

**Ανοικτό Πανεπιστήμιο Κύπρου**  
**Σχολή Θετικών και Εφαρμοσμένων Επιστημών**

**Μεταπτυχιακή Διατριβή**  
**Στα Συστήματα Ασύρματης Επικοινωνίας**



**Μελέτη και Προσομοίωση Επικοινωνιών με Χρήση Μήκους**  
**Κύματος Χιλιοστομετρικής Ζώνης**

**Αθανάσιος Μανώλης**

**Επιβλέπων Καθηγητής**  
**Δημοσθένης Βουγιούκας**

**Μάιος 2019**

# **Ανοικτό Πανεπιστήμιο Κύπρου**

## **Σχολή Θετικών και Εφαρμοσμένων Επιστημών**

### **Μελέτη και Προσομοίωση Επικοινωνιών με Χρήση Μήκους Κύματος Χιλιοστομετρικής Ζώνης**

**Αθανάσιος Μανώλης**

**Επιβλέπων Καθηγητής  
Δημοσθένης Βουγιούκας**

Η παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή υποβλήθηκε  
προς μερική εκπλήρωση των απαιτήσεων για απόκτηση

μεταπτυχιακού τίτλου σπουδών  
στα Συστήματα Ασύρματης Επικοινωνίας

από τη Σχολή Θετικών και Εφαρμοσμένων Επιστημών  
του Ανοικτού Πανεπιστημίου Κύπρου

**Μάιος 2019**



## Περίληψη

Ένας από τους βασικούς περιορισμούς των σύγχρονων ασύρματων δικτύων είναι το περιορισμένο εύρος συχνοτήτων στο οποίο πραγματοποιείται η επικοινωνία. Υπάρχει ένα τεράστιο απόθεμα φάσματος στην περιοχή από 3 μέχρι 300 GHz (mmWave). Πολλές υπό περιοχές παρουσιάζουν πολύ καλή συμπεριφορά αναφορικά με την ασύρματη διάδοση (π.χ. 28-30 GHz, 60 GHz κλπ.) και δεν είναι τυχαία η παρομοίωση ότι η εποχή μετά τη χρήση των mmWave θα επιφέρει ριζικές αλλαγές στα ασύρματα δίκτυα στα δίκτυα 5G. Η χρήση mmWave και η επικοινωνία σε υπερέυψηλες συχνότητες επιφέρει αλλαγές στον σχεδιασμό των δικτύων 5G, καθώς είναι επιθυμητή η ύπαρξη επικοινωνίας με οπτική επαφή για την αποφυγή διακοπών. Ακόμη, απαιτείται η χρήση μεγαλύτερου αριθμού κεραιών (MIMO) για τη μείωση των απωλειών διάδοσης μέσω του υψηλού κέρδους τους. Στη διπλωματική αυτή εργασία θα μελετηθούν και θα προσομοιωθούν διάφορες τοπολογίες, όπου γίνεται χρήση mmWave εξετάζοντας διάφορα πιθανά μοντέλα διάδοσης. Με χρήση του εξομοιωτή από το NYU (NYUSIM) θα προσομοιωθούν μεταδόσεις σε σενάρια Ura και UMi, υπό συνθήκες LOS και NLOS, για συχνότητες 23GHz και 60GHz, από κεραιές με διάταξη 2x2, 4x4, 8x8 και 16x16. Θα υπολογισθεί και μελετηθεί η κατάσταση του καναλιού διάδοσης, η οποία αποτελεί βασική παράμετρος για τον σχεδιασμό MIMO συστημάτων και παίζει σημαντικό ρόλο στον εντοπισμό λαθών και την αξιολόγηση της απόδοσης γραμμικών δεκτών σε MIMO συστήματα.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ : δίκτυα 5G, χιλιοστομετρικές διάδοσης, mmWave, 60GHz, πολλαπλές κεραιές εκπομπής, πολλαπλές κεραιές λήψης, MIMO, συνιστώσα οπτικής επαφής LOS/NLOS, προσομοίωση, NYUSIM, condition number.

## Summary

One of the main limitations of modern wireless networks is the limited frequency range in which communication takes place. There is a huge spectrum stock in the range from 3 to 300 GHz (mmWave). Many areas have very good behavior in terms of wireless propagation (eg 28-30 GHz, 60 GHz, etc.) and it is not accidental to imagine that the time after the use of mmWave will bring radical changes to wireless networks in 5G . The use of mmWave and communication at ultra-high frequencies results in changes in the design of 5G networks, as it is desirable to have visual contact to avoid interruptions. It is also necessary to use a larger number of antennas (MIMO) to reduce propagation losses through their high gain. In this thesis, various topologies will be studied and simulated, using mmWave in various possible propagation models. Using the NYUIM simulator will simulate UMa and UMi transmissions under LOS and NLOS, for 23GHz and 60GHz frequencies, using antennas with 2x2,4x4,8x8 and 16x16 elements. The condition of the propagation channel, which plays an important role in detecting errors and evaluating the performance of linear receivers and is a basic parameter for the design of MIMO systems, will be calculated and studied.

## Ευχαριστίες

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον καθηγητή του Ανοιχτού Πανεπιστημίου Κύπρου και επιβλέποντα της μεταπτυχιακής μου εργασίας κ. Δημοσθένη Βουγιούκα τόσο για το ενδιαφέρον που επέδειξε και τον πολύτιμο χρόνο που αφιέρωσε για την παρούσα εργασία.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, τους γονείς μου και τους φίλους μου για την υποστήριξή τους.

# ΠΕΡΙΧΟΜΕΝΑ

<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1</b> .....	<b>1</b>
<b>Δίκτυα Κινητής Τηλεφωνίας</b> .....	<b>1</b>
<b>1.1 Εισαγωγή στις τεχνολογίες κινητής τηλεφωνίας 2G/3G/4G</b> .....	<b>1</b>
<b>1.2 Περιγραφή τεχνολογιών κινητής τεχνολογίας 2G/3G/4G</b> .....	<b>3</b>
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2</b> .....	<b>8</b>
<b>Επικοινωνίες mmWave</b> .....	<b>8</b>
<b>2.1 Εισαγωγή Στις Επικοινωνίες mmWave</b> .....	<b>8</b>
2.1.1 Απαιτήσεις και προκλήσεις στα δίκτυα 5 <sup>ης</sup> γενιάς.....	9
2.1.2 Λύσεις υλοποίησης των δικτύων 5 <sup>ης</sup> γενιάς και η ζώνη των mmWave.....	12
2.1.3 Πρότυπα στην περιοχή των mmWave συχνοτήτων.....	13
2.1.3.1 Το IEEE 802.15.3c πρότυπο.....	14
2.1.3.2 Το WirelessHD πρότυπο.....	16
2.1.3.3 Το IEEE 802.11ad πρότυπο.....	17
<b>2.2 Περιβάλλον Διάδοσης στην ζώνη mmWave</b> .....	<b>22</b>
2.2.1 Απώλειες Διάδοσης Ελευθέρου Χώρου (FSL).....	22
2.2.2 Απώλειες λόγω Ανθρώπινης παρεμβολής.....	23
2.2.3 Απώλειες λόγω Βλάστησης.....	23
2.2.4 Απώλειες λόγω Βροχόπτωσης.....	24
2.2.5 Απώλειες λόγω διείσδυσης.....	25
2.2.6 Ατμοσφαιρικές και μοριακές απώλειες.....	26
2.2.7 Μηχανισμοί διάδοσης.....	26
2.2.8 Διασπορά φαινομένου Doppler.....	28
2.2.9 Πόλωση Εκπομπής.....	28
<b>2.3 Διαλείψεις</b> .....	<b>29</b>
2.3.1 Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας (LARGE-SCALE FADING).....	30
2.3.2 Διαλείψεις μικρής κλίμακας (SMALL-SCALE FADING).....	30
2.3.2 Εκτίμηση καναλιού διάδοσης.....	32
2.3.2.1 Διασπορά συχνότητας- Doppler spread.....	32
2.3.2.2 Διασπορά Ισχύος –Power delay spread.....	32
2.3.2.3 Διασπορά χρόνου - Delay spread.....	33
2.3.2.4 Διασπορά Γωνίας – Angle spread.....	35
2.3.4 Μοντέλα κατανομής.....	36
2.3.4.1 Μοντέλο κατανομής Rayleigh.....	36
2.3.4.2 Μοντέλο κατανομής Rice.....	36
2.3.4.3 Μοντέλο κατανομής Nakagami-m.....	37
2.3.5 Μοντέλα απωλειών διάδοσης (Loss path models).....	38
2.3.5.1 Μοντέλα ραδιοκάλυψης εξωτερικών χώρων (300MHz – 100GHz).....	38
2.3.5.2 Μοντέλα ραδιοκάλυψης εσωτερικών χώρων (300MHz – 100GHz).....	40
2.3.6 Μοντέλα απωλειών διάδοσης των mmWave.....	42

2.3.6.1 Μοντέλο απωλειών close-in free space reference distance (CI) .....	44
2.3.6.2 Μοντέλο απωλειών close-in free space reference distance model with frequency-dependent path loss exponent (CIF) .....	46
2.3.6.3 Μοντέλο πολλαπλών συχνοτήτων (Alpha-Beta-Gamma) .....	47
2.3.7 Σενάρια εφαρμογής .....	48
<b>2.4 Κεραιοσυστήματα mmWave.....</b>	<b>49</b>
2.4.1 Συστοιχία κεραιών.....	49
2.4.2 MIMO .....	52
2.4.3 MASSIVE - MIMO.....	57
2.4.3.1 Κέρδος Συστοιχίας (Array Gain) .....	59
2.4.3.2 Διαφορικό κέρδος (Diversity Gain).....	59
2.4.3.3 Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain) .....	60
2.4.3.4 Μείωση των παρεμβολών (Interference Reduction).....	60
2.4.4 Τεχνικές για την μετάδοση της πληροφορίας στα συστήματα MIMO .....	60
2.4.5 Τεχνολογία Ολοκληρωμένων κυκλωμάτων .....	64
<b>Προσομοίωση mmWave.....</b>	<b>65</b>
<b>3.1 Λογισμικά προσομοίωσης 5G .....</b>	<b>65</b>
<b>3.2 Το λογισμικό προσομοίωσης NYUSIM .....</b>	<b>66</b>
<b>3.3 Γραφικό περιβάλλον και βασικές λειτουργίες του NYUSIM .....</b>	<b>68</b>
3.3.1 Παράμετροι λειτουργίας.....	69
3.3.2 Αρχεία εξόδου .....	69
3.3.3 Υπολογισμοί NYUSIM .....	70
3.4 Μεθοδολογία μελέτης εργασίας .....	74
3.5 Προσομοιώσεις Λογισμικού NYUSIM .....	80
3.6 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων .....	83
3.6.1 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων 1 <sup>ης</sup> Ομάδας.....	83
3.6.2 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων 2 <sup>ης</sup> Ομάδας.....	94
3.6.3 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων 3 <sup>ης</sup> Ομάδας.....	103
3.7 Συμπεράσματα και Μελλοντικές Προεκτάσεις .....	112
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</b>	<b>115</b>

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## Δίκτυα Κινητής Τηλεφωνίας

### 1.1 Εισαγωγή στις τεχνολογίες κινητής τηλεφωνίας 2G/3G/4G

Τα τελευταία χρόνια ο κόσμος γίνεται όλο και πιο κινητικός. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα οι παραδοσιακοί τρόποι δικτύωσης να μην είναι επαρκής και να μην μπορούν να δώσουν λύση στις προκλήσεις του τρόπου ζωής των ανθρώπων. Εάν έπρεπε κάποιος να είναι συνδεδεμένος σε κάποιο δίκτυο με καλωδίωση αυτό τον περιόριζε στην κίνηση του. Η ασύρματη δικτύωση όμως δεν έχει τέτοιους περιορισμούς και επιτρέπει πολύ περισσότερη κινητικότητα στον χρήστη. Ως ασύρματο δίκτυο χαρακτηρίζεται το τηλεπικοινωνιακό δίκτυο, συνήθως τηλεφωνικό ή δίκτυο υπολογιστών, το οποίο χρησιμοποιεί ραδιοκύματα ως φορείς πληροφορίας. Τα δεδομένα μεταφέρονται μέσω ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, με συχνότητα φέροντος η οποία εξαρτάται κάθε φορά από τον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων που απαιτείται να υποστηρίξει το δίκτυο.

Η κινητή τηλεφωνία δημιούργησε μια καινούργια βιομηχανία. Εισάγοντας την κινητικότητα στην τηλεφωνία άλλαξε ο τρόπος επικοινωνίας καθώς πλέον ο χρήστης συνδεόταν με τον χρήστη και όχι με την συσκευή του. Μπορούσε κάποιος να συνδεθεί με οποιονδήποτε ανεξαρτήτου τοποθεσίας.

Τα πιο φανερό πλεονέκτημα της ασύρματης τεχνολογίας είναι η κινητικότητα. Πλέον δεν απαιτείται φυσική σύνδεση με κάποιο δίκτυο μέσω καλωδίων, που να σε περιορίσει σε

συγκεκριμένο χώρο. Η χρήστες μπορούν να κάνουν πλέον την δουλειά τους από οπουδήποτε αυτοί θέλουν.

Η ασύρματη σύνδεση προσφέρει και ευελιξία, το οποίο μεταφράζεται σε ταχύτατη ανάπτυξη. Τα ασύρματα δίκτυα χρησιμοποιούν σταθμούς βάσης για να συνδέσουν τους χρήστες με κάποιο υπάρχον δίκτυο. Από πλευράς υποδομής του δικτύου δεν αλλάζει τίποτα είτε συνδεθεί ένας χρήστης είτε συνδεθούν περισσότεροι του ενός. Από την στιγμή που υλοποιηθεί ένα δίκτυο, το να προστεθεί κάποιος χρήστης είναι καθαρά θέμα αδειοδότησης. Δεν απαιτείται νέος εξοπλισμός.

Οι εφαρμογές της κινητής τηλεφωνίας στην καθημερινότητα του σύγχρονου ανθρώπου και στον τρόπο ζωής του είναι αναρίθμητες. Μερικές από αυτές τις υπηρεσίες, πέραν της αρχικής που ήταν η επικοινωνία είναι :

### **Οχήματα**

- Μετάδοση ειδήσεων, κατάσταση οδών, καιρός, μουσική μέσω DAB (Digital Audio Broadcasting – ψηφιακό ραδιόφωνο)
- Προσωπική επικοινωνία με χρήση GSM/ GPRS/LTE
- Εντοπισμός θέσης μέσω GPS (Global Positioning System)
- Τοπικό αδόμητο (ad-hoc) δίκτυο με γειτονικά οχήματα για αποφυγή ατυχημάτων, σύστημα καθοδήγησης,
- Δεδομένα του οχήματος (π.χ., για λεωφορεία, τραίνα υψηλών ταχυτήτων) μπορούν να μεταδοθούν προκαταβολικά για εργασίες συντήρησης

### **Καταστάσεις έκτακτης ανάγκης**

- Έγκαιρη διακομιδή ασθενούς στο νοσοκομείο, τρέχουσα κατάσταση, αρχική διάγνωση
- Αντικατάσταση σταθερής υποδομής σε περίπτωση σεισμών, τυφώνων, φωτιάς κτλ.
- Εφαρμογές Τηλεϊατρικής

### **Περιοδών Πωλητής (Travelling salesmen)**

- Άμεση πρόσβαση σε αρχεία πελατών κεντρικά αποθηκευμένα
- Συνεπής βάση δεδομένων για όλους τους πωλητές

- Κινητό γραφείο

### **Αντικατάσταση σταθερών δικτύων**

- Απομακρυσμένοι αισθητήρες, π.χ., για καιρό, σεισμική δραστηριότητα, φωτιά, πλημμύρες, φυσικές καταστροφές
- Ευελιξία για εμπορικές εκθέσεις

### **Διασκέδαση, εκπαίδευση**

- Εξωτερική πρόσβαση στο Internet
- Έξυπνη ξενάγηση με ενημερωμένες πληροφορίες που εξαρτώνται από τη θέση
- Αδόμητα (ad-hoc) δίκτυα για παιχνίδια με πολλούς συμμετέχοντες
- Μέσα κοινωνικής δικτύωσης
- Αναζήτηση πληροφοριών

## **1.2 Περιγραφή τεχνολογιών κινητής τεχνολογίας 2G/3G/4G**

Τα ασύρματα δίκτυα επικοινωνίας, είτε αυτά είναι τηλεφωνικά είτε υπολογιστικά, χρησιμοποιούν τα ραδιοκύματα ως φορείς στο φυσικό τους επίπεδο. Πρώτος ο Maxwell απέδειξε την ύπαρξη των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και πρότεινε τη χρήση τους στο χώρο των επικοινωνιών. Βασισμένος στις αποδείξεις του Maxwell, ο Marconi το 1895, πραγματοποιεί την πρώτη επίσημη ασύρματη μετάδοση με τη βοήθεια ενός δίπολου Hertz. Το πρώτο “πρωτόγονο” ασύρματο τηλεφωνικό δίκτυο, λειτούργησε στις ΗΠΑ το 1946, εξυπηρετώντας έναν αριθμό από 5.000 συνδρομητές και με συνολικό αριθμό κλήσεων τις 30.000 σε εβδομαδιαία βάση. Καθότι δεν διέθετε τη σημερινή κυψελοειδή δομή, με πολλούς σταθμούς βάσης ανά την επικράτεια, είχε το μειονέκτημα της περιορισμένης γεωγραφικής κάλυψης και του μικρού αριθμού διαθέσιμων καναλιών, με αποτέλεσμα σύντομα να κορεστεί. Τον Δεκέμβριο του 1947, ο Douglas H. Ring και ο W. Rae Young πρότειναν για πρώτη φορά την ιδέα της κυψελωτής δομής, όπου ο γεωγραφικός χώρος καλύπτεται από εξάγωνες κυψέλες με καντευθυντικές κεραίες σε κάθε γωνία που θα μεταδίδουν και θα λαμβάνουν σε τρεις διευθύνσεις. Χρειάστηκαν να περάσουν 30 χρόνια, προτού η ιδέα ενός τέτοιου συστήματος γίνει πραγματικότητα, λόγω της περιορισμένης τεχνολογίας που υπήρχε εκείνη την εποχή.

## **Δίκτυα 2G (Second Generation)**

Τα συστήματα κινητής τηλεφωνίας 2ης γενιάς εμφανίστηκαν την δεκαετία του 80. Σε σχέση με τις πρώτης γενιάς συστήματα, τα δεύτερης γενιάς ήταν πλέον ψηφιακά, και χρησιμοποιούσαν τεχνολογία πολλαπλής πρόσβασης (multiple access technology), όπως TDMA (time division multiple access) CDMA (code division multiple access). Πρόκειται για κυψελικό ψηφιακό σύστημα κινητής τηλεφωνίας που χρησιμοποιεί ηλεκτρομαγνητικά σήματα και την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης με διαχωρισμό του διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων σε ένα αριθμό καναλιών και την διαίρεση αυτών σε χρονοθυρίδες για την μετάδοση σημάτων (TDM) Σαν αποτέλεσμα είχε καλύτερη διαχείριση του φάσματος εκπομπής, καλύτερες υπηρεσίες δεδομένων GSM. Χάρη στο τεχνικό υπόβαθρο ενός δικτύου GSM (global system for mobile) η 2G τεχνολογία μπόρεσε να υποστηρίξει υπηρεσίες όπως κλήση, λήψη κλήσεως, αποστολή και λήψη sms, αποστολή και λήψη mms, εκτροπή κλήσεων, φραγή κλήσεων, απόκρυψη κλήσεων, αναμονή και κράτηση κλήσεων, τηλεδιάσκεψη.

Στα συστήματα κινητής τηλεφωνίας 2ης, τα οποία χρησιμοποιούν ψηφιακή τεχνολογία, η απόφαση μεταγωγής σε νέα κυψέλη του δικτύου είναι υποβοηθούμενη από το κινητό τηλέφωνο MAHO (Mobile Assisted Handoff Operation). Κάθε κινητό μετράει την λαμβανόμενη ισχύ από τα γύρω BS, και συνεχώς ενημερώνει το BS με το οποίο είναι συνδεδεμένο εκείνη την χρονική στιγμή. Η μεταγωγή πραγματοποιείται όταν η λαμβανόμενη ισχύς από γειτονικό BS ξεπεράσει κατά κάποια δεδομένη τιμή ή για κάποιο ορισμένο χρονικό διάστημα. Το MSC δεν χρειάζεται πλέον να εποπτεύει την διαδικασία. Ο χρόνος μεταγωγής είναι 1 με 2 sec ενώ το  $\Delta$  από 0 dB έως 6 dB.

Τα κινητά τηλέφωνα τεχνολογίας GSM λειτουργούν με μέγιστη ισχύ 2 W (GSM 800/900) και 1 W (GSM 1800/1900). Η μέγιστη μέση ισχύς είναι το 1/8 της συνολικής μέγιστης ισχύος, δηλαδή 250 mW ή 0.25 W (GSM 800/900) και 125 mW ή 0.125 W (GSM 1800/1900).

## **Δίκτυα 3G (Third Generation)**

Τα συστήματα κινητής τηλεφωνίας 3ης γενιάς χρησιμοποιούν την τεχνολογία ευρέως φάσματος Wide Band, υποστηρίζοντας ταχύτητες 2Mbps. Σε αντίθεση με προηγούμενες τεχνολογίες που βασίζονται σε μετάδοση δεδομένων πάνω από απευθείας σύνδεση των δύο μερών (circuit-switched), οι τεχνολογίες που ανήκουν στην ομάδα τρίτης γενιάς βασίζονται σε υψηλής ταχύτητας μετάδοση δεδομένων μοιρασμένων σε πακέτα (packet-switched). Το 3G δεν είναι ένα πρωτόκολλο αλλά μία οικογένεια πρωτοκόλλων που μπορούν να συνεργαστούν. Ένας

οργανισμός ο 3GPP ανέλαβε την δημιουργία του IMT-2000 standard. Βασίζεται στον τρόπο διαμοίρασμού περιορισμένου φάσματος διαθέσιμων συχνοτήτων σε πολύ μεγαλύτερο αριθμό χρηστών (ή αιτήσεων επικοινωνίας) – Πολυπλεξία (Multiplexing) – UMTS: Code Division Multiple Access (CDMA). Οι περισσότερες φορητές συσκευές UMTS, υποστηρίζουν επίσης δίκτυα GSM, επιτρέποντας άρρηκτη διπλή λειτουργία. Το UMTS μερικές φορές προβάλλεται ως 3GSM, δίνοντας έμφαση στην πολύ στενή σχέση με το GSM και διαφοροποιούμενο από άλλες ανταγωνιστικές τεχνολογίες. Η διακριτική ονομασία UMTS, χρησιμοποιείται κυρίως στην Ευρώπη. Εκτός Ευρώπης, το συγκεκριμένο σύστημα είναι γνωστό με άλλα ονόματα όπως FOMA ή W-CDMA.

Στην αγορά προβάλλεται ως 3G ή 3G+. Το 3G έδωσε την δυνατότητα μεγαλύτερης ταχύτητας αποστολής δεδομένων, καθώς και χωρητικότητας προσφέροντας νέες υπηρεσίες όπως μετάδοση video, GPS.

Η μεταγωγή πλέον γίνεται πιο σίγουρα, πάλι με την τεχνολογία MAHO, και με την διαδικασία soft handover η συσκευή είναι συνδεδεμένη με >1 BS κάθε φορά. Επιπλέον εφαρμόζεται και η τεχνολογία Power Control όπου ο BS μπορεί και αναλαμβάνει να εξασφαλίσει την κατάλληλη ισχύ στον δέκτη ώστε να επικοινωνεί με αυτόν χωρίς να επηρεάζεται από παρεμβολές άλλων κινητών που είναι συνδεδεμένοι στον ίδιο BS. Για ένα hard handover το threshold είναι 6dB, ενώ για ένα soft handover το threshold είναι 3dB

Για την τεχνολογία GPRS, τα μέγιστα επίπεδα ισχύος είναι τα ίδια με την τεχνολογία GSM αλλά η μέση ισχύς όταν χρησιμοποιούνται τα 2/8 του χρόνου (ή 2 χρονοσχισμές) μπορεί να φθάσει την τιμή των 500 mW ή 0.5 W για τη συχνότητα των 900 MHz και των 250 mW ή 0.25 W για τη συχνότητα των 1800 MHz. Για την τεχνολογία Τρίτης Γενιάς (UMTS/WCDMA), η μέγιστη ισχύς είναι 0.125 W και 0.25 W, ανάλογα με τον τύπο της τερματικής συσκευής.

## **Δίκτυα 4G (Fourth Generation)**

Ο όρος 4G χρησιμοποιείται για να περιγράψει τα επόμενα βήματα στις ασύρματες επικοινωνίες (ετερογενή δίκτυα). Οι στόχοι που προβλέπεται να επιτευχθούν από τα δίκτυα 4G συνοψίζονται στο εξής: Η τεχνολογία 4G είναι ένα ολοκληρωμένο σύστημα βασισμένο πλήρως στο πρωτόκολλο IP και προσφέρει κάθε είδους υπηρεσία πάντα και παντού με ρυθμούς μετάδοσης υψηλότερους από προηγούμενες γενιές.

- Παρέχονται ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων:

- 100 Mbit/s όταν ο πελάτης κινείται με μεγάλη ταχύτητα σε σχέση με τον Σταθμό βάσης
- 1 Gbit/s όταν πελάτης και σταθμός είναι σε σχετικά σταθερές θέσεις
- Υποστηρίζεται αποδοτική διαχείριση του φάσματος συχνοτήτων
- Παρέχεται υψηλή χωρητικότητα δικτύου: περισσότεροι χρήστες εξυπηρετούνται ταυτόχρονα ανά κυψέλη
- Υποστηρίζεται διαφανής μεταπομπή (handoff) μεταξύ ετερογενών δικτύων. Η παροχή μιας υπηρεσίας συνεχίζεται ακόμα και αν υπάρχει μετάβαση μεταξύ διαφορετικών δικτύων (π.χ. από Κυψελικό σε WLAN ή Wimax)
- Υποστηρίζεται υψηλή ποιότητα υπηρεσιών (QoS) με υψηλή ασφάλεια και ανεκτό κόστος
- Αποστολή και λήψη μεγάλων αρχεία σε ελάχιστο χρόνο
- Χρήση εφαρμογών πολυμέσων (multimedia) όπως η αναπαραγωγή βίντεο υψηλής ευκρίνειας (High Definition), HD Streaming και HD Video-Conferencing

Υποστηρίζεται διαφανής μεταπομπή (handoff) μεταξύ ετερογενών δικτύων καθώς τα πακέτα επικοινωνίας μεταφέρονται από το ένα cell στο άλλο. Η παροχή μιας υπηρεσίας συνεχίζεται ακόμα και αν υπάρχει μετάβαση μεταξύ διαφορετικών δικτύων (π.χ. από Κυψελωτό σε WLAN ή WiMAX).

Η ισχύς εκπομπής των κινητών κυμαίνεται από 0.5 έως 2 Watt, ανάλογα με την ποιότητα της σύνδεσης με την κυψέλη.

Στον παρακάτω συγκριτικό Πίνακα 1 δίνονται τα βασικά χαρακτηριστικά της κάθε γενιάς από το 1G έως το 5G.

Generations	Access Technology	Data Rate	Frequency Band	Bandwidth	Forward Error Correction	Switching	Applications
1G	Advanced Mobile Phone Service (AMPS) (Frequency Division Multiple Access (FDMA))	2.4 kbps	800 MHz	30 KHz	NA	Circuit	Voice
2G	Global Systems for Mobile communications (GSM) (Time Division Multiple Access (TDMA))	10 kbps	850/900/1800/1900 MHz	200 KHz	NA	Circuit	Voice + Data
	Code Division Multiple Access (CDMA)	10 kbps		1.25 MHz			
2.5G	General Packet Radio Service (GPRS)	50 kbps		200 KHz		Circuit/ Packet	
	Enhanced Data Rate for GSM Evolution (EDGE)	200 kbps		200 KHz			
3G	Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA) / Universal Mobile Telecommunications Systems (UMTS)	384 kbps	800/850/900/1800/1900/2100 MHz	5 MHz	Turbo Codes	Circuit/ Packet	Voice + Data + Video calling
	Code Division Multiple Access (CDMA) 2000	384 kbps		1.25 MHz			
3.5G	High Speed Uplink / Downlink Packet Access (HSPA / HSDPA)	5-30 Mbps		5 MHz		Packet	
	Evolution-Data Optimized (EVDO)	5-30 Mbps		1.25 MHz			
3.75G	Long Term Evolution (LTE) (Orthogonal / Single Carrier Frequency Division Multiple Access) (OFDMA / SC-FDMA)	100-200 Mbps	1.8GHz, 2.6GHz	1.4MHz to 20 MHz	Concatenated codes	Packet	Online gaming + High Definition Television
	Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX)(Scalable Orthogonal Frequency Division Multiple Access(SOFDMA))	Fixed WiMAX 100-200 Mbps	3.5GHz and 5.8GHz initially	3.5MHz and 7MHz in 3.5GHz band; 10MHz in 5.8GHz band			
4G	Long Term Evolution Advanced (LTE-A) (Orthogonal / Single Carrier Frequency Division Multiple Access) (OFDMA / SC-FDMA)	DL 3Gbps UL 1.5Gbps	1.8GHz, 2.6GHz	1.4MHz to 20 MHz	Turbo codes	Packet	Online gaming + High Definition Television
	Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX)(Scalable Orthogonal Frequency Division Multiple Access(SOFDMA))	Mobile WiMAX 100-200 Mbps	2.3GHz, 2.5GHz, and 3.5GHz initially	3.5MHz, 7MHz, 5MHz, 10MHz, and 8.75MHz initially			
5G	Beam Division Multiple Access (BDMA) and Non- and quasi-orthogonal or Filter Bank multi carrier (FBMC) multiple access	10-50 Gbps (expected)	1.8, 2.6 GHz and expected 30-300 GHz	60 GHz	Low Density Parity Check Codes (LDPC)	Packet	Ultra High definition video + Virtual Reality applications

ΠΙΝΑΚΑΣ 1 ΤΑ ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΗΣ ΚΑΘΕ ΓΕΝΙΑΣ ΑΠΟ ΤΟ 1G ΕΩΣ ΤΟ 5G[74]

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

## Επικοινωνίες mmWave

### 2.1 Εισαγωγή Στις Επικοινωνίες mmWave

Είναι πλέον κατανοητό ότι τα υπάρχοντα ασύρματα δίκτυα δεν μπορούν να καλύψουν την ζήτηση στα επόμενα χρόνια. Η ραγδαία ανάπτυξη των ασύρματων συσκευών έχει αλλάξει την κατανομή των αναγκών σε ασύρματα δεδομένα τόσο γεωγραφικά όσο και χρονικά. Για παράδειγμα, αναφορές επισημαίνουν ότι τα έξυπνα τηλέφωνα αποτελούν το 45% όλων των κινητών συσκευών που είναι συνδεδεμένες ασύρματα αλλά αποτελούν το 80% τις κίνησης σε ασύρματα δεδομένα. Το άλμα στην τεχνολογία έχει αυξήσει την ζήτηση σε ασύρματα δεδομένα με ένα ρυθμό που δεν ήταν αναμενόμενος πριν μερικά χρόνια. Η παγκόσμια ζήτηση σε ασύρματα δεδομένα αυξήθηκε κατά 63% σε μία χρονιά φτάνοντας τα 7.2 exabytes στο τέλος του 2016, ενώ αναμένεται μια αύξηση των 49.0 exabytes κάθε μήνα στο τέλος 2021 [111][105][60][18]. Ο αριθμός των δεδομένων που διακινούνται με τα ασύρματα δίκτυα, αυξάνεται με ένα ρυθμό πάνω από 50% κάθε χρόνο ανά χρήστη, και τείνει να κλιμακωθεί και να επιταχυνθεί την επόμενη δεκαετία, με την μεγαλύτερη χρήση του video και την εξέλιξη στον τομέα του Internet-of- Things (IoT).



