



**ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ**  
**ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΧΑΝΙΩΝ**  
**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ**  
**ΤΟΜΕΑΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**  
**ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΚΑΙ**  
**ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ**

## **Πτυχιακή εργασία**

με θέμα

*Μελέτη Εφαρμογής*  
*της Μεθόδου Ray Tracing (Ιχνηλάτησης Ακτινοβολίας)*  
*στη Χωρο-Χρονική Επεξεργασία Ασύρματων Καναλιών MIMO*  
*Multiple Input - Multiple Output (Πολλαπλών Εισόδων & Εξόδων)*

από τον **Βασίλειο Αναγνώσταρο.**

*Εκπονήθηκε υπό την επίβλεψη του Επίκουρου Καθηγητή Δρ. Ιωάννη Βαρδιάμπαση*

Χανιά, Ιανουάριος 2009

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Με την ταχεία εξέλιξη της τεχνολογίας στις εφαρμογές ασύρματης μετάδοσης ευρείας ζώνης, το κατάλληλο εύρος συχνοτήτων εξαντλείται πολύ γρήγορα, χωρίς την δυνατότητα πυκνής επαναχρησιμοποίησης. Κατά καιρούς έχουν χρησιμοποιηθεί πολλές τεχνικές πολυπλεξίας για συστήματα ασύρματης μετάδοσης ώστε να αποταμιευτεί εύρος συχνοτήτων, στην παρούσα πτυχιακή εργασία παρουσιάζεται μια νέα τέτοια τεχνική που χρησιμοποιείται στα συστήματα πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων (MIMO, Multiple Input - Multiple Output). Η τεχνική αυτή εκμεταλλεύεται το φαινόμενο των πολλαπλών διαδρομών, χρησιμοποιώντας πολυπλεξία στο επίπεδο του χώρου. Η λειτουργία των πομποδεκτών βασίζεται στη χρήση στοιχειοκεραιών και στη λήψη σημάτων με διαφορετική καθυστέρηση σε κάθε στοιχείο της κεραίας και στην σύγκριση αυτών των σημάτων.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στα MIMO συστήματα, με σύντομη ιστορική αναφορά για την εξέλιξη τους και την παρούσα κατάσταση στον εμπορικό κόσμο και τους τομείς που εξοπλίζονται με αυτά.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται επισκόπηση του καναλιού MIMO και των βασικών χωρο-χρονικών τεχνικών επεξεργασίας.

Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφονται τα τροποποιημένα μοντέλα σκέδασης που βασίζονται στην ανάκλαση από επιφάνειες με ενεργό τραχύτητα (ER, Effective Roughness), και τα προτεινόμενα μοντέλα που ενσωματώνονται στο προηγμένο εργαλείο ιχνηλάτησης ακτινοβολίας (RT, Ray Tracing), που επικυρώνονται από τις συγκρίσεις μεταξύ μετρήσεων και προσομοιώσεων.

Στο τέταρτο κεφάλαιο, παρουσιάζονται δύο νέες τεχνικές απλοποίησης των βάσεων δεδομένων που επιταχύνουν τις μεθόδους ιχνηλάτησης ακτινοβολίας (RT, Ray Tracing), προκειμένου να μειωθεί το υπολογιστικό φορτίο αυτών των μεθόδων, συντηρώντας την αξιοπιστία των προβλέψεων στενής και ευρείας ζώνης.

Στο πέμπτο κεφάλαιο, παρουσιάζεται η ικανότητα της μεθόδου ιχνηλάτησης ακτινοβολίας (RT) να προσομοιώνει σωστά τις χρονικές και χωρικές ιδιότητες σκέδασης του ραδιοκαναλιού (καθυστέρηση διάδοσης, γωνία διάδοσης, διαγράμματα καθυστέρησης/ισχύος και ισχύος/αζιμούθιου). Επιπλέον πραγματοποιείται εκτενής και πολυδιάστατη ανάλυση των πολλαπλών διαδρομών διάδοσης σε αστικό περιβάλλον micro- και macro- κυψελών. Παράμετροι στενής και ευρείας ζώνης, υπολογίζονται με έναν περίπλοκο σφαιρικό δέκτη στοιχειοκεραιών και εξομοιώνονται με το εργαλείο ιχνηλάτησης ακτινοβολίας (RT, Ray Tracing).

Τέλος, στο έκτο κεφάλαιο παρουσιάζεται ο θεμελιώδης ρόλος της διάχυτης σκέδασης στην πρόβλεψη του κέρδους χωρητικότητας των συστημάτων MIMO, μέσω των συγκρίσεων μεταξύ προβλέψεων και μετρήσεων των ακτίνων.

**Η εργασία αυτή εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Μικροκυματικών Επικοινωνιών και Ηλεκτρομαγνητικών Εφαρμογών του Τμήματος Ηλεκτρονικής Τ.Ε.Ι. Κρήτης.**

## ABSTRACT

With the rapid development of technology in the broadband applications of wireless transmission, the suitable breadth of frequencies is exhausted very fast, without the possibility of dense re-use. Occasionally they have been used a lot of multiplexing techniques for systems of wireless transmission so that is saved up breadth of frequencies, in the present final work presents a new such technique that you use in systems MIMO (Multiple Input - Multiple Output). This technique exploits the phenomenon of multiple paths, using multiplexing in space. The operation of transceivers is based on the use patch antenna and on the reception of signal with different delay in each element of aerial and in the comparison of these signals.

In the first chapter is developed an import with regard to study systems. In this chapter is included also a short historical report on the development of MIMO systems as well as on the present situation in the commercial world and the sectors that are equipped with them.

In the second chapter an overview of the MIMO channel and of the main space-time processing techniques is given.

In the third chapter the modified diffuse scattering models based on the Effective Roughness (ER) approach are described and the proposed models that are incorporated in the advanced Ray Tracing (RT) tool, that are validated through comparisons between measurements and simulations.

In the fourth chapter, are proposed two advanced techniques of database simplification and speed-up for Ray Tracing (RT) models, so that is decreased the calculating charge of methods maintaining the reliability of limited also wide area of forecasts.

In the fifth chapter, the capability of ray tracing to correctly reproduce the temporal and spatial dispersion properties of the radio channel (delay spread, angle spread, power-delay and power-azimuth profiles) is shown: in particular, an extensive, multidimensional analysis of multipath propagation in urban micro- and macro-cellular environment is carried out. Narrowband and wideband parameters, measured with a sophisticated spherical array antenna receiver and simulated with the Ray Tracing (RT) tool are analyzed and compared.

Finally, in the sixth chapter is presented the fundamental role of diffuse scattering in the forecast of profit of capacity of MIMO, via the comparisons between forecasts and measurements of beams.

This work was conducted at the Microwave Communications and Electromagnetic Applications Lab of the TEI of Crete.

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>ΠΕΡΙΛΗΨΗ</b> .....	2
<b>ABSTRACT</b> .....	3
<b>1<sup>ο</sup> Κεφάλαιο: Εισαγωγικά στοιχεία</b> .....	5
1.1. Εισαγωγή.....	5
1.2. Ιστορική αναδρομή.....	8
1.3. Τα συστήματα MIMO στο εμπόριο.....	9
<b>2<sup>ο</sup> Κεφάλαιο: Τα Ασύρματα Κανάλια MIMO</b> .....	11
<b>3<sup>ο</sup> Κεφάλαιο: Μοντελοποίηση Διάχυτης Σκέδασης από Κτίρια</b> .....	29
3.1. Εισαγωγή.....	29
3.2. Μοντέλα Διάχυτης Σκέδασης.....	30
3.3. Η Διαδικασία Μέτρησης.....	37
3.4. Η Επικυρωμένη Μέθοδος.....	39
<b>4<sup>ο</sup> Κεφάλαιο: Πρόβλεψη και Προχωρημένες Τεχνικές Διάχυσης Ακτίνων</b> .....	42
4.1. Εισαγωγή.....	42
4.2. Απεικόνιση Περιβάλλοντος.....	42
4.3. Περιγραφή της μεθόδου απλοποίησης των βάσεων δεδομένων.....	44
4.4. Άλλες Τεχνικές Ανίχνευσης.....	51
4.5. Αποτελέσματα και Συμπεράσματα.....	54
<b>5<sup>ο</sup> Κεφάλαιο: Πολυδιάστατος Χαρακτηρισμός του Ασύρματου Καναλιού</b> .....	56
5.1. Εισαγωγή.....	56
5.2. Η έννοια του πολυδιάστατου χαρακτηρισμού.....	56
5.3. Εφαρμογή της ανίχνευσης ακτίνων στον χαρακτηρισμό καναλιών MIMO.....	60
5.4. Οργάνωση Μετρήσεων και Επεξεργασία Δεδομένων.....	62
5.5. Το Μοντέλο Πρόβλεψης.....	65
<b>6<sup>ο</sup> Κεφάλαιο: Πρόβλεψη Μέσω της Προσομοίωσης Ιχνηλάτησης Ακτινοβολίας</b> .....	74
6.1. Εισαγωγή.....	74
6.2. Προσομοίωση ανίχνευσης ακτίνων του καναλιού MIMO.....	74
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</b> .....	80

# Κεφάλαιο 1

## 1. Εισαγωγικά στοιχεία

### 1.1. Εισαγωγή

Πρόσφατα, με την εμφάνιση των μεγάλων ταχυτήτων και των συστημάτων μετάδοσης πολυμέσων, οι προηγμένες ασύρματες μεταδόσεις και οι τεχνικές κεραιών έχουν ερευνηθεί ως προς την ποικιλομορφία τους, οι προσαρμοστικές κεραιές και οι πολλαπλής εισόδου – πολλαπλής εξόδου τεχνικές (MIMO), οι οποίες εκμεταλλεύονται ρητά τις πολλαπλές διαδρομές της ασύρματης σύνδεσης. Προκειμένου να σχεδιαστούν κατάλληλα, να προγραμματιστούν και να βελτιστοποιηθούν τα συστήματα που υιοθετούν τέτοιες τεχνικές, τα πρότυπα πρόβλεψης κάλυψης δεν είναι πλέον επαρκή. Ένας πολυδιάστατος χαρακτηρισμός της διάδοσης στον αέρα είναι απαραίτητος, συμπεριλαμβανομένης της χρονικής καθυστέρησης, της γωνίας άφιξης, της γωνίας αναχώρησης των προτύπων και της χρονικής διαφοράς του ραδιοδιαύλου. Επομένως, η πολυδιάστατη ανάλυση και η διαμόρφωση της πολλαπλών διαδρομών διάδοσης πρέπει να εξεταστούν από στρατηγικής σημασίας για την σχεδίαση και τη εφαρμογή των μελλοντικών κινητών επικοινωνιών και των συστημάτων ασύρματης μετάδοσης, ειδικά στο αστικό περιβάλλον όπου η πολλαπλών διαδρομών διάδοση είναι πιο έντονη.

Συγκεκριμένα, ένας αξιόπιστος χαρακτηρισμός των χωρικών και χρονικών ιδιοτήτων της σκέδασης του σήματος έχει μεγάλη σημασία προκειμένου να προβλεφθεί σωστά η απόδοση των συστημάτων MIMO. Τεχνικές MIMO, δηλαδή τεχνικές ασύρματης μετάδοσης βασισμένες στην υιοθέτηση των πολλαπλάσιων κεραιών και στα δύο τερματικά της σύνδεσης, έχουν προταθεί και έχουν μελετηθεί ευρέως τα τελευταία χρόνια από την θεωρία της πληροφορίας μέχρι και την μετάδοση του σήματος.

Θεωρητικά τα συστήματα MIMO πρέπει να οδηγήσουν σε μεγάλα πλεονεκτήματα όσον αφορά τις συμβατικές τεχνικές μετάδοσης από την άποψη του κέρδους ποικιλομορφίας και του κέρδους πολυπλεξίας, και επομένως και της χωρητικότητας. Η χωρητικότητα αυξάνεται ανάλογα με τον αριθμό των κεραιών (εισόδου και εξόδου), αλλά και με την αποκαλούμενη «πολλαπλών διαδρομών αφθονία» που είναι εν συντομία η ιδιότητα των πολλαπλών διαδρομών να συγκροτούνται από πολλές συνιστώσες με παρόμοιο εύρος, μήκος διάδοσης κατά την εκπομπή και την λήψη, γωνία και χρόνο καθυστέρησης. Το όφελος των πολλαπλών διαδρομών μπορεί να μετρηθεί μέσω των αποτελεσματικών βαθμών ελευθερίας (EDOF) του ραδιοκαναλιού, που θέτει πραγματικά ένα ανώτερο επίπεδο στην απόδοση των συστημάτων, και είναι αντιστρόφως ανάλογο από τις ιδιότητες της χωρικής συσχέτισης των πολλαπλών διαδρομών του καναλιού.

Εφόσον η υλοποίηση MIMO είναι δαπανηρή από άποψη πολυπλοκότητας και μεγέθους κεραιών, η οικονομική αποτελεσματικότητά του εξαρτάται έντονα από το επιτεύξιμο κέρδος στην χωρητικότητα και επομένως και στο βαθμό των πολλαπλών διαδρομών που μπορεί να βρεθεί στα αστικά περιβάλλοντα. Επομένως, οι κατασκευαστές και οι χειριστές ενδιαφέρονται αυτή τη στιγμή πολύ για τις εκτιμήσεις απόδοσης MIMO στο πραγματικό περιβάλλον και συνεπώς σε έναν ρεαλιστικό χαρακτηρισμό πολλαπλών διαδρομών διάδοσης μέσα σε αστικό περιβάλλον.

Η πολλαπλών διαδρομών διάδοση στις αστικές περιοχές είναι ένα σύνθετο φαινόμενο ανάμιξης διαφόρων μηχανισμών αλληλεπίδρασης μεταξύ των ραδιοκυμάτων και του περιβάλλοντος.

Ένας πλήρης, πολυδιάστατος χαρακτηρισμός διάδοσης, που βασίζεται στο χρόνο και στη γωνία σκέδασης, μπορεί να επιτευχθεί μέσω πειραματικών καναλιών. Εντούτοις, απαιτούνται δαπανηρές εγκαταστάσεις με περίπλοκες σφαιρικές στοιχειοκεραίες, και γενικά πολύ χρονοβόρες μετρήσεις, ειδικά εάν απαιτείται ο χαρακτηρισμός διαφορετικών κατηγοριών περιβάλλοντος σε μια ικανοποιητική στατιστική βάση.

Η πρόβλεψη των πολλαπλών διαδρομών διάδοσης μέσω προγραμμάτων υπολογιστών, εάν επαληθευθεί, είναι πολύ ελπιδοφόρα. Θεωρητικά, η ιχνηλάτηση ακτινοβολίας (RT, Ray Tracing) ή γενικά τα πρότυπα ακτίνων αντιπροσωπεύουν τα πιο κατάλληλα μοντέλα πρόβλεψης καναλιών MIMO, δεδομένου ότι είναι τα μόνα πρότυπα για να μιμηθούν αυστηρά τα πολλαπλών διαδρομών και τα πολυδιάστατα (διαστήματος, χρόνου, και συχνότητας) αποτελέσματα αποσυσχετισμού του ραδιοκαναλιού. Τέτοια πρότυπα μπορούν επίσης να παρέχουν στατιστικές πληροφορίες των καναλιών με εφαρμογή ανάλυσης Monte Carlo σε πολλές τυχαίες θέσεις λήψης και αποστολής ή/και γεωμετρικού προτύπου.

Δυστυχώς, περιορισμοί στην ταχύτητα υπολογισμού και στην ικανότητα πλήρους προσομοίωσης του πραγματικού βαθμού και των πραγματικών χαρακτηριστικών των πολλαπλών διαδρομών σε ένα δεδομένο περιβάλλον, που επηρεάζεται από τέτοια σύνθετα φαινόμενα όπως η «διάχυτη σκέδαση», που περιορίζει την αποτελεσματικότητά τους.

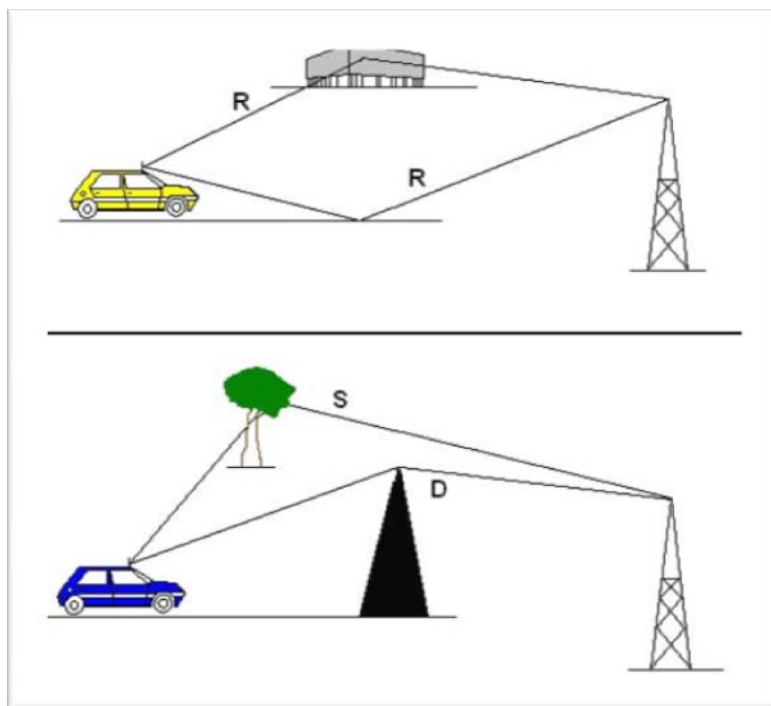
Στην πραγματικότητα, μερικές συγκρίσεις των προβλέψεων που παρέχονται από παραδοσιακούς RT προσομοιωτές δείχνουν ότι οι προσομοιώσεις τείνουν να υποτιμήσουν την χωρητικότητα των καναλιών MIMO, περισσότερο λόγω υπεραπλοποίησης του γεωμετρικού σεναρίου παρά λόγω αποτυχίας της προσέγγισης του ηλεκτρομαγνητικού προσομοιωτή. Πράγματι, οι περισσότεροι από τους εμπορικούς προσομοιωτές ανίχνευσης ακτίνων βασίζονται στην προσέγγιση της γεωμετρικής οπτικής (Geometrical Optics). Η προσέγγιση αυτή υποθέτει ότι οι τοίχοι των κτιρίων και οι άκρες τους είναι ομοιογενείς και ομαλές (αυτή η υπόθεση είναι άκυρη σε πραγματικές περιπτώσεις). Οι παρατυπίες επιφάνειας και όγκου, η παρουσία αντικειμένων όπως τα παράθυρα, τα μπαλκόνια, τα φωτιστικά, οι αναρτημένες διαφημιστικές πινακίδες, οι εσωτερικές ακτίνες και τα καλώδια, κ.λπ. συμβάλλουν στη σκέδαση της προσκρούμενης ισχύος με απρόβλεπτους τρόπους. Επίσης επειδή η ακριβή τους θέση και τα χαρακτηριστικά των προαναφερθέντων αντικειμένων είναι γενικά άγνωστα και δεν συμπεριλαμβάνονται στις βάσεις δεδομένων.

Η διάχυτη σκέδαση του ραδιοκύματος είναι ιδιαίτερα αυξημένη όταν μακρινά και ψηλά κτίρια (πολυκατοικίες, πύργοι, κτίρια που βρίσκονται σε λόφους κ.λπ.) είναι παρόντα. Δεδομένου ότι τα κτίρια που βρίσκονται σε μεγάλη απόσταση «εμπεριέχονται» κάτω από μια στενή και σταθερή οπτική γωνία του πομπού, παράγουν έναν πολύ στενό κώνο αντανάκλασης. Η διάθλαση είναι επίσης σημαντική μόνο κοντά στα σύνορα αυτού του κώνου και γύρω από το ISB (Incident Shadow Boundary). Αντίθετα, η σκέδαση μπορεί να είναι παρούσα σε μια πολύ ευρύτερη γωνία και επομένως να παράγει πολύ μεγαλύτερο αριθμό πορειών.

Πρόσφατες μελέτες τόνισαν ότι ενώ οι διεσπαρμένες ακτίνες είναι σχετικά αδύνατες σε ισχύ, ασκούν ισχυρή επίδραση στον χρόνο και στην γωνία σκέδασης της σύνδεσης. Επομένως, η πολυδιάστατη συμπεριφορά του αστικού ραδιοδιαύλου δεν μπορεί να γίνει κατανοητή πλήρως χωρίς να λάβουμε υπόψη στον υπολογισμό αυτό που καλούμε «διάχυτη σκέδαση».

Εν συντομία, ενώ η κάλυψη μπορεί να αναλυθεί εύκολα και να προβλεφθεί με αποδεκτή ακρίβεια εφαρμόζοντας απλούς εμπειρικούς τύπους, όπως οι τύποι Hata, ο πολυδιάστατος χαρακτηρισμός του ραδιοκαναλιού MIMO απαιτεί πρότυπα που λαμβάνουν υπόψη τους την πολλαπλών διαδρομών φύση της ασύρματης σύνδεσης, και ενδεχομένως περιλαμβάνει την ανάκλαση, την διάθλαση και άλλα φαινόμενα διάχυσης.

Η διάχυτη σκέδαση έχει μοντελοποιηθεί ως ανάκλαση από ενεργό τραχιά επιφάνεια (ER, Effective Roughness), και το πρότυπο σκέδασης έχει ενσωματωθεί στο προηγμένο τρισδιάστατο διάνυσμα ιχνηλάτησης ακτινοβολίας (RT, Ray Tracing). Στην παρούσα εργασία, το μοντέλο της ανάκλασης από ενεργό τραχιά επιφάνεια (ER) έχει τροποποιηθεί προσανατολίζοντας τον διασκορπίζοντα λοβό προς τη ανακλώμενη κατεύθυνση (που είναι ρεαλιστικότερη), αναδιαμορφώνοντας τον σε διαφορετικές κατευθύνσεις συντηρώντας τη φυσική συνέπεια του μοντέλου. Το προτεινόμενο μοντέλο έχει επιβεβαιωθεί μέσω μιας σειράς μετρήσεων, και αυτό παρουσιάζει ότι με την υιοθέτηση ενός κατάλληλου σχεδίου σκέδασης, η συμφωνία μεταξύ της προσομοίωσης και της μέτρησης είναι πολύ καλή.



**Σχήμα.** Οι τρεις μηχανισμοί διάδοσης: R ανάκλαση, D διάθλαση, S σκέδαση.

Επιπλέον, αποδεικνύεται ότι η διάχυτη σκέδαση διαδραματίζει έναν θεμελιώδη ρόλο στο επίτευγμα του κέρδους χωρητικότητας MIMO, και επομένως η διαμόρφωση διάχυτης σκέδασης επιτρέπει να πάρει μια καλή πρόβλεψη χωρητικότητας MIMO, ενώ οι παραδοσιακές RT μέθοδοι τείνουν να την υποτιμήσουν.

Από την άλλη πλευρά, ένα σοβαρό πρόβλημα που περιορίζει τη γενική υπόθεση των μοντέλων των ακτίνων είναι η υψηλή πολυπλοκότητα και ο υψηλός χρόνος υπολογισμού του από αντίστοιχα προγράμματα υπολογιστών. Ο υψηλός χρόνος υπολογισμού είναι έντονα εξαρτώμενος από το μέγεθος της εισαγόμενης βάσης δεδομένων και από την έμφυτη ανεπάρκεια της γεωμετρικής φάσης που βρίσκεται η ακτίνα του αλγορίθμου RT. Μερικοί συντάκτες έχουν εργαστεί πάνω σε μεθόδους επιτάχυνσης των αλγορίθμων RT. Μεταξύ άλλων μεθόδων προτείνεται, η αποσύνθεση της τρισδιάστατη διάδοσης σε δισδιάστατα επίπεδα, η διάκριση του περιβάλλοντος και η γεωμετρική προεπεξεργασία. Στο παρόν προτείνονται δύο διαφορετικές μέθοδοι για επιτάχυνση της διαδικασίας πρόβλεψης του RT. Ο πρώτος λειτουργεί στη μείωση του μεγέθους της βάσης δεδομένων εισαγωγής με την επιλογή της

«ενεργού περιοχής» του περιβάλλοντος και την απόρριψη των υπόλοιπων περιοχών. Ο δεύτερος λειτουργεί στη μείωση του αριθμού των ακτίνων που χρησιμοποιούνται από το αλγόριθμο RT, με τη χρήση των «μακρινών αντικειμένων» με έναν απλουστευμένο τρόπο και με την απόρριψη των χαμηλής ισχύος ακτίνων.

Οι μέθοδοι εφαρμόζονται στο τρισδιάστατο πρότυπο RT, και παρουσιάζονται με τη χρήση αυτού του προτύπου, χωρίς την ανάγκη χρονοβόρας και άσκοπης χρήσης των βάσεων δεδομένων, ο χρόνος χρήσης της CPU μειώνεται δραστικά σχεδόν χωρίς υποβάθμιση των πολυδιάστατων αποτελεσμάτων πρόβλεψης.

## 1.2. Ιστορική αναδρομή

Η τεχνολογία MIMO έχει προσελκύσει την προσοχή στις ασύρματες επικοινωνίες, δεδομένου ότι προσφέρει σημαντική αύξηση στην έξοδο δεδομένων και σειρά συνδέσεων χωρίς πρόσθετο εύρος ζώνης ή ισχύ μετάδοσης. Αυτό επιτυγχάνεται με την υψηλότερη απόδοση του φάσματος (περισσότερα bit ανά δευτερόλεπτο ανά hertz του εύρους ζώνης) και την αξιοπιστία ή την ποικιλομορφία των συνδέσεων (μειωμένη εξασθένηση). Λόγω αυτών των ιδιοτήτων, τα συστήματα MIMO είναι ένα κεντρικό θέμα της διεθνούς ασύρματης έρευνας αυτήν την περίοδο (2008). Οι πρώτες ιδέες για χρήση μιας τέτοιας τεχνολογίας αναφέρονται στην εργασία των A.R. Kaye, D.A. George (1970) και W. van Etten (1975, 1976). Ο Jack Winters και ο Jack Salz των εργαστηρίων Bell δημοσίευσαν διάφορα έγγραφα για σχετικές εφαρμογές το 1984 και το 1986. Το 1993 ο Arogyaswami Paulraj και ο Thomas Kailath πρότειναν την έννοια της χωρικής πολυπλεξίας για χρήση συστημάτων MIMO. Το αμερικάνικο δίπλωμα ευρεσιτεχνίας υπ' αριθμό 5.345.599 που τους απένειμαν το 1994 για τη χωρική πολυπλεξία τόνωσε την εξέλιξη των ασύρματων μεταδόσεων. Το 1996, ο Greg Raleigh και ο Gerard J. Foschini καθόρισαν νέες προσεγγίσεις στην τεχνολογία MIMO, οι οποίες μελετούσαν μια διαμόρφωση όπου οι πολλαπλές κεραιές εκπομπής συνδυάζονται σε ένα πομπό για να βελτιώσει τη αποτελεσματικότητα των συνδέσεων. Τα εργαστήρια Bell ήταν τα πρώτα που επέδειξαν ένα εργαστηριακό πρωτότυπο χωρικής πολυπλεξίας (SM) το 1998, όπου χωρική πολυπλεξία είναι μια κύρια τεχνολογία για να βελτιώσει την απόδοση των συστημάτων επικοινωνιών MIMO.

Τα διάφορα ασύρματα δίκτυα υψηλών ταχυτήτων, που πλησιάζουν το 1 Gb/s όπως WPAN, WLAN, WMAN, κυσελοειδής, και τα οικιακά δίκτυα ήχου και εικόνας αναμένονται να εξοπλιστούν με συστήματα MIMO. Ο σχεδιασμός ασύρματων συστημάτων υψηλών ταχυτήτων που προσφέρουν καλή ποιότητα υπηρεσίας (QoS) και εκτενείς δυνατότητες μετάδοσης σε περιβάλλοντα χωρίς οπτική επαφή (non-line-of-sight) αποτελούν μια σημαντική πρόκληση έρευνας και εφαρμογής. Αγνοώντας την εξασθένηση στα χωρίς οπτική επαφή περιβάλλοντα, μπορούμε, σε γενικές γραμμές, να καλύψουμε την απαίτηση του 1Gb/s με απλής εκπομπής και λήψης ασύρματο σύστημα κεραιών (SISO) εάν το εύρος ζώνης συχνοτήτων και της φασματική αποδοτικότητα είναι της τάξης του  $10^9$ . Τεχνολογικά όμως εμπόδια και περιορισμών καθιστούν μια τέτοια λύση μη ελκυστική εάν όχι αδύνατη. Η χρήση των πολλαπλών κεραιών στο πομπό και στο δέκτη, γενικά γνωστή ως multiple-input multiple-output μετάδοση (MIMO) είναι μια νέα οικονομική και αποδοτική τεχνολογία που προσφέρει ουσιαστικά δυνατότητα παροχής 1Gb/s στις ασύρματες συνδέσεις. Οι καταναλωτικές ηλεκτρονικές αγορές τώρα πωλούν διάφορα WLAN εξοπλισμένα με



AP/STAs MIMO. Τα διεθνή πρότυπα WMAN (WiMax) και κυψελοειδής (3GPP/3GPP2) έχουν δεχτεί να εφαρμόσουν υποχρεωτικά τεχνολογία MIMO στους σταθμούς βάσης. Η έρευνα της τεχνολογίας MIMO για WPAN ως η εκμετάλλευση του βαθμού ελευθερίας για πολλαπλούς χρήστες είναι σε αρχικό στάδιο. Επομένως, η επίδραση της τεχνολογίας MIMO στα οικονομικά φαίνεται απρόβλεπτα υψηλή, σημειώνοντας *7 τρισεκατομμύρια ασύρματες συσκευές για 70 δισεκατομμύρια ανθρώπους το 2017* .

Αυτήν την περίοδο, τα WLANs προσφέρουν την μέγιστη ταχύτητα των 10 Mb/s και σύντομα θα αναβαθμιστεί σε 50-100 Mb/s. Εντούτοις, ακόμη και τα 50 Mb/s είναι ανεπαρκή όταν βρίσκεται αντιμέτωπο με την απαίτηση για υψηλότερες ταχύτητες πρόσβασης λόγω της αύξησης του περιεχόμενου του δικτύου και τον ανταγωνισμό ενσύρματων συστημάτων LANs 10 Gb/s. Επιπλέον, μελλοντικά τα οικιακά δίκτυα εικόνας και ήχου θα απαιτήσουν πολλαπλάσια ταχύτητα για να υποστηρίξουν υψηλής ευκρίνειας τηλεοράσεις (HDTV), κοντά στο 1 Gb/s. Μια άλλη πρόκληση που αντιμετωπίζουν τα WLANs και τα οικιακά δίκτυα A/V όπως και τα υπαίθρια ασύρματα συστήματα δικτύων ευρείας περιοχής (WWAN) είναι η πρόσβαση χωρίς οπτική επαφή. Όπου η διάδοση προκαλεί τυχαίες διακυμάνσεις στο επίπεδο σημάτων, γνωστές ως εξασθένιση.

### 1.3. Τα συστήματα MIMO στο εμπόριο

Στον εμπορικό χώρο, η Iospan Wireless Inc. εμφάνισε το πρώτο εμπορικό σύστημα που χρησιμοποίησε την τεχνολογία mimo-OFDMA για περιβάλλοντα χωρίς άμεση οπτική επαφή. Η τεχνολογία Iospan υποστήριζε την ποικιλία κωδικοποίησης και την χωρική πολυπλεξία. Το σύστημα σχεδιάζεται για ένα κυψελοειδές σχέδιο με έναν παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με δύο και παραδίδει μια μέγιστη φασματική αποδοτικότητα 12 b/s/Hz. Τα υπάρχοντα chipsets προσφέρουν 13-Mb/s σε ένα κανάλι 2 MHz. Ενώ μελλοντικές καταβολές θα υποστηρίξουν 45 Mb/s σε ένα κανάλι 7 MHz. Το σύστημα στοχεύει στις σταθερές και στις χαμηλής κίνησης εφαρμογές με τα μεγέθη των κυττάρων να περιορίζονται στα 4 μίλια. Στις κινητές επικοινωνίες, υπάρχει μια προσπάθεια κάτω από τη ITU να ενσωματωθούν οι τεχνικές MIMO στο κανάλι downlink μεγάλων πακέτων με σύνδεση (HSDPA), το οποίο είναι μέρος των καθολικών κινητών πρότυπων συστημάτων τηλεπικοινωνίας (UMTS). Η Lusen Technologies ανήγγειλε πρόσφατα ένα τσιπ για MIMO εμπλουτισμένο με UMTS/HSDPA, αλλά δεν έχουν ανακοινώσει καμία περαιτέρω λεπτομέρεια. Οι προκαταρκτικές προσπάθειες είναι επίσης εν εξελίξει για να καθορίσουν μια επικάλυψη MIMO με τα IEEE 802.11 πρότυπα σε WLANs κάτω από την πρόσφατα διαμορφωμένη ασύρματη ομάδα επόμενης γενιάς (WNG). Με εξαίρεση το προϊόν της Iospan, οι άλλες προσπάθειες στην τεχνολογία MIMO αναμένονται να πάρουν τρία έως τέσσερα έτη για να φθάσουν σε θέση επέκτασης. Διάφορες επιχειρήσεις (η Beceem Communications, η Samsung, η Runcom Technologies κ.α.) ανέπτυξαν mimo-OFDMA λύσεις για IEEE 802.16e WIMAX ευρυζωνικά κινητά πρότυπα. Επίσης το 2006, διάφορες επιχειρήσεις (η Broadcom, η Intel.) είχαν τοποθετήσει μια λύση mimo-OFDM βασισμένη σε πρότυπα IEEE 802.11n για WiFi. Όλα τα επερχόμενα 4G συστήματα θα υιοθετήσουν επίσης την τεχνολογία MIMO. Διάφορες ερευνητικές ομάδες έχουν αποδείξει πρωτότυπα πάνω από 1 Gbit/s. Στη IEEE διεθνή VTC το 2007 διάσκεψη (30 Σεπτεμβρίου έως τις 3 Οκτωβρίου 2007, ξενοδοχείο Harborplace, Βαλτιμόρη), περίπου 130 έγγραφα βασισμένα σε MIMO συστήματα, ή σε χωρική διαδικασία παρουσιάστηκαν μεταξύ 420 ολοκληρωμένων εγγράφων για υψηλής ποιότητας ασύρματη επικοινωνία. Αυτά τα περίπου 130

έγγραφα MIMO μεταχειρίζονται όχι μόνο την διαδικασία των κεραιών αλλά και τις διάφορες ασύρματες τεχνολογίες πέρα από τις διαμορφώσεις MIMO. Επίσης μέρος των εγγράφων περιελάμβαναν και πολλαπλών χρηστών συστήματα MIMO. Οι πολλαπλών χρηστών τεχνικές θεωρούν τους πολλαπλούς ενεργούς χρήστες ως βασική μονάδα των πολλαπλών στοιχείων επεξεργασίας ενώ τα πολλαπλά στοιχεία κεραιών εξετάζονται για τους ίδιους πόρους στην πολλαπλή κεραία MIMO.

Ορισμένοι κατασκευαστές βάζουν ήδη στην αγορά δρομολογητές WI-FI στους οποίους ενσωματώνουν την τεχνολογία MIMO. Μεταξύ αυτών η Belkin, με το δρομολογητή f5d8230-4, Trendnet, με access point tew-610APB, η D-Link με το δρομολογητή Di-634M, η Netgear με τον δρομολογητή της WPNT834, και η Linksys με το δρομολογητή της WRT54GC.

## Κεφάλαιο 2

### 2. Τα Ασύρματα Κανάλια MIMO

Ένα χαρακτηριστικό σύστημα επικοινωνιών αποτελείται από έναν πομπό, έναν δέκτη και ένα κανάλι. Το κανάλι ορίζεται ως το φυσικό μέσο που συνδέει την έξοδο του πομπού με την είσοδο του δέκτη. Για παράδειγμα, το τηλεφωνικό καλώδιο, η οπτική ίνα και η ατμόσφαιρα είναι διάφορα δείγματα καναλιών επικοινωνίας. Στην πραγματικότητα, το κανάλι επικοινωνίας παίζει έναν πολύ σημαντικό ρόλο στη σχεδίαση των συστημάτων επικοινωνίας επειδή ο πομπός και ο δέκτης πρέπει να επιλεγθούν ανάλογα το μέσο που χρησιμοποιεί το κανάλι. Παρακάτω, παραθέτουμε εν συντομία τα αιτιοκρατικά και στατιστικά πρότυπα των ασύρματων καναλιών επικοινωνίας για συστήματα απλών και πολλαπλών κεραιών.

#### Πρότυπο Καναλιού AWGN

Εξετάζουμε το απλούστερο ασύρματο κανάλι, το Προσθετικού Λευκού γκαουσιανού θορύβου (Additive White Gaussian Noise). Εξετάζουμε συστήματα που χρησιμοποιούν απλές-κεραίες χωρίς να λάβουμε υπόψη μας τις απώλειες γενίκευσης. Το λαμβανόμενο σήμα  $y(t)$  δίνεται από το διαβιβασθέν σήμα  $x(t)$  συν έναν λευκό γκαουσιανό θόρυβο  $n(t)$ :

$$y(t) = h \cdot x(t) + n(t) \quad (2.1)$$

όπου  $h$  είναι η εξασθένιση ισχύος του σήματος στον ελεύθερο χώρο ανάμεσα στον πομπό και στον δέκτη.

Το AWGN κανάλι είναι στην πραγματικότητα αρκετά ακριβές σε μεγάλων αποστάσεων επικοινωνίες και σε συνδέσεις μεταξύ δορυφόρων και επίγειων σταθμών. Εντούτοις, έχει ελάχιστη ακρίβεια στις περισσότερες επίγειες ασύρματες επικοινωνίες, λόγω των πολλαπλών διαδρομών διάδοσης. Ακόμα το AWGN κανάλι χρησιμεύει ως μια σημαντική αναφορά αξιολόγησης της απόδοσης των συστημάτων επικοινωνίας.

Στις επίγειες ασύρματες επικοινωνίες, τα σήματα ταξιδεύουν προς τον δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών, και αυτό δημιουργεί πρόσθετη διαστρέβλωση θορύβου στο μεταδιδόμενο σήμα. Γενικά, η επίδραση των πολλαπλών διαδρομών και των αντανάκλασεων θα μπορούσε να διαμορφωθεί ως εξασθενίζον ασύρματο κανάλι εξασθένισης ή ως μικροσκοπική εξασθένιση. Οι παράγοντες που έχουν επιπτώσεις στη μικροσκοπική εξασθένιση περιλαμβάνουν την πολλαπλών διαδρομών διάδοση, την ταχύτητα του κινητού, την ταχύτητα των αντικειμένων του περιβάλλοντος, την διάρκεια της μετάδοσης των δεδομένων, και το εύρος ζώνης μετάδοσης του σήματος.

#### Γραμμικά Χρονικά-Μεταβαλλόμενο Χωρικό Κανάλι

Εξετάζοντας ένα γραμμικό κανάλι που μπορεί να χαρακτηριστεί από ένα χαμηλής διέλευσης ισοδύναμο στο πεδίο του χρόνου, μπορούμε να δούμε ότι προκύπτει επίδραση που δίνεται από το  $h(t, \tau, r)$  (όπου το  $t$  είναι η χρονικά μεταβαλλόμενη παράμετρος,  $\tau$  είναι η παράμετρος καθυστέρησης της διαδρομής, και το  $r$  είναι η χωρική παράμετρος θέσης). Το γραμμικό κανάλι επομένως χαρακτηρίζεται από τρεις ανεξάρτητες διαστάσεις: **τη χρονική διάσταση** (με παράμετρο  $t$ ), **τη διάσταση της καθυστέρησης** (με παράμετρο  $\tau$ ) και **τη χωρική διάσταση** (με παράμετρο θέσης  $r$ ). Λαμβάνοντας ένα

χαμηλής διέλευσης ισοδύναμο σήμα εισόδου  $x(t)$ , το λαμβανόμενο χαμηλής διέλευσης ισοδύναμο σήμα  $y(t,r)$  που προκύπτει μέσω του γενικού γραμμικού αιτιοκρατικού καναλιού σε χρόνο  $t$  και στην θέση  $r$  δίνεται από την εξίσωση

$$y(t,r) = h(t,\tau,r) * x(t) + n(t,r) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau,r) x(t-\tau) d\tau + n(t,r) \quad (2.2)$$

όπου το σήμα εισόδου (στο επίπεδο του χρόνου) χαρτογραφείται από το σήμα εξόδου (στο πεδίο του χρόνου και του χώρου) λόγω του αίτιου  $h(t,\tau,r)$ . Για απλοποίηση, θα ασχοληθούμε αρχικά με τον χαρακτηρισμό των καναλιών που είναι βασισμένα σε συστήματα απλών κεραιών. Η επέκταση στα συστήματα MIMO θα είναι απλή. Παραδείγματος χάριν, για να επεκτείνουμε το πρότυπο στα συστήματα MIMO, το μεταδιδόμενο σήμα  $X(t)$  αντικαθίσταται από το  $N_T \times 1$  στον άξονα  $x(t)$ :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ \dots \\ x_{N_T}(t) \end{bmatrix}$$

Το λαμβανόμενο σήμα  $y(t,r)$  και το σήμα θορύβου  $n(t,r)$  αντικαθίστανται από τα  $N_R \times 1$  διανύσματα  $y(t)$  και  $n(t,r)$ , αντίστοιχα:

$$y(t,r) = \begin{bmatrix} y_1(t,r_1) \\ \dots \\ y_{N_R}(t,r_{N_R}) \end{bmatrix} \quad n(t,r) = \begin{bmatrix} n_1(t,r_1) \\ \dots \\ n_{N_R}(t,r_{N_R}) \end{bmatrix}$$

Η χρονική μεταβολή για  $N_R \times N_T$  κανάλια δίνεται από τον πίνακα  $H(t,\tau,r)$ :

$$H(t,\tau,r) = \begin{bmatrix} h_{11}(t,\tau,r_{11}) & \dots & h_{1N_T}(t,\tau,r_{1N_T}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1}(t,\tau,r_{N_R,1}) & \dots & h_{N_R,N_T}(t,\tau,r_{N_R,N_T}) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

όπου  $h_{ij}$  είναι η απόκριση του καναλιού που αντιστοιχεί στην  $j$ -οστή κεραία μετάδοσης και στην  $i$ -οστή κεραία λήψης, και  $r$  είναι η αντίστοιχη παράμετρος θέσης.

### Απεικόνιση στο Πεδίο του Φάσματος

Ενώ η εξίσωση (2.2) δίνει την θεμελιώδη σχέση εισόδου-εξόδου των γραμμικών συστημάτων, ο **μετασχηματισμός Fourier** των καναλιών είναι μερικές φορές χρήσιμος για την βαθύτερη ανάλυση. Επειδή η μεταβλητή του καναλιού  $h(t,\tau,r)$  καθορίζεται από τα επίπεδα του χρόνου, της καθυστέρησης και της θέσης, ο μετασχηματισμός Fourier μπορεί να καθοριστεί για κάθε μια από αυτές τις περιοχές, και να τις διαμορφώσει ως εξής:

**Στο επίπεδο της συχνότητας.** Το φασματικό επίπεδο της παραμέτρου καθυστέρησης  $t$  καλείται επίπεδο συχνότητας  $f$ . Συσχετίζονται με τον μετασχηματισμό Fourier  $h(t,\tau,r) \leftrightarrow H(t,f,r)$ . Για παράδειγμα, το  $H(t,f,r)$  δίδεται από

$$H(t,f,r) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau,r) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

όπου  $x(t-\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi f(t-\tau)} df$ , και με αντικατάσταση στην εξίσωση (2.2) έχουμε:

$$y(t,r) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau,r) \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi f(t-\tau)} df d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi ft} \left( \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau,r) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \right) df \Rightarrow$$

$$y(t,r) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(t,f,r) X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.4)$$

Ως εκ τούτου, η επίδραση στο κανάλι μπορεί επίσης να διευκρινιστεί από τη χρονικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση μεταφοράς  $H(t,f,r)$ . Επιπλέον, μπορεί να βρεθεί από την εξίσωση (2.4) όπου το σήμα εξόδου (στο πεδίο του χρόνου)  $y(t,r)$  χαρτογραφείται από το σήμα εισόδου (στο πεδίο της συχνότητας)  $X(f)$  μέσω της χρονικά μεταβαλλόμενης συνάρτησης μεταφοράς  $H(t,f,r)$ .

