακας με ανεξάρτητα, ομοιόμορφα κατανομημένα μηδενικής μέσης τιμής, μιγαδικά γκαουσιανά στοιχεία ισχύος  $\overline{p}_l$ .

Τέλος θα πρέπει να παρατηρήσουμε ότι τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{G}$  μπορούν να προέρθουν από διαφορετικά SISO μοντέλα, κατ' επέκταση το στατιστικό αυτό μοντέλο ευρείας ζώνης είναι ευέλικτο σε διαφορετικά σενάρια και σε διαφορετικές απαιτήσεις μοντελοποίησης.



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup>

### ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

#### 4.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό μελετάται η βελτίωση που επιτυγχάνουμε στην χωρητικότητα ενός συστήματος με τη χρήση πολλαπλών κεραιών στον πομπό και στον δέκτη σε σχέση με το παραδοσιακό σύστημα που περιλαμβάνει μία κεραία στον πομπό και μία στον δέκτη. Η περιγραφή θα αρχίσει με τον τύπο του Shannon που μας δίνει ένα θεωρητικό άνω όριο για το ρυθμό μετάδοσης χωρίς σφάλματα σε συμβατικά SISO (Single Input Single Output) συστήματα. Στη συνέχεια εξετάζουμε τα οφέλη που πετυχαίνουμε στη χωρητικότητα με τη χρήση MIMO (Multiple Input Multiple Output) καναλιών.

Αρχικά θα μελετήσουμε τη χωρητικότητα σε ντετερμινιστικά MIMO συστήματα, όπου ο πίνακας  $\mathbf{H}$  θεωρείται γνωστός, και θα δούμε το επιπλέον κέρδος που επιτυγχάνεται όταν ο πομπός έχει γνώση του καναλιού, καθώς και τους τρόπους απόκτησης αυτής της γνώσης από τον πομπό. Ακολούθως θα περάσουμε στα στοχαστικά MIMO κανάλια και θα μιλήσουμε για δύο στατιστικά μεγέθη που περιγράφουν τη χωρητικότητα του καναλιού: την εργοδική χωρητικότητα και την outage χωρητικότητα, δίνοντας και κάποιες γραφικές παραστάσεις για καλύτερη κατανόηση.

Στο τέλος του κεφαλαίου, θα κάνουμε μία σύντομη αναφορά στον τρόπο υπολογισμού της χωρητικότητας σε MIMO κανάλια με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα. Σε όλο το υπόλοιπο κεφάλαιο θεωρούμε διαλείψεις επίπεδες ως προς τη συχνότητα.

#### 4.2 Τύπος του Shannon για τη χωρητικότητα διαύλου

Ορίζουμε ως χωρητικότητα διαύλου το μέγιστο ρυθμό αξιόπιστης μετάδοσης πληροφορίας σε ένα δίαυλο [9]. Η σημασία της έννοιας της χωρητικότητας διαύλου προέρχεται από ένα πολύ σημαντικό θεώρημα, το θεώρημα της χωρητικότητας, το οποίο οφείλεται στον Shannon. Ο Shannon λοιπόν, καθόρισε τη μέγιστη χωρητικότητα ενός ιδανικού διαύλου, δηλαδή ενός διαύλου χωρίς διαλείψεις,

σκιάσεις, διασυμβολική παρεμβολή, με περιορισμένο εύρος ζώνης  $B$  (Hz) και κάτω από συνθήκες λευκού προσθετικού θορύβου Gauss ως εξής [2]:

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{BN_0} \right) = B \log_2 (1 + SNR) \quad (4.1)$$

όπου  $S$  είναι η μέση εκπεμπόμενη ισχύς,  $N_0/2$  η φασματική πυκνότητα ισχύος του προσθετικού θορύβου και  $SNR$  ο σηματοθορυβικός λόγος στον δέκτη.

Η σπουδαιότητα της χωρητικότητας του διαύλου είναι διπλή:

- Δίνει το άνω όριο για το ρυθμό αξιόπιστης μετάδοσης πληροφορίας σε ένα δίαυλο Gauss. Αν ο ρυθμός πληροφορίας  $R$  είναι μικρότερος από το όριο του Shannon  $C$  τότε είναι θεωρητικά πιθανό να πετύχουμε αξιόπιστη μετάδοση μέσω του συγκεκριμένου διαύλου χρησιμοποιώντας κατάλληλη κωδικοποίηση. Αν όμως  $R > C$  τότε δεν είναι δυνατή η αξιόπιστη μετάδοση της πληροφορίας άσχετα με την οποιαδήποτε επεξεργασία του σήματος στον πομπό ή/και στον δέκτη.
- Για καθορισμένη χωρητικότητα διαύλου  $C$ , ορίζει τον τρόπο με τον οποίο μπορεί να ανταλλαχθεί το εύρος ζώνης μετάδοσης  $B$  για βελτίωση του  $SNR$  και αντίστροφα.

Σημαντικό είναι το γεγονός να καταλάβει κανείς ότι ο τύπος (4.1) ισχύει για δίαυλο με λευκό ζωνοπερατό θόρυβο Gauss. Ο περιορισμός αυτός ωστόσο δεν μειώνει τη χρησιμότητα του νόμου του Shannon για τους παρακάτω δύο λόγους:

- Οι περισσότεροι φυσικοί δίαυλοι είναι τουλάχιστον κατά προσέγγιση Gauss.
- Έχει αποδειχθεί ότι το αποτέλεσμα που λαμβάνεται από το δίαυλο Gauss παρέχει ένα κάτω φράγμα στην επίδοση ενός συστήματος που λειτουργεί σε δίαυλο όχι Gauss.

Το θεωρητικό όριο της χωρητικότητας του διαύλου που έδωσε ο Shannon, δεν επιτυγχάνεται στην πράξη, αλλά με διάφορες τεχνικές σχεδίασης της ζεύξης είναι δυνατόν να πλησιάσουμε αυτό το όριο. Για παράδειγμα, στα υπάρχοντα κυψελωτά συστήματα δεν μπορεί να επιτευχθεί παρά μόνο το 1/10 του θεωρητικού ορίου. Ένας λόγος που συμβαίνει αυτό είναι ότι στον θεωρητικό υπολογισμό της χωρητικότητας δεν έχουν συμπεριληφθεί κάποια χαρακτηριστικά του διαύλου, αλλά ο κυριότερος λόγος είναι ότι τα σημερινά ασύρματα συστήματα δεν χρησιμοποιούν αποδοτικές τεχνικές σηματοδοσίας.

### 4.3 Χωρητικότητα MIMO καναλιού

#### 4.3.1 Γενικά στοιχεία

Τα τελευταία χρόνια η χρήση στοιχειοκεραιών, τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη, στα ασύρματα συστήματα έχει οδηγήσει σε σημαντική αύξηση της χωρητικότητας καναλιού. Ένας απλός τρόπος για να κατανοήσουμε την αύξηση αυτή της χωρητικότητας είναι να δούμε το MIMO σύστημα σαν ένα σύνολο από SISO κανάλια με ανεξάρτητες και ομοιόμορφα κατανομημένες διαλείψεις (i.i.d). Η μέση χωρητικότητα ενός MIMO συστήματος που χρησιμοποιεί  $M_T$  κεραιές εκπομπής και  $M_R$  κεραιές λήψης είναι περίπου  $n = \min(M_T, M_R)$  φορές μεγαλύτερη σε σύγκριση με ένα SISO σύστημα για καθορισμένο εύρος ζώνης και καθορισμένη συνολική ισχύ μετάδοσης.

Η αύξηση της χωρητικότητας με τη χρήση MIMO συστημάτων επιτυγχάνεται κάτω από ορισμένες προϋποθέσεις. Οι βασικότερες από τις οποίες είναι οι εξής:

- Η ύπαρξη πολλαπλών κεραιών τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη (πολλές φορές λόγω περιορισμών ενέργειας, κόστους ή κατασκευής δεν είναι δυνατή η ύπαρξη πολλαπλών κεραιών στο δέκτη).
- Η ύπαρξη επαρκούς απόστασης μεταξύ των στοιχείων των στοιχειοκεραιών ώστε τα SISO κανάλια να είναι ασυσχέτιστα.
- Η ύπαρξη αρκετών σκεδαστών ώστε το περιβάλλον διάδοσης να παρέχει πολλαπλές διαδρομές.

Ο πίνακας  $\mathbf{H}$ , όπως έχουμε ήδη αναφέρει, περιγράφει το MIMO σύστημα. Σε ένα ιδανικό MIMO περιβάλλον δεν υπάρχει συσχέτιση μεταξύ των διαφόρων SISO καναλιών και ο πίνακας μεταβλητότητας του  $\mathbf{H}$ ,  $R_{HH^H} = E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\}$ , είναι διαγώνιος πίνακας και το άθροισμα των στοιχείων της διαγωνίου του μας δίνει τη συνολική ισχύ μετάδοσης.