**ΕΙΚΟΝΑ 1 Η ΠΑΓΚΟΣΜΙΑ ΖΗΤΗΣΗ ΣΕ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΕΔΟΜΕΝΑ ΣΦΑΛΜΑ! ΤΟ ΑΡΧΕΙΟ ΠΡΟΕΛΕΥΣΗΣ ΤΗΣ ΝΑΦΟΡΑΣ ΔΕΝ ΒΡΕΘΗΚΕ.**

Μία από τις προτεινόμενες λύσεις είναι η δημιουργία πιο πυκνού κυψελωτού δικτύου, με μικρότερες κυψέλες και από αυτές που χρησιμοποιούνται στις μικρο κυψέλες ώστε να εξυπηρετούν λιγότερους χρήστες. Η νέα προτεινόμενη αρχιτεκτονική, θα απαιτεί καλύτερο συντονισμό μεταξύ των κυψελών, το οποίο όμως με ενσύρματη σύνδεση, είναι ακριβό και δύσκολο στην υλοποίηση [06][07][72][78].

Για να μπορεί να καλυφθεί αυτή η ζήτηση, η βιομηχανία της ασύρματης επικοινωνίας κατευθύνεται προς την κυψελωτή τεχνολογία της 5ης γενιάς. Στις αρχές του 2012 η ITU (International Telecommunication Union) ξεκίνησε ένα πρόγραμμα για την ανάπτυξη του προτύπου IMT – 2020 (International Mobile Telecommunications) θέτοντας τις βάσεις για ερευνητικές δραστηριότητες που θα χρειαζόταν για τα συστήματα 5ης γενιάς. Έτσι, στόχος του προγράμματος είναι τα δίκτυα 5ης γενιάς (5G) να έρθουν σε επαφή με το κοινό μέχρι το 2020 φέρνοντας με αυτό τον τρόπο κοντά ανθρώπους, δεδομένα, εφαρμογές και μεταβάλλοντας τις πόλεις σε έξυπνα δικτυωμένα τηλεπικοινωνιακά περιβάλλοντα. Το 5G θα πρέπει να περιέχει πολύ υψηλές συχνότητες με τεράστιο εύρος ζώνης, πολλούς σταθμούς βάσης, ανοχή στην πυκνότητα συσκευών και έναν πρωτοφανή για τα μέχρι τώρα δεδομένα αριθμό κεραιών. Επίσης σε αντίθεση με τις προηγούμενες 4 γενιές, το 5G θα είναι πολύ πιο ολοκληρωμένο, καθώς θα συνδέει κάθε διεπαφή και το φάσμα από κοινού μεταξύ LTE και WiFi για την παροχή καθολικής κάλυψης υψηλού επιπέδου.

### 2.1.1 Απαιτήσεις και προκλήσεις στα δίκτυα 5ης γενιάς

Για να υλοποιηθούν όμως όλα αυτά, θα πρέπει να πληρούνται πολλαπλές απαιτήσεις οι οποίες έχουν προκλήσεις σε πολλά επίπεδα και θα πρέπει να υλοποιούνται ταυτόχρονα, καθώς

διάφορες εφαρμογές (applications) θα απαιτούν διαφορετικές επιδόσεις από το δίκτυο με ορισμένες από αυτές, ακόμα και αν το δίκτυο είναι στην αιχμή του, να χρειάζεται να δεσμεύουν ακόμα περισσότερους πόρους. Οι παραμέτρους που πρέπει να ικανοποιηθούν για το IMT-2020, στόχο έχουν να προσφέρεται σε κάθε χρήστη του δικτύου (Πινάκας 2)

- ρυθμός μετάδοσης δεδομένων που κυμαίνεται στα 100 Mbit/s - 1 Gbit/s
- με τον μέγιστο ρυθμό να αγγίζει τα 20 Gbit/s
- επαρκής εξυπηρέτηση ακόμα και όταν κινείται μέχρι και με 500km/h
- καθυστέρηση 1ms.

Και κάθε κυψέλη:

- θα έχει 100 φορές καλύτερη απόδοση ενέργειας
- θα έχει 2 ή 3 ή 5 φορές καλύτερη φασματική αποδοτικότητα
- θα μπορεί να διεκπεραιώνει ποσότητα κίνησης έως και 10 Mbps/τετραγωνικό μέτρο.

Requirement	Test environment	Indoor Hotspot-eMBB	Dense Urban-eMBB	Rural-eMBB	Urban Macro-mMTC	Urban Macro-URLLC	Evaluation methodology
1	Peak data rate	Downlink: 20 Gbps, Uplink: 10 Gbps			–	–	Analytical
2	Peak spectral efficiency	Downlink: 30 bps/Hz, Uplink: 15 bps/Hz			–	–	Analytical
3	User experienced data rate	–	Downlink: 100 Mbps Uplink: 50 Mbps	–	–	–	Analytical for single band and single layer cell layout Simulation for multi-layer cell layout
4	5 <sup>th</sup> percentile user spectral efficiency	Downlink: 0.3 bps/Hz Uplink: 0.21 bps/Hz	Downlink: 0.225 bps/Hz Uplink: 0.16 bps/Hz	Downlink: 0.12 bps/Hz Uplink: 0.445 bps/Hz	–	–	Simulation
5	Average spectral efficiency	Downlink: 9 bps/Hz Uplink: 6.75 bps/Hz	Downlink: 7.8 bps/Hz Uplink: 5.4 bps/Hz	Downlink: 3.3 bps/Hz Uplink: 1.6 bps/Hz	–	–	Simulation
6	Area traffic capacity	10 Mbps/m <sup>2</sup>	–	–	–	–	Analytical
7	Latency	User plane	4 ms	–	–	1 ms	Analytical
		Control plane	20 ms	–	–	20 ms	Analytical
8	Connection density	–	–	–	1,000,000 device/km <sup>2</sup>	–	Simulation
9	Energy efficiency	Shall have the capability to support a high sleep ratio and long sleep duration.			–	–	Inspection
10	Reliability	–	–	–	–	1-10 <sup>6</sup> success probability of transmitting a layer 2 PDU (protocol data unit) of 32 bytes within 1 ms	Simulation
11	Mobility	Normalized traffic channel link data rates of 1.5 bps/Hz at 10 km/h in the uplink	Normalized traffic channel link data rates of 1.12 bps/Hz at 30 km/h in the uplink	Normalized traffic channel link data rates of 0.8 and 0.45 bps/Hz at 120 and 600 km/h, respectively, in the uplink	–	–	Simulation
12	Mobility interruption time	0 ms			–	0 ms	Analytical
13	Bandwidth	At least 100 MHz			Shall support bandwidths up to 1 GHz for operation in higher frequency bands (e.g. above 6 GHz).		Inspection

## ΠΙΝΑΚΑΣ 2 ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ ITU-R ΓΙΑ IMT-2020 [30]

Πιο συγκεκριμένα, σε σχέση με τα 4G κυψελωτά δίκτυα, τα 5G δίκτυα, σύμφωνα με τον οργανισμό 5G Infrastructure Public Private Partnership (5G-PPP) θα πρέπει να ικανοποιούν

- 10-100 φορές μεγαλύτερο αριθμό συνδεδεμένων συσκευών.
- 1000 φορές υψηλότερο εύρος ζώνης ανά περιοχή.
- 10-100 φορές υψηλότερο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.
- Χρόνο καθυστέρησης 1 millisecond.
- 99.99% διαθεσιμότητα δικτύου.
- 100% κάλυψη.

- 90% μείωση στην κατανάλωση ενέργειας του δικτύου.

### 2.1.2 Λύσεις υλοποίησης των δικτύων 5<sup>ης</sup> γενιάς και η ζώνη των mmWave

Παρατηρούμε λοιπόν ότι οι απαιτήσεις που πρέπει να ικανοποιήσουν τα 5G κυψελωτά δίκτυα είναι μεγάλες. Η ικανοποίηση τους από τα υπάρχοντα 4G δίκτυα καθίσταται αδύνατη αλλά ούτε και μια επέκταση του δικτύου -κατά τα πρότυπα των προηγούμενων γενεών- είναι ικανή για την ικανοποίηση αυτών των στόχων. Οι λύσεις που προτείνονται για τις αυξημένες απαιτήσεις του 5G είναι:

- Massive multiple-input multiple-output (MIMO) κεραιές στους σταθμούς βάσεις και μικρότερες κεραιές από τις κινητές συσκευές λήψεις [90]
- Αύξηση του εύρους φάσματος και την χρήση ευρυζωνικών καναλιών (> 100 MHz).
- Πυκνότερο δίκτυο, με την χρήση μικρότερων κυψελών [83]
- Νέες διαμορφώσεις των σημάτων [38].

Η ζώνη συχνοτήτων από 30 GHz έως 300 GHz, γνωστή και ως millimeter wave (mmWave) έχει προταθεί να γίνει ένα σημαντικό μέρος της πέμπτης γενιάς δικτύων, για την παροχή υπηρεσιών επικοινωνίας, έτσι ώστε να προσφέρει σε μία κινητή συσκευή, τεράστιο εύρος φάσματος και multi-Gigabit-per second (Gbps) ταχύτητες επικοινωνίας [105]. Παρόλο που η millimeter wave (mmWave) τεχνολογία είναι γνωστή εδώ και καιρό χρησιμοποιούταν κυρίως για στρατιωτική χρήση. Με την εξέλιξη της τεχνολογίας και τις χαμηλού κόστους δυνατότητες υλοποίησης της, η millimeter wave (mmWave) τεχνολογία έχει αρχίσει και αποκτά προβάδισμα μεταξύ των ακαδημιών την βιομηχανία και τους οργανισμούς προτύπων. Η millimeter wave (mmWave) ζώνη αντιστοιχεί σε μήκος κύματος από 10mm έως 1mm. Ειδικότερα η συχνότητα των 60 GHz, έχει προβάδισμα στις multigigabit ασύρματες επικοινωνίες [82], προσφέροντας πλεονεκτήματα σε σχέση με υπάρχοντα επικοινωνιακά συστήματα [91]. Το πιο βασικό πλεονέκτημα της 60 GHz τεχνολογίας είναι το τεράστιο, αχρησιμοποίητο, εύρος φάσματος (έως 7 GHz), που υπάρχει παγκοσμίως. Σε σύγκριση με την ultra wideband (UWB) περιοχή από 3.1 GHz έως 10.6 [89], η περιοχή των 60GHz είναι συνεχόμενη και με λιγότερους περιορισμούς στην ισχύ εκπομπής σε σχέση με την UWB περιοχή η οποία υπόκειται σε αυστηρούς περιορισμούς λόγω

αλληλεπικαλυπτόμενων συστημάτων. Στον παρακάτω Πίνακα 3 δίνονται οι περιοχή συχνοτήτων και τα όρια ισχύος εκπομπής σε διάφορες χώρες του κόσμου.

Country name	Frequency band (GHz)	Effective isotropic radiated power (EIRP)	Antenna power (conductive power) and antenna gain	Occupied bandwidth
Japan	57-66	Not specified	Antenna power: <b>10 dBm (10 mW)</b> max. Antenna gain: 47 dBi max.	<b>2.5 GHz</b>
United States	57-64	Outdoors	• Antenna gain: In case of less than 51 dBi EIRP = 82 dBm-2* (51 - Antenna gain) • Antenna gain 51 dBi or over EIRP = 82 dBm	Not specified
		Indoors	40 dBm	Antenna power: 27 dBm (0.5 W) max. The power is limited according to the spectral density if the transmission bandwidth is less than 100 MHz.
Canada	57-64	40 dBm	Not specified	Not specified
South Korea	57-64	43 dBm or 57 dBm (fixed: Point-to-Point)	In the case of directional antennas Antenna power: 27 dBm (0.5 W) max. In the case of omni-directional antennas Antenna power: 20 dBm (0.1 W) max.	Not specified
Europe	57-66	40 dBm The power is limited according to the spectral density if the transmission bandwidth is less than 1 GHz	Not specified	Not specified
China	59-64	44 dBm	Antenna power: 10 dBm (10 mW) max. Antenna gain: 34 dBi max.	Not specified

ΠΙΝΑΚΑΣ 3 ΠΕΡΙΟΧΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΚΑΙ ΟΡΙΑ ΙΣΧΥΟΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΣΕ ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΧΩΡΕΣ ΠΑΓΚΟΣΜΙΩΣ

ΠΗΓΗ: IEEE 802.11-15/0594R0 [116]

Με μία γρήγορη ανάλυση φαίνεται ότι με εύρος φάσματος καναλιού 1 GHz στα 28 ή 73 GHz μπορούν να έχουμε ταχύτητες αρκετών Gbps data rate προς το UE με απλές κεραίες στην κινητή συσκευή [90], και έως 15 Gbps peak rates με συστοιχία κεραίων 4x4 στο UE και απόσταση 200 m μεταξύ των σταθμών βάσης (BSs) [52][38].

### 2.1.3 Πρότυπα στην περιοχή των mmWave συχνοτήτων

Το ενδιαφέρον, για τη παγκοσμίως ελεύθερη και μεγάλου φάσματος, συχνότητα των 60GHz, απαιτεί επανασχεδιασμό του τρόπου λειτουργίας της ασύρματης μετάδοσης και την μετάβαση από το πολυκατευθυντικό μέσο διάδοσης στο κατευθυντικό μέσο. Για το λόγο αυτό έχουν ήδη αναπτυχθεί διάφορα πρότυπα που καθορίζουν τον τρόπο λειτουργίας των wireless personal area networks (WPAN) και των wireless local area networks (WLAN), στην περιοχή των mmWave συχνοτήτων. Κάποια από αυτά είναι το ECMA-387 [39][95][108][35], το IEEE 802.15.3c [47], το IEEE 802.11ad [46], το WiMAX 802.16-2001, το ARIB STD-T69 (2005) και το ARIB STD-T74 (2005), WirelessHD.

### 2.1.3.1 Το IEEE 802.15.3c πρότυπο

Το IEEE 802.15.3c αναπτύχθηκε το 2009. Σκοπός του ήταν να δημιουργηθεί ένα εναλλακτικό φυσικό επίπεδο PHY με βάση την μιλλιμετρική διάδοση για το υπάρχον 802.15.3 WPAN πρότυπο. Αυτό το mmWave WPAN πρότυπο ορίστηκε να λειτουργεί στην περιοχή των 57-66 GHz. Το πρότυπο αυτό επιτρέπει την μετάδοση σε υψηλές ταχύτητες, σε κοντινές αποστάσεις (10m), για εφαρμογές με απαιτήσεις υψηλής ταχύτητας σύνδεσης με το διστάσιο, την προβολή σε πραγματικό χρόνο βίντεο υψηλής ανάλυσης, και για ανάγκες ασύρματης μεταφοράς δεδομένων με σκοπό την αντικατάσταση των καλωδίων σύνδεσης. Έτσι ορίστηκαν πέντε μοντέλα χρήσης (Usage models - UM) :

UM1 ) Uncompressed video streaming – Οι υψηλές ταχύτητες στην συχνότητα των 60GHz επιτρέπει την αποστολή HDTV σημάτων ασύρματα, εξαλείφοντας την ανάγκη καλωδίων σε συσκευές βιντεοπαιχνιδιών. Το πρότυπο μπορεί να λειτουργεί σε απόσταση 10m για ένα σήμα βίντεο 1920x1080 pixel, 24b/pixel, 60 frames/sec σε ταχύτητα 3.5Gb/S

UM2 ) Uncompressed Multivideo streaming – Σε κάποια συσκευές είναι απαραίτητη αποστολή πολλαπλών βίντεο σημάτων σε διαφορετικές συσκευές πχ από ένα TV box σε δυο ή παραπάνω τηλεοράσεις και κινητά. Συμφωνά με το πρότυπο 802.15.3c μπορούν να αποσταλούν τουλάχιστον δύο σήματα με 0.62Gb/s για ένα βίντεο 720x480 pixels/frame

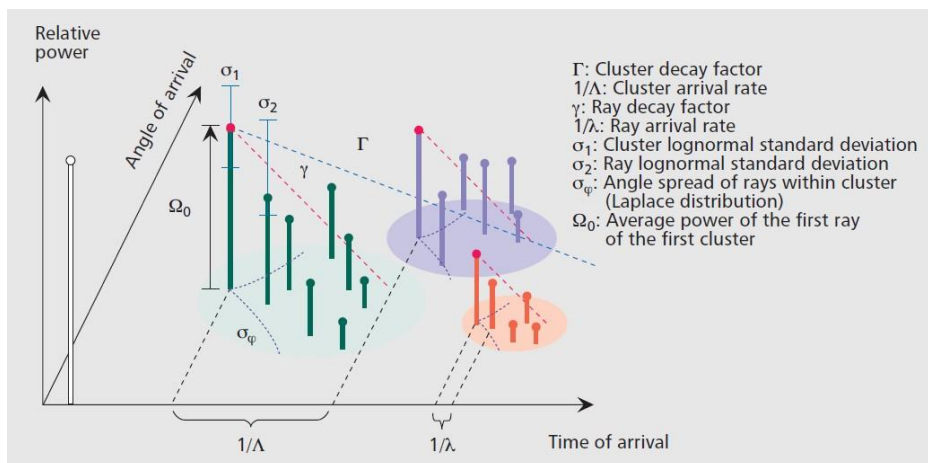
UM3 ) Office desktop – Σε αυτή την ομάδα σκοπός είναι η επικοινωνία του προσωπικού υπολογιστή με τα περιφερειακά του με υψηλές ταχύτητες αποστολή δεδομένων και προς τις δύο κατευθύνσεις. Ο στόχος του προτύπου είναι περιθώριο σφάλματος 0.08 packet error rate.

UM4 ) Conference ad hoc – Σε αυτή την ομάδα θεωρείται το σενάριο επικοινωνίας υπολογιστών μεταξύ τους χρησιμοποιώντας ένα 802.15.3c δίκτυο. Εδώ απαιτούνται μεγαλύτερες αποστάσεις σύνδεσης και καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών.

UM5 ) Kiosk file downloading - Στο τελευταίο σενάριο σκοπός είναι η εξυπηρέτηση upload και download αρχείων από κίосκια με σταθερές κεραίες.

Το μοντέλο καναλιού του 802.15.3c προτύπου συνδιάζει μία απευθείας σύνδεση των συσκευών (LOS) καθώς και τις ομάδες των ανακλώμενων NLOS συνδέσεων. Στο Εικόνα 2 που ακολουθεί

δίνεται μία γραφική παρουσίαση του καναλιού με οχτώ από του κύριους παράγοντες διάδοσης που καλύπτουν τα πιθανά σενάρια επικοινωνίας.



ΕΙΚΟΝΑ 2 ΓΡΑΦΙΚΗ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΜΕ ΟΧΤΩ ΑΠΟ ΤΟΥ ΚΥΡΙΟΥΣ ΠΑΡΑΓΟΝΤΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ[88]

Λόγω των διαφορετικών απαιτήσεων των UMs, αναπτύχθηκαν τρία διαφορετικά φυσικά επίπεδα PHY:

- 1) To single carrier mode - SC PHY
- 2) To High-speed interface mode – HSI PHY
- 3) Audio/ visual mode – AV PHY

Στο Πίνακα 4 που ακολουθεί δίνονται τα τρία διαφορετικά επίπεδα λειτουργίας και τα βασικά χαρακτηριστικά τους

	SC PHY	HSI PHY	AV PHY
Main usage model	Kiosk downloading, office desktop	Conference ad hoc, office desktop	Video streaming, multivideo streaming
Data rates	0.3 Mb/s–5.28 Gb/s	1.54–5.78 Gb/s	0.95–3.8 Gb/s
Modulation scheme	Single carrier	Orthogonal frequency-division multiplexing	Orthogonal frequency-division multiplexing
Forward error control coding options	Reed Solomon code, low-density parity check codes	Low-density parity check codes	Reed Solomon code, convolutional coding
Block size/fast Fourier transform size	512	512	512

ΠΙΝΑΚΑΣ 4 ΤΑ ΤΡΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΑ ΕΠΙΠΕΔΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ 802.15.3C ΠΡΟΤΥΠΟ[47]

### 2.1.3.2 Το WirelessHD πρότυπο

Το WirelessHD, γνωστό και ως UltraGig, είναι ένα ιδιόκτητο πρότυπο που ανήκει στην Silicon Image (αρχικά SiBeam ) για ασύρματη μετάδοση βίντεο υψηλής ευκρίνειας για καταναλωτικά ηλεκτρονικά προϊόντα. Η κοινοπραξία διαθέτει σήμερα περισσότερους από 40 εταιρίες μέλη . τα βασικά μέλη πίσω από τις προδιαγραφές περιλαμβάνουν Broadcom, Intel, LG, Panasonic, NEC, Samsung, SiBEAM, Sony, Philips και Toshiba .Οι προδιαγραφές ολοκληρώθηκαν τον Ιανουάριο του 2008.

Η προδιαγραφή WirelessHD βασίζεται σε ένα κανάλι 7 GHz στην ασύρματη ραδιοσυχνότητα Extremely High Frequency 60 GHz. Επιτρέπει είτε μία ελαφρώς συμπιεσμένη είτε μία ασυμπίεστη ψηφιακή μετάδοση σημάτων βίντεο και ήχου και δεδομένων υψηλής ευκρίνειας, ουσιαστικά καθιστώντας το ισοδύναμο ενός ασύρματου HDMI . Η εφαρμογή πρώτης γενιάς επιτυγχάνει ρυθμούς δεδομένων από 4 Gbit / s, αλλά η βασική τεχνολογία επιτρέπει θεωρητικές ταχύτητες δεδομένων τόσο υψηλές όσο 25 Gbit / s (σε σύγκριση με 10,2 Gbit / s για HDMI 1.3 και 21.6 Gbit / s για DisplayPort 1.2) για κλίμακα σε υψηλότερες αναλύσεις, βάθος χρώματος και εύρος. Η έκδοση 1.1 των προδιαγραφών αυξάνει τον μέγιστο ρυθμό δεδομένων στα 28 Gbit / s, υποστηρίζει κοινές τρισδιάστατες μορφές, ανάλυση 4K, δεδομένα WPAN, λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης για φορητές συσκευές και προστασία περιεχομένου HDCP 2.0.

Η ζώνη των 60 GHz συνήθως απαιτεί οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη και η προδιαγραφή WirelessHD βελτιώνει αυτόν τον περιορισμό με τη χρήση σχηματισμού δέσμης (beamforming) στις κεραίες δέκτη και πομπού για να αυξήσει την αποτελεσματική ακτινοβολούμενη ισχύ του σήματος, να βρει την καλύτερη διαδρομή και να χρησιμοποιήσει τις ανάκλαση των τοίχων . Το στόχος της απόστασης για τα πρώτα προϊόντα θα είναι εντός ενός δωματίου, από σημείο σε σημείο, χωρίς οπτική (NLOS) έως και 10 μέτρα. Η ατμοσφαιρική απορρόφηση ενέργειας 60 GHz από μόρια οξυγόνου περιορίζει την ανεπιθύμητη διάδοση σε μεγάλες αποστάσεις και συμβάλλει στον έλεγχο των παρεμβολών μεταξύ των διαμερισμάτων και της λήψης σε μεγάλες αποστάσεις, γεγονός που αποτελεί ανησυχία για τους κατόχους πνευματικών δικαιωμάτων.

Η προδιαγραφή WirelessHD έχει διατάξεις για κρυπτογράφηση περιεχομένου μέσω ψηφιακής προστασίας περιεχομένου μετάδοσης (DTCP) καθώς και διατάξεις διαχείρισης δικτύου. Ένα τυπικό τηλεχειριστήριο επιτρέπει στους χρήστες να ελέγχουν τις συσκευές WirelessHD και να επιλέγουν ποια συσκευή θα λειτουργήσει ως πηγή για την οθόνη

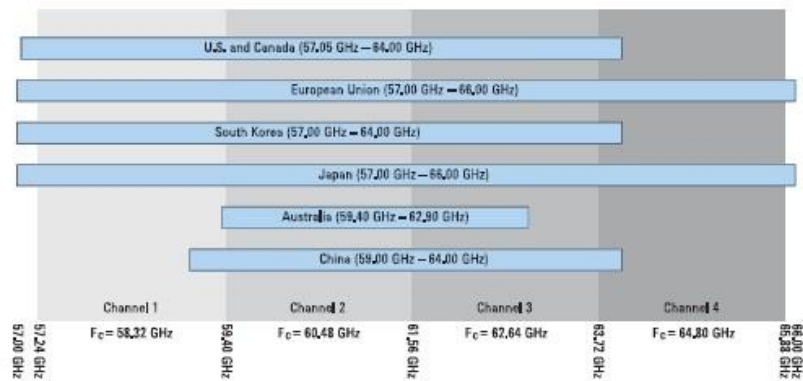
### 2.1.3.3 Το IEEE 802.11ad πρότυπο

Το IEEE 802.11ad πρότυπο αναπτύχθηκε για να προσφέρει multi-gigabit ανά δευτερόλεπτο ταχύτητες στις ασύρματες επικοινωνίες των χρηστών καθώς και την παροχή νέων υπηρεσιών στην συχνότητα των 60GHz. Σε σχέση με τα προηγούμενα 802.11 πρότυπα το 802.11ad εισάγει νέα medium access control (MAC) και physical (PHY) επίπεδα λόγω της πλήρως κατευθυντικής επικοινωνίας. Τα βασικά χαρακτηριστικά του IEEE 802.11ad περιλαμβάνουν

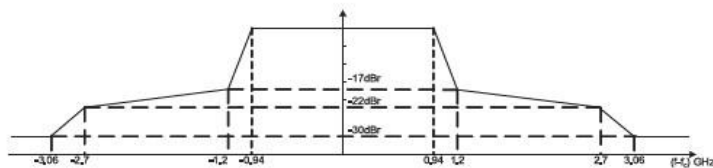
- Υποστήριξη data rates έως 8 Gbit/s, με 3 τρόπους λειτουργίας (mode)
  - 1) απλή λειτουργία, με σταθερή διαμόρφωση και χαμηλά data rate (single carrier)
  - 2) λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης, για συσκευές που λειτουργούν αυτόνομα με μπαταρία (single carrier)
  - 3) λειτουργία υψηλών επιδόσεων με OFDM διαμόρφωση και υψηλές ταχύτητες μετάδοσης
- Λειτουργία στην ζώνη των 60GHz
- Beamforming
  - βελτιστοποιεί της ισχύς στον δέκτη
  - παρέχει την απαραίτητη κέρδος κεραίας για να κάλυψη τις απώλειες ελεύθερας διάδοσης
  - αντιμετωπίζει τις παρεμβολές του καναλιού σε πραγματικό χρόνο
- Συμβατότητα με προηγούμενα παλαιότερα πρότυπα και λειτουργία και σε χαμηλότερες συχνότητες

**Πρότυπο IEEE 802.11ad - Κανάλια** ο εύρος ζώνης στην συχνότητα των 60GHz ορίζεται στα 2.16 GHz . Η ελεύθερη ζώνη συχνοτήτων από 57 GHz έως 66 GHz, ορίζεται με 6 κανάλια τα οποία όμως διαφέρουν αν περιοχές του πλανήτη. Μόνο το κανάλι 2 είναι διαθέσιμο σε όλες τις

περιοχές και για αυτό ορίζεται και ως το βασικό κανάλι. Στην Εικόνα 3 φαίνονται τα κανάλια ανά περιοχή, ενώ στη Εικόνα 4 δίνεται το spectrum mask ενός 802.11ad καναλιού.