**Στο επίπεδο Doppler.** Η φασματική περιοχή της χρονικής παραμέτρου  $t$  καλείται επίπεδο Doppler  $v$ . Εναρμονίζεται δε με τον μετασχηματισμό Fourier από την σχέση  $h(t,\tau,r) \leftrightarrow H(v,\tau,r)$  μετασχηματισμού κατά Fourier  $(v, \tau, r)$ . Για παράδειγμα, το  $H(v,\tau,r)$  δίνεται όπως παρακάτω

$$H(v,\tau,r) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau,r) e^{-j2\pi vt} dt \quad (2.5)$$

Ομοίως, το σήμα εισόδου (στο επίπεδο της καθυστέρησης)  $x(\tau)$  μπορεί να χαρτογραφηθεί από το σήμα εξόδου (στο επίπεδο Doppler)  $Y(v,r)$  μέσω του μετασχηματισμού της εξίσωσης  $H(v,\tau,r)$ :

$$Y(v,r) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau,r) e^{-j2\pi v\tau} d\tau \quad (2.6)$$

**Στο επίπεδο κυματαριθμού.** Η φασματική έννοια της παραμέτρου θέσης  $r$  καλείται επίπεδο κυματαριθμού  $k$ . Οι κυματαριθμοί στον τρισδιάστατο χώρο έχουν μια φυσική ερμηνεία της κατεύθυνσης διάδοσης των επιπέδων κυμάτων. Τα επίπεδα θέσης και κυματαριθμού συνδέονται στην παρακάτω σχέση του μετασχηματισμού Fourier  $h(t,\tau,r) \leftrightarrow H(t,\tau,k)$ . Για παράδειγμα, το  $H(t,\tau,k)$  δίνεται από τον τύπο

$$H(t,\tau,k) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau,r) e^{-j2\pi kr} dr \quad (2.7)$$

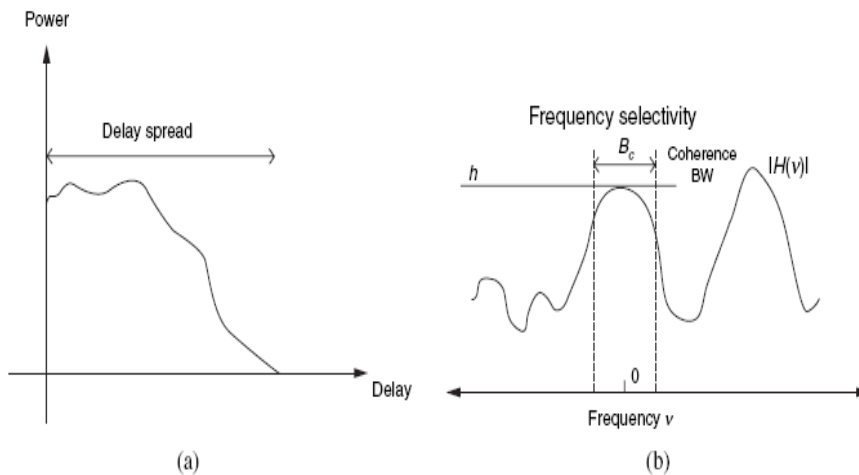
Γενικά, δύο σημαντικές έννοιες εφαρμόζονται για να περιγράψουν αυτά τα γραμμικά κανάλια: **η διάδοση** και **η συνοχή**. Η έννοια της διάδοσης συμφωνεί με τη φυσική διάδοση του λαμβανόμενου σήματος στην παράμετρο του χώρου  $(v,\tau,k)$  όταν ένας στενός παλμός μεταδοθεί στο αντίστοιχο επίπεδο. Η έννοια της συνοχής συμφωνεί με την μεταβλητότητα της συμπεριφοράς του καναλιού σε σχέση με μία άλλη παράμετρο του χώρου  $(t,f,r)$ .

## Η Διάχυση του Καναλιού

Οι έννοιες της διάδοσης των καναλιών που περιγράφουν γενικά τα γραμμικά κανάλια εστιάζουν στη διάχυση των λαμβανόμενων σημάτων σε συνάρτηση με τις παραμέτρους του χώρου  $(v,\tau,k)$  όταν μεταδίδεται ένας στενός παλμός στην αντίστοιχη παράμετρο. Επομένως έχουμε τρεις τύπους διάχυσης των καναλιών:

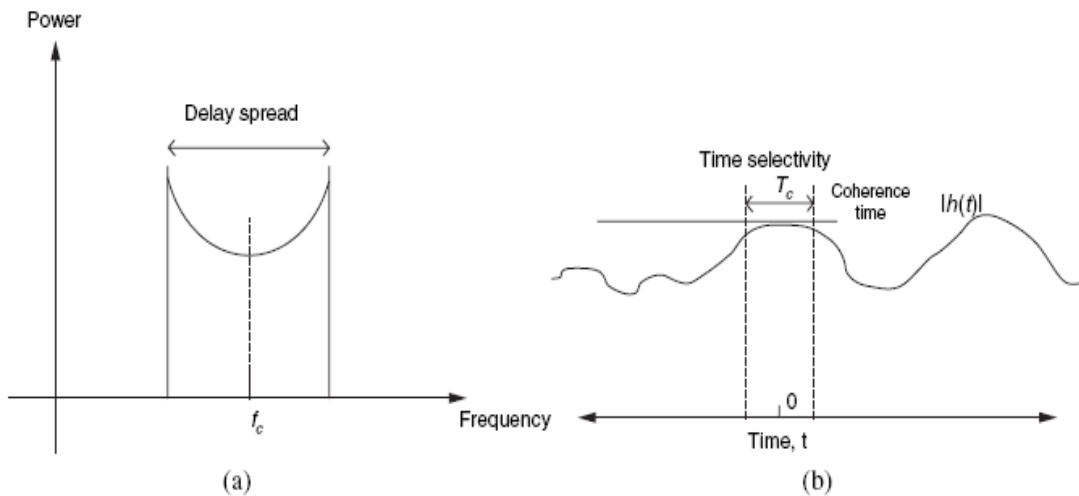
**Διάχυση καθυστέρησης.** Εάν διαβιβάσουμε έναν χρονικά στενό παλμό δοκιμής, το λαμβανόμενο σήμα θα έχει μια διάχυση στην καθυστέρηση της διάδοσης  $\tau$  λόγω της άθροισης διαφορετικών καθυστερήσεων διάδοσης των πολλαπλών διαδρομών στο δέκτη. Από την εξίσωση (2.2), όταν το μεταδιδόμενο σήμα είναι χρονικά στενό, έχουμε  $x(\tau)=\delta(\tau)$ . Ως εκ τούτου, το λαμβανόμενο σήμα δίνεται ως  $y(t,r)=h(t,\tau=t,r)$ . Το διάγραμμα του  $|h(t,t,r)|^2$  στο επίπεδο του χρόνου καλείται διάγραμμα ισχύος-καθυστέρησης όπως

διευκρινίζεται στο Σχήμα 2.1a. Το εύρος όπου η ισχύς της καθυστέρησης έχει σημαντική τιμή ονομάζεται διάχυση καθυστέρησης  $\sigma_\tau$ .

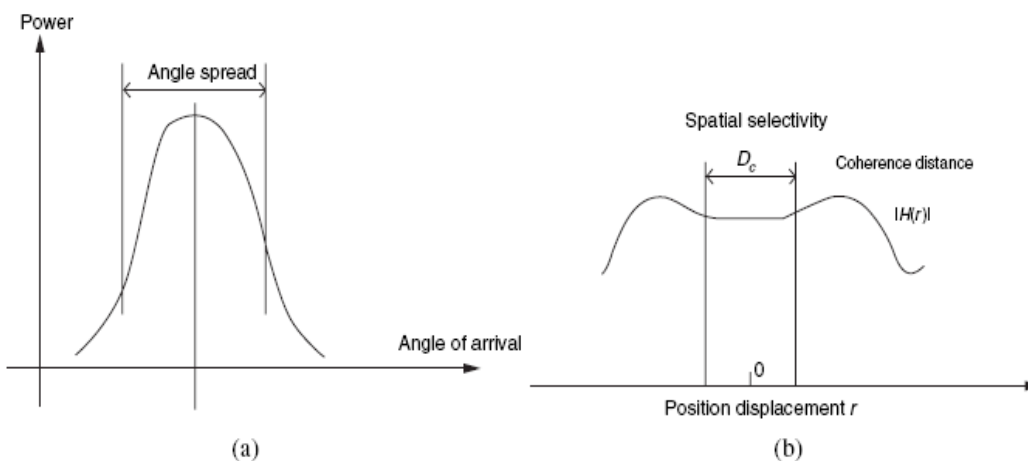


**Σχήμα 2.1.** Διάχυση καθυστέρησης (a) και επίδραση στο εύρος φάσματος (b).

**Διάχυση Doppler.** Εάν διαβιβάσουμε ένα στενό παλμό δοκιμής στη συχνότητα  $X(f)=\delta(f)$ , το λαμβανόμενο σήμα γενικά θα υποστεί διάχυση. Το εύρος του φάσματος που διαχέεται στο πεδίο των συχνοτήτων του λαμβανόμενου σήματος  $Y(\nu,r)$  σχετίζεται με την διάχυση Doppler. Η διάχυση Doppler δίδεται από το  $f_d = \nu/\lambda$ , όπου το  $\nu$  είναι η μέγιστη ταχύτητα μεταξύ του πομπού και του δέκτη και το  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος του φέροντος. Αυτό διευκρινίζεται στο Σχήμα 2.2a.



**Σχήμα 2.2.** Διάχυση Doppler (a) και επίδραση στον χρόνο (b).



**Σχήμα 2.3.** Εικονογράφηση της γωνίας διάχυσης (a) και επίδραση στην απόσταση (b).

**Διάχυση γωνίας.** Τέλος, το περιβάλλον διάχυσης εισάγει μεταβολή στη χωρική παράμετρο  $r$ , η οποία είναι ισοδύναμη με τη διάχυση στο επίπεδο του κυματαριθμού  $k$ , αυτό καλείται (μονόδρομη) διάχυση γωνίας. Για παράδειγμα, εάν μεταδοθεί ένας παλμός δοκιμής σε μία στενή κατεύθυνση, το λαμβανόμενο σήμα θα υποστεί διάχυση σε επίπεδο κυματαριθμού (γωνία άφιξης) λόγω των διαχύσεων του περιβάλλοντος, αυτό καλείται διάχυση γωνίας και διευκρινίζεται στο Σχήμα 2.3a.

## Η Συνεκτικότητα Καναλιού

Αφενός, μπορούμε να περιγράψουμε τα γραμμικά αιτιοκρατικά κανάλια παρατηρώντας την συνοχή ή τις ιδιότητες επιλεκτικότητας των καναλιών πέρα από την παράμετρο του χώρου ( $t, f, r$ ). Ένα κανάλι ονομάζεται επιλεκτικό στην αντίστοιχη διάσταση εάν η επίδραση στο κανάλι μεταβάλλεται σε συνάρτηση αυτής της παραμέτρου. Το αντίθετο της επιλεκτικότητας είναι η συνοχή. Ένα κανάλι έχει συνοχή στην αντίστοιχη διάσταση εάν δεν αλλάζει σημαντικά σε σχέση με αυτήν την παράμετρο. Οι ιδιότητες συνοχής των καναλιών όσον αφορά τις διαστάσεις της συχνότητας, του χρόνου και της θέσης περιγράφονται παρακάτω.

**Συνεκτικότητα Συχνότητας ή Επιλεκτικότητα Συχνότητας.** Ένα ασύρματο κανάλι έχει συνεκτικότητα συχνότητας εάν το μέγεθος του φέροντος κύματος δεν αλλάζει πέρα από ένα παράθυρο συχνότητας ενδιαφέροντος. Αυτό το παράθυρο ενδιαφέροντος είναι συνήθως το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος. Ως εκ τούτου, από μαθηματικής άποψη, μπορούμε να υπολογίσουμε τη συνοχή της συχνότητας των καναλιών από μια παράμετρο αποκαλούμενη ως εύρος ζώνης συνοχής  $B_c$

$$|H(t, f, r)| \approx H_0(t, r), \text{ για } |f| \leq \frac{B_c}{2} \quad (2.8)$$

όπου  $H_0(t, r)$  είναι μια σταθερά στο επίπεδο των συχνοτήτων  $f$  και  $B_c$  είναι το μέγεθος του παραθύρου συχνότητας όπου έχουμε σταθερή επίδραση στο κανάλι. Η μεγαλύτερη τιμή του  $B_c$  για την οποία η εξίσωση (2.8) ισχύει καλείται εύρος ζώνης συνοχής και μπορεί να ερμηνευθεί ως φάσμα των συχνοτήτων πέρα από το οποίο το κανάλι εμφανίζεται στατικό. Το Σχήμα 2.1b επεξηγεί την έννοια της ευρείας ζώνης συνοχής. Στην πραγματικότητα αν το εύρος ζώνης του διαβιβασθέντος σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού, το σήμα θα υποστεί διαστρέβλωση συχνότητας σύμφωνα με την εξίσωση (2.4). Ένα τέτοιο κανάλι είναι ταξινομημένο ως επιλεκτικής εξασθένησης με τη συχνότητα. Από την άλλη μεριά, αν το διαβιβασθέν σήμα έχει εύρος ζώνης μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού, η διαστρέβλωση της συχνότητας δε θα εισάγεται στο σήμα κι επομένως, το κανάλι θα ταξινομηθεί ως επίπεδης εξασθένησης με τη συχνότητα. Η επιλεκτικότητα της συχνότητας εισάγει διασυμβολική παρεμβολή, και αυτό οδηγεί σε ανεπίδεκτη σμίκρυνση του επιπέδου σφάλματος στο BER (Bit Error Rate). Ως εκ τούτου, αυτό είναι ιδιαίτερα ανεπιθύμητο. Εάν ένα σήμα χρησιμοποιήσει επιλεκτικής συχνότητας εξασθένηση ή επίπεδης εξασθένησης εξαρτάται και από το περιβάλλον (εύρος ζώνης συνοχής) και από το μεταδιδόμενο σήμα (εύρος ζώνης μετάδοσης).

**Χρονική Συνεκτικότητα ή Χρονική Επιλεκτικότητα.** Ένα ασύρματο κανάλι έχει τη χρονική συνεκτικότητα εάν ο φάκελος του μη διαμορφωμένου φέροντος δεν αλλάζει πέρα από ένα χρονικό παράθυρο ενδιαφέροντος. Η χρονική συνοχή των καναλιών μπορεί να κατηγοριοποιηθεί από μια παράμετρο που ονομάζεται χρόνος συνοχής  $T_c$ .

$$|H(t, f, r)| \approx H_0(f, r), \text{ για } |t| \leq \frac{T_c}{2} \quad (2.9)$$



όπου  $|H(t, f, r)|$  είναι ο φάκελος της επίδρασης στον δέκτη (σε μια σταθερή θέση  $r$ ) όταν ένα απλού-τόνου σήμα (σε μια σταθερή συχνότητα  $f$ ) διαβιβάζεται,  $H_0(f, r)$  είναι μια σταθερά στο επίπεδο του χρόνου  $t$  και  $T_C$  είναι το μέγεθος του χρονικού παραθύρου όπου έχουμε σταθερή επίδραση στο κανάλι. Η μεγαλύτερη τιμή του  $T_C$  για την οποία η εξίσωση (2.9) ισχύει καλείται χρόνος συνοχής και μπορεί να ερμηνευθεί ως η διάρκεια του χρόνου κατά την οποία το κανάλι εμφανίζεται στατικό όπως διευκρινίζεται στο Σχήμα 2.2b. Στα ασύρματα κανάλια εξασθένισης, η χρονική επιλεκτικότητα προκαλείται από την κίνηση του πομπού, του δέκτη ή των αντικειμένων του περιβάλλοντος που δημιουργούν διασπορά του σήματος. Η χρονική επιλεκτικότητα μπορεί να υποβιβάσει την απόδοση των ασύρματων συστημάτων επικοινωνίας. Εάν ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων είναι συγκρίσιμος με το χρόνο συνοχής, γίνεται εξαιρετικά δύσκολο για το δέκτη να αποδιαμορφώσει το διαβιβασθέν σήμα, επειδή η χρονική επιλεκτικότητα μέσα σε μια αλληλουχία συμβόλων προκαλεί καταστροφική διαστρέβλωση της μορφής του λαμβανόμενου παλμού. Ως εκ τούτου, όταν η διάρκεια μετάδοσης  $T_S$  είναι μεγαλύτερη από τον χρόνο συνοχής  $T_C$ , έχουμε κανάλια γρήγορης εξασθένισης. Σε ακραίες περιπτώσεις αργής εξασθένισης το κανάλι παραμένει σταθερό για ολόκληρο το πλαίσιο της μετάδοσης.

**Χωρική Συνεκτικότητα ή Χωρική Επιλεκτικότητα.** Ένα ασύρματο κανάλι έχει χωρική συνοχή εάν το μέγεθος του κύματος του φέροντος δεν αλλάζει με χωρική μετατόπιση του δέκτη. Από μαθηματική άποψη, η χωρική συνοχή μπορεί επεξηγηθεί από την συνοχή της απόστασης  $D_C$

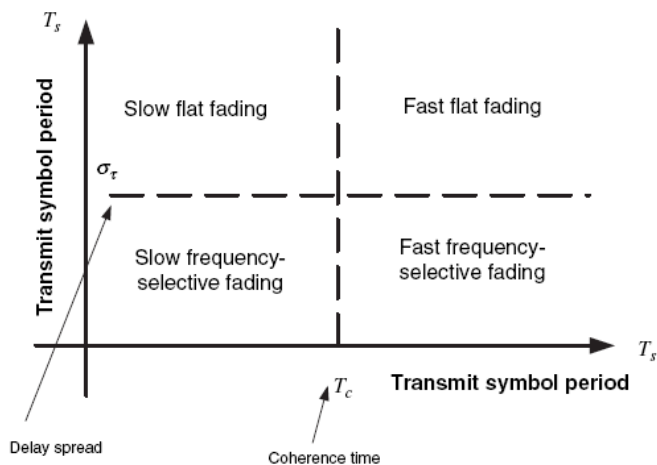
$$|H(t, f, r)| \approx H_0(t, f), \text{ για } |r| \leq \frac{D_C}{2} \quad (2.10)$$

όπου  $|H(t, f, r)|$  είναι ο φάκελος της επίδρασης στον δέκτη όταν ένα απλού-τόνου σήμα (σε μια σταθερή συχνότητα  $f$ ) διαβιβάζεται (σε έναν σταθερό χρόνο  $t$ ),  $H_0(t, f)$  είναι μια σταθερά που αφορά την χωρική περιοχή  $r$ , και  $D_C$  είναι το μέγεθος της χωρικής μετατόπισης όπου έχουμε σταθερή επίδραση στο κανάλι. Η μεγαλύτερη τιμή του  $D_C$  για την οποία η εξίσωση (2.10) ισχύει καλείται συνοχή απόστασης και μπορεί να ερμηνευθεί ως η έκταση της μετατόπισης στην οποία το κανάλι εμφανίζεται στατικό όπως διευκρινίζεται στο Σχήμα 2.3b. Σημειώστε ότι για έναν ασύρματο δέκτη που κινείται στον τρισδιάστατο χώρο, η απόσταση συνοχής είναι μία συνάρτηση της κατεύθυνσης της μετακίνησης του δέκτης, δηλαδή η μετατόπιση θέσης  $r$  είναι ένα διάνυσμα. Ως εκ τούτου, η μελέτη της χωρικής συνοχής είναι δυσκολότερη από τη μελέτη μη ανυσματικών ποσοτήτων της χρονικής συνοχής ή της συνοχής συχνότητας. Ενώ η επιλεκτικότητα της συχνότητας είναι αποτέλεσμα της πολλαπλών διαδρομών διάδοσης που φθάνουν με πολλές διαφορετικές χρονικές καθυστερήσεις  $\tau$ , η χωρική επιλεκτικότητα προκαλείται από την πολλαπλών διαδρομών διάδοση που φθάνει από τις διαφορετικές κατευθύνσεις του χώρου. Αυτά τα πολλαπλών διαδρομών κύματα επιβάλλονται το ένα στο άλλο, και δημιουργούν θύλακες επικοινωνιακής και καταστρεπτικής παρέμβασης στον χώρο, έτσι η ισχύς των λαμβανόμενων σημάτων δεν εμφανίζεται να είναι σταθερή έστω και σε μικρές μετατοπίσεις των θέσεων των δεκτών. Ως εκ τούτου, εάν η απόσταση της μετάδοσης ενός δέκτη είναι μεγαλύτερη από την απόσταση συνοχής, το κανάλι λέγεται ότι είναι χωρικά επιλεκτικό ή μικρής κλίμακας εξασθενίζον. Από την άλλη μεριά, εάν η απόσταση της μετάδοσης από έναν δέκτη είναι μικρότερη από την απόσταση συνοχής, το κανάλι λέγεται ότι είναι χωρικά επίπεδο. Η χωρική επιλογή ή χωρική επίπεδη εξασθένιση είναι σημαντική όταν πρέπει να εφαρμόσουμε χωρική ποικιλομορφία (ή χωρική πολυπλεξία) και μορφοποίηση λοβών. Για παράδειγμα, προκειμένου να παραχθεί μια ακτίνα ενέργειας κατά μήκος της σχεδιασμένης κατεύθυνσης μέσω στοιχειοκεραιών, η διάσταση των στοιχειοκεραιών πρέπει να είναι μέσα στην απόσταση συνοχής των καναλιών. Από την άλλη, για να εκμεταλλευτούμε αποτελεσματικά την χωρική πολυπλεξία ή την χωρική ποικιλομορφία των

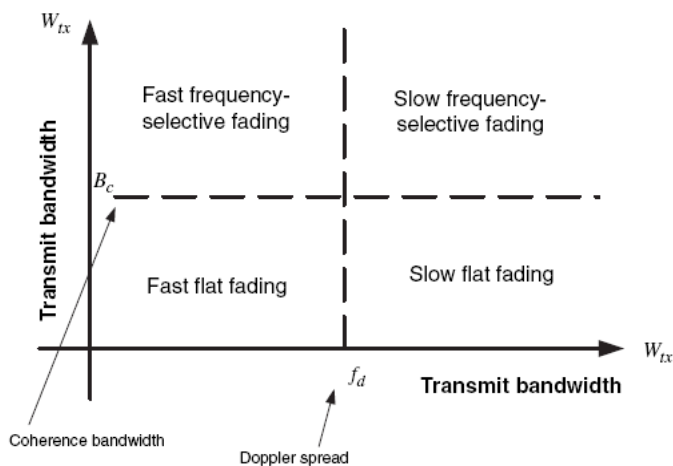


συστημάτων MIMO, το διάστημα των στοιχειοκεραίων πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την απόσταση συνοχής των καναλιών.

Τα Σχήματα 2.4 - 2.5 συνοψίζουν τις διάφορες συμπεριφορές μικροσκοπικής εξασθένησης καναλιού.



Σχήμα 2.4. Περίληψη των εξασθενίσεων καναλιών (συναρτήσεσι του χρόνου)



Σχήμα 2.5. Περίληψη των εξασθενίσεων καναλιών (συναρτήσεσι της συχνότητας)

### Τα Τυχαία Κανάλια

Σε προηγούμενη παράγραφο έχουμε εισάγει το γενικό γραμμικό αιτιοκρατικό κανάλι, όπου η συνάφεια της εξόδου, με δεδομένο σήμα εισόδου διαμορφώνεται ως ένα γενικό χρονικά μεταβλητό σύστημα. Εντούτοις, στην πράξη, τα ασύρματα κανάλια εξασθένησης είναι τυχαία αντί για αιτιοκρατικά, δηλαδή το  $h(t, \tau, r)$  είναι μια τυχαία διαδικασία αντί μιας αιτιοκρατικής ποσότητας. Ως εκ τούτου, σε αυτήν την παράγραφο, θα επεκτείνουμε το πρότυπο των γραμμικών αιτιοκρατικών καναλιών για να καλύψουμε τα τυχαία κανάλια.

Η συμπεριφορά του  $h(t, \tau, r)$  είναι γενικά πολύ περίπλοκη. Εντούτοις, οι πρακτικές καταστάσεις προσαρμόζονται σε ορισμένες απλοποιημένες υποθέσεις όπως η σταθερά που θα περιγράψουμε έπειτα. Παρακάτω, υποθέτουμε έναν τελεστή πρόβλεψης,  $\epsilon$ , για να λειτουργεί υπό την συνολική έννοια. Μεγάλη προσοχή απαιτείται στην μεταχείριση και στην σύγκλιση τέτοιων στατιστικών.

### Ευρείας Έννοιας Σταθερότητα (Wide sense stationarity)

WSS υπονοεί ότι οι δευτερεύουσες στατιστικές χρόνου του καναλιού είναι στάσιμες. Αυτή η υπόθεση δικαιολογείται στα κινητά κανάλια κατά τη διάρκεια σύντομων περιόδων,  $T_U$ . Για ευκολία παραλείπουμε προσωρινά την διάσταση του χώρου ( $r$ ). Η WSS προϋποθέτει ότι

$$R_h(\tau, t_1, t_2) = \varepsilon\{h(\tau, t_1) \cdot h^*(\tau, t_2)\} = R_h(\tau, \Delta t) \quad (2.11)$$

δηλ. ότι, η τυχαία διαδικασία  $h(t, \tau)$  καλείται ευρείας έννοιας σταθερότητα (WSS) εάν η αυτοσυσχέτιση εξαρτάται μόνο από το διάστημα  $\Delta t = |t_2 - t_1|$  και όχι από τον χρόνο  $t_1$  και  $t_2$ . Η  $R_h(\tau, \Delta t)$ , καλείται συνάρτηση συσχετισμού χρονικής καθυστέρησης.

Από την άλλη μεριά, μπορούμε επίσης να εξετάσουμε το συσχετισμό της φασματικής περιοχής  $t$ . Συγκεκριμένα, μετά από το μετασχηματισμό Fourier στο  $h(t, \tau)$  όσον αφορά το  $t$ , έχουμε μιας τυχαίας μεταβλητής συχνότητας διαδικασία  $H(v, \tau)$ . Η αυτοσυσχέτιση της τυχαίας διαδικασίας  $H(v, \tau)$  δίδεται από την εξίσωση

$$R_H(\tau, v_1, v_2) = \varepsilon[H(\tau, v_1) \cdot H^*(\tau, v_2)] \quad (2.12)$$

Όταν  $T_u \rightarrow \infty$ , έχουμε

$$\varepsilon[H(\tau, v_1) \cdot H^*(\tau, v_2)] = 0, \text{ αν } v_1 \neq v_2 \quad (2.13)$$

η οποία υπονοεί ότι ένα κανάλι διαθέτει ευρείας έννοιας σταθερότητα εάν και μόνο εάν τα φασματικά συστατικά του (συχνότητες Doppler) είναι ασύνδετα.

### Ασυσχετίστη Σκέδαση (Uncorrelated Scattering)

Το πρότυπο της ασυσχετίστης σκέδασης υποθέτει ότι οι σκεδαστές συνεισφέρουν στην καθυστέρηση της διάδοσης του καναλιού που έχει ανεξάρτητη εξασθένιση, δηλ.

$$R_h(t, \tau_1, \tau_2) = \varepsilon[h(t, \tau_1) \cdot h^*(t, \tau_2)] = 0, \text{ αν } \tau_1 \neq \tau_2 \quad (2.14)$$

Το μοντέλο της ασυσχετίστης σκέδασης προϋποθέτει σταθερότητα στην περιοχή της συχνότητας μετάδοσης, η οποία ταυτίζεται με την συχνότητα διαπερατότητας του καναλιού. Ας εξετάσουμε τον μετασχηματισμό Fourier στο  $h(t, \tau)$  όσον αφορά το  $\tau$ , ώστε να πετύχουμε μια τυχαία μεταβλητής συχνότητας λειτουργία  $H(t, f)$  που περιγράφει το κανάλι σε επίπεδο συχνότητας ( $f$ ) και χρόνου ( $t$ ) μετάδοσης. Από την υπόθεση της ασυσχετίστης σκέδασης έχουμε

$$R_H(t, f_1, f_2) = \varepsilon\{H(t, f_1) \cdot H^*(t, f_2)\} = R_H(t, \Delta f) \quad (2.15)$$

δηλ., η υπόθεση της ασυσχετίστης σκέδασης (US) ικανοποιείται εάν η αυτοσυσχέτιση στη συχνότητα εξαρτάται μόνο από το διάστημα  $\Delta f = |f_2 - f_1|$  και όχι από την  $f_1$  και την  $f_2$ . Η  $R_H(t, \Delta f)$  καλείται ως συνάρτηση καθυστερημένης διάδοσης της συχνότητα συσχετισμού. Ο συνδυασμός των υποθέσεων WSS και US οδηγεί σε αυτό που καλείται ευρείας έννοιας στάσιμο ασυσχετίστο κανάλι σκέδασης (WSSUS), το οποίο είναι στάσιμο στο επίπεδο των συχνοτήτων και του χρόνου και αντιστρόφως έχουν ανεξάρτητες συνιστώσες στη συχνότητα Doppler ( $v$ ) και στις διαστάσεις της καθυστέρησης ( $\tau$ ).

### Ομοιογενή Κανάλια (Homogeneous channels)

Επανεισάγουμε τώρα τη διάσταση του χώρου  $r$ . Μια λογική υπόθεση στην πράξη για τα χωρικά πρότυπα είναι ότι η στατιστική συμπεριφορά του  $h(t, \tau, r)$  είναι τοπικά στάσιμη στον χώρο πέρα από μερικές δεκάδες της απόστασης συνοχής  $D_c$ . Αυτό υπονοεί

$$R_h(t, \tau, r_1, r_2) = \varepsilon\{h(t, \tau, r_1) \cdot h^*(t, \tau, r_2)\} = R_h(t, \tau, \Delta r) \quad (2.16)$$

δηλ. η αυτοσυσχέτιση της αντίδρασης του καναλιού στο επίπεδο του χώρου εξαρτάται μόνο από  $\Delta r = |r_2 - r_1|$  και όχι από τα  $r_1$  και  $r_2$ . Η  $R_h(t, \tau, \Delta r)$  καλείται συνάρτηση συσχετισμού χωρικής καθυστέρησης.

Εάν εξετάσουμε τον μετασχηματισμό Fourier του  $h(t, \tau, r)$  όσον αφορά το  $r$ , λαμβάνουμε μια τυχαία

διαδικασία  $H(t, \tau, k)$  που περιγράφει το κανάλι στο επίπεδο του χρόνου ( $t$ ), της καθυστέρησης ( $\tau$ ) και του κυματαριθμού ( $k$ ). Από την υπόθεση HO έχουμε

$$R_H(t, \tau, k_1, k_2) = \varepsilon [H(t, \tau, k_1)H^*(t, \tau, k_2)] = 0, \text{ αν } k_1 \neq k_2 \quad (2.17)$$

Αυτό υπονοεί ότι ένα κανάλι είναι ομοιογενές εάν και μόνο εάν οι φασματικές συνιστώσες της παραμέτρου θέσης  $r$  είναι ασύνδετες. Ο συνδυασμός του καναλιού WSSUS με την υπόθεση HO καλείται κανάλι WSSUS-HO.

### Κοινή Συσχέτιση και Φάσμα

Τώρα, ας θεωρήσουμε τη γενική τυχαία απόκριση του καναλιού  $H(t, f, r)$  σε χρόνο  $t$ , σε συχνότητα  $f$ , και σε θέση  $r$ . Για να προσαρμόσουν όλες τις τυχαίες εξαρτήσεις ενός τέτοιου καναλιού, είναι δυνατό να καθοριστεί ένας κοινός συσχετισμός του  $H(t, f, r)$  όσον αφορά τις μεταβλητές ( $t, f, r$ ). Η κοινή συσχέτιση της απόκρισης του καναλιού δίδεται από

$$R_H(t_1, f_1, r_1; t_2, f_2, r_2) = \varepsilon [H(t_1, f_1, r_1)H^*(t_2, f_2, r_2)] \quad (2.18)$$

Για ευκολία, υποθέτουμε ότι το τυχαίο κανάλι έχει ευρείας έννοιας σταθερότητα, ασύνδετη ομοιογενή διασπορά (WSSUS-HO) και τυχαία εξέλιξη. Ως εκ τούτου, ο κοινός συσχετισμός  $R_H(t_1, f_1, r_1; t_2, f_2, r_2)$  είναι μια συνάρτηση μόνο των  $(\Delta t, \Delta f, \Delta r)$ , όπου  $\Delta t = |t_2 - t_1|$ ,  $\Delta f = |f_2 - f_1|$  και  $\Delta r = (r_2 - r_1)$ . Στο επίπεδο του φάσματος ( $v, \tau, k$ ) έχουμε:

$$S_H(v_1, \tau_1, k_1; v_2, \tau_2, k_2) = \varepsilon [H(v_1, \tau_1, k_1)H^*(v_2, \tau_2, k_2)] = S_H(v_1, \tau_1, k_1)\delta(v_1 - v_2)\delta(\tau_1 - \tau_2)\delta(k_1 - k_2) \quad (2.19)$$

όπου  $S_H(v_1, \tau_1, k_1)$  είναι η ισχύς της φασματικής πυκνότητας της τυχαίας διαδικασίας  $H(t, f, r)$ . Το θεώρημα Wiener-Khinchine οδηγεί στον ακόλουθο μετασχηματισμό Fourier μεταξύ της συνάρτησης της αυτοσυσχέτισης  $R_H(\Delta t, \Delta f, \Delta r)$  και της ισχύος της φασματικής πυκνότητας  $S_H(v, \tau, k)$ :

$$R_H(\Delta t, \Delta f, \Delta r) \leftrightarrow S_H(v, \tau, k)$$

### Χαρτογράφηση Μετατροπής Χρόνου-Συχνότητας

Επειδή η κοινή λειτουργία συσχετισμού  $R_H(\Delta t, \Delta f, \Delta r)$  είναι μια συνάρτηση τριών ανεξάρτητων παραμέτρων, είναι ευκολότερο να καθορίσουμε μια διάσταση και να εστιάσουμε στην αλληλεπίδραση μεταξύ των άλλων δύο διαστάσεων. Για παράδειγμα, εξετάζουμε ένα σύστημα απλής κεραίας με το δέκτη σε μια σταθερή θέση  $r$ . Κατά συνέπεια, αυτό το τυχαίο κανάλι δεν έχει καμία εξάρτηση από το  $r$ . Ως εκ τούτου, οι στατιστικές ιδιότητες του τυχαίου καναλιού μπορούν να καθοριστούν είτε από την αυτοσυσχέτιση χρόνου-συχνότητας  $R_H(\Delta t, \Delta f)$  είτε από το φάσμα καθυστέρησης Doppler  $S_H(v, \tau)$  όπως διευκρινίζεται στο Σχήμα 2.6. Σε ένα κανάλι WSSUS, η γνώση μόνο μίας μεταβλητής είναι ικανοποιητική δεδομένου ότι συνδυάζει μετασχηματισμό Fourier δύο διαστάσεων.

Έχουμε εισάγει τις έννοιες του χρόνου συνοχής και του εύρους ζώνης συνοχής ή, ισοδύναμα, διάχυση Doppler και διάχυση καθυστέρησης για αιτιοκρατικά κανάλια. Θα προσπαθήσουμε να επεκτείνουμε τον καθορισμό αυτών των παραμέτρων για τα τυχαία κανάλια WSSUS. Από τη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης χρόνου-συχνότητας, η συσχέτιση στο επίπεδο του χρόνου δίνεται ως

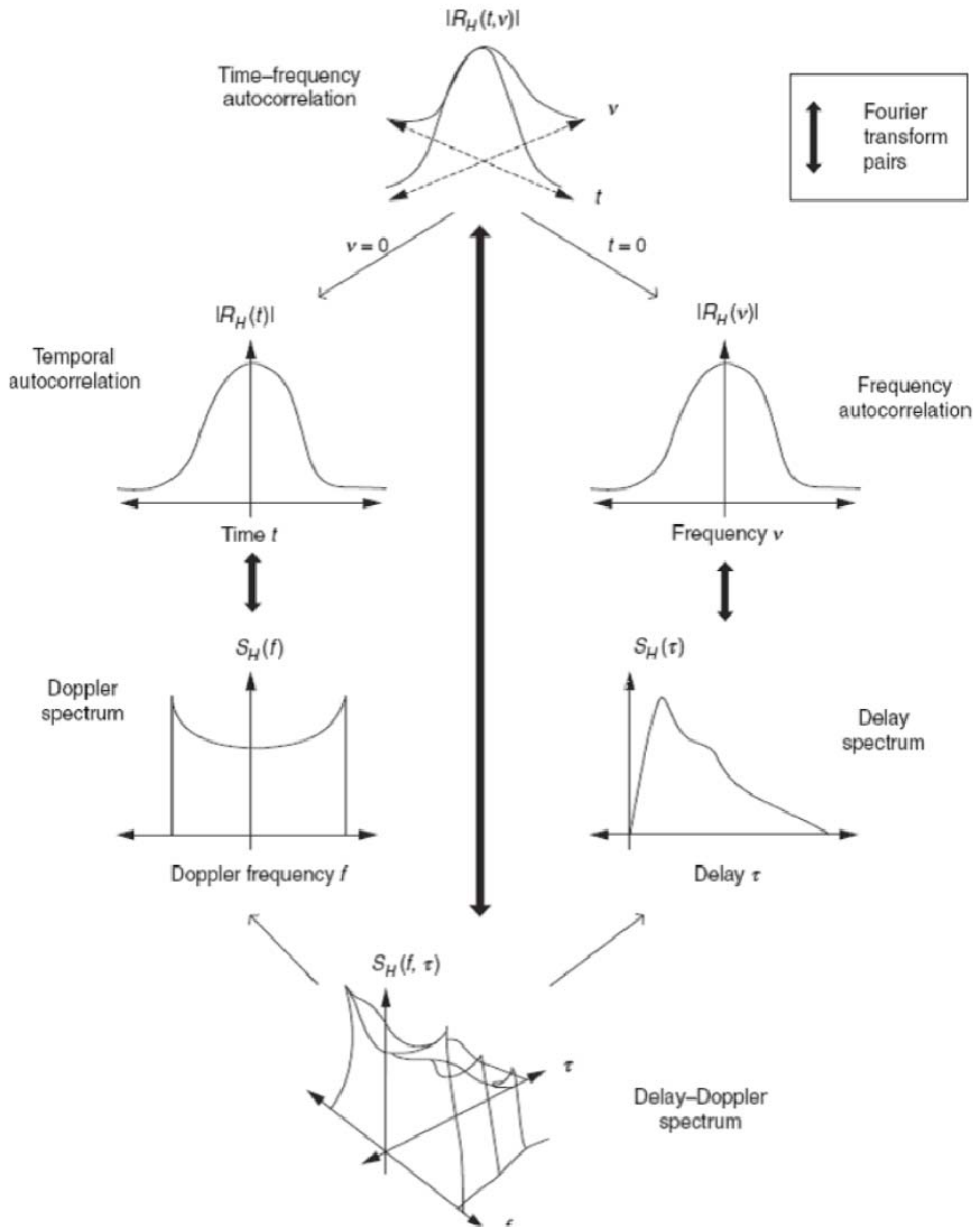
$$R_H(\Delta t) = R_H(\Delta t, \Delta f) \Big|_{\Delta f=0} \quad (2.20)$$

Ο χρόνος συνοχής  $T_C$  για το τυχαίο κανάλι καθορίζεται ώστε η τιμή του  $\Delta t$  να είναι όπως του  $R_H(\Delta t) < 0.5$ .

Ομοίως, η συσχέτιση στο επίπεδο της συχνότητας δίνεται από

$$R_H(\Delta f) = R_H(\Delta t, \Delta f) \Big|_{\Delta t=0} \quad (2.21)$$

Ο χρόνος συνοχής  $B_c$  για το τυχαίο κανάλι καθορίζεται ώστε η τιμή του  $\Delta f$  να είναι όπως του  $R_H(\Delta f) < 0.5$ .



**Σχήμα 2.6.** Αυτοσυσχέτιση χρόνου-συχνότητας και καθυστέρηση Doppler του φάσματος

Από την άλλη μεριά, μπορούμε να χαρακτηρίσουμε το τυχαίο κανάλι βάσει του φάσματος καθυστέρησης Doppler. Για παράδειγμα, το φάσμα Doppler, ή διάγραμμα ισχύος-Doppler, δίδεται από

$$S_H(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_H(\nu, \tau) d\tau \tag{2.22}$$

Η διάχυση Doppler  $\sigma_\nu$  ορίζεται ως η τετραγωνική ρίζα της δεύτερης κεντρικής στιγμής του φάσματος Doppler:

$$\sigma_\nu = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \nu^2 S_H(\nu) d\nu}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_H(\nu) d\nu} - \left( \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \nu S_H(\nu) d\nu}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_H(\nu) d\nu} \right)^2} \tag{2.23}$$

Ομοίως, το διάγραμμα ισχύος-καθυστέρησης δίνεται από

$$S_H(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_H(\nu, \tau) d\nu$$

Η διάχυση καθυστέρησης  $\sigma_\tau$  ορίζεται ως η τετραγωνική ρίζα της δεύτερης κεντρικής στιγμής του διαγράμματος ισχύος-καθυστέρησης:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau^2 S_H(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_H(\tau) d\tau} - \left( \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau S_H(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_H(\tau) d\tau} \right)^2} \quad (2.24)$$

Δεδομένου ότι το φάσμα Doppler και η συνάρτηση της χρονικής αυτοσυσχέτισης συνδυάζονται με μετασχηματισμό Fourier, μια μεγάλη διάχυση Doppler  $\sigma_\nu$  θα οδηγήσει σε μικρό χρόνο συνοχής  $T_C$  και επομένως χρονικά ταχύτερης εξασθένισης και αντίστροφα. Ομοίως, το διάγραμμα ισχύος-καθυστέρησης και η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης συχνότητας συνδυάζονται με μετασχηματισμό Fourier. Ως εκ τούτου, μία μεγάλη διάχυση καθυστέρησης  $\sigma_\tau$  θα οδηγήσει σε ένα μικρού εύρους ζώνης συνοχής  $B_C$  και αντίστροφα. Στην πράξη, οι τέσσερις παράμετροι συσχετίζονται έτσι

$$B_C \approx (2\sigma_\tau)^{-1} \quad (2.25)$$

και

$$T_C \approx (2\sigma_\nu)^{-1} \quad (2.26)$$

### Χαρτογράφηση Μετατροπής Συχνότητας-Χώρου

Για ένα στατικό κανάλι, μπορούμε να επεκτείνουμε την χαρτογράφηση χρόνου-συχνότητας που περιγράφεται στην προηγούμενη παράγραφο για την σχέση συχνότητας-χώρου όπως διευκρινίζεται στο Σχήμα 2.6.