Σε ένα πραγματικό MIMO περιβάλλον τα SISO κανάλια δεν είναι ανεξάρτητα (υπάρχει συσχέτιση μεταξύ τους) και η συνολική ισχύς μετάδοσης κατανέμεται σε όλο τον πίνακα μεταβλητότητας. Αυτό που είναι σημαντικό να παρατηρήσουμε είναι πως τα στοιχεία της διαγωνίου του πίνακα μεταβλητότητας καθορίζουν τη χωρητικότητα του MIMO καναλιού.

Ένα άλλο σημείο το οποίο χρήζει περαιτέρω συζήτησης είναι ο τρόπος με τον οποίο η ενέργεια θα κατανεμηθεί πάνω στα SISO υποκανάλια. Ένας τρόπος, ο πιο απλός, είναι να κατανεμηθεί η ενέργεια ισότιμα πάνω στις κεραιές μετάδοσης. Στην περίπτωση αυτή ο πομπός δεν έχει καμία γνώση του καναλιού. Η ισοκατανομή αυτή της ενέργειας ωστόσο, δεν μας οδηγεί στην επίτευξη της μέγιστης δυνατής χωρητικότητας. Για να γίνει αυτό κατανοητό μπορούμε να υποθέσουμε πως στο σύστημά μας υπάρχει ισχυρή συνιστώσα οπτικής επαφής (LOS). Στην περίπτωση που η ισχύς μετάδοσης είναι ίσα κατανεμημένη στις κεραιές του πομπού, ένα μέρος της ισχύος χάνεται σε μονοπάτια με μικρό κέρδος και έτσι δεν εκμεταλλευόμαστε πλήρως τις δυνατότητες του LOS μονοπατιού.

Αν όμως εφαρμόσουμε κατάλληλα προσαρμοσμένη κατανομή της ισχύος τότε μπορούμε να διοχετεύσουμε περισσότερη ισχύ πάνω στο LOS μονοπάτι ή σε μονοπάτια με μεγάλο κέρδος και έτσι να αυξήσουμε τη συνολική χωρητικότητα του συστήματος. Ένας γνωστός αλγόριθμος για να το πετύχουμε αυτό είναι ο “waterfilling algorithm” [10],[11].

Για να προσαρμόσουμε την ισχύ μετάδοσης είναι απαραίτητη η γνώση του καναλιού από τον πομπό. Η γνώση του καναλιού στον δέκτη θεωρείται δεδομένη μέσα από τεχνικές tracing και tracking, αλλά η γνώση του καναλιού στον πομπό δεν είναι η συνηθισμένη περίπτωση.

Δύο είναι οι πιο γνωστοί τρόποι [12] για να εκτιμήσουμε το κανάλι στον πομπό. Ο πρώτος στηρίζεται στη μέθοδο της ανάδρασης και ο δεύτερος στην αρχή της αμοιβαιότητας.

- *Εκτίμηση του καναλιού στον πομπό με τη μέθοδο της ανάδρασης*

Στη μέθοδο αυτή, το κανάλι από τον πομπό στον δέκτη, που αλλιώς καλείται και ζεύξη καθόδου (downlink), υπολογίζεται στον δέκτη και στέλνεται υπό τη μορφή ανάδρασης στον πομπό μέσω του αντίστροφου καναλιού, που λέγεται και αλλιώς ζεύξη ανόδου (uplink). Έτσι ο πομπός κατά τη διάρκεια της νέας μετάδοσης γνωρίζει την κατάσταση του καναλιού.

Αυτή η μέθοδος παρουσιάζει δύο βασικά μειονεκτήματα. Πρώτον, ο δέκτης επιβαρύνεται με επιπλέον φορτίο επεξεργασίας, πράγμα το οποίο είναι απαγορευτικό στην περίπτωση που μιλάμε για κινητό τερματικό χρήστη που έχει περιορισμένες

δυνατότητες ισχύος. Δεύτερον, όταν το κανάλι είναι γρήγορα μεταβαλλόμενο, ο χρόνος συνοχής  $T_C$  είναι μικρός και επομένως ο χρόνος που απαιτείται μέχρι η πληροφορία της ανάδρασης να φτάσει στον πομπό είναι μεγάλος, με αποτέλεσμα ο πομπός να λαμβάνει λάθος πληροφορίες.

- *Εκτίμηση του καναλιού στον πομπό με τη βοήθεια της αρχής της αμοιβαιότητας*

Σύμφωνα με την αρχή της αμοιβαιότητας, τα μονοπάτια που ακολουθεί το σήμα κατά τη μετάδοσή του από τον πομπό προς τον δέκτη είναι τα ίδια με αυτά που θα ακολουθήσει αν μεταδοθεί κατά την αντίθετη κατεύθυνση, δηλαδή από τον δέκτη προς τον πομπό. Έτσι, με βάση την αρχή της αμοιβαιότητας, το κανάλι τόσο από το σταθμό βάσης προς το κινητό τερματικό όσο και από το κινητό τερματικό προς το σταθμό βάσης θα έχει τη ίδια κρουστική απόκριση. Αυτά ισχύουν υπό την προϋπόθεση πως οι θέσεις των κεραιών είναι αμετάβλητες, η συχνότητα είναι η ίδια στη ζεύξη καθόδου και στη ζεύξη ανόδου και ότι μιλάμε για την ίδια χρονική στιγμή.

Σε αυτή τη μέθοδο ο πομπός μπορεί να επεξεργαστεί το σήμα που θα λάβει από το δέκτη και να μάθει την κατάσταση που επικρατεί στη ζεύξη ανόδου (από τον δέκτη στον πομπό). Μετά με χρήση της αρχής της αμοιβαιότητας μπορεί να εκμεταλλευτεί την αποκτηθείσα πληροφορία για την επόμενη μετάδοση στη ζεύξη καθόδου (από τον πομπό προς τον δέκτη).

Το βασικό μειονέκτημα αυτής της μεθόδου, είναι ότι δεν εκτιμά σωστά το κανάλι όταν αυτό χρησιμοποιείται για ταυτόχρονη επικοινωνία πομπού-δέκτη (duplex). Αυτό γίνεται γιατί, για λόγους αποφυγής των παρεμβολών, οι ταυτόχρονες μεταδόσεις διαφοροποιούνται είτε φασματικά είτε χωρικά οπότε δεν ισχύει το θεώρημα της αμοιβαιότητας.

#### **4.3.2 Χωρητικότητα ντετερμινιστικού MIMO καναλιού**

Για λόγους απλότητας στην παρούσα παράγραφο και σε αυτές που ακολουθούν θα θεωρήσουμε MIMO κανάλια με επίπεδες διαλείψεις ως προς τη συχνότητα. Σε ξεχωριστή παράγραφο θα γίνει αναφορά για MIMO κανάλια με επιλεκτικές διαλείψεις ως προς τη συχνότητα.

Θεωρούμε MIMO κανάλι με  $M_T$  κεραίες στον πομπό και  $M_R$  κεραίες στον δέκτη. Όπως είναι γνωστό το κανάλι περιγράφεται από τον πίνακα  $\mathbf{H}$  και η σχέση εισόδου-εξόδου σε μία περίοδο συμβόλου, υποθέτοντας διαμόρφωση ενός φέροντος, δίνεται από τον τύπο [1]:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4.2)$$

όπου  $\mathbf{y}$  είναι το  $M_R \times 1$  διάνυσμα των ληφθέντων σημάτων,  $\mathbf{s}$  με  $E\{\mathbf{s}\} = 0$  είναι το  $M_T \times 1$  διάνυσμα των εκπεμπόμενων σημάτων,  $\mathbf{H}$  ο  $M_R \times M_T$  πίνακας του MIMO διαύλου,  $\mathbf{n}$  είναι το  $M_R \times 1$  διάνυσμα λευκού προσθετικού γκαουσιανού θορύβου με  $E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = N_0 I_{M_R}$  και  $E_s$  είναι η μέση συνολική ενέργεια που είναι διαθέσιμη στον πομπό σε μία περίοδο συμβόλου.

Για να πετύχουμε τον περιορισμό για τη μέση συνολική εκπεμπόμενη ισχύ, σε μία περίοδο συμβόλου, υποθέτουμε πως ο πίνακας μεταβλητότητας του διανύσματος  $\mathbf{s}$ ,  $\mathbf{R}_{ss} = E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\}$ , πρέπει να ικανοποιεί τη συνθήκη  $\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss}) = M_T$ .

Στη συνέχεια υποθέτουμε πως το κανάλι  $\mathbf{H}$  είναι πλήρως γνωστό στο δέκτη, το οποίο αποτελεί και τη συνήθη περίπτωση. Παρόλο που το  $\mathbf{H}$  είναι γενικά τυχαίο, το θεωρούμε προς το παρόν ντετερμινιστικό για να μελετήσουμε τη χωρητικότητα του συστήματος. Παρακάτω διακρίνουμε δύο περιπτώσεις: κανάλι άγνωστο στον πομπό και κανάλι γνωστό στον πομπό.