ΕΙΚΟΝΑ 3 IEEE 802.11AD - ΚΑΝΑΛΙΑ [45]



ΕΙΚΟΝΑ 4 ΤΟ SPECTRUM MASK ΕΝΟΣ 802.11AD ΚΑΝΑΛΙΟΥ[45]

Στο πρότυπο 802.11ad έχουν ορισθεί 32 MCS με διαφορετικές κωδικοποιήσεις (από 1/2 έως

	MCS	Channel Coding	Modulation	Bit Rate (Mbps)
Control PHY	0	Short $\frac{3}{4}$ LDPC, (32x spreading)	$\pi/2$ - DBPSK	27.5
Single Carrier PHY	1 to 12	$\frac{1}{2}$ LDPC (2x spreading), $\frac{1}{2}$ LDPC, $\frac{5}{8}$ LDPC, $\frac{3}{4}$ LDPC, $\frac{13}{16}$ LDPC	$\pi/2$ - BPSK, $\pi/2$ - QPSK, $\pi/2$ - 16QAM	385 to 4620
		$\frac{1}{2}$ LDPC, $\frac{5}{8}$ LDPC, $\frac{3}{4}$ LDPC, $\frac{13}{16}$ LDPC	SQPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM	693 to 6756.75
OFDM PHY	13 to 24	$\frac{1}{2}$ LDPC, $\frac{5}{8}$ LDPC, $\frac{3}{4}$ LDPC, $\frac{13}{16}$ LDPC	SQPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM	693 to 6756.75
Low-Power Single Carrier PHY	25 to 31	<i>Outer code:</i> Reed-Solomon(224,208) <i>Inner code:</i> Block code(16/12/9/8,8)	$\pi/2$ - BPSK, $\pi/2$ - QPSK	626 to 2503

ΠΙΝΑΚΑΣ 5 ΤΑ 32 MCS ΚΑΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΕΙΣ ΤΟΥ 802.11AD[45]

13/16 LDPC ) και διαμορφώσεις ( BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM), χωρισμένα σε τέσσερις ομάδες PHY, όπως φαίνεται στο Πίνακα 5, και με ταχύτητες που κυμαίνονται από 27.5 Mbps έως 6756.75 Mbps

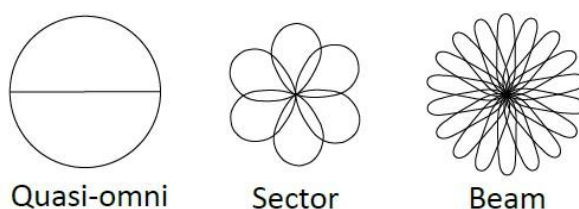
### **Πρότυπο IEEE 802.11ad – BEAMFORMING**

Η διαφοροποίηση του IEEE 802.11ad, σε σχέση με τα πρότερα 802.11 πρότυπα, είναι ότι καθορίζει ένα σχέδιο κατευθυντικής επικοινωνίας, εκμεταλλευόμενο το πλεονέκτημα της αύξηση του κέρδους της κεραίας με την χρήση της τεχνολογίας beamforming, με σκοπό να αντιμετωπίσει τις αυξημένες απώλειες στην ζώνη των 60 GHz [72]. Η τεχνολογία κατευθυνόμενης δέσμης (beamforming) χρησιμοποιείται για κατευθυντικές εκπομπές και λήψεις με προσαρμοζόμενο διάγραμμα εκπομπής και λήψης. Κατά την εκπομπή μίας κατευθυνόμενης δέσμης ελέγχεται πλήρως η φάση του σήματος εκπομπής και η ισχύς σε κάθε μία από τις κεραίες εκπομπής με σκοπό την δημιουργία του επιθυμητού λοβού εκπομπής. Κατά την λήψη, τα λαμβανόμενα σήματα από κάθε κεραία συνδυάζονται ανάλογα με το διάγραμμα εκπομπής. Τα χαρακτηριστικά διάδοσης των mmW διαφέρουν σημαντικά με βάση αν υπάρχουν LOS ή NLOS συνθήκες. Καθώς τα mmW σήματα υπόκεινται σε ελάχιστες απώλειες διάχυσης λόγω του μικρού μήκους κύματος τους, οι LOS συνδέσεις μπορούν να θεωρηθούν αντίστοιχες με της διαδόσεις ελευθέρου χώρου. Αντίθετα οι NLOS συνδέσεις, υπόκεινται σε μεγαλύτερες απώλειες της τάξης των 5.7 κατά μέσω όρο. Όμως αυτές οι απώλειες ελαχιστοποιούνται όταν υπάρχει ευθεία επικοινωνία μεταξύ πομπού και δέκτη. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί με την τεχνολογία beamforming.

Η ελαχιστοποίηση του μήκους των κεραιών επιτρέπει την εφαρμογή τους σε στοιχειοκεραίες δίνοντας σημαντικό πλεονέκτημα. Μία στοιχειοκεραία αποτελείται από περιοδικά τοποθετημένες κεραίες είτε σε σχηματισμό μίας διάστασης (σειρά) είτε σε σχηματισμό δύο διαστάσεων (array). Στην συνέχεια με το έλεγχο της φάσης κάθε κεραίας μπορούμε να οδηγήσουμε την δέσμη εκπομπής προς την κατεύθυνση που εμείς θέλουμε, αυξάνοντας το κέρδος προς αυτή την κατεύθυνση και περιορίζοντας την ισχύ προς άλλες κατευθύνσεις [99][111].

## Πρότυπο IEEE 802.11ad - Κατευθυντική επικοινωνία

Για να επιτευχθεί η ζητούμενη υψηλή ταχύτητα επικοινωνίας απαιτούνται υψηλού κέρδους κατευθυντικές κεραιές ή κεραιές μεταβαλλόμενης κατεύθυνσης. Σε αντίθεση με τις μικρότερες συχνότητες, στις mmWave περιοχή, τα στοιχεία των κεραιών είναι πολύ μικρότερα σε μέγεθος και μπορούν να τοποθετηθούν περισσότερες στον ίδιο χώρο. Η χρήση όμως κατευθυντικών κεραιών απαιτεί την ευθυγράμμιση του πομπού και του δέκτη. Στην mmWave περίπτωση η διάδοση έχει συμπεριφορά quasi-optical ελευθέρου χώρου, λόγω των μεγάλων απωλειών και περιορισμένων ανακλάσεων. Το IEEE 802.11ad πρωτόκολλο εισάγει προκαθορισμένα κωδικοποιημένα πρότυπα ακτινοβολίας, με κάθε ένα από τα πρότυπα να επικεντρώνει την ισχύ της κεραιάς σε μια συγκεκριμένη κατεύθυνση (αζιμούθιο). Στο Εικόνα 5 δίνεται μία προσέγγιση των προτύπων δέσμης εκπομπής.

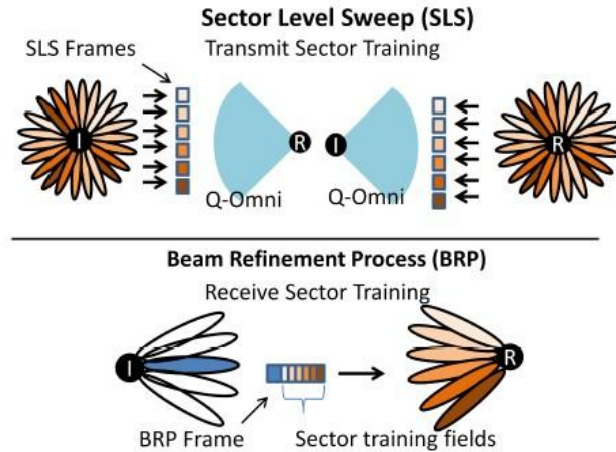


ΕΙΚΟΝΑ 5 ΠΡΟΤΥΠΑ ΔΕΣΜΗΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ[10]

Με περισσότερα στοιχεία να αποτελούν την κεραιά μπορούμε να επιτύχουμε μεγαλύτερο κέρδος κεραιάς και πιο ακριβή κατευθυντικότητα. Αυτό σημαίνει κατ' επέκταση ότι απαιτούνται και περισσότεροι τομείς (sectors) στην κεραιά, ώστε να καλυφθεί ολόκληρο το αζιμούθιο. Το πρότυπο IEEE 802.11ad επιτρέπει τη χρήση έως 128 τομέων ανά συσκευή. Ο αριθμός των πομποδεκτών επί των αριθμό των χρηστών που θα συνδεθούν καθορίζουν και την όγκο της εκπαίδευσης δέσμης σε ένα κατευθυντικό δίκτυο.

## Πρότυπο IEEE 802.11ad - εκπαίδευσης δέσμης (beam training)

Για να μπορέσουν ο πομπός και δέκτης να στρέψουν τις κεραιές τους ο ένας στον άλλο χρειάζεται μία διαδικασία εκμάθησης, και γι αυτό έχουν αναπτυχθεί τέτοιοι αλγόριθμοι με σκοπό να μειώσουν το χρόνο επίτευξης της ζεύξης. Μέσω της αμφίδρομης beamforming επικοινωνίας κάθε σταθμός επιλύει τις ρυθμίσεις που πρέπει να ορίσει στην κεραιά τόσο για την εκπομπή όσο και για την λήψη. Η εκμάθηση – εκπαίδευση δέσμης στο 802.11ad πρότυπο είναι μία διαδικασία δύο σταδίων, όπως φαίνεται και στο Εικόνα 6 : Το Sector Level Sweep (SLS) και το προαιρετικό Beam Refinement Process (BRP).



ΕΙΚΟΝΑ 6 SECTOR LEVEL SWEEP (SLS) ΚΑΙ BEAM REFINEMENT PROCESS (BRP) ΣΤΟ IEEE 802.11AD [96]

Στο SLS στάδιο πραγματοποιείται μία χαμηλής ταχύτητας PHY επικοινωνία μεταξύ των σταθμών. Σε αυτή την φάση επιλέγεται ο καλύτερος τομέας επικοινωνίας τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη [46][102]. Για να γίνει η αυτή η επιλογή του τομέα, ο πομπός αποστέλλει ένα «δείγμα» του κάθε τομέα προς τον δέκτη. Ο δέκτης με quasi-omni (Brodersen, 2006) directional διαμόρφωση κεραίας λαμβάνει τα «δείγματα». Η διαδικασία επαναλαμβάνεται και αντίστροφα. Στο BRP στάδιο γίνεται μία πιο ακριβής ρύθμιση στο επίπεδο του τομέα ώστε να βρεθεί η δέσμη ακτινοβολία που θα επιτρέψει την ταχύτερη δυνατή σύνδεση των σταθμών.

### Πρότυπο IEEE 802.11ad - Αναμετάδοση (Relay)

Λόγω της μικρής εμβέλειας των mmWave επικοινωνιών, το πρότυπο IEEE 802.11ad εισάγει και δύο τρόπους επικοινωνίας με την χρήση αναμεταδότη, τον link cooperating (LC) και τον link switching (LS).

Στο LS, εάν διακοπεί η φυσική σύνδεση ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη, λόγω παρεμβολής στην διάδοση, ο πομπός ανακατευθύνει την αποστολή των frames και τα αποστέλλει μέσω ενός αναμεταδότη. Η χρήση του αναμεταδότη πάει όταν αποκατασταθεί η απευθείας επικοινωνία πομπού δέκτη.

Στο LC, η χρήση αναμεταδότη πραγματοποιείται ακόμη και όταν είναι σε ισχύ και η απευθείας σύνδεση πομπού – δέκτη. Αυτό βοηθάει στο να βελτιωθεί η ποιότητα του σήματος και της ταχύτητας της επικοινωνίας. Στην LC επικοινωνία είναι δυνατή τόσο η ενίσχυση και αναμετάδοση του σήματος από τον αναμεταδότη όσο και η λήψη και απλή αποστολή του σήματος χωρίς ενίσχυση.

Οι ανάπτυξη δικτύου αναμεταδοτών απαιτείται τόσο για εσωτερικούς όσο και για εξωτερικούς χώρους, με την διαφορά ότι στη διάδοση στους εσωτερικούς χώρους ο αναμεταδότης χρειάζεται για την αντιμετώπιση non-line of sight NLOS καταστάσεων, ενώ στην διάδοση σε εξωτερικούς χώρους ο αναμεταδότης χρειάζεται για την επέκταση της ραδιοκάλυψης της ασύρματης επικοινωνίας

## 2.2 Περιβάλλον Διάδοσης στην ζώνη mmWave

Τα χαρακτηριστικά του mmWave καναλιού διάδοσης σε εσωτερικών, εξωτερικών, κυψελωτών, fronthaul και backhaul συστημάτων πρέπει να μελετηθούν διεξοδικά πριν από την μοντελοποίηση του. Τις τελευταίες τρεις δεκαετίες έχουν γίνει εκτεταμένες μελέτες για προσδιορίσουν τα φυσικά χαρακτηριστικά του καναλιού σε συχνότητες όπως 28GHz, 30 GHz, 40 GHz, 50 GHz, 60 GHz, 70 GHz, 80 GHz και 90 GHz . Αυτές οι μετρήσεις καλύπτουν κυρίως τις απώλειες διάδοσης, τους μηχανισμούς διάδοσης, τις απώλειες λόγω βροχής, ανθρώπινης παρεμβολής, διείσδυση σε διάφορα υλικά . Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι τα χαρακτηριστικά της ασύρματης διάδοσης των mmWave διαφέρουν από αυτές σε μικρότερες συχνότητες. Οι βασικότερες από τις απώλειες διάδοσης των μικροκυματικών διαδόσεων είναι :

### 2.2.1 Απώλειες Διάδοσης Ελευθέρου Χώρου (FSL)

Η πιο απλή εκτίμηση της απόσβεσης των mmWave κυμάτων είναι η περίπτωση του ελεύθερου χώρου μεταξύ δύο υποθετικών κεραιών με γνωστά χαρακτηριστικά ακτινοβολίας (π.χ. ιστροπικές κεραιές). Στο συγκεκριμένο μοντέλο θα πρέπει ο πομπός (T) και ο δέκτης (R) να έχουν άμεση οπτική επαφή (line of sight) και ο χώρος αναμεταξύ τους είναι ελεύθερος από αντικείμενα που θα μπορούσαν να απορροφήσουν ή να σκεδάσουν τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Για να μπορούμε να ισχυριστούμε ότι η κεραία εκπομπής (T) και η κεραία λήψης (R) βρίσκονται σε περιβάλλον «ελεύθερου χώρου» θα πρέπει η πρώτη ζώνη Fresnel, να είναι απαλλαγμένη από εμπόδια. Σε αυτήν την περίπτωση αν θεωρήσουμε  $P_T$ ,  $P_R$  την ισχύ που εκπέμπεται από τον πομπό και τον δέκτη αντίστοιχα,  $G_T$ ,  $G_R$  τα κέρδη της κεραίας του πομπού και του δέκτη στη κατεύθυνση λήψης αντίστοιχα,  $A$  την ενεργό περιοχή της κεραίας,  $d$  την απόσταση της ραδιοζεύξης, η διαθέσιμη ισχύς της κεραίας λήψης προκύπτει ίση με

$$P_R = \frac{P_T \cdot G_T}{4\pi \cdot d^2} \cdot A = \frac{P_T \cdot G_T}{4\pi \cdot d^2} \frac{\lambda^2 \cdot G_R}{4\pi} \quad (1)$$

Από όπου προκύπτει η εξίσωση του Friis :  $\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$  (2)

Συνεπώς η απώλεια διάδοσης σε dB για το μοντέλου διάδοσης ελεύθερου χώρου Free Space Loss είναι ίση με :

$$L_F = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_R}{P_T} = 10 \cdot \log_{10} G_T + 10 \cdot \log_{10} G_R - 20 \cdot \log_{10} f - 20 \cdot \log_{10} d + 147.6 \quad (3)$$

Όπως παρατηρούμε οι απώλειες στην διάδοση ελεύθερου χώρου είναι ανάλογες της συχνότητας  $f$  του εκπεμπόμενου σήματος. Δηλαδή όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα τόσο μεγαλύτερες και απώλειες και κατά συνέπεια τόσο μικρότερη είναι και η μέγιστη απόσταση διάδοσης.

### 2.2.2 Απώλειες λόγω Ανθρώπινης παρεμβολής

Το μικρό μήκος κύματος και η χρήση στενής δέσμης εκπομπής στις 60 GHz επικοινωνίες τις καθιστούν ευάλωτες στα εμπόδια, και ιδίως στο εμπόδιο του ανθρώπινου σώματος. Αρκετές μετρήσεις σε μελέτες έχουν δείξει ότι το ανθρώπινο σώμα ως εμπόδιο μπορεί να μειώσει την ισχύ του σήματος κατά 20 - 36 dB [100][91][92][85][68]. Το πόσο θα είναι αυτή η μείωση εξαρτάται από την ανθρώπινη δραστηριότητα. Έτσι, αν κάποιος κινηθεί μπροστά από μια εκπομπή θα προκαλέσει μία στιγμιαία διαταραχή της επικοινωνίας σε αντίθεση με το αν κάποιος σταθεί ακίνητος και για πολύ ώρα ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη όπου και μπορεί να προκαλέσει και μόνιμη διακοπή της επικοινωνίας.

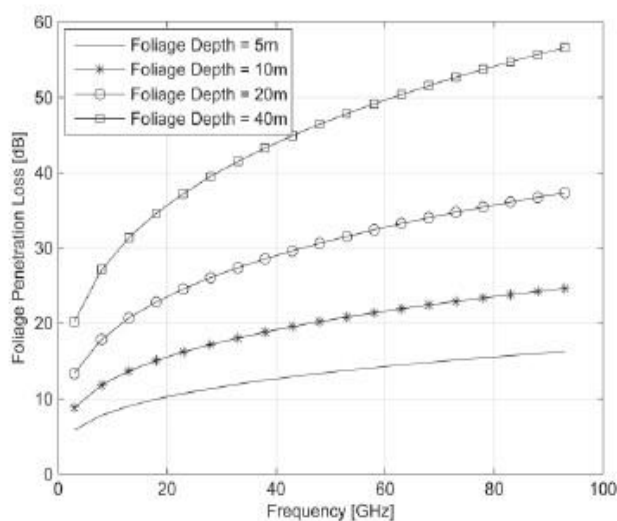
### 2.2.3 Απώλειες λόγω Βλάστησης

Οι απώλειες λόγω βλάστησης σε μία χιλιοστομετρική μετάδοση είναι σημαντικές και σε πολλές περιπτώσεις μπορούν να περιορίσουν σημαντικά την διάδοση . Ένας εμπειρικός τύπος έχει αναπτυχθεί για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω βλάστησης και δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$L_{fol} = \frac{(f)^{0.3}(D)^{0.6}}{5} \quad (4)$$

όπου  $L_{fol}$  οι απώλειες σε dB,  $D_{is}$  η συχνότητα μετάδοσης σε MHz και  $D$  s το βάθος της βλάστησης σε m, για  $D < 400m$  . Η σχέση είναι εφαρμόσιμη για περιοχή συχνοτήτων από 200MHz έως 95GHz. Στο σχήμα 1α δίνεται γραφικά η απώλειες λόγω βλάστησης σε βάθη 5, 10, 20, και 40 m. Παρατηρούμε

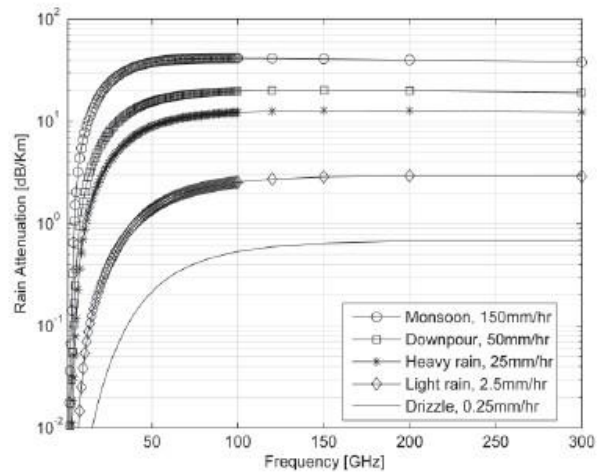
ότι, για παράδειγμα στη συχνότητα των 80 GHz και 10 m βάθος βλάστησης, οι απώλειες είναι 23.5 dB, το οποίο είναι 15 dB υψηλότερο από τις απώλειες στην συχνότητα των 3 GHz. Στην παρακάτω Εικόνα 7 δίνεται μία γραφική παράσταση των απωλειών λόγω βλάστησης σε σχέση με την συχνότητα και το βάθος της βλάστησης.



ΕΙΚΟΝΑ 7 ΓΡΑΦΙΚΗ ΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΤΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΛΟΓΩ ΒΛΑΣΤΗΣΗΣ ΣΕ ΣΧΕΣΗ ΜΕ ΤΗΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΤΟ ΒΑΘΟΣ ΤΗΣ ΒΛΑΣΤΗΣΗΣ [115]

## 2.2.4 Απώλειες λόγω Βροχόπτωσης

Οι χιλιοστομετρικές μεταδόσεις μπορούν να υποστούν σημαντικές μειώσεις όταν υπάρχει η παρουσία ισχυρής βροχόπτωσης. Οι σταγόνες τις βροχής είναι περίπου το ίδιο μέγεθος με το μήκος κύματος ( millimetres) και επομένως επιφέρουν σκεδάσεις στο εκπεμπόμενο σήμα. Στο Εικόνα 8 δίνεται γραφική απεικόνιση των απωλειών λόγω βροχής σε σχέση με την συχνότητα μετάδοσης και ρυθμού βροχής . Βλέπουμε για παράδειγμα ότι με ρυθμό βροχής 2.5 mm/h έχουμε απώλειες περίπου 1 dB/km, ενώ σε ισχυρή βροχόπτωση με ρυθμό βροχής 150 mm/h οι επικοινωνία μπορεί να διακοπή καθώς οι απώλειες είναι της τάξης των δεκάδων dB/ kilometer [15][22].



ΕΙΚΟΝΑ 8 ΓΡΑΦΙΚΗ ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΗ ΤΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΛΟΓΩ ΒΡΟΧΗΣ ΣΕ ΣΧΕΣΗ ΜΕ ΤΗΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΚΑΙ ΡΥΘΜΟΥ ΒΡΟΧΗΣ[115]

### 2.2.5 Απώλειες λόγω διείσδυσης

Σήματα χαμηλότερης συχνότητας μπορούν να διεισδύσουν ευκολότερα μέσα από κτήρια, τα mmW σήματα δεν μπορούν να διεισδύσουν εύκολα τα στερεά υλικά. Στο Πίνακα 6 δίνονται οι απώλειες διείσδυσης για κάποια από τα κύρια υλικά. Παρατηρούμε ότι η διείσδυση των mmW σημάτων σε κάποια υλικά όπως το γυαλί, το ξύλο, η γυψοσανίδα είναι ικανοποιητική. Σε κάποια υλικά όμως όπως το τούβλο, το τσιμέντο τα mmW σήματα δεν μπορούν να διεισδύσουν. Υψηλές απώλειες διείσδυσης λόγω τοίχων μπορούν να αξιοποιηθούν για να απομονώσουν κυψέλες [05][14][33][61].

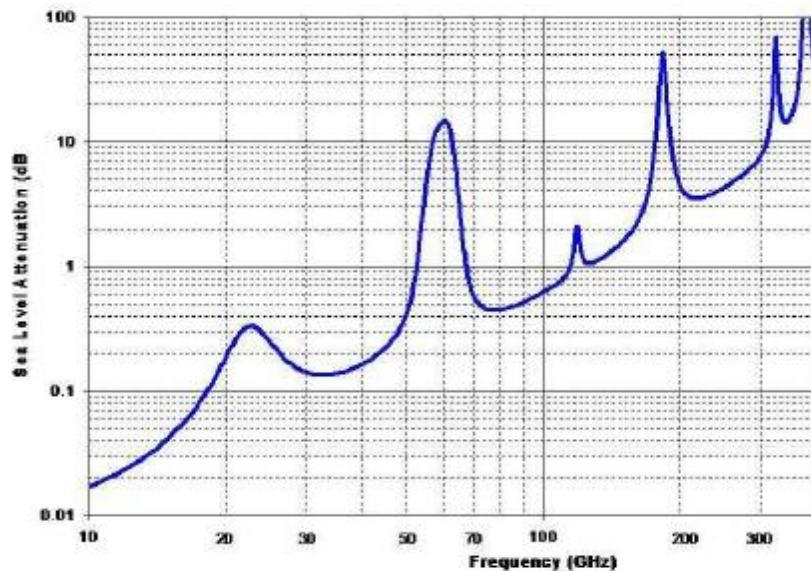
Material	Thickness (cm)	Attenuation (dB)		
		< 3 GHz [6, 8]	40 GHz [7]	60 GHz [6]
Drywall	2.5	5.4	–	6.0
Office whiteboard	1.9	0.5	–	9.6
Clear glass	0.3/0.4	6.4	2.5	3.6
Mesh glass	0.3	7.7	–	10.2
Chipwood	1.6	–	.6	–
Wood	0.7	5.4	3.5	–
Plasterboard	1.5	–	2.9	–
Mortar	10	–	160	–
Brick wall	10	–	t178	–
Concrete	10	17.7	175	–

ΠΙΝΑΚΑΣ 6 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΔΙΕΙΣΔΥΣΗΣ ΚΥΡΙΩΝ ΥΛΙΚΩΝ[75]

## 2.2.6 Ατμοσφαιρικές και μοριακές απώλειες

Οι χιλιοστομετρικές μεταδόσεις παρουσιάζουν τεράστιες απώλειες διάδοσης σε σχέση με μεταδόσεις που χρησιμοποιούν χαμηλότερες συχνότητες επικοινωνίας. Ατμοσφαιρικές και μοριακές απώλειες καθώς και τα χαρακτηριστικά απορρόφησης των mmWave περιορίζουν την εμβέλεια διάδοσης στις mmWave επικοινωνίες [59][61], όπως φαίνεται και στα σχήματα 1 και 2. Παρόλο αυτά, με μικρότερου μεγέθους κυψέλες, της τάξης των 200m, οι απώλειες λόγω βροχής και ατμόσφαιρας δεν δημιουργούν σημαντικό πρόβλημα. Πολλές μελέτες έχουν γίνει για την συχνότητα των 60 GHz band [14][19][31][41][51][71][79][87]. Οι απώλειες ελευθέρου χώρου είναι ανάλογες του τετραγώνου της απόστασης και με μήκος κύματος 5 mm, οι απώλειες αυτές είναι στα 60 GHz, 28 decibels (dB) περισσότερες από την συχνότητα των 2.4 GHz.

Όπως παρατηρούμε από το Εικόνα 9 η απορρόφηση λόγω των μορίων του οξυγόνου στα 60 GHz έχει ένα μέγιστο που κυμαίνεται από 15 έως 30 dB/km.



ΕΙΚΟΝΑ 9 ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΕΣ ΚΑΙ ΜΟΡΙΑΚΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΕ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΜΕ ΤΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ[84]

## 2.2.7 Μηχανισμοί διάδοσης

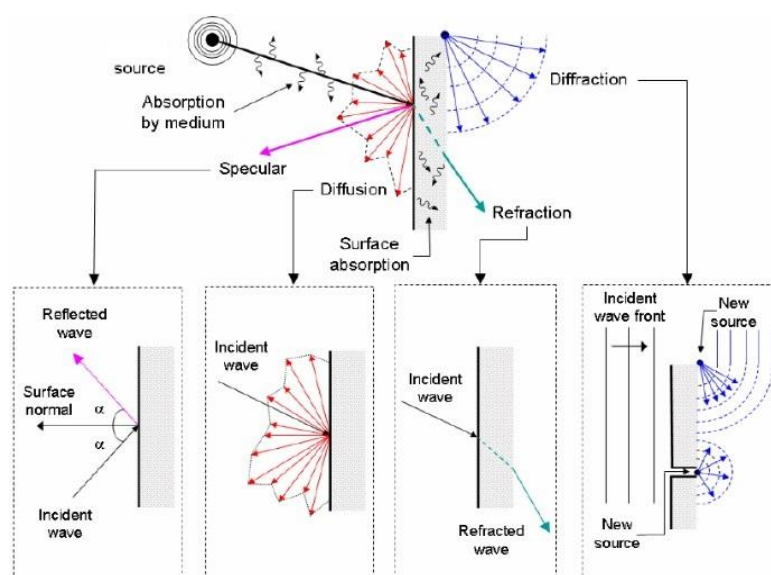
Στα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας η επικοινωνία των κινητών ή ακίνητων σταθμών και σταθμών βάσης στηρίζεται σε διάφορους μηχανισμούς διάδοσης των ραδιοκυμάτων που λαμβάνουν χώρα λόγω του μέσου διάδοσης. Φυσικά και τεχνητά εμπόδια συμμετέχουν στη διάδοση και επηρεάζουν το λαμβανόμενο σήμα. Ραδιοκύματα καταφθάνουν από διαφορετικές

κατευθύνσεις εξαιτίας των ποικίλων μηχανισμών διάδοσης. Οι τρεις μηχανισμοί διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων είναι :

Η ανάκλαση : όπου το σήμα προσπίπτει σε επιφάνεια μεγαλύτερη του μήκος κύματος του, όπως τοίχους, έπιπλα κτλ. Το σήμα μπορεί να ανακλαστεί πλήρως, ή να διαθλασθεί μερικώς. Οι συντελεστές της ανάκλασης και της διάθλασης είναι συναρτήσεις των ιδιοτήτων του υλικού μέσου και γενικά εξαρτώνται από την πόλωση του κύματος, τη γωνία πρόσπτωσης και τη συχνότητα.

Η περίθλαση : όπου το σήμα προσπίπτει σε ακμή αντικειμένου μεγαλύτερου του μήκους κύματος του. Τα δευτερογενή κύματα που παράγονται από την παρεμβαλλόμενη επιφάνεια εμφανίζονται ακόμα και πίσω από αυτή και φτάνουν στο δέκτη ακόμα και όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού-δέκτη.

Η σκέδαση : όπου το σήμα προσπίπτει σε ανώμαλη/τραχεία επιφάνεια με μήκος ανάλογο του μήκους κύματος του, δημιουργώντας πολλαπλά σκεδαζόμενα σήματα.



ΕΙΚΟΝΑ 10 ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ[56]

Αυτοί οι μηχανισμοί διάδοσης (Εικόνα 10) παίζουν σημαντικό ρόλο στα mmWaves [05][21][87]. Λόγω του μικρού μήκους κύματος των mmWave σημάτων, που κυμαίνεται από 1mm έως 10mm, οι μηχανισμοί διάδοσης τους διαφέρει δραστικά από αυτή των σημάτων κάτω από τα 3 GHz, γι' αυτό. Δομικά χαρακτηριστικά με ανάλογο μέγεθος με αυτό του μήκους κύματος, προκαλούν διάχυτη διασπορά, όπου κάθε μία από τις καινούργιες ακτίνες ανακλάται και διαχέεται στον χώρο προκαλώντας μείωση της ισχύς του σήματος. Επίσης πρέπει να ληφθεί

υπόψη ότι τα mmWave είναι πιο επιρρεπή στην διάθλαση από ό,τι στην ανάκλαση καθώς οι επιφάνειες σε αυτές της συχνότητες δεν είναι πλέον όσο λείες θεωρούνται στις μικρότερες συχνότητες. Μικρότερα αντικείμενα επηρεάζουν πλέον την μετάδοση καθώς οι δέσμες Fresnel είναι στενότερες αφού είναι ανάλογες του μήκους κύματος διάδοσης [90][83].