Σε αυτό το διάγραμμα, η κοινή αυτοσυσχέτιση χώρου-συχνότητας  $R_H(\Delta f, \Delta r)$  και το κοινό φάσμα καθυστέρησης-κυματαριθμού  $S_H(\tau, k)$  είναι συνδυασμένα με τον μετασχηματισμό Fourier. Στην παράγραφο 2.2.2, έχουμε εισάγει τις έννοιες της απόστασης και της γωνίας συνοχής που διαδίδονται για τα αιτιοκρατικά κανάλια. Θα προσπαθήσουμε να επεκτείνουμε τον καθορισμό αυτών των παραμέτρων για τα τυχαία κανάλια WSSUS. Από την εξίσωση αυτοσυσχέτισης συχνότητας-χώρου, η απλή διάσταση της χωρικής αυτοσυσχέτισης των τυχαίων καναλιών δίνεται ως

$$R_H(\Delta r) = R_H(\Delta f, \Delta r) \Big|_{\Delta f=0} \quad (2.27)$$

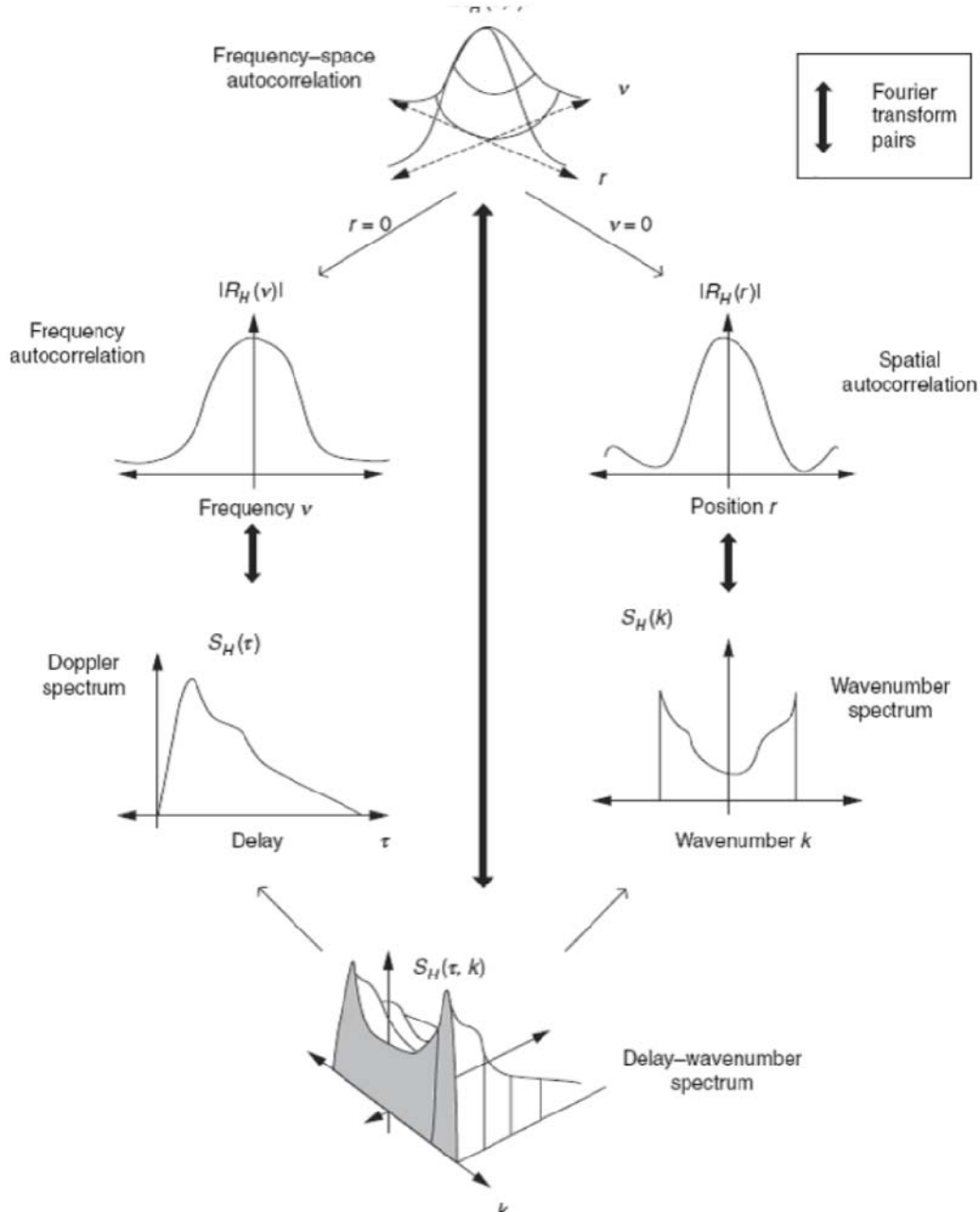
Η απόσταση συνοχής  $D_C$  ορίζεται επομένως ως το μέγιστο  $\Delta r$  έτσι ώστε  $R_H(\Delta r) < 0.5$ .

Ομοίως, μπορούμε να χαρακτηρίσουμε τη στατιστική συμπεριφορά των τυχαίων καναλιών από το φάσμα καθυστέρησης-κυματομορφής  $S_H(\tau, k)$ . Εξετάζουμε το απλής διάστασης φάσμα κυματαριθμών  $S_H(k)$ :

$$S_H(k) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_H(\tau, k) d\tau \quad (2.28)$$

Η γωνία διάχυσης  $\sigma_k$  ορίζεται ως η τετραγωνική ρίζα της δεύτερης κεντρικής στιγμής του φάσματος Doppler:

$$\sigma_k = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} k^2 S_H(k) dk}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_H(k) dk} - \left( \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} k S_H(k) dk}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_H(k) dk} \right)^2} \tag{2.29}$$

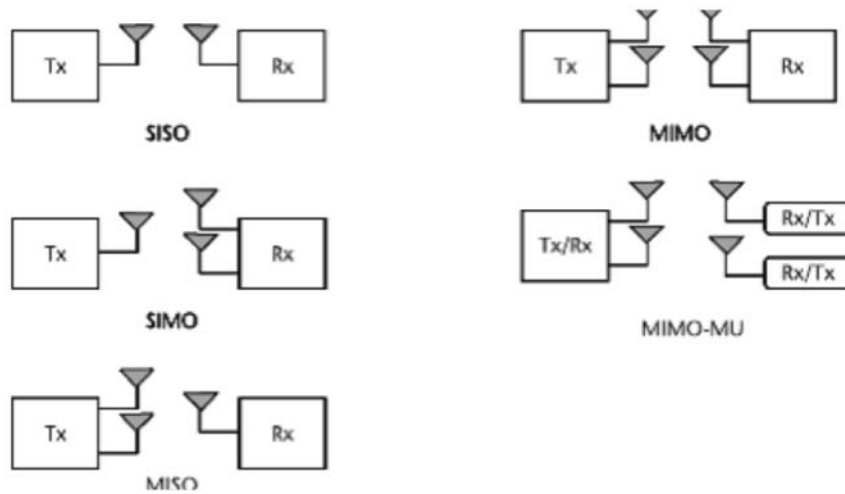


**Σχήμα 2.7.** Απεικόνιση της αυτοσυσχέτισης συχνότητας-χώρου και καθυστέρησης-φάσματος κυματαριθμού

Μια σημαντική ένδειξη της φύσης του καναλιού καλείται παράγοντας διάχυσης, και δίδεται από  $B_C T_C$ . Εάν  $B_C T_C < 1$  το κανάλι λέγεται ότι είναι υποδιάχυτο, διαφορετικά, αποκαλείται υπερδιάχυτο. Γενικά, εάν  $B_C T_C \ll 1$ , η αντίδραση της ώθησης των καναλιών θα μπορούσε εύκολα να μετρηθεί και η μέτρηση θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί στον δέκτη για την αποδιαμόρφωση και την ανίχνευση ή στον πομπό για την προσαρμογή. Από την άλλη μεριά, εάν  $B_C T_C \gg 1$ , η μέτρηση των καναλιών θα ήταν εξαιρετικά δύσκολη και αναξιόπιστη.

**Πολλαπλών Κεραιών (MIMO) Συστήματα**

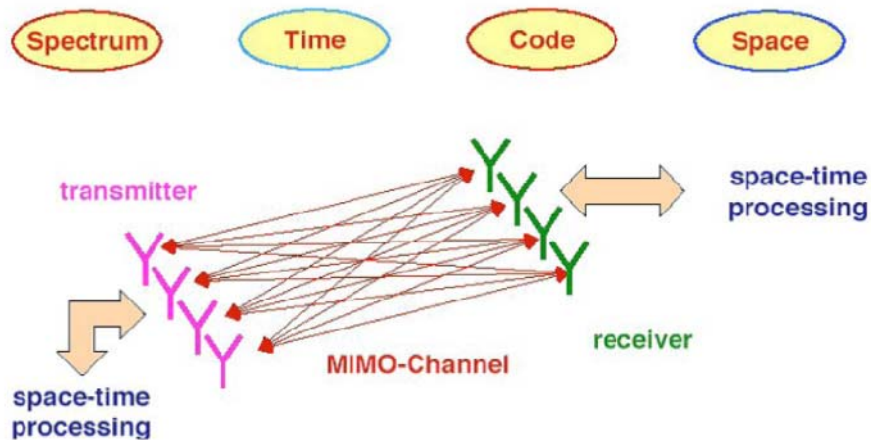
Το Σχήμα 2.8 επεξηγεί τις διαφορετικές διαμορφώσεις κεραιών που χρησιμοποιούνται στον καθορισμό συστημάτων χώρου-χρόνου. Απλής εισόδου- απλής εξόδου (Simple Input – Simple Output) είναι ο γνωστός σχηματισμός της ασύρματη μετάδοσης, η απλής εισόδου- πολλαπλής εξόδου (Single Input - Multiple Output) διαμόρφωση χρησιμοποιεί μια απλή κεραία εκπομπής και πολλαπλής ( $N_R$ ) λήψεως κεραιές, πολλαπλής εισόδου – απλής εξόδου (Multiple Input – Single Output) διαμόρφωση έχει πολλαπλές ( $N_T$ ) κεραιές εκπομπής και μία κεραία λήψης, MIMO διαμόρφωση έχει πολλαπλές ( $N_T$ ) κεραιές εκπομπής και πολλαπλές ( $N_R$ ) κεραιές λήψης και, τέλος, ο όρος MIMO-πολλών χρηστών (MIMO-MU), αναφέρεται σε μια διαμόρφωση που περιλαμβάνει έναν σταθμό βάσης με πολλαπλές κεραιές εκπομπής και λήψης που αλληλεπιδρούν με πολλαπλούς χρήστες, κάθε ένας με μια ή περισσότερες κεραιές. Εξετάζουμε τώρα την έννοια μερικών όρων.



**Σχήμα 2.8.** Διαφορετικές διαμορφώσεις κεραιών συστημάτων χώρου-χρόνου

Γενικά τα συστήματα MIMO χρησιμοποιούν έναν συνδυασμό διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης (αποκαλούμενων χώρου-χρόνου τεχνικές επεξεργασίας) προκειμένου να χρησιμοποιηθεί η πολλαπλών διαδρομών διάδοση (Σχήμα 2.9)

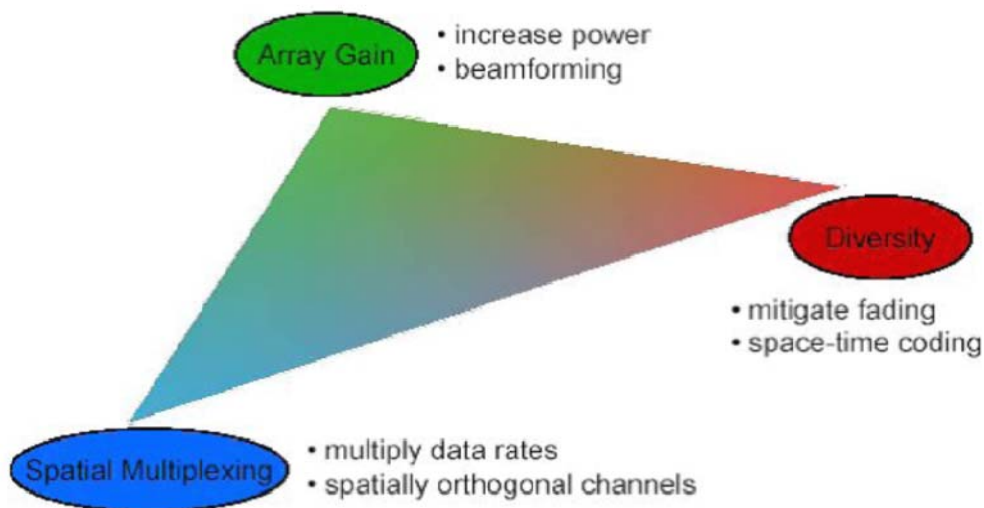
**Efficient use of the 4-D communication space:**



**Σχήμα 2.9.** Απεικόνιση των ικανοτήτων των συστημάτων χώρου-χρόνου

Τέτοιες τεχνικές χρησιμοποιούνται για να δώσουν μερικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα παραδοσιακά ασύρματα συστήματα, και αυτά συνήθως είναι το **κέρδος στοιχειοκεραίας**, το **κέρδος ποικιλομορφίας** και το **κέρδος πολυπλεξίας** (Σχήμα 2.10).





**Σχήμα 2.10.** Απεικόνιση της αύξησης απόδοσης των συστημάτων MIMO έναντι των συστημάτων SISO

### Κέρδος Στοιχειοκεραίας (Array Gain)

Το κέρδος στοιχειοκεραίας (ή κέρδος δημιουργίας λοβών) είναι η μέση αύξηση του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR) στον δέκτη που προκύπτει από τη συνάφεια συνδυάζοντας την επίδραση των πολλαπλών κεραιών του δέκτη ή του πομπού ή και των δύο ταυτόχρονα. Εάν το κανάλι είναι γνωστό στην πολλαπλή κεραία εκπομπής, ο πομπός θα επηρεάσει την μετάδοση ανάλογα με τους συντελεστές του καναλιού, έτσι ώστε να υπάρχει συνεπής συνδυασμός στην απλή κεραία λήψης (σε περίπτωση MISO). Το κέρδος στοιχειοκεραίας σε αυτήν την περίπτωση καλείται κέρδος στοιχειοκεραίας πομπού. Διαδοχικά, εάν έχουμε πομπό απλής κεραίας χωρίς καμία γνώση του καναλιού και δέκτη πολλαπλών κεραιών, ο οποίος έχει τέλεια γνώση του καναλιού, κατόπιν ο δέκτης μπορεί κατάλληλα να σταθμίσει τα εισερχόμενα σήματα έτσι ώστε να προστεθούν με συνοχή στην έξοδο(με συνδυασμό αυτών), με αυτόν τον τρόπο ενισχύεται το σήμα. Αυτή είναι η περίπτωση SIMO. Αυτό καλείται κέρδος στοιχειοκεραίας του δέκτη. Βασικά, τα πολλαπλών κεραιών συστήματα απαιτούν την τέλεια γνώση των καναλιών είτε στον πομπό είτε το δέκτη είτε και στα δύο για να επιτύχουν αυτό το κέρδος στοιχειοκεραίας. Εξαρτώνται επίσης από τον αριθμό των κεραιών εκπομπής και λήψης.

### Ενίσχυση Ποικιλομορφίας (Diversity Gain)

Η πολλαπλών διαδρομών εξασθένιση είναι ένα σημαντικό πρόβλημα στις ασύρματες επικοινωνίες. Σε ένα εξασθενίζον κανάλι, η ισχύ των σημάτων εξασθενεί (δηλ., η ισχύ τους διακυμαίνεται). Όταν η ισχύς των σημάτων μειώνεται σημαντικά, το κανάλι ονομάζεται εξασθενίζον. Αυτό δίνει αφορμή για υψηλό ρυθμό εσφαλμένων bit (BER). Προσφεύγουμε στην ποικιλομορφία για αντιμετώπιση της εξασθένισης. Αυτό περιλαμβάνει παροχή αντιγράφων του διαβιβασθέντος σήματος στην πάροδο του χρόνου, της συχνότητας, ή του διαστήματος. Υπάρχουν τρεις τύποι σχημάτων ποικιλομορφίας στις ασύρματες επικοινωνίες.

Χρονική ποικιλομορφία: Σε αυτήν την περίπτωση τα αντίγραφα του διαβιβασθέντος σήματος παρέχονται με την παρέλευση του χρόνου από έναν συνδυασμό της κωδικοποίησης του καναλιού και στρατηγικές παρεμβολής. Η βασική απαίτηση για να είναι αποτελεσματική αυτή η μορφή ποικιλομορφίας είναι ότι το κανάλι πρέπει να παρέχει εγκαίρως αρκετές παραλλαγές. Ισχύει σε περιπτώσεις όπου ο χρόνος συνοχής του καναλιού είναι μικρός έναντι της επιθυμητής διάρκειας της συμβολικής παρεμβολής. Σε ένα τέτοιο



γεγονός, είμαστε βέβαιοι ότι η συμβολική παρεμβολή είναι ανεξάρτητη από το προηγούμενο σύμβολο. Αυτό το κάνει ένα απολύτως νέο αντίγραφο του αρχικού συμβόλου.

**Ποικιλομορφία συχνότητας:** Αυτός ο τύπος ποικιλομορφίας παρέχει αντίγραφα του αρχικού σήματος στο πεδίο της συχνότητας. Αυτό ισχύει σε περιπτώσεις όπου το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού είναι μικρό έναντι του εύρους ζώνης του σήματος. Αυτό μας βεβαιώνει ότι τα διαφορετικά μέρη του σχετικού φάσματος θα υποστούν ανεξάρτητες εξασθενίσεις.

**Χωρική ποικιλομορφία:** Καλείται επίσης ποικιλομορφία κεραιών και είναι μια αποτελεσματική μέθοδος για την εξασθένηση των πολλαπλών διαδρομών. Σε αυτήν την περίπτωση, τα αντίγραφα του ίδιου διαβιβασθέντος σήματος παρέχονται στις διαφορετικές κεραιές του δέκτη. Αυτό ισχύει σε περιπτώσεις όπου το διάστημα των κεραιών είναι μεγαλύτερο από την απόσταση συνοχής για να εξασφαλιστεί η ανεξάρτητη εξασθένηση στις διαφορετικές κεραιές. Οι παραδοσιακοί τύποι σχημάτων ποικιλομορφίας είναι η ποικιλομορφία επιλογής, η μέγιστης αναλογίας ποικιλομορφία, και την ποικιλομορφία ισοδύναμου κέρδους. Οι κώδικες χώρου-χρόνου εκμεταλλεύονται ποικιλομορφία στο επίπεδο του χώρου και του χρόνου.

Βασικά η αποτελεσματικότητα οποιουδήποτε σχεδίου ποικιλομορφίας βρίσκεται στο γεγονός ότι στο δέκτη πρέπει να παρέχονται ανεξάρτητα δείγματα του βασικού σήματος που διαβιβάζεται. Σε ένα τέτοιο γεγονός βεβαιωνόμαστε ότι η πιθανότητα να υποστούν μεγάλη εξασθένηση δύο ή περισσότερα σχετικά δείγματα του σήματος είναι πολύ μικρή. Οι περιορισμοί στο χρόνο συνοχής, στο εύρος ζώνης συνοχής, και στην απόσταση συνοχής εξασφαλίζουν αυτό το γεγονός. Έπειτα το σχέδιο ποικιλομορφίας πρέπει να συνδυάσει βέλτιστα τις ποικιλομορφες κυματομορφές ώστε να μεγιστοποιηθεί η προκύπτουσα ποιότητα των σημάτων. Μπορούμε επίσης να ταξινομήσουμε την ποικιλομορφία κάτω από τον υπότιπλο της χωρικής ποικιλομορφίας, βασισμένοι στο εάν η ποικιλομορφία εφαρμόζεται στον πομπό ή στον δέκτη.

**Ποικιλομορφία λήψης.** Η μέγιστη αναλογία συνδυασμού είναι ένα συχνά εφαρμοζόμενο σχέδιο ποικιλομορφίας στους δέκτες για να βελτιωθεί η ποιότητα του σήματος. Στα κινητά τηλέφωνα αυτό γίνεται δαπανηρό και δυσκίνητο για να αναπτυχθεί. Αυτός είναι ένας από τους βασικούς λόγους που η ποικιλομορφία είναι ευκολότερο να εφαρμοστεί στο σταθμό βάσης.

**Ποικιλομορφία μετάδοσης.** Σε αυτήν την περίπτωση εισάγουμε ελεγχόμενους πλεονασμούς στον πομπό, οι οποίοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν έπειτα από κατάλληλη τεχνική επεξεργασία του σήματος στο δέκτη. Γενικά αυτή η τεχνική επιθυμεί πλήρης πληροφορίες για την κατάσταση του καναλιού στον πομπό για να καταστεί ικανοποιητική. Αλλά με την εμφάνιση σχεδίων κωδικοποίησης χώρου-χρόνου όπως το σχέδιο Alamouti, είναι δυνατό να εφαρμοστεί ποικιλομορφία μετάδοσης χωρίς γνώση του καναλιού. Αυτό ήταν ένας από τους θεμελιώδεις λόγους για την εξέλιξη της βιομηχανίας MIMO. Οι κώδικες χώρου-χρόνου για MIMO εκμεταλλεύονται τόσο από Σχήματα ποικιλομορφίας της μετάδοσης όσο και από τα Σχήματα ποικιλομορφίας της λήψης, που παράγουν μια υψηλή ποιότητα στην λήψη.

Επομένως, στα συστήματα MIMO μιλάμε πολύ για την ποικιλομορφία των κεραιών λήψης ή την ποικιλομορφία των κεραιών εκπομπής. Στην ποικιλομορφία των κεραιών λήψης, ο δέκτης που λαμβάνει πολλαπλά αντίγραφα του ίδιου διαβιβασθέντος σήματος, υποθέτει ότι η μετάδοση προήλθε από την ίδια πηγή. Αυτό αποτελεί αλήθεια για τα κανάλια SIMO. Εάν η πορεία του σήματος μεταξύ κάθε ζευγαριού κεραιών εξασθενεί ανεξάρτητα, είναι εξαιρετικά απίθανο το ότι όλες οι άλλες πορείες θα είναι επίσης πολύ εξασθενημένες. Επομένως, η απώλεια ισχύος των σημάτων που οφείλεται σε εξασθένηση μιας πορείας, αντιμετωπίζεται από το ίδιο σήμα, το οποίο όμως παραλαμβάνεται μέσω μιας διαφορετικής πορείας (διαδρομής). Αυτό είναι όπως μια γραμμή στρατιωτών. Όταν ένας στρατιώτης πέφτει στη μάχη, ο άλλος

είναι έτοιμος να πάρει τη θέση του. Ως εκ τούτου, επεκτείνοντας αυτήν την αναλογία περαιτέρω, όσο περισσότεροι είναι οι στρατιώτες, τόσο ισχυρότερη είναι η γραμμή. Το ίδιο πράγμα ισχύει και στην ποικιλομορφία. Όσο περισσότερη ποικιλομορφία έχουμε, τόσο ευκολότερα μπορούμε να καταπολεμήσουμε την εξασθένηση σε ένα κανάλι. Η ποικιλομορφία χαρακτηρίζεται από τον αριθμό των ανεξάρτητων κλάδων εξασθένησης ή πορειών εξασθένησης. Αυτές οι πορείες είναι επίσης γνωστές ως βαθμός ποικιλομορφίας και είναι ίσες με τον αριθμό των κεραιών λήψης στα κανάλια SIMO. Λογικά, όσο υψηλότερος είναι ο βαθμός ποικιλομορφίας (ανεξάρτητων πορειών εξασθένησης, ή κεραιών λήψης), τόσο καλύτερα καταπολεμάται η εξασθένηση. Εάν ο αριθμός των κεραιών λήψης τείνουν στο άπειρο, ο βαθμός ποικιλομορφίας τείνει στο άπειρο και το κανάλι τείνει στον λευκό προσθετικό Gaussian θόρυβο (AWGN).

Στην κατηγορία χωρικής ποικιλομορφίας υπάρχουν δύο ακόμη τύποι ποικιλομορφιών που πρέπει να εξετάσουμε. Αυτοί είναι:

**Ποικιλομορφία γωνίας:** Εάν τα σχέδια ακτινοβολίας των κεραιών είναι διαφορετικά, κατόπιν κάθε πολλαπλό μονοπάτι θα μετρηθεί διαφορετικά από τα άλλα. Όταν οι κεραιές μοιράζονται την ίδια πόλωση αλλά έχουν διαφορετικό μέγεθος και διαφορετικές επιδράσεις φάσης σε διαφορετικές κατευθύνσεις, αυτό ονομάζεται **παραδοσιακή ποικιλομορφία γωνίας**. Σε πολλές περιπτώσεις, αυτή η τεχνική ποικιλομορφίας μπορεί να είναι εξαιρετικά δύσκολο να εφαρμοστεί. Στην πράξη, η ποικιλομορφία γωνίας ισχύει μόνο σε συχνότητα φέροντος πάνω από 10 GHz. Σε τέτοιες συχνότητες, τα διαβιβασθέντα σήματα είναι ιδιαίτερα διεσπαρμένα στο χώρο. Σε ένα τέτοιο γεγονός ο δέκτης μπορεί να έχει δύο ιδιαίτερα κατευθυντικές κεραιές που αντιμετωπίζουν εντελώς διαφορετικές κατευθύνσεις. Αυτό επιτρέπει στο δέκτη να συλλέξει δύο δείγματα του ίδιου σήματος, τα οποία είναι στο σύνολό τους ανεξάρτητα το ένα από το άλλο.

**Ποικιλομορφία πόλωσης:** Σε αυτόν τον τύπο ποικιλομορφίας όπου τα σήματα έχουν ορθογώνιες πολώσεις (δηλ. κάθετες και οριζόντιες), τα σήματα διαβιβάζονται από δύο ή περισσότερες διαφορετικά πολωμένες κεραιές και λαμβάνονται αντίστοιχα από δύο ή περισσότερες διαφορετικά πολωμένες κεραιές στον δέκτη. Οι διαφορετικές πολώσεις εξασφαλίζουν ότι δεν υπάρχει κανένας συσχετισμός μεταξύ των ροών των δεδομένων, χωρίς να πρέπει να ανησυχήσει για την συνάφεια της απόστασης διαχωρισμού μεταξύ των κεραιών.

Είναι αξιοσημείωτο ότι οι ποικιλομορφίες γωνίας και πόλωσης είναι υποσύνολα της πιο περιεκτικής μορφής ποικιλομορφίας, η οποία απλά υπονοεί ότι η μορφή ακτινοβολίας των κεραιών (μέγεθος, φάση και πόλωση) διαφέρουν για να δημιουργήσουν τη μοναδική πολλαπλών διαδρομών διαβάθμισης.

### **Χωρική Πολυπλεξία (Spatial Multiplexing or Multiplexing Gain)**

Η χωρική πολυπλεξία προσφέρει μία γραμμική (στον αριθμό των ζευγαριών των κεραιών εκπομπής-λήψης ή στο  $\min\{N_R, N_T\}$ ) αύξηση στο ρυθμό μετάδοσης (ή στην χωρητικότητα) για το ίδιο εύρος ζώνης και χωρίς πρόσθετες δαπάνες ισχύος. Αυτό είναι δυνατό μόνο σε κανάλια MIMO. Εξετάζουμε την περίπτωση δύο κεραιών μετάδοσης και δύο κεραιών λήψης. Αυτό μπορεί να επεκταθεί στα πιο γενικά κανάλια MIMO.

Η ροή δεδομένων είναι χωρισμένη σε δύο ρεύματα δεδομένων μισού-ρυθμού, που διαμορφώνονται και διαβιβάζονται ταυτόχρονα και από τις δύο κεραιές. Δηλαδή αντί της διαβίβασης του ίδιου κομματιού και από τις δύο κεραιές, αυτή η μέθοδος διαβιβάζει ένα κομμάτι δεδομένων από την πρώτη κεραία, και ένα άλλο κομμάτι από την δεύτερη κεραία ταυτόχρονα. Ο δέκτης, που έχει πλήρη γνώση του καναλιού, ανακτεί αυτά τα μεμονωμένα ρεύματα δεδομένων και τα συνδυάζει ώστε να ανακτηθεί η αρχική ροή των

δεδομένων. Δεδομένου ότι ο δέκτης έχει τη γνώση του καναλιού παρέχει ποικιλομορφία λήψης, αλλά το σύστημα δεν έχει καμία ποικιλομορφία μετάδοσης δεδομένου ότι τα ρεύματα δεδομένων είναι απολύτως διαφορετικά μεταξύ τους, δεδομένου ότι φέρουν εντελώς διαφορετικά δεδομένα. Αυτή η χωρική πολυπλεξία αυξάνει τον ρυθμό μετάδοσης ανάλογα με τον αριθμό των ζευγαριών των κεραιών εκπομπής και λήψης, όμως περιλαμβάνει μεγά πολυπλοκότητα και δαπάνη στον πομπό και στον δέκτη. Εντούτοις με δύο κεραιές εκπομπής και δύο κεραιές λήψης, τα δεδομένα μπορούν να διαβιβασθούν δύο φορές πιο γρήγορα από συγκεκριμένα συστήματα που χρησιμοποιούν χωρο-χρονικούς κώδικες με μία κεραία λήψης.

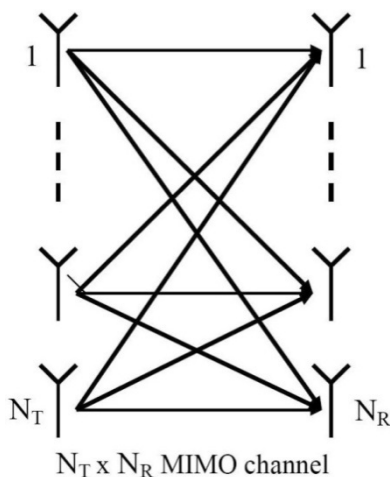
Αυτή η έννοια μπορεί να επεκταθεί σε συστήματα MIMO-MU. Σε αυτή την περίπτωση, δύο χρήστες διαβιβάζουν ταυτόχρονα τις αντίστοιχες πληροφορίες τους προς τον ίδιο σταθμό βάσης που εξοπλίζεται με δύο κεραιές. Ο σταθμός βάσης μπορεί να χωρίσει και επιπλέον να διαβιβάσει τα δύο σήματα με χωρικό φιλτράρισμα έτσι ώστε κάθε χρήστης να μπορεί να αποκωδικοποιήσει το σήμα του σωστά. Αυτό επιτρέπει την αύξηση της χωρητικότητας ανάλογα τον αριθμό κεραιών στο σταθμό βάσης και τον αριθμό των χρηστών.

### Παράμετροι καθορισμού MIMO

Η σχέση εισόδου-εξόδου για μια χρονική-σταθερά και σύστημα MIMO επίπεδης-εξασθένισης με  $N_T$  κεραιές Tx και  $N_R$  κεραιές Rx (Σχήμα 2.11) είναι:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{2.31}$$

όπου  $\mathbf{H}$  είναι ο πίνακας των καναλιών,  $\mathbf{x}$  και  $\mathbf{y}$  είναι τα διανύσματα των διαβιβασθέντων και λαμβανόμενων σημάτων, και το  $\mathbf{n}$  είναι ο προσθετικός θόρυβος.



**Σχήμα 2.11.** Απεικόνιση ενός  $N_T \times N_R$  καναλιού MIMO

Οι αμοιβαίες πληροφορίες ανά μονάδα εύρους ζώνης ενός καναλιού MIMO επίπεδης εξασθένισης χωρίς πληροφορίες για την κατάσταση του καναλιού (Channel State Information) στο Tx είναι:

$$I = \log_2 \det \left( I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \text{ bits / s / Hz} \tag{2.32}$$

Σε ένα κανάλι εξασθένισης,  $I$  είναι γενικά μια τυχαία μεταβλητή, λόγω της στατιστικής φύσης του  $\mathbf{H}$  (παραδείγματος χάριν, για ένα εξασθενίζον κανάλι Rayleigh, το γενικό στοιχείο  $h_{ij}$  μπορεί να θεωρηθεί ως μια τυχαία σύνθετη Gaussian μεταβλητή).  $\rho$  είναι ο μέσος λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) σε κάθε κλάδο δεκτών, εφ' όσον ομαλοποιούνται κατάλληλα τα στοιχεία του  $\mathbf{H}$  έτσι ώστε να ικανοποιείται η ακόλουθη σχέση:

$$E \{ \text{tr} [ \mathbf{H} \mathbf{H}^H ] \} = E \{ \| \mathbf{H} \|_F^2 \} = N_T N_R$$

όπου  $\| \mathbf{H} \|_F^2$  είναι ο απλοποιημένος κανόνας Frobenius του  $\mathbf{H}$ . Μερικές σύνθετες παράμετροι απόδοσης προκύπτουν από το  $\mathbf{I}$ , όπως η χωρητικότητα, η οποία είναι η πρόβλεψη του  $\mathbf{I}$  σε όλες τις πιθανές τιμές του  $\mathbf{H}$ :

$$C = E_H \{ \mathbf{I} \} = E_H \left\{ \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\} \quad (2.33)$$

και η παρεχόμενη χωρητικότητα, η οποία επιτυγχάνεται στο (1-q) % των περιπτώσεων:

$$\text{Pr ob} \{ C(t_0) < C_{\text{out}} \} = q \quad (2.34)$$

Η έκφραση (2.33) αντιπροσωπεύει τη μέγιστη χωρητικότητα - υπό την έννοια Shannon - μόνο εάν τα στοιχεία  $\mathbf{H}$  είναι ανεξάρτητα και κατανεμημένα ομοιόμορφα (δηλ. τα  $h_{ij}$  είναι ασυσχέιστα), αλλά στα συσχετισμένα κανάλια μπορεί να θεωρηθεί ως ελάχιστου περιορισμού της μέγιστης χωρητικότητας. Η απόδοση του καναλιού MIMO από την άποψη της μέγιστης επιτεύξιμης χωρητικότητας επηρεάζεται έντονα από το συσχετισμό μεταξύ των στοιχείων του  $\mathbf{H}$ , που εξαρτάται από τον αριθμό των πολλαπλών διαδρομών του εξεταζόμενου σεναρίου, και μπορεί να αφορά άμεσα τις συνθετικές παραμέτρους διάδοσης όπως η καθυστέρηση διάχυσης RMS (DS) και η γωνία διάχυσης RMS στο Rx (RxAS) ή στο Tx (TxAS).

Σε πολλές περιπτώσεις κοινής πρακτικής, η υπόθεση καναλιών ανεξάρτητης εξασθένισης δεν είναι ρεαλιστική, έτσι ο πίνακας του καναλιού και η αμοιβαία πληροφορία του επιλεκτικής- συχνότητας καναλιού MIMO πρέπει να εξεταστεί:

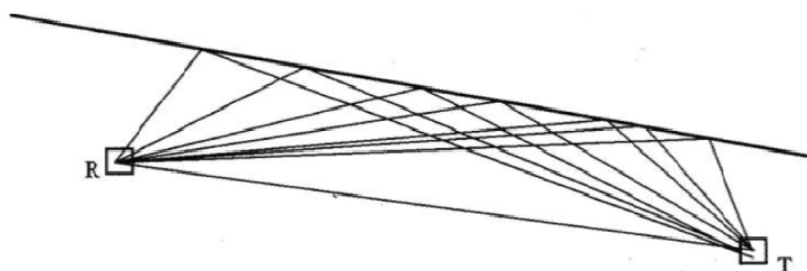
$$I_{FS} = \frac{1}{B} \int_B \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \tilde{\mathbf{H}}(f) \tilde{\mathbf{H}}(f)^H \right) df \text{ bits/s/Hz} \quad (2.35)$$

## Κεφάλαιο 3

### 3. Μοντελοποίηση Διάχυτης Σκέδασης από Κτίρια

#### 3.1. Εισαγωγή

Πρόσφατα, η υιοθέτηση των εργαλείων ιχνηλάτησης ακτινοβολίας (RT, Ray Tracing) έχει βελτιώσει σπουδαία τόσο το πεδίο των δυνατοτήτων της πρόβλεψης σε αστικό περιβάλλον όσο και τα αποτελέσματα που έχουν επιτευχθεί σε ποικίλες περιπτώσεις [29]-[32]. Εντούτοις, επειδή το γενικό RT αποτελεί μόνο τις ακτίνες που υποβάλλονται σε αντανάκλασεις διάχυσης ή διαθλάσεις, αποτυγχάνει να περιγράψει κατάλληλα τα φαινόμενα διάχυτης σκέδασης που μπορούν να έχουν έναν σημαντικό αντίκτυπο στην ασύρματη διάδοση στις αστικές περιοχές. Όπως προτείνεται εδώ, η διάχυτη σκέδαση αναφέρεται στα σήματα που διασκορπίζονται σε άλλα παρά σε αυτά που αλλάζουν κατωπτρικά την κατεύθυνσή τους (Σχήμα 3.1) ως αποτέλεσμα των αποκλίσεων (παρατυπίες επιφάνειας ή όγκου) σε έναν επίπεδης ομοιόμορφης επιφάνειας τοίχου κτιρίου.



*Illustration of diffuse incoherent scattering from a rough surface. Contributions arrive from all parts of the surface, not just from the specular reflection point*

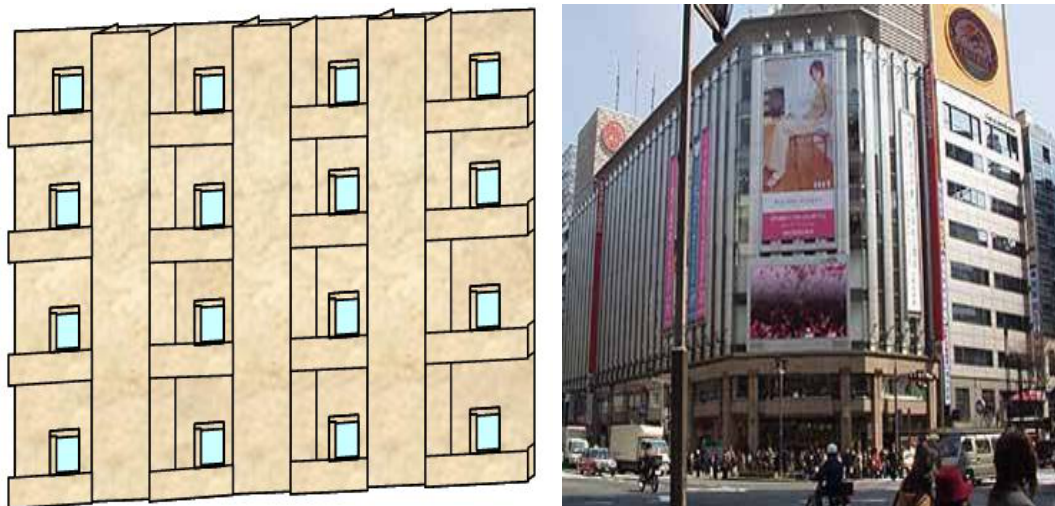
**Εικόνα 3.1.** Απεικόνιση διάχυτης σκέδασης από μία απότομη επιφάνεια (κάτοψη)

Πρόσφατες πειραματικές μελέτες έχουν δείξει ότι διάχυτες συνεισφορές σκέδασης που οφείλεται σε κτίρια ή ακόμα και σε εξωτερικά φωτιστικά σώματα διαδραματίζουν έναν σημαντικό ρόλο στον καθορισμό του χρόνου διασποράς και της γωνίας των ασύρματων σημάτων στα πραγματικά περιβάλλοντα. Η διαμόρφωση της διάχυτης σκέδασης από τα κτίρια είναι αρκετά δύσκολο πρόβλημα, επειδή οι ανωμαλίες στους τοίχους των κτιρίων δεν μπορούν να διαμορφωθούν ως Gaussian τραχύτητα επιφάνειας (Σχήμα 3.2), όπως υποτίθεται στα περισσότερα θεωρητικά πρότυπα.

Λίγες δημοσιεύσεις εξετάζουν ρητά τη διαμόρφωση της διάχυτης σκέδασης από κτίρια. Συγκεκριμένα προτείνεται ένα απλό πρότυπο «ενεργής τραχύτητας» (Effective Roughness) για τη διάχυτη σκέδαση από την οικοδόμηση των τοίχων και το ίδιο πρότυπο περιλαμβάνεται σε ένα τρισδιάστατο πρόγραμμα ανίχνευσης ακτίνων, που παρουσιάζει μια λογική βελτίωση στην ακρίβεια της ευρείας ζώνης πρόβλεψης εναντίον των μετρήσεων όσον αφορά το τυπικό RT. Το πρότυπο του ER, εντούτοις, υποθέτει ότι το κύμα που προσκρούει σε έναν αντικείμενο τοίχου (ή σε έναν ολόκληρο τοίχο εάν ο τοίχος είναι μακριά από τα ασύρματα τερματικά) διασπάται σύμφωνα με ένα μοντέλο σκέδασης Lambertian ανεξάρτητα από την κατεύθυνση της προσπίπτουσας ακτίνας.

Στην παρούσα εργασία το πρότυπο του ER έχει τροποποιηθεί προσανατολίζοντας το πρότυπο του λοβού σκέδασης προς την κατοπτρική κατεύθυνση, που είναι ρεαλιστικότερη, και αναδιαμορφώνοντάς το με διάφορους τρόπους συντηρώντας την φυσική συνέπεια του μοντέλου (παράγραφος 3.3). Κατόπιν, το μοντέλο σκέδασης των τοίχων πραγματικών κτιρίων έχει μετρηθεί χρησιμοποιώντας κατευθυντικές κεραίες και μια κατάλληλη εγκατάσταση μέτρησης (παράγραφος 3.3).

Τέλος, τα πειραματικά μοντέλα σκέδασης έχουν συγκριθεί με προσομοίωση που λαμβάνεται μέσω του τροποποιημένου μοντέλου ER που ενσωματώνεται σε ένα τρισδιάστατο RT εργαλείο, και καθορίζει το καλύτερο μοντέλο διαμόρφωσης της σκέδασης και τις καλύτερες τιμές του συντελεστή σκέδασης **S** στις εξεταζόμενες περιπτώσεις.



**Σχήμα 3.2.** Παραδείγματα αληθινών ανομοιομορφων επιφανειών κτιρίων με πρόσθετα στοιχεία

### 3.2. Μοντέλα Διάχυτης Σκέδασης

Η συμβολή της διάχυτης διασποράς στη σκέδαση είναι αξιολογημένη υιοθέτηση της προσέγγισης Effective Roughness (ER) που παρουσιάζεται παρακάτω. Ένα μικρό μέρος αυτής της προσέγγισης συνδέεται με κάθε τοίχο, το οποίο λαμβάνει υπόψη του όχι μόνο την πραγματική τραχύτητα της επιφάνειας αλλά και την επίδραση της παρατυπίας των τοίχων με ένα μέσο στατιστικό τρόπο. Στο πρότυπο του ER η περιοχή σκέδασης από το γενικό στοιχείο των τοίχων  $d\mathbf{S}$  (Σχήμα 3.3) είναι διαμορφωμένη ως ένα μη ομοιόμορφο σφαιρικό κύμα που αναχωρεί από το στοιχείο και διαδίδεται στον άνω μισό διάστημα. Ακριβώς, η πυκνότητα ισχύος που μεταφέρεται από το σκεδασμένο κύμα είναι ανάλογη προς το  $|\bar{E}_S|^2 = |\bar{E}_S(r_S, \theta_S, \phi_S)|^2$  όπου  $\bar{E}_S$  είναι η ένταση της περιοχής σκέδασης, η οποία αξιολογείται σύμφωνα με έναν κατάλληλο συντελεστή σκέδασης (**S**) και ένα «σχέδιο σκέδασης», και οι δύο εξαρτώνται από τα χαρακτηριστικά ανομοιομορφίας του τοίχου (βλέπε κατωτέρω).

Προκειμένου να εκτιμήσουν ένα ευρύ φάσμα πιθανών καταστάσεων, μπορούν να γίνουν διάφορες επιλογές στον καθορισμό του συντελεστή σκέδασης αλλά και του μοντέλου σκέδασης, έτσι οι διαφορετικές κατηγορίες προτύπων μπορούν να υποθεθούν.

Μπορούμε να διακρίνουμε δύο διαφορετικές προσεγγίσεις.