#### 4.3.2.1 Κανάλι γνωστό στον πομπό

Στην περίπτωση αυτή θεωρούμε πως το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό, πράγμα το οποίο γίνεται με τη βοήθεια κάποιας ανάδρασης ή με τη βοήθεια της αρχής της αμοιβαιότητας όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως. Η αμοιβαία πληροφορία σε αυτή την περίπτωση όπου το  $\mathbf{s}$  έχει πίνακα μεταβλητότητας  $\mathbf{R}_{ss}$  δίνεται από τον τύπο [1]:

$$I = \log_2 \det \left( I_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_0} \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^H \right) \left( \frac{b/s}{Hz} \right) \quad (4.3)$$

και η αντίστοιχη χωρητικότητα δίνεται από τον τύπο:

$$C = \max_{\mathbf{R}_{ss}} \log_2 \det \left( I_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_0} \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^H \right) \left( \frac{b/s}{Hz} \right) \quad (4.4)$$

όπου η μεγιστοποίηση γίνεται πάνω σε όλους τους δυνατούς πίνακες μεταβλητότητας που ικανοποιούν τον περιορισμό  $\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss})=M_T$ . Επιπλέον, αν το εύρος ζώνης είναι  $B$  (Hz), ο μέγιστος ρυθμός που μπορεί να υποστηριχθεί χωρίς λάθη από το MIMO κανάλι είναι  $B \cdot C$  b/s.

Στην περίπτωση αυτή, που το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό, η εκπεμπόμενη ενέργεια κατανέμεται στις κεραίες του πομπό μέσω του αλγορίθμου “waterfilling” [10],[11] για αύξηση της αμοιβαίας πληροφορίας και συνεπώς της χωρητικότητας  $C$ .

#### 4.3.2.2 Κανάλι άγνωστο στο πομπό

Επειδή στα περισσότερα πρακτικά συστήματα είναι δύσκολη η γνώση του καναλιού στον πομπό, η συνηθισμένη περίπτωση είναι το κανάλι να είναι άγνωστο στον πομπό. Στην περίπτωση αυτή, που το κανάλι είναι άγνωστο στον πομπό, όπως είναι λογικό επιλέγουμε τα σήματα που εκπέμπονται από κάθε κεραία του πομπού να είναι ανεξάρτητα και με ίση ενέργεια. Έτσι το  $\mathbf{s}$  θεωρείται χωρικά λευκό και ο πίνακας μεταβλητότητας μετατρέπεται σε μοναδιαίο  $\mathbf{R}_{ss}=\mathbf{I}_{M_T}$ . Η αμοιβαία πληροφορία δίνεται τώρα από τον τύπο [1]:

$$I_{CU} = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_0} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \left( \frac{b/s}{\text{Hz}} \right) \quad (4.5)$$

ο οποίος μπορεί να μετατραπεί στον ακόλουθο τύπο:

$$I_{CU} = \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{M_T N_0} \lambda_i \right) \left( \frac{b/s}{\text{Hz}} \right) \quad (4.6)$$

όπου  $r$  είναι ο βαθμός του πίνακα  $\mathbf{H}$  και  $\lambda_i$  ( $i=1,2,\dots,r$ ) είναι οι θετικές ιδιοτιμές του πίνακα  $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ . Ο τύπος (4.6) εκφράζει τη φασματική απόδοση του MIMO καναλιού ως το άθροισμα των χωρητικότητων  $r$  SISO καναλιών με αντίστοιχα κέρδη καναλιών  $\sqrt{\lambda_i}$  ( $i=1,2,\dots,r$ ) και εκπεμπόμενης ενέργειας  $E_s/M_T$ .

Είναι προφανής η βελτίωση που υπάρχει στη χωρητικότητα με τη χρήση πολλαπλών κεραιών τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη. Για παράδειγμα, η αμοιβαία πληροφορία αυξάνεται κατά  $r$  b/s/Hz για κάθε 3dB αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος στα MIMO κανάλια, σε αντίθεση με τα SISO κανάλια που αυξάνεται μόνο κατά 1 b/s/Hz.

### 4.3.3 Χωρητικότητα στοχαστικού MIMO καναλιού

Στην προηγούμενη ανάλυση θεωρήσαμε ντετερμινιστικά MIMO κανάλια με συνάρτηση μεταφοράς  $\mathbf{H}$  τα οποία είχαν προκύψει από κάποιες μετρήσεις. Σε αυτή την παράγραφο μελετάμε την χωρητικότητα τυχαίων MIMO καναλιών.

Πιο συγκεκριμένα, υποθέτουμε ότι ο πίνακας  $\mathbf{H}$  είναι ίσος με  $\mathbf{H}_W$  (ο πίνακας  $\mathbf{H}_W$  είναι διαστάσεων  $M_R \times M_T$  και έχει στοιχεία ανεξάρτητες και ομοιόμορφα κατανεμημένες μεταβλητές που ακολουθούν την κυκλικά συμμετρική μιγαδική κατανομή Gauss με μέση τιμή μηδέν και διασπορά μονάδα), ο δέκτης γνωρίζει την κατάσταση του καναλιού, ενώ ο πομπός δεν έχει καμία πληροφόρηση για την κατάσταση του καναλιού. Επιπλέον, υποθέτουμε ότι το κανάλι παραμένει σταθερό κατά τη μετάδοση ενός μπλοκ από συνεχόμενα σύμβολα και ότι μεταβάλλεται ανεξάρτητα μεταξύ των διαφορετικών μπλοκ.

Το σήμα που λαμβάνεται από την  $i$ -οστή κεραία λήψης δίνεται από τον τύπο [1]:

$$y_i = \mathbf{h}_i \mathbf{s} + n_i \quad (4.7)$$

όπου το  $1 \times M_T$  διάνυσμα  $\mathbf{h}_i$  παριστάνει την  $i$ -οστή γραμμή του πίνακα  $\mathbf{H}$  και  $n_i$  είναι το  $i$ -οστό στοιχείο του διανύσματος του θορύβου  $\mathbf{n}$ . Από τη στιγμή που  $E\{|h_{i,j}|^2\}=1$  και  $\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss})=E_s$ , συνεπάγεται ότι  $E\{|y_i|^2\}=E_s + N_0$  και επομένως ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος (SNR) στην  $i$ -οστή κεραία λήψης δίνεται από τον τύπο [1]:

$$\rho = \frac{E_s}{N_0} \text{ (average SNR)} \quad (4.8)$$

Όπως θα δούμε στη συνέχεια σε ένα στοχαστικό κανάλι υπάρχουν δύο τύποι χωρητικότητας, η εργοδική χωρητικότητα (ergodic capacity) και η outage χωρητικότητα (outage capacity).

#### 4.3.3.1 Εργοδική χωρητικότητα

Αν οι κωδικές λέξεις που μεταδίδονται από τον πομπό εκτείνονται σε έναν άπειρο αριθμό μπλοκ με ανεξάρτητες μεταξύ τους διαλείψεις, τότε η χωρητικότητα του Shannon, γνωστή και ως εργοδική χωρητικότητα, επιτυγχάνεται με το να επιλέξουμε το  $\mathbf{s}$  κυκλικά συμμετρικό μιγαδικό γκαουσιανό με  $\mathbf{R}_{ss}=I_{M_T}$  καταλήγοντας στον τύπο [1]:

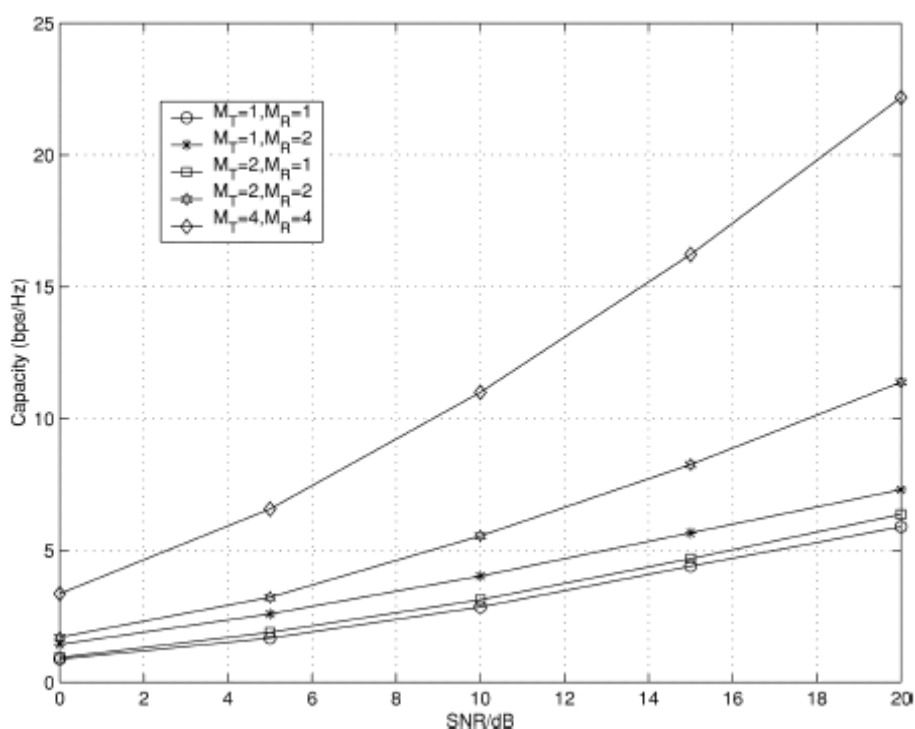


$$C = E\{I_{CU}\} \quad (4.9)$$

Στην περίπτωση που έχουμε υψηλό σηματοθορυβικό λόγο (SNR) στον δέκτη τότε ο παραπάνω τύπος μετατρέπεται στον ακόλουθο [1]:

$$C = \min(M_R, M_T) \log_2 \rho + O(1) \quad (4.10)$$

Ο παραπάνω τύπος δείχνει ξεκάθαρα τη γραμμική αύξηση στη χωρητικότητα με τον ελάχιστο αριθμό των κεραιών του πομπού και του δέκτη. Στο σχήμα 4.1 [1] φαίνεται η εργοδική χωρητικότητα ενός MIMO συστήματος για διάφορους συνδυασμούς κεραιών σαν συνάρτηση του SNR.