### 2.2.8 Διασπορά φαινομένου Doppler

Οι mmWave συχνότητες είναι επίσης ευαίσθητες και στο διασπορά λόγω φαινομένου Doppler . Το φαινόμενο Doppler είναι η παρατηρούμενη αλλαγή στη συχνότητα το μήκος κύματος από παρατηρητή που βρίσκεται σε σχετική κίνηση με την πηγή των κυμάτων. Για κύματα που διαδίδονται μέσα σε ένα υλικό μέσο (ηχητικά, υπερηχητικά, κύματα πίεσης κλπ.), η σχέση μεταξύ παρατηρούμενης συχνότητας ( $\nu'$ ) και εκπεμπόμενης (πραγματικής) συχνότητας ( $\nu$ ) δίνεται από τη σχέση:

$$\nu' = \left( \frac{u \pm u_o}{u \pm u_s} \right) \nu \quad (5)$$

όπου

$u$  είναι η ταχύτητα διάδοσης του κύματος (π.χ. 340 m/s για τον ήχο στον αέρα),

$u_o$  είναι η ταχύτητα του παρατηρητή ως προς το μέσο διάδοσης, και

$u_s$  είναι η ταχύτητα της πηγής (που εκπέμπει το κύμα) ως προς το μέσο διάδοσης.

Η διασπορά λόγω φαινομένου Doppler στις mmWave συχνότητες είναι σημαντικά μεγαλύτερες από αυτές κάτω των 3GHz, σε μία ισοτροπική μετάδοση με περιβάλλον υψηλής διάθλασης . Για παράδειγμα στις συχνότητες 30 GHz και 60 GHz η διασπορά είναι 10 και 20 φορές μεγαλύτερη από αυτήν στα 3 GHz και μπορεί να φτάσει και τα 16 KHz με ταχύτητα 80 Km/h στα 60 GHz [58][90].

### 2.2.9 Πόλωση Εκπομπής

Ένα από τα χαρακτηριστικά των κεραιών εκπομπής είναι η πόλωση. Η φορά του ηλεκτρικού πεδίου καθορίζει την πόλωση της κεραίας. Αν το ηλεκτρικό πεδίο είναι παράλληλο προς τη γη τότε η πόλωση ονομάζεται οριζόντια, ενώ όταν το ηλεκτρικό πεδίο είναι κάθετο προς την γη τότε μιλάμε για κάθετη πόλωση . Εκτός από τη γραμμική πόλωση (οριζόντια ή κάθετη) υπάρχει και η

Κυκλική πόλωση, όταν υπάρχει και κάθετο και οριζόντιο διάνυσμα και μάλιστα είναι ίσα τα δυο διανύσματα, και η ελλειπτική πόλωση, όταν υπάρχει και κάθετο και οριζόντιο διάνυσμα τα οποία είναι άνισα. Στα περισσότερα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών προτιμάται η γραμμική πόλωση και μάλιστα ο προσανατολισμός είναι οριζόντιος ή κάθετος ανάλογα με την περίπτωση. Τα τελευταία χρόνια με την σχεδίαση έξυπνων κεραιών (smart antennas) υπάρχει η τάση η πόλωση που χρησιμοποιείται να γίνει κυκλική ή ελλειπτική. Προφανώς η ελλειπτική πόλωση έχει κάποια πλεονεκτήματα ειδικά εφόσον η δέσμη της κεραίας είναι πλέον κατευθυνόμενη και ίσως παρουσιάζει και λιγότερες απώλειες κατά την διάδοση. Το τίμημα για αυτό το κέρδος είναι αυξημένη πολυπλοκότητα της κεραίας του δέκτη αλλά και του πομπού

.Σε αντίθεση με τα 2.4 GHz και 5 GHz συστήματα όπου τα χαρακτηριστικά της πόλωσης συχνά παραλείπονταν στην μοντελοποίηση του καναλιού, με την αποδοχή ότι οι απώλειες λόγω διαφοράς πόλωσης δεν είναι σημαντικές, στα 60 GHz συστήματα απαιτείται μία πιο αναλυτική περιγραφή των χαρακτηριστικών πόλωσης των κεραιών καθώς οι απώλειες λόγω διαφοράς πόλωσης είναι μεγάλες, τις τάξης των 10-20 dB [1] Η πόλωση έχει μεγάλο αντίκτυπο στις 60 GHz μεταδόσεις, παρόλο που οι NLOS (reflected) ζεύξεις παραμένουν ισχυρά πολωμένες. Η πόλωση των σημάτων αλλάζει με τις ανακλάσεις και η διαφορετική πόλωση στις κεραίες εκπομπής παρέχει διαφορετική ισχύ στο λαμβανόμενο σήμα που προέρχεται από διαφορετικές διαδρομές. (πχ., LOS, first-order reflection, second-order reflection). Γι' αυτό και είναι απαραίτητος ο ορισμός των χαρακτηριστικών πόλωσης σε μια 60 GHz μετάδοση [101][103][63][66][36].

## 2.3 Διαλείψεις

Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών χαρακτηρίζεται από τρία επί μέρους φαινόμενα: τις απώλειες διαδρομής (path loss), τη σκίαση ( shadowing ) και τις διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών (multipath fading). Το σήμα κατά τη διαδρομή του προς το δέκτη υφίσταται τυχαίες μεταβολές εύρους και φάσης συναρτήσει του χρόνου. Οι μεταβολές αυτές και ειδικότερα αυτές του πλάτους αποτελούν τις διαλείψεις (fading) και εκφράζονται σε dB. Διαλείψεις παρατηρούνται όταν υπάρχει στιγμιαία εκτροπή της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας προς άλλες κατευθύνσεις, συμβολή κυμάτων που φθάνουν στο δέκτη, συμβολή μεταξύ του κατευθείαν και του ανακλώμενου κύματος. Χωρίζονται σε διάφορες κατηγορίες και περιγράφονται παρακάτω

### **2.3.1 Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας (LARGE-SCALE FADING)**

Η συνιστώσα μακροχρόνιων διαλείψεων, μειώνεται βαθμιαία καθώς η απόσταση του πομπού με τον δέκτη αυξάνεται. Αυτή η βαθμιαία μείωση, που καλείται απώλειες διαδρομής (path loss), οφείλεται στην επέκταση του μετώπου, την απορρόφηση, και τη διασπορά του κύματος. Επίσης εξαρτώνται και από το περιβάλλον διάδοσης του κύματος. Εκτός από τη βαθμιαία μείωση, η τοπική μέση τιμή παρουσιάζει μικρές διακυμάνσεις για αποστάσεις δεκάδων μηκών κύματος που οφείλονται σε κατασκευές που είναι μεγάλες σε σχέση με το μήκος κύματος όπως τοίχοι, κτήρια και άλλα. Κάθε αντικείμενο που μπορεί να προκαλέσει φαινόμενα κυματοδήγησης ή σκίασης παρέχει μια πολλαπλασιαστική αλλαγή στη λαμβανόμενη ισχύ. Το φαινόμενο αυτό καλείται σκίαση (shadowing) και εκφράζει το τυχαίο φαινόμενο κατά το οποίο η τοπική μέση τιμή διαφέρει για σημεία που απέχουν την ίδια απόσταση από τον πομπό λόγω του διαφορετικού περιβάλλοντος που μεσολαβεί μεταξύ πομπού και δέκτη.

### **2.3.2 Διαλείψεις μικρής κλίμακας (SMALL-SCALE FADING)**

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας περιγράφουν την απότομη διακύμανση του πλάτους του σήματος σε μικρό χρονικό διάστημα ή σε μικρή διανυόμενη απόσταση, ώστε τα φαινόμενα διαλείψεων μεγάλης κλίμακας να μπορούν να αμεληθούν. Οι διαλείψεις αυτές προκύπτουν από τη συμβολή δύο ή περισσότερων εκδοχών του μεταδιδόμενου σήματος που αφικνούνται στο δέκτη σε ελαφρώς διαφορετικές χρονικές στιγμές, ή ισοδύναμα, με μικρή διαφορά φάσης. Η συμβολή αυτών των κυμάτων μπορεί σε μια δεδομένη χρονική στιγμή να είναι καταστροφική (αναρετική) ή εποικοδομητική, ανάλογα με τις σχετικές διαφορές φάσης. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας εκδηλώνονται με δύο μηχανισμούς όσον αφορά την παραμόρφωση του λαμβανόμενου σήματος, τη χρονική διασπορά του σήματος (signal dispersion) και τη χρονική διακύμανση της συμπεριφοράς του καναλιού (variance). Η διασπορά είναι ο μηχανισμός που εκφράζεται με τον διασκορπισμό της χρονικής διάρκειας των συμβόλων πληροφορίας στη λήψη του σήματος πληροφορίας λόγω των πολλαπλών διαδρομών που μεσολαβούν. Η διακύμανση είναι ο μηχανισμός που εκφράζεται ως η διαφορετική από στιγμή σε στιγμή συμπεριφορά του καναλιού εξαιτίας της σχετικής κίνησης πομπού-δέκτη ή της κίνησης σωμάτων του περιβάλλοντα χώρου. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας καλούνται διαλείψεις Rayleigh, εάν υπάρχουν πολλές διαφορετικές διαδρομές και δεν υπάρχει ισχυρή συνιστώσα λόγω οπτικής επαφής. Στην περίπτωση που υπάρχει μία ισχυρή LOS συνιστώσα, η κατανομή των διαλείψεων μικρής κλίμακας περιγράφεται από μια Rice κατανομή.

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας εξαρτώνται από την φύση του εκπεμπόμενου σήματος σε σχέση με τα χαρακτηριστικά του καναλιού διάδοσης. Ανάλογα με την εξάρτηση, από την μία από το εύρος ζώνης και την περίοδο του συμβόλου και από την άλλη από χρόνο συνοχής (coherence time), τη διασπορά Doppler, τη συνοχή του εύρους ζώνης (coherence bandwidth) και τη χρονική διασπορά (delay spread), διαφορετικά εκπεμπόμενα σήματα θα υποστούν διαφορετικού τύπου διαλείψεις. Έτσι το delay spread οδηγεί σε χρονική διασπορά (time dispersion) και frequency-selective διαλείψεις ενώ το Doppler spread οδηγεί σε διασπορά συχνότητας (frequency dispersion) και time-selective διαλείψεις. Υπάρχουν πολλοί φυσικοί παράγοντες που επηρεάζουν τις διαλείψεις μικρής κλίμακας σε ένα ασύρματο κανάλι διάδοσης. Οι πιο σημαντικοί είναι:

- 1) Διάδοση πολλαπλής διαδρομής: Οι μηχανισμοί διάδοσης των κυμάτων έχουν σαν αποτέλεσμα τη δημιουργία πολλαπλών εκδοχών του εκπεμπόμενου σήματος, οι οποίες λαμβάνονται στην κεραία λήψης, μετατοπισμένες στο χωρικό και χρονικό προσανατολισμό. Τα διαφορετικά αυτά κύματα πολλαπλής διαδρομής έχουν τυχαίο πλάτος και φάση, δημιουργώντας έτσι διακυμάνσεις στην ισχύ των σημάτων και συνεπώς διαλείψεις μικρής κλίμακας.
- 2) Κίνηση του κινητού: Η σχετική κίνηση μεταξύ του σταθμού βάσης και ενός κινητού δέκτη επιφέρει τυχαία μεταβολή της συχνότητας εξαιτίας των διαφορετικών μετατοπίσεων Doppler των κυμάτων πολλαπλής διαδρομής. Η μετατόπιση Doppler μπορεί να είναι θετική ή αρνητική ανάλογα με το αν ο κινητός δέκτης πλησιάζει ή απομακρύνεται από το σταθμό βάσης
- 3) Κίνηση των αντικειμένων του περιβάλλοντος: Η κίνηση των αντικειμένων σε ένα ασύρματο κανάλι επιφέρει μια χρονικά μεταβαλλόμενη μετατόπιση Doppler στα κύματα πολλαπλής διαδρομής. Η κίνηση των αντικειμένων του περιβάλλοντος λαμβάνεται υπόψη όταν είναι μεγαλύτερη από την ταχύτητα του κινητού δέκτη, αλλιώς μπορεί να αγνοηθεί και να εξεταστεί μόνο η ταχύτητα του δέκτη
- 4) Εύρος ζώνης εκπομπής του σήματος: Εάν το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου ραδιοσήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του καναλιού πολλαπλής διαδρομής

## **2.3.2 Εκτίμηση καναλιού διάδοσης**

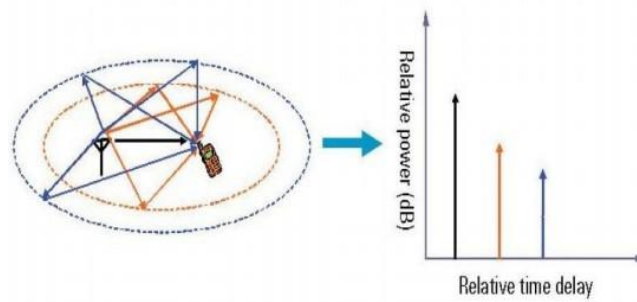
Στις ασύρματες επικοινωνίες το εκπεμπόμενο σήμα φτάνει στον δέκτη από διαφορετικές διαδρομές. Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες προκαλούν διασπορά σε ισχύ, χρόνο, συχνότητα και γωνία. Αυτές οι διασπορές έχουν να κάνουν με τα χαρακτηριστικά του καναλιού και παίζουν σημαντικό ρόλο στο λαμβανόμενο σήμα.

### **2.3.2.1 Διασπορά συχνότητας- Doppler spread**

Η μετατόπιση Doppler είναι η μετατόπιση στην συχνότητα που υφίσταται ένα σήμα, όταν είτε ο πομπός είτε ο δέκτης είναι σε κίνηση, και η διασπορά Doppler είναι το μέτρο το οποίο μας δείχνει το εύρος των συχνοτικών μετατοπίσεων Doppler (Doppler shifts) που έχουμε στο κανάλι. Ο χρόνος συνοχής του καναλιού, δηλαδή το χρονικό διάστημα που δύο τμήματα ενός εκπεμπόμενου σήματος έχουν ισχυρή συσχέτιση, είναι αντίστροφος ανάλογο της διασποράς Doppler.

### **2.3.2.2 Διασπορά Ισχύος -Power delay spread**

Στα ασύρματα κανάλια πολλαπλών διαδρομών, ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό είναι το προφίλ καθυστέρησης ισχύος (Power Delay Profile). Αυτό μας δείχνει την ένταση του κάθε σήματος που λαμβάνεται μέσα από ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών σε συνάρτηση με την χρονική καθυστέρηση. Είναι αρκετά εύκολο να μετρηθεί εμπειρικά και χρησιμοποιείται για να εξάγει παραμέτρους όπως είναι η διασπορά καθυστέρησης (delay spread). Στο Εικόνα 11 φαίνεται το προφίλ καθυστέρησης ισχύος για κανάλι με 3 μονοπάτια. Το σκούρο που είναι και το άμεσο μονοπάτι καλείται μονοπάτι οπτικής επαφής (LOS: Line-of-Sight), ενώ τα υπόλοιπα 2 (NLOS) συνιστούν τα ανακλώμενα μονοπάτια. Παρατηρούμε ότι το διάγραμμα μας καθιστά γνωστό, το χρονικό εύρος μέσα στο οποίο τα πολλαπλά είδωλα του σήματος καταφθάνουν στο δέκτη και σε ποιες χρονικές στιγμές το καθένα.



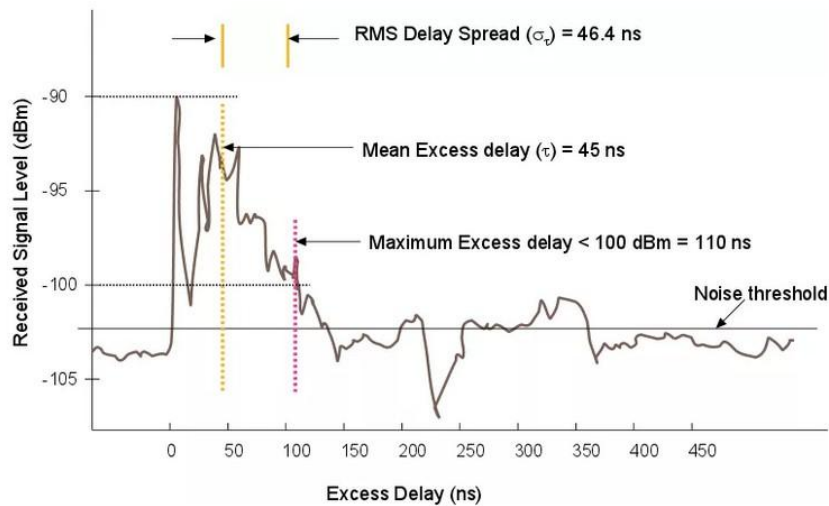
ΕΙΚΟΝΑ 11 ΤΟ ΠΡΟΦΙΛ ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΓΙΑ ΚΑΝΑΛΙ ΜΕ 3 ΜΟΝΟΠΑΤΙΑ [42]

Η φασματική πυκνότητα της ισχύος του καναλιού σε συνάρτηση με το χρόνο δίνεται από την σχέση

$$\rho(\tau) = R_{hh}(0, \tau) = E[|h(t, \tau)|^2] \quad (6)$$

### 2.3.2.3 Διασπορά χρόνου - Delay spread

Το Delay spread είναι η πιο γνωστή παράμετρος που χρησιμοποιείται για να περιγράψει τη ιδιότητα της χρονικής διασποράς ενός καναλιού. Καθώς τα σήματα ακολουθούν διαφορετικές διαδρομές από τον πομπό στον δέκτη, φτάνουν και με διαφορετικές χρονικές καθυστερήσεις, αναλόγως του μήκος της διαδρομής που ακολούθησαν. Από το διάγραμμα για το προφίλ καθυστέρησης ισχύος (Εικόνα 12) παρατηρούμε ότι υπάρχει μια εξάπλωση (spread) των καθυστερήσεων στο χρόνο η οποία μας είναι αρκετά χρήσιμη στην περιγραφή του ασύρματου καναλιού καθώς μπορεί να μας πληροφορήσει για το εύρος συχνοτήτων μέσα στο οποίο μπορώ να θεωρήσω ότι το κανάλι δεν αλλάζει σημαντικά. Είναι λοιπόν απαραίτητη η ανάλυση ενός μεγέθους που θα περιγράψει τη διασπορά των καθυστερήσεων στο πεδίο του χρόνου, δηλαδή στην πράξη πόσο ευρύ ή στενό είναι το προφίλ καθυστέρησης ισχύος. Αυτό το μέγεθος ονομάζεται διασπορά καθυστέρησης (delay spread). Στη παρακάτω Εικόνα 12 δίνεται το Power Delay Profile (PDP) μίας μετάδοσης με πολλαπλές διαδρομές σήματος.



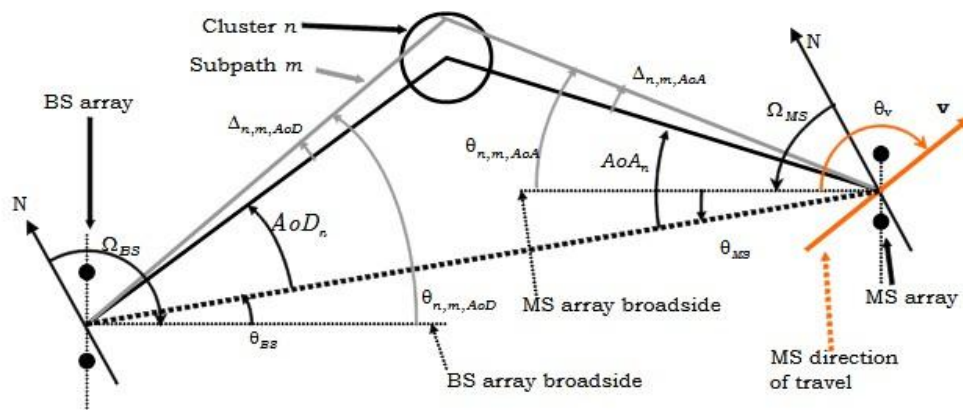
**ΕΙΚΟΝΑ 12 POWER DELAY PROFILE (PDP) ΜΙΑΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΜΕ ΠΟΛΛΑΠΛΕΣ ΔΙΑΔΡΟΜΕΣ ΣΗΜΑΤΟΣ**  
**ΣΦΑΛΜΑ! ΤΟ ΑΡΧΕΙΟ ΠΡΟΕΛΥΣΗΣ ΤΗΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΔΕΝ ΒΡΕΘΗΚΕ.**

- Καθυστέρηση πρώτης άφιξης ( $\tau_a$ ): είναι η καθυστέρηση της πρώτης διαδρομής άφιξης που μετριέται στον δέκτη. Αυτή η καθυστέρηση είναι συνήθως η καθυστέρηση της ελάχιστης διαδρομής από τον πομπό στον δέκτη και χρησιμοποιείται ως αναφορά για τις υπόλοιπες μετρήσεις. Οποιαδήποτε καθυστέρηση προς τα δεξιά αυτής λέγεται επιπρόσθετη καθυστέρηση.
- Μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση ( $\tau_e$ ): είναι η μέση καθυστέρηση που μετριέται σε σχέση με την καθυστέρηση πρώτης άφιξης.
- Μέγιστη επιπρόσθετη καθυστέρηση ( $\tau_m$ ): μετριέται με αναφορά κάποια συγκεκριμένη στάθμη ισχύος.
- RMS εξάπλωση καθυστέρησης ( $\tau_d$ ): ο όρος αυτός χρησιμοποιείται συνήθως ως μέτρο της εξάπλωσης καθυστέρησης και είναι η τυπική απόκλιση από τη μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση. Το rms Delay Spread μου δίνει μια πιο σωστή προσέγγιση του εύρους των καθυστερήσεων αφού εξηγείται διαισθητικά ως η μέση τιμή της διαφοράς δύο χρονικών στιγμών με αξιόλογη ισχύ και να δίνεται από την σχέση

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum g_i (\tau_i - \bar{\tau})^2}{\sum g_i}} \quad (7)$$

### 2.3.2.4 Διασπορά Γωνίας – Angle spread

Το Angle spread είναι το μέτρο του πώς τα πολλαπλά σήματα φθάνουν σε σχέση με την μέση τιμή της γωνίας αναχώρησης. Έτσι το angle spread αναφέρεται στην διασπορά των γωνιών στη κεραία του δέκτη. Εκτός από την διασπορά γωνίας Angle of Arrival, AoA στο δέκτη υπάρχει και αντίστοιχα η γωνιακή διασπορά στον πομπό. Το φαινόμενο καλείται διασπορά γωνίας στον πομπό Angle of Departure, AoD και εξαρτάται από το διάγραμμα ακτινοβολίας του πομπού. Στην παρακάτω Εικόνα 13 φαίνονται οι διαφορετικές διαδρομές που ακολούθησαν τα σήματα ώστε να φθάσουν στον δέκτη και οι διαφορετικές γωνίες άφιξης σε αυτόν, φαίνονται οι γωνίες αναχώρησης AoD και άφιξης AoA σε μία στοιχειοκεραία όπως αυτή αποτυπώνεται και ορίζεται στην οδηγία του Project IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group [41][44].



ΕΙΚΟΝΑ 13 ΓΩΝΙΕΣ ΑΝΑΧΩΡΗΣΗΣ ΑΟD ΚΑΙ ΑΦΙΞΗΣ ΑΟΑ ΣΕ ΜΙΑ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ[02]

Το λαμβανόμενο σήμα εξαρτάται από το είδος της στοιχειοκεραίας, την απόσταση των στοιχείων της, το μήκος της κτλ. Η απόσταση συνοχής (coherence distance,  $D_c$ ) περιγράφει τις διαλείψεις μικρής κλίμακας και ορίζεται ως η μέγιστη απόσταση για την οποία οι διαλείψεις που υφίσταται ένα σήμα είναι επαρκώς συσχετισμένες μεταξύ τους. Πιο αυστηρά η απόσταση συνοχής ορίζεται ως το χωρικό διάστημα στο οποίο ο δέκτης αυτοσυσχέτισης των λαμβανομένων συνιστωσών πέφτει από το 1 στο 0.7 και είναι αντιστρόφως αναλόγως της εξάπλωσης γωνίας  $\theta_{rms}$ . Όσο μεγαλύτερη είναι η εξάπλωση γωνίας τόσο μικρότερη είναι η απόσταση συνοχής.

Σύμφωνα με το 3GPP TR 38.900 V14.2.0 του 2017 η προτεινόμενη σχέση που δίνει την γωνιακή διασπορά Angular Spread – AS δίνεται από :

$$AS = \sqrt{-2 \log \left[ \left| \frac{\sum_{N=1}^N \sum_{M=1}^M \exp(j\varphi_{n,m}) P_{n,m}}{\sum_{N=1}^N \sum_{M=1}^M P_{n,m}} \right| \right]} \quad (8)$$

Όπου  $P_{n,m}$  η ισχύς του m-ιστης υπο-διαδρομής της n-ιστης διαδρομής και  $\varphi_{n,m}$  είναι η γωνία της υπο-διαδρομής (είτε AoA, AoD) σε rad.

### 2.3.4 Μοντέλα κατανομής

Για τις ασύρματες επικοινωνίες γενικά, υπάρχουν διάφορα μοντέλα για την στατιστική κατανομή της λήψης σήματος. Οι ταχείες διακυμάνσεις για τη στιγμιαία λαμβανόμενη ισχύ, λόγω των επιδράσεων των πολλαπλών διαδρομών, περιγράφονται συνήθως από τα μοντέλα Rayleigh, Rician, Nakagami-m.

#### 2.3.4.1 Μοντέλο κατανομής Rayleigh

Το μοντέλο αυτό ακολουθεί την κατανομή Rayleigh η οποία είναι συνεχής, και είναι ένα από τα πιο διαδεδομένα που υπάρχουν. Προσπαθεί να προσομοιώσει την επίδραση του καναλιού σε ένα σήμα που μεταδίδεται σε περιβάλλον με πολλαπλές ανακλαστικές επιφάνειες. Τέτοιο περιβάλλον μπορεί να είναι ένα πυκνά δομημένο αστικό περιβάλλον.

Η Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας (PDF) της κατανομής Rayleigh δίνεται από τον τύπο

$$P_{Rayleigh}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), 0 \leq r \leq \infty \quad (9)$$

όπου  $r$  είναι το πλάτος, και η παράμετρος  $2\sigma^2$  είναι η μέση ισχύς. Θα πρέπει να σημειωθεί πως το μοντέλο Rayleigh αφορά συστήματα όπου οπτική επαφή δεν υπάρχει (Non Line of Sight- NLOS). Φαινόμενα όπως ανάκλαση, περίθλαση, διάθλαση και εξασθένιση του σήματος μπορούν να προκληθούν από διάφορα εμπόδια όπως μπορεί να είναι τα κτίρια.

#### 2.3.4.2 Μοντέλο κατανομής Rice

Η κατανομή Rice χρησιμοποιείται συνήθως για διάδοση διαδρομών με ισχυρή συνιστώσα οπτικής επαφής LOS μεταξύ πομπού και δέκτη και κάποιες ασθενέστερες δευτερεύουσες τυχαίες συνιστώσες που προέρχονται από τις υπόλοιπες διαδρομές που ακολουθεί το σήμα. Η Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας (PDF) μιας τυχαίας μεταβλητής  $X$  για την κατανομή Rice δίνεται από τον τύπο

$$p_x(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2+A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right), & x \geq 0, A \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (10)$$

Όπου  $\sigma$ : η ρίζα της μέσης τιμής της ισχύος του σήματος

$X$ : το πλάτος του σήματος

$A$ : το μέγιστο πλάτος της συνιστώσας του κυρίαρχου σήματος

$I_0$ : η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους

### 2.3.4.3 Μοντέλο κατανομής Nakagami-m

Μία πολύ χρήσιμη κατανομή είναι η Nakagami-m η οποία είναι μία προσεγγιστική κατανομή για το πλάτος της περιβάλλουσας. Από μετρήσεις έχει αποδειχθεί ότι το πλάτος ακολουθεί τη συγκεκριμένη κατανομή. Η κατανομή αυτή μπορεί να περιγράψει είτε καλύτερες είτε χειρότερες συνθήκες διαλείψεων από τη Rayleigh, επιλέγοντας κατάλληλες τιμές για τη παράμετρο  $m$ . Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF) μιας τυχαίας μεταβλητής  $X$  για κατανομή Nakagami δίνεται από τον τύπο

$$p_x(x) = \begin{cases} \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)\sigma^{2m}} e^{-\frac{mx^2}{\sigma^2}}, & x \geq 0, m \geq 1/2 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (11)$$

Όπου  $\Gamma$ : η συνάρτηση Γάμα

$\sigma$ : η μέση τιμή της ισχύος του σήματος

$m$ : ο συντελεστής εξασθένησης

Το πρόβλημα με τις mmWave μεταδόσεις, όπως είδαμε, είναι οι μεγάλες απώλειες κατά την διάδοση και η ευαισθησία τους σε εμπόδια, σε σχέση με μεταδόσεις χαμηλότερων συχνοτήτων, κυρίως των τσιμεντένιων εξωτερικών τοίχων των κτηρίων. Αυτό σημαίνει ότι είναι απίθανη η ραδιοκάλυψη από εξωτερική κυψέλη, των εσωτερικών χώρων κτηρίων. Μετρήσεις, χρησιμοποιώντας κατευθυντικές κεραιές [81][89][105], έχουν δείξει ενδιαφέροντα αποτελέσματα στην συμπεριφορά των mmWave μεταδόσεων. Τα εμπόδια προκαλούν μεγάλες διαφορές στα χαρακτηριστικά διάδοσης ανάμεσα στις line-of-sight (LOS) διαδρομές και τις non-

line-of-sight (NLOS) διαδρομές. Τέτοιες μεγάλες διαφορές είχαν παρατηρηθεί παλαιότερα και σε μελέτες στην ζώνη των ultra high frequency bands (UHF) από 300 MHz έως 3 GHz,[03]. Οι διαφορές αυτές όμως είναι σημαντικές στις mmWave μεταδόσεις καθώς τα φαινόμενα περίθλασης είναι μηδαμινά, με ελάχιστα διασκορπισμένα clusters [08]. Μετρήσεις [81][89][105] δείχνουν ότι τα mmWave σήματα διαδίδονται στην ελεύθερο χώρο με απώλειες εκθέτη 2. Στην περίπτωση των NLOS διαδρομών όμως οι απώλειες είναι εκθετικά μεγαλύτερες και με περισσότερη σκίαση [89][81]. Οι απώλειες στις NLOS διαδρομές εξαρτώνται περισσότερο από το περιβάλλον διάδοσης

### **2.3.5 Μοντέλα απωλειών διάδοσης (Loss path models)**

Το πρόβλημα της διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων είναι από τα πλέον δύσκολα να μοντελοποιηθεί επειδή ο ραδιοδίαυλος είναι ένα σύνθετο και μεταβλητό περιβάλλον. Δύσκολα κανείς μπορεί να προβλέψει τους αστάθμητους παράγοντες που θα υπεισέρχονται στην διάδοση ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος, και ακόμα πιο δύσκολα την τελική τιμή των πεδίων σε κάποιο συγκεκριμένο σημείο του χώρου που μελετάται η διάδοση. Η διαδικασία αυτή συνήθως γίνεται χρησιμοποιώντας διάφορες στατιστικές μεθόδους κατόπιν μετρήσεων που γίνονται ειδικά για συστήματα επικοινωνιών ή χρήση φάσματος. Τα υπάρχοντα μοντέλα διάδοσης μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες: ντετερμινιστικά και εμπειρικά. Στη πρώτη κατηγορία το κύριο χαρακτηριστικό τους είναι ότι προσπαθούν να μοντελοποιήσουν τον άγνωστο αλλά συστηματικό χαρακτήρα ενός φαινομένου μέσω κάποιας αναλυτικής συνάρτησης και συμπεριλαμβάνει αλγορίθμους που βασίζονται στη θεωρία της κυματικής και των εξισώσεων Maxwell και αλγορίθμους παρακολούθησης ακτίνας, ενώ λαμβάνουν υπ' όψιν και το περιβάλλον στο οποίο διαδίδεται το σήμα. Από την άλλη, οι εμπειρικές μέθοδοι χρησιμοποιούν απλούστερα μοντέλα που βασίζονται σε στατιστικά από μετρήσεις σε μεταδόσεις μεγάλης κλίμακας και η επιλογή τους πρέπει να γίνεται ανάλογα με το περιβάλλον της μέτρησης, όπως εσωτερικοί ή εξωτερικοί χώροι.