Στην πρώτη προσέγγιση η παράμετρος σκέδασης ορίζεται ως:



$$S = \frac{|\overline{E}_S|}{|\overline{E}_i|} \Big|_{ds} \tag{3.1}$$

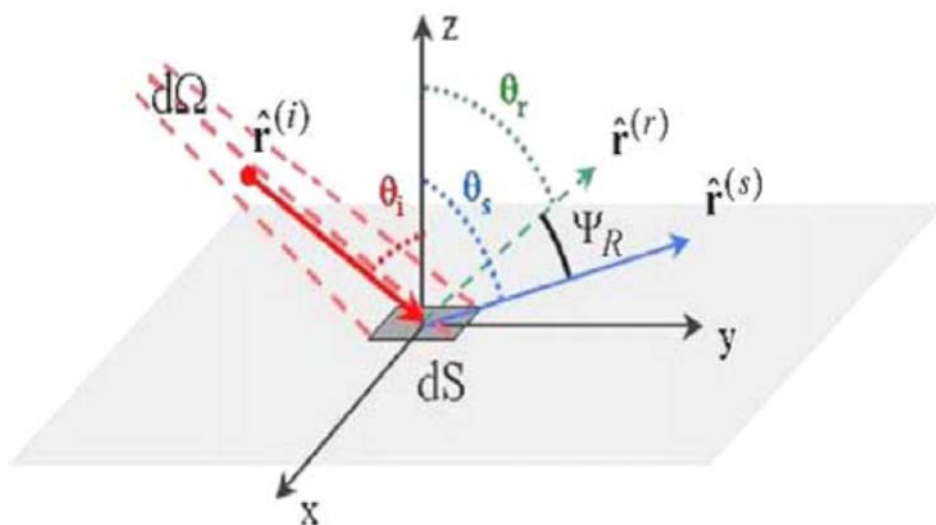
όπου  $|\overline{E}_i|$  και  $|\overline{E}_S|$  είναι το μέτρο των συναφών και σκεδασμένων περιοχών στο στοιχείο επιφάνειας  $dS$ , αντίστοιχα. Δεδομένου ότι η  $dS$  είναι απειροελάχιστη, οι διαστάσεις είναι θεωρητικά σταθερές. Με άλλα λόγια,  $S^2$  είναι το ποσοστό της ισχύος που προσκρούει στο στοιχείο του τοίχου και διαθλάται προς όλες τις κατευθύνσεις. Μετά από αυτήν την προσέγγιση, η γενική διακύμανση της ισχύος στο στοιχείο επιφάνειας  $dS$  μπορεί να γραφτεί όπως:

$$1 = \Gamma^2 R^2 + S^2 + \frac{P_p}{P_i} \tag{3.2}$$

όπου  $\Gamma = \frac{|\overline{E}_R|}{|\overline{E}_i|}$ ,  $R$  είναι ο «παράγοντας μείωσης της αντανάκλασης»,  $P_p$  είναι η ισχύς που διαπερνά τον

τοίχο και  $P_i$  είναι η συνάφεια.  $\Gamma$  και η απεικονιζόμενη περιοχή  $\overline{E}_R$  μπορούν να καθοριστούν χρησιμοποιώντας τους γνωστούς συντελεστές αντανάκλασης Fresnel. Υποθέτοντας ότι  $P_p/P_i$  εξαρτάται βασικά από τα χαρακτηριστικά των παρατυπιών των τοίχων, μπορούμε να παραμελήσουμε την εξάρτησή της με το  $S$ , δηλ., όσο μεγαλύτερο  $S$ , τόσο μικρότερο  $R$ . Με αυτήν την υπόθεση η διακύμανση της ισχύος για έναν ιδανικό, ομαλό τοίχο γίνεται ( $S=0, R=1$ ):

$$1 = \Gamma^2 + \frac{P_p}{P_i} \tag{3.3}$$



**Σχήμα 3.3.** Ένα γενικό στοιχείο επιφάνειας που παράγει ανάκλαση και παραμόρφωση διασποράς. Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (3.2) και (3.3), μια απλή σχέση μεταξύ του  $R$  και του  $S$  μπορούμε να λάβουμε:

$$R \cong \sqrt{1 - \frac{S^2}{\Gamma^2}} \tag{3.4}$$

Δεδομένου ότι το  $S$  και το  $R$  είναι πραγματικές παράμετροι στην κλίμακα  $[0,1]$  και ότι το  $\Gamma$  εξαρτάται από την κατεύθυνση της πρόσπτωσης, εάν το  $S$  υποτίθεται ότι ήταν μια σταθερά, η εξίσωση (3.4) σημαίνει ότι το  $S$  δεν μπορεί να υπερβεί το ελάχιστο μεταξύ των πιθανών τιμών του  $\Gamma$ . Μετά από τη δεύτερη προσέγγιση, ο συντελεστής σκέδασης ορίζεται ως:

$$S = \left| \frac{\bar{E}_S}{\bar{E}_R} \right|_{ds} \quad (3.5)$$

Σύμφωνα με αυτόν τον ορισμό,  $S^2$  είναι το ποσοστό της ισχύος που είναι διασκορπισμένη προς όλες τις κατευθύνσεις με δαπάνη μόνο της εκτρεπόμενης ισχύος. Επομένως, η διακύμανση της ισχύος μπορεί να ξαναγραφεί όπως:

$$\begin{aligned} \frac{|\bar{E}_i|^2}{2\eta} ds \cos \theta_i &= R^2 \frac{|\bar{E}_R|^2}{2\eta} ds \cos \theta_i + S^2 \frac{|\bar{E}_R|^2}{2\eta} ds \cos \theta_i + P_p \\ &= R^2 \Gamma^2 \frac{|\bar{E}_i|^2}{2\eta} ds \cos \theta_i + S^2 \Gamma^2 \frac{|\bar{E}_i|^2}{2\eta} ds \cos \theta_i + P_p \end{aligned}$$

όπου η εγγενής σύνθετη αντίσταση του μέσου. Επομένως:

$$1 = \Gamma^2 (R^2 + S^2) + \frac{P_p}{P_i} \quad (3.6)$$

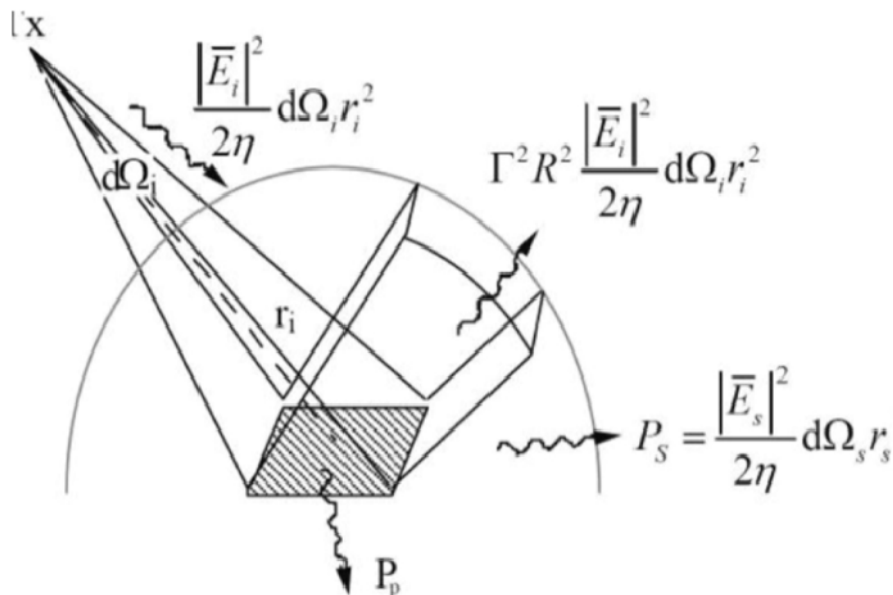
Ομοίως με το προηγούμενο πρότυπο, η σχέση μεταξύ του S και του R μπορεί να ληφθεί ως:

$$R \cong \sqrt{1 - S^2} \quad (3.7)$$

Ως εκ τούτου, υιοθετώντας τη δεύτερη προσέγγιση S και R είναι και τα δύο ανεξάρτητα από την κατεύθυνση πρόσπτωσης και από το S μπορούμε να υπολογίσουμε την τιμή της [0.1]. Η κύρια διαφορά μεταξύ των δύο κατηγοριών των προτύπων ER που αναφέρθηκαν παραπάνω είναι ο καθορισμός της σκέδασης S, αλλά και στους δύο τύπους των προτύπων πρέπει να ικανοποιείται η ακόλουθη συνθετική σχέση (διακύμανση της ισχύος σκέδασης):

$$S^2 U^2 |\bar{E}_i|^2 d\Omega_i r_i^2 = \int_{2\pi} |\bar{E}_s|^2 d\Omega_s r_s^2 = \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} |\bar{E}_s|^2 r_s^2 \sin \theta_s d\theta_s d\phi_s \quad (3.8)$$

όπου  $d\Omega_i$  είναι η στερεά γωνία του αγωγού των ακτίνων που προσκρούουν στο στοιχείο της επιφάνειας  $dS$ , και  $r_i, r_s$  είναι οι αποστάσεις μεταξύ των σημείων  $dS$  και πηγής και σημείων  $dS$  και σημείων υποδοχής (Σχήμα 3.4).



Σχήμα 3.4. Διακύμανση της ισχύος διασποράς



Το  $U$  είναι μια εξίσωση που εξαρτάται από την υπόθεση καθορισμού της παράμετρο  $S$ , και η τιμή του είναι:

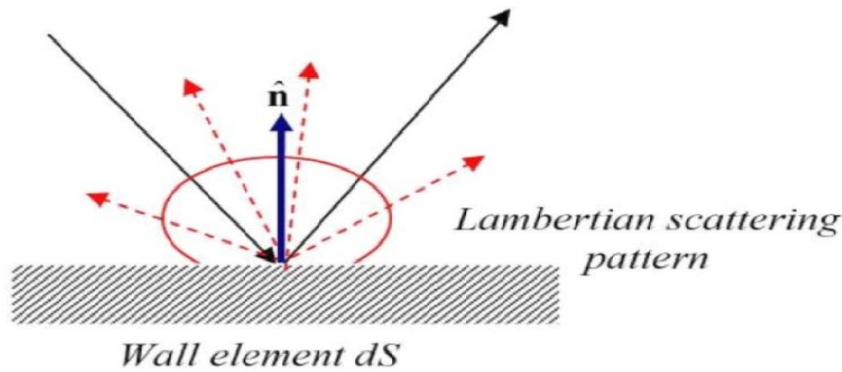
$$U \begin{cases} 1 & \text{if } S = |\bar{E}_S|/|\bar{E}_i| \\ \Gamma & \text{if } S = |\bar{E}_S|/|\bar{E}_R| \end{cases} \quad (3.9)$$

Εισάγοντας την πραγματική υποτιθέμενη μορφή του σκεδασμένου κύματος  $|\bar{E}_S(r_s, \theta_s, \phi_s)|$  (το μοντέλο σκέδασης), το μέγιστο πλάτος του  $E_{S0}$  μπορεί να παραχθεί. Η μορφή του μοντέλου σκέδασης του τοίχου εξαρτάται έντονα από τα χαρακτηριστικά των παρατυπιών του τοίχου (παράθυρα, μπαλκόνια, ανώμαλο τούβλο, τραχύτητα επιφάνειας, εγκοπές, κ.λπ.), έτσι έχουν εξεταστεί τρία διαφορετικά είδη σκέδασης των σχεδίων, το καθένα αντιπροσωπεύει μια πρακτική κατάσταση.

**Μοντέλο Νο1 (Μοντέλο Lambertian):**

$$|\bar{E}_S|^2 = E_{S0}^2 \cos \theta_s \quad (3.10)$$

Ο “λοβός σκέδασης της ακτινοβολίας” είναι υποτιθέμενα μέγιστος στην κατεύθυνση που είναι κάθετη στον τοίχο (Σχήμα 3.5).



**Σχήμα 3.5.** Μοντέλο Lambertian

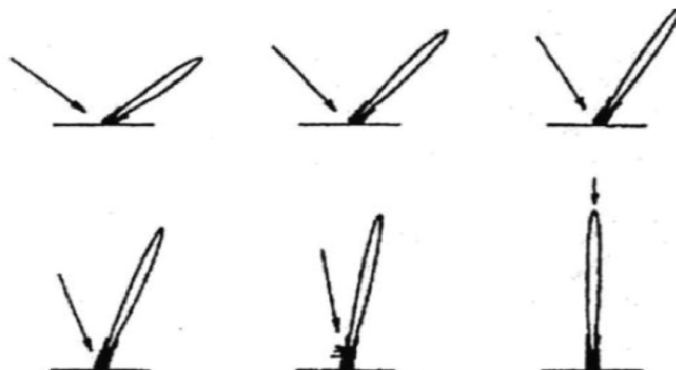
Η ακριβής έκφραση του  $E_{S0}$  μπορεί να υπολογιστεί από (3.8), επομένως λαμβάνουμε:

$$|\bar{E}_S|^2 = \left( \frac{KS}{r_i r_s} \right)^2 U^2 \frac{\cos \theta_i \cos \theta_s}{\pi} ds$$

όπου το  $K$  είναι μια σταθερά αναλογίας του εύρους του προσκρούοντος κύματος [37].

**Μοντέλο Νο2 (Μοντέλο κατεύθυνσης):**

Αυτό το πρότυπο είναι βασισμένο στην υπόθεση ότι ο λοβός σκέδασης οδηγείται προς την κατεύθυνση της κατοπτρικής αντανάκλασης (Σχήμα 3.6).

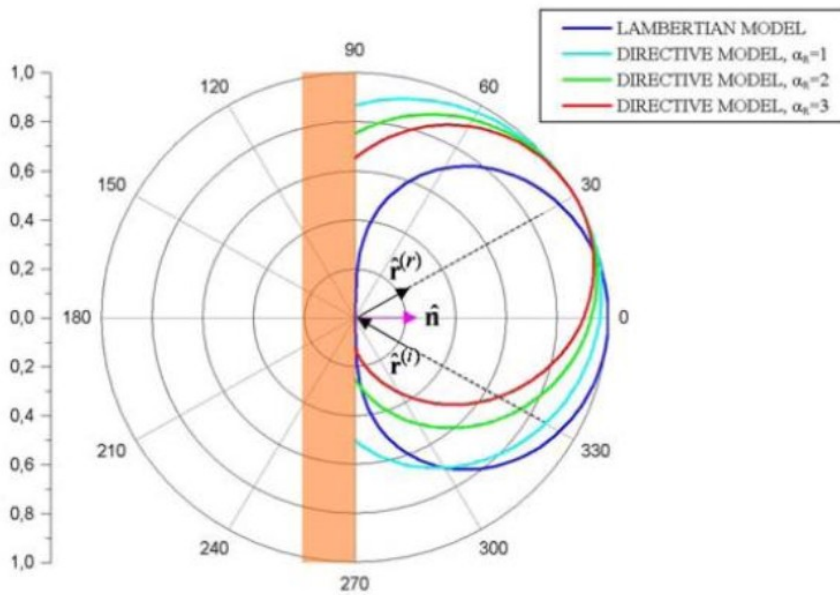


**Σχήμα 3.6.** Μοντέλο Κατεύθυνσης (λοβός σκέδασης κεντραρισμένος στην κατοπτρική κατεύθυνση)

Προκειμένου να συμμορφωθεί με αυτήν την υπόθεση, η ακόλουθη έκφραση θεωρείται:

$$|\bar{E}_S|^2 = E_{SO}^2 \left( \frac{1 + \cos \psi_R}{2} \right)^{\alpha_R} \quad \alpha_R = 1, 2, \dots, N \quad (3.11)$$

όπου  $\psi_R$  είναι η γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης του απεικονιζόμενου κύματος και της κατεύθυνσης σκέδασης ( $\theta_s, \varphi_s$ ) (Σχήμα 3.3), και ο εκθέτης  $\alpha_R$  συσχετίζεται με το πλάτος του λοβού σκέδασης (δηλ. το μοντέλο της κατευθυντικότητας). Σύμφωνα με την έκφραση (3.11), είναι εμφανές ότι η μέγιστη τιμή του  $\Psi_R = 0$  (δηλ. στην κατεύθυνση της κατοπτρικής ανάκλασης), επιπλέον, όσο μεγαλύτερο είναι το  $\alpha_R$ , τόσο στενότερος είναι ο λοβός σκέδασης. Στο Σχήμα 3.7, τα ομαλοποιημένα Σχήματα σκέδασης του μοντέλου κατευθυντικής σκέδασης (για  $\alpha_R=1,2,3$ ) παρουσιάζονται στο πρότυπο Lambertian, για μια γωνία πρόσπτωσης  $30^\circ$ .



**Σχήμα 3.7.** Σύγκριση των σχεδίων σκέδασης lambertian και μοντέλο κατευθυντικής σκέδασης απλού-λοβού

Η μέγιστη τιμή  $E_{s0}$  μπορεί να υπολογιστεί με την έκφραση της γωνίας  $\psi_R$  μέσω της πρόσπτωσης και των κατευθύνσεων σκέδασης, και έπειτα της επίλυσης της εξίσωσης (3.8). Μέσω μερικών αλγεβρικών χειρισμών, προκύπτει η ακόλουθη έκφραση:

$$E_{SO}^2 = \left( \frac{SK}{r_i r_s} \right)^2 U^2 \frac{\cos \theta_i}{F_{\alpha_R}} ds$$

όπου

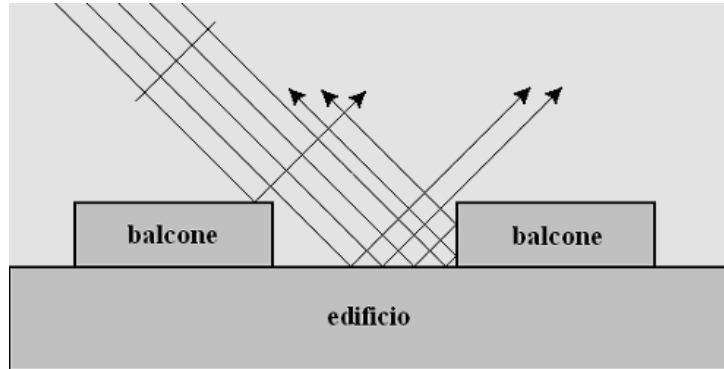
$$F_{\alpha_R} = \frac{1}{2^{\alpha_R}} \sum_{j=0}^{\alpha_R} \binom{\alpha_R}{j} I_j$$

και

$$I_j = \frac{2\pi}{j+1} \left[ \cos \theta_i \sum_{w=0}^{j-1} \binom{2w}{w} \frac{\sin^{2w} \theta_i}{2^{2w}} \right]^{\left( \frac{1-(-1)^j}{2} \right)}$$

**Μοντέλο Νο3 (Μοντέλο επανασκεδασμένου λοβού):**

Αυτό το πρότυπο είναι παρόμοιο με το πρότυπο απλού κατευθυντικού λοβού, αλλά περιλαμβάνει έναν πρόσθετο όρο για το φαινόμενο της επανασκέδασης. Στην πραγματικότητα, σε διάφορες πρακτικές καταστάσεις, παραδείγματος χάριν στην παρουσία πολύ προεξέχουσων παρατυπιών επιφάνειας (μπαλκόνια, στύλους, κ.λπ.) και σαγρέ γωνίες πρόσπτωσης, η διάχυτη σκέδαση μπορεί να δημιουργηθεί από μη αμελητέες συνεισφορές ακόμη και στην εγκυρότητα της κατεύθυνσης πρόσπτωσης («επίδραση μπιλιάρδου», Σχήμα 3.8).



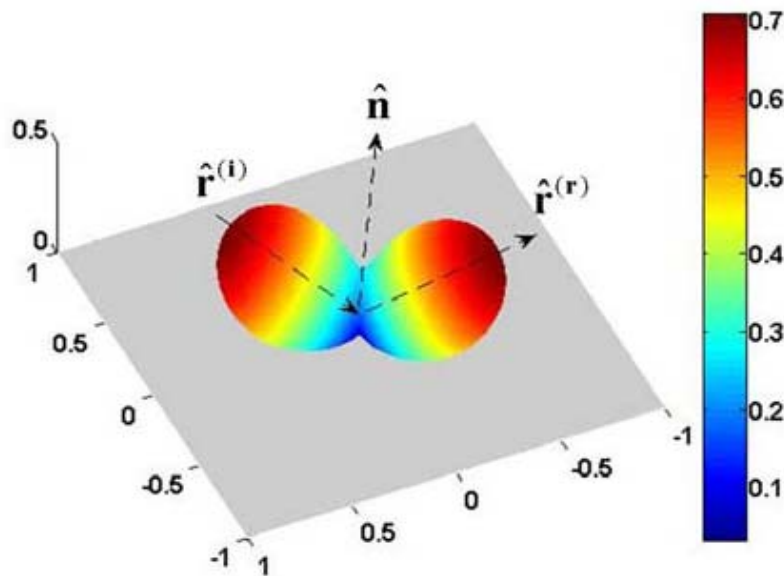
**Σχήμα 3.8.** Απεικόνιση της «επίδρασης μπιλιάρδου»

Επομένως ένας λοβός σκέδασης εισάγεται στη συναφή κατεύθυνση. Η έκφραση του μοντέλου του διπλού λοβού είναι:

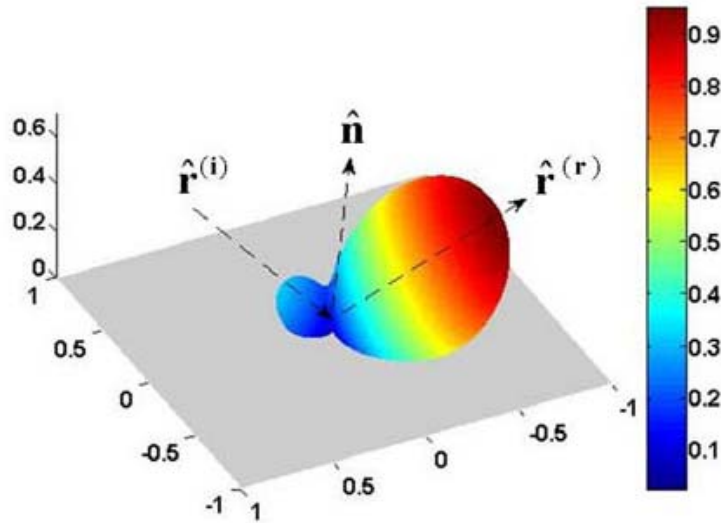
$$|\bar{E}_S|^2 = E_{S0}^2 \left[ \Lambda \left( \frac{1 + \cos \psi_R}{2} \right)^{\alpha_R} + (1 - \Lambda) \left( \frac{1 + \cos \psi_i}{2} \right)^{\alpha_i} \right] \quad (3.12)$$

$$\alpha_i, \alpha_R = 1, 2, \dots, N \quad \Lambda \in [0, 1]$$

όπου  $\alpha_i$ , καθορίζει το πλάτος του οπίσθιου λοβού και  $\Lambda$  είναι ο παράγοντας ανακατανομής μεταξύ του πλάτους των δύο λοβών. Τα  $\alpha_i$  και  $\alpha_R$  έχουν την ίδια έννοια όπως το προηγούμενο μοντέλο (εάν  $\alpha_i$  ή  $\alpha_R$  αυξάνονται, το πλάτος του αντίστοιχου λοβού μειώνεται). Το  $\Lambda$  μπορεί να ποικίλει στην κλίμακα  $[0, 1]$ , και για  $\Lambda=1$  το μοντέλο ανάγεται σε μοντέλο ενιαίου λοβού όπως παραπάνω. Στα Σχήματα 3.9 και 3.10 παρουσιάζονται δύο παραδείγματα τρισδιάστατων μοντέλων διπλού λοβού, με γωνία πρόσπτωσης  $\pi/4$ , για  $\Lambda=0.5$  και  $\Lambda=0.9$ , αντίστοιχα, και για αυθαίρετες τιμές των άλλων παραμέτρων.



**Σχήμα 3.9.** 3D Σχήμα του μοντέλου σκέδασης διπλού λοβού, για  $\alpha_i=\alpha_R=10$ ,  $\Lambda=0.5$  και  $\theta_i=\pi/4$



**Σχήμα 3.10.** 3D Σχήμα του μοντέλου σκέδασης διπλού λοβού, για  $\alpha_i=\alpha_R=10$ ,  $\Lambda=0.9$  και  $\theta_i=\pi/4$

Το μέγιστο πλάτος του  $E_{S0}$  της περιοχής σκέδασης για το μοντέλο του διπλού λοβού, μπορεί να υπολογιστεί με την έκφραση των γωνιών  $\alpha_i$  και  $\alpha_R$  μέσω της πρόσπτωσης, της αντανάκλασης και των κατευθύνσεων της σκέδασης, μετά την ανάλυση της εξίσωσης (3.8). Μέσω μερικών αλγεβρικών χειρισμών, προκύπτει η ακόλουθη έκφραση:

$$E_{S0}^2 = \left( \frac{SK}{r_i r_s} \right)^2 U^2 \frac{\cos \theta_i}{F_{\alpha_i, \alpha_R}} ds$$

όπου

$$F_{\alpha_i, \alpha_R} = \frac{\Lambda}{2^{\alpha_R}} \left[ \sum_j^{a_R} \binom{a_R}{j} I_j \right] + \frac{(1-\Lambda)}{2^{\alpha_i}} \left[ \sum_j^{a_i} \binom{a_i}{j} I_j \right]$$

και

$$I_j = \frac{2\pi}{j+1} \left[ \cos \theta_i \sum_{w=0}^{j-1} \binom{2w}{w} \frac{\sin^{2w} \theta_i}{2^{2w}} \right]^{\binom{1-(-1)^j}{2}}$$

Όλα τα παραπάνω ER μοντέλα επιτρέπουν τον υπολογισμό του εύρος της σκεδασμένης περιοχής  $\bar{E}_S(r_S, \theta_S, \phi_S)$ , αλλά ένα πλήρες μοντέλο πρέπει επίσης να λαμβάνει υπόψη του τα χαρακτηριστικά πόλωσής του. Γενικά, λόγω της φύσης των διάχυτης σκέδασης φαινομένων, η μακροσκοπική επίδραση ενός μεγάλου αριθμού μικρο-αλληλεπίδρασης που δημιουργείται από τις παρατυπίες των τοίχων και η  $\bar{E}_S(r_S, \theta_S, \phi_S)$  μπορεί να είναι υποτιθέμενα ασυνάρτητα, μη-πολωμένα κύματα. Εντούτοις, εάν το σημείο παρατήρησης  $P_s(r_s, \theta_s, \phi_s)$  καθορίζεται, πρέπει να υπάρχει μια τοπική πόλωση του διανύσματος  $\vec{E}_S^\rho$ . Συγκεκριμένα, υποθέτοντας ότι η σκεδασμένη περιοχή είναι πολωμένη σε ένα επίπεδο κάθετο στην κατεύθυνση διάδοσης  $\vec{r}_S$ , όπως συμβαίνει στην απομακρυσμένη περιοχή, και αναφέρεται σε ένα σφαιρικό σύστημα αναφοράς που κεντροθετείται στο στοιχείο του τοίχου (Σχήμα 3.3), η  $\vec{E}_S^\rho$  μπορεί να αναλυθεί σε δύο γραμμικά πολωμένα στοιχεία (κατά μήκος του  $\hat{\theta}_S$  και  $\hat{\phi}_S$ ). Επιπλέον, υποθέτοντας προς

το παρόν ότι η σκέδαση είναι μη επιλεγμένη προς κάποια συνιστώσα, (δηλ. οι δύο συνιστώσες έχουν ίσες εντάσεις) η σκεδασμένη περιοχή μπορεί να γραφτεί όπως:

$$\vec{E}_S^{\rho} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \left| \vec{E}_S^{\rho} \right| e^{j\chi_{\theta s}} \right] \hat{\theta}_S + \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \left| \vec{E}_S^{\rho} \right| e^{j\chi_{\phi s}} \right] \hat{\phi}_S \quad (3.13)$$

όπου το  $\vec{E}_S^{\rho}$  μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας τα προτεινόμενα μοντέλα σκέδασης, ενώ οι φάσεις  $\chi_{\theta s}$  και  $\chi_{\phi s}$  είναι χαμηλής προτεραιότητας άγνωστοι, λόγω της ασυνάρτητης φύσεως του μοντέλου ER. Επειδή τα ER μοντέλα δεν υπολογίζονται για τις φάσεις των συνιστωσών, η πόλωση της  $\vec{E}_S^{\rho}$  είναι επίσης άγνωστη. Εντούτοις, είναι ακόμα δυνατό να αξιολογηθεί η σκεδασμένη ισχύς  $P_S$  που λαμβάνεται από μια κεραία Rx (δείτε παράγραφο 3.4). Παραδείγματος χάριν, γραμμικά πολωμένη, κεραία διπόλων θα λάβει την μισή από τη ισχύ που προέρχεται από μια σκεδασμένη ακτίνα, κ.λπ.

### 3.3. Η Διαδικασία Μέτρησης



**Σχήμα 3.11.** Μεταλλικός τοίχος



**Σχήμα 3.12.** Τοίχος κατασκευασμένος από τούβλα

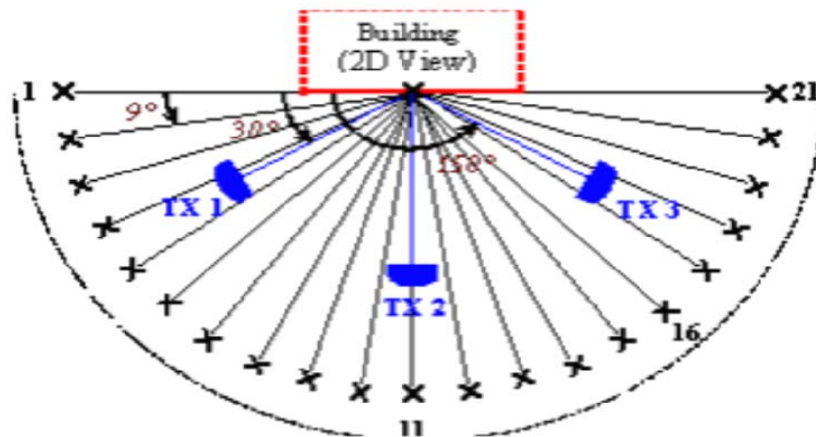
Η διαδικασία μέτρησης συνίσταται σε ένα σύνολο CW μετρήσεων ισχύος που διασκορπίζεται από 3 διαφορετικούς τοίχους κτιρίων, με Tx και Rx που εξοπλίζονται με κατευθυντικές κεραίες που προσανατολίζονται προς το κέντρο του τοίχου. Η συχνότητα είναι 1296 MHz, η Tx ισχύ είναι 9 dBm, και

οι συνολικές απώλειες καλωδίων είναι περίπου 5 dB. Έχουν εξεταστεί τρεις διαφορετικοί τύποι τοίχων κτηρίου, ο καθένας αντιπροσωπεύει μια διαφορετική κατηγορία: ένας μεταλλικός, ένας σχετικά ομαλός τοίχος ενός υπόστεγου αερολιμένα (Σχήμα 3.11), ένας ομοιόμορφος τουβλόκτιστος τοίχος αποθήκης εμπορευμάτων (Σχήμα 3.12), και ένας χαρακτηριστικός τουβλόκτιστος τοίχος με παράθυρα, πόρτες και άλλα στοιχεία ενός αγροτικού κτηρίου (Σχήμα 3.13). Όλοι οι τοίχοι είναι σχεδόν του ίδιου μεγέθους, ύψους περίπου 6 με 10 μέτρων.



**Σχήμα 3.13.** Τοίχος ενός τυπικού αγροτικού σπιτιού κατασκευασμένος από τούβλα

Μια παραβολική κεραία με διάμετρο 1.5 m χρησιμοποιείται στο Rx, ενώ δύο διαφορετικοί τύποι κεραιών χρησιμοποιούνται για να ακτινοβολήσουν τον τοίχο: μια κυκλική κεραία τύπου Horn και μια παραβολική κεραία με διάμετρο 1m.. Ο τοίχος ακτινοβολείται με 2 διαφορετικούς τρόπους: κανονική πρόσπτωση (Tx2 στο Σχήμα 3.14) και πρόσπτωση υπό κλίση (Tx1 και Tx3). Αξίζει να τονιστεί ότι Tx1 και Tx3 δεν είναι ισοδύναμα, επειδή το σχέδιο ακτινοβολίας των κεραιών δεν είναι τέλεια συμμετρικό.



**Σχήμα 3.14.** Θέσεις Tx και Rx (κάτοψη)

Η κεραία Rx μετακινείται κατά ίσα διαστήματα (γωνιακός χωρισμός  $9^\circ$ ) με κέντρο του ημικύκλιου το κέντρο του τοίχου. Η κεραία Rx και ο προσαρτημένος εξοπλισμός (καλώδια, δέκτης και μια συσκευή ανάλυσης φάσματος) είναι τοποθετημένα σε ένα καροτσάκι που εξοπλίζεται με ένα ηλεκτρομηχανικό σύστημα αναγνώρισης σημείου με βιντεοκάμερα (δείτε τα Σχήματα 3.15 και 3.16).

Τέλος, σε κάθε περίπτωση, η απόσταση των κεραιών από το κέντρο τοίχου καθορίζεται έτσι ώστε το -6 dB ίχνος του κύριου λοβού πρόσπτωσης στον τοίχο να περιλαμβάνεται στον πλαίσιο του τοίχου, προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η επίδραση της άνω οριζόντιας άκρης και των αντικειμένων του περιβάλλοντος (που ήταν σε όλες τις περιπτώσεις αρκετά μακριά). Δεδομένου ότι το μέγεθος του ίχνους είναι μικρό όσον αφορά την απόσταση των κεραιών Rx, ο τοίχος μπορεί να θεωρηθεί «μακρινός» όσον



αφορά την συμπεριφορά σκέδασης του. Η επιλεγμένη απόσταση είναι 3.8m. για την κεραία τύπου Horn, 9m. για την παραβολική κεραία 1m, και 13m για την παραβολική κεραία 1.5m. Η κεραία Tx και η κεραίες Rx είναι πάντα σε ύψος 3m. από το έδαφος. Λαμβάνοντας υπόψη τις σχετικά μικρές αποστάσεις, η κεραία Rx δεν ήταν σε απομακρυσμένη περιοχή σε σχέση με την κεραία Tx για κάθε θέση Tx/Rx. Εντούτοις, συγκρίνοντας τις μετρήσεις με τις προσομοιώσεις των μοντέλων RT, σε περιπτώσεις ελεύθερου χώρου, παρατηρήσαμε ότι οι αποκλίσεις λόγω της επίδρασης κοντινής περιοχής ήταν της τάξης μόνο μερικών dB.



**Σχήμα 3.15.** Η κεραία λήψης και το καρότσι μεταφοράς



**Σχήμα 3.16.** Ο εξοπλισμός μετρήσεων

### 3.4. Η Επικυρωμένη Μέθοδος

Όλα τα αποτελέσματα που αναφέρονται στο ακόλουθο κείμενο επιτυγχάνονται χρησιμοποιώντας τον τρισδιάστατο προσομοιωτή ανίχνευσης ακτίνων. Η εκτέλεση αυτού του λογισμικού στηρίζεται στον παραδοσιακό προσομοιωτή RT μέσω της εισαγωγής του μοντέλου της διάχυτης σκέδασης του ER. Οι

ακτίνες που υπέστησαν τουλάχιστον μια αλληλεπίδραση διάχυτης σκέδασης κατά μήκος της πορείας τους, αντιμετωπίζονται ασυνάρτητα από το πρόγραμμα.

Η περιοχή που καταλαμβάνεται από την  $i$ -οστή ακτίνα στο σημείο Rx μπορεί να συνοψιστεί με τον ακόλουθο συνθετικό τύπο:

$$E_i^p(Rx) = \left\{ \prod_{j=0}^{N_{EV}^i} D^p(o(i,j), P_{i,j}) E_{i0}^p(Tx) \right\} A(o(i,j), s_j, j=0, \dots, N_{EV}^i); i=1, \dots, N_T \quad (3.14)$$

όπου  $N_T$  είναι ο αριθμός των ακτίνων,  $N_{EV}^i$  είναι ο αριθμός των αλληλεπιδράσεων από την  $i$ -οστή ακτίνα,  $E_{i0}^p(Tx)$  είναι η περιοχή σε μια απόσταση αναφοράς 1m από το Tx (στην κατεύθυνση της  $i$ -οστής ακτίνας),  $o(i,j)$  αντιπροσωπεύει το είδος της αλληλεπίδρασης (αντανάκλαση, διάθλαση, διασπορά),  $P_{i,j}$  αντιπροσωπεύει το σημείο του χώρου όπου η  $j$ -οστή αλληλεπίδραση υποτίθεται ότι πραγματοποιείται,  $D^p$  είναι ένα κατάλληλο δυαδικό για να διαιρέσει την περιοχή σε ορθογώνια τμήματα στο σημείο  $P_{i,j}$  και περιλαμβάνει τον κατάλληλο συντελεστή εξασθένησης (από αντανάκλαση, διάθλαση, κλπ). Τέλος, το  $A$  αντιπροσωπεύει το γενικό παράγοντα απόκλισης που εξαρτάται από τα μήκη  $s_j$  ( $j=0, \dots, N_{EV}^i$ ) των τμημάτων που συνθέτουν την  $i$ -οστή πορεία και από τις αλληλεπιδράσεις που προέρχονται από την ακτίνα. Για κάθε ακτίνα, η συμβολή της λαμβανόμενης ισχύος υπολογίζεται συνδυάζοντας την περιοχή που εκφράζεται στην (3.14) με το κέρδος και την πόλωση της κεραίας Rx στην κατεύθυνση της εισερχόμενης ακτίνας, έπειτα όλες οι συνεπείς συνεισφορές αθροίζονται λαμβάνοντας υπόψη την διαμόρφωση και τις φάσεις, παίρνοντας την συνολική παραγόμενη ισχύ  $P_C$  στο Rx.

Κάθε ακτίνα που υποβάλλεται τουλάχιστον σε μια αλληλεπίδραση διάχυτης σκέδασης υποθέτουμε ότι είναι «ασυνάρτητη». Η περιοχή του Rx υπολογίζεται ακόμα μέσω μιας «ασυνάρτητης εκδοχής» του μοντέλου (3.14) δεδομένου των μοντέλων (3.10) έως και (3.12) μπορούν όλοι να εκφραστούν εύκολα ως προϊόντα της περιοχής διαμορφωμένης μετάδοσης  $E_{i0}^1(Tx)$  πολλαπλασιασμένη με έναν «συντελεστή σκέδασης». Η ισχύς, εντούτοις, είναι κατανομημένη σε ίσα μέρη κατά μήκος των δύο συνιστωσών της κυματομορφής κάθε φορά που εμφανίζεται μια σκέδαση σύμφωνα με την εξίσωση (3.13), και επιπλέον οποιεσδήποτε πληροφορίες φάσης που δεν λαμβάνονται υπόψη από αυτήν. Η γενική ασυνάρτητη ισχύς  $P_{scat}$  υπολογίζεται αθροίζοντας ασυνάρτητα όλες τις συνεισφορές ισχύος των ασυνάρτητων ακτίνων.

Τέλος, οι ασυνάρτητες ισχύς ακτίνων  $P_{scat}$  αθροίζονται στην συμφασική ισχύ  $P_C$  των ακτίνων, λαμβάνοντας επομένως τη συνολική λαμβανόμενη ισχύ:

$$P_{tot}(Rx) = P_C + P_{scat} \quad (3.15)$$

Τα μοντέλα που προτείνονται παραπάνω είναι ελεγμένα με μετρήσεις σύμφωνα με την ακόλουθη διαδικασία. Επειδή είναι αδύνατο να απομονωθεί η συμβολή της διάχυτης σκέδασης από τις μετρήσεις, λόγω της περιορισμένης κατευθυντικότητας των διαθέσιμων κεραιών, οι μετρήσεις έχουν συγκριθεί με ακριβές τρισδιάστατες RT προσομοιώσεις για όλες τις εξεταζόμενες τοπολογίες τοίχων. Τέτοιες RT προσομοιώσεις περιλαμβάνουν την κατοπτρική αντανάκλαση και την UTD γωνία διάθλασης και εξετάζουν τα λεπτομερή σχέδια ακτινοβολίας των κεραιών. Τα τυποποιημένα ηλεκτρομαγνητικά χαρακτηριστικά χρησιμοποιήθηκαν για τους τουβλότοιχους ( $\epsilon_r=5$ ,  $\sigma=1.e-2$  (αγωγιμότητα)) και φυσικά τέλεια



χαρακτηριστικά αγωγών για τον τοίχο μεταλλικού υπόστεγου. Το εγκεκριμένο τρισδιάστατο RT πρόγραμμα εξοπλίστηκε με όλα τα μοντέλα σκέδασης που περιγράφηκαν στην παράγραφο 3.3.

Για ευκολία, και λόγω της σχετικά μικρής διάστασης του ίχνους της ακτινοβολίας στον τοίχο όσον αφορά την απόσταση  $R_x$ , μια ενιαία διάχυτη ακτίνα υπολογίζεται για κάθε  $R_x$  που υποτίθεται ότι αναπήδησε από το κέντρο του τοίχου, ομοίως με αυτό που υποτίθεται για τους «μακρινούς τοίχους». Ο συντονισμός του μοντέλου διασποράς είναι αρκετά ακριβής επειδή η συμβολή διασποράς είναι σχεδόν πάντα κυρίαρχη, εκτός από τις κατοπτρικής αντανάκλασης κορυφές και τις κορυφές επιστροφής.

## Κεφάλαιο 4

### 4. Πρόβλεψη και Προχωρημένες Τεχνικές Διάχυσης Ακτίνων

#### 4.1. Εισαγωγή

Τα μοντέλα RT αντιπροσωπεύουν ενδεχομένως τις ακριβέστερες μεθόδους για αστικά χαρακτηριστικά διάδοσης. Γενικά, τέτοια μοντέλα χρησιμοποιούνται στη φάση προγραμματισμού κινητών ασύρματων συστημάτων, όπου μπορούν σε γενικές γραμμές να οδηγήσουν σε σπουδαία πλεονεκτήματα από την άποψη της μείωσης του κόστους ανάπτυξης και αύξηση της ποιότητας των υπηρεσιών. Εντούτοις η γενική υπόθεση των αιτιοκρατικών μοντέλων είναι ακόμα αρκετά περιορισμένη λόγω της υψηλής πολυπλοκότητας και του μεγάλου χρόνου υπολογισμού από τα αντίστοιχα προγράμματα υπολογιστών. Ο υψηλός χρόνος υπολογισμού είναι έντονα εξαρτώμενος από το μέγεθος της εισαγόμενης βάσης δεδομένων και από την έμφυτη ανεπάρκεια της γεωμετρικής φάσης των ακτίνων του αλγορίθμου RT.

Μερικοί ερευνητές έχουν εργαστεί σε μεθόδους πρόβλεψης για τα πρότυπα RT. Μεταξύ άλλων μεθόδων προτείνεται, η αποσύνθεση της τρισδιάστατης διάδοσης σε δισδιάστατα επίπεδα, και η απλοποίηση των στοιχείων του περιβάλλοντος και της γεωμετρικής προεπεξεργασίας.

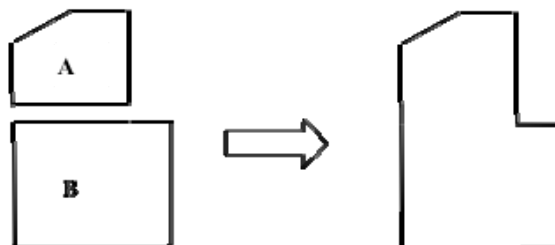
Σε αυτό το κεφάλαιο, προτείνονται δύο διαφορετικές μέθοδοι για πρόβλεψη των προτύπων RT. Η πρώτη λειτουργεί στη μείωση της εισαγόμενης βάσης δεδομένων με την επιλογή της «ενεργού περιοχής» του περιβάλλοντος και την απόρριψη του υπόλοιπου χάρτη. Ο δεύτερος λειτουργεί στη μείωση του αριθμού των ακτίνων που αντιμετωπίζονται από τον RT αλγόριθμο με απόρριψη των δευτερεύουσων ή χαμηλής ισχύος ακτίνων. Οι μέθοδοι εφαρμόζονται επάνω στο τρισδιάστατο RT μοντέλο, και αποδίδει μείωση και ακρίβεια των αποτελεσμάτων της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας.