Σχήμα 4.1 – Εργοδική χωρητικότητα για διάφορους συνδυασμούς MIMO κεραιών

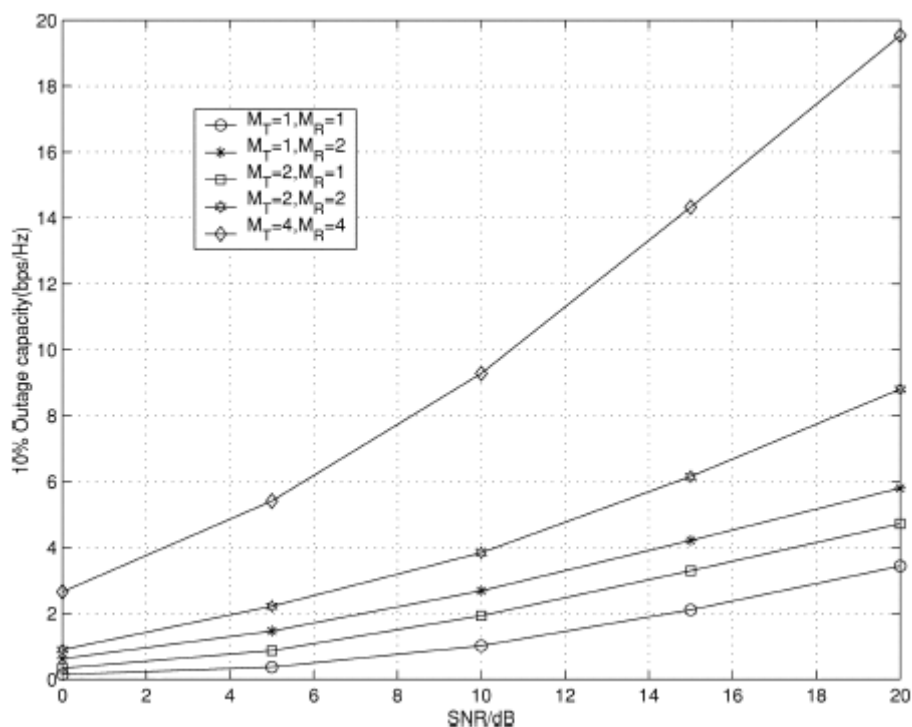
Όπως παρατηρούμε από το σχήμα 4.1, και όπως ήταν αναμενόμενο, η εργοδική χωρητικότητα αυξάνεται με την αύξηση του  $\rho$  (SNR) και με τον αριθμό των κεραιών  $M_T$  και  $M_R$ . Επίσης παρατηρούμε πως η εργοδική χωρητικότητα ενός SIMO καναλιού είναι μεγαλύτερη από την εργοδική χωρητικότητα του αντίστοιχου MISO καναλιού. Αυτό οφείλεται στην απουσία της γνώσης του καναλιού από τον πομπό. Ο ενδιαφερόμενος αναγνώστης για το τι γίνεται με τη χωρητικότητα του καναλιού στην περίπτωση που ούτε ο πομπός αλλά ούτε και ο δέκτης έχουν γνώση του καναλιού μπορεί να απευθυνθεί στα [13], [14], [15].

### 4.3.3.2 Outage χωρητικότητα

Σε εφαρμογές που η καθυστέρηση είναι ένα σημαντικό θέμα και οι κωδικές λέξεις εκτείνονται μόνο σε ένα μπλοκ, η χωρητικότητα του Shannon είναι μηδενική. Το γεγονός αυτό οφείλεται, στο ότι άσχετα με το πόσο χαμηλός είναι ο ρυθμός με τον οποίο θέλουμε να επικοινωνήσουμε, υπάρχει πάντα μη μηδενική πιθανότητα η δοθείσα πραγματοποίηση του καναλιού να μην μπορεί να υποστηρίξει αυτό το ρυθμό. Για το λόγο αυτό ορίζουμε την  $q\%$  outage χωρητικότητα  $C_{out,q}$  σαν το ρυθμό μετάδοσης της πληροφορίας που ισχύει για το  $(100-q)\%$  των πραγματοποιήσεων του καναλιού [1].

$$P(I_{CU} \leq C_{out,q}) = q\% \quad (4.11)$$

Το σχήμα 4.2 απεικονίζει τη 10% outage χωρητικότητα για διάφορους συνδυασμούς MIMO σαν συνάρτηση του SNR. Όπως και στην περίπτωση της εργοδικής χωρητικότητας μπορούμε να πούμε πως και η outage χωρητικότητα αυξάνεται με την αύξηση του SNR και του αριθμού των κεραιών του πομπού  $M_T$  και του δέκτη  $M_R$ . Μάλιστα παρατηρώντας τα σχήματα 4.1 και 4.2 μπορούμε να πούμε ότι η συμπεριφορά της 10% outage χωρητικότητας είναι ίδια με αυτή της εργοδικής χωρητικότητας.



Σχήμα 4.2 – 10% outage χωρητικότητα για διάφορους συνδυασμούς MIMO κεραιών

Η outage πιθανότητα, για ένα δοσμένο ρυθμό μετάδοσης  $R$ , είναι η πιθανότητα η αμοιβαία πληροφορία να πέσει κάτω από το ρυθμό  $R$ , π.χ.  $P_{\text{out}}(R) = P(I_{\text{CU}} \leq R)$ , και μπορεί να θεωρηθεί ως ο ρυθμός μετάδοσης εσφαλμένων πακέτων (PER).

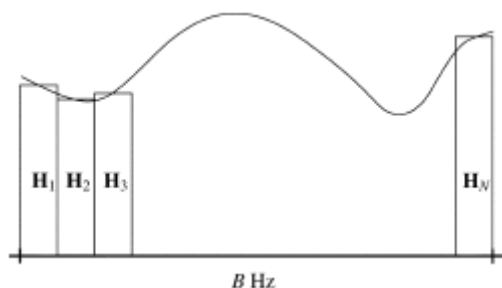
#### 4.3.4 Χωρητικότητα MIMO καναλιού με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα

Μέχρι εδώ, έχουμε περιορίσει τη συζήτησή μας σε MIMO κανάλια με επίπεδες διαλείψεις ως προς τη συχνότητα. Στη συνέχεια θα αναφερθούμε με συντομία στα MIMO κανάλια με επιλεκτικές διαλείψεις ως προς τη συχνότητα.

Η χωρητικότητα ενός MIMO καναλιού με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα, μπορεί να υπολογιστεί αν διαιρέσουμε τη ζώνη συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει σε  $N$  υποκανάλια, το καθένα με εύρος ζώνης  $B/N$  Hz. Αν το  $N$  είναι αρκετά μεγάλο τότε μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το κάθε υποκάνάλι έχει επίπεδες διαλείψεις ως προς τη συχνότητα, όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.3. Αν συμβολίσουμε με  $\mathbf{H}_i$  το  $i$ -οστό  $M_{\text{RX}}M_{\text{T}}$  υποκάνάλι και αν υποθέσουμε ότι η εκπεμπόμενη ενέργεια μοιράζεται ομοιόμορφα κατά μήκος των κεραιών και της συχνότητας, η αμοιβαία πληροφορία που σχετίζεται με μία δοσμένη υλοποίηση του επιλεκτικού ως προς τη συχνότητα καναλιού δίνεται από τον τύπο [1]:

$$I_{FS} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log_2 \det \left( I_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_o} \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \right) \left( \frac{b/s}{\text{Hz}} \right) \quad (4.12)$$

όπου  $E_s$  είναι η ενέργεια που κατανέμεται στο  $i$ -οστό υποκάνάλι.