#### **2.3.5.1 Μοντέλα ραδιοκάλυψης εξωτερικών χώρων (300MHz – 100GHz)**

##### **Το μοντέλο Okumura**

Είναι από το πιο ευρέως χρησιμοποιημένο μοντέλο για μετάδοση σε αστικό περιβάλλον. Το μοντέλο εκφράζεται ως

$$L_{50}(dB) = L_F + A_{mu}(f, d) - G(h_{ie}) - G(h_{re}) - G_{AREA} \quad (12)$$

Όπου  $L_{50}$  είναι η ενδιάμεση τιμή απωλειών διάδοσης,  $L_F$  είναι οι απώλειες ελεύθερης διάδοσης,  $A_{mu}$  η μέση τιμή απωλειών του μέσου μετάδοσης για την συχνότητα  $f$ ,  $d$  η απόσταση ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη,  $G(h_{ie})$  και  $G(h_{re})$  τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης, και  $G_{AREA}$  το κέρδος του περιβάλλοντος.

### Το μοντέλο Hata

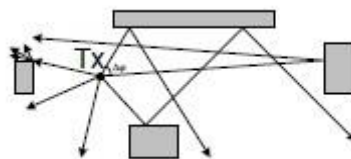
Το μοντέλο Hata είναι μία εμπειρική εφαρμογή των γραφικών δεδομένων απωλειών του μοντέλου Okukmura. Η εξίσωση που περιγράφει το μοντέλο αυτό, για αστικό περιβάλλον είναι:

$$L_{50}(\text{urban})(dB) = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - \alpha(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d \quad (13)$$

Όπου  $f_c$  η συχνότητα μετάδοσης,  $h_{te}$  και  $h_{re}$  το ύψος του πομπού και δέκτη,  $d$  η απόσταση ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη,  $\alpha(h_{re})$  ένας συντελεστής διόρθωσης ο οποίος σχετίζεται με το εύρος της προς κάλυψη περιοχής.

### Το Ray launching model

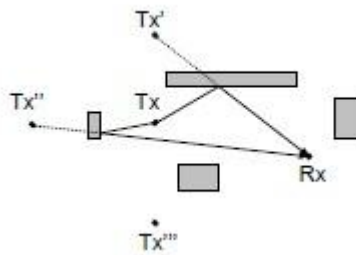
Η ray launching μέθοδος βασίζεται πάνω στην γεωμετρική οπτική όπου προσομοιώνει την διάδοση των Η/Μ κυμάτων σύμφωνα με τα φαινόμενα ανάκλασης, διάθλαση και περίθλασης. Η ray launching model εκπέμπει ακτίνες (Εικόνα 14) από τον πομπό ανά μικρές γωνίες έτσι ώστε κάθε μια να έχει και διαφορετική κατεύθυνση. Μετά την εκπομπή οι ακτίνες αλληλεπιδρούν με τα αντικείμενα μέσα στο περιβάλλον της διάδοσης και ανακλούνται, διαθλούνται και διαχέονται μέσα σε αυτό. Η μετάδοση τερματίζεται όταν η ισχύς του σήματος πέσει αρκετά ή έχει επιτευχθεί ο μέγιστος προκαθορισμένος αριθμός αλληλεπιδράσεως με τα αντικείμενα.



ΕΙΚΟΝΑ 14 RAY LAUNCHING MODEL

## Το Ray tracing model

Η ray tracing model παρακολουθεί την τροχιά των ακτινών από τον δέκτη προς τον πομπό όπως φαίνεται και στο παρακάτω Εικόνα 15. Είναι ένα μοντέλο το οποίο θεωρεί όλα τα αντικείμενα του περιβάλλοντος ως ανακλαστήρες. Στην πράξη το μοντέλο χρησιμοποιεί είδωλα του πομπού σε σχέση με τους ανακλαστήρες σε σύγκριση με τη Ray launching model έχει κάποια πλεονεκτήματα καθώς πρέπει να υπολογίσει μόνο τα σήματα που φτάνουν στον πομπό σε αντίθεση με την Ray launching model όπου πρέπει να υπολογίσει αρχικά όλες τις εκπεμπόμενες ακτίνες. Το μειονέκτημα του μοντέλου είναι ότι ο χρόνος υπολογισμού αυξάνει με την αύξηση των ανακλαστήρων (αντικειμένων του χώρου)



ΕΙΚΟΝΑ 15 RAY TRACING MODEL

## Το μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου

Υποθέτουμε ένα σήμα το οποίο μεταδίδεται στον ελεύθερο χώρο έως ένα δέκτη ο οποίος βρίσκεται σε απόσταση από τον πομπό. Επίσης, δεν υπάρχουν εμπόδια και το σήμα μεταδίδεται σε ευθεία γραμμή ανάμεσα στις δύο συσκευές. Το μοντέλο του καναλιού αυτού που σχετίζεται με τη μετάδοση ονομάζεται LoS (Line of Sight) .Η λογαριθμική διατύπωση του τύπου του Friis, γνωστή ευρύτερα και ως μοντέλο ελεύθερου χώρου, υπολογίζει σε dB την μέση απώλεια συναρτήσει της απόστασης ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη και της συχνότητας λειτουργίας του συστήματος

$$PL(dB) = 32.45 + \log_{10}f(MHz) + 20\log_{10}d(Km) \quad (14)$$

### 2.3.5.2 Μοντέλα ραδιοκάλυψης εσωτερικών χώρων (300MHz - 100GHz)

Στην ενότητα αυτή θα αναφερθούμε στα επικρατέστερα μοντέλα ραδιοκάλυψης εσωτερικών χώρων για συχνότητες που ξεκινούν από τα 300MHz και φτάνουν στα 100GHz. Επίσης θα αναφερθούμε σε μεγέθη που αφορούν τις απώλειες σήματος

βασισμένα σε εμπειρικούς τύπους όπως αυτοί προκύπτουν από τις συστάσεις της επιτροπής ITU – R.

### **Μοντέλο Motley-Keenan**

Το μοντέλο αυτό προτείνει ότι η μέση απώλεια ισχύος διαδρομής σαν συνάρτηση της απόστασης  $d$  μπορεί να υπολογιστεί από τις απώλειες ελευθέρου χώρου  $L_{FS}(d)$  και από τον αριθμό και το είδος των τοίχων μεταξύ πομπού και δέκτη:

$$L(d) = L_{FS}(d) + \sum_{i=1}^I L_w(i) + \sum_{j=1}^J L_f(j) \quad (15)$$

όπου  $L_{FS}(d) = 20\log(4\pi d/\lambda)$ , οι βασικές απώλειες ελευθέρου χώρου,

$L_w(i)$  οι απώλειες του  $i$ -οστού τοίχου

$L_f(j)$  οι απώλειες του  $j$ -οστού πατώματος

### **Μοντέλο Cost-231 One-Slope (Μοντέλο log-distance)**

Το μοντέλο αυτό προτείνει ότι η μέση απώλεια ισχύος διαδρομής σαν συνάρτηση της απόστασης  $d$  μπορεί να υπολογιστεί από το λογάριθμο της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη, πολλαπλασιασμένο με ένα κατάλληλο συντελεστή, που είναι ουσιαστικά ο εκθέτης απωλειών διαδρομής. Επιπλέον, λαμβάνεται υπόψη και μια απόσταση αναφοράς  $d_0$  που είναι συνήθως 1 μέτρο:

$$L(d) = L_{FS}(d_0) + 10n\log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (16)$$

όπου,  $d_0$  απόσταση αναφοράς

$L_{FS}(d_0) = 20\log\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right)$ , οι απώλειες ελευθέρου χώρου σε απόσταση  $d_0$

$n$ , εκθέτης απωλειών

Στο παραπάνω μοντέλο φαίνεται ότι οι απώλειες των τοίχων και η εξάρτηση των απωλειών από τη συχνότητα πρέπει να ληφθούν υπόψη στο συντελεστή  $n$ .

## Μοντέλο Cost-231 Multi-Wall

Το μοντέλο αυτό προτείνει ότι η μέση απώλεια ισχύος διαδρομής σαν συνάρτηση της απόστασης  $d$  μπορεί να υπολογιστεί από το λογάριθμο της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη, πολλαπλασιασμένο με έναν κατάλληλο συντελεστή, που είναι ουσιαστικά ο εκθέτης απωλειών διαδρομής. Επιπλέον, λαμβάνεται υπόψη και μια απόσταση αναφοράς  $d_0$  που είναι συνήθως 1 μέτρο και προστίθενται στο τέλος και οι απώλειες ανά τοίχο:

$$L(d) = L_{FS}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \sum_{i=1}^I L_w(i) + \sum_{j=1}^J L_f(j) \quad (17)$$

όπου,  $d_0$  απόσταση αναφοράς,

$$L_{FS}(d_0) = 20 \log\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right), \text{ οι απώλειες ελευθέρου χώρου σε απόσταση } d_0$$

$n$ , εκθέτης απωλειών,

$L_w(i)$  οι απώλειες του  $i$ -οστού τοίχου

$L_f(j)$  οι απώλειες του  $j$ -οστού πατώματος

Προφανώς αυτό το μοντέλο είναι συνδυασμός των παραπάνω δύο. Πρέπει να επισημάνουμε ότι ο συντελεστής  $n$  σε αυτό το μοντέλο δεν συμπίπτει με αυτόν του προηγούμενου μοντέλου, αφού οι απώλειες των τοίχων εμφανίζονται πλέον στο άθροισμα.

### 2.3.6 Μοντέλα απωλειών διάδοσης των mmWave

Η επόμενη γενιά 5G κυψελωτών συστημάτων θα περιλαμβάνει συχνότητες από 500 MHz έως 100 GHz. Για την ανάπτυξη νέων συστημάτων 5G τα οποία θα λειτουργούν στην συχνότητα των 6GHz και πάνω, υπάρχει η ανάγκη για μοντέλα διάδοσης με μεγαλύτερη ακρίβεια στις υψηλές συχνότητες. Προηγούμενα μοντέλα διάδοσης ήταν σχεδιασμένα και έβρισκαν εφαρμογή σε συχνότητες μικρότερες των 6GHz. Υπάρχουν σε εξέλιξη πολλές μελέτες, παγκοσμίως, από ιδρύματα και οργανώσεις, για την μοντελοποίηση και τις μετρήσεις 5G καναλιών όπως τα METIS2020 [69], COST2100/COST, ETSI mmWave [30], NIST 5G mmWave Channel Model Alliance [70], and NYU WIRELESS [86][104][105][106]. Το μοντέλο METIS2020, για παράδειγμα, εστιάζει στην 5G τεχνολογία και έχει δώσει πολλές μελέτες σε μεγάλες συχνοτήτων (έως τα 86 GHz), με μεγάλα bandwidths (εκατοντάδων MHz), στην τρισδιάστατη πόλωση καθώς και στο,

spherical wave και high spatial resolution. Το COST2100 μοντέλο καναλιού είναι ένα μοντέλο βασισμένο στην γεωμετρική προσέγγιση το οποίο μπορεί να παράγει τις στοχαστικές γεωμετρικές ιδιότητες ενός MIMO καναλιού σε σχέση με το χρόνο την συχνότητα και το χώρο . Από την άλλη το NIST 5G mmWave Channel Model Alliance είναι ένα νέο είδος μοντελοποίησης καναλιού το οποίο παρέχει οδηγίες για την μεθοδολογία μετρήσεων, βαθμονομήσεων και παραμετροποιήσεων σε διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης. Η NYU WIRELESS διεξάγει και δημοσιεύσει εκτεταμένες μελέτες για μετρήσεις που έγιναν σε αστικό περιβάλλον και για συχνότητες 28, 38, 60, και 73 GHz τόσο για μεταδόσεις σε εσωτερικούς χώρους όσο και για εξωτερικούς χώρους, και έχει δημιουργήσει μοντέλα διάδοσης μικρής και μεγάλης κλίμακας, συμπεριλαμβανομένου και του time cluster spatial lobes (TCSL) σε μοντέλα με πολλαπλά multipath time clusters που καταφθάνουν από διαφορετικές κατευθύνσεις[104][65][86].

Το πρόβλημα της διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων είναι από τα πλέον δύσκολα να μοντελοποιηθεί επειδή ο ραδιοδιάυλος είναι ένα σύνθετο και μεταβλητό περιβάλλον. Δύσκολα κανείς μπορεί να προβλέψει τους αστάθμητους παράγοντες που θα υπεισέρχονται στην διάδοση ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος, και ακόμα πιο δύσκολα την τελική τιμή των πεδίων σε κάποιο συγκεκριμένο σημείο του χώρου που μελετάται η διάδοση. Τα μεγάλης κλίμακας μοντέλα απωλειών διάδοσης προσδιορίζουν την εξασθένιση του διαδιδόμενου σήματος, η οποία είναι ιδιαίτερα σημαντική για τον σχεδιασμό των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η διαδικασία αυτή συνήθως γίνεται χρησιμοποιώντας διάφορες στατιστικές μεθόδους κατόπιν μετρήσεων που γίνονται ειδικά για συστήματα επικοινωνιών ή χρήση φάσματος. Διάφοροι τύποι μοντέλων προσδιορισμού των απωλειών υπάρχουν, αλλά αυτά που βασίζονται σε μετρήσεις παρέχουν μια ρεαλιστική πρόβλεψη των χαρακτηριστικών του ασύρματου καναλιού [106]. Τα υπάρχοντα μοντέλα διάδοσης μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες: ντετερμινιστικά και εμπειρικά. Στη πρώτη κατηγορία το κύριο χαρακτηριστικό τους είναι ότι προσπαθούν να μοντελοποιήσουν τον άγνωστο αλλά συστηματικό χαρακτήρα ενός φαινομένου μέσω κάποιας αναλυτικής συνάρτησης και συμπεριλαμβάνει αλγορίθμους που βασίζονται στη θεωρία της κυματικής και των εξισώσεων Maxwell και αλγορίθμους παρακολούθησης ακτίνας, ενώ λαμβάνουν υπ' όψιν και το περιβάλλον στο οποίο διαδίδεται το σήμα. Από την άλλη, οι εμπειρικές μέθοδοι χρησιμοποιούν απλούστερα μοντέλα που βασίζονται σε στατιστικά από μετρήσεις σε μεταδόσεις μεγάλης κλίμακας και η επιλογή τους πρέπει να γίνεται ανάλογα με το περιβάλλον της μέτρησης, όπως εσωτερικοί ή εξωτερικοί χώροι.

### 2.3.6.1 Μοντέλο απωλειών close-in free space reference distance (CI)

Το μοντέλο απωλειών close-in free space reference distance (CI) path loss με απόσταση αναφοράς το 1 m [49][97] και λαμβάνοντας υπόψη τις διάφορες ατμοσφαιρικές συνθήκες [104][38], ο οποίος εκφράζεται ως :

$$PL^{CI}(f, d)[dB] = FSPL(f, 1 m)[dB] + 10n\log_{10}(d) + AT[dB] + x_{\sigma}^{CI} \quad (18)$$

όπου  $d \geq 1m$

$f$  η συχνότητα του φέροντος κύματος σε GHz,  $d$  είναι η τρισδιάστατη απόσταση πομπού – δέκτη, το  $n$  αντιστοιχεί στο path loss exponent (PLE),  $AT$  είναι οι απώλειες που εισάγονται λόγω ατμόσφαιρας,  $x_{\sigma}^{CI}$  είναι μία τυχαία zero-mean Gaussian μεταβλητή τυπική απόκλιση  $\sigma$  σε dB, και  $FSPL(f, 1 m)$  υποδηλώνει την απώλεια ελευθέρου χώρου σε dB, για απόσταση ανάμεσα σε πομπό και δέκτη ίσο με 1m στην συχνότητα  $f$  του φέροντος κύματος.

$$FSPL(f, 1 m)[dB] = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi f \times 10^9}{c}\right) = 32.4[dB] + 20\log_{10}(f) \quad (19)$$

Όπου  $c$  η ταχύτητα του φωτός στο κενό, και  $f$  η συχνότητα σε GHz . Ο όρος  $AT$  χαρακτηρίζεται από

$$AT[dB] = a\left[\frac{dB}{m}\right] \times d[m]$$

Όπου  $a$ , ο συντελεστής εξασθένησης σε dB/m για την περιοχή συχνοτήτων από 1 GHz έως 100 GHz, και οποίος εμπεριέχει και τον συντελεστή εξασθένησης του ξηρού αέρα, υδρατμών, βροχής και χαλαζιού. [31] . Η παράμετρος  $d$  είναι η 3-D απόσταση πομπού δέκτη. Το CI μοντέλο χρησιμοποιείται τόσο για μετρήσεις με παράλληλη πόλωση (co-polarized) όσο και για κάθετη (cross-polarized), καθώς και για συνδυασμό των δύο παραπάνω (combined polarized), όπως συμβαίνει σε ένα πραγματικό κυψελωτό σύστημα με τυχαία κατεύθυνση της συσκευής, ενώ μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για πολλαπλές συχνότητες. Στους Πίνακες 7 και 8 που ακολουθούν δίνονται οι μεταβλητές του μοντέλου απωλειών CI και CIF , για διαφορετικά περιβάλλοντα, συχνότητες, κεραίες και συνθήκες διάδοσης (NLOS, LOS)

Scn.	Env.	Freq. Range (GHz)	# of Data Points	Dist. Range (m)	Model	PLIE	$d_0$ (m)	$\sigma$ (dB)	$\Delta_\sigma$ (dB)
UMa	LOS	2	253	60-564	CI-opt	2.1	6.2	1.7	0.0
					CI	2.0	1	1.7	
		10	253	60-564	CI-opt	2.0	0.1	3.1	0.0
					CI	2.0	1	3.1	
		18	253	60-564	CI-opt	2.1	14.7	2.0	0.0
					CI	2.0	1	2.0	
		28	253	60-564	CI-opt	2.0	50.0	2.3	0.0
					CI	2.0	1	2.3	
		38	20	70-930	CI-opt	1.7	32.9	3.4	0.1
					CI	1.9	1	3.5	
		2-38	1032	60-930	CI-opt	2.0	0.1	2.4	0.0
					CI	2.0	1	2.4	
	NLOS	2	583	74-1238	CI-opt	3.3	10.0	3.2	0.3
					CI	2.8	1	3.5	
		10	581	74-1238	CI-opt	3.4	4.3	4.0	0.1
					CI	3.1	1	4.1	
		18	468	78-1032	CI-opt	3.2	2.2	4.4	0.1
					CI	3.0	1	4.5	
28	225	78-634	CI-opt	2.6	0.5	4.9	0.0		
			CI	2.7	1	4.9			
38	12	60-376	CI-opt	2.5	0.1	10.3	0.2		
			CI	2.7	1	10.5			
2-38	1869	60-1238	CI-opt	3.4	8.1	5.6	0.1		
			CI	2.9	1	5.7			
UMi SC	LOS	28	4	31-54	CI-opt	3.8	34.2	2.4	0.8
					CI	2.1	1	3.2	
		73	6	27-54	CI-opt	-0.7	46.6	3.9	1.2
					CI	2.1	1	5.1	
		28, 73	10	27-54	CI-opt	0.8	50.0	4.3	0.1
					CI	2.1	1	4.4	
	NLOS	2.9	18	109-235	CI-opt	3.5	8.2	2.9	0.0
					CI	2.9	1	2.9	
		28	18	61-186	CI-opt	3.3	0.7	8.6	0.0
					CI	3.4	1	8.6	
		29	16	109-235	CI-opt	3.6	5.0	4.9	0.0
					CI	3.1	1	4.9	
		73	30	48-190	CI-opt	2.9	0.1	7.4	0.0
					CI	3.4	1	7.4	
		2.9-73	82	48-235	CI-opt	2.8	0.1	7.8	0.2
					CI	3.2	1	8.0	

ΠΙΝΑΚΑΣ 7 ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ ΤΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ CI ΚΑΙ CIF ΓΙΑ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟΥΣ ΧΩΡΟΥΣ [09]

Sec.	Env.	Freq. Range (GHz)	# of Data Points	Dist. Range (m)	Model	PLF	$d_0(m)$	$\sigma$ (dB)	$\Delta_e$ (dB)
InH Office	LOS	2.9	12	5-49	CI-opt	1.8	0.1	5.0	0.2
					CI	1.6	1	5.2	
		28	6	4-21	CI-opt	1.1	1.1	1.2	0.0
					CI	1.1	1	1.2	
		29	12	5-49	CI-opt	1.5	0.9	4.5	0.0
					CI	1.5	1	4.5	
		73	6	4-21	CI-opt	0.4	3.7	1.2	1.3
					CI	1.3	1	3.0	
	2.9-73	36	4-49	CI-opt	1.7	0.1	4.6	0.0	
				CI	1.5	1	4.6		
	NLOS	2.9	30	5-67	CI-opt	3.9	4.6	5.9	0.6
					CI	3.1	1	6.5	
		28	17	4-46	CI-opt	3.3	4.4	3.5	0.3
					CI	2.7	1	9.1	
		29	29	5-67	CI-opt	4.4	4.7	6.4	0.8
					CI	3.3	1	7.2	
73		15	4-42	CI-opt	2.8	0.5	9.1	0.1	
				CI	3.0	1	9.2		
2.9-73	91	4-67	CI-opt	3.9	3.9	7.9	0.4		
			CI	3.1	1	8.3			
InH SM	LOS	2.9	14	19-149	CI-opt	1.9	0.1	3.2	0.0
					CI	1.9	1	3.2	
		29	14	19-149	CI-opt	1.8	7.6	3.1	0.0
					CI	1.9	1	3.1	
		61	14	19-149	CI-opt	1.6	30	3.4	0.0
					CI	2.0	1	3.4	
		2.9-61	42	19-149	CI-opt	1.9	7.0	3.4	0.0
					CI	1.9	1	3.4	
	NLOS	2.9	26	24-229	CI-opt	2.1	0.1	4.8	0.0
					CI	2.2	1	4.8	
		29	26	24-229	CI-opt	2.2	0.1	4.2	0.0
					CI	2.3	1	4.2	
		61	26	24-229	CI-opt	2.3	0.1	4.5	0.0
					CI	2.5	1	4.5	
		2.9-61	78	24-229	CI-opt	2.2	0.1	4.8	0.0
					CI	2.3	1	4.8	

ΠΙΝΑΚΑΣ 8 ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ ΤΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ CI ΚΑΙ CIF ΓΙΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥΣ ΧΩΡΟΥΣ [09]

### 2.3.6.2 Μοντέλο απωλειών close-in free space reference distance model with frequency-dependent path loss exponent (CIF)

Το close-in free space reference distance path loss model (CIF), με εκθετική συνάρτηση των απωλειών με την συχνότητας εκπομπής δίνεται από την σχέση [11]

$$PL^{CIF}(f, d)[dB] = FSPL(f, d_{ref}) + 10n \left( 1 + b \left( \frac{f-f_0}{f_0} \right) \right) \log_{10}(d) + \chi_{\sigma}^{CIF} \quad (20)$$

όπου το  $n$  υποδηλώνει τη εξάρτηση των απωλειών διάδοσης με την απόσταση, και  $b$  είναι η παράμετρος του μοντέλου που προσδιορίζει την γραμμικότητα των απωλειών διάδοσης σε εξάρτηση με την συχνότητας εκπομπής, η  $f_0$  αποτελεί μια συχνότητα αναφοράς που προκύπτει από τον μέσο όρο όλων των συχνοτήτων που χρησιμοποιούνται στις μετρήσεις και τέλος το  $\chi_{\sigma}^{CIF}$  είναι η Gaussian τυχαία μεταβλητή. Πιο συγκεκριμένα, η συχνότητα αναφοράς  $f_0$  προκύπτει από την άθροιση του πλήθους των μετρήσεων σε συγκεκριμένες θέσεις και συχνότητες, πολλαπλασιασμένο με την αντίστοιχη συχνότητα και διαιρώντας με το πλήθος όλων των μετρήσεων σε όλες τις συχνότητες. Παρόλο που αυτό το μοντέλο απαιτεί δύο μεταβλητές σε αντίθεση με το προηγούμενο,

προκύπτει παρόμοια τυπική απόκλιση σε διάδοση σε εξωτερικό περιβάλλον στις mmWave συχνότητες.

### 2.3.6.3 Μοντέλο πολλαπλών συχνοτήτων (Alpha-Beta-Gamma)

Ένα μοντέλο πολλαπλών συχνοτήτων με τρεις μεταβλητές είναι το (Alpha-Beta-Gamma) το οποίο περιέχει όρους που εξαρτώνται από τη συχνότητα και την απόσταση [77]. Το ABG μοντέλο δίνεται από τη σχέση

$$PL^{ABG}(f, d)[\text{dB}] = 10\alpha \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + \beta + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{f}{f_0}\right) + X_{\sigma}^{ABG} \quad (21)$$

όπου  $d_0$  αποτελεί την απόσταση αναφοράς, ορισμένη και πάλι στο 1m και  $f_0$  η συχνότητα αναφοράς, ορισμένη στο 1GHz. Τα  $\alpha$  και  $\gamma$  περιγράφουν την εξάρτηση της απώλειας διάδοσης από την απόσταση και τη συχνότητα αντίστοιχα, ενώ το  $\beta$  αποτελεί μια μεταβλητή μετατόπισης στην απώλεια διάδοσης, το  $f$  είναι η συχνότητα σε GHz και το  $X_{\sigma}^{ABG}$  είναι μια Gaussian τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή που περιγράφει τις διακυμάνσεις γύρω από τη μέση τιμή της απώλειας κατά μήκος της απόστασης. Το ABG μοντέλο αποτελεί προέκταση του CI μοντέλου τα οποία και ταυτίζονται όταν  $\gamma=0$ . Ο υπολογισμός των  $\alpha$ ,  $\beta$  και  $\gamma$  γίνεται μέσω της μεθόδου ελαχίστων τετραγώνων ώστε να ελαχιστοποιηθεί το  $\sigma$ . Επίσης, το ABG ταυτίζεται με το CI αν το  $\alpha$  γίνει ίσο με το  $n$  και το  $\beta$  ίσο με  $20\log_{10}(4\pi/c)$ . Με βάση παλιότερη εργασία, η βελτίωση που επιτυγχάνεται με τη χρήση δύο παραπάνω μεταβλητών στο συγκεκριμένο μοντέλο είναι πολύ μικρό σε σύγκριση με το CI [106]. Στον Πίνακα 9 που ακολουθεί δίνονται οι μεταβλητές του μοντέλου απωλειών ABG, για διαφορετικά περιβάλλοντα, συχνότητες, κεραιές και συνθήκες διάδοσης (NLOS, LOS).