#### 4.2. Απεικόνιση Περιβάλλοντος

Τα αιτιοκρατικά μοντέλα διάδοσης όπως η ανίχνευση ακτίνων απαιτούν την εισαγωγή μιας κατάλληλης περιγραφής του αστικού περιβάλλοντος. Πρέπει να παρασχεθεί και να αποθηκευτεί στη βάση δεδομένων η γεωμετρική και η ηλεκτρομαγνητική περιγραφή κάθε αντικειμένου (κτιρίου, τοίχου, έκτασης). Μια διανυσματική γεωμετρική αντιπροσώπευση υιοθετείται συνήθως, όπου τα κτίρια αντιπροσωπεύονται ως πολυγωνικά πρίσματα με επίπεδες κορυφές. Δυστυχώς η εφικτή ακρίβεια των διαθέσιμων στο εμπόριο βάσεων δεδομένων είναι λογικά περιορισμένη. Η σταθερή απόκλιση λάθους στις αστικές βάσεις δεδομένων είναι της τάξης του 0.5m. για οριζόντιες συντεταγμένες και πολύ υψηλότερη για κάθετες συντεταγμένες. Οι κάθετες διαστάσεις είναι συχνά μη διαθέσιμες ή υφίστανται ιδιαίτερα λάθη, λόγω αποκλίσεων στις στέγες από τα επίπεδα πολύγωνα, με έναν εμφανή αντίκτυπο στην αξιοπιστία της πρόβλεψης διάδοσης πάνω από τις στέγες. Επιπλέον, δεδομένα αλλοίωσης περιβάλλοντος (βλάστηση, οχήματα, οδική σήμανση κ.λπ.) είναι συχνά μη διαθέσιμα ή δεν είναι εφικτό να μοντελοποιηθούν. Ενώ η

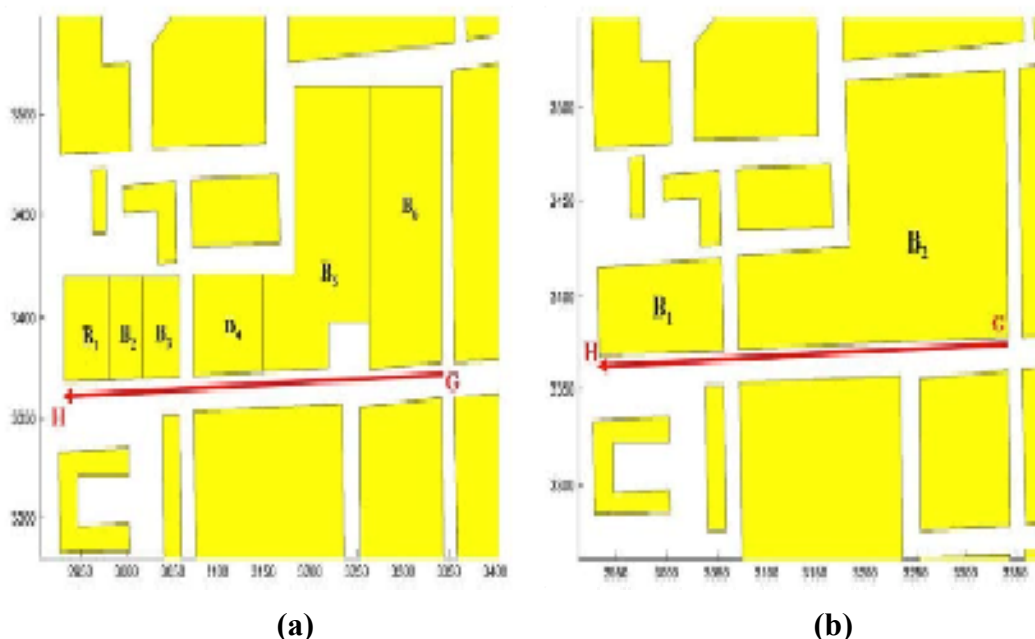
αξιοπιστία πρέπει να θεωρηθεί πολύ καλής ποιότητας, το "επίπεδο λεπτομερειών" δεν είναι απαραίτητως έτσι. Ένα μεγάλο πλήθος λεπτομερειών (που συγχέεται μερικές φορές με την "ακρίβεια") σημαίνει παρουσία πολλών στοιχείων για τα κτίρια (εσωτερικά αίθρια, κοιλώματα, άκρες, δομές στεγών, κ.λπ.) που μπορούν να αυξήσουν σπουδαία το μέγεθος της βάσης δεδομένων, με μία περισσότερο ανάλογη αύξηση στο χρόνο υπολογισμού της πρόβλεψης. Επομένως, οι γεωμετρικές βάσεις δεδομένων πρέπει συχνά να είναι κατάλληλα "καθαρισμένες" ή απλουστευμένες προτού να μπορέσουν να εισαχθούν στα αιτιοκρατικά πρότυπα διάδοσης, προκειμένου να αφαιρεθούν οι μη χρήσιμες λεπτομέρειες (χωρίσματα κτιρίων, προαύλια, καπνοδόχοι, κ.λπ.) και οι πλεονασμοί των βάσεων δεδομένων.

Σε περίπτωση που, η επίδραση των λεπτομερειών (και των άλλων παρατυπιών όπως η τραχύτητα της επιφάνειας, κλπ) μπορεί να αντιμετωπιστεί γενικά, με στατιστικό τρόπο προσφεύγοντας στα ER πρότυπα διάχυτης σκέδασης, με σχετική αποταμίευση του χρόνου υπολογισμού. Μία πολύ κοινή τεχνική απλοποίησης είναι η ένωση των παρακείμενων τοίχων ή κτιρίων ώστε να μειώσει το μέγεθος της βάσης δεδομένων (Σχήμα 4.1). Υπάρχουν επίσης προγράμματα υπολογιστών που το κάνουν αυτόματα με μια παραμετροποίηση. Εντούτοις, αυτός είναι ένας πολύ κρίσιμος στόχος, ειδικά όταν τα κτίρια έχουν διαφορετικά ύψη.



**Σχήμα 4.1.** Ομαδοποίηση των κτιρίων A και B (κάτοψη)

Στην πραγματικότητα, σε πολλές περιπτώσεις η απλουστευμένη βάση δεδομένων που λαμβάνεται μέσω της μεθόδου ενοποίησης των κτιρίων παράγει λανθασμένα αποτελέσματα. Παραδείγματος χάριν, στο Σχήμα 4.2 (α και β) παρουσιάζεται μια χαρακτηριστική διαδικασία απλοποίησης που εφαρμόζεται στο αστικό σχεδιάγραμμα για να τροφοδοτήσει τον προσομοιωτή RT: τα κτίρια  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_3$  και κτίρια  $B_4$ ,  $B_5$ ,  $B_6$  στο Σχήμα 4.2.a συγχωνεύονται στα κτίρια  $B_1$  και  $B_2$  του Σχήματος 4.2.b.



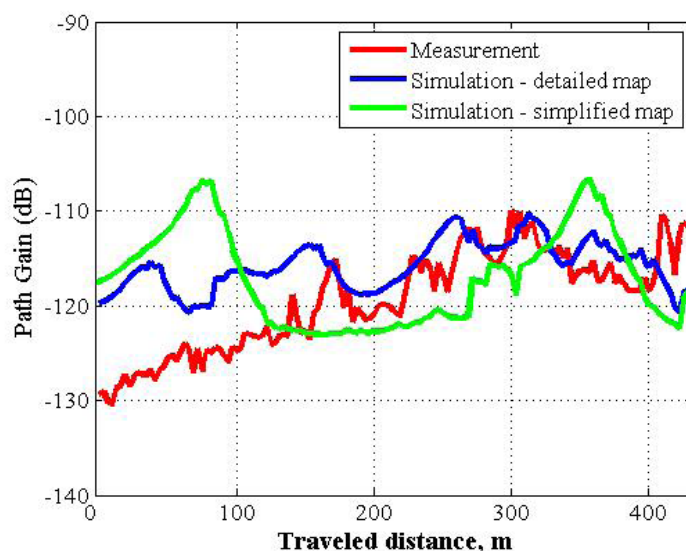
**Σχήμα 4.2.** Συνηθισμένος αστικός χάρτης απλοποίησης

Προκειμένου να παρουσιαστεί ο αντίκτυπος αυτής της μεθόδου απλοποίησης, μια σύγκριση μεταξύ των μετρήσεων σε ένα Non Line Of Sight σενάριο μακροκυβελών που βρίσκεται στο κέντρο της πόλης του Ελσίνκι (η διαδρομή GH, βλέπε επόμενο κεφάλαιο για περαιτέρω λεπτομέρειες) και της RT προσομοίωσής της με λεπτομερή και απλουστευμένο χάρτη παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.4.

Στην πραγματικότητα, ο απλουστευμένος χάρτης του Σχήματος 4.2b δεν φαίνεται να είναι αρκετά ακριβής για να πάρει μια ικανοποιητική, και λεπτομερή πρόβλεψη, ο «μη συγχωνευμένος» αστικός χάρτης του Σχήματος 4.2a πρέπει να θεωρηθεί σωστός προκειμένου να επιτευχθεί μια δίκαιη συμφωνία μεταξύ των μετρήσεων και της προσομοίωσης.

Ως εκ τούτου, η συγχώνευση των παρακείμενων τοίχων των γειτονικών κτιρίων μπορεί να έχει επιβλαβή αντίκτυπος στην ακρίβεια της πρόβλεψης. Σε αυτές τις περιπτώσεις επομένως, είτε ο χάρτης πρέπει να αφαιρεθεί «μη-απλουστευμένος» ή οι τοίχοι γύρω από το δέκτη πρέπει να διαιρεθούν αυτόματα σε μικρότερα τμήματα, προκειμένου να υπάρξει ένας μεγάλος αριθμός χαμηλής ισχύος σκεδασμένων ακτίνων.

Με την υιοθέτηση του λεπτομερούς χάρτη για RT προσομοίωση, το κέρδος πορειών μπορεί να προβλεφθεί με μεγαλύτερη ακρίβεια, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.3.



Σχήμα 4.3. Διαδρομή GH, Σύγκριση PG

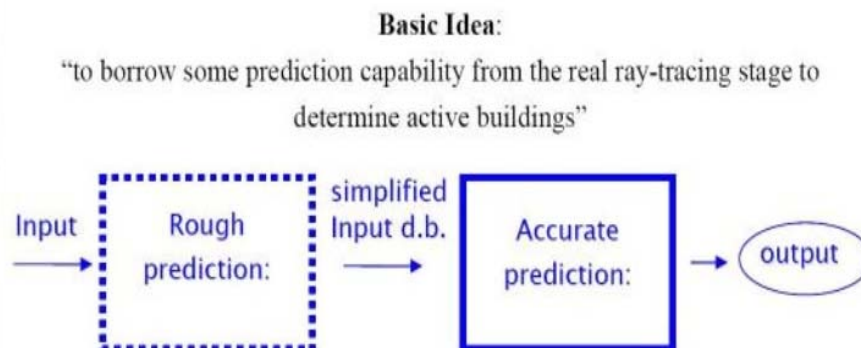
Συμπερασματικά, η ένωση των κτιρίων πρέπει να γίνει (εάν είναι απαραίτητο) πολύ προσεκτικά και με έναν ελεγχόμενο τρόπο, διαφορετικά μπορεί να οδηγήσει σε λανθασμένα αποτελέσματα.

### 4.3. Περιγραφή της μεθόδου απλοποίησης των βάσεων δεδομένων

Τα προγράμματα RT τρέχουν συνήθως σε ένα περιορισμένο τμήμα της αστικής περιοχής. Επειδή ο χρόνος υπολογισμού εξαρτάται έντονα από το μέγεθος της εισαγόμενης βάσης δεδομένων, είναι απαραίτητο να ελαχιστοποιηθεί το μέγεθος της επιλέγοντας μόνο τον ενεργό τομέα της τοπολογίας, δηλ. μόνο τα κτίρια ή τα εμπόδια που περιλαμβάνονται στη πορεία της διάδοσης. Η προτεινόμενη τεχνική είναι βασισμένη στην ιδέα λειτουργίας μιας ρουτίνας, ικανής για να δώσει αποτέλεσμα στο μοντέλο πρόβλεψης που στοχεύει να προσδιορίσει τα στοιχεία περιβάλλοντος που πιθανώς ασκούν σημαντική επίδραση στη πορεία της διάδοσης. Φυσικά αυτή η προκαταρκτική πρόβλεψη πρέπει να είναι πολύ γρηγορότερη, και επομένως απλούστερη από το πραγματικό μοντέλο πρόβλεψης, διαφορετικά δεν θα υπήρχε κανένα

πλεονέκτημα. Η βασική ιδέα είναι ότι οι ακτίνες υπόκεινται σε μία (ή δύο) αλληλεπίδραση(-εις) με τοίχους κτιρίων (συχνά καλούμενων ως « πρώτου (δευτέρου) βαθμού ακτίνες») είναι πιθανό να είναι πιά κατάλληλες από τις ακτίνες που υπόκεινται σε πολλαπλές αλληλεπιδράσεις, δεδομένου ότι περισσότερες αλληλεπιδράσεις αντιστοιχούν και υψηλότερο αριθμό συγκεντρωμένων απωλειών και σε μια υψηλότερη διανεμημένη απώλεια πορειών.

Αυτή η ιδιότητα μπορεί να χρησιμοποιηθεί προκειμένου να επιλεχθούν τα αντικείμενα που είναι πιο σημαντικά στην πολλαπλών διαδρομών διάδοση. Τα κτίρια γύρω και μεταξύ των ασύρματων τερματικών ανήκουν πάντα στην ενεργό περιοχή, αλλά ακόμα και τα μακρινά χαρακτηριστικά εμπόδια μπορούν να έχουν έναν σημαντικό αντίκτυπο στα αποτελέσματα της πρόβλεψης, ειδικά όταν απαιτούνται ευρείας ζώνης προβλέψεις. Ειδικότερα, πρόσφατες μελέτες έχουν παρουσιάσει ότι τα μακρινά αντικείμενα, συμπεριλαμβανομένων στέγαστρων μακρινών κτιρίων, ψηλών κτιρίων, λόφων κ.λπ., μπορούν να έχουν έναν σημαντικό αντίκτυπο στον περιορισμό του σχεδιαγράμματος καθυστέρησης ισχύος του ραδιοκαναλιού, επομένως και στις παραμέτρους καθυστέρησης της διάδοσης και γωνίας διάδοσης. Επομένως, εάν εξετάζουμε μια ενιαία Tx-Rx σύνδεση, μία περιοχή μερικών τετραγωνικών χιλιομέτρων γύρω από τα ασύρματα τερματικά, θα πρέπει να εξεταστεί, ανάλογα με την απόσταση συνδέσεων και το ύψος του σταθμού βάσης (BS). Τέτοιες περιοχές περιλαμβάνουν αρκετά κτίρια, που καθένα αποτελείται από πολλούς περιμετρικούς τοίχους. Επομένως, ένα μεγάλο μέρος του χρόνου υπολογισμού μπορεί να ζητηθεί από τις RT προσομοιώσεις. Το πρόβλημα είναι σοβαρότερο στα μεγάλα κύτταρα, με τους σταθμούς βάσης σε ύψος ίσο ή και μεγαλύτερο από το ύψος των στεγών, όπου η διάδοση δεν περιορίζεται σε μερικές οδούς γύρω από τους BS (όπως στις μικροκυψέλες), και πρέπει να χρησιμοποιηθούν τα σύνθετα τρισδιάστατα μοντέλα διάδοσης.



**Σχήμα 4.4.** Απεικόνιση της μεθόδου απλοποίησης (που δανείζεται μερικές ικανότητες των RT για να παράγει μια απλουστευμένη βάση δεδομένων)

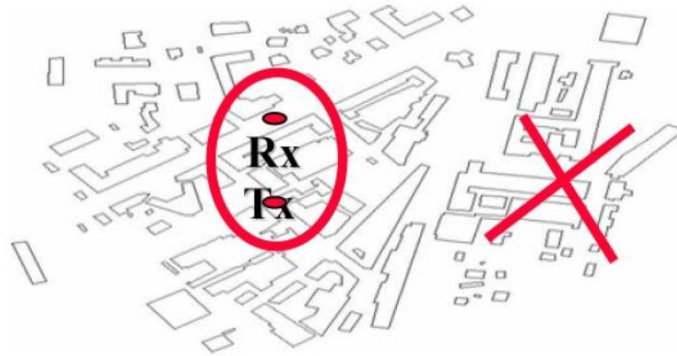
Επειδή δεν εντοπίζονται κτίρια μόνο τριγύρω από τα ασύρματα τερματικά, αλλά και μακριά από αυτά, τα εκτεθειμένα κτίρια περιλαμβάνονται στο μηχανισμό διάδοσης, η απλοποίηση της βάσης δεδομένων δεν μπορεί να γίνει κατά προσέγγιση: απαιτείται ένα επιστημονικό κριτήριο για την ακριβή απλοποίηση των βάσεων δεδομένων. Η μέθοδος απλοποίησης των βάσεων δεδομένων που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο είναι βασισμένη στην ιδέα «του δανεισμού», προσδοκώντας «μερικές» ικανότητες πρόβλεψης περιοχών από μια κατάλληλη προσέγγιση ανίχνευσης ακτίνων, προκειμένου να καθοριστούν τα κτίρια που επιδρούν στις πολλαπλές διαδρομές, αντί του ίδιου σχεδίου των πολλαπλών διαδρομών (Σχήμα 4.1).Εν ολίγοις, τα κτίρια που βρίσκεται γύρω και μεταξύ των ασύρματων τερματικών, ή τα κτίρια που πλησιάζονται εύκολα από τα ραδιοκύματα των ασύρματων τερματικών («εκτεθειμένα» κτίρια, κτήρια που ξεχωρίζουν από την αστική δομή) επιλέγονται από πρότυπο και αποθηκεύονται στην απλουστευμένη

βάση δεδομένων. Με τη χρησιμοποίηση αυτού του μοντέλου, και χωρίς την ανάγκη του χρονοβόρου και αυθαίρετου χειρισμού των βάσεων δεδομένων, ο χρόνος της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας είναι δραστικά μειωμένος σχεδόν χωρίς υποβάθμιση των περιορισμένης ζώνης και των ευρείας ζώνης αποτελεσμάτων πρόβλεψης.

Η προτεινόμενη μέθοδος απλοποίησης είναι βασισμένη στην επιλογή των κτιρίων που ανήκουν σε τρεις κατηγορίες:

A) Κτίρια που βρίσκονται γύρω και μεταξύ των ασύρματων τερματικών (Σχήμα 4.5).

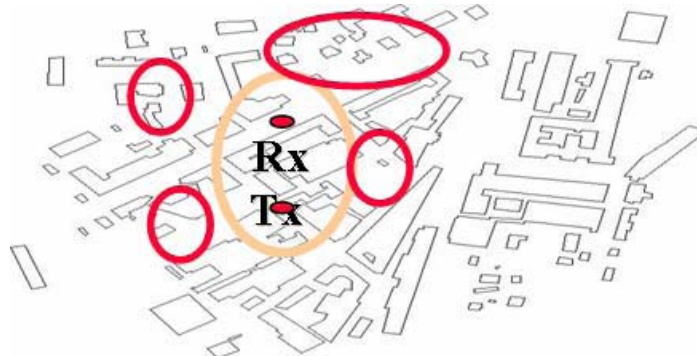
Ιδέα 1) για επιλογή κτιρίων γύρω από τα τερματικά (εντός της έλλειψης).



**Σχήμα 4.5.** Επιλογή κτιρίων γύρω από τα τερματικά

B) Κτίρια που μπορεί να είναι άμεσα εμφανή από το Tx, ή το Rx ή και από τα δύο τερματικά, επομένως δημιουργούνται πρώτου ή δευτέρου βαθμού ακτίνες (Σχήμα 4.6).

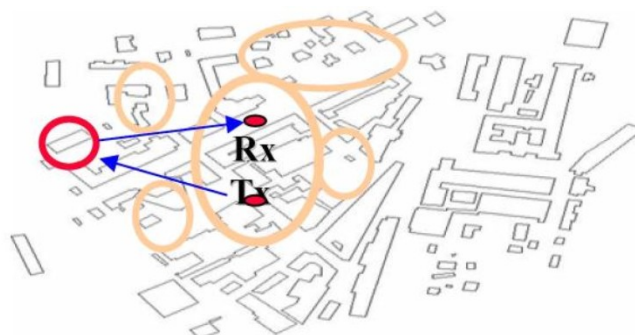
Ιδέα 2) για να επιλέξει τα κτίρια που είναι άμεσα «ορατά» από το Tx ή/και το Rx



**Σχήμα 4.6 - Επιλογή κτιρίων άμεσα ορατών από Tx και Rx**

Γ) Κτίρια που δεν ανήκουν στην κατηγορία A και B, αλλά που είναι πιθανό να ασκήσουν επίδραση στη διάδοση λόγω του ιδιαίτερου ύψους τους (μεγαλύτερου του μέσου όρου) ή τον ευνοϊκό προσανατολισμό τους, δηλ. που παράγουν χαμηλής ισχύος ακτίνες («προεξέχοντα» κτίρια, Σχήματα 4.7-4.8).

Ιδέα 3) για να επιλέξουν άλλα «προεξέχοντα» κτίρια



**Σχήμα 4.7.** Επιλογή "προεξέχοντων" κτιρίων



**“Προεξέχοντα κτίρια”**

- 1) Πολυκατοικίες (ακόμα κι εάν βρίσκονται σε μεγάλη απόσταση)
- 2) Κτίρια επάνω από το μέσο ύψος με «κατάλληλο» προσανατολισμό



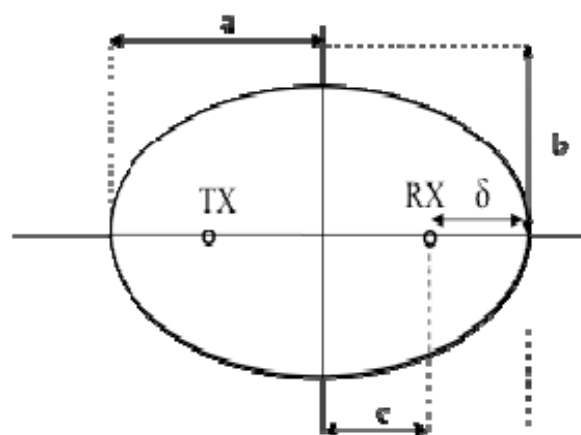
**Σχήμα 4.8.** Παράδειγμα προεξέχοντων (μακρινών) κτιρίων

**Προσδιορισμός της κατηγορίας A)**

Επιλέγονται όλα τα κτίρια που βρίσκονται μέσα στην έλλειψη της εστίασης των Tx και Rx, και της δεδομένης εκκεντρικότητας. Φυσικά, όλα τα κτίρια που βρίσκονται μεταξύ των ασύρματων τερματικών επιλέγονται. Επιπλέον, όσο χαμηλότερη είναι η εκκεντρικότητα, τόσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των κτιρίων γύρω που συμπεριλαμβάνονται, και τόσο μεγαλύτερος είναι ο γενικός αριθμός των μελών της κατηγορίας A. Συνήθως και η αξία εκκεντρικότητας επιλέγεται έτσι ώστε τα τερματικά να περιβάλλονται εντελώς από τα κτίρια. Η ελάχιστη απόσταση  $\delta$  μεταξύ μιας εστίασης (τερματικό) και της έλλειψης, δηλ. η ελάχιστη απόσταση της περιβάλλουσας περιοχής κτιρίων μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$\delta = c(1 - e)/e$$

όπου  $e$  είναι η εκκεντρικότητα της έλλειψης και  $2c$  είναι η απόσταση μεταξύ Tx-Rx (Σχήμα 4.9). Παρατηρήστε ότι ένα κτίριο επιλέγεται εάν τουλάχιστον μία κορυφή του αντίστοιχου ίχνους του πολυγώνου εμπίπτει στην περιοχή της έλλειψης. Εκτός αυτού, το  $\delta$  πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο έτσι ώστε τα τερματικά να είναι πλήρως “βυθισμένα” μέσα στα επιλεγμένα κτίρια.



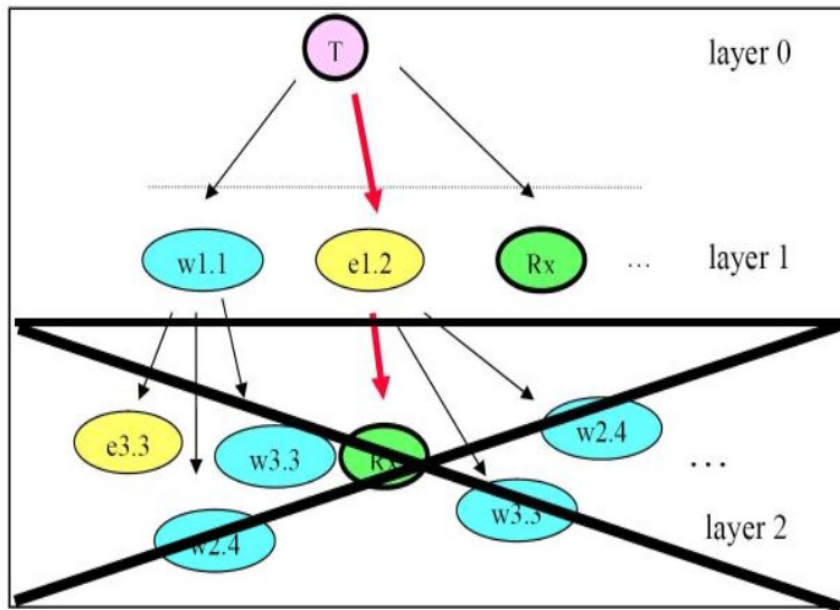
**Σχήμα 4.9.** Κατασκευή έλλειψης και σχετικές γεωμετρικές παράμετροι

**Προσδιορισμός της κατηγορίας B)**

Για να προσδιορίσουμε την κατηγορία B), απλά, ο πρώτος βαθμός ορατότητας και από τα δύο τερματικά επιτυγχάνετε. Υπολογίζεται μόνο το επίπεδο 1 του δέντρου ορατότητας, επομένως η διαδικασία



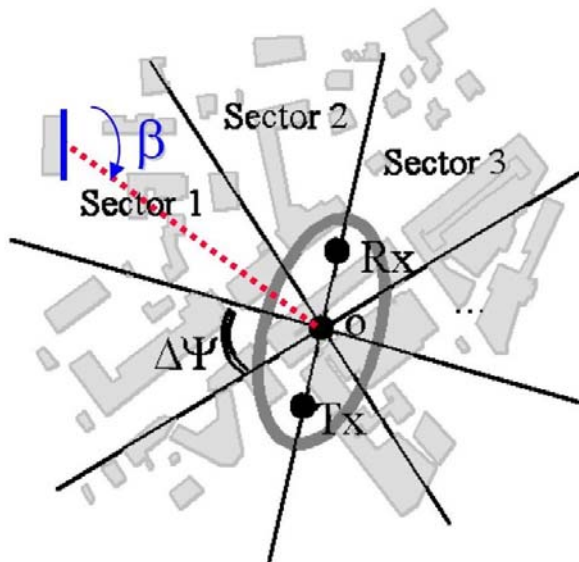
είναι πολύ γρήγορη (Σχήμα 4.10). Ένας αλγόριθμος απο-ενσωματώνεται από το πρόγραμμα RT και ο μέγιστος αριθμός αλληλεπιδράσεων ( $N_{ev}$ ) τίθεται 1. Η διαδικασία ορατότητας εφαρμόζεται έπειτα στα τερματικά και στα κτίρια που είναι ορατά από το Tx, το Rx ή και από τα δύο.



Σχήμα 4.10. Απεικόνιση του πρώτου βαθμού ορατότητας

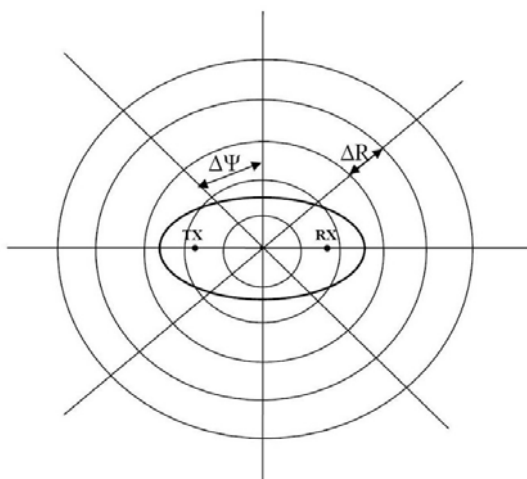
**Προσδιορισμός της κατηγορίας Γ)**

Αναφερόμενοι στην προαναφερθείσα έλλειψη, το κέντρο της επιλέγεται ως κέντρο συντεταγμένων  $O$  ενός κυλινδρικού συστήματος αναφοράς και ο χάρτης διαιρείται σε γωνιακούς τομείς δεδομένου εύρους  $\Delta\Psi$  (Σχήμα 4.11). Κατά αυτόν τον τρόπο, καθορίζεται ένα πολικό πλέγμα ακτινωτού βήματος  $\Delta R$  και γωνιακού βήματος  $\Delta\Psi$  (Σχήμα 4.12).

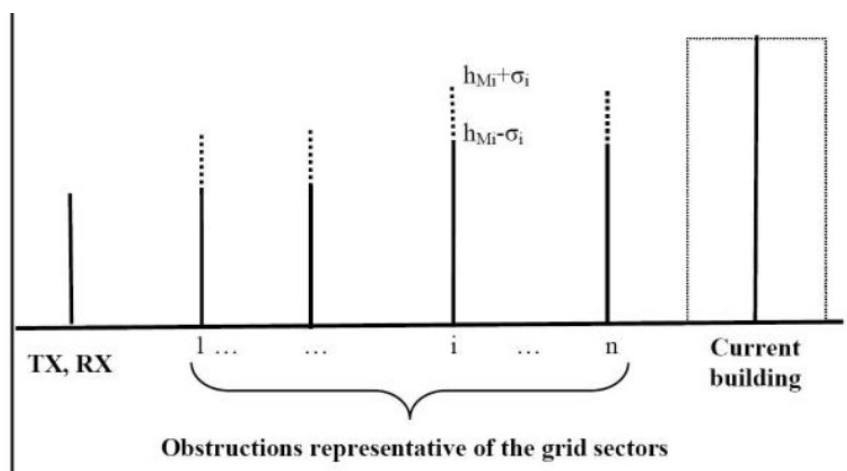


Σχήμα 4.11. Ακτινοποίηση αστικού χάρτη για προσδιορισμό της τάξης C

Κατόπιν, υπολογίζεται η μέση τιμή ( $H_b$ ) του ύψους των κτιρίων για κάθε τομέα του πολικού πλέγματος. Περιγράφοντας την παρεμπόδιση που παρέχεται από έναν δεδομένο τομέα στα περαιτέρω κτίρια με την έννοια ενός μικρού τμήματος αιχμηρής κορυφής και ύψους  $H_b$  που τοποθετείται στο κέντρο του τομέα (Σχήμα 4.13), το επίπεδο παρεμπόδισης που δημιουργεί το κάθε κτίριο αξιολογείται με τη έννοια μιας απλής γεωμετρικής διαδικασίας.



**Σχήμα 4.12.** Δομή του πολικού πλέγματος που χρησιμοποιείται στη γεωμετρική μέθοδο



**Σχήμα 4.13.** Απλουστευμένο σχεδιάγραμμα παρεμπόδισης που χρησιμοποιείται στη γεωμετρική μέθοδο

Η γεωμετρική μέθοδος είναι βασισμένη στην ιδέα ότι ένα προεξέχον κτίριο πρέπει να έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- πρέπει να έχει μικρή εξασθένιση ORT και στα δύο τερματικά.
- ο τοίχος του πρέπει να έχει μια ικανοποιητική διατομή για να προκαλέσει τη σχετική ανάδρομη διάχυση

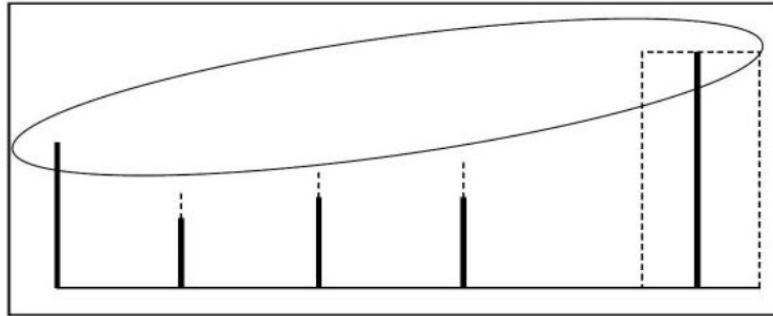
Επομένως, σε **μια σύνδεση δοκιμής**, εξετάζονται τίνος τερματικού είναι το κτίριο υπό δοκιμή και το κέντρο της έλλειψής του. Το κτίριο μπορεί να θεωρηθεί ως σημαντικό:

- Εάν η πάνω από την στέγη (Over Roof Top) εξασθένιση μεταξύ των δύο εικονικών τερματικών είναι κάτω από ένα ορισμένο όριο
- Εάν η διατομή σκέδασης ραντάρ (Radar Cross Section) των τοίχων ενός ή περισσότερων κτιρίων είναι επάνω από ένα σταθερό όριο

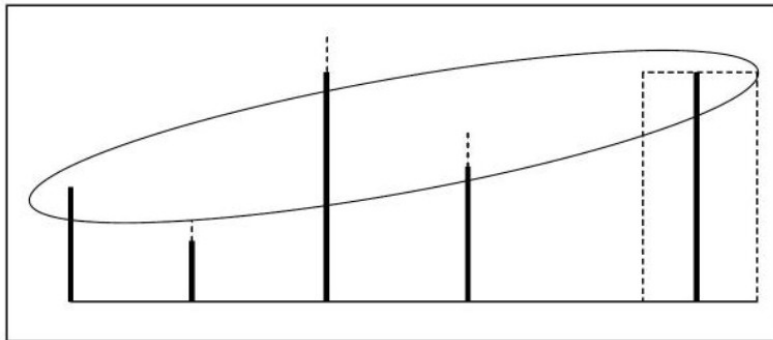
Εάν το υπό δοκιμή κτίριο είναι επιλεγμένο και στην α) και στην β) περίπτωση, έχει επομένως επιλεγθεί. Και οι δύο δοκιμές είναι πολύ γρήγορες σε σύγκριση με την πρόβλεψη RT. Επίσης, μπορούν να διενεργηθούν με έναν κατά προσέγγιση τρόπο. Παραδείγματος χάριν:

- αντί του υπολογισμού της ORT εξασθένισης, μπορεί να τεθεί μια ανοχή ύψους  $\Delta h$ . Κατόπιν, όλα τα κτίρια που είναι αρκετά υψηλότερα από το μέσο ύψος ( $H > H_b + \Delta h$ ) επιλέγονται (Σχήμα 4.14), ενώ τα κτίρια όπου το ύψος τους είναι κάτω από το μέσο όρο ( $H < H_b - \Delta h$ ) απορρίπτονται (Σχήμα 4.15). Τα κτίρια με μέσο ύψος, δηλ.  $H_b - \Delta h \leq X \leq H_b + \Delta h$  (Σχήμα 4.16) επιλέγονται μόνο εάν ικανοποιείται και το κριτήριο που βασίζεται στην RCS.

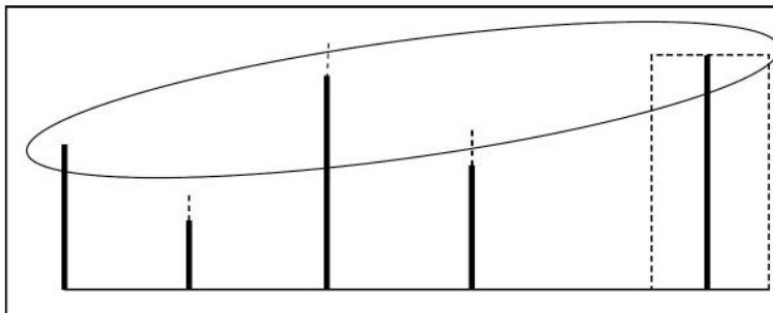
• αντί του υπολογισμού της RCS θα μπορούσε να εξεταστεί, η **σταθερή γωνία  $\Omega$**  που αντιστοιχεί στον τοίχο του κτιρίου όπως φαίνεται από το άλλο εικονικό τερματικό και τον **προσανατολισμό  $\beta$**  του τοίχου (Σχήμα 4.11). Εάν το πρώτο είναι αρκετά ευρύ και το δεύτερο είναι κοντά στο μηδέν (ο τοίχος αντιμετωπίζει το εικονικό τερματικό) το κτίριο επιλέγεται. Στην πράξη, τα κτίρια που σκιάζονται ελαφρώς, επιλέγονται μόνο εάν έχουν τουλάχιστον έναν τοίχο σχεδόν κάθετο (που περιλαμβάνει μια γνωστή γωνιακή ανοχή  $\Delta\beta$ ) στην ακτινική συντεταγμένη.



**Σχήμα 4.14.** Απεικόνιση ενός κτιρίου υψηλότερο από το μέσο όρο ύψους (που επιλέγεται με τη γεωμετρική μέθοδο)



**Σχήμα 4.15.** Απεικόνιση ενός κτιρίου χαμηλότερο από το μέσο όρο ύψους (που απορρίπτεται με τη γεωμετρική μέθοδο)



**Σχήμα 4.16.** Απεικόνιση ενός κτιρίου μέσου ύψους (που επιλέγεται με τη γεωμετρική μέθοδο εάν έχει το «σωστό» προσανατολισμό)

Μόλις προσδιοριστούν οι κατηγορίες A έως C, το ελεγχόμενο κτίριο προστίθεται στον απλουστευμένο χάρτη και τα αντίγραφά του απορρίπτονται. Εάν περισσότερα από ένα Rx (Tx) είναι παρόντα, ολόκληρος ο αλγόριθμος εκτελείται μία φορά για κάθε Rx (Tx) και κάθε φορά προσθέτονται νέα κτίρια στον απλουστευμένο χάρτη. Φυσικά εάν πρόκειται να γίνει μια πλήρης πρόβλεψη σε ολόκληρο τον αστικό χάρτη, ο αλγόριθμος απλοποίησης θα επιλέξει ολόκληρο τον χάρτη και δεν θα έχουμε κανένα κέρδος στον χρόνο λειτουργίας της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας.

Ο χρόνος υπολογισμού του αλγορίθμου απλοποίησης είναι πάντα μικρός, σε επίπεδο λεπτών, ακόμη και για τους μεγάλους χάρτες. Ένα μειονέκτημα είναι ότι η μέθοδος έχει πολλές αυθαίρετες παραμέτρους, οι οποίες πρέπει να βαθμολογηθούν για να πάρουν καλά αποτελέσματα.

#### 4.4. Άλλες Τεχνικές Ανίχνευσης

##### Τεχνικές Μικρών & Μεγάλων Αποστάσεων

Όπως παρουσιάστηκε ήδη, ο χρόνος λειτουργίας της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας εξαρτάται έντονα από τον αριθμό των ορατών τοίχων σε κάθε βήμα υπολογισμού του δένδρου ορατότητας. Αλλά ο χρόνος κεντρικής μονάδας επεξεργασίας εξαρτάται επίσης από το χρόνο επεξεργασίας της ορατότητας σε κάθε βήμα, επομένως θα ήταν χρήσιμο να απλοποιηθεί αυτό το βήμα. Ο αριθμός των κόμβων του δένδρου ορατότητας είναι περίπου:

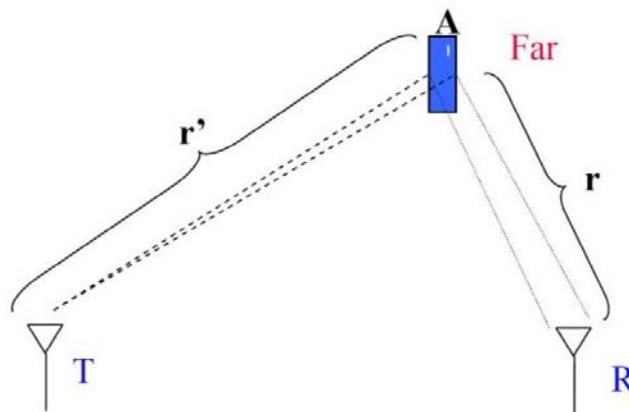
$$M \approx N_V^{(N_{ev}+1)}$$

Ο αριθμός  $N_V$  των πραγματικά ορατών τοίχων (μετά από τον ακριβή έλεγχο ορατότητας) εξαρτάται από τον αριθμό ορατών τοίχων  $N_W$  αλλά και από τους τύπους αλληλεπίδρασης για κάθε τοίχο.

Εάν όλοι οι τύποι αλληλεπιδράσεων επιτρέπονται (αντανάκλαση, διάθλαση και διάχυτη σκέδαση), πέντε νέα εικονικά TX μπορούν να προστεθούν στο δέντρο ορατότητας για κάθε ορατό τοίχο: μία αντανάκλαση VTX, μία διασπορά VTX, τρεις διαθλάσεις VTX (κάθετες άκρες & άκρες στεγών). Επομένως

$$N_V \approx 5 \cdot N_W$$

Εντούτοις, οι «μακρινοί» τοίχοι μπορούν να αντιμετωπιστούν με έναν απλουστευμένο τρόπο: ο τοίχος, που είναι «μακριά» μπορεί να θεωρηθεί ως δευτερεύον σημείο-πηγή, επομένως μόνο ένα VTX, που βρίσκεται στο επίκεντρό του, συνδέεται σε αυτό, με μεγάλη μείωση των υπολογισμών του δένδρου ορατότητας (Σχήμα 4.17).



**Σχήμα 4.17.** Ένας μακρινός τοίχος

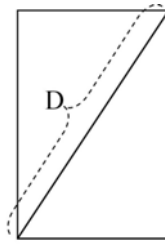
Από ηλεκτρομαγνητική άποψη, οι μακρινοί τοίχοι μπορούν να αντιμετωπιστούν μέσω της θεωρίας «διατομής σκέδασης ραντάρ» (RCS). Η θεωρία RCS ισχύει εάν:

- το συναφές κύμα είναι περίπου (τοπικά) επίπεδο
- Το Rx είναι σε απομακρυσμένη από τον τοίχο περιοχή και θεωρείται ως δευτερεύουσα πηγή

Αυτό μπορεί να αποδειχθεί από το ότι οι όροι α) και β) ικανοποιούνται εάν:

$$\min \{r, r'\} > K_{FAR} \cdot \frac{D}{\lambda} K_{FAR} \geq 2$$

όπου  $D$  είναι η μέγιστη απόσταση μεταξύ όλων των ζευγαριών των σημείων που ανήκουν στον εξεταζόμενο τοίχο (Σχήμα 4.18).



**Σχήμα 4.18.** Μέγιστη απόσταση μεταξύ όλων των ζευγών των σημείων που ανήκουν στον τοίχο

Η θεωρία RCS επιτρέπει να υπολογιστεί η ανάδρομη διάχυτη περιοχή από ένα αγωγίμο πολύγωνο επίπεδο με μια απλή, κλειστή διατύπωση μοντέλου.