Σχήμα 4.3 – Κανάλι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα και διαχωρισμός του σε  $N$  υποκανάλια με επίπεδες διαλείψεις ως προς τη συχνότητα

Η εργοδική χωρητικότητα του MIMO καναλιού με επιλεκτικές διαλείψεις ως προς τη συχνότητα δίνεται από τον τύπο [1]:

$$C_{FS} = E \{I_{FS}\} \quad (4.13)$$

Η outage χωρητικότητα ακολουθεί τον αντίστοιχο ορισμό των επίπεδων διαλείψεων ως προς τη συχνότητα. Μάλιστα θα πρέπει να παρατηρήσουμε πως η outage χωρητικότητα για το κανάλι που είναι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα είναι μεγαλύτερη από αυτή για κανάλι με επίπεδες διαλείψεις ως προς τη συχνότητα στους χαμηλούς outage ρυθμούς. Το γεγονός αυτό οφείλεται στη διαφορικότητα της συχνότητας η οποία οδηγεί σε αύξηση της κλίσης της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας της αμοιβαίας πληροφορίας. Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με την επιρροή των φυσικών παραμέτρων στην εργοδική και την outage χωρητικότητα ενός επιλεκτικού ως προς τη συχνότητα MIMO καναλιού, μπορεί ο αναγνώστης να απευθυνθεί στο [16].

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup>

### ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΔΙΑΔΟΣΗΣ MIMO & ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑΣ

#### 5.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα περιγράψουμε όλη τη διαδικασία για τη δημιουργία του δικού μας μοντέλου διάδοσης για συστήματα MIMO. Θα υλοποιήσουμε μοντέλο για σύστημα 2x2, δηλαδή δύο κεραίες στον πομπό και δύο στον δέκτη, με τη βοήθεια του Matlab. Το μοντέλο αυτό θα μπορούσε να συμπεριληφθεί στα φυσικά μοντέλα διάδοσης, που περιγράψαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο.

Επίσης θα δούμε για τη βελτίωση στη χωρητικότητα που επιτυγχάνεται με τη χρήση πολλαπλών κεραιών, σε σχέση με το απλό συμβατικό σύστημα SISO, και τέλος θα καταλήξουμε σε διάφορα χρήσιμα συμπεράσματα που αφορούν τα MIMO συστήματα.

#### 5.2 Εύρεση του πίνακα H του 2x2 MIMO συστήματος

Για ευκολία θα θεωρήσουμε ότι οι στοιχειοκεραίες και στον πομπό και στον δέκτη αποτελούνται από οριζόντια δίπολα και πως έχουμε οριζόντια πόλωση. Όπως ήδη γνωρίζουμε για το ηλεκτρικό πεδίο ενός οριζόντιου δίπολου με οριζόντια πόλωση ισχύει η ακόλουθη σχέση [3]:

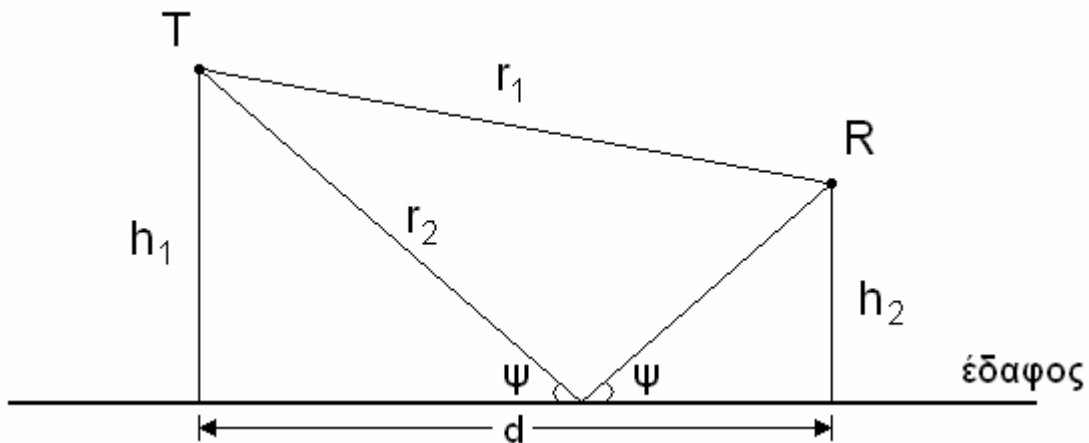
$$E_{\text{οριζ.}}^{\text{χώρου}} = j30\beta Idl \left( \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} + R_H \cdot \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} \right) \quad (5.1)$$

όπου  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  ο κυματαριθμός,  $R_H = \frac{\sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}$  ο συντελεστής

ανάκλασης,  $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$  η διηλεκτρική σταθερά και  $x = \frac{\kappa}{\omega\epsilon_0}$  όπου  $\kappa$  η αγωγιμότητα του

εδάφους ή του εκάστοτε ανακλαστήρα.

Στο σχήμα 5.1 φαίνονται κάποια από τα σύμβολα που χρησιμοποιήθηκαν παραπάνω. Σύμφωνα με το σχήμα αυτό ο δέκτης (R) λαμβάνει δύο κύματα, το απευθείας κύμα από τον πομπό (T) και ένα ανακλώμενο από το έδαφος.



Σχήμα 5.1 – Γεωμετρία SISO συστήματος που ο δέκτης λαμβάνει εκτός από το απευθείας και ένα ανακλώμενο από το έδαφος κύμα.

Στη συνέχεια και επειδή θεωρούμε ότι για τα ύψη των κεραιών ισχύει  $h_1, h_2 \ll d$  μπορούμε να κάνουμε τις ακόλουθες απλοποιήσεις:

- Για τους παρανομαστές:  $r_1 \cong r_2 \cong d$
- Για τις φάσεις:

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= \sqrt{d^2 + (h_1 - h_2)^2} = d \sqrt{1 + \left(\frac{h_1 - h_2}{d}\right)^2} \cong d \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_1 - h_2}{d}\right)^2\right) \\ r_2 &= \sqrt{d^2 + (h_1 + h_2)^2} = d \sqrt{1 + \left(\frac{h_1 + h_2}{d}\right)^2} \cong d \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_1 + h_2}{d}\right)^2\right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow r_2 - r_1 = \frac{h_1^2 + h_2^2 + 2h_1h_2}{2d} - \frac{h_1^2 + h_2^2 - 2h_1h_2}{2d} = \frac{4h_1h_2}{2d} = \frac{2h_1h_2}{d}$$

Με βάσει αυτές τις απλοποιήσεις η (5.1) γίνεται:

$$\begin{aligned} E_{\chi\omega\rho\upsilon\varsigma}^{οριζ.} &= j30\beta Idl \frac{1}{d} e^{-j\beta r_1} \left(1 + R_H \cdot e^{-j\beta(r_2 - r_1)}\right) \Rightarrow \\ E_{\chi\omega\rho\upsilon\varsigma}^{οριζ.} &= j30\beta Idl \frac{1}{d} e^{-j\beta r_1} \left(1 + R_H \cdot e^{-j \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d}}\right) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Η σχέση (5.2) ισχύει στην περίπτωση που έχουμε μία συνιστώσα οπτικής επαφής (το απευθείας κύμα από τον πομπό προς τον δέκτη) και μόνο μία ανάκλαση από το έδαφος. Όπως ξέρουμε όμως σε ένα συνηθισμένο ασύρματο περιβάλλον, λόγω της ύπαρξης πολλών φυσικών και τεχνητών κατασκευών, έχουμε πολλαπλές ανακλάσεις. Γενικεύοντας έτσι την (5.2) και θεωρώντας πως έχουμε N-ανακλάσεις από N- διαφορετικά επίπεδα μπορούμε να πάρουμε την παρακάτω σχέση:

$$E_{\chi\omega\rho\upsilon\varsigma}^{οριζ.} = j30\beta Idl \frac{1}{d} e^{-j\beta r_1} \left( 1 + \sum_{\nu=1}^N R_H^{\nu} \cdot e^{-j\frac{4\pi h_1^{\nu} h_2^{\nu}}{\lambda d}} \right) \quad (5.3)$$

όπου  $R_H^{\nu}$  ο συντελεστής ανάκλασης της ν-οστής επιφάνειας ανάκλασης και  $h_1^{\nu}, h_2^{\nu}$  τα ύψη των κεραιών με επίπεδο αναφοράς την ν-οστή ανακλαστική επιφάνεια.

Τώρα με χρήση της σχέσης (5.3) μπορεί πολύ εύκολα να προκύψει ο πίνακας  $\mathbf{H}$  του MIMO συστήματος. Καταρχήν θεωρούμε το συντελεστή της σχέσης (5.3) που βρίσκεται μπροστά από την παρένθεση ίσο με τη μονάδα για ευκολία. Για να υπολογίσουμε το στοιχείο  $H_{11}$  του πίνακα  $\mathbf{H}$  πρέπει να ακολουθήσουμε την εξής διαδικασία: πρώτα πρέπει να υπολογίσουμε το συντελεστή ανάκλασης  $R_H^1$  της πρώτης ανακλαστικής επιφάνειας, στη συνέχεια πρέπει να βρούμε τα ύψη αναφοράς της πρώτης κεραιάς του πομπού και της πρώτης κεραιάς του δέκτη ως προς το επίπεδο της πρώτης ανακλαστικής επιφάνειας και να τα βάλουμε στον τύπο  $e^{-j\frac{4\pi h_1^1 h_2^1}{\lambda d}}$ .