Scn.	Env.	Freq./Freq. Range (GHz)	# of Data Points	Dist. Range (m)	$n^{CI}$	$\alpha^{ABG}$	$\beta^{ABG}$ (dB)	$\gamma^{ABG}$	$\sigma^{CI}$ (dB)	$\sigma^{ABG}$ (dB)	$\sigma^{CI} - \sigma^{ABG}$ (dB)
UMa	NLOS	2	583	74-1238	2.8	3.3	19.6	2	3.5	3.2	0.3
		18	468	78-1032	3.0	3.2	28.5	2	4.5	4.4	0.1
		28	225	78-634	2.7	2.6	34.0	2	4.9	4.9	0.0
		38	12	60-376	2.7	1.0	69.3	2	10.5	9.6	0.9
		2-38	1869	60-1238	2.9	3.5	13.6	2.4	5.7	5.3	0.4
UMi SC	NLOS	2.9	18	109-235	2.9	3.5	18.9	2	2.9	2.9	0.0
		28	18	61-186	3.4	3.3	34.1	2	8.6	8.6	0.0
		29	16	109-235	3.1	3.6	21.3	2	4.9	4.9	0.0
		73	30	48-190	3.4	2.9	42.6	2	7.4	7.4	0.0
		2.9-73	82	48-235	3.2	2.8	31.4	2.7	8.0	6.8	1.2

ΠΙΝΑΚΑΣ 9 ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ ΤΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ABG[09]

### 2.3.7 Σενάρια εφαρμογής

Τα παραδοσιακά σενάρια περιβάλλοντος για την μοντελοποίηση ενός καναλιού του 3GPP, για συχνότητες κάτω των 6GHz είναι τα (UMa, UMi και indoor hotspot (InH)). Για συχνότητες > 6 GHz τα σενάρια είναι [29]:

- 1) Urban Micro -UMi (Street canyon, open area) με Outdoor to Outdoor - O2O και Outdoor to Indoor-O2I: Είναι αντίστοιχο του 3D-UMi σεναρίου όπου ο σταθμοί βάσεις είναι τοποθετημένοι στο επίπεδο της στέγης των γύρω κτηρίων. Το UMi open area έχει ως σκοπό να προσομοιάσει τις συνθήκες της καθημερινότητας σε ανοιχτές πλατείες πόλεων με τυπικές διαστάσεις από 50 έως 100m. Για παράδειγμα : [ Tx ύψος:10m, Rx ύψος : 1.5-2.5 m, Intersight Distance -ISD: 200m]
- 2) Urban Macro - UMa με O2O και O2I: Είναι αντίστοιχο του 3D-UMa σεναρίου όπου ο σταθμοί βάσεις είναι τοποθετημένοι στο επίπεδο της στέγης των γύρω κτηρίων.. Για παράδειγμα : [Tx ύψος: 25m, Rx ύψος : 1.5-2.5 m, Intersight Distance -ISD: 500m]
- 3) Εσωτερικού χώρου - Indoor: Το σενάριο αυτό έχει ως σκοπό να καλύψει όλα τα δυνατά σενάρια εσωτερικού χώρου όπως περιβάλλον γραφείου ή εμπορικών κέντρων. Ένα τυπικό περιβάλλον γραφείου καθορίζεται από τετραγωνισμένες περιοχές, με τοίχους, ανοιχτούς χώρους, διαδρόμους κτλ. Οι σταθμοί βάσεις τοποθετούνται στο ύψος των 2-3 m είτε σε τοίχους είτε σε ταβάνια. Στα εμπορικά κέντρα με 1-5 ορόφους μπορεί να περιλαμβάνει και ανοιχτούς κοινόχρηστους. Οι BSs τοποθετούνται στα 3 m περίπου είτε σε τοίχους είτε σε ταβάνια διαδρόμων ή καταστημάτων. Για παράδειγμα : [Tx ύψος: 2-3m, Rx ύψος : 1.5m, εμβαδόν : 500 m<sup>2</sup>]
- 4) Σενάριο Backhaul: τόσο σε εξωτερικούς χώρους πάνω από το επίπεδο των στεγών,backhaul σε urban περιοχές και σενάρια street canyon όπου οι BSs τοποθετούνται στους λαμπτήρες φωτισμού.
- 5) D2D/V2V: Device-to-device σε ανοιχτές περιοχές, σε street canyon και εσωτερικών χώρων σενάρια indoor scenarios. V2V είναι μία ειδική περίπτωση όπου οι σταθμοί είναι κινητοί.
- 6) Άλλα σενάρια όπως σε γήπεδα, στάδια (open-roof) και γυμναστήρια (close-roof).

## 2.4 Κεραιοσυστήματα mmWave

Οι απαιτήσεις στα νέα μοντέλα διάδοσης, τα οποία σε μεγάλο βαθμό βασίζονται στο υπάρχον 3GPP 3D channel model [01], πρέπει να μπορούν να καλύψουν συχνότητες έως 100GHz αλλά και να συμπεριλάβουν νέες παραμέτρους για τις συστοιχίες κεραιών, με πιθανή διπλή πόλωση τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη, καθώς και τις γωνίες εκπομπής και λήψης (AoA,AoD) σε multipath διαδρομές, καθώς και για μεμονωμένες κεραιές, με γωνίες εκπομπής (azimuth και elevation) με κατευθυντικό λοβό και υψηλό κέρδος. Το είδος το κεραιών και τα χαρακτηριστικά τους θα είναι πολλά και διαφορετικά π.χ. linear, planar, cylindrical και spherical arrays. Τα νέα μοντέλα θα πρέπει να συμπεριλάβουν το μεγάλος εύρος εκπομπής που μπορεί να είναι από 100 MHz έως 2 GHz, θα πρέπει να είναι κατάλληλα για κινητικότητα με ταχύτητες που φτάνουν τα 350 km/hr, και θα πρέπει να υποστηρίζουν σενάρια όπως device to device (D2D) ή vehicle to vehicle (V2V).

### 2.4.1 Συστοιχία κεραιών

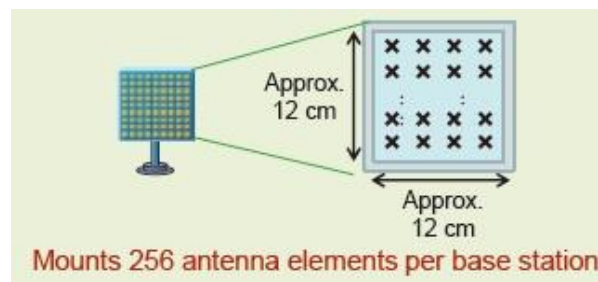
Ένα προφανές μειονέκτημα των mmWave μεταδόσεων είναι η μικρή ενεργή επιφάνεια της κεραίας εκπομπής σε σχέση με της μεταδόσεις χαμηλότερων συχνοτήτων. Σε μία μετάδοση ελευθέρου χώρου οι απώλειες διάδοσης δίνονται από τη σχέση Friis

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{D_1 D_2 \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (22)$$

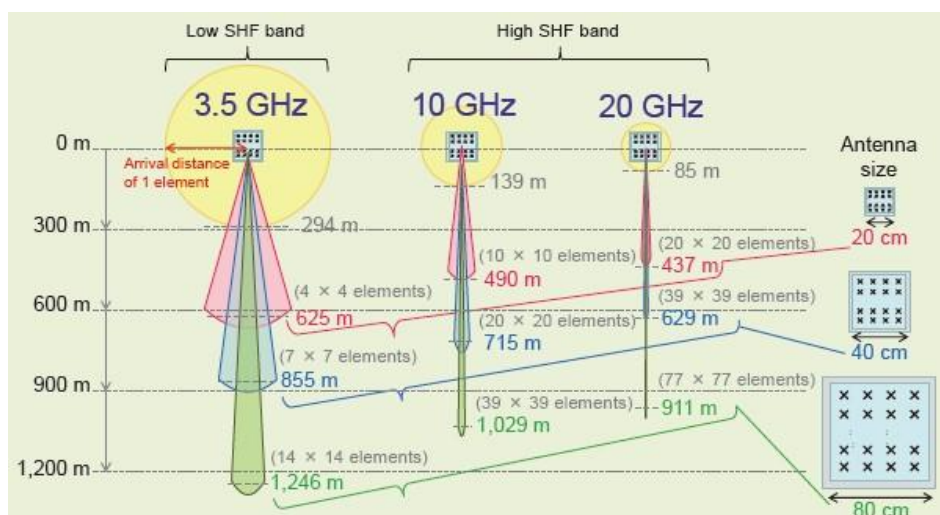
,όπου ο λόγος της λαμβανόμενης ισχύς  $P_r$  προς την εκπεμπόμενη ισχύ  $P_t$  είναι ανάλογη με την κατευθυντικότητα  $D_{1,2}$  των κεραιών εκπομπής και λήψης, την απόσταση  $R$  μεταξύ των και του μήκους κύματος  $\lambda$ . Θεωρώντας μία ομπι κεραία και στον πομπό και στον δέκτη αντιλαμβανόμαστε ότι η ισχύς στον δέκτη μειώνεται με την αύξηση της συχνότητας σε μία δεδομένη απόσταση κατά 20dB επιπλέον σε μια 60GHz μετάδοσης σε σχέση με μία στα 6 GHz. Κάτι τέτοιο περιορίζει μία gigabit-per-second data rates μετάδοση σε μερικές δεκάδες μέτρα δεδομένου της μικρότερης ισχύς εξόδου και μεγαλύτερου θορύβου σε έναν 60 GHz CMOS transceiver. Οι κατευθυντικότητες  $D_{1,2}$  των κεραιών όμως μπορούν να βελτιωθούν. Ο ένας τρόπος είναι μηχανικά εφαρμόζοντας την εκπομπή και λήψη σε διαφορετικού τύπου κεραίας (horn), αλλά είναι πιο επιθυμητό να μεταβληθεί η κατευθυντικότητα χρησιμοποιώντας μία διάταξη κεραιών. Η κατευθυντικότητα δίνεται από την σχέση

$$D = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (23)$$

και σε συνδυασμό με την Friis παρατηρούμε ότι αυξάνοντας τη συχνότητα, αλλά διατηρώντας την ίδια ενεργή επιφάνεια αυξάνεται και η κατευθυντικότητα. Έτσι για παράδειγμα σε ένα 60 GHz σύστημα με 16 κεραίες το κέρδος είναι κατά 3 dB gain μεγαλύτερο από μία omni κεραία στα 5 GHz έχοντας μόνο με το 10% ενεργής επιφάνειας κεραίας [58][104]. Στις παρακάτω Εικόνες 16,17 φαίνεται ένα γράφημα των διαστάσεων μίας στοιχειοκεραίας 256 στοιχείων, καθώς και ένα συγκριτικό γράφημα των λοβών ακτινοβολίας και διαστάσεων τριών διαφορετικών στοιχειοκεραιών.

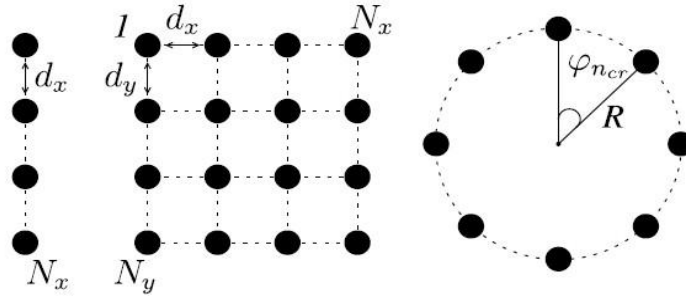


ΕΙΚΟΝΑ 16 ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ 256 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ [93]



ΕΙΚΟΝΑ 17 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΛΟΒΩΝ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ ΚΑΙ ΔΙΑΣΤΑΣΕΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ[93]

Τρεις είναι οι βασικές γεωμετρικές διατάξεις σε μία στοιχειοκεραία όπως φαίνεται και στην παρακάτω Εικόνα 18, η uniform linear array (ULA), η uniform planar array (UPA) και η uniform circular array (UCA).



ΕΙΚΟΝΑ 18 ΒΑΣΙΚΕΣ ΓΕΩΜΕΤΡΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΣΕ ΜΙΑ ΣΤΟΙΧΙΟΚΕΙΡΑΙΑ

### Uniform linear array (ULA)

Σε αυτή την διάταξη τα στοιχεία της κεραίας είναι τοποθετημένα σε μία διάσταση, σε απόσταση  $d$  μεταξύ τους, όπου ο παράγοντας συστοιχίας (array factor) AF δίνεται από την σχέση

$$\Omega_{ULA}(\theta, \varphi) = [ 1, \dots, e^{jm\frac{2\pi}{\lambda}d_x \sin(\varphi)}, \dots ]^T \quad (24)$$

όπου  $f$  η συχνότητα,  $\lambda$  το μήκος κύματος  $m_x$  πλήθος των στοιχείων. Σε μία ULA διάταξη μας ενδιαφέρει χωριστά είτε το αζιμούθιο είτε η ανύψωση καθώς είναι διάταξη μίας διάστασης.

### Uniform planar array (UPA)

Αντίθετα με την ULA η UPA διάταξη είναι δύο διαστάσεων και ο AF ορίζεται από την σχέση

$$\Omega_{UPA}(\theta, \varphi) = [ 1, \dots, e^{j[m_x\Phi_x+n_y\Phi_y]}, \dots ]^T \quad (25)$$

Όπου

$$\begin{cases} \Phi_x = \frac{2\pi}{\lambda} d_x \sin(\theta) \cos(\varphi) \\ \Phi_y = \frac{2\pi}{\lambda} d_y \sin(\theta) \cos(\varphi) \end{cases}$$

με τα  $\Phi_x$  και  $\Phi_y$  να υποδεικνύουν τα οριζόντια και κατακόρυφα στοιχεία.

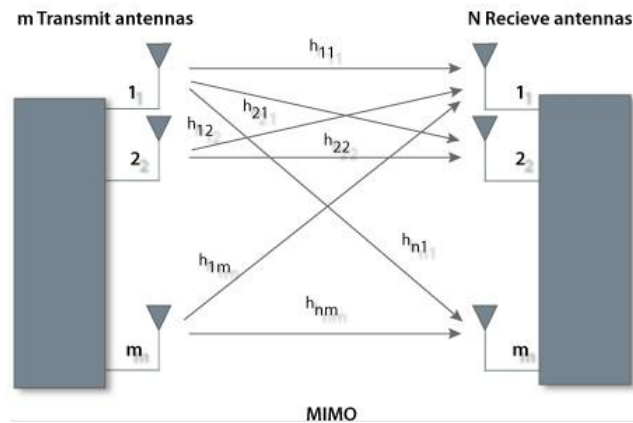
### Uniform circular array (UCA)

Τέλος, η uniform circular array (UCA) διάταξη με τα στοιχεία της κεραίας τοποθετημένα κυκλικά και το AF να δίνεται από την σχέση

$$\Omega_{UCA(\theta,\varphi)} = [ \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} R \sin(\theta) \cos(\varphi - \varphi_{ncr})}, \dots ]^T \quad (26)$$

## 2.4.2 MIMO

Τα τελευταία χρόνια με τις συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις για ρυθμούς μετάδοσης πληροφοριών, χωρητικότητας διαύλου και για καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών (QoS) και τους περιορισμούς που θέτει σε αυτά το φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων οδηγούν στην επιτακτική ανάγκη της εύρεσης καινοτόμων τεχνικών επίλυσης αυτών των ζητημάτων. Μία ιδέα που κερδίζει όλο και περισσότερο έδαφος είναι η ιδέα των συστημάτων MIMO (Multiple Input Multiple Output). Η τεχνολογία MIMO είναι μία μέθοδος χρησιμοποίησης πολλαπλών κεραιών και στον πομπό και στον δέκτη στις ασύρματες επικοινωνίες. Ένα παράδειγμα ενός συστήματος MIMO φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Εικόνα 19) στο οποίο βλέπουμε ένα MIMO σύστημα όπου και ο πομπός και ο δέκτης είναι εξοπλισμένοι από πολλαπλές κεραιές (N κεραιές ο πομπός και M ο δέκτης).



ΕΙΚΟΝΑ 19 ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ MIMO

Ανάμεσά τους παρουσιάζεται ο διάυλος H όπου αναπαριστά το περιβάλλον ανάμεσα στις κεραιές με τους διάφορους σκεδαστές που μπορεί να υπάρχουν. Στη πλευρά τόσο του πομπού όσο και του δέκτη οι διαδικασίες της διαμόρφωσης - κωδικοποίησης και της αποδιαμόρφωσης - αποκωδικοποίησης μπορεί να γίνονται είτε από κοινού είτε ξεχωριστά. Στα MIMO συστήματα ένας πομπός στέλνει πολλές ροές δεδομένων μέσω πολλών κεραιών εκπομπής. Οι ροές εκπομπής περνάνε μέσα από έναν πίνακα καναλιού ο οποίος αποτελείται από όλες τις  $m \times N$  διαδρομές ανάμεσα στις m κεραιές εκπομπής στον πομπό και τις N κεραιές λήψης στον δέκτη. Στη συνέχεια, ο δέκτης λαμβάνει τα διανύσματα σήματος στη λήψη από τις πολλαπλές κεραιές λήψης και αποκωδικοποιεί

τα λαμβανόμενα διανύσματα σήματος στην αρχική πληροφορία. Ένα σύστημα MIMO στενής ζώνης με επίπεδες διαλείψεις (ίδιες για όλες τις συχνότητες) μοντελοποιείται ως:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (27)$$

όπου  $H \in \mathbb{C}^{N \times M}$  είναι ο πίνακας καναλιού του οποίου τα στοιχεία περιέχουν την πληροφορία πλάτους και φάσης των διαδρομών μεταξύ των στοιχείων του συστήματος,  $x \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  είναι ο πίνακας των λαμβανόμενων συμβόλων,  $s \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  ο πίνακας εκείνων που αποστέλλονται  $n \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  εκείνος των συνιστωσών του γκαουσιανού θορύβου

Κατά την σχεδίαση ενός συστήματος MIMO, αλλά και γενικότερα κάθε τηλεπικοινωνιακής ζεύξης, στοχεύουμε στην ικανοποίηση συγκεκριμένων κριτηρίων, που θα την καταστήσουν αποδοτική και χρηστική. Τα κριτήρια αυτά συνοψίζονται στην βελτιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης (bit rate), την αύξηση της αξιοπιστίας, που εκφράζεται με τον ρυθμό λαθών (bit error rate) και στην όσον το δυνατό μειωμένη πολυπλοκότητα υλοποίησης του συστήματος. Πρωταρχικής σημασίας στα συστήματα MIMO είναι η κατάλληλη επιλογή όλων των διεργασιών που προηγούνται της εκπομπής και έπονται της λήψης. Ποιοι δηλαδή είναι οι κατάλληλοι αλγόριθμοι κωδικοποίησης, διαμόρφωσης και ανάθεσης έτσι ώστε να βελτιστοποιηθεί η απόδοση της ασύρματης ζεύξης. Η κρουστική απόκριση του καναλιού μεταξύ της κεραίας μετάδοσης  $t$  και της κεραίας λήψης  $r$ :

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \alpha_t(\theta_{nmt}) \alpha_{nm} e^{-j\varphi_{nm}} e^{-2j\frac{v}{\lambda} t \cos\theta} \delta(t - t_{nm}) \alpha_r(\theta_{nmr}) \quad (28)$$

$\alpha_n$ : πλάτος του  $n$ -οστού τμήματος πολλαπλών διαδρομών

$\varphi_n$ : ολίσθηση φάσης του σκεδαστή

$\tau_n$ : χρονική καθυστέρηση

$\theta_n$ : Κατεύθυνση άφιξης

$N$ : Αριθμός των τμημάτων πολλαπλών διαδρομών στο υπό θεώρηση σενάριο

$M$ : Αριθμός ακτινών σε κάθε ομάδα συγκέντρωσης των σκεδαστών

$\alpha_r(\theta)$ : ισχύς της κεραίας εκπομπής υπολογιζόμενη για την κατεύθυνση άφιξης  $\theta$

$\alpha_t(\theta)$ : ισχύς της κεραίας λήψης υπολογιζόμενη για την κατεύθυνση αναχώρησης  $\theta$

$\theta$ : Η γωνία που σχηματίζει η κατεύθυνση της προσπίπτουσας ακτίνας στο κινητό τερματικό και της κατεύθυνσης της κίνησης

#### 2.4.2.1 Χωρητικότητα καναλιού MIMO

Η χωρητικότητα ενός συστήματος ορίζεται ως ο μέγιστος ρυθμός που μπορούμε να στείλουμε πληροφορίες με πολύ μικρή πιθανότητα λάθους ( $BER \sim 10^{-5}$ ). Το ενδιαφέρον στα MIMO συστήματα είναι οι τεράστιες δυνατότητες που προσφέρουν για αύξηση της χωρητικότητας χωρίς να χρειάζεται να χρησιμοποιηθεί επιπλέον εύρος ζώνης. Το θεώρημα του Shannon μας δίνει ένα όριο για την χωρητικότητα που μπορεί να επιτευχθεί σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα το οποίο για ένα κανάλι με λευκό θόρυβο Gauss δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$C_{AWGN}(p) = \log_2\left(1 + \frac{P}{N_0W}\right) = \log_2(1 + p) \text{ bits/S/Hz} \quad (29)$$

Όπως είδαμε στην γενική περίπτωση, ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνίας MIMO  $M \times N$  ( $M$  στοιχείων στην είσοδο και  $N$  στην έξοδο) μπορεί να περιγράφεται από την Εξίσωση 27 ως εξής:

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

Ο πίνακας  $H$  θα βρίσκεται στην μορφή:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H_{11} & \dots & H_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{1N} & \dots & H_{11} \end{pmatrix}$$

όπου τα στοιχεία  $H_{ij}$  περιγράφουν τους συντελεστές καναλιού μεταξύ της θύρας  $j$  εισόδου-εκπομπής και της θύρας  $i$  εξόδου-λήψης

Η χωρητικότητα ενός ασυρμάτου συστήματος επικοινωνίας MIMO  $M \times N$  μπορεί να δοθεί από την έκφραση:

$$C = \max_{\{R_S: Tr(R_S) \leq P^{S.av}\}} \log_2 \frac{\det(HR_S H^H + R_n)}{\det(R_n)} \quad (30)$$

όπου

$R_S = E\{SS^H\} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  η συμμεταβλητότητα των εκπεμπόμενων συμβόλων  $S$

$R_n = E\{nn^H\} \in \mathbb{C}^{N \times N}$  η συμμεταβλητότητα του θορύβου  $n$  και  $P^{S.av}$  η μέση εκπεμπόμενη ισχύς.

Στην περίπτωση που ο θόρυβος είναι γκαουσιανός (AWGN) έτσι ώστε τα στοιχεία του  $n$  να είναι ανεξάρτητες και όμοια κατανομημένες τυχαίες μεταβλητές με ίση τυπική απόκλιση  $N_0$  γίνεται:

$$C = \max_{\{R_S: Tr(R_S) \leq P^{S.av}\}} \log_2 \det \left( I + \frac{HR_S H^H}{N_0} \right), \text{ όπου } I \in \mathbb{C}^{N \times N} \quad (31)$$

#### 2.4.2.2 Χωρητικότητα καναλιού MIMO με άγνωστο κανάλι

Αν ο πομπός δεν έχει γνώση του πίνακα μεταφοράς  $H$  του καναλιού τότε η ισχύς εκπομπής διαμοιράζεται εξίσου στις κεραίες του και ο πίνακας  $R_S$  θα γίνει  $R_S = \frac{P^{S.av}}{M} I$ . Η χωρητικότητα θα γίνει

$$C = \log_2 \det \left[ \left( I + \frac{\rho}{M} H H^H \right) \right] \quad (32)$$

#### 2.4.2.3 Χωρητικότητα καναλιού MIMO με γνωστό κανάλι

Αν ο πομπός γνωρίζει τον πίνακα  $H$  μπορεί να επιλέξει κατανομή ισχύος στις κεραίες του τέτοια ώστε να μεγιστοποιεί την χωρητικότητα του καναλιού. Η τεχνική ονομάζεται waterfilling, Σε αυτή την μέθοδο μπορούμε να πούμε ότι τα καλύτερα κανάλια τροφοδοτούνται με περισσότερη ισχύ σε σχέση με τα υπόλοιπα και η χωρητικότητα δίνεται από τη σχέση

$$C = \sum_{i=1}^k \log_2 \left( 1 + \frac{P_i}{N_0} \lambda_i^2 \right) \quad (33)$$

όπου  $P_i$  είναι η ισχύς στον  $i$ -οστό υποδιάυλο,  $N_0/2$  είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου. Ο σηματοθορυβικός λόγος είναι  $SNR = \frac{P_T}{N_0}$ , όπου το  $P_T$  η συνολική ισχύς εκπομπής, για την οποία ισχύει

$$P_T = \sum_{i=1}^k P_i = \sum_{i=1}^k \left( \nu - \frac{1}{\lambda_i^2} \right) \quad (34)$$

όπου το πρόσρημο στον εκθέτη σημαίνει ότι λαμβάνονται υπόψη μόνο οι θετικοί όροι εφαρμόζεται ξεκινώντας από τον ισχυρότερο υποδιάυλο και αποδίδοντάς του ισχύ

$P_i = v - \frac{1}{\lambda_i^2}$ , όπου  $v$  είναι ένα σταθερό κατώφλι. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται με τον αμέσως ισχυρότερο υποδίαυλο και ούτω καθεξής.

Η μέθοδος αυτή παρέχει σημαντικά κέρδη σε σύγκριση με οποιαδήποτε τυχαία κατανομή της ισχύος στις κεραίες του πομπού. Μετά από πειραματικά δεδομένα σε ένα μεγάλο εύρος συστημάτων με διαφορετικούς αριθμούς κεραιών και διαφορετικά μοντέλα για το δίαυλο, το κέρδος λόγω της ανάδρασης είναι μέχρι και 30% για SNR πάνω από τα 10dB. Για SNR μεταξύ του μηδενός και των 10dB τα κέρδη είναι μέχρι και 60%, ενώ για τιμές του SNR μικρότερες από 0dB παρατηρούνται κέρδη που φθάνουν και το 200%. Το γεγονός ότι το κέρδος από την ανάδραση μειώνεται σε τιμές μεγάλων SNR μπορεί να εξηγηθεί διαισθητικά ως εξής: Η γνώση της κατάστασης του διαύλου από τον πομπό του παρέχει κυρίως κέρδος συστοιχίας. Όμως, το διαφορικό κέρδος και το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας δεν απαιτούν αυτή τη γνώση, καθώς επιτυγχάνονται με τεχνικές ‘τυφλής’ μετάδοσης (‘blind’ transmit schemes), όπως οι STC (Space Time Codes) και V-BLAST (Vertical-Bell Laboratories-Layered-Space-Time). Έτσι, καθώς η σχετική επίδραση του κέρδους πίνακα του πομπού μειώνεται σε μεγάλα SNR και το κέρδος από τη γνώση του διαύλου στον πομπό θα μειώνεται και αυτό.

#### 2.4.2.4 Χωρητικότητα καναλιού MIMO σε Στοχαστικά μοντέλα

Για να μπορέσουμε να χρησιμοποιήσουμε μία από τις προαναφερθείσας εξισώσεις θα πρέπει να είναι γνωστός ο πίνακας απωλειών. Τα πιο συνηθισμένα μοντέλα είναι το Rayleigh και Rice. Βασικές έννοιες σε τέτοια συστήματα είναι η εργοδική χωρητικότητα (ergodic capacity), η χωρητικότητα outage (outage capacity) και η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας του συστήματος (outage probability).

Η εργοδική χωρητικότητα ορίζεται ως η μεγιστοποίηση της μέσης αμοιβαίας πληροφορίας μεταξύ του πομπού και του δέκτη κάτω από περιορισμούς της ισχύος.

Όταν ο πομπός δεν έχει γνώση του καναλιού, ενδείκνυνται να θεωρούμε ένα κανάλι με ομοιόμορφη κατανομή ισχύος, όπου ο πίνακας εκπομπής συν διακύμανσης είναι  $\Phi = \frac{P_T}{n_T} \mathbf{I}_{n_T}$ , ενώ για κάθε κανάλι ο θόρυβος περιγράφεται από τον πίνακα matrix  $\mathbf{K}^n = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_R}$ .

Η εργοδική χωρητικότητα σε ένα τέτοιο Rayleigh Fading MIMO κανάλι είναι

$$C = E_H = \left\{ \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{n_R} + \frac{P_T}{\sigma^2 n_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger \right) \right] \right\} \quad (35)$$

Ένα Rice Fading MIMO κανάλι χρησιμοποιείται όταν υπάρχει μία ισχυρή LOS διαδρομή σε σχέση με τις λιγότερο ισχυρές NLOS διαδρομές. Ο συντελεστής K μας δίνει την αναλογία ανάμεσα στην LOS και NLOS ισχύ και δίνεται από την σχέση

$$K = \frac{LOS}{NLOS} = \frac{c^2}{2\sigma^2} \quad (36)$$

Ο πίνακας απωλειών σε ένα κανάλι με Rician κατανομή είναι

$$H_m = \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_{sc} + \sqrt{\frac{K}{K+1}} H_d \quad (37)$$

Όπου K ο συντελεστής Rician,  $H_{sc}$  ένας τυχαίος πίνακας (Rayleigh Model), και  $H_d$  το ντετερμινιστικό μοντέλο για την LOS συνιστώσα.

Η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας του συστήματος ορίζεται η πιθανότητα του γεγονότος ο πραγματικός ρυθμός μετάδοσης να υπερβεί την αμοιβαία πληροφορία.

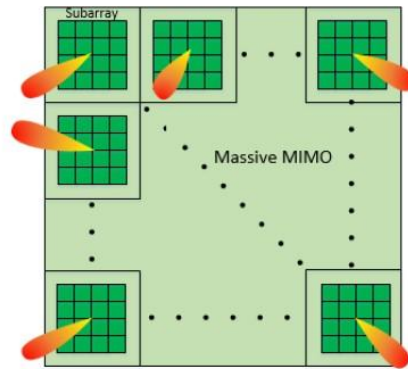
### 2.4.3 MASSIVE - MIMO

Οι MmWave επικοινωνίες είναι εκ φύσεως κατευθυντικές. Ένα πλεονέκτημα των millimetres waves είναι πολύ μικρές κεραιές που απαιτούνται (για παράδειγμα  $l = 3.75\text{mm}$  για 80GHz συχνότητα) λόγω του πολύ μικρού μήκους κύματος τους. Μικρότερες κεραιές όμως συνεπάγεται και μικρότερη ενεργή επιφάνεια εκπομπής

$$G_t = \frac{4\pi A_t^{\text{eff}}}{\lambda^2} \quad (38)$$

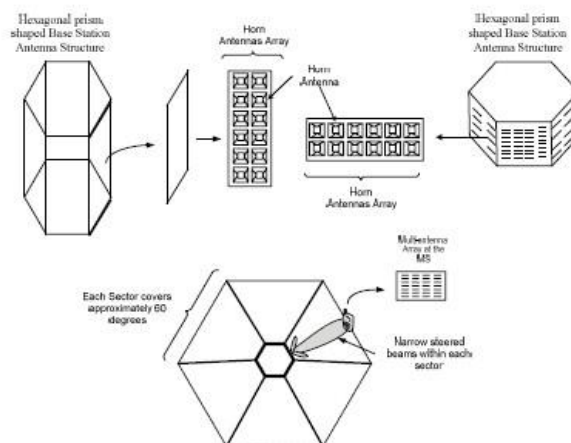
Για να παρακάμψουμε το μειονέκτημα του μικρού κέρδους κεραιάς και των απωλειών διάδοσης, μπορούμε να αναπτύξουμε πολλαπλές κεραιές σε διάταξη. Λόγω του μικρού μήκους της κεραιάς ( $\lambda/2$  στα δίπολα) οι αποστάσεις μεταξύ των κεραιών είναι και αυτές μικρές. Έτσι μπορούμε να χωρέσουμε πάρα πολλές κεραιές σε μια μικρή περιοχή (δεκάδες κεραιές/  $\text{cm}^2$  για 80GHz συχνότητα) [12][32][94].

Οι κεραιές βάσεις Massive MIMO (Εικόνα 20) έχουν υψηλής προσδοκίας αποτελέσματα, αυξάνοντας την χωρητικότητα και την ποιότητα υπηρεσιών, καθώς με ακρίβεια εστιάζουν την εκπεμπόμενη ενέργεια προς τους χρήστες όπως φαίνεται στο σχήμα [34][54][111].