Είναι δυνατό να επεκτείνουμε την RCS στα διηλεκτρικά επίπεδα υλικά με έναν τρόπο επίλυσης πολλαπλασιάζοντάς την με τον συντελεστή αντανάκλασης Fresnel

Είναι επίσης δυνατό να επεκταθεί περαιτέρω στις «τραχιές» επιφάνειες με τον πολλαπλασιασμό της με το Rayleigh συντελεστή  $P$  και σε περίπτωση, που προστεθεί ένας διάχυτος λοβός σκέδασης υπό τον όρο ότι ικανοποιεί την συνολική εξισορρόπηση ισχύος (δείτε το κεφάλαιο 2):

$$P_i = P_{RCS} + P_{SCAT} + P_P$$

### Περικοπή Δένδρων

Αυτή η τεχνική ανίχνευσης είναι βασισμένη στην επιλογή των κυρίαρχων ακτίνων και την απόρριψη των υπόλοιπων προτού να επισημανθούν από τον αλγόριθμο. Στην πραγματικότητα, ο υπολογισμός του δέντρου ορατότητας είναι το πιο χρονοβόρο μέρος της διαδικασίας RT: ειδικά, η διάθλαση και τα γεγονότα σκέδασης είναι πολύ χρονοβόρες διαδικασίες. Συνήθως, οι εικονικοί αλγόριθμοι RT περιορίζουν τον αριθμό των ακτίνων (και επομένως και τον χρόνο υπολογισμού του δέντρου ορατότητας) με την τοποθέτηση ενός άνω ορίου **στον αριθμό διαδοχικών αλληλεπιδράσεων** ( $N_{ev}$ ). Ένας μικρός αριθμός διαδοχικών αλληλεπιδράσεων, εντούτοις, δεν είναι απαραίτητα ενδεικτικός για την συμπεριφορά των ακτίνων, αντίθετα, μπορούν όμως να είναι κατάλληλες οι ακτίνες που υπόκεινται σε πολλές αλληλεπιδράσεις (για παράδειγμα, πολλαπλές διαθλάσεις κοντά στα όρια σκίασης).

Κατά συνέπεια, η βασική ιδέα είναι: ότι μόνο οι ακτίνες που φέρουν μια σχετικά σημαντική ισχύ πρέπει να κρατηθούν, ανεξάρτητα από τον αριθμό των διαδοχικών αλληλεπιδράσεων.

Δυστυχώς, η επιλογή των ακτίνων σύμφωνα με τη μεταφερόμενη ισχύ είναι ένα αρκετά δύσκολο έργο στους αλγορίθμους ανίχνευσης εικονικών ακτίνων. Η μεταφερόμενη ισχύς είναι άγνωστη έως ότου επισημανθεί ολόκληρη η τροχιά της ακτίνας, (μετά την οπισθοδρόμηση) δηλ. όταν έχει ξεδευτεί ο χρόνος λειτουργίας της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας. Συγκεκριμένα, είναι πολύ δύσκολο να υπολογιστεί η ισχύς που μεταφέρεται από τις ακτίνες που έχουν υποστεί περίθλαση όταν η πορεία της ακτίνας δεν είναι εντελώς γνωστή, επειδή οι συντελεστές UTD εκθέτουν σημαντικές παραλλαγές ανάλογα με το εάν υπολογίζονται κοντά σε ένα όριο σκίασης ή όχι.

Εντούτοις, ακόμα κι αν η τρέχουσα ακτίνα δεν επισημαίνεται εντελώς, στο γενικό κόμβο (ή εικονικό TX) του δέντρου ορατότητας κάποιες πληροφορίες είναι γνωστές:

- Ο «μερικός» παράγοντας απόκλισης
- Η κατεύθυνση της αναχώρησης (DOD) της ακτίνας και έπειτα το κέρδος της κεραίας TX σε αντιστοιχία με την DOD: εάν η κεραία TX είναι αρκετά κατευθυντική, οι ακτίνες που αναχωρούν με μεγάλη απόκλιση από την κεντρική κατεύθυνση μπορεί να είναι μη προνομοιούχες.

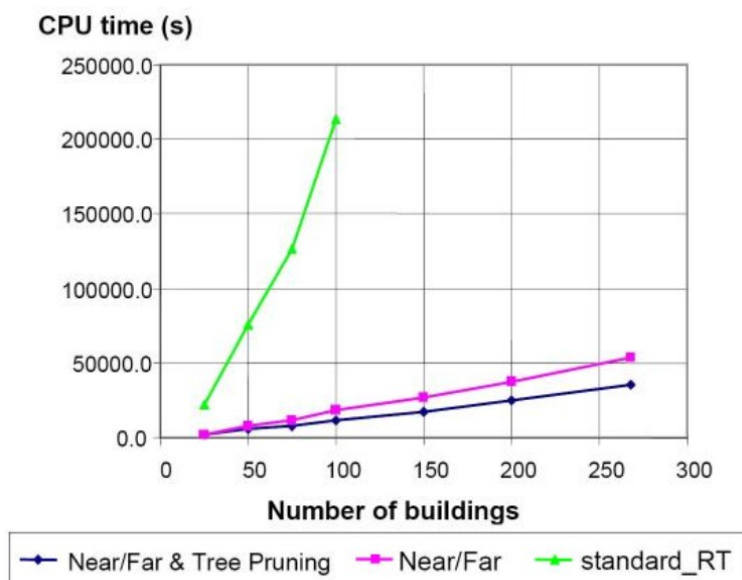
Γενικά, οι συντελεστές αλληλεπίδρασης είναι άγνωστοι.

Επομένως, αναπτύξαμε μια κατά προσέγγιση μέθοδο για να υπολογίσουμε ένα άνω όριο της μεταφερόμενης ισχύος που δεσμεύθηκε κατά τη διάρκεια της σύνταξης του δέντρου ορατότητας ακόμα και όταν η ακριβής πορεία της ακτίνας είναι ακόμα απροσδιόριστη. Όταν η κατ' εκτίμηση ισχύς μιας ακτίνας μειώνεται κάτω από ένα ελάχιστο όριο ισχύος, ο αντίστοιχος κλάδος του δένδρου ορατότητας (και όλα τα παρακλάδια του) απορρίπτονται, σώζοντας κατά συνέπεια ένα μη αμελητέο ποσό χρόνου επεξεργασίας της κεντρικής μονάδας.

Εν ολίγοις, ο αλγόριθμος «περικοπής δέντρων» λειτουργεί ως εξής:

- Κατ' αρχάς, τίθεται ένα ελάχιστο κατώτατο όριο ισχύος τίθεται, το οποίο αντιστοιχεί παραδείγματος χάριν στην ευαισθησία του δέκτη.
- Όταν ένα νέο αντικείμενο εμφανίζεται, ένας νέος κόμβος του δέντρου πρέπει να δημιουργηθεί, στο δέντρο μια ακτίνα επισημαίνεται ενώνοντας τον τελευταίο κόμβο και τον κοντινότερο Rx, σαν να ήταν ορατή από τον τελευταίο εικονικό Tx.
- Μια προσεγγισμένη εκτίμηση της περιοχής στο Rx υπολογίζεται, υιοθετώντας ένα συντηρητικό κριτήριο για τους συντελεστές αλληλεπίδρασεων, οι οποίοι είναι άγνωστοι: οι συντελεστές του τέλειου ηλεκτρικού αγωγού (PEC) είναι υποτιθέμενοι, όσο οι συντελεστές UTD στα όρια σκίασης θεωρούνται για διάθλαση.
- Εάν η μεταφερόμενη από την ακτίνα ισχύς υπερβαίνει το κατώτατο όριο, ο εξεταζόμενος κόμβος περιλαμβάνεται στο δέντρο ορατότητας, διαφορετικά απορρίπτεται.

Επειδή ο αριθμός των κλάδων στο δέντρο ορατότητας αυξάνεται εκθετικά με τον αριθμό των αλληλεπιδράσεων, το πλεονέκτημα της προτεινόμενης μεθόδου αυξάνεται όπως μίας τυποποιημένης μεθόδου επιλογής με τον αριθμό μέγιστων επιτρεπόμενων αλληλεπιδράσεων. Εντούτοις, όπως φαίνεται στο κείμενο παρακάτω, ακόμη και στις προσομοιώσεις με έναν περιορισμένο αριθμό αλληλεπιδράσεων (2,3) το πλεονέκτημα από την άποψη του χρόνου υπολογισμού είναι ιδιαίτερο.



**Σχήμα 4.18.** Σύγκριση μεταξύ κλασικού RT και RT εμπλουτισμένου με τεχνικές ανίχνευσης

Στο Σχήμα 4.18 παρουσιάζεται ο χρόνος λειτουργίας της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας των προσομοιώσεων RT με έναν μεταβλητό συνολικό αριθμό κτιρίων, αποκτηθείς αντίστοιχα: από ένα κλασικό RT, από ένα RT που ενισχύεται με τις τεχνικές κοντά/μακριά και από ένα RT που ενισχύεται και με την κοντά/μακριά τεχνική αλλά και με την τεχνική περικοπής δέντρων. Σε όλες τις περιπτώσεις, ο

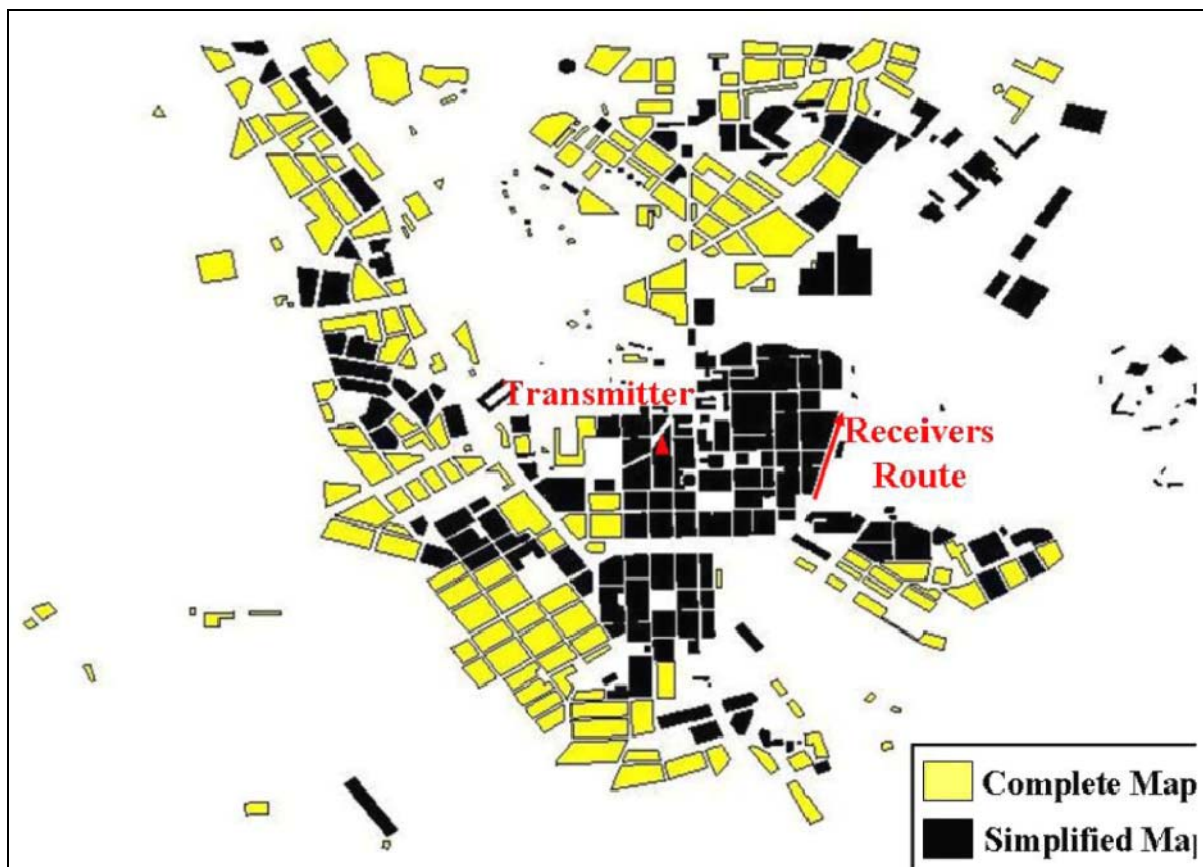


χρόνος λειτουργίας της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας αυξάνεται γραμμικά με τον αριθμό κτιρίων. Εντούτοις, η κλίση μειώνεται δραστικά με κοντά/μακριά τεχνικές (ροζ καμπύλη), σε σχέση με το παραδοσιακό RT (πράσινη καμπύλη). Τέλος, χρησιμοποιώντας την «περικοπή δέντρων» σε αντίθεση από την τεχνική του κοντά/μακριά (μπλε καμπύλη), η κλίση μειώνεται περαιτέρω. Αυτή η περαιτέρω αποταμίευση θα ήταν μεγαλύτερη με ένα μεγαλύτερο  $N_{ev}$

#### 4.5. Αποτελέσματα και Συμπεράσματα

Σύγκριση μεταξύ ολοκληρωμένων (δηλ. χωρίς οποιαδήποτε διαδικασία ανίχνευσης) και γρήγορων προσομοιώσεων (δηλ. μετά από απλοποίηση χαρτών ή/και εφαρμογή της επιλογής κυρίαρχων ακτίνων) έχουν πραγματοποιηθεί σε διάφορα αστικά σενάρια μακροκυμελών. Μια ικανοποιητική χρονική μείωση έχει επιτευχθεί στις περισσότερες περιπτώσεις με καλή συμφωνία σε επίπεδο περιορισμένης ζώνης και σε επίπεδο ευρείας ζώνης αποτελεσμάτων. Ένα παράδειγμα της απλοποίησης χαρτών που αναφέρεται σε μια προσομοιωμένη διαδρομή 175 θέσεων Rx στο κέντρο της πόλης του Ελσίνκι παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.19. Είναι εμφανές ότι ο απλουστευμένος χάρτης δεν θα μπορούσε απλά «να υποτεθεί».

Τα αποτελέσματα σε επίπεδο χρόνου λειτουργίας της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας και της καθυστέρησης πρόβλεψης (DS) συνοψίζονται στον πίνακα 1. Η ανίχνευση ακτίνων έχει οργανωθεί με διάφορες αλληλεπιδράσεις  $N_{ev} = 4$ . Είναι εμφανές ότι παρά την κρίσιμη φύση της τοπολογίας μακροκυμελών, το αποτέλεσμα DS δεν παρουσιάζει οποιαδήποτε αντιληπτή αλλαγή σε καμία περίπτωση. Αντίθετα, ο χρόνος λειτουργίας της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας μπορεί να μειωθεί από έναν παράγοντα σχεδόν 7 με την εφαρμογή και των δύο τεχνικών ανίχνευσης.



Σχήμα 4.19. Πλήρης (κίτρινος) και μειωμένος (μαύρος) χάρτης του κεντρικού Ελσίνκι



	<b>CPU time</b>	<b>Mean DS (<math>\mu\text{sec}</math>)</b>	<b>Mean Error on DS (w.r.t. CS)</b>
<b>Complete Simulation (CS)</b>	2299 min	1.11	---
<b>Map Simplification (MS)</b>	732 min	1.11	0.56 nsec
<b>Ray Selection (RS)</b>	1099 min	1.11	-0.0049 nsec
<b>MS and RS</b>	356 min	1.11	0.53 nsec

**Πίνακας 1.** Χρόνος κεντρικής μονάδας επεξεργασίας και ευρείας ζώνης αποτελέσματα με μια πλήρη προσομοίωση, και με διαφορετικούς συνδυασμούς μεθόδων ανίχνευσης.

Σε αυτό το κεφάλαιο, προτάθηκαν δύο διαφορετικές μέθοδοι για πρόβλεψη RT. Η πρώτη λειτουργεί στη μείωση του μεγέθους της εισαγόμενης βάσης δεδομένων με την επιλογή της «ενεργού περιοχής» του περιβάλλοντος από την άποψη του αντίκτυπου στην πολλαπλών διαδρομών διαδικασία διάδοσης. Η δεύτερη λειτουργεί στη μείωση του αριθμού των ακτίνων που αντιμετωπίζονται από το αλγόριθμο RT με απόρριψη των δευτερεύουσας σημασίας ή χαμηλής ισχύος ακτίνων. Τα αποτελέσματα από την άποψη της μείωσης του χρόνου λειτουργίας της CPU και της ακρίβειας των αποτελεσμάτων δείχνουν ότι η προτεινόμενη μέθοδος ανίχνευσης μπορεί να μειώσει το χρόνο λειτουργίας της CPU με έναν παράγοντα σχεδόν 7, ουσιαστικά χωρίς οποιαδήποτε υποβάθμιση των αποτελεσμάτων ευρείας ζώνης. Επιπλέον, ο χρόνος λειτουργίας της CPU είναι αναμενόμενο να είναι πολύ μεγαλύτερος σε περιπτώσεις μικροκυμελών ή όταν ο αριθμός των γεγονότων είναι υψηλός (π.χ.  $N_{ev} = 4$  ή 5).

## Κεφάλαιο 5

### **5. Πολυδιάστατος Χαρακτηρισμός του Ασύρματου Καναλιού**

#### **5.1. Εισαγωγή**

Σε αυτό το κεφάλαιο, μια πολυδιάστατη ανάλυση της αστικής διάδοσης πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τα πειραματικά αποτελέσματα και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων ανίχνευσης ακτίνων. Η ανίχνευση ακτίνων (RT) χρησιμοποιείται εδώ όχι μόνο για να πάρει προβλέψεις και να τις συγκρίνει με τις μετρήσεις, αλλά και σαν μέσο για την ερμηνεία και την ανάλυση των αποτελεσμάτων μετρήσεων. Στην πραγματικότητα, η ανίχνευση ακτίνων δεν αντιπροσωπεύει μόνο έναν αλγόριθμο υπολογισμού, αλλά και την μόνη πιθανή εφαρμογή ενός θεωρητικού προτύπου για την πολλαπλών διαδρομών διάδοση στις αστικές περιοχές. Επομένως, με τη μίμηση του πραγματικού φαινομένου διάδοσης με ένα πρότυπο ανίχνευσης ακτίνων, είναι δυνατό να καταλάβουμε πλήρως το πολλαπλών διαδρομών σχέδιο που ακολουθεί την κεντρική διαδρομή διάδοσης, καθορίζοντας πως η εξιδανικευστή μας αντικαθιστά την πραγματικότητα, και τελικά ρυθμίζει τις παραμέτρους ή προσδιορίζει τα νέα πρότυπα αλληλεπίδρασης προκειμένου να αποκτηθεί μία καλύτερη συμφωνία με τις μετρήσεις, και επομένως μια καλύτερη γνώση της διάδοσης στα πραγματικά περιβάλλοντα.

Η υιοθετημένη οργάνωση των μετρήσεων περιγράφεται στην παράγραφο 5.5. Επειδή μερικές αστικές πτυχές διάδοσης, όπως η διάχυτη σκέδαση, πρέπει να θεωρηθούν ως «μη ντετερμινιστικά» φαινόμενα, απαιτείται μια στατιστικά σημαντική ποσότητα των πειραματικών στοιχείων για να εκτελεστεί ένας λεπτομερής χαρακτηρισμός. Επιπλέον, πληροφορίες για την τρισδιάστατη γωνιακή και χρονική διάδοση των σημάτων είναι χρήσιμη για να χωρίσει και να αναλύσει τις διαφορετικές πορείες, ή τις διαφορετικές συστάδες των πορειών.

Η διάχυτη σκέδαση έχει διαμορφωθεί υιοθετώντας την προσέγγιση ενεργού τραχύτητας (ER). Οι παράμετροι προσομοίωσης αναλύονται εν συντομία στην παράγραφο 5.5. Τα αποτελέσματα σύγκρισης δείχνουν ότι με την εισαγωγή της διάχυτης σκέδασης στο μοντέλο RT, μπορεί να διαμορφωθεί μία καλή συμφωνία μεταξύ της προσομοίωσης και των μετρήσεων, ειδικά εάν εξετάζεται το διαγράμματα ισχύος-καθυστερήσης ή το διάγραμμα ισχύος-κατεύθυνσης των αφίξεων (DOA). Επιπλέον, RT με σκέδαση συγκλίνει γρηγορότερα από το παραδοσιακό RT ακόμη και με μια χαμηλή στάθμη γεγονότων (διαδοχικές αντανάκλασεις/διαθλάσεις/σκεδάσεις), κατά συνέπεια μειώνει αισθητά τον χρόνο λειτουργίας της CPU. Τα αποτελέσματα ερμηνεύονται και αναλύονται στην παράγραφο 5.6. Τα συμπεράσματα απεικονίζονται στην παράγραφο 5.7.

#### **5.2. Η έννοια του πολυδιάστατου χαρακτηρισμού**

Δεδομένου ότι όλες οι ακτίνες στο Rx διαχωρίζονται από την άποψη του πλάτους, της φάσης, της καθυστέρησης, της κατεύθυνσης της αναχώρησης (DOD), και της κατεύθυνσης της άφιξης (DOA), η

ανίχνευση ακτίνων (RT) επιτρέπει έναν πλήρη χαρακτηρισμό της διάδοσης. Στην πράξη, χρησιμοποιώντας ένα RT πρόγραμμα, για κάθε  $i$ -οστή ακτίνα στην έξοδο του έχουμε όπου  $\vec{E}^i$  τη συναφή περιοχή στην κεραία  $R_x$ ,  $a_i$  το πλάτος του σήματος  $R_x$  (ρεύμα ή τάση),  $\theta_i$  η φάση του σήματος  $R_x$  (ρεύμα ή τάση),  $\tau_i$  καθυστέρηση (απόλυτη ή σχετική),  $\nu_i$  η συχνότητα Doppler (αν η ταχύτητα του κινούμενου τερματικού είναι γνωστή),  $\vec{\Omega}_T$  η κατεύθυνση της αναχώρησης (ή γωνίας αναχώρησης ( $\theta_T, \phi_T$ )),  $\vec{\Omega}_R$  η κατεύθυνση της άφιξης (ή της γωνίας άφιξης ( $\theta_R, \phi_R$ )).

Με τη βοήθεια τέτοιων πληροφοριών, και λαμβάνοντας υπόψη τα σχέδια ακτινοβολίας και τις ιδιότητες πόλωσης των κεραιών  $T_x$  και  $R_x$ , γίνεται απλό το να πάρουμε την συνολικά επαγόμενη ισχύ στο  $R_x$  (για μια σταθερή διαβιβασθείσα δύναμη), ή την απώλεια πορειών μεταξύ  $T_x$  και  $R_x$ , δηλ. τον κλασσικό περιορισμένης ζώνης χαρακτηρισμό του καναλιού.

Υποθέτοντας την προσαρμογή τέλει σύνθετης αντίστασης στο δέκτη, η συνολική λαμβανόμενη ισχύς μπορεί να εκφραστεί ως:

$$P_R = \frac{\lambda^2}{8\pi\eta} \cdot G_R \cdot \left| \sum_{i=1}^{N_T} \left( f_R(\theta_R^i, \phi_R^i) \cdot \left\{ \hat{p}_R(\theta_R^i, \phi_R^i) \cdot \vec{E}^i \right\} \right) \right|^2 \quad (5.1)$$

όπου  $N_T$  είναι ο συνολικός αριθμός των ακτίνων,  $G_R$  το κέρδος της κεραίας  $R_x$ ,  $f_R$  η εξίσωση ακτινοβολίας της κεραίας  $R_x$ ,  $(\theta_R^i, \phi_R^i)$  είναι οι γωνίες άφιξης της  $i$ -οστής ακτίνας,  $\hat{p}_R$  είναι η εγγενής σύνθετη αντίσταση του μέσου,  $\lambda$  το μήκος κύματος και  $\hat{p}_R$  είναι το διάνυσμα πόλωσης της κεραίας  $R_x$ . Παραδείγματος χάριν, υποθέτοντας ένα μοντέλο δύο ακτίνων (δηλ. άμεση ακτίνα και ανακλώμενη ακτίνα) και υποθέτοντας το τέλει ταίριασμα πόλωσης μεταξύ της προσπίπτουσας περιοχής και της κεραίας  $R_x$ , η εξίσωση (5.1) γίνεται:

$$P_R = \frac{1}{2\eta} \cdot G_R \cdot \left| \vec{E}_1 f_R(\theta_1, \phi_1) + \vec{E}_2 f_R(\theta_2, \phi_2) \right|^2 \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

Αν μόνο η άμεση πορεία υπάρχει και το ταίριασμα πόλωσης ικανοποιείται ακόμα, υπενθυμίζουμε ότι  $g_R(\theta, \phi) = G_R \cdot f_R^2(\theta, \phi)$ , η εξίσωση (5.1) μειώνει την καλή γνώση του τύπου ελεύθερου χώρου:

$$P_R = \frac{|\vec{E}|}{2\eta} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} g_R(\theta_R, \phi_R) = \frac{|\vec{E}|}{2\eta} \cdot A_{\text{eff}}(\theta_R, \phi_R)$$

Σε πολλές περιπτώσεις κοινής πρακτικής, ένας χαρακτηρισμός περιορισμένης ζώνης δεν είναι ικανοποιητικός, επειδή οι ιδιότητες της χρονικής διασποράς του καναλιού μπορούν να επιδράσουν στο σχέδιο του συστήματος, και έτσι απαιτείται η γνώση της επίδρασης (ή η συνάρτηση μεταφοράς) του καναλιού. Αυτός είναι ο κλασσικός χαρακτηρισμός καναλιού ευρείας ζώνης, ο οποίος μπορεί να προέλθει από ένα RT πρότυπο με έναν απλό τρόπο.

Παραδείγματος χάριν, για ένα στατικό κανάλι έχουμε:

$$h(t) = \sum_{i=1}^{N_T} \alpha_i \delta(t - \tau_i) \Rightarrow p(\tau) = \frac{\sum_{i=1}^{N_T} \alpha_i^2 \delta(\tau - \tau_i)}{\sum_{i=1}^{N_T} \alpha_i^2} \quad (\text{ισχύος-καθυστέρησης διάγραμμα}) \quad (5.2)$$

Και με μια παρόμοια διαδικασία, για ένα χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι μπορούμε να πάρουμε:

$$p_D(v) = \frac{\sum_{i=1}^{N_\gamma} a_i^2 \delta(v - v_i)}{\sum_{i=1}^{N_\gamma} a_i^2} \quad (\text{ισχύος-Doppler διάγραμμα}) \quad (5.3)$$

Αυτά τα διαγράμματα μπορούν να υπολογιστούν κατά μέσο όρο για να πάρουμε τις εκτιμήσεις των αντίστοιχων στατιστικών λειτουργιών. Εντούτοις, συνήθως μερικές σύνθετες παράμετροι, όπως οι αιτιοκρατικές εκδόσεις της καθυστέρησης διάδοσης και η διάδοση Doppler προέρχονται άμεσα από τα διαγράμματα ισχύος-καθυστέρησης και τα διαγράμματα ισχύος-Doppler, παίρνοντας κατά συνέπεια:

$$DS = \sigma_\tau = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_\gamma} (\tau_i - \bar{\tau})^2 \cdot p_i} \quad (\text{καθυστέρηση διάδοσης}) \quad (5.4)$$

όπου

$$\bar{\tau} = \sum_{i=1}^{N_\gamma} \tau_i \cdot p_i \quad p_i = \frac{a_i^2}{P_{\text{TOT}}} = \frac{a_i^2}{\sum_{\kappa=1}^{N_\gamma} a_\kappa^2}$$

και, ομοίως:

$$W = \sigma_v = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_\gamma} (v_i - \bar{v})^2 \cdot p_i} \quad (\text{διάδοση Doppler}) \quad (5.5)$$

όπου

$$\bar{v} = \sum_{i=1}^{N_\gamma} v_i \cdot p_i$$

Φυσικά, όλες οι ευρείας ζώνης συνθετικές παράμετροι, όπως το εύρος ζώνης συνοχής και ο χρόνος συνοχής, μπορούν να ληφθούν εύκολα με παρόμοιο τρόπο.

Όσον αφορά τον κλασσικό ευρείας ζώνης χαρακτηρισμό στις περιοχές καθυστέρησης Doppler, μπορούν να εισαχθούν άλλες παράμετροι που αναφέρονται στο διάστημα αντί της υπερβολικής καθυστέρησης ή της συχνότητας Doppler. Κατά συνέπεια ένας αποκαλούμενος **πολυδιάστατος χαρακτηρισμός του κινητού ραδιο καναλιού** μπορεί να επιτευχθεί, με έναν στατιστικό (μέσω των στατιστικών/μέσων λειτουργιών) ή αιτιοκρατικό τρόπο (μέσω των μετρημένων ή των μιμούμενων στοιχείων).

Παραδείγματος χάριν, μπορούμε να καθορίσουμε ένα διάγραμμα ισχύος-καθυστέρηση-αζιμουθίου (της άφιξης):

$$p_{\tau,\phi}(\tau, \phi) = \sum_{i=1}^N p_i \delta(\tau - \tau^i) \delta(\phi - \phi_R^i) \quad (5.6)$$

και το αντίστοιχο αζιμούθιο διάδοσης, το οποίο περιγράφει συνθετικά τη γωνιακή διασπορά στο οριζόντιο επίπεδο:

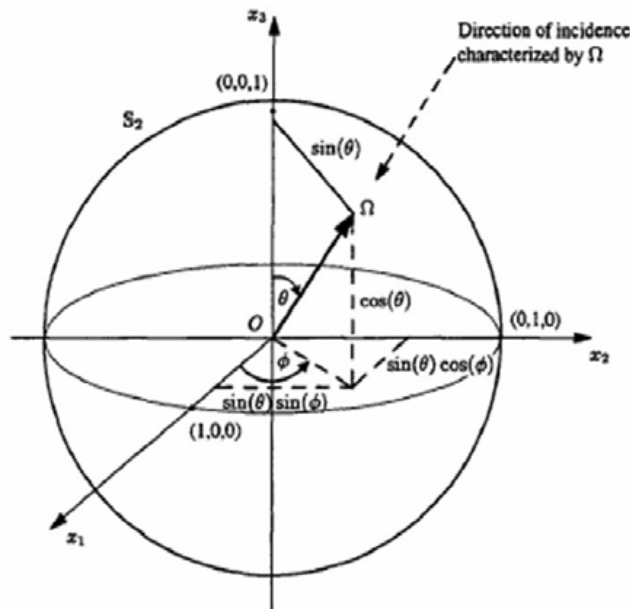
$$AS = \sigma_\phi = \sqrt{\sum_{i=1}^N p_i \cdot (\phi_i - \bar{\phi})^2} \quad (5.7)$$

Ένας χαρακτηρισμός της γωνιακής διασποράς στο κάθετο επίπεδο μπορεί να ληφθεί επιπλέον, μέσω των γωνιών ανύψωσης  $\theta_R^i$ .

Εντούτοις, δεδομένου ότι η διάδοση είναι τρισδιάστατη, το αζιμούθιο διάδοσης καθορίζεται με τον τύπο (5.7), και η αντίστοιχη ανύψωση διάδοσης, δεν παρέχει έναν περιεκτικό χαρακτηρισμό της γωνιακής διασποράς του καναλιού. Επιπλέον, μπορούμε να δείξουμε ότι οι τιμές του αζιμούθιου της διάδοσης που παρέχονται κατευθείαν από την (5.7) εξαρτώνται από το σύστημα αναφοράς που χρησιμοποιείται για τις γωνίες (δηλ. στην κατεύθυνση όπου το αζιμούθιο υποτίθεται ότι είναι μηδέν). Συνήθως, ο άξονας αναφοράς πρέπει να επιλεχθεί στην κυρίαρχη κατεύθυνση πορειών, αλλά αυτό είναι μάλλον μια υπόθεση κοινής λογικής παρά ένας ακριβής κανόνας, και οι διαφορετικές επιλογές του συστήματος αναφοράς μπορούν να οδηγήσουν σε συγκρουόμενα αποτελέσματα (παραδείγματος χάριν, συγκρίσεις μεταξύ των μετρήσεων και των προσομοιώσεων...). Στην πραγματικότητα, κάθε κατεύθυνση της άφιξης μπορεί να αντιπροσωπευθεί από ένα διάνυσμα μονάδων

$$\hat{\Omega}_i = \hat{\Omega}_i(\theta_i, \phi_i) = [\cos(\phi_i)\sin(\theta_i), \sin(\phi_i)\sin(\theta_i), \cos(\theta_i)]^T \quad (5.8)$$

Το αρχικό σημείο τοποθετείται στη θέση  $O$  αναφοράς, ενώ το τελικό σημείο βρίσκεται σε μια σφαίρα της μοναδιαίας ακτίνας που κεντροθετείται στο  $O$  (Σχήμα 5.1):



**Σχήμα 5.1.** Χαρακτηρισμός μιας κατεύθυνσης επίπτωσης

Η κατεύθυνση της άφιξης που διαδίδεται, ορίζεται έπειτα ως η δεύτερη στιγμή της διανυσματικής μονάδος  $\vec{\Omega}_i$  :

$$DOAS = \sigma_{\vec{\Omega}} = \sqrt{\sum_{i=1}^N |\vec{\Omega}_i - \langle \vec{\Omega} \rangle|^2} = \sqrt{\langle |\vec{\Omega}_i|^2 \rangle - \langle \vec{\Omega} \rangle^2} = \sqrt{1 - \langle \vec{\Omega} \rangle^2} \quad (5.9)$$

όπου τα τελευταία ίσα αποτελέσματα από το  $|\vec{\Omega}_i| = 1$ , και το  $\langle \vec{\Omega} \rangle$  είναι η μέση κατεύθυνση της άφιξης:

$$\langle \vec{\Omega} \rangle = \frac{\sum_{i=1}^{N_\gamma} \alpha_i^2 \vec{\Omega}_i}{\sum_{k=1}^{N_\gamma} \alpha_k^2} \quad (5.10)$$

Αξίζει να σημειώσουμε ότι η (5.9) δεν εξαρτάται από την επιλογή του συστήματος αναφοράς. Τα  $\langle \vec{\Omega} \rangle$  και  $\sigma_{\vec{\Omega}}$  είναι αδιάστατες ποσότητες και όχι γωνίες (αν και συσχετίζονται με γωνίες...). Εντούτοις, στη

βιβλιογραφία χρησιμοποιείται το  $\sigma_\phi$ , που είναι μια γωνία (συνήθως σε μοίρες). Προκειμένου να επιτραπεί η άμεση σύγκριση με τη βιβλιογραφία, ο ακόλουθος καθορισμός της γωνίας διάδοσης (τρισδιάστατος), δηλωμένος σε μοίρες, έχει προταθεί, το οποίο είναι DOAS που πολλαπλασιάζεται με 180/π:

$$AS'' = \frac{180}{\pi} \sigma_{\vec{\Omega}} = \frac{180}{\pi} \sqrt{1 - \left| \langle \vec{\Omega} \rangle \right|^2} \quad (5.11)$$

Σύμφωνα με τον προηγούμενο τύπο, η μέγιστη αξία της τρισδιάστατης γωνίας που διαδίδεται αντιστοιχεί σε  $\langle \vec{\Omega} \rangle = 0$ , δηλ.  $AS' = 180/\pi \approx 57.3^\circ$ . Μερικές φορές, μια «δισδιάστατη έκδοση» του τύπου (5.11) μπορεί να είναι χρήσιμη (δηλ. όταν η οριζόντια διάδοση είναι επικρατούσα):

$$AS'' = \frac{180}{\pi} \sigma_{\vec{\Omega}_{2D}} = \frac{180}{\pi} \sqrt{1 - \left| \langle \vec{\Omega}_{2D} \rangle \right|^2} \quad (5.12)$$

όπου  $\vec{\Omega}_{2D}$  είναι μια διανυσματική μονάδα που προβάλλει την  $\vec{\Omega}_i$  στο αξιμουθιακό επίπεδο. Ο τελευταίος τύπος παρέχει έναν ορισμό του αξιμουθίου διάδοσης που είναι ανεξάρτητος από το σύστημα αναφοράς.

Εν συντομία, όλα όσα έχουν ειπωθεί παραπάνω για το χαρακτηρισμό του ασύρματου καναλιού μπορεί να συνοψιστούν με τον ακόλουθο τρόπο:

- Ασύρματης μετάδοσης χαρακτηρισμός από την άποψη της κάλυψης, των απωλειών της διαδρομής, της ενίσχυσης της διαδρομής ή της λαμβανόμενης ισχύος καλείται συνήθως **χαρακτηρισμός περιορισμένης ζώνης**.
- Ασύρματης μετάδοσης χαρακτηρισμός από την άποψη του διαγράμματος ισχύος-καθυστέρησης, της καθυστέρησης διάδοσης, του διαγράμματος ισχύος-Doppler, της διάδοσης Doppler, του εύρους ζώνης συνοχής ή του χρόνου συνοχής, η επίδραση της συχνότητας, κ.λπ. καλούνται συνήθως **χαρακτηρισμός ευρείας ζώνης**.
- Ασύρματης διάδοσης χαρακτηρισμός από την άποψη όλων των προηγούμενων παραμέτρων και επίσης από την άποψη των χωρικών παραμέτρων (γωνία άφιξης/εκπομπής, του διαγράμματος ισχύος-γωνίας, της γωνίας διάδοσης, κ.λπ.) καλείται **πολυδιάστατος χαρακτηρισμός**.
- Εν συντομία: ο πολυδιάστατος χαρακτηρισμός είναι ο χαρακτηρισμός της μετάδοσης πολλαπλών διαδρομών όσον αφορά όλες τις διαστάσεις: πλάτος, χρόνο, συχνότητα, συχνότητα Doppler, διάστημα.

### 5.3. Εφαρμογή της ανίχνευσης ακτίνων στον χαρακτηρισμό καναλιών MIMO

Στα κεφάλαια 2 και 3, έχουμε δει πώς το τρισδιάστατο πρότυπο ανίχνευσης ακτίνων έχει τροποποιηθεί για να περιλάβει τα πρότυπα διάχυτης σκέδασης που είναι βασισμένα στην προσέγγιση «ενεργού τραχύτητας» (ER) και για να βελτιώσει την ταχύτητά του και την σύνθετη δυνατότητα διαχείρισης της βάσης δεδομένων. Η διάχυτη σκέδαση έχει παρουσιαστεί στο κεφάλαιο 2 ως κρίσιμη σπουδαιότητας για να πετύχει μια ρεαλιστική αντιπροσώπευση του σχεδίου πολλαπλών διαδρομών, το οποίο είναι ουσιαστικό στη διαμόρφωση MIMO. Το RT πρότυπο έχει επίσης τροποποιηθεί προκειμένου να επιτραπεί ένας συνεπής υπολογισμός της περιοχής, ο οποίος είναι απαραίτητος για το χαρακτηρισμό καναλιών MIMO, επιπλέον, η ικανότητα προσομοίωσης των ορθών τρισδιάστατων περιγραφών των σχεδίων ακτινοβολίας και των ιδιοτήτων της πόλωσης των κεραιών έχουν βελτιωθεί, και είναι θεμελιώδους σπουδαιότητας για τη μελέτη των συστημάτων MIMO που υιοθετούν τεχνικές

ποικιλομορφίας γωνίας/πόλωσης. Επομένως, το ηλεκτρικό πεδίο που αντιστοιχεί σε κάθε διαδρομή(ακτίνα) αντιπροσωπεύεται από ένα τρισδιάστατο σύνθετο διάνυσμα  $\vec{E}$ , με τη σχετική χρονική καθυστέρηση διάδοσης  $\tau$ , τις γωνίες αναχώρησης ( $\theta_T, \phi_T$ ) και τις γωνίες άφιξης ( $\theta_R, \phi_R$ ).

Εξετάζοντας όλες τις διαδρομές μεταξύ των δύο ασύρματων τερματικών και των αντίστοιχων λαμβανόμενων διανυσματικών περιοχών, των καθυστερήσεων διάδοσης και των γωνιών άφιξης/αναχώρησης, ένας πολυδιάστατος χαρακτηρισμός του ασύρματου καναλιού (διανομές καθυστέρησης/γωνίας, γενικευμένη συνάρτηση λειτουργίας κ.λπ.) μπορεί να ληφθεί σε ένα απλό τρόπο. Εκτός αυτού, μια κεραία-εξαρτώμενη των καναλιών MIMO μπορεί να προέλθει από τη RT παραγωγή μέσω της απλής μεθόδου που περιγράφεται κατωτέρω.

Υποθέτοντας τέλει ταίριασμα σύνθετης αντίστασης και στο πομπό (Tx) και στο δέκτη (Rx), το ηλεκτρικό πεδίο ακτινοβολείται στην κατεύθυνση αναχώρησης ( $\theta_T, \phi_T$ ) της γενικής ακτίνας από την  $i$ -οστή κεραία μιας σειράς διαβιβάσεων που βρίσκεται στην προέλευση του τοπικού σφαιρικού ισότιμου συστήματος που μπορεί να γραφτεί ως:

$$\vec{E}_T(r, \theta_T, \phi_T) = I_T^i \sqrt{\frac{Z_T^i \cdot \eta \cdot G_T^i(\theta_T, \phi_T)}{16\pi}} \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \hat{p}_T^i(\theta_T, \phi_T) = \vec{E}_{T0}^i(I_T^i) \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (5.13)$$

όπου  $Z_T$  είναι η σύνθετη αντίσταση της κεραίας,  $I_T$  είναι η τρέχουσα φασική εξασθένηση της κεραίας,  $G_T$  είναι η εξίσωση του κέρδους της κεραίας,  $\eta$  είναι η εγγενής σύνθετη αντίσταση του μέσου,  $\beta=2\pi/\lambda$  είναι ο αριθμός των κυμάτων και  $\hat{p}_T^i$  είναι το διάνυσμα πόλωσης της κεραίας (η κορυφή «i» αναφέρεται στο  $i$ -οστό στοιχείο της διαβιβάουσας σειράς). Η αρχική φάση του τομέα μπορεί να περιληφθεί στο  $\hat{p}_T^i$  χωρίς απώλειες γενικότητας.

Η ακτινοβολούσα περιοχή σε απόσταση 1m από το  $i$ -οστό στοιχείο Tx  $\vec{E}_{T0}^i(I_T^i)$  πολλαπλασιάζεται έπειτα στον αλγόριθμο RT με τον κατάλληλο παράγοντα απόκλισης και οι συντελεστές αντανάκλασης/διάθλασης/διασποράς συνυπολογίζονται για τις απώλειες της διάδοσης και τη μετατόπιση της φάσης κατά μήκος της πορείας των ακτίνων, και την περιοχή  $\vec{E}_R^{i,j,k}$  της  $k$ -οστής μεταδιδόμενης ακτίνας από το  $i$ -ωστό στοιχείο της στοιχειοκεραίας εκπομπής που λαμβάνεται από το στοιχείο  $j$ -ωστό στοιχείο της στοιχειοκεραίας λήψης, μπορεί να υπολογιστεί:

$$\vec{E}_R^{i,j,k}(I_T^i) = \prod_{\ell=\min\{1, N_{EV}^k\}}^{N_{EV}^k} \bar{D}_\ell \cdot \vec{E}_{T0}^i(I_T^i) \cdot e^{-j\beta s_\ell} \cdot \Gamma_k(s_\ell, \ell=0,1,2,\dots, N_{EV}^k) \quad (5.14)$$

όπου  $N_{EV}^k$  είναι ο αριθμός «αναπηδήσεων» που πραγματοποιούνται από την  $k$ -οστή ακτίνα,  $s_\ell$  είναι το μήκος του  $l$ -ωστού τμήματος που συνθέτει την  $k$ -οστή διαδρομή,  $\Gamma_k$  είναι ο παράγοντας απόκλισης,  $e^{-j\beta s_\ell}$  είναι ο παράγοντας φάσης, και η  $\bar{D}_\ell$  είναι μία κατάλληλη δυαδική για να αποσυνθέσει την περιοχή σε ορθογώνια συστατικά στο σημείο  $l$ -οστό σημείο αλληλεπίδρασης.