Τέλος θα πρέπει να αθροίσουμε όλα τα γινόμενα  $R_H^{\nu} \cdot e^{-j\frac{4\pi h_1^{\nu} h_2^{\nu}}{\lambda d}}$  ως προς τις N ανακλαστικές επιφάνειες, να προσθέσουμε τη μονάδα και έτσι θα προκύψει ο  $H_{11}$ . Αν θέλουμε τώρα να βρούμε τον  $H_{12}$  θα ακολουθήσουμε την ίδια διαδικασία μόνο που θα χρησιμοποιήσουμε την δεύτερη κεραιά του δέκτη. Όμοια προκύπτουν και τα υπόλοιπα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}$ .

### 5.3 Τύποι για τον υπολογισμό της χωρητικότητας

Αφού έχουμε βρει τον πίνακα  $\mathbf{H}$  του συστήματος μπορούμε τώρα να συνεχίσουμε βρίσκοντας τη χωρητικότητα του συστήματός μας και να την συγκρίνουμε με την αντίστοιχη ενός SISO συστήματος. Στη συνέχεια θα επαναλάβουμε κάποιους τύπους χωρητικότητας που έχουμε αναφέρει στο 4<sup>ο</sup> κεφάλαιο για ευκολία.

Για να υπολογίσουμε τη χωρητικότητα για ένα SISO κανάλι θα χρησιμοποιήσουμε τον τύπο του Shannon:

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_0 B} \right) \text{ b/s} \quad (5.4)$$

Τώρα για τον υπολογισμό της χωρητικότητας του MIMO καναλιού θα χρησιμοποιήσουμε τον τύπο:

$$C = \max_{R_{SS}} \log_2 \det \left( I_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_0} H R_{SS} H^H \right) \left( \frac{b/s}{Hz} \right) \quad (5.5)$$

Θεωρούμε πως το κανάλι είναι άγνωστο στον πομπό (όπως συνήθως συμβαίνει) οπότε  $R_{SS} = I_{M_T}$ , δηλαδή τα σήματα που εκπέμπονται από τον πομπό θεωρούνται ανεξάρτητα και με ίση ενέργεια. Επομένως ο τύπος για τη χωρητικότητα γίνεται:

$$C = \log_2 \det \left( I_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_0} H H^H \right) \left( \frac{b/s}{Hz} \right) \quad (5.6)$$

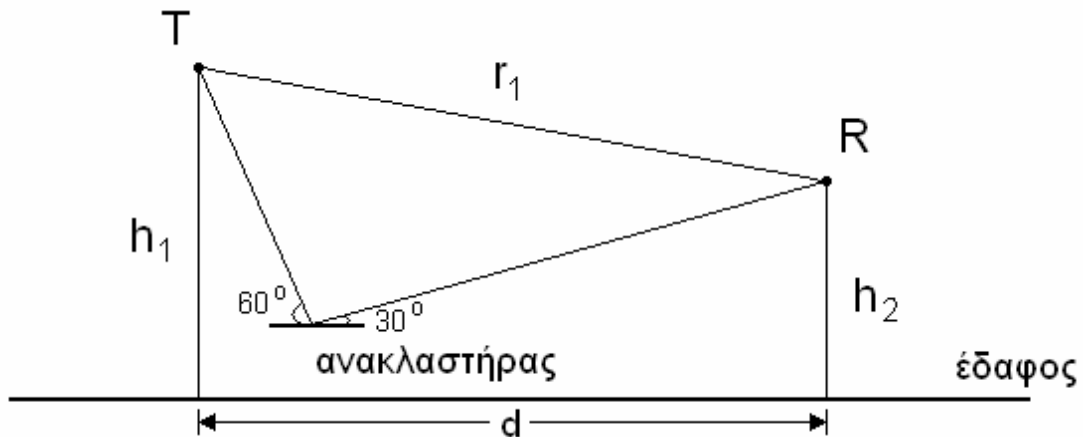
Χρησιμοποιώντας τους τύπους (5.6) και (5.4) θα υπολογίσουμε τις χωρητικότητες για ένα 2x2 MIMO σύστημα και για ένα SISO σύστημα αντίστοιχα, με ίδιο εύρος ζώνης και ίδιο σηματοθορυβικό λόγο (SNR).

#### 5.4 Κεντρική ιδέα του κώδικα για την υλοποίηση του μοντέλου διάδοσης

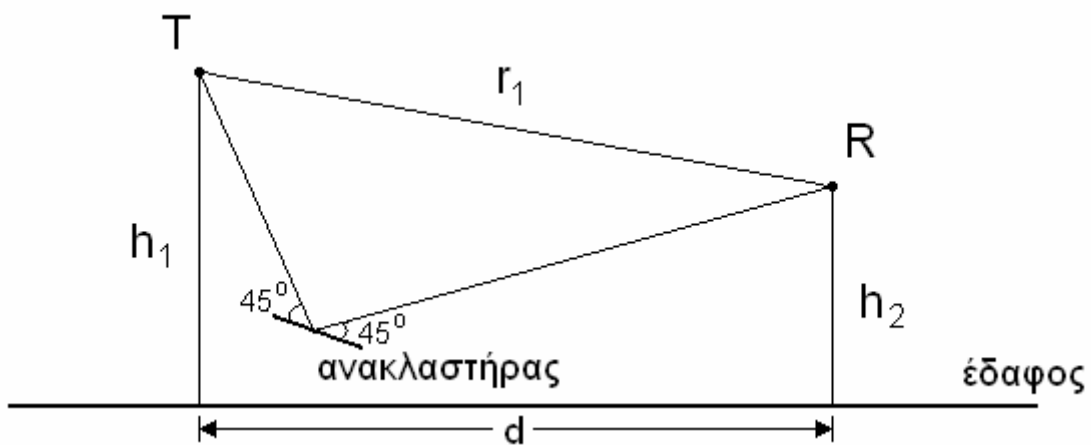
Στον κώδικα υλοποιούμε ένα MIMO σύστημα 2x2 με συχνότητα λειτουργίας 2GHz. Αφού αρχικοποιήσουμε τα δεδομένα (ύψη κεραιών, απόσταση κεραιών,  $\epsilon_r$  κ.λ.π) με ρεαλιστικές τιμές, θέλουμε να προσομοιώσουμε το περιβάλλον διάδοσης. Για να το κάνουμε αυτό θεωρούμε την ύπαρξη 10 ανακλαστήρων οι οποίοι λειτουργούν με βάση την κατοπτρική ανάκλαση. Για απλοποίηση θεωρούμε ότι δεν υπάρχουν σκεδαστές ή διαχυτικοί ανακλαστήρες. Για τους ανακλαστήρες χρησιμοποιούμε γεννήτριες τυχαίων αριθμών για να βρούμε την τυχαία απόστασή τους από τον πομπό και το τυχαίο ύψος τους σε σχέση με το επίπεδο αναφοράς, το έδαφος. Επίσης χρησιμοποιούμε γεννήτριες τυχαίων αριθμών για να βρούμε τις καινούριες τιμές (ρεαλιστικές και αυτές) για τη διηλεκτρική σταθερά ( $\epsilon_r$ ) και την αγωγιμότητα ( $\kappa$ ) του εκάστοτε ανακλαστήρα.

Για να πετύχουμε κατοπτρική ανάκλαση πρέπει να στρέψουμε τον κάθε ανακλαστήρα όπως διασαφηνίζεται στα παρακάτω σχήματα:





Σχήμα 5.2 – Μη κατοπτρική ανάκλαση



Σχήμα 5.3 – Κατοπτρική ανάκλαση

Στη συνέχεια, αφού έχουμε βρει τον πίνακα  $\mathbf{H}$  με τον τρόπο που περιγράφηκε στην παράγραφο 5.2, μπορούμε να υπολογίσουμε τη χωρητικότητα χρησιμοποιώντας τους τύπους της παραγράφου 5.3. Στη συνέχεια υπολογίζουμε την έξοδο του συστήματος με βάσει τον τύπο:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5.7)$$

όπου  $\mathbf{y}$  είναι το  $2 \times 1$  διάνυσμα των ληφθέντων σημάτων,  $\mathbf{s}$  είναι το  $2 \times 1$  διάνυσμα των εκπεμπόμενων σημάτων,  $\mathbf{H}$  ο  $2 \times 2$  πίνακας του MIMO διαύλου και  $\mathbf{n}$  είναι το  $2 \times 1$  διάνυσμα λευκού προσθετικού γκαουσιανού θορύβου.

Τέλος για να υπολογίσουμε ποιο σήμα έχει ληφθεί από τον δέκτη χρησιμοποιούμε τον παρακάτω τύπο:

$$\hat{s} = \arg \min_s \left\| y - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} Hs \right\|^2 \quad (5.8)$$

όπου η ελαχιστοποίηση πραγματοποιείται σε όλα τα δυνατά εκπεμπόμενα σύμβολα  $s$ .

Ο κώδικας που υλοποιεί το MIMO μοντέλο διάδοσης βρίσκεται στο παράρτημα και συνοδεύεται από εκτενή σχόλια για την καλύτερη κατανόησή του.