ΕΙΚΟΝΑ 5 ΓΡΑΦΙΚΗ ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΚΕΡΑΙΑΣ MASSIVE MIMO[16]

Η διάταξη των κεραιών σε μια massive MIMO συστοιχία, είναι δύο διαστάσεων και κάθε μία από αυτές, ξεχωριστά, μπορούν να προσαρμόσουν την κατευθυντικότητα της κάθε δέσμης εκπομπής τόσο κατά το αζιμούθιο όσο και κατά ύψος. Καθώς κάθε μία από τις διατάξεις αποτελείται από  $n \times n$  δίπολα, μπορούμε να επιτύχουμε υψηλή κατευθυντικότητα δέσμης. Έτσι προσαρμόζοντας σε ένα σταθμό βάσης περισσότερες της μίας massive MIMO κεραιών μπορούμε καλύψουμε πλήρως της ανάγκες μίας 5G κυψέλης. Στην Εικόνα 21 φαίνεται μία τέτοια πιθανή κεραία εκπομπής, με 6 massive MIMO συστοιχίες τοποθετημένες σε μορφή εξαγώνου, ανα  $60^\circ$ . Κάθε μία από της πλευρές της κεραίας μπορεί να ελέγξει τη κατεύθυνση της δέσμης στην περιοχή των  $60^\circ$ . Επιπροσθέτως σε κάθε πλευρά μικρότερες συστοιχίες κεραιών μπορούν να κατευθύνουν περισσότερες δέσμες εκπομπής στους αντίστοιχους πομπούς λήψης



ΕΙΚΟΝΑ 6 ΔΙΑΤΑΞΗ 6 MASSIVE MIMO ΣΥΣΤΟΙΧΙΕΣ ΤΟΠΟΘΕΤΗΜΕΝΕΣ ΣΕ ΜΟΡΦΗ ΕΞΑΓΩΝΟΥ[76]

Τα συστήματα MIMO προσφέρουν πολλά πλεονεκτήματα, όπως το κέρδος συστοιχίας (array gain), το διαφορεικό κέρδος (diversity gain), το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing gain) και η μείωση των παρεμβολών (interference reduction). Παρά το γεγονός ότι και τα

συστήματα MISO και SIMO παρέχουν παρόμοια πλεονεκτήματα, μόνο τα MIMO μπορούν να δώσουν κέρδος χωρικής πολυπλεξίας και να αυξήσουν τη χωρητικότητα του διαύλου πάνω από το όριο του Shannon. Η χώρο-χρονική κωδικοποίηση (space-time coding) και οι διάφοροι αλγόριθμοι λήψης του σήματος μπορούν να ανταλλάξουν αυτά τα κέρδη με ένα ικανοποιητικό ποσοστό λαθών BER (Bit Error Ratio) στην περίπτωση κατά την οποία το σύστημα περιορίζεται από θόρυβο και παρεμβολές. Διαφορετικά, σε ευνοϊκές συνθήκες μεγιστοποιείται η απόδοση του διαύλου.

#### **2.4.3.1 Κέρδος Συστοιχίας (Array Gain)**

Το κέρδος συστοιχίας μπορεί να επιτευχθεί μετά από επεξεργασία στον πομπό και στο δέκτη και έχει ως συνέπεια την αύξηση του μέσου λαμβανόμενου σηματοθορυβικού λόγου λήψης (coherent combining). Στο κέρδος συστοιχίας του πομπού ή του δέκτη απαιτεί γνώση της κατάστασης του διαύλου από τον πομπό ή το δέκτη, αντίστοιχα, και εξαρτάται από τον αριθμό των κεραιών εκπομπής και λήψης. Η κατάσταση του διαύλου στη γενική περίπτωση είναι γνωστή στην πλευρά του δέκτη, χωρίς όμως να ισχύει το ίδιο και για την πλευρά του πομπού, όπου είναι δύσκολη η εκτίμησή της. Το κέρδος συστοιχίας έχει αποτελέσει αντικείμενο έρευνας τα τελευταία δεκαπέντε χρόνια λόγω της ανάπτυξης των „έξυπνων“ κεραιών (smart antennas).

#### **2.4.3.2 Διαφορικό κέρδος (Diversity Gain)**

Η ισχύς του σήματος σε ένα ασύρματο δίαυλο αυξομειώνεται τυχαία, ανάλογα με τις διαλείψεις που εμφανίζονται στο διαρκώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον. Ο διαφορισμός βασίζεται στη μετάδοση του σήματος σε πολλαπλές (ιδανικά) ανεξάρτητες, ως προς τις διαλείψεις, διαδρομές (στο πεδίο του χρόνου ή της συχνότητας ή του χώρου). Ο χρονικός διαφορισμός (time diversity) απαιτεί την επαναμετάδοση των δεδομένων μετά από μια χρονική καθυστέρηση τουλάχιστον ίση με το χρόνο συνοχής (coherence time). Αυτό έχει ως συνέπεια την ελάττωση του ρυθμού μετάδοσης, καθώς αποστέλλονται αντίγραφα της ίδιας πληροφορίας. Ο διαφορισμός στο πεδίο της συχνότητας (frequency diversity) απαιτεί την μετάδοση των δεδομένων ταυτόχρονα σε διαφορετικές συχνότητες, που διαφέρουν μεταξύ τους τουλάχιστον κατά τη συχνότητα συνοχής BC (coherence bandwidth). Η τεχνική αυτή, οδηγεί σε ανεπιθύμητη σπατάλη εύρους ζώνης. Ο χωρικός διαφορισμός (spatial diversity) προτιμάται από τους χρονικούς διαφορισμούς και συχνότητας, καθώς αυτή δεν σπαταλά τηλεπικοινωνιακούς πόρους, όπως ο χρόνος μετάδοσης και το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Αν οι  $M_R \times M_T$  δίαυλοι, οι οποίοι συνθέτουν το δίαυλο MIMO, υφίστανται ανεξάρτητες μεταξύ τους αποσβέσεις και το μεταδιδόμενο σήμα έχει σχεδιαστεί κατάλληλα, ο δέκτης μπορεί να συνδυάσει τα λαμβανόμενα σήματα με τέτοιο τρόπο ώστε το

τελικό σήμα να παρουσιάζει μικρότερη διασπορά πλατών σε σύγκριση με την SISO περίπτωση. Έτσι, επιτυγχάνεται διαφορισμός τάξης  $M_R \times M_T$ . Αν ο πομπός δεν γνωρίζει την κατάσταση του διαύλου είναι δύσκολο να εξαχθεί διαφορικό κέρδος, στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιούνται κατάλληλα σχεδιασμένα σήματα μετάδοσης και η τεχνική αναφέρεται ως χώρο-χρονική κωδικοποίηση.

#### **2.4.3.3 Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain)**

Ο διάυλος MIMO προσφέρει μια γραμμική αύξηση (ανάλογη προς το  $\min(M_R, M_T)$ ) στην χωρητικότητα χωρίς να χρειάζεται αύξηση στην ισχύ εκπομπής ή στο διαθέσιμο εύρος ζώνης. Αυτό το κέρδος, που αναφέρεται ως κέρδος χωρικής πολυπλεξίας, υλοποιείται μεταδίδοντας ανεξάρτητα μεταξύ τους σήματα από διαφορετικές κεραίες. Με ευνοϊκές συνθήκες διάδοσης, όπως το πλούσιο περιβάλλον σε σκεδαστές, ο δέκτης μπορεί να ξεχωρίσει τις διαφορετικές αυτές ροές δεδομένων, οδηγώντας έτσι σε μια γραμμική αύξηση της χωρητικότητας.

#### **2.4.3.4 Μείωση των παρεμβολών (Interference Reduction)**

Οι παρεμβολές δημιουργούνται εξαιτίας της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας που γίνεται στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες. Όταν χρησιμοποιούνται πολλαπλές κεραίες, η χωρική διαφορά ανάμεσα στο επιθυμητό σήμα και στα υπόλοιπα σήματα του ίδιου διαύλου μπορεί να βοηθήσει στη μείωση των παρεμβολών. Για τη μείωση των παρεμβολών απαιτείται γνώση του διαύλου του επιθυμητού σήματος, χωρίς να χρειάζεται να είναι γνωστός ο διάυλος παρεμβολής. Η μείωση αυτή μπορεί να εφαρμοστεί και στην πλευρά του πομπού, ελαττώνοντας την ενέργεια των παρεμβολών σε σχέση με τη χρήσιμη ενέργεια. Έτσι, το φαινόμενο αυτό επιτρέπει την επαναχρησιμοποίηση συχνότητας και δημιουργεί αύξηση της χωρητικότητας κάθε κυψέλης.

#### **2.4.4 Τεχνικές για την μετάδοση της πληροφορίας στα συστήματα MIMO**

Δύο είναι τεχνικές που χρησιμοποιούνται στα συστήματα MIMO για την μετάδοση της πληροφορίας, η τεχνική spatial multiplexing και η τεχνική spatial diversity. Στην τεχνική spatial multiplexing, κάθε χωρικό κανάλι (spatial channel) περιέχει ξεχωριστές πληροφορίες, αυξάνοντας έτσι τον ρυθμό δεδομένων του συστήματος. Η τεχνική spatial multiplexing επαναχρησιμοποιεί τις φασματικές συχνότητες δημιουργώντας πολλαπλά κανάλια επικοινωνίας, αυξάνοντας έτσι την χωρητικότητα του καναλιού. Κάθε ένα από τα διαφορετικά αυτά σήματα, πρέπει να μεταδοθεί από ένα ανεξάρτητο κανάλι ώστε να εκμεταλλευτούμε την τεχνική του spatial multiplexing. Αν δεν γίνει αυτό, δεν θα είναι εφικτό να ξεχωρίσουμε τα

σήματα στην μεριά του δέκτη χάνοντας έτσι το πλεονέκτημα που μας προσφέρει το spatial multiplexing

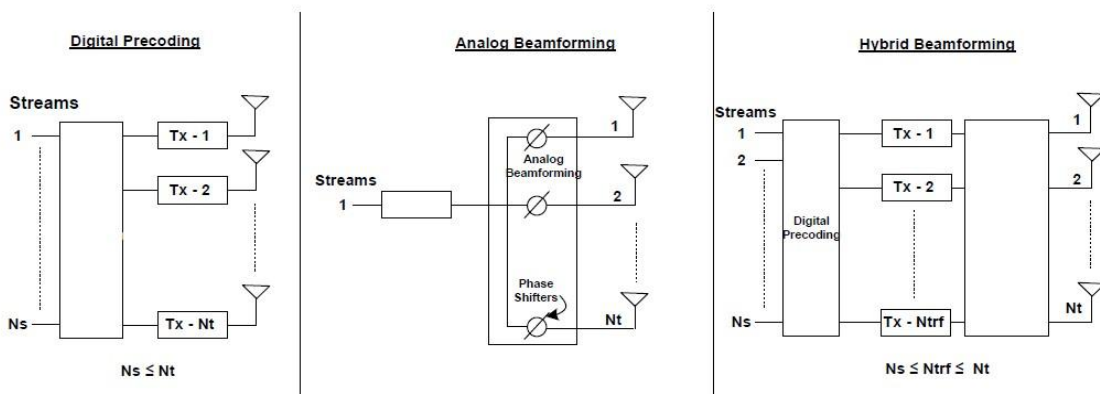
Στις spatial diversity τεχνική ίδιες πληροφορίες μεταδίδονται μέσω ανεξάρτητων καναλιών διάλειψης (fading channels) ώστε να αντιμετωπισθεί η εξασθένιση (fading). Όταν πολλαπλά αντίγραφα από τα ίδια δεδομένα στέλνονται μέσω ανεξάρτητων καναλιών διάλειψης, το ποσοστό της εξασθένισης που θα υποστεί το κάθε αντίγραφο θα είναι διαφορετικό. Αυτό μας εγγυάται ότι τουλάχιστον ένα από τα αντίγραφα θα υποστεί λιγότερη εξασθένιση σε σύγκριση με τα υπόλοιπα. Έτσι, η πιθανότητα να ληφθούν σωστά τα δεδομένα μας αυξάνεται αισθητά. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την βελτίωση της αξιοπιστίας ολόκληρου του συστήματος.

Η τεχνική beamforming είναι μια μέθοδος που βασίζεται στην κατευθυντική μετάδοση και λήψη σήματος για την μείωση των παρεμβολών και την αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος. Η τεχνική αυτή μας παρέχει τη δυνατότητα να κατευθύνουμε το σήμα μας από και προς τις κεραιές του πομποδέκτη ώστε να υπάρχει άμεση αλληλεπίδραση μόνο με τον εκάστοτε χρήστη που είτε αποστέλλει είτε λαμβάνει δεδομένα και να μην αποστέλλεται το σήμα προς πολλαπλές κατευθύνσεις. Στην μέθοδο beamforming έχουμε πολλαπλές κεραιές τόσο στη μεριά του χρήστη (UE), όσο και στην μεριά του πομποδέκτη (συστοιχία κεραιών). Οι κεραιές του πομποδέκτη που χρησιμοποιούνται για την τεχνική beamforming αποτελούν μια γραμμικά διατεταγμένη και ισαπέχουσα διάταξη κεραιών. Το σήμα που αποστέλλεται από τις κεραιές του χρήστη φτάνοντας στις κεραιές του πομποδέκτη υφίσταται ένα πολλαπλασιασμό με έναν πίνακα σύνθετων βαρών και στη συνέχεια τα γινόμενα αυτά αθροίζονται και κατασκευάζεται το σήμα που μεταδίδεται προς τον χρήστη. Ο πίνακας με τα σύνθετα βάρη, περιέχει τόσα βάρη όσες και οι κεραιές του πομποδέκτη. Πριν την άθροιση τους, τα σήματα που μεταδίδονται μετά το πέρας του πολλαπλασιασμού έχουν μια διαφορά φάσης λόγω της απόστασης των κεραιών και μια διαφορά στο πλάτος λόγω του πολλαπλασιασμού τους με το εκάστοτε βάρος το καθένα. Αφού λοιπόν οι θέσεις των κεραιών στον πομποδέκτη είναι σταθερές τότε για να μπορέσουμε να στρέψουμε την κεραία του πομποδέκτη προς το σημείο που βρίσκεται ο επιθυμητός χρήστης πρέπει να μεταβάλουμε κάποια άλλη μεταβλητή. Αυτή η μεταβλητή είναι τα βάρη του πίνακα με τον οποίο πολλαπλασιάζεται το σήμα.

Το beamforming μπορεί να υλοποιηθεί είτε με ψηφιακά είτε με αναλογικά κυκλώματα (Εικόνα 22). Το ψηφιακό beamforming πραγματοποιείται πολλαπλασιάζοντας τα ψηφιακά σύμβολα της πληροφορίας με τα αντίστοιχα βάρη προτού αυτά μετατραπούν

σε αναλογικά σήματα. Έτσι με το ψηφιακό beamforming μπορούμε επιλέξουμε επακριβώς τους κατάλληλους πολλαπλασιαστές για το πλάτος και τη φάση, με αντίτιμο την πολυπλοκότητα των συστημάτων. Παράλληλα απαιτούνται και μια σειρά μετατροπών από ψηφιακά σε αναλογικά σήματα καθώς και ενισχυτές για κάθε μία από τις κεραίες. Κάτι τέτοιο αυξάνει το κόστος κατασκευής ενώ οι ίδιοι οι ενισχυτές καταναλώνουν μεγάλη ποσότητα ενέργειας για να λειτουργήσουν.

Το αναλογικό beamforming πραγματοποιείται με την ηλεκτρονικά ελεγχόμενη μετατόπιση φάσεως αφού πρώτα έχει διαμορφωθεί το σήμα. Στη συνέχεια το σήμα διαχωρίζεται και οδηγείται στις κεραίες εκπομπής. Αντί να χρησιμοποιήσουμε ένα RF σήμα για κάθε κεραία μπορεί να χρησιμοποιήσουμε έναν περιορισμένο αριθμό RF σήματος που μοιράζεται σε περισσότερες κεραίες. Αυτό μειώνει την κατανάλωση ενέργειας αλλά αυξάνει το εύρος ζώνης εκπομπής λόγω τις κωδικοποίησης.



ΕΙΚΟΝΑ 7 BEAMFORMING ΕΙΤΕ ΜΕ ΨΗΦΙΑΚΑ ΕΙΤΕ ΜΕ ΑΝΑΛΟΓΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΕΙΤΕ ΜΕ ΥΒΡΙΔΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ[67]

Για τα mmWave συστήματα έχει αναπτυχθεί ένα νέο είδος υβριδικού beamforming που σκοπό έχει τον συνδυασμό των πλεονεκτημάτων του αναλογικού και ψηφιακού beamforming [101][112]. Συνίσταται τόσο από ψηφιακή προ-κωδικοποίηση των σημάτων όσο και αναλογικής προ-κωδικοποίηση. Οι πομποί είναι συνδεδεμένοι σε πολλαπλάσιες από αυτούς κεραίες. Έτσι ένας πομπός μπορεί να συνδεθεί με παραπάνω από μία κεραίες. Η ψηφιακή κωδικοποίηση μεταβάλλει το πλάτος και την φάση εκπομπής με την χρήση πολύπλοκων αλγορίθμων. Η αναλογική κωδικοποίηση για λόγους οικονομίας μεταβάλλει μόνη την φάση του εκπεμπόμενου σήματος.

Ταυτόχρονα όμως με τα πλεονεκτήματα που αναφέραμε, η χρήση των MIMO συστημάτων, κάνει πιο περίπλοκη και πιο δύσκολη την κατασκευή του δέκτη, καθώς η διαδικασία διαχωρισμού των ροών στον δέκτη, καθορίζει και την υπολογιστική

πολυπλοκότητά του. Μερικά παραδείγματα χαρακτηριστικών δεκτών που χρησιμοποιούνται είναι, ο Zero Forcing (**ZF**), ο Minimum Mean Square Error (**MMSE**), ο V-BLAST, ο D-BLAST.

### **Ο ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΤΗΣ ZERO FORCING**

Ο απλούστερος τρόπος για τη απο-πολύπλεξη των ροών στο δέκτη, έτσι ώστε να ανακτήσουμε τα δεδομένα που στάλθηκαν, είναι να κάνουμε χρήση του ισοσταθμιστή Zero-Forcing, ο οποίος ανήκει στην κατηγορία των γραμμικών ισοσταθμιστών. Στόχος της ισοστάθμισης λοιπόν, είναι η εξάλειψη παρεμβολών από τις γειτονικές ροές συμβόλων (**Multistream Interference-MSI**). Ο ZF-ισοσταθμιστής προκειμένου να αποπολυπλέξει τις ροές, πολλαπλασιάζει την είσοδο του δέκτη με έναν ψευδοαντίστροφο πίνακα  $H^\dagger$  του καναλιού και δημιουργεί έτσι ένα ισοδύναμο σύστημα που αποτελείται από  $M_T$  παράλληλα κανάλια SISO, καθένα με ξεχωριστό Γκαουσιανό θόρυβο. Το πρόβλημα βρίσκεται στο γεγονός, ότι ο ZF-ισοσταθμιστής ταυτόχρονα ενισχύει τον Γκαουσιανό θόρυβο κατά τον παράγοντα  $H^\dagger$  γεγονός, που προκαλεί αντίστοιχη μείωση στο σηματοθορυβικό λόγο.

### **Ο ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΤΗΣ MMSE (Minimum Mean Square Error)**

Όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα, ο δέκτης με χρήση ισοσταθμιστή Zero-Forcing καταφέρνει να εξαλείψει πλήρως την MSI μεταξύ των υποροών με κόστος την ενίσχυση του θορύβου. Ο δέκτης με χρήση MMSE, προσπαθεί να κρατήσει μια ισορροπία μεταξύ των δύο παραμέτρων που προαναφέρθηκαν, ώστε να πετύχει όσο το δυνατόν μικρότερο αριθμό λαθών στο δέκτη. Ο ισοσταθμιστής MMSE αποτελεί την καλύτερη επιλογή γραμμικής ισοστάθμισης καθώς σε όλο το εύρος τιμών του SNR είναι αποδοτικότερος, τόσο από τον ZF όσο και από το προσαρμοσμένο φίλτρο. Αξίζει επίσης να τονιστεί, πως για χαμηλό SNR ο MMSE έχει παρόμοια συμπεριφορά με αυτή του προσαρμοσμένου φίλτρου, ενώ στις πολύ υψηλές τιμές του SNR συμπεριφέρεται παρόμοια με τον ZF.

### **V- BLAST**

Μία ελκυστική εναλλακτική λύση σε σχέση με τους δέκτες ZF και MMSE είναι ο δέκτης V – BLAST (Vertical Bell Laboratories Layered Space –Time Architecture). Στον δέκτη V –

BLAST, αντί να γίνεται κοινή αποκωδικοποίηση των μεταδιδόμενων σημάτων, η αποκωδικοποίηση γίνεται σε διαφορετικά επίπεδα (layers). Η ανίχνευση για τον δέκτη V – BLAST μπορεί να γίνει με δύο τρόπους. Ο πρώτος, SIC (Successive Interference Cancellation) – V –BLAST, είναι να χρησιμοποιηθούν γραμμικές τεχνικές, π.χ. γραμμική ακύρωση (linear nulling). Σε αυτή την περίπτωση κάθε υπο κανάλι θεωρείται ότι είναι το επιθυμητό σήμα και τα υπόλοιπα λαμβάνονται ως παρεμβολές. Η ακύρωση (nulling) πραγματοποιείται εφαρμόζοντας κάποια βάρη στα λαμβανόμενα σήματα ώστε να ικανοποιηθεί κάποιο συγκεκριμένο κριτήριο, όπως το κριτήριο MMSE, ή το ZF. Ο δεύτερος τρόπος ανίχνευσης στον δέκτη V – BLAST είναι να χρησιμοποιηθούν μη – γραμμικές (non - linear) τεχνικές σε συνδυασμό με την γραμμική ακύρωση. Στην περίπτωση αυτή αναφερόμαστε στους δέκτες OSIC (Ordered Successive Cancellation), οι οποίοι υπερέχουν των απλών SIC δεκτών. Μία δημοφιλής μη γραμμική τεχνική είναι η nulling and symbol cancellation, όπου παράλληλα με την μέθοδο linear nulling εφαρμόζεται και η τεχνική ακύρωσης συμβόλου (symbol cancellation). Η χρήση της αφαιρεί την παρεμβολή από τα ήδη ανιχνευμένα συστατικά του διανύσματος λήψης, με αποτέλεσμα στο τροποποιημένο διάνυσμα λήψης που σχηματίζεται να υπάρχουν λιγότερες παρεμβολές.

#### **2.4.5 Τεχνολογία Ολοκληρωμένων κυκλωμάτων**

Σημαντικό ρόλο στην mmWave διάδοση, έχει και η εξέλιξη της κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Η επιλογή της κατάλληλης τεχνολογίας σχετίζεται με θέματα κατανάλωσης ρεύματος, απόδοσης, γραμμικότητας, δυναμικού εύρους και κατ' επέκταση με θέματα κόστους, μεγέθους, ρυθμού μετάδοσης, διαμόρφωσης συχνότητας, ισχύς εκπομπής, εύρους ζώνης. Στην mmWave υπάρχουν τρεις τεχνολογίες ολοκληρωμένων κυκλωμάτων : η Gallium Arsenide (GaAs) η Silicon Germanium (SiGe) και η Silicon ως CMOS και BiCMOS. Καμία από αυτές της τεχνολογίες δεν μπορεί να καλύψει όλες τις απαιτήσεις σε μια mmWave μετάδοση. Η GaAs τεχνολογία επιτρέπει γρήγορη και υψηλή απόδοση με χαμηλό θόρυβο αλλά είναι ακριβή ως τεχνολογία και δύσκολα υλοποιήσιμη. Η SiGe είναι μία πιο οικονομική λύση με ανάλογα χαρακτηριστικά [37][40]. Πρόσφατες εξελίξεις στην CMOS τεχνολογία [15] απέδειξαν την δυνατότητα υλοποίησης κυκλωμάτων στα 130nm για συχνότητες 60GHz RF σε ενεργά και παθητικά στοιχεία.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>

## Προσομοίωση mmWave

### 3.1 Λογισμικά προσομοίωσης 5G

Τα Omnidirectional μοντέλα καναλιών έχουν μελετηθεί και εφαρμοστεί ευρέως από την βιομηχανία και τα ερευνητικά κέντρα παγκοσμίως, με σκοπό να βοηθήσουν στο σχεδιασμό ασύρματων δικτύων. Επίσης σημαντικά είναι όμως και τα directional μοντέλα καναλιών για τον σχεδιασμό και την κατασκευή κεραιών με τεχνολογία beamforming και spatial diversity σε multiple-input multiple-output (MIMO) συστήματα [27][97].

Η ασύρματη βιομηχανία θα πρέπει να αναπτύξει συστήματα 5 γενιάς (5G) για millimeter-wave (mmWave) επικοινωνίες με σκοπό να καλύψει τις αυξανόμενες ανάγκες των καταναλωτών. Σημαντικοί οργανισμοί όπως το 3rd Generation Partnership Project (3GPP) και το International Telecommunication Union (ITU) υποστηρίζουν τα ευρυζωνικά κανάλια και την εφαρμογή τους σε φυσικό επίπεδο με τεχνικές beamforming and massive multiple-input multiple-output (MIMO).

Στον πραγματικό κόσμο οι μελέτες συμπεριφοράς συστημάτων, οι προβλέψεις διάδοσης και τα μοντέλα καναλιών θα πρέπει να είναι ακριβή και να βασίζονται σε επαναλαμβανόμενες μετρήσεις που να δίνουν αποτελέσματα συμπεριφοράς των καναλιών όπως είναι στην

πραγματικότητα. Θα πρέπει να στηρίζονται στην νόμους τις φυσικής και της διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε όλο το φάσμα των mmWave συχνοτήτων. Τέλος θα πρέπει να λαμβάνουν υπόψη τις απαιτήσεις των συστημάτων τόσο του πομπού όσο και του δέκτη [24][61].

Ένα από τα βασικότερα εργαλεία για τον σχεδιασμό και την μελέτη mmWave συστημάτων είναι και τα λογισμικά προσομοίωσης (simulators). Παγκοσμίως κυκλοφορούν πολλοί προσομοιωτές όπως οι QuaDRiGa, SIRCIM, SMRCIM, BERSIM, NS-3 κτλ. Για την συγκεκριμένη εργασία θα χρησιμοποιήσουμε τον NYUSIM channel simulator. Ο NYUSIM channel simulator αναπτύχθηκε από το τμήμα NYU WIRELESS, του NY University. Το NYU WIRELESS πραγματοποίησε millimeter-wave (mmWave) μετρήσεις από το 2012 έως το 2017, συγκεντρώνοντας πάνω από 1 Terabytes δεδομένων σε συχνότητες από 28 έως 73 GHz, σε διάφορα αστικά περιβάλλοντα, urban microcell (UMi), urban macrocell (UMa), rural macrocell (RMa). Οι μετρήσεις και οι αναλύσεις οδήγησαν στην δημιουργία του NYUSIM channel simulator. Ο NYUSIM channel simulator προσφέρει ακριβή προσομοίωση ενός καναλιού τόσο στο χρόνο όσο και στο χώρο και μπορεί υποστήριξη ρεαλιστικές προσομοίωσης σε φυσικό επίπεδο αλλά και σε επίπεδο επικοινωνίας, αντίστοιχες με αυτές το πραγματικών μετρήσεων. Ο NYUSIM έχει εφαρμογή σε ένα μεγάλο εύρος φέροντος συχνοτήτων από 500 MHz έως 100 GHz, και RF φάσμα από 0 έως 800 MHz.

### 3.2 Το λογισμικό προσομοίωσης NYUSIM

Ο NYUSIM υποστηρίζει ομοιοκατευθυντικά και κατευθυντικά μοντέλα καναλιών με κύριο πλεονέκτημά του να είναι το ότι δημιουργεί συναρτήσεις χωρικών και χρονικών αποκρίσεων του καναλιού CIRs (Channel Impulse Response). Για τον υπολογισμό των απωλειών διάδοσης χρησιμοποιεί το μοντέλο CI [106] χρησιμοποιώντας επιπλέον εξασθένιση εξαιτίας των ατμοσφαιρικών συνθηκών [62]:

$$PL^{CI}(f, d)[dB] = FSPK(f, d_0) + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + AT[dB] + x_{\sigma}^{CI} \quad (39)$$

όπου  $d$  η τρισδιάστατη απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη (με  $d \geq 1$ ),  $f$  η συχνότητα φέροντος σε GHz,  $n$  ο συντελεστής απώλειας διάδοσης (PLE),  $AT$  η εξασθένιση που οφείλεται στην ατμόσφαιρα,  $X_{\sigma}^{CI}$  μια μεταβλητή Gaussian με μηδενική μέση τιμή και  $\sigma$  τυπική απόκλιση και  $FSPK(f, d_0)$  η απώλεια διάδοσης στον ελεύθερο χώρο σε απόσταση ενός μέτρου. Η ατμοσφαιρική εξασθένιση υπολογίζεται ως εξής:

$$AT[\text{dB}] = \alpha [\text{dB/m}] * d \quad (40)$$

όπου  $\alpha$  ο παράγοντας εξασθένισης σε dB/m για συχνότητες από 1 μέχρι και 100 GHz, ο οποίος περιέχει αθροιστικά φαινόμενα εξασθένισης του στεγνού αέρα (περιέχει την εξασθένιση λόγω του οξυγόνου), της βροχής και της ομίχλης.

Κατά την προσομοίωση, αρχικά υπολογίζεται το ομοιοκατευθυντικό PDP και έπειτα οι κατευθυντικές απώλειες διάδοσης σε κάθε θέση λήψης, όπου σαρώνεται το αζιμούθιο και το κατακόρυφο HPBW του πομπού και του δέκτη με βήμα όπως ορίζεται από τον χρήστη στο GUI. Το κέρδος του πομπού και του δέκτη υπολογίζονται από:

$$G(\theta, \varphi) = \max \left( G_0 e^{-\alpha\theta^2 - \beta\varphi^2}, \frac{G_0}{100} \right) \quad (41)$$

$$\alpha = \frac{4 \ln(2)}{\theta_{2dB}^2}, \beta = \frac{4 \ln(2)}{\varphi_{2dB}^2}, G_0 = \frac{41253n}{\theta_{3dB} \varphi_{3dB}}$$

όπου  $(\theta, \varphi)$  δίνουν την αζιμουθιακή και κατακόρυφη μετατόπιση γωνίας από τον κύριο λοβό,  $G_0$  είναι το μέγιστο κέρδος,  $n=0.7$  αποτελεί μια τυπική μέση απόδοση κεραίας και  $(\theta_{3dB}, \varphi_{3dB})$  δίνουν το αζιμουθιακό και το κατακόρυφο HPBW.