Κατόπιν, το ρεύμα που φθάνει στο  $j$ -οστό στοιχείο της κεραίας λήψης από την  $k$ -οστή ακτίνα που προέρχεται από το  $i$ -οστό στοιχείο της κεραίας εκπομπής μπορεί να υπολογιστεί όπως:

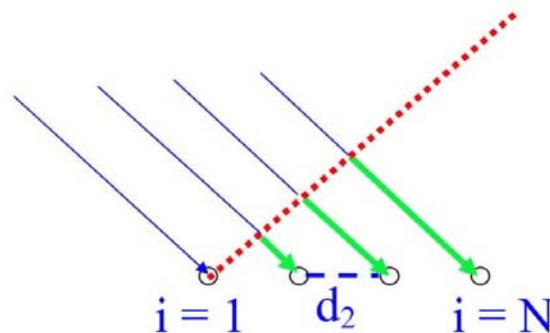
$$I_R^{i,j,k}(I_T^i) = -j\lambda \sqrt{\frac{G_R^j(\theta_R, \phi_R)}{\pi\eta \cdot \Re(Z_R^j)}} \cdot \hat{p}_R^j(\theta_R, \phi_R) \cdot \vec{E}_R^{i,j,k}(I_T^i) \quad (5.15)$$



όπου ο δείκτης  $R$  αναφέρεται στην κεραία  $R_x$  και η κορυφή  $j$  αναφέρεται στο  $j$ -οστό στοιχείο της λαμβάνουσας κεραίας.  $\theta_R, \varphi_R$  είναι οι γωνίες άφιξης της εξεταζόμενης ακτίνας στο βασισμένο τοπικό ισότιμο σύστημα  $R_x$ . Σημειώνουμε ότι ο όρος  $I_T^j$  εμφανίζεται στην (5.15) απλά ως παράγοντας πολλαπλασιασμού. Το συνολικό ρεύμα εξόδου στην  $j$ -οστή κεραία λήψης λόγω της συνεισφοράς  $N_T$  που προέρχεται από την  $i$ -οστή κεραία μετάδοσης μπορεί επομένως να υπολογιστεί:

$$I_R^{i,j} = \sum_{k=1}^{N_T} I_R^{i,j,k} = \sum_{k=1}^{N_T} \xi^{i,j,k} I_T^i = h_{ij} I_T^i \tag{5.16}$$

Μια αιτιολογημένη εκτίμηση του πίνακα καναλιών MIMO  $\mathbf{H} = [h_{ij}]$  έχει επομένως επιτευχθεί. Στη βάση του πίνακα καναλιών  $\mathbf{H}$ , οι θεωρητικές εκτιμήσεις της χωρητικότητας των καναλιών έχουν παραχθεί σε ένα αντιπροσωπευτικό σενάριο αναφοράς ενός αριθμού χαρακτηριστικών αστικών περιβαλλόντων.



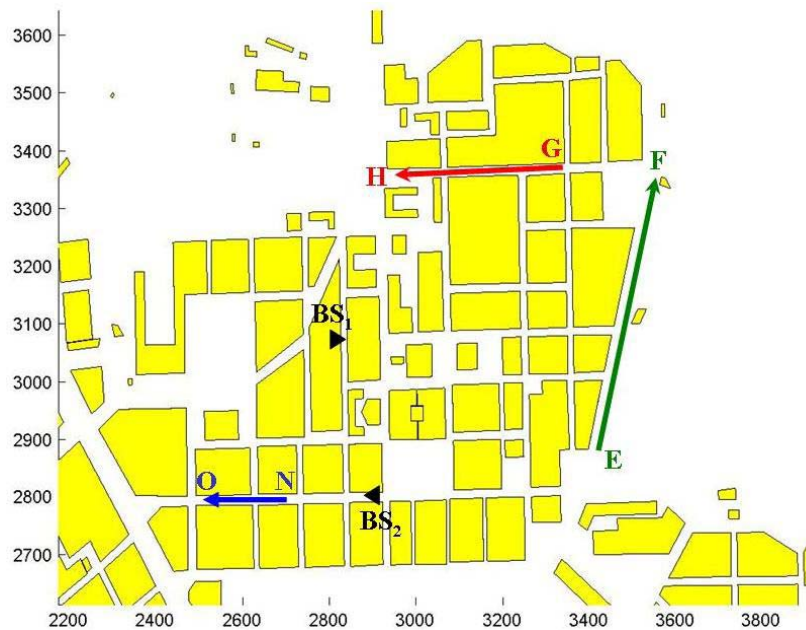
**Σχήμα 5.2.** Η περιορισμένης ζώνης υπόθεση: το γενικό κύμα προσκρούει σε όλα τα στοιχεία σειράς, παραγωγή του ίδιου σήματος εκτός από μια διαφορά φάσης ανάλογα με τη γωνία της άφιξης

Το πολλαπλών διαδρομών σχέδιο είναι ίδιο για όλα τα στοιχεία της κεραίας, μόνο η φάση κάθε ακτίνας είναι διαφορετική.

### 5.4. Οργάνωση Μετρήσεων και Επεξεργασία Δεδομένων

Τα αποτελέσματα των μετρήσεων που αναφέρονται σε αυτήν την εργασία συλλέχθηκαν στο κέντρο της πόλης του Ελσίνκι, στην Φινλανδία. Δύο σενάρια έχουν εξεταστεί. Το πρώτο αντιστοιχεί σε μία τυπική κεραία Σταθμού Βάσης που έχει εγκατασταθεί σε ένα μικρό ασύρματο δίκτυο μακροκυψελών (macrocellular) (δηλ.,  $BS_1$ ), ενώ το δεύτερο είναι τύπου μικροκυψέλης (microcell) ( $BS_2$ ). Ο κινητός σταθμός ταξιδεύει κατά μήκος των διαδρομών μέτρησης (δείτε το Σχήμα 5.3) αυτό αντιστοιχεί στο μικρής κυψέλης σενάριο (διαδρομές GH και EF), και στο microcell σενάριο (διαδρομής NO) αντίστοιχα. Ο  $BS_1$  έχει τοποθετηθεί σε ύψος περίπου 3m. επάνω από τη στέγη ενός πολυώροφου χώρου στάθμευσης που βρίσκεται στα ανατολικά όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.5. Ο  $BS_2$  (διαδρομής NO) βρίσκεται προς τα δυτικά και είναι τοποθετημένος κάτω από το ύψος της στέγης σε ύψος περίπου 13m.. Η κεραία του πομπού που χρησιμοποιείται στο σταθμό βάσης λειτουργεί σε GSM 1800. Το εύρος δέσμης 6-dB του πομπού είναι  $120^\circ$  στο οριζόντιο και  $40^\circ$  στο κάθετο επίπεδο. Το κέρδος είναι 10dBi. Τα σχέδια ακτινοβολίας στο επίπεδο E και στο επίπεδο X παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.5. Η ισχύς του πομπού είναι 40 dBm. Το μήκος του κώδικα είναι 255 chips για σενάριο μικρής κυψέλης και 127 chips για σενάριο microcell. Ο δέκτης διαθέτει σφαιρική στοιχειοκεραία με 32 διπλά-πολωμένες κεραίες (δείτε το Σχήμα 5.6) με μέγιστο κέρδος στοιχείων 8 dBi και ύψος κεραίας από το έδαφος 1.65m. Στον πομπό, μια κυκλική ακολουθία ψευδο-θορύβου (msequence) διαμορφώνει το φέρον στα 2.154 GHz. Η συχνότητα chip του ψευδο-

θορύβου είναι 30 MHz σε όλες τις μετρήσεις που οδηγούν σε μία καθυστέρηση διαχωρισμού περίπου 33ns. Στο δέκτη, το αποδιαμορφωμένο σήμα διαιρείται σε I- και Q- κλάδους. Τα δείγματα των σημάτων από κάθε κλάδο του διακόπτη RF αποθηκεύονται έπειτα για εκτός σύνδεσης επεξεργασία υπολογισμού των χρονικών και χωρικών πληροφοριών.



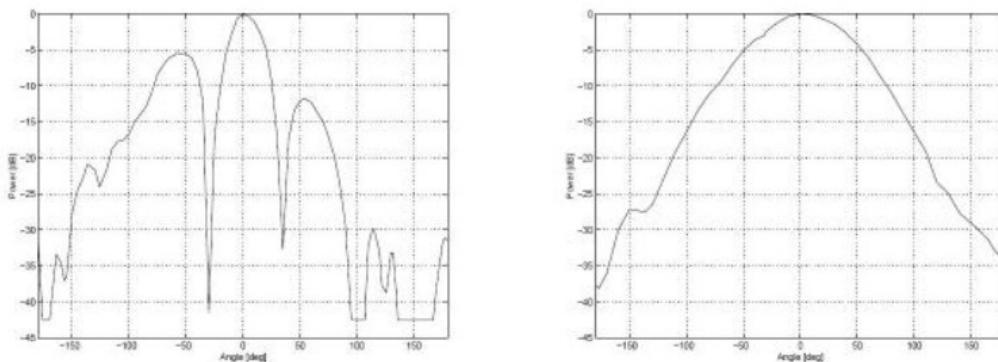
**Σχήμα 5.3.** Αστικός χάρτης και μετρούμενες διαδρομές της πόλης του Ελαφίνκι



**Σχήμα 5.4.** Κεραία σταθμού βάσης ( $BS_1$ ) που είναι τοποθετημένη στη στέγη ενός πολυώροφου χώρου στάθμευσης.

Στο σταθμό βάσης (BS), το σήμα διαβιβάζεται χρησιμοποιώντας μία απλή σταθερή κάθετα πολωμένη κεραία. Στον κινητό σταθμό (Mobile Station), το σήμα παραλαμβάνεται χωριστά από τις θ- και φ- πολώσεις και κάθε ένα από τα 32 στοιχεία της σφαιρικής κεραίας χρησιμοποιούν έναν γρήγορο διακόπτη RF 64 καναλιών. Η μέτρηση είναι πολύ γρήγορη και επιτρέπει την απόκτηση μεγάλου ποσού δεδομένων

στις συνεχόμενες ρουτίνες μέτρησης. Η σφαιρική κεραία έχει τοποθετηθεί σε ένα καροτσάκι, επιλέγει και αποθηκεύει περίπου πέντε στιγμιότυπα από το λαμβανόμενο σήμα ανά μήκος κύματος σε κάθε σημείο μέτρησης. Μετράμε τα αποτελέσματα της επίδρασης χωριστά για τα  $\theta$ - και τα  $\phi$ - πολωμένα συστατικά του συναφούς τομέα στην σφαιρική κεραία του κινητού σταθμού. Οι επιδράσεις ώθησης της σφαιρικής κεραίας υποβάλλονται σε επεξεργασία εκτός σύνδεσης για τον υπολογισμό των παραμέτρων των πολλαπλών διαδρομών του καναλιού. Οι καθυστερήσεις, οι κατευθύνσεις των αφίξεων, τα πλάτη, και οι φάσεις των  $\phi$ - και  $\theta$ - πολωμένων τμημάτων των εισερχόμενων κυμάτων σε κάθε στιγμιαία μέτρηση όπου υπολογίζουν άμεσα το πεδίο καθυστέρησης και το γωνιακό πεδίο. Ο υπολογισμός των καθυστερήσεων προσδιορίστηκε από την ανίχνευση των τοπικών μεγίστων της επίδρασης ώθησης που υπολογίστηκε κατά μέσο όρο στα στοιχεία της κεραίας. Αντίστοιχα σε κάθε ροή καθυστέρησης, μπορεί να υπάρξει ένα ή περισσότερα πολλαπλών διαδρομών συστατικά που χωρίζονται από το DOAs τους. Μέχρι τέσσερα πολλαπλών διαδρομών συστατικά ανά ροή καθυστέρησης υπολογίζονται χρησιμοποιώντας το σχέδιο μορφοποίησης ακτίνας με προ-υπολογισμένη στάθμη κεραίας ( $2^\circ$  διάστημα ακτίνων στο αζιμούθιο και στην ανύψωση). Το πολύ τέσσερις ακτίνες με ισχύ  $-6$  dB πάνω από την υψηλότερη ακτίνα γίνονται αποδεκτές. Τα πλάτη και οι φάσεις των  $\theta$ - και των  $\phi$ - πολωμένων συστατικών των συναφών κυμάτων λαμβάνονται με τοποθέτηση των  $\theta$ - και  $\phi$ - πολωμένων ακτίνων σε αυτές τις κατευθύνσεις.



(a) E-plane

(b) H-plane

**Σχήμα 5.5.** 2D σχέδια ακτινοβολίας της τροποποιημένης κεραίας του σταθμού βάσης ( $f = 2.154$  GHz)



**Σχήμα 5.6.** Σφαιρική στοιχειοκεραία δέκτη

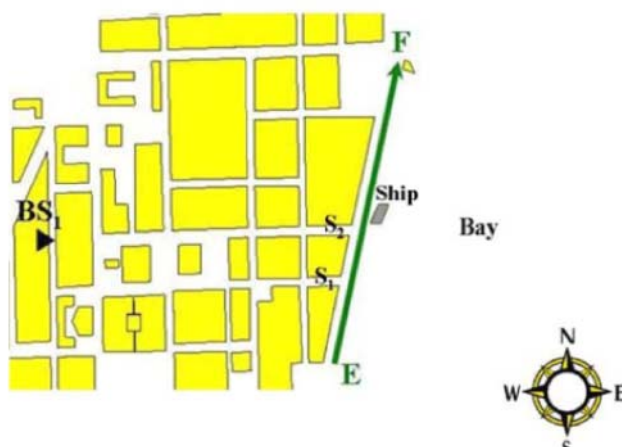
## 5.5. Το Μοντέλο Πρόβλεψης

Το υιοθετημένο εργαλείο πρόβλεψης της διάδοσης είναι βασισμένο σε τεχνική εικονικής ανίχνευσης ακτίνων. Μια πλήρης τρισδιάστατη προσέγγιση υιοθετείται προκειμένου να ληφθεί μια αξιόπιστη περιγραφή της διάχυτης σκέδασης από τα μακρινά κτίρια, η οποία δεν θα μπορούσε να επιτευχθεί με μια 2D προσέγγιση. Ο εφαρμοζόμενος αλγόριθμος ανίχνευσης ακτίνων αποτελείται από δύο κύρια βήματα: την δημιουργία του **δέντρου ορατότητας** και της **διαδικασίας οπισθοδρόμησης**. Μόλις ακολουθηθούν οι ακτίνες, κάθε πορεία συνδέεται με τη περιοχή ισχύος της, ανάλογα με τις υφιστάμενες αλληλεπιδράσεις στο περιβάλλον διάδοσης. Συγκεκριμένα η αντανάκλαση και η διάθλαση αντιμετωπίζονται με προσέγγιση GO και προσέγγιση UTD αντίστοιχα, ενώ η διάχυτη σκέδαση προσομοιώνεται σύμφωνα με την ενεργή προσέγγιση της τραχύτητας.

Οι ακόλουθες τιμές της διηλεκτρικής σταθεράς και της αγωγιμότητας για τους τοίχους των κτιρίων που χρησιμοποιούνται εδώ:  $\epsilon_r=5$ ,  $\sigma=1 \times 10^{-2}$  S/m, αναγνωρίζονται ως τα πιό κατάλληλα στις ευρωπαϊκές πόλεις. Στην παρούσα εργασία, η τιμή της παραμέτρου σκέδασης  $S$ , που χρησιμοποιείται σύμφωνα με την ενεργή προσέγγιση της τραχύτητας, πρέπει να εισαχθεί στην επίλυση της ανίχνευσης των ακτίνων. Η τιμή  $S=0.4$ , που έχει αποδειχθεί για καλή αναπαράσταση της συμπεριφοράς της σκέδασης σε τυπικό αστικό περιβάλλον, χρησιμοποιείται για όλους τους τοίχους των κτιρίων.

Αποτελέσματα μετρήσεων και προσομοιώσεων που επιτυγχάνονται για την εξεταζόμενη ρουτίνα λήψης παρουσιάζονται στις ακόλουθες παραγράφους. Αξίζει να σημειωθεί ότι σύμφωνα με το πρότυπο σκέδασης που ενσωματώνεται στη προσομοίωση RT, δεν απαιτείται οι σκεδασμένες ακτίνες να συμμορφώνονται με τους ακριβείς γεωμετρικούς περιορισμούς όπως η περίθλαση και οι απεικονισμένες συνεισφορές (που πρέπει προφανώς να ικανοποιούν τους νόμους αντανάκλασης και Keller, αντίστοιχα). Επομένως, ένα μεγάλο ποσό ακτίνων, αρκετά επαρκείς για αξιόπιστη πρόβλεψη, μπορούν να επιτευχθούν με έναν χαμηλό αριθμό μέγιστων «αναπηδήσεων» για κάθε ακτίνα ( $N_{ev}$ ). Συγκεκριμένα, τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται παρακάτω έχουν επιτευχθεί με  $N_{ev}=3$ .

### Διαδρομή EF

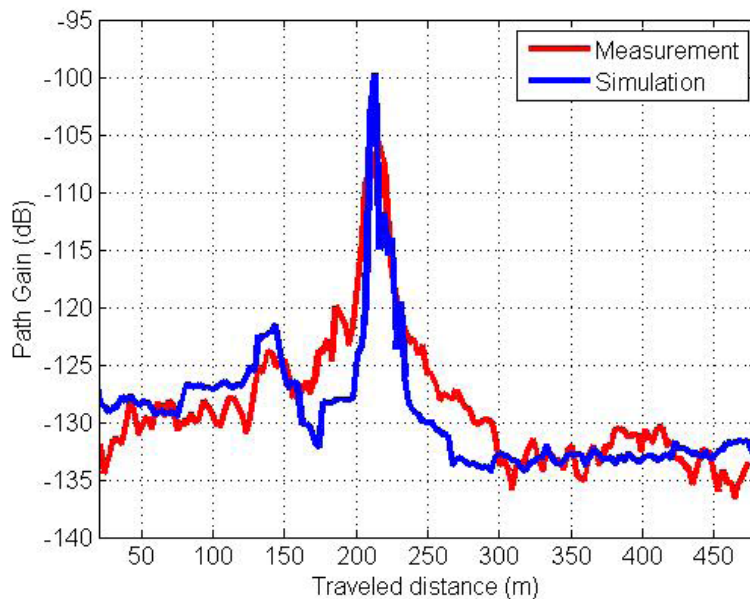


Σχήμα 5.7. Διαδρομή EF

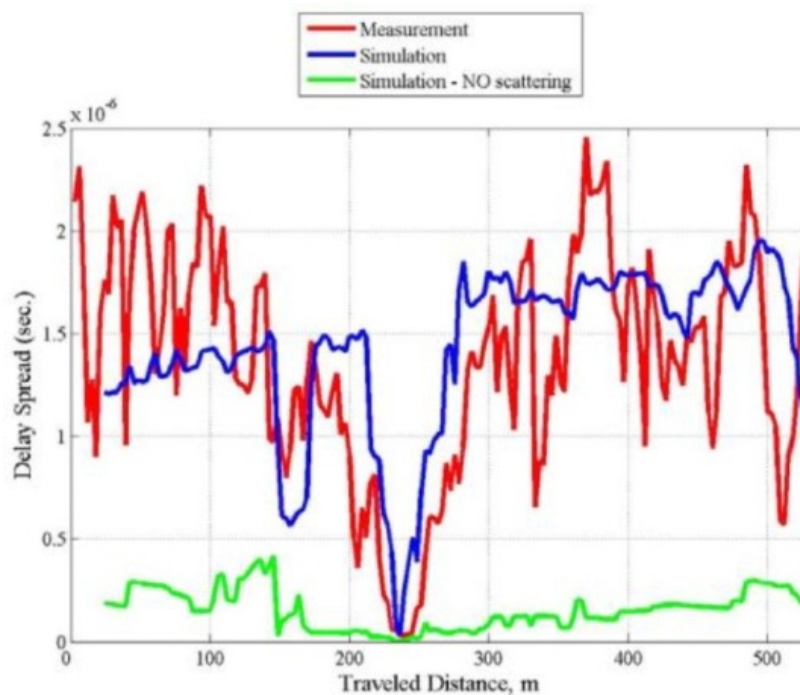
Μια κάτοψη της αστικής περιοχής γύρω από τη διαδρομή EF απεικονίζεται στο Σχήμα 5.7. Στο Σχήμα 5.8 παρουσιάζεται η σύγκριση της μετρούμενης με την προσομοιωμένη τιμή του κέρδους των πορειών (Path Gain). Το κέρδος των πορειών ορίζεται ως το αντίστροφο της απώλειας των πορειών, συμπεριλαμβανομένου ενός κατάλληλου παράγοντα κλίμακας που οφείλεται στην αριθμητική διαδικασία μετ-επεξεργασίας των δεδομένων της μέτρησης με τη σφαιρική κεραία. Είναι εμφανές ότι ένα μικρό



κεντρικό τμήμα της διαδρομής (που αντιστοιχεί στη διασταύρωση με την οδό μπροστά από τον BS) είναι σχεδόν οπτικής επαφής (Los). Το μέγιστο στιγμιαίο μετρούμενο κέρδους των πορειών εντούτοις δεν αποδίδεται τέλεια από την προσομοίωση επειδή η πορεία Los μεταξύ Tx και Rx εμποδίζεται ελαφρώς από μια ανώμαλη οδική πρόσκρουση. Επίσης, PG κοντά στη διασταύρωση των οδών υποτιμάται από την προσομοίωση. Αυτό μπορεί να δείξει ότι η διάθλαση στις κάθετες γωνίες της διασταύρωσης των οδών δεν μπορεί να υπολογιστεί για τις σχετικά υψηλές μετρημένες τιμές κέρδους των πορειών πέρα από το όριο LOS, οι οποίες πιθανώς οφείλονται σε διαφορετικά φαινόμενα, που δεν εξετάζονται από το RT-εργαλείο, π.χ. μετάδοση μέσω των τοίχων, τοπική διασπορά από τα αυτοκίνητα, τα δέντρα κ.λπ.



Σχήμα 5.8. Διαδρομή EF, σύγκριση κέρδους πορειών

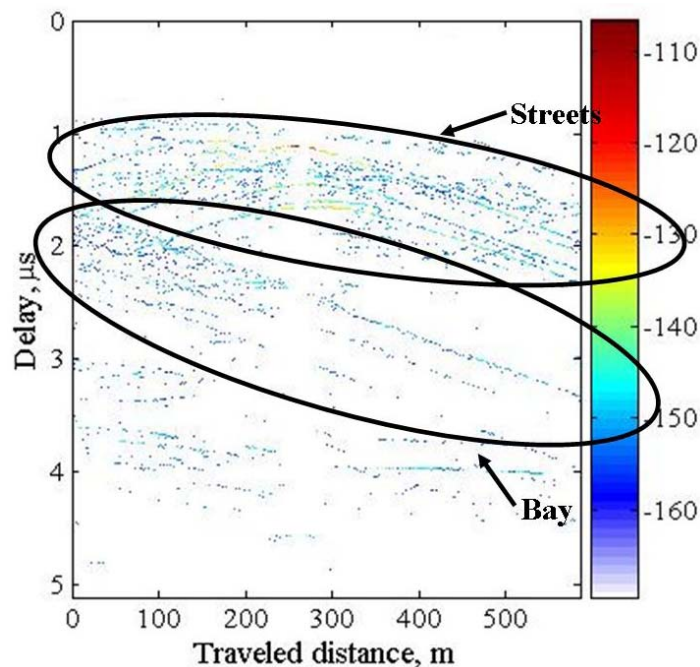


Σχήμα 5.9. Διαδρομή EF, σύγκριση καθυστέρησης διάδοσης

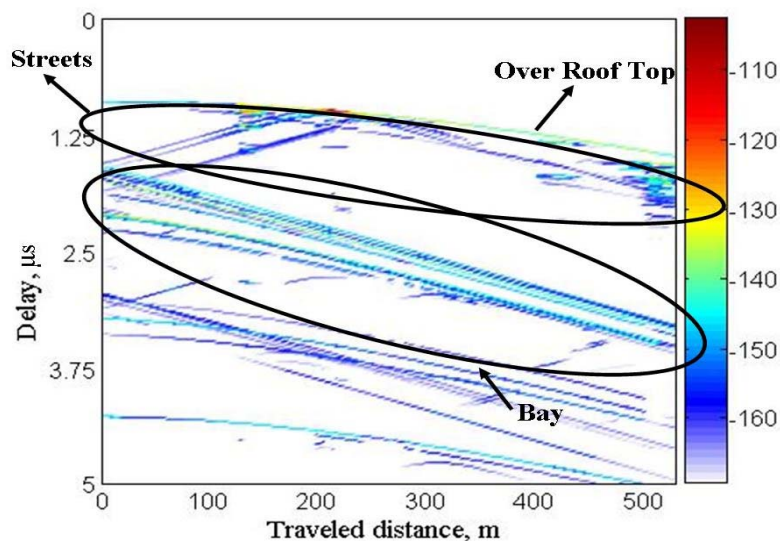
Αν και η συμφωνία κέρδους των πορειών είναι γενικά αρκετά καλή, απαιτούνται έρευνες από την άποψη της καθυστέρησης της διάδοσης (DS) για να δώσουν έμφαση στο ρόλο της διάχυτης σκέδασης (Σχήμα 5.9).

Μια μικρή υποτίμηση μπορεί να παρατηρηθεί ειδικά στην αρχή της διαδρομής, αλλά συνολικά η σύγκριση DS είναι μάλλον ικανοποιητική. Είναι εμφανές (δείτε την Πράσινη Γραμμή προσομοίωσης DS χωρίς διάχυτη σκέδαση) ότι το μετρούμενο DS προσομοιώνεται αρκετά καλά από το πρότυπο λόγω της διάχυτης σκέδασης από τα μακρινά αντικείμενα. Τα πολλά κτίρια γύρω από τη λεκάνη νερού στη δεξιά πλευρά της διαδρομής (Σχήμα 5.7) είναι στην πραγματικότητα αρμόδια για τις μεγάλες-καθυστερημένες διάχυτες αντανακλάσεις στο Rx. Η αντανάκλαση και η διάθλαση είναι από μόνες τους ικανές σε αυτήν την εκτίμηση, λόγω της μικρής γωνιακής διάδοσης που περιλαμβάνονται αυτές.

Η τρισδιάστατη προσέγγιση επιτρέπει επίσης ενδιαφέρουσες συγκρίσεις από την άποψη πολυδιάστατων ισχύων-καθυστερήσης και (κατεύθυνση της άφιξης) ισχύος-DoA διαγραμμάτων (Σχήματα 5.10-5.13). Είναι εμφανές ότι η συμφωνία είναι καλή παρά τη διαφορετική γραφική πτυχή των διαγραμμάτων. Μέρος αυτής της διαφοράς οφείλεται πιθανώς στο πεπερασμένο εύρος ζώνης του συστήματος μετρήσεων, το οποίο πιθανώς καθορίζει ένα μέρος από την εξασθένιση των πολλαπλών διαδρομών και στις παραμέτρους ευρείας ζώνης.

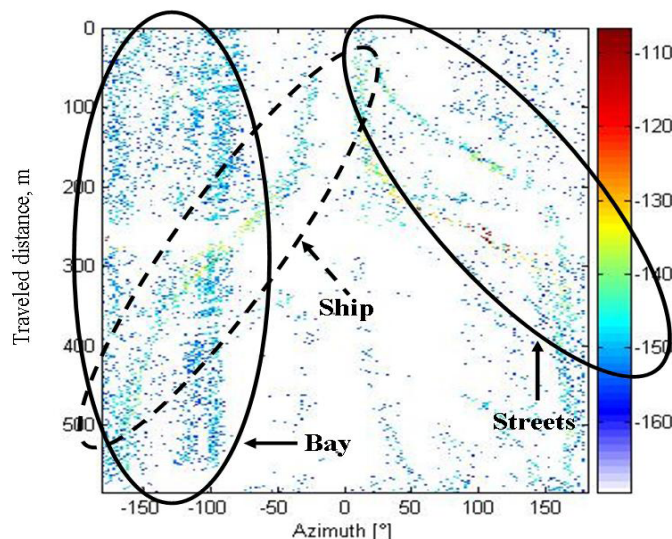


**Σχήμα 5.10.** Διαδρομή EF, μετρούμενη ισχύς - σχεδιάγραμμα καθυστέρησης

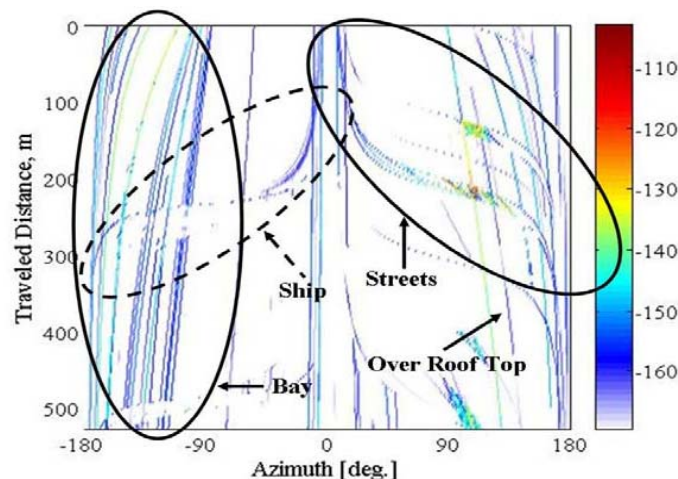


**Σχήμα 5.11.** Διαδρομή EF, εξομοιούμενη ισχύς - σχεδιάγραμμα καθυστέρησης





**Σχήμα 5.12.** Διαδρομή EF, μετρούμενη ισχύς - σχεδιάγραμμα DoA

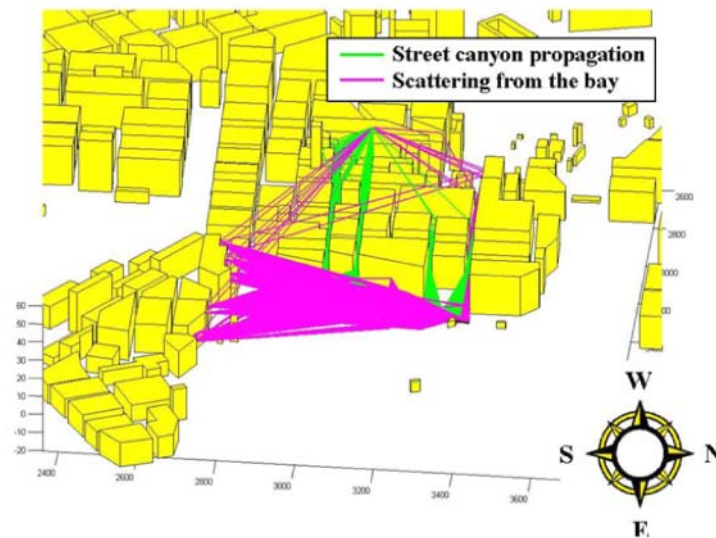


**Σχήμα 5.13.** Διαδρομή EF, εξομοιούμενη ισχύς - σχεδιάγραμμα DoA

Σύμφωνα με τις μετρήσεις, οι λαμβανόμενες συνεισφορές είναι συγκεντρωμένες στις διαφορετικές ομάδες, οι οποίες αναπαράγονται καλά από την προσομοίωση RT. Επιπλέον, η ανίχνευση ακτίνων μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ερευνήσει τις κύριες ιδιότητες κάθε συστάδας. Συγκεκριμένα, οι γρηγορότερες συνεισφορές οφείλονται στη διάδοση κατά μήκος των οδών- φαραγγιών ( $S_1$  και  $S_2$  στο Σχήμα 5.7) μετά από μερικές ανανακλάσεις ή/και διαχύσεις στους πλευρικούς τοίχους των οδών-φαραγγιών, το σήμα μπορεί να φθάσει σε όλες τις τοποθεσίες των δεκτών μόνο μετά από μια διάθλαση στις γωνίες του δρόμου. Αυτές οι συνεισφορές εμφανίζονται να υποτιμούνται ελαφρώς από την RT, και αυτό μπορεί να συμβάλει στην υποτίμηση των τιμών PG που παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.8.

Ο ανοικτός, ευρύς κόλπος που επεκτείνεται δεξιά της διαδρομής (Σχήμα 5.7) επιτρέπει την λήψη πολλών ακτίνων παρά τις μεγάλες καθυστερήσεις διάδοσής τους (Σχήμα 5.10 και 5.11). Αυτές οι συνεισφορές δημιουργούνται κυρίως με τη σκέδαση στους τοίχους των ψηλών, προεξεχόντων κτιρίων που βρίσκονται στη νότια πλευρά του κόλπου.

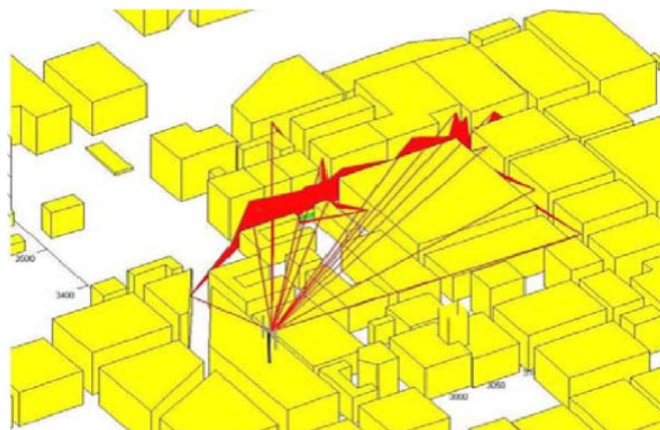
Ειδικότερα, σύμφωνα με τη προσομοίωση RT, οι ακτίνες που σκεδάζονται από τα «νότια κτίρια» φέρνουν τις σημαντικότερες συνεισφορές ισχύος στις πρώτες θέσεις των δεκτών της διαδρομής αυτό δεν είναι σε καλή συμφωνία με τις μετρούμενες και αυτό μπορεί να εξηγήσει την υποτίμηση της DS στο Σχήμα 5.9. Οι κύριες ακτίνες που ανήκουν στις περιγεγραμμένες συστάδες των ακτίνων παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.15.



**Σχήμα 5.14.** Διαδρομή EF: Συγκέντρωση των λαμβανόμενων ακτίνων

Τα αποτελέσματα προσομοίωσης στα Σχήματα 5.12 και 5.13 σαφώς παρουσιάζουν τη συμβολή λόγω διάδοσης πάνω από την κορυφή των στεγών (ORT), δηλ. η ακτίνα που διαδίδεται στο κάθετο επίπεδο και που φθάνει στους δέκτες μετά από πολλαπλές διαθλάσεις στις κορυφές των κτιρίων. Η έλλειψη παρόμοιων συνεισφορών στις μετρούμενες τιμές μπορεί εύκολα να εξηγηθεί εάν θεωρήσουμε ότι η διάδοση των «κάθετων επιπέδων» σύμφωνα με την πέρα από-στέγη-κορυφαία γραμμή Tx- Rx (ORT) είναι μια εξιδανίκευση, ακόμα κι αν χρησιμοποιείται ευρέως ή απλά είναι αναπόφευκτη. Στην πράξη, διάφορες πορείες ORT μπορούν να υπάρχουν μεταξύ των τερματικών, που εκμεταλλεύονται τις πραγματικές μορφές των στεγών και της παρουσίας αντικειμένων όπως καπνοδόχοι, πεζούλια ταράτσας, μικρά δώματα, κ.λπ. (που παραμελούνται πάντα στις αστικές βάσεις δεδομένων). Προκειμένου να δοθεί έμφαση στον ισχυρό αντίκτυπο του περιβάλλοντος διάδοσης (ειδικά στις ιδιότητες ευρείας ζώνης του ασύρματου καναλιού), μερικές συνεισφορές στο Σχήμα 5.12, παρείχθησαν πιθανώς από ένα σκάφος δεμένο στο λιμάνι όταν οι μετρήσεις εκτελέστηκαν. Πραγματικά, η προσομοίωση RT έχει συμβάλει στην ενίσχυση αυτής της υπόθεσης, δεδομένου ότι παρόμοιες συνεισφορές παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.13 μόνο μετά από την προσθήκη ενός νέου «εικονικού» εμποδίου που αντιπροσωπεύει το σκάφος (Σχήμα 5.7) στην αρχική βάση δεδομένων.

### Διαδρομή GH

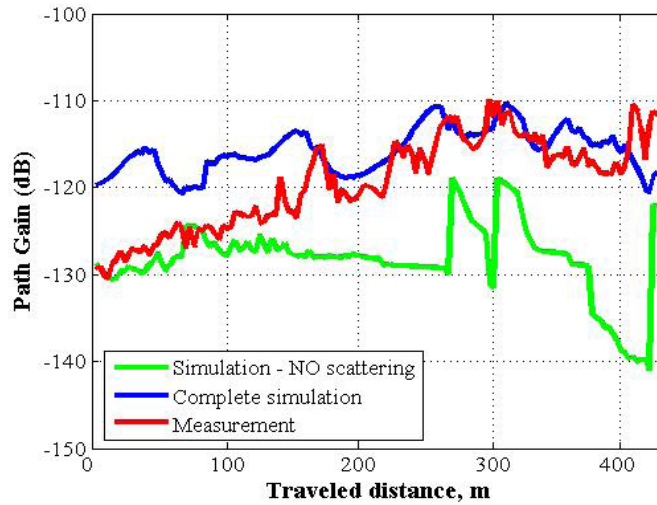


**Σχήμα 5.15.** Διαδρομή GH, διεσπαρμένες ακτίνες από τον πομπό προς τον δέκτη

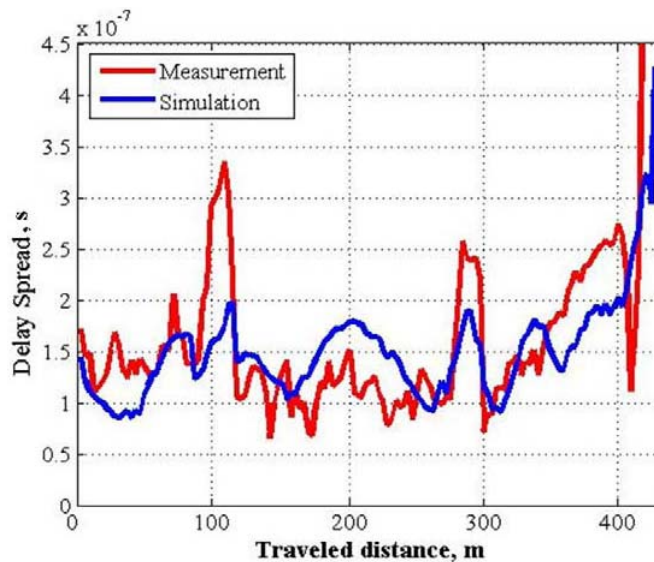
Ομοίως σε διαδρομή EF στην τοπολογία τυπικού δρόμου-φαραγγιού της διαδρομής GH διάχυτης σκέδασης είναι πολύ σημαντική. Από το Σχήμα 5.15 είναι εμφανές ότι ο πομπός μπορεί να ακτινοβολήσει

σχεδόν όλα τα κτίρια στη βόρεια πλευρά της οδού, και ένα μη αμελητέο ποσό της συναφούς ισχύος διασκορπίζεται προς του δέκτες κατά μήκος της οδού. Αυτό επιβεβαιώνεται από το αποτέλεσμα που αναφέρεται στο Σχήμα 5.16, όπου επίσης παρουσιάζεται η πρόβλεψη χωρίς διάχυτη σκέδαση.

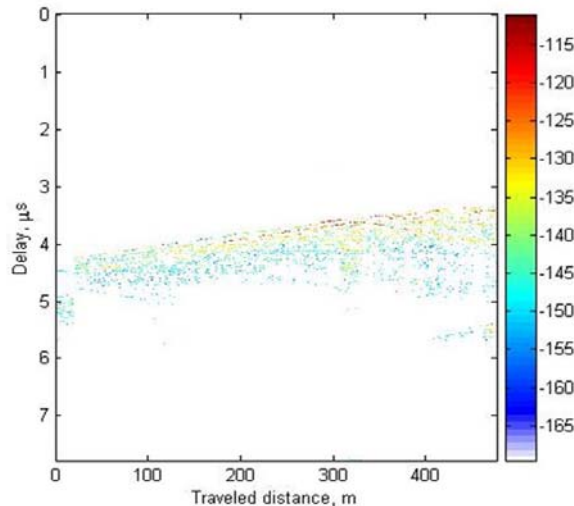
Η DS σύγκριση παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.17.



Σχήμα 5.16. Διαδρομή GH, PG με και χωρίς διασπορά εναντίον των μετρήσεων



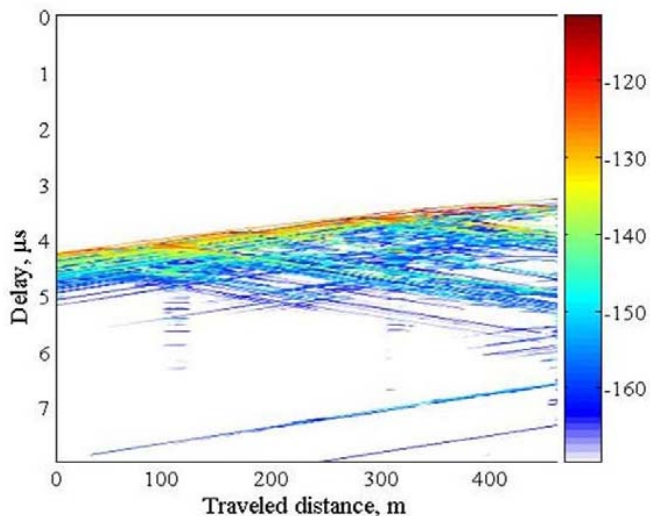
Σχήμα 5.17. Διαδρομή GH, DS σύγκριση



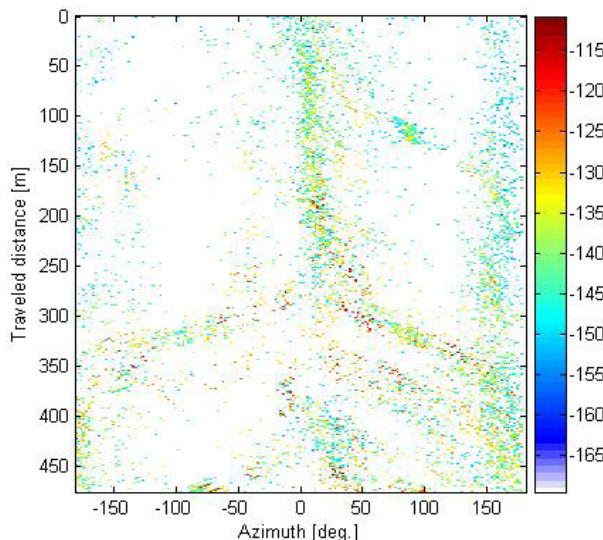
Σχήμα 5.18. Διαδρομή GH, μετρημένη δύναμη - σχεδιάγραμμα καθυστέρησης



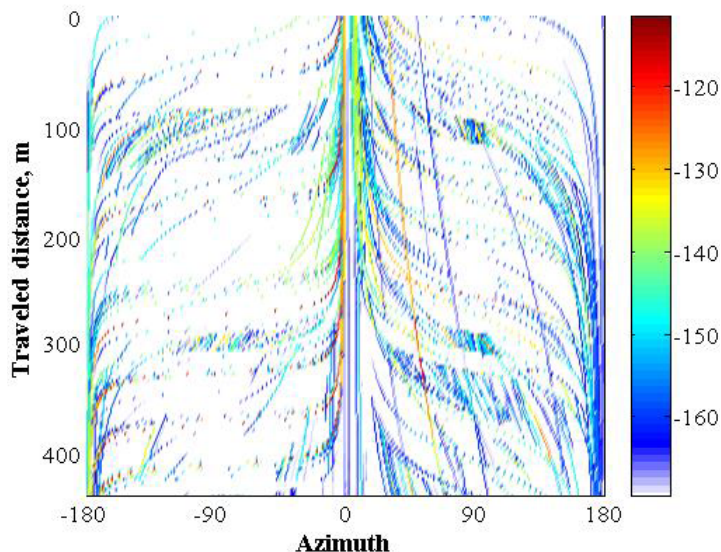
Τα ισχύος-καθυστέρησης και ισχύος-DOA διαγράμματα παρουσιάζονται στα Σχήματα 5.18 έως 5.21. Η σύγκριση είναι αρκετά καλή: χάρη στην τρισδιάστατη προσέγγιση με διάχυτη σκέδαση διάχυση, η RT είναι ικανή να προσομοιώσει τις συστάδες των λαμβανόμενων συνεισφορών



Σχήμα 5.19. Διαδρομή GH, εξομοιούμενη ισχύς - σχεδιάγραμμα καθυστέρησης



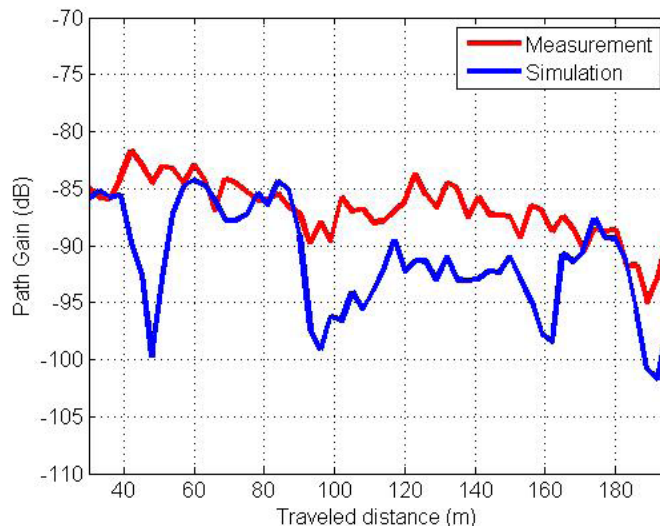
Σχήμα 5.20. Διαδρομή GH, μετρούμενη ισχύς- σχεδιάγραμμα DoA



Σχήμα 5.21. Διαδρομή GH, εξομοιούμενη ισχύς - σχεδιάγραμμα DoA

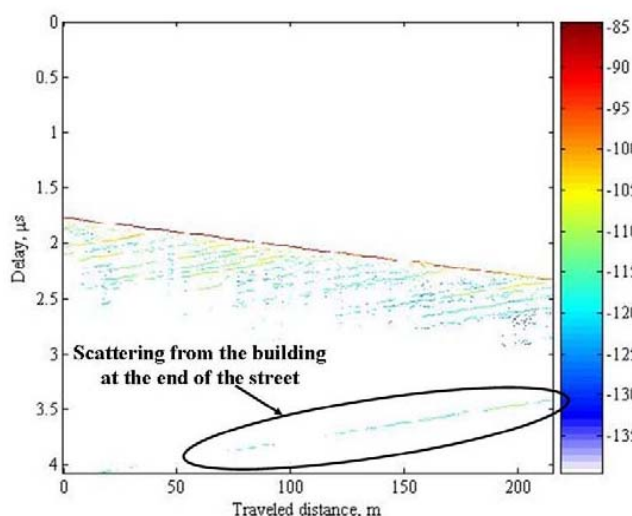
**Διαδρομή NO**

Αυτό είναι μια πολύ απλή περίπτωση LOS οδών-φαραγγιών. Επομένως, πρέπει να είναι μια εύκολη τοπολογία για να προσομοιωθεί με RT. Δυστυχώς, αυτή η υπόθεση δεν υποστηρίζεται πλήρως από τα αποτελέσματα. Η σύγκριση PG παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.22: η συμφωνία είναι λεπτή αλλά γενικά χειρότερη απ' ό,τι στις προηγούμενες περιπτώσεις EF και της GH.