### 5.5 Αποτελέσματα - Συμπεράσματα

Όσον αφορά τη χωρητικότητα  $C$  είδαμε και από τη θεωρία πως χρησιμοποιώντας τεχνολογία MIMO μπορούμε να αυξήσουμε τη χωρητικότητα του συστήματος. Αυτό φαίνεται και από τις προσομοιώσεις που έγιναν στο Matlab. Οι προσομοιώσεις αυτές έγιναν για 10 ανακλαστήρες, εύρος ζώνης 5MHz και SNR 20dB. Τα αποτελέσματα που πήραμε τρέχοντας 10 φορές το πρόγραμμα είναι τα ακόλουθα:

- Χωρητικότητα SISO:  $C\_SISO = 33.2911 \text{ Mbps}$
- Χωρητικότητα MIMO:  $C\_MIMO = 51.5464 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 56.0794 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 53.7079 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 46.2887 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 64.7917 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 51.5993 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 56.1007 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 55.4015 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 61.9478 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 53.3932 \text{ Mbps}$

Μέση τιμή για MIMO: **55.0857 Mbps**

Όπως παρατηρούμε η χωρητικότητα αυξάνεται σημαντικά με τα MIMO συστήματα, καθώς εκμεταλλευόμαστε την χωρική διάσταση.

Ας δούμε τώρα στέλνοντας δύο bit πληροφορίας από τον πομπό τι λαμβάνουμε στον δέκτη και σε ποιες περιπτώσεις ο δέκτης έχει μεγαλύτερη δυσκολία να αποφασίσει για τα bit που έχει λάβει.

- Για εκπεμπόμενο σήμα  $S_t=[0\ 0]$

$S_r = 0\ 3.3954\ 3.4484\ 6.8421$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[0\ 0]$

$S_r = 0\ 4.1286\ 4.1993\ 8.3245$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[0\ 0]$

$S_r = 0\ 3.3686\ 3.4235\ 6.7865$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[0\ 0]$

$S_r = 0\ 5.5509\ 5.6652\ 11.2091$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[0\ 0]$

$S_r = 0\ 3.6084\ 3.5344\ 7.1370$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[0\ 0]$

- Για εκπεμπόμενο σήμα  $S_t=[0\ 1]$

$S_r = 3.6936\ 0.1022\ 0.1976\ 3.7827$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[0\ 1]$

$S_r = 5.8470\ 0.1704\ 0.3443\ 5.7372$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[0\ 1]$

$S_r = 4.5825\ 0.1426\ 0.2604\ 4.4192$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[0\ 1]$

$Sr = 6.0336 \quad 0.1524 \quad 0.4919 \quad 6.2128$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[0 \ 1]$

$Sr = 4.0681 \quad 0.1175 \quad 0.3684 \quad 3.9270$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[0 \ 1]$

• Για εκπεμπόμενο σήμα  $St=[1 \ 0]$

$Sr = 5.3684 \quad 0.3007 \quad 0.1360 \quad 5.1909$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[1 \ 0]$

$Sr = 2.4216 \quad 0.1306 \quad 0.0300 \quad 2.3515$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[1 \ 0]$

$Sr = 3.0129 \quad 0.2562 \quad 0.0768 \quad 2.9251$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[1 \ 0]$

$Sr = 1.8043 \quad 0.1406 \quad 0.0516 \quad 1.7001$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[1 \ 0]$

$Sr = 2.3842 \quad 0.1801 \quad 0.0374 \quad 2.2195$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[1 \ 0]$

• Για εκπεμπόμενο σήμα  $St=[1 \ 1]$

$Sr = 9.0900 \quad 4.4552 \quad 4.4705 \quad 0.3828$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[1 \ 1]$

$Sr = 6.1424 \quad 3.0197 \quad 3.0687 \quad 0.1963$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[1 \ 1]$

$$S_r = 5.7996 \quad 2.9234 \quad 2.7621 \quad 0.1577$$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[1 \ 1]$

$$S_r = 4.8545 \quad 2.4580 \quad 2.3976 \quad 0.0539$$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[1 \ 1]$

$$S_r = 8.8302 \quad 4.6106 \quad 4.5422 \quad 0.3781$$

Λαμβανόμενο σήμα:  $S=[1 \ 1]$

Όπως είναι φανερό και από τα παραπάνω αποτελέσματα υπάρχει μια δυσκολία στην απόφαση του δέκτη, σε ορισμένες περιπτώσεις, αν έχει σταλεί 01 ή 10. Αυτό διαπιστώνεται από τις τιμές του πίνακα  $S_r$ , που με βάσει το γεγονός σε ποια θέση βρίσκεται η ελάχιστη τιμή αποφασίζεται τι έχει σταλεί.

Τέλος παρατηρούμε πως όσο αυξάνουμε τον αριθμό των ανακλαστήρων, δηλαδή έχουμε περισσότερους σκεδαστές στο περιβάλλον διάδοσης, τα σήματα που φτάνουν στον δέκτη είναι ασυσχέτιστα και έτσι αυξάνεται η χωρητικότητα του συστήματος. Αυτό είναι αναμενόμενο και επιβεβαιώνεται και με τις προσομοιώσεις από το Matlab, τα αποτελέσματα των οποίων φαίνονται παρακάτω.

- Χωρητικότητα SISO:  $C\_SISO = 33.2911 \text{ Mbps}$
- Χωρητικότητα MIMO:  $C\_MIMO = 57.4835 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 58.2023 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 60.6756 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 57.7067 \text{ Mbps}$   
 $C\_MIMO = 65.9411 \text{ Mbps}$

Μέση τιμή για MIMO: **60.0018 Mbps**

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

### ✓ Κώδικας Matlab

```
%Αρχικές τιμές για MIMO σύστημα 2x2

N=10; %Πλήθος ανακλαστήρων
f=2; %Συχνότητα σε GHz
l=3/(f*10); %Εύρεση μήκους κύματος σε m

ht1=20; %Υψος πομπού 1 σε m
ht2=ht1+l/2; %Υψος πομπού 2 σε m

hr1=10; %Υψος δέκτη 1 σε m
hr2=hr1+l/2; %Υψος δέκτη 2 σε m

d=1000; %Απόσταση πομπού-δέκτη σε m

er=15; %Σχετική διηλεκτρική σταθερά
e0=8.85*10^-12; %Διηλεκτρική σταθερά του κενού σε F/m
k=0.012; %Αγωγιμότητα σε S/m
x=k/(2*pi*f*10^9*e0); %f σε GHz

%Υπολογισμός του πίνακα H όπου με Fij συμβολίζουμε τη γωνία ανάκλασης
%μεταξύ του πομπού i και του δέκτη j, με Rhi,j τον αντίστοιχο
%συντελεστή ανάκλασης και με Hi,j τη συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ του
%πομπού i και του δέκτη j

F11=atan((ht1+hr1)/d);
Rh11=(sin(F11)-sqrt(er-x*i-(cos(F11)^2)))/(sin(F11)+sqrt(er-x*i-
(cos(F11)^2)));
H11=1+Rh11*exp(-((4*pi*ht1*hr1)/(l*d))*i);

F12=atan((ht1+hr2)/d);
Rh12=(sin(F12)-sqrt(er-x*i-(cos(F12)^2)))/(sin(F12)+sqrt(er-x*i-
(cos(F12)^2)));
H12=1+Rh12*exp(-((4*pi*ht1*hr2)/(l*d))*i);
```

```

F21=atan((ht2+hr1)/d);
Rh21=(sin(F21)-sqrt(er-x*i-(cos(F21)^2)))/(sin(F21)+sqrt(er-x*i-
(cos(F21)^2)));
H21=1+Rh21*exp(-((4*pi*ht2*hr1)/(l*d))*i);

F22=atan((ht2+hr2)/d);
Rh22=(sin(F22)-sqrt(er-x*i-(cos(F22)^2)))/(sin(F22)+sqrt(er-x*i-
(cos(F22)^2)));
H22=1+Rh22*exp(-((4*pi*ht2*hr2)/(l*d))*i);

%Βρόχος για υπολογισμό του πίνακα H που εκτελείται N φορές, όσοι
%είναι και οι ανακλαστήρες

for j=1:N

    %Τυχαίες αποστάσεις για τους ανακλαστήρες (από τον πομπό)

    rd=randint(1,1,[0.2*d,0.8*d]);

    %Τυχαία ύψη για τους ανακλαστήρες (από το έδαφος)

    rh=randint(1,1,[1,hr1]);

    %Τυχαίες τιμές για er και k αντίστοιχα (πραγματικές τιμές)

    er_new=randint(1,1,[7,30]);
    k_new=(randint(1,1,[1,30]))/1000;
    x_new=k_new/(2*pi*f*10^9*e0);

    %Ύψη που χρησιμοποιούνται μόνο για τον υπολογισμό των νέων Fij

    ht1n=ht1-rh;
    ht2n=ht2-rh;
    hr1n=hr1-rh;
    hr2n=hr2-rh;

    %Εύρεση των καινούργιων γωνιών Fij (υποθέτουμε ότι οι
    %ανακλαστήρες περιστρέφονται ώστε να επιτύχουμε κατοπτρική
    %ανάκλαση)