Οι κατευθυντικές απώλειες διάδοσης θα είναι:

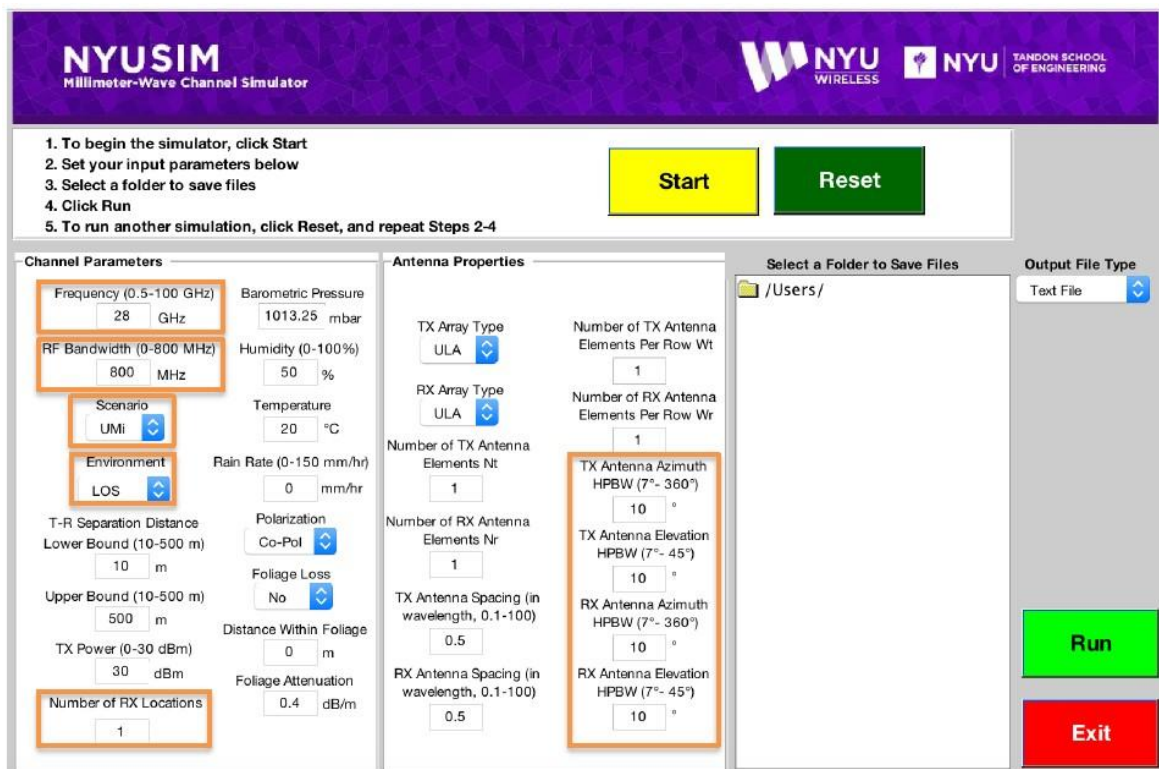
$$\text{Κατευθυντικές απώλειες διάδοσης} = \text{Ισχύς [Πομπού]} + \text{Κέρδος [Πομπού, Δέκτη]} - \text{Λαμβανόμενη Ισχύς}$$

Οι κατευθυντικές απώλειες διάδοσης θα είναι πάντα μεγαλύτερες από τις ομοιοκατευθυντικές, εφόσον στις πρώτες φιλτράρονται πολλά στοιχεία λήψης εξαιτίας του κατευθυντικού διαγράμματος ακτινοβολίας, με αποτέλεσμα να φτάνει τελικά λιγότερη ενέργεια. Ο NYUSIM χρησιμοποιεί χρονικά και χωρικά clusters ώστε να περιγράψει τις πολλαπλές διαδρομές. Τα χρονικά clusters (TCs) αποτελούνται από στοιχεία πολλαπλών διαδρομών που φτάνουν σε κοντινές χρονικές αποστάσεις μέσα σε ένα μικρό χρονικό παράθυρο από διαφορετικές διευθύνσεις. Το χωρικά clusters (SLs) αποτελούνται από στοιχεία από τη βασική διεύθυνση άφιξης ή αναχώρησης του σήματος μέσα σε ένα χρονικό παράθυρο εκατοντάδων ns. Έτσι το TC περιέχει πολλαπλά στοιχεία που φτάνουν κοντά στον χρόνο αλλά από διαφορετικά SLs, έτσι ώστε τα χρονικά και τα χωρικά στατιστικά στοιχεία να μπορούν να διαχωριστούν και να μελετηθούν ξεχωριστά. Ομοίως, ένα SL περιέχει στοιχεία πολλαπλών διαδρομών που φτάνουν ή

αναχωρούν σε έναν χώρο αλλά με διαφορετικές χρονικές καθυστερήσεις. Συνεπώς, ο NYUSIM προσομοιώνει την πραγματική διάδοση όπου σήματα φτάνουν χρονικά κοντά από διαφορετικές διευθύνσεις και η λήψη ή η άφιξη σε μια συγκεκριμένη διεύθυνση μπορεί να παρουσιάζει καθυστέρηση εκατοντάδες ή ακόμη και χιλιάδες ns μέσα από 1Tb δεδομένων μετρήσεων.

### 3.3 Γραφικό περιβάλλον και βασικές λειτουργίες του NYUSIM

Στην Εικόνα 23 φαίνεται το γραφικό περιβάλλον που χρησιμοποιείται στο NYUSIM. Ο προσομοιωτής πραγματοποιεί προσομοιώσεις τύπου Monte Carlo, παράγοντας συγκεκριμένο αριθμό από channel impulse responses (CIRs) σε συγκεκριμένες αποστάσεις πομπού δέκτη, όπου ο αριθμός των δειγμάτων και η απόσταση ορίζεται από τον χρήστη. Κάθε προσομοίωση παράγει 100 CIRs και διάφορα αρχεία για επεξεργασία δεδομένων ( πέντε .png αρχεία, πέντε .txt files και πέντε .mat files για κάθε CIR εκτέλεση καθώς και ένα .png αρχείο, τρία .txt αρχεία και τρία .mat αρχεία για τις 100 προσομοιώσεις).



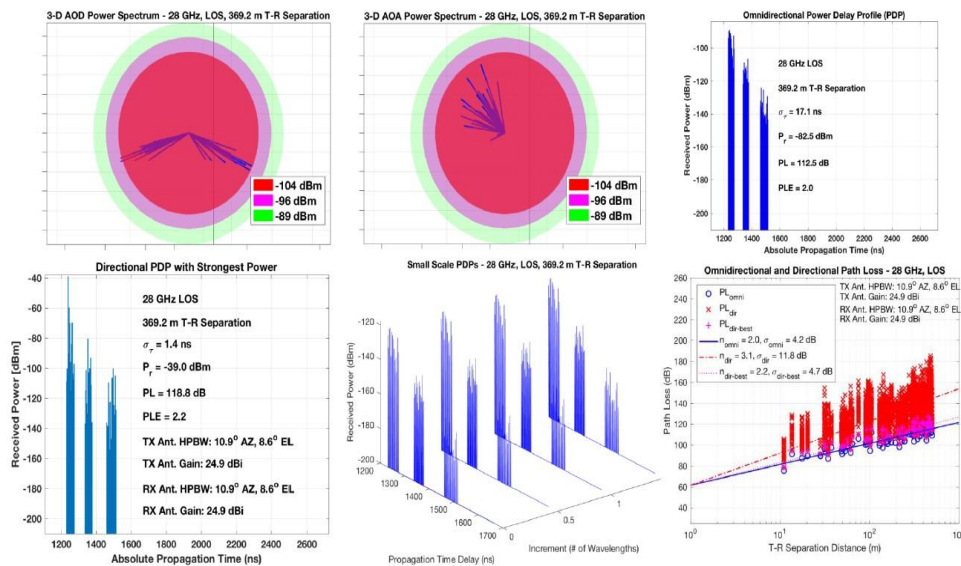
ΕΙΚΟΝΑ 8 ΤΟ ΓΡΑΦΙΚΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΤΟΥ NYUSIM

### 3.3.1 Παράμετροι λειτουργίας

Υπάρχουν 28 παράμετροι για τον προσομοιωτή, οι οποίες κατηγοριοποιούνται σε δύο κατηγορίες : Παράμετροι καναλιού (*Channel Parameters*) και παράμετροι Κεραιών (*Antenna Properties*) όπως φαίνεται και στην Εικόνα 23. Οι Παράμετροι καναλιού περιέχουν 16 βασικές παραμέτρους για το κανάλι διάδοσης, ενώ οι παράμετροι Κεραιών περιέχουν 12 παραμέτρους για τις κεραιές του πομπού (TX) και του δέκτη (RX)

### 3.3.2 Αρχεία εξόδου

Για κάθε προσομοίωση, παράγονται 5 εικόνες με τα αποτελέσματά της, ενώ παράγεται και μία εικόνα scatter plot με τις απώλειες διάδοσης μετά από την εκτέλεση  $N$  ( $N \geq 1$ ) συνεχών προσομοιώσεων με τις ίδιες παραμέτρους. Οι πέντε και μία εικόνες προσομοίωσης εμφανίζονται ανεξαρτήτου του αριθμού των  $N$  επαναλήψεων. Οι εικόνες περιλαμβάνουν : (3D) AOD power spectrum, 3D AOA power spectrum, ένα δείγμα του omnidirectional power delay profile (PDP), ένα δείγμα directional PDP με το σήμα με την μεγαλύτερη ισχύ, και μια σειρά από PDPs στα διάφορα στοιχεία της κεραιάς λήψης καθώς και το path loss scatter plot. Στην Εικόνα 24 δίνεται ένα παράδειγμα των 5+1 εικόνων που παράγονται .



ΕΙΚΟΝΑ 9 5+1 ΕΙΚΟΝΩΝ ΠΟΥ ΠΑΡΑΓΟΝΤΑΙ ΑΠΟ ΤΟ NYUSIM

Από κάθε προσομοίωση προκύπτουν πέντε txt αρχεία και πέντε mat αρχεία αντίστοιχα με  $n$  να δίνει τη θέση του δέκτη και  $x$  τον πλευρικό λοβό:

- AODLobePowerSpectrum\_n\_Lobe\_x σχετίζεται με το αντίστοιχο διάγραμμα και περιέχει τη χρονική καθυστέρηση, την ισχύ, τη φάση και τα AOD και ZOD

- AOALobePowerSpectrum\_n\_Lobe\_x σχετίζεται με το αντίστοιχο διάγραμμα και περιέχει τη χρονική καθυστέρηση, την ισχύ, τη φάση και τα AOD και ZOD

- OmniPDPn περιέχει τη χρονική καθυστέρηση της διάδοσης και τη λαμβανόμενη ισχύ

- DirectionalPDPn περιέχει τη χρονική καθυστέρηση της διάδοσης και τη λαμβανόμενη ισχύ

- SmallScalePDPn σχετίζεται με το διάγραμμα των παν-κατευθυντικών PDPs στα διάφορα στοιχεία της κεραιάς λήψης και περιέχει την απόσταση μεταξύ των στοιχείων σε μήκη κύματος, τη χρονική καθυστέρηση και τη λαμβανόμενη ισχύ.

Μετά από N συνεχές προσομοιώσεις με τα ίδια δεδομένα εισόδου δημιουργούνται τα αρχεία txt και mat:

- BasicParameters που περιέχει όλες τις παραμέτρους εισόδου

- OmniPDPInfo που περιέχει την απόσταση πομπού-δέκτη, τη λαμβανόμενη ισχύ, την απώλεια διάδοσης και την RMS καθυστέρηση

- DirPDPInfo που περιέχει τη χρονική καθυστέρηση, τη λαμβανόμενη ισχύ, τη φάση, το αζιμούθιο και κατακόρυφο AOA και AOD, την απώλεια διάδοσης και την RMS καθυστέρηση

### 3.3.3 Υπολογισμοί NYUSIM

Για τον υπολογισμό και την εξαγωγή των διαγραμμάτων, ο προσομοιωτής NYUSIM αρχικά λαμβάνει υπ' όψιν τις παραμέτρους που εισάγουμε στο γραφικό περιβάλλον και οι οποίες περιέχουν τις συνθήκες του σεναρίου το οποίο θέλουμε να προσομοιώσουμε. Παράμετροι όπως ο αριθμός των χρηστών, το είδος των κεραιών, την διάταξη των στοιχείων των κεραιών, τις συνθήκες του περιβάλλοντος. Στην συνέχεια ο NYUSIM αξιολογεί με βάση την συχνότητα και το είδος της σύνδεσης (LOS,NLOS), τις παραμέτρους του καναλιού. Οι παράμετροι καναλιού είναι στατιστικά δεδομένα που προέρχονται από πραγματικές δοκιμές και μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν από το εργαστήριο του NYU και περιλαμβάνουν το μέσο όρο των γωνιών

αναχώρησης και άφιξης, το μέγιστο όριο των clusters και των παραγόντων απωλειών σκίασης και των χρονικών καθυστερήσεων των διαδρομών, καθώς και τον μέγιστο αριθμό των λοβών ακτινοβολίας και των γωνιών άφιξης και αναχώρησης των διαφορετικών διαδρομών. Μετά την εκτίμηση του καναλιού, ακολουθούν οι υπολογισμοί για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων. Πρόκειται για μια διαδικασία 14 βημάτων και τα οποία είναι :

**Βήμα 1<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός της απόστασης Tx-Rx σε τρεις διαστάσεις, που κυμαίνεται από 30 έως 200 m

$$d = U(d_{\min}, d_{\max}), \text{ τιμές } d \text{ από το διάστημα } d_{\min}, d_{\max}$$

$$\text{όπου } d_{\min} = 30\text{m}, d_{\max} = 70\text{m LOS}$$

$$d_{\min} = 70\text{m}, d_{\max} = 200 \text{ NLOS}$$

**Βήμα 2<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός των omni-directional απωλειών διαδρομής

$$PL(d)[\text{dB}] = PL_{FS}(d_0) + 10n_{pl} \log_{10}(d/d_0) + X_{\sigma}$$

$$PL_{FS}(d_0) = 20 \log_{10}(4\pi d_0/\lambda)$$

Όπου  $\lambda$  το μήκος κύματος,  $n_{pl}$  οι εκθετικές απώλειες διαδρομής,  $X_{\sigma}$  περιγράφει την τυχαία απώλεια σκίασης,  $d$  η απόσταση σε μέτρα,  $d_0 = 1$  στο close-in (CI) μοντέλο που χρησιμοποιείται

**Βήμα 3<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός της συνολικής ισχύς που φτάνει στον δέκτη

$$P_r(d)[\text{dBm}] = P_t[\text{dBm}] - PL(d)[\text{dB}]$$

Όπου  $P_t$  η εκπεμπόμενη ισχύς

**Βήμα 4<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός του αριθμού των Time clusters  $N$  και των αριθμών των AoD και AoA, Spatial lobes (SLs) στον πομπό και στον δέκτη

$$N \sim \text{DU}[1,6], \text{ τυχαία ακέραιη τιμή από } 1-6$$

$$L_{\text{AOD}} \sim \min\{L_{\max}, \max\{1, \text{Poisson}(\mu_{\text{AOD}})\}\}$$

$$L_{AOA} \sim \min\{L_{\max}, \max\{1, \text{Poisson}(\mu_{AOA})\}\}$$

Όπου  $N$  μία τυχαία ακέραιη τιμή από 1-6, τα  $L_{AOD}$  και  $L_{AOA}$  πρέπει να είναι ίσα ή μικρότερα από  $N$ , καθώς ο αριθμός των SLs πρέπει να είναι τουλάχιστον ίσος με τον αριθμό των time clusters (TCs), και τα  $\mu_{AOA}$  και  $\mu_{AOD}$  είναι 1.7 και 1.6 για περιβάλλον Manhattan, και  $L_{\max} = 5$  το μέγιστο των AoD και AoA.

**Βήμα 5<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός των subpaths (SP) των clusters  $M_n$  σε κάθε TC

$$M_n \sim \text{DU}[1,30] \quad n = 1, 2, \dots, N$$

**Βήμα 6<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός της καθυστέρησης  $P_{m,n}$  σε nanoseconds των intra-clusters διαδρομών

$$P_{m,n}(b_{BB}) = \{1/b_{BB} (m-1)\}^{1+X_n}, \quad m = 1, 2, \dots, M_n, \quad n = 1, 2, \dots, N$$

Όπου  $b_{BB} = 400\text{MHz}$ ,  $X$  μια ισοκατανομή από 0 έως 0.43 . Ο υπολογισμός γίνεται ανά χρονικά διαστήματα των 2.5 ns

**Βήμα 7<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός cluster excess delay  $\tau_n$  (ns)

$$\tau_n'' \sim \text{Exp}(\mu_\tau)$$

$$\Delta\tau_n = \text{sort}(\tau_n'') - \min(\tau_n'')$$

$$\tau_n = 0 \quad n = 1$$

$$\tau_n = \tau_{n-1} + \rho M_{n-1} + \Delta\tau_n + 25, \quad n = 2, \dots, N$$

όπου το  $\text{sort}()$  κατατάσσει τα  $\tau_n''$  από το μικρότερο στο μεγαλύτερο, και το  $\mu_\tau$  είναι 123 για LOS και 83 για NLOS. Σε αυτό τον υπολογισμό ακολουθούνται διαστήματα των 25ns, σύμφωνα με τα αποτελέσματα των μετρήσεων, έτσι ώστε να μην συμπέσουν τα delay των inter clusters.

**Βήμα 8<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός της ισχύς των TC  $P_n$  (mW)

$$P'_n = \overline{P}_0 e^{-\frac{\tau_n}{T}} 10^{\frac{Z_n}{10}}$$

$$P_n = \frac{P'_n}{\sum_{k=1}^N P_k} \times P_r \quad (\text{mW})$$

$$Z_n \sim N(0, \sigma_Z), n = 1, \dots, N$$

Όπου  $P_0$  είναι ο μέσος όρος της ισχύος του πρώτου TC που φθάνει στον δέκτη,  $\Gamma$  μία σταθερά καθυστέρησης,  $Z_n$  μία λογαριθμική μεταβλητή με μέση τιμή 0 dB και τυπική απόκλιση  $\sigma_Z$ . Το  $P_n$  εξασφαλίζει ότι η συνολική ισχύς δεν ξεπερνάει την συνολικά λαμβανόμενη ισχύ  $P_r$

**Βήμα 9<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός της ισχύος των cluster subpath  $\Pi_{m,n}$  (mW)

$$\Pi'_{m,n} = \frac{\rho_{m,n}}{\Pi_0} e^{\frac{U_{m,n}}{\gamma}} 10^{\frac{U_{m,n}}{10}}$$

$$\Pi_{m,n} = \frac{\Pi'_{m,n}}{\sum_{k=1}^{k=N} \Pi'_{k,n}} \times P_n \text{ (mW)}$$

$$m = 1, 2, \dots, M_n \text{ και } n = 1, 2, \dots, N \quad U_{m,n} \sim N(0, \sigma_U)$$

Όπου  $\Pi_0$  είναι η μέση τιμή της ισχύος του πρώτου intra cluster SP που φτάνει στον δέκτη,  $\gamma$  είναι μία σταθερά μείωσης χρόνου του SP,  $U_{m,n}$  μία λογαριθμική μεταβλητή με μέση τιμή 0 dB και τυπική απόκλιση  $\sigma_U$ . Το  $\Pi_{m,n}$  εξασφαλίζει ότι η συνολική ισχύς δεν ξεπερνάει την συνολικά λαμβανόμενη ισχύ του cluster.

**Βήμα 10<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός των φάσεων για τα cluster subpaths  $\Phi_{m,n}$  (rad)

$$\Phi_{m,n} = U(0, 2\pi), m = 1, \dots, M_n; n = 1, \dots, N$$

Όπου τα στοιχεία του πίνακα  $\Phi_{m,n}$  παίρνει τιμές από το διάστημα (0, 2π)

**Βήμα 11<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός των απόλυτων χρόνων καθυστέρησης  $t_{m,n}$  (ns) των cluster subpaths χρησιμοποιώντας τις αποστάσεις που υπολογίστηκαν στο βήμα 1

$$t_{m,n} = t_0 + \tau_n + p_{m,n}$$

όπου  $t_0 = d/c$ ,  $m = 1, 2, \dots, M_n$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$  και  $c$  η ταχύτητα του φωτός στο κενό

**Βήμα 12<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός των μέσων AOA και AOD γωνιών  $\theta_i$  (°) σε 3D των SIs για αποφυγή αλληλοεπικαλύψεων των λοβών

$$\theta_i \sim U(\theta_{\min}, \theta_{\max}), i = 1, 2, \dots, L$$

$$\theta_{\min} = 360(i-1)/L \text{ και } \theta_{\max} = 360i / L$$

**Βήμα 13<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός των μέσων AOA και AOD γωνιών ανύψωσης  $\varphi_i$  (°) σε 3D των SIs

$$\Phi_i \sim N(\mu, \sigma), i = 1, 2, \dots, L$$

Οι θετικές ή αρνητικές τιμές, δείχνουν το προσανατολισμό πάνω και κάτω από τον ορίζοντα.

**Βήμα 14<sup>ο</sup>** : Υπολογισμός των γωνιών AOD ( $\theta_{m,n,AOD}, \varphi_{m,n,AOD}$ ) AOA( $\theta_{m,n,AOA}, \varphi_{m,n,AOA}$ ) για κάθε ένα στοιχείο των SP χρησιμοποιώντας την γωνία των SL από τα βήματα 12 και 13

$$Sd \theta_{m,n,AOD} = \theta_i + (\Delta\theta_i)_{m,n,AOD}$$

$$\varphi_{m,n,AOD} = \theta_i + (\Delta\varphi_i)_{m,n,AOD}$$

$$\theta_{m,n,AOA} = \theta_j + (\Delta\theta_j)_{m,n,AOA}$$

$$\varphi_{m,n,AOA} = \theta_j + (\Delta\varphi_j)_{m,n,AOA}$$

όπου,  $i \sim DU[1, L_{AOD}]$ ,  $j \sim DU[1, L_{AOA}]$

$$(\Delta\theta_i)_{m,n,AOD} \sim N(0, \sigma_{\theta,AOD})$$

$$(\Delta\varphi_i)_{m,n,AOD} \sim N(0, \sigma_{\varphi,AOD})$$

$$(\Delta\theta_j)_{m,n,AOA} \sim N(0, \sigma_{\theta,AOA})$$

$$(\Delta\varphi_j)_{m,n,AOA} \sim \text{Laplace}(0, \sigma_{\varphi,AOA})$$

### 3.4 Μεθοδολογία μελέτης εργασίας

Τα αρχεία που προκύπτουν από τον προσομοιωτή μπορούν να χρησιμοποιηθούν με διάφορους τρόπους ανάλογα με τις ανάγκες των χρηστών, όπως την προσομοίωση της κρουστικής απόκρισης του καναλιού για mmWave συστήματα, την ανάλυση των επιδόσεων των MIMO καναλιών, τις επιδόσεις BER των συστημάτων κτλ.

Όπως είδαμε και στην 2.4.2 παράγραφο ένα σύστημα MIMO στενής ζώνης με επίπεδες διαλείψεις (ίδιες για όλες τις συχνότητες) μοντελοποιείται ως :

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

με  $\mathbf{y}$  και  $\mathbf{x}$  τα διανύσματα λήψης και εκπομπής αντίστοιχα,  $(m \times 1)$  για το  $\mathbf{y}$  και  $N \times 1$  για το  $\mathbf{x}$ ) και  $\mathbf{H}$  ο πίνακας καναλιού  $(m \times n)$  ενώ  $\mathbf{n}$  το διάνυσμα θορύβου  $(N \times 1)$ . Γενικά, ένας πίνακας μπορεί να χαρακτηριστεί με βάση το δείκτη κατάστασης (condition number) του σε πίνακα «καλής κατάστασης» (well-conditioned matrix) και πίνακα «κακής κατάστασης» (ill-conditioned matrix). Ο δείκτης κατάστασης ενός πίνακα  $\mathbf{H}$  ορίζεται ως το γινόμενο της νόρμας του  $\mathbf{H}$  επί τη νόρμα του αντιστρόφου του,  $\mathbf{H}^{-1}$  και εκφράζεται από τη σχέση

$$\kappa(\mathbf{H}) = \|\mathbf{H}\| \|\mathbf{H}^{-1}\| \quad (42)$$

Όταν ο δείκτης κατάστασης του  $\mathbf{H}$  έχει τιμή κοντά στη μονάδα, τότε ο  $\mathbf{H}$  χαρακτηρίζεται ως πίνακας «καλής κατάστασης». Αντιθέτως, όταν ο δείκτης κατάστασης είναι πολύ μεγαλύτερος της μονάδας, ο πίνακας  $\mathbf{H}$  χαρακτηρίζεται ως πίνακας «κακής κατάστασης». Η κατάσταση (Condition) του πίνακα  $\mathbf{H}$  εξαρτάται αποκλειστικά από τη σχέση μεταξύ των γωνιών με τις οποίες προσπίπτουν τα σήματα στις κεραίες. Όσο περισσότερο ευθυγραμμισμένες μεταξύ τους είναι οι χωρικές υπογραφές των σημάτων που προέρχονται από τις διαφορετικές κεραίες εκπομπής, τόσο χειρότερη η κατάσταση του πίνακα (ill conditioned  $\mathbf{H}$ ) και όσο λιγότερο ευθυγραμμισμένες τόσο καλύτερη (well conditioned).

Σε ένα MIMO σύστημα η κατάσταση (Condition) του πίνακα  $\mathbf{H}$  είναι μία ένδειξη κατά πόσο το κανάλι μπορεί να υποστηρίξει το spatial multiplexing και μία βραχυπρόθεσμη ένδειξη του απαιτούμενου SNR για την σωστή επανάκτηση μίας MIMO μετάδοσης, και συνήθως εκφράζεται σε dB. Ένας well conditioned πίνακας έχει κατά προσέγγιση ίσες μοναδικές τιμές και το Condition number θα είναι χαμηλό και κοντά στα 10dB. Η ιδανική τιμή είναι  $\kappa(\mathbf{H}) = 1$  ή 0 dB. Όταν η τιμή είναι μεγαλύτερη από 10dB, η επανάκτηση των δεδομένων από την πλευρά του δέκτη γίνεται προοδευτικά πιο ευαίσθητη στα σφάλματα στους συντελεστές του καναλιού λόγω θορύβου AWGN ή άλλων παρεμβολών στο σύστημα. Η ευαισθησία των ανακτηθέντων δεδομένων  $\frac{\|\Delta s\|}{\|s\|}$  σχετίζεται με την ευαισθησία του λαμβανομένου σήματος  $\frac{\|\Delta r\|}{\|r\|}$  και η σχέση που τα διέπει είναι

$$\frac{\|\Delta s\|}{\|s\|} \leq \kappa(H) \frac{\|\Delta r\|}{\|r\|} \quad (43)$$

Ο βαθμός ενός πίνακα είναι ο αριθμός των γραμμικά ανεξάρτητων στηλών του πίνακα, δηλαδή ο αριθμός των γραμμικά ανεξάρτητων διανυσμάτων και καθορίζει πόσα data streams μπορούν να πολυπλεχθούν σε ένα κανάλι MIMO [110]. Ένα κανάλι με χαμηλή κατάσταση ( Condition ) του πίνακα H αντιστοιχεί σε ένα κανάλι με υψηλό βαθμό πίνακα και το αντίστροφο. Η κατάσταση του πίνακα είναι βασική παράμετρος για τον σχεδιασμό MIMO συστημάτων και παίζει σημαντικό ρόλο στον εντοπισμό λαθών και την αξιολόγηση της απόδοσης γραμμικών δεκτών σε MIMO συστήματα.

Στην εργασία αυτή χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό προσομοίωσης NYUSIM, και το λογισμικό υπολογισμού MATLAB, έτσι ώστε να μελετηθεί η συνάρτηση αθροιστική κατανομής ενός καναλιού MIMO, σε σχέση με το condition number του πίνακα. Τα αριθμητικά αποτελέσματα της μελέτης προκύπτουν από την εξής μεθοδολογία :

### **Βήμα 1<sup>ο</sup>**

Αρχικά χρησιμοποιούμε τον προσομοιωτή NYUSIM για να εξάγουμε τον πίνακα κρουστικής απόκρισης του καναλιού MIMO (PDP), ο οποίος περιλαμβάνεται μέσα στο αρχείο εξόδου με ονομασία «DirPDPInfo.mat». Τα παρακάτω δεδομένα εισάγονται στο γραφικό περιβάλλον του NYUSIM και παραμένουν σταθερά και ίδια σε κάθε προσομοίωση και αφορούν τα χαρακτηριστικά του καναλιού μετάδοσης :

- \_ RF bandwidth: 800 MHz (εύρος ζώνης καναλιού)
- \_ TX Power: 30 dBm (ισχύς εκπεμπόμενου σήματος)
- \_ Barometric Pressure: 1013.25 mbar (ατμοσφαιρική πίεση)
- \_ Humidity: 50% (υγρασία ατμόσφαιρας)
- \_ Temperature: 20\_C (θερμοκρασία περιβάλλοντος)
- \_ Rain Rate: 0 mm/hr (ισχύς βροχόπτωσης)
- \_ Polarization: Co-Pol (πόλωση κεραιών)
- \_ Foliage Loss: No (ύπαρξη βλάστησης)
- \_ TX Array Type: ULA (τύπος κεραίας εκπομπής)
- \_ RX Array Type: ULA (τύπος κεραίας λήψης)
- \_ TX Antenna Spacing: 0.5 wavelength (απόσταση μεταξύ των στοιχείων της κεραίας εκπομπής, σε ποσοστό του μήκους κύματος λ)

\_ RX Antenna Spacing: 0.5 wavelength (απόσταση μεταξύ των στοιχείων της κεραίας λήψης, σε ποσοστό του μήκους κύματος  $\lambda$ )