**Σχήμα 5.22.** Διαδρομή NO, σύγκριση PG

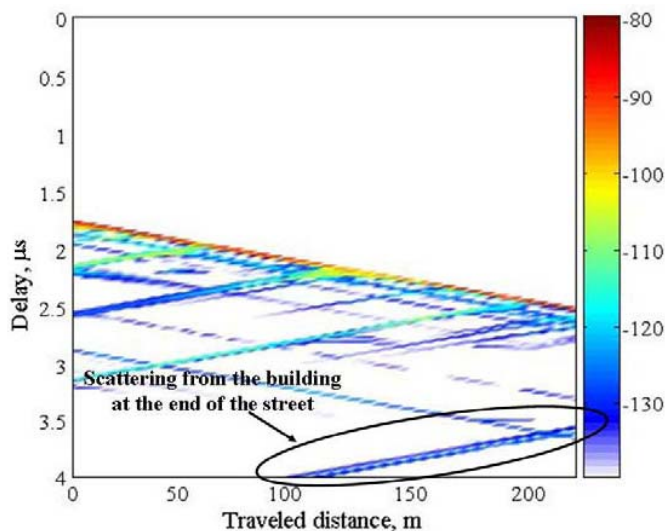
Υπό τον όρο ύπαρξης LOS, η λαμβανόμενη ισχύς (δηλ. PG) εξαρτάται κυρίως από τις λίγες λαμβανόμενες ακτίνες: άμεση ακτίνα, ανακλώμενη από το έδαφος ακτίνα και ανακλώμενη από τους πλευρικούς τοίχους των κτιρίων ακτίνα που διαμορφώνουν την οδό-φαράγγι. Επειδή αυτές οι ακτίνες φέρουν ισοδύναμη ισχύ, η παρέμβασή τους πρέπει να αξιολογηθεί προσεκτικά προκειμένου να επιτευχθεί μια καλή πρόβλεψη. Δυστυχώς, λάθη μερικών δεκάδων του μέτρου στην θέση των τοίχων και των γωνιών, τα οποία είναι αρκετά συνηθισμένα στις διαθέσιμες βάσεις δεδομένων, μπορούν να έχουν ισχυρή επίδραση στη σωστή αξιολόγηση της παρεμβολής με την βοήθεια του πρόγραμμα RT. Για αυτόν τον λόγο, αν και το εξεταζόμενο μοντέλο ανίχνευσης πλήρους-κάθετης ακτίνας είναι ικανό να αναπαραστήσει την εξασθένιση της παρεμβολής, η πρόβλεψη δεν είναι πάντα αξιόπιστη.



**Σχήμα 5.23.** Διαδρομή NO, μετρούμενη ισχύς - σχεδιάγραμμα καθυστέρησης

Τα διαγράμματα ισχύος-καθυστέρησης απεικονίζονται στα Σχήματα 5.23 και 5.25. Οι γραμμές ανάδρομης διάχυσης από την πορεία LOS παρουσιάζονται και στα δύο διαγράμματα. Εντούτοις, οι προσομοιώσεις αναπαράγουν λίγες, σε διακεκομμένες γραμμές με μεγάλα διαστήματα, ενώ ένας

μεγαλύτερος αριθμός πιο στενών γραμμών είναι παρόν στις μετρήσεις. Αυτό το ποσοστό των γραμμών στις μετρήσεις προτείνει ότι αυτές οι συνεισφορές θα μπορούσαν να αφορούν τις περιοδικές δομές του κτιρίου (κολώνες, παράθυρα, κ.λπ.), οι οποίες φυσικά δεν μπορούν να ληφθούν υπόψη στις προσομοιώσεις από τέτοιες δομές που δεν είναι παρούσες στη εισαγόμενη βάση δεδομένων.



**Σχήμα 5.24.** Διαδρομή NO, εξομοιούμενη ισχύς – σχεδιάγραμμα καθυστέρησης

Και οι μετρήσεις και η προσομοιώσεις παρουσιάζουν σημαντική συμβολή υψηλής-καθυστέρησης στην λήψη σε αντιστοιχία του σωστού τμήματος του γραφήματος. Οι τιμές της καθυστέρησης και της κλίσης των γραμμών δείχνουν ότι ο δέκτης κινείται προς τη δευτερεύουσα πηγή, και αναλύοντας αυτήν την συμβολή με τη βοήθεια του προγράμματος RT, διαπιστώνουμε ότι αντιστοιχεί σε διάχυτη σκέδαση από απομακρυσμένα κτίρια που βρίσκονται στον πλάγιο δρόμο μπροστά από το αριστερό τέλος της διαδρομής NO (Σχήμα 5.3).

Σε αυτό το κεφάλαιο περιγράφηκε μια εκτενή, πολυδιάστατη ανάλυση των πολλαπλών διαδρομών διάδοσης σε αστικό micro- και macro- κυψελοειδές περιβάλλον. Αναλύονται και συγκρίνονται PG, DoA και DS αποτελέσματα, που μετριοούνται από μία περίπλοκη σφαιρική κεραία δέκτη και προσομοιώνονται με προηγμένο RT εργαλείο. Σύμφωνα με τις προηγούμενες μελέτες, η διάχυτη σκέδαση, που αναφέρεται συχνά ως «πυκνό συστατικό πολλαπλών διαδρομών» και δεν ακολουθούν την αντανάκλαση των κανόνων διάθλασης, έχει επιβεβαιωθεί ως ένας σημαντικός μηχανισμός διάδοσης στις περισσότερες περιπτώσεις, όχι μόνο στην ευρείας ζώνης αξιολόγηση (Σχήματα 5.9, 5.11, 5.13, και 5.24), αλλά και σε μερικές περιορισμένης ζώνης περιπτώσεις (Σχήμα 5.16).

Τα γραφήματα ισχύος-καθυστέρησης-απόστασης και ισχύος-DoA-απόστασης έχουν δείξει ότι οι ακτίνες είναι συγκεντρωμένες σε διαφορετικές ομάδες. Αναλύοντας τα RT αποτελέσματα, που οπισθοδρομούν τις τροχιές των ακτίνων και τις αλληλεπιδράσεις τους, οι κύριες ιδιότητες κάθε συστάδας έχουν προσδιοριστεί, χρήσιμες πληροφορίες για τους σημαντικότερους μηχανισμούς διάδοσης έχουν επιτευχθεί και οι ομάδες των κτιρίων που αλληλεπιδρούν με τις συγκεντρωμένες ακτίνες έχουν επιλεχθεί.

Μια ικανοποιητική συμφωνία μεταξύ των μετρήσεων και των προσομοιώσεων έχει πραγματοποιηθεί με έναν μικρό αριθμό αλληλεπιδράσεων ( $N_{ev}$ ) σχεδόν σε όλες τις εξεταζόμενες περιπτώσεις.

Το υιοθετημένο προηγμένο RT εργαλείο μπορεί επομένως να χρησιμοποιηθεί για να διαμορφώσει την δυναμική εξέλιξη των ιδιοτήτων των καναλιών στις καθυστερήσεις και στις γωνίες άφιξης/αναχώρησης. Αυτές οι πτυχές, ακόμα λείπουν από τα μοντέλα προσομοίωσης των καναλιών, και θα είναι όλο και περισσότερο σημαντικές στα μελλοντικά συστήματα σχεδίασης και επέκτασης.



## Κεφάλαιο 6

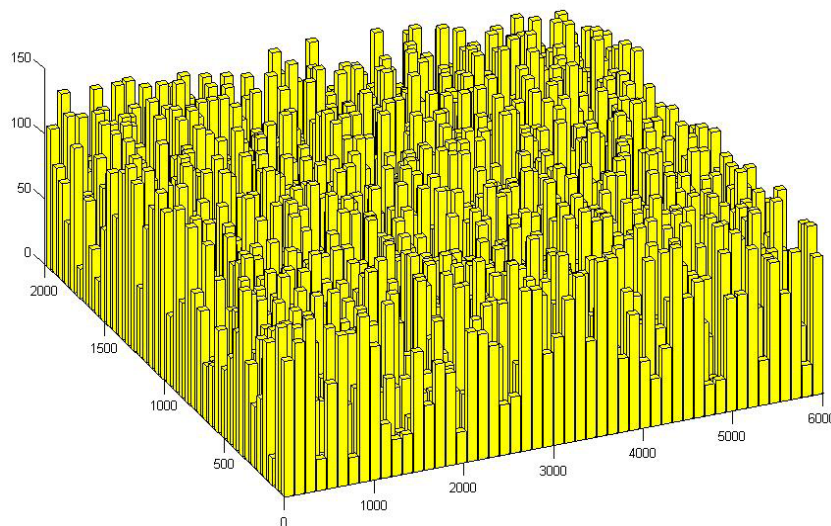
### 6. Πρόβλεψη Μέσω της Προσομοίωσης Ιχνηλάτησης Ακτινοβολίας

#### 6.1. Εισαγωγή

Στα προηγούμενα κεφάλαια έχει αποδειχθεί ότι η απόδοση RT μπορεί να είναι λογικά βελτιωμένη από την επέκταση των RT ικανοτήτων της πρόβλεψης της διάχυτης σκέδασης μέσω του απλού μοντέλου «ενεργού τραχύτητας» (ER), και της ακρίβειας των πολυδιάστατων προβλέψεων. Σε αυτό το κεφάλαιο, το προηγμένο τρισδιάστατο πρόγραμμα RT εφαρμόζεται στο χαρακτηρισμό των καναλιών MIMO με πρότυπο διάδοσης «τύπου-Μανχάταν», το οποίο μπορεί να θεωρηθεί ως εκπρόσωπος διάφορων σημαντικών περιβαλλόντων. Η ικανότητα των RT να προσομοιώνουν κατάλληλα τις παραμέτρους διάδοσης των συστημάτων MIMO όπως την ικανότητα, την γωνία διάδοσης, και ο χωρικός συσχετισμός των διάφορων περιβαλλόντων (με διαφορετικούς μηχανισμούς διάδοσης) αναλύεται στο ακόλουθο κείμενο.

Κατόπιν τα αποτελέσματα του RT υποβάλλονται σε επεξεργασία και η θεωρητική ικανότητα MIMO αξιολογείται μέσω απλών τύπων εκτίμησης της χωρητικότητας στις διάφορες περιπτώσεις.

#### 6.2. Προσομοίωση ιχνηλάτησης ακτινοβολίας του καναλιού MIMO



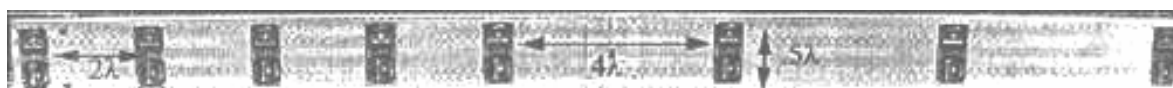
**Σχήμα 6.1.** Παράδειγμα του σεναρίου τύπου-Μανχάταν (τρειςδιάστατη άποψη)

Ένα κατάλληλο εργαλείο εικονικής ανίχνευσης των ακτίνων (RT) εξετάζεται για έναν κατάλληλο χαρακτηρισμό των καναλιών MIMO. Μια πλήρης τρισδιάστατη προσέγγιση έχει υιοθετηθεί προκειμένου να ληφθεί μια αξιόπιστη περιγραφή των συστατικών των πολλαπλών διαδρομών που προέρχονται από τα προεξέχοντα κτίρια στις πυκνές αστικές περιοχές, οι οποίες δεν θα μπορούσαν να επιτευχθούν με 2D προσεγγίσεις. Ένας συνεπής υπολογισμός του τομέα παρέχεται, ο οποίος είναι απαραίτητος για τον χαρακτηρισμό των καναλιών MIMO. Επομένως, το ηλεκτρικό πεδίο που αντιστοιχεί σε κάθε πορεία

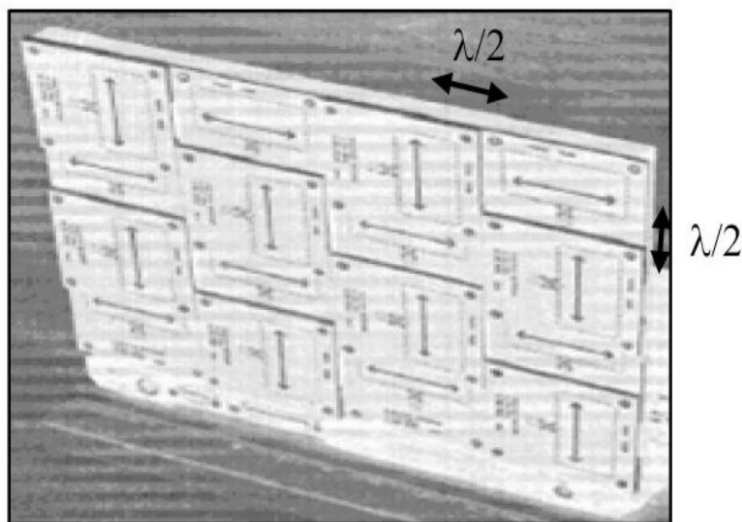
(ακτίνα) αντιπροσωπεύεται από ένα σύνθετο διάνυσμα  $\vec{E}$ , του οποίου το εύρος και η φάση εξαρτώνται από τη διανυμένη απόσταση και τις αλληλεπιδράσεις (αντανάκλασεις, ανακλάσεις, κ.λπ.) που βιώνει το κύμα διάδοσης. Επιπλέον, ένα μοντέλο διάχυτης σκέδασης που είναι βασισμένο στο πρότυπο «ενεργού τραχύτητας» έχει ενσωματωθεί στον προσομοιωτή RT, προκειμένου να υπολογίσει την σκέδαση των συνεισφορών που έχουν αποδειχθεί για να διαδραματίσουν έναν σημαντικό ρόλο στην ρεαλιστική απεικόνιση των χαρακτηριστικών των πολλαπλών διαδρομών.

Σε αυτήν την παράγραφο, περιγράφεται εν συντομία εν συντομία το εξεταζόμενο σενάριο προσομοίωσης, και τα επιτευχθέντα αποτελέσματα από την άποψη των παραμέτρων απόδοσης MIMO, και των γενικότερων σύνθετων παραμέτρων διάδοσης που παρουσιάζονται. Το σενάριο είναι ένας ιδανικός, «τύπου-Manhattan» χάρτης (Σχήμα 6.1), με μέγεθος κτιρίων 100x30 m, διαφορετικού ύψους μεταξύ 20 m και 140 m. Το πλάτος των οδών είναι 20 m.

Οι προσομοιώσεις αναφέρονται σε ένα 8x8 διπλής-πόλωσης σύστημα MIMO, αποτελούμενο από μία γραμμική κεραία εκπομπής 16-στοιχείων (Σχήμα 6.2), και μία επίπεδη κεραία λήψης 16-στοιχείων (Σχήμα 6.3), και οι δύο φτιαγμένες από 8 ζευγάρια στοιχείων με εναλλασσόμενες πολώσεις. Εκτός αυτού, μερικά αποτελέσματα που αναφέρονται σε ένα σύστημα φτιαγμένο από 2x2 διπλής-πόλωσης κεραίες παρουσιάζονται επίσης στην παράγραφο. Η συχνότητα του φέροντος είναι 2.11 GHz, και ισχύς μετάδοσης είναι 23 dBm ανά στοιχείο. Το εύρος ζώνης του συστήματος είναι 32 KHz, το οποίο μπορεί εύλογα να υποτεθεί ως στενό, έτσι τα αποτελέσματα επιλεκτικής συχνότητας είναι αμελητέα.



**Σχήμα 6.2.** Απεικόνιση της δομής της σειράς TX (από [17])



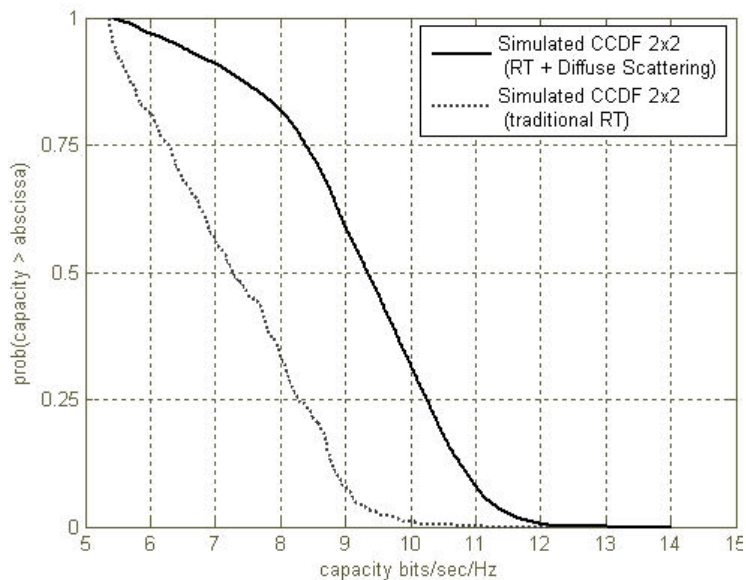
**Σχήμα 6.3.** Απεικόνιση της δομής της σειράς RX (από [17])

Η βάση της κεραίας τοποθετείται σε ύψος 100 m. στην διασταύρωση δύο κάθετων οδών (Σχήμα 6.7), ενώ το ύψος της κινητής κεραίας είναι 1.5 m. Έχουν θεωρηθεί διάφορες θέσεις Rx, με οπτική επαφή (LOS) ή και χωρίς αυτήν (NLOS), προκειμένου να αναπαραχθεί το μακρο-κυψελοειδές σενάριο (Σχήμα 6.7), φτιαγμένο επάνω στις δύο κάθετες οδούς που αντιμετωπίζουν την κεραία της βάσης (LOS), και σχεδόν σε 10 γειτονικές οδούς που την αντιμετωπίζουν χωρίς οπτική επαφή (NLOS).

Για κάθε θέση της κεραίας Rx (Σχήμα 6.7), η μέθοδος ανίχνευσης ακτίνων έχει εφαρμοστεί εξετάζοντας μόνο ένα ζευγάρι στοιχείων του Tx και του Rx. Στη συνέχεια, οι διαφορές φάσεις μεταξύ των

ακτίνων που προσκρούουν στα διαφορετικά στοιχεία της κεραίας λαμβάνονται με μια απλή μέθοδο μεταεξεργασίας, και έπειτα υπολογίζεται ο πίνακας του καναλιού εφαρμόζοντας τις εξισώσεις (4.15) και (4.16).

Προκειμένου να ληφθούν διάφορες στατιστικές πραγματοποιήσεις του πίνακα καναλιών, σε κάθε οδό, όπου το Rx κινείται κατά μήκος μιας διαδρομής προκειμένου να αναπαραχθούν οι μεταβολές της φάσης των ακτίνων και οι συνεπαγόμενες βραχυπρόθεσμες μεταβολές των καναλιών MIMO. Εκτός αυτού, οι διαφορετικές πραγματοποιήσεις του ύψους των κτιρίων έχουν θεωρηθεί, προκειμένου να προσομοιώσουν τις μακροπρόθεσμες παραλλαγές του καναλιού. Συγκεκριμένα, τα ύψη των κτιρίων θεωρούνται ως τυχαίες μεταβλητές μίας Gaussian κατανομής με μέση τιμή τα 70 m. και σταθερή απόκλιση τα 20 m. Έχουν εξεταστεί διάφορες πραγματοποιήσεις χαρτών, και ο μέσος όρος των αποτελεσμάτων τους έχει υπολογιστεί και εφαρμόζεται σε όλες τις πραγματοποιήσεις χαρτών, προκειμένου να ληφθεί ένας χαρακτηρισμός καναλιών MIMO που μπορεί να θεωρηθεί ως αντιπρόσωπος διάφορων χαρακτηριστικών περιβαλλόντων, αφαιρώντας κατά συνέπεια την ιδιομορφία που είναι μια εγγενής ιδιαιτερότητα των μοντέλων των ακτίνων.



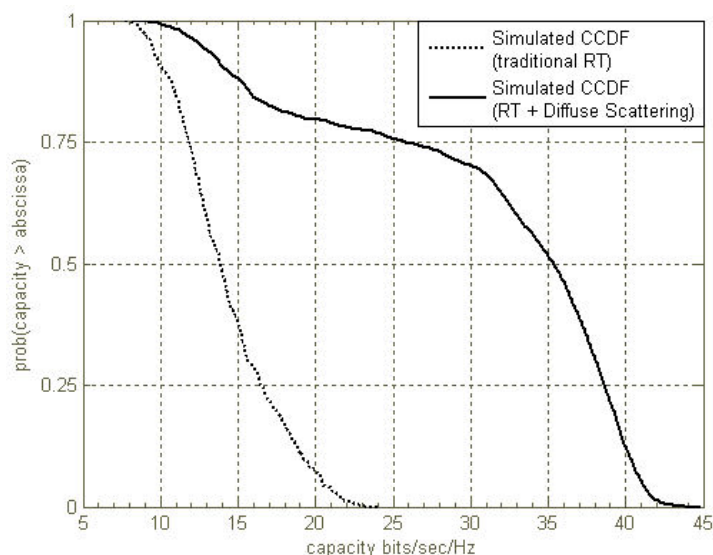
**Σχήμα 6.4.** Προβλεφθείς χωρητικότητα CCDF 2x2 του συστήματος ( $\rho = 10$  dB) - RT με το διασκορπίζοντας πρότυπο του ER εναντίον παραδοσιακού RT

Για κάθε πραγματοποίηση του πίνακα καναλιών, η χωρητικότητα των καναλιών λαμβάνεται από την εξίσωση (1.33) που υποθέτει  $SNR=10$  dB. Το  $SNR$  θεωρείται ως μια σταθερά για κάθε πραγματοποίηση του  $\mathbf{H}$  αν η κεραία μετάδοσης έχει ελεγχόμενη ισχύ για να διατηρήσει την τιμή των 10 dB που έχει τεθεί ως στόχος. Η απόδοση του συστήματος στις διάφορες θέσεις και για διαφορετικές πραγματοποιήσεις χαρτών μπορεί να αντιπροσωπευτεί λόγω των συμπληρωματικών λειτουργιών συσσωρευτικής διανομής (CCDF) της χωρητικότητας του καναλιού. Στο Σχήμα 6.4 παρουσιάζεται μια σύγκριση μεταξύ χωρητικότητας CCDF που έχουν παραχθεί μέσω RT προσομοιώσεων, για 2x2 διπλά-πολωμένο σύστημα, υποθέτοντας  $\rho=10$  dB. Η διακεκομμένη γραμμή αναφέρεται σε μια παραδοσιακή RT προσομοίωση, στην οποία εξετάζονται μόνο αντανάκλασεις, μεταδόσεις και διαθλάσεις σε ομαλούς τοίχους. Η συνεχής γραμμή λαμβάνεται χρησιμοποιώντας προηγμένο τρισδιάστατο RT πρόγραμμα, το οποίο έχει ενισχυθεί από τα πρότυπα σκέδασης του ER. Λόγω της ασυνάρτητης φύσης τέτοιων προτύπων, τα οποία επιτρέπουν να υπολογιστεί μόνο η ένταση του σκεδασμένου τομέα, οι φάσεις του τομέα του φέροντος από τις ακτίνες που υποβάλλονται σε σκέδαση αλληλεπιδράσεων και διαμορφώνονται σαν τυχαίες μεταβλητές με μία

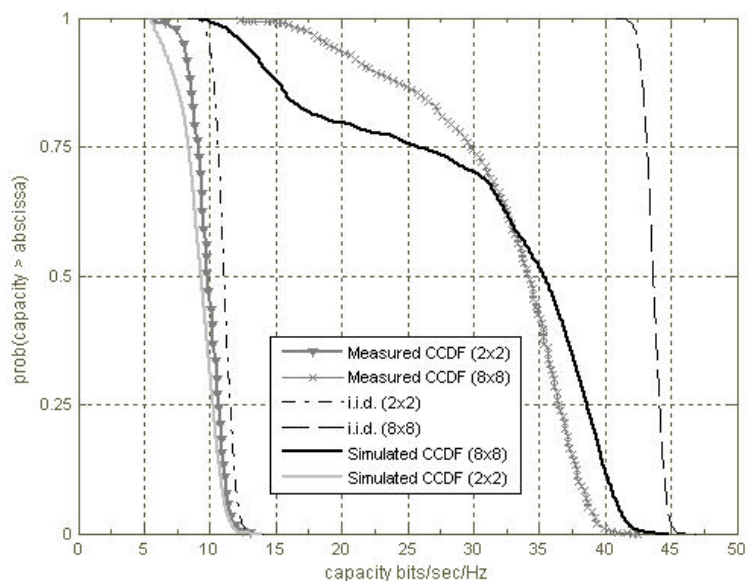
ομοιόμορφη κατανομή της κλίμακας  $[0, 2\pi]$  (αλλά η φάση διαφέρει μεταξύ των ακτίνων που προσκρούουν στα διαφορετικά στοιχεία της κεραίας, σύμφωνα με την υπόθεση «περιορισμένης ζώνης κεραίας»). Κατά αυτόν τον τρόπο, διάφορες πραγματοποιήσεις του  $\mathbf{H}$  μπορούν να ληφθούν για κάθε θέση του Rx, και η μέση χωρητικότητα σε κάθε θέση μπορεί να ληφθεί υπολογίζοντας κατά μέσο όρο τις τιμές της χωρητικότητας που αναφέρονται σε διαφορετικές πραγματοποιήσεις του πίνακα των καναλιών.

Μετά από αυτήν την προσέγγιση, οι κατ' εκτίμηση χωρητικότητα αυξάνεται έντονα λόγω της παραχθείσας χωρητικότητας από μια παραδοσιακή RT προσομοίωση, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.4.

Αυτή η τάση είναι ακόμη εμφανής στο Σχήμα 6.5, όπου μια ανάλογη σύγκριση παρουσιάζεται για ένα 8x8 διπλά-πολωμένο σύστημα. Επομένως σε αυτήν την περίπτωση, η κατ' εκτίμηση χωρητικότητα αυξάνεται μέχρι 3 φορές σε σχέση με την χωρητικότητα που υπολογίζεται χρησιμοποιώντας παραδοσιακό RT, αν η διάχυτη σκέδαση διαμορφώνεται προσεκτικά. Επιπλέον, το CCDF διαδίδεται περισσότερο όταν εξετάζεται η διάχυτη σκέδαση, δεδομένου ότι η χωρητικότητα μπορεί να ποικίλει από τις πολύ μικρές τιμές έως σε τιμές αρκετά κοντά στη βέλτιστη χωρητικότητα.



**Σχήμα 6.5.** Προβλεφθείσες χωρητικότητα CCDF 8x8 του συστήματος ( $\rho = 10$  dB) - RT + διασκορπίζοντας πρότυπο εναντίον παραδοσιακού RT

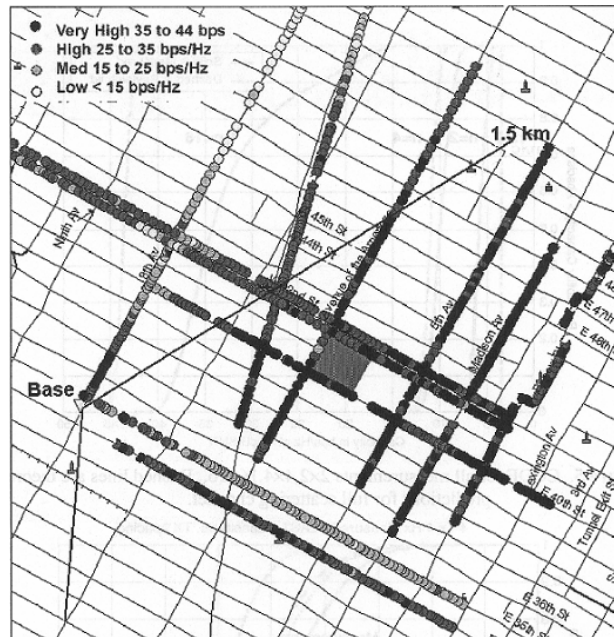


**Σχήμα 6.6.** CCDF μετρημένος και προβλεφθείσα χωρητικότητα ( $\rho = 10$  dB)

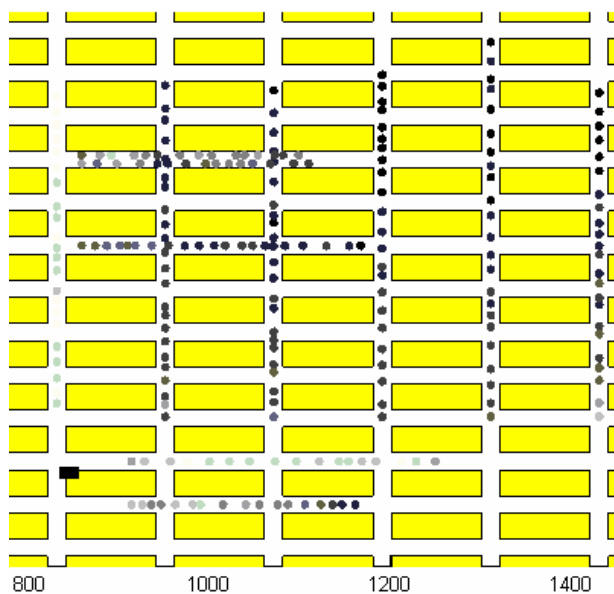


Στο Σχήμα 6.6 παρουσιάζεται μια σύγκριση μεταξύ του CCDF των μετρημένων τιμών της χωρητικότητας και του CCDF που λαμβάνεται από τις RT προσομοιώσεις (συμπεριλαμβανομένου του προτύπου σκέδασης ER), για 2x2 και τα 8x8 συστήματα, με SNR 10 dB. Οι διακεκομμένες γραμμές είναι η αναφορά του θεωρητικού CCDFs του σύνθετου Gaussian (ολικά σκεδασμένου) καναλιού, για το ίδιο μέγεθος κεραίας και SNR. Η συμφωνία μεταξύ των μετρήσεων και των προσομοιώσεων είναι καλή, όσο αναφορά την μέση τιμή και το εύρος απόκλισης της χωρητικότητας.

Τα Σχήματα 6.7 και 6.8 δίνουν μια επισκόπηση της μετρημένης και της προβλεφθείσας μέσης τιμής της χωρητικότητας (με 10 dB SNR) του 8x8 συστήματος, αντίστοιχα, για κάθε θέση Rx, με την αντιπροσώπευση της χωρητικότητας ως σημείο κλίμακας των χρωμάτων. Οι προβλεφθείσες τιμές της χωρητικότητας είναι αρκετά παρόμοιες με της μετρούμενες, όπως αναμένεται, οι χειρότερες τιμές λαμβάνονται στις οδούς με LOS, λόγω της παρουσίας ενός ισχυρού όρου που ενισχύει το συσχετισμό.

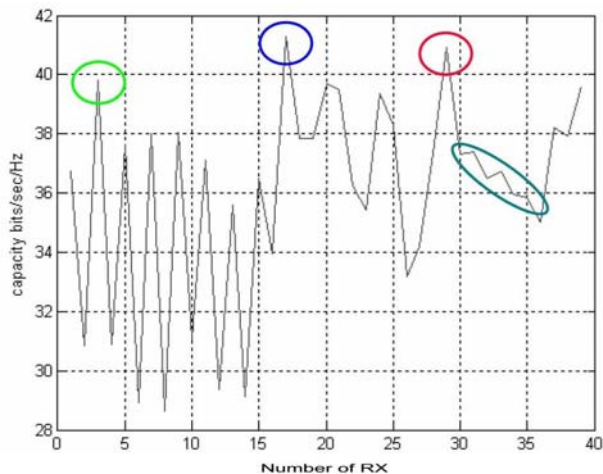


**Σχήμα 6.7.** (από [17]) - μετρημένη μέση χωρητικότητα του 8x8 διπλός-πολωμένου συστήματος στις διαφορετικές θέσεις RX ( $\rho=10$  DB)



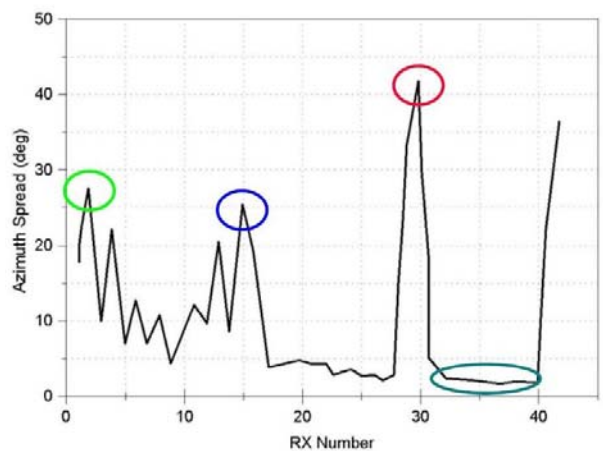
**Σχήμα 6.8.** Μιμούμενη μέση χωρητικότητα του 8x8 διπλά-πολωμένου συστήματος στις διαφορετικές θέσεις RX ( $\rho=10$  dB)

Στο Σχήμα 6.9 οι προβλεφθείσες τιμές της χωρητικότητας στις διάφορες θέσεις Rx κατά μήκος της 10ης παράλληλης οδού του άξονα X (στο Σχήμα 6.8) σχεδιάζονται, για το 8x8 σύστημα με SNR 10 dB. Κινώντας την κεραία λήψης κατά μήκος αυτής της οδού, που αντιπροσωπεύουν ένα σενάριο NLOS, τα καλά αποτελέσματα χωρητικότητας επιτυγχάνονται σε όλες τις εξεταζόμενες θέσεις Rx, δεδομένου ότι η χωρητικότητα είναι σχεδόν πάντα πάνω από 30 b/s/Hz και υπερβαίνει μερικές φορές και τα 40 b/s/Hz.



**Σχήμα 6.9.** Τιμές χωρητικότητας 8x8 του συστήματος ( $\rho = 10$  dB) στις διαφορετικές θέσεις Rx κατά μήκος της 10ης παράλληλης γραμμής στον άξονα X

Στο Σχήμα 6.10 παρουσιάζονται οι προβλεφθείσες τιμές του αζιμούθιου RMS που διαδίδονται προς την ίδια θέση Rx του Σχήματος 6.9: είναι εμφανές πως η Rx γωνία διάδοσης συσχετίζεται με την χωρητικότητα του καναλιού.



**Σχήμα 6.10.** Το αζιμούθιο RMS διέδωσε στις διαφορετικές θέσεις Rx κατά μήκος της 10ης παράλληλης γραμμής στον άξονα X

Στα συμπεράσματα, τα αποτελέσματα που επιτυγχάνονται με το υιοθετημένο RT εργαλείο ακολουθούν τις ίδιες τάσεις που παρατηρούνται και στις πειραματικές έρευνες, όπως παρουσιάζονται μέσω της σύγκρισης μεταξύ μιμωμένων και μετρούμενων απόλυτων τιμών της χωρητικότητας.

Εκτός αυτού, έχει αποδειχθεί ότι η διαμόρφωση των φαινομένων διάχυτης σκέδασης είναι απαραίτητη για να αναπαράγει τον πραγματικό βαθμό αφθονίας των πολλαπλών διαδρομών ενός δεδομένου περιβάλλοντος και για να πάρει μια καλή πρόβλεψη της χωρητικότητας MIMO, ενώ οι παραδοσιακές RT μέθοδοι τείνουν να την υποτιμήσουν.

Τέλος, στα εξεταζόμενα σενάρια και στις διαμορφώσεις κεραιών ο συσχετισμός μεταξύ της προσβληθείσας χωρητικότητας και της γωνίας διάδοσης επιβεβαιώνεται από τα αποτελέσματα.



## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Ι.Ο. Βαρδιάμπασης, *Ευφυείς Κεραίες & Ασύρματες Επικοινωνίες (Σημειώσεις)*, 2η Έκδοση, Χανιά, ΤΕΙ Κρήτης, 2008.
- [2] T. Cover, J. Thomas, *Elements of Information Theory*, New York, Wiley & Sons, 1992.
- [3] J. Salz, J.H. Winters, "Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 4, pp. 1049-1057, Nov. 1994.
- [4] A.B. Gershman, N.D. Sidiropoulos (Editors), *Space-Time Processing for MIMO communications*, Wiley & Sons, 2005.
- [5] A.J. Paulraj, R.U. Nabar, and D.A. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge Univ. Press, 2003.
- [6] T. Marzetta, B. Hochwald, "Capacity of a Mobile Multiple-Antenna Communication Link in Rayleigh Flat Fading", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no 1, pp. 139-157, Jan. 1999.
- [7] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P.J. Smith, A. Naguib, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 21, no. 3, April 2003.
- [8] Savo G. Glisic, *Advanced Wireless Networks 4G Technologies*, John Wiley & Sons, 2006.
- [9] D. Tse, P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge Univ. Press, 2005.
- [10] Volker Kuhn, *Wireless Communications over MIMO Channels*, John Wiley & Sons, 2006.
- [11] M. Jankiraman, *Space-Time Codes and MIMO Systems*, Artech House, 2004.
- [12] V.K.N. Lau, Y.K.R. Kwok, *Channel-Adaptive Technologies and Cross-Layer Designs for Wireless Systems with Multiple Antennas – Theory and Applications*, Wiley & Sons, 2006.
- [13] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [14] T.S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall, 1996.
- [15] T. Svantesson, J. Wallace, "On signal strength and multipath richness in multi-input multi-output systems Communications", *IEEE International Conference ICC '03*, Vol. 4, pp. 2683 – 2687, 11-15 May 2003.
- [16] M.A. Jensen, J.W. Wallace, "A review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 11, Nov. 2004.
- [17] D. Chizhik, J. Ling, P. Wolniansky, R.A. Valenzuela, N. Costa, and K. Huber, "Multiple-input-multiple-output measurements and modelling in Manhattan", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 23, pp. 321-331, April 2003.
- [18] Da-Shan Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans, J.M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems", *IEEE Trans. Communications*, vol. 48, no. 3, pp. 502 – 513, March 2000.
- [19] Dmitry Chizhik, Gerard J. Foschini, Michael J. Gans, and Reinaldo A. Valenzuela, "Keyholes, Correlations, and Capacities of Multielement Transmit and Receive Antennas", *IEEE Trans. Communications*, vol. 1, no. 2, April 2002.
- [20] J. Salz, J.H. Winters, "Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 4, pp. 1049-1057, November 1994.

- [21] R.G. Vaughan, J. Bach Andersen, "Antenna diversity in mobile communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 36, no 4, pp 149-172, November 1987.
- [22] R.G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, no 3, pp 177-186, August 1990.
- [23] J. Laurila, K. Kalliola, M. Toeltsch, K. Hugl, P. Vainikainen, and E. Bonek, "Wideband 3-D Characterization of Mobile Radio Channels in Urban Environment", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 2, pp. 233-243, February 2002.
- [24] K. Kalliola, H. Laitinen, P. Vainikainen, M. Toeltsch, J. Laurila, E. Bonek, "3-D double-directional radio channel characterization for urban macrocellular applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 11, pp. 3122 - 3133, November 2003.
- [25] P. Degauque (Editor), E. Van Lil, V. Degli-Esposti, P. Vainikainen, F. Cardoso, W.A. Th. Kotterman, L.M. Correia, "Propagation modelling and channel characterization", Chapter 4 of the book *Mobile Broadband Multimedia Networks – Techniques, Models and Tools for 4G*, COST Action 273, Final Report, Edited by L. M. Correia, Academic Press, 2006.
- [26] L.M. Correia (Editor), *Mobile Broadband Multimedia Networks – Techniques, Models and Tools for 4G*, COST Action 273, Final Report, Academic Press, 2006.
- [27] L.M. Correia (Editor), *Wireless Flexible Personalised Communications*, COST Action 259, Final Report, John Wiley & Sons Canada, 2001.
- [28] E. Damosso (Editor), *Digital mobile radio towards future generation systems*, European COST Action 231, Final Report, European Commission, Brussels, 1999.
- [29] T. Kürner, D.J. Cichon, and W. Wiesbeck, "Concepts and results for 3D digital terrain-based wave propagation models: an overview", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, no. 7, pp.1002-1012, September 1993.
- [30] M.C. Lawton and J.P. McGeehan, "The application of a deterministic ray launching algorithm for the prediction of radio channel characteristics in smallcell environments", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp.955-969, Nov. 1994.
- [31] G. Liang and H.L. Bertoni, "A new approach to 3D ray tracing for propagation prediction in cities", *IEEE Trans. Anten. Propagat.*, vol. 46, no. 6, pp.853-863, June 1998.
- [32] Hsueh-Jyh Li, Cheng-Chung Chen, Ta-Yung Liu, Han-Chang Lin, "Applicability of ray-tracing technique for the prediction of outdoor channel characteristics", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, iss. 6 , pp. 2336 – 2349, Nov. 2000.
- [33] Ι.Ο. Βαρδιάμπασης, *Κεραίες & Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων (Σημειώσεις)*, 5η Έκδοση, Χανιά, ΤΕΙ Κρήτης, 2008.