```

```

%Κεραία πομπού 1 & κεραία δέκτη 1

F11a=atan(ht1n/rd);
F11b=atan(hr1n/(d-rd));

%Έλεγχος για δεξιόστροφη ή αριστερόστροφη περιστροφή του
%ανακλαστήρα

if (F11a>F11b)
    F11new=F11a-(F11a-F11b)/2;
else
    F11new=F11b-(F11b-F11a)/2;
end

%Υπολογισμός των τελικών υψών με επίπεδο αναφοράς τον εκάστοτε
%ανακλαστήρα

ht1new=sqrt(ht1n^2+rd^2)*sin(F11new);
hr1new=sqrt(hr1n^2+(d-rd)^2)*sin(F11new);

%Υπολογισμός του νέου συντελεστή ανάκλασης για τον κάθε
%ανακλαστήρα

Rh11_new=(sin(F11new)-sqrt(er_new-x_new*i-
(cos(F11new)^2)))/(sin(F11new)+sqrt(er_new-x_new*i-
(cos(F11new)^2)));

%Άθροισμα για εύρεση της ολικής συνάρτησης μεταφοράς

H11=H11+Rh11_new*exp(-((4*pi*ht1new*hr1new)/(l*d))*i);

%Κεραία πομπού 1 & κεραία δέκτη 2

F12a=atan(ht1n/rd);
F12b=atan(hr2n/(d-rd));

%Έλεγχος για δεξιόστροφη ή αριστερόστροφη περιστροφή του
%ανακλαστήρα

```



```

if (F12a>F12b)
    F12new=F12a-(F12a-F12b)/2;
else
    F12new=F12b-(F12b-F12a)/2;
end

%Υπολογισμός των τελικών υψών με επίπεδο αναφοράς τον εκάστοτε
%ανακλαστήρα

ht1new=sqrt(ht1n^2+rd^2)*sin(F12new);
hr2new=sqrt(hr2n^2+(d-rd)^2)*sin(F12new);

%Υπολογισμός του νέου συντελεστή ανάκλασης για τον κάθε
%ανακλαστήρα

Rh12_new=(sin(F12new)-sqrt(er_new-x_new*i-
(cos(F12new)^2)))/(sin(F12new)+sqrt(er_new-x_new*i-
(cos(F12new)^2)));

%Αθροισμα για εύρεση της ολικής συνάρτησης μεταφοράς

H12=H12+Rh12_new*exp(-((4*pi*ht1new*hr2new)/(l*d))*i);

%Κεραία πομπού 2 & κεραία δέκτη 1

F21a=atan(ht2n/rd);
F21b=atan(hr1n/(d-rd));

%Έλεγχος για δεξιόστροφη ή αριστερόστροφη περιστροφή του
%ανακλαστήρα

if (F21a>F21b)
    F21new=F21a-(F21a-F21b)/2;
else
    F21new=F21b-(F21b-F21a)/2;
end

%Υπολογισμός των τελικών υψών με επίπεδο αναφοράς τον εκάστοτε
%ανακλαστήρα

```

```

ht2new=sqrt (ht2n^2+rd^2) *sin (F21new);
hr1new=sqrt (hr1n^2+(d-rd)^2) *sin (F21new);

%Υπολογισμός του νέου συντελεστή ανάκλασης για τον κάθε
%ανακλαστήρα

Rh21_new=(sin (F21new)-sqrt (er_new-x_new*i-
(cos (F21new)^2)))/(sin (F21new)+sqrt (er_new-x_new*i-
(cos (F21new)^2)));

%Άθροισμα για εύρεση της ολικής συνάρτησης μεταφοράς

H21=H21+Rh21_new*exp (-((4*pi*ht2new*hr1new)/(l*d))*i);

%Κεραία πομπού 2 & κεραία δέκτη 2

F22a=atan (ht2n/rd);
F22b=atan (hr2n/(d-rd));

%Έλεγχος για δεξιόστροφη ή αριστερόστροφη περιστροφή του
%ανακλαστήρα

if (F22a>F22b)
    F22new=F22a-(F22a-F22b)/2;
else
    F22new=F22b-(F22b-F22a)/2;
end

%Υπολογισμός των τελικών υψών με επίπεδο αναφοράς τον εκάστοτε
%ανακλαστήρα

ht2new=sqrt (ht2n^2+rd^2) *sin (F22new);
hr2new=sqrt (hr2n^2+(d-rd)^2) *sin (F22new);

%Υπολογισμός του νέου συντελεστή ανάκλασης για τον κάθε
%ανακλαστήρα

Rh22_new=(sin (F22new)-sqrt (er_new-x_new*i-
(cos (F22new)^2)))/(sin (F22new)+sqrt (er_new-x_new*i-
(cos (F22new)^2)));

```

```

%Αθροισμα για εύρεση της ολικής συνάρτησης μεταφοράς

H22=H22+Rh22_new*exp(-((4*pi*ht2new*hr2new)/(1*d))*i);

end          %Τέλος του βρόχου

H=[H11 H12;H21 H22];    %Συνολικός πίνακας H
St=[1; 1];             %Σήμα που εκπέμπεται

Es=1;                 %Ενέργεια συμβόλου
Mt=2;                 %Αριθμός κεραιών στον πομπό
B=5000000;           %Εύρος ζώνης B=5MHz
SNR=100;              %Σηματοθορυβικός λόγος SNR=20dB
IMr=[1 0;0 1];       %Μοναδιαίος πίνακας

%Προσθήκη λευκού θορύβου ώστε SNR=20dB

Y=awgn(sqrt(Es/Mt)*H*St,20,'measured');

%Υπολογισμός χωρητικότητας SISO & MIMO

C_SISO=(B*log2(1+SNR))/10^6;           %Mbps
C_MIMO=(B/10^6)*real(log2(det(IMr+(SNR/Mt)*H*conj(H')))); %Mbps

%Υπολογισμός της Ευκλείδειας νόρμας για όλα τα δυνατά πρότυπα

Sr(1,1)=norm(Y-sqrt(Es/Mt)*H*[0;0]);
Sr(1,2)=norm(Y-sqrt(Es/Mt)*H*[0;1]);
Sr(1,3)=norm(Y-sqrt(Es/Mt)*H*[1;0]);
Sr(1,4)=norm(Y-sqrt(Es/Mt)*H*[1;1]);

[C,I]=min(Sr);          %Επιστρέφει τη θέση της ελάχιστης τιμής στο I

%Εύρεση του διανύσματος που έλαβε ο δέκτης

if (I==1)
    S=[0;0];
elseif (I==2)

```

```
S=[0;1];  
elseif (I==3)  
    S=[1;0];  
else S=[1;1];  
end
```

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Arogyaswami Paulraj, Dhananjay Gore, Rohit Nabar and Helmut Bölcskei, “An Overview of MIMO Communications-A Key to Gigabit Wireless”
- [2] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, «Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών», Μάρτιος 2001.
- [3] Ι.Δ.Κανελλόπουλος, «Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων σε Γήινο Περιβάλλον», Αθήνα 2003.
- [4] Μ.Ε.Θεολόγου, «Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών», Μάρτιος 2004.
- [5] Kai Yu and Björn Ottersten. Models for MIMO propagation channels: a review. In WIRELESS COMMUNICATIONS AND MOBILE COMPUTING Wirel. Commun. Mob. Comput. 2002; 2:653–666 (DOI: 10.1002/wcm.78)
- [6] Kai Yu. Modeling of Multiple-Input Multiple-Output Radio Propagation Channels. Submitted to the School of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology, in partial fulfillment of the requirements for the degree of Technical Licentiate.
- [7] K. I. Pedersen, J. B. Andersen, J. P. Kermoal, and P. Mogensen. A stochastic multiple-input-multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms. In Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference, volume 2, pages 893-897. Fall, 2000.
- [8] P. C. F. Eggers, J. Toftgård, and A. M. Oprea. Antenna systems for base station diversity in urban small and micro cells. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 11(7):1046-1057, September 1993.
- [9] Ε.Δ. Συκάς, Μ.Ε. Θεολόγου, (Simon Haykin) «Συστήματα Επικοινωνίας», Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα 1995.
- [10] I.E.Telatar, “Capacity of multi-antenna Gaussian channels,” Eur.Trans.Tel., vol.10, no. 6, pp.585-595, Nov./Dec. 1999.
- [11] T.Cover and J.Thomas, *Elements of Information Theory*. New York: Wiley, 1991.
- [12] Arogyaswami Paulraj, Rohit Nabar and Dhananjay Gore, “Introduction to Space-Time Wireless Communications”, Cambridge University Press, 2003.

- [13] T. L. Marzetta and B. M. Hochwald, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 139–157, Jan. 1999.
- [14] B. M. Hochwald and T. L. Marzetta, "Unitary space–time modulation for multiple antenna communications in Rayleigh fading," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, pp. 543–564, Mar. 2000.
- [15] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Communicating on the Grassmann manifold: A geometric approach to the noncoherent multiple antenna channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, pp. 359–383, Feb. 2002.
- [16] H. Bölcskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj, "On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 225–234, Feb. 2002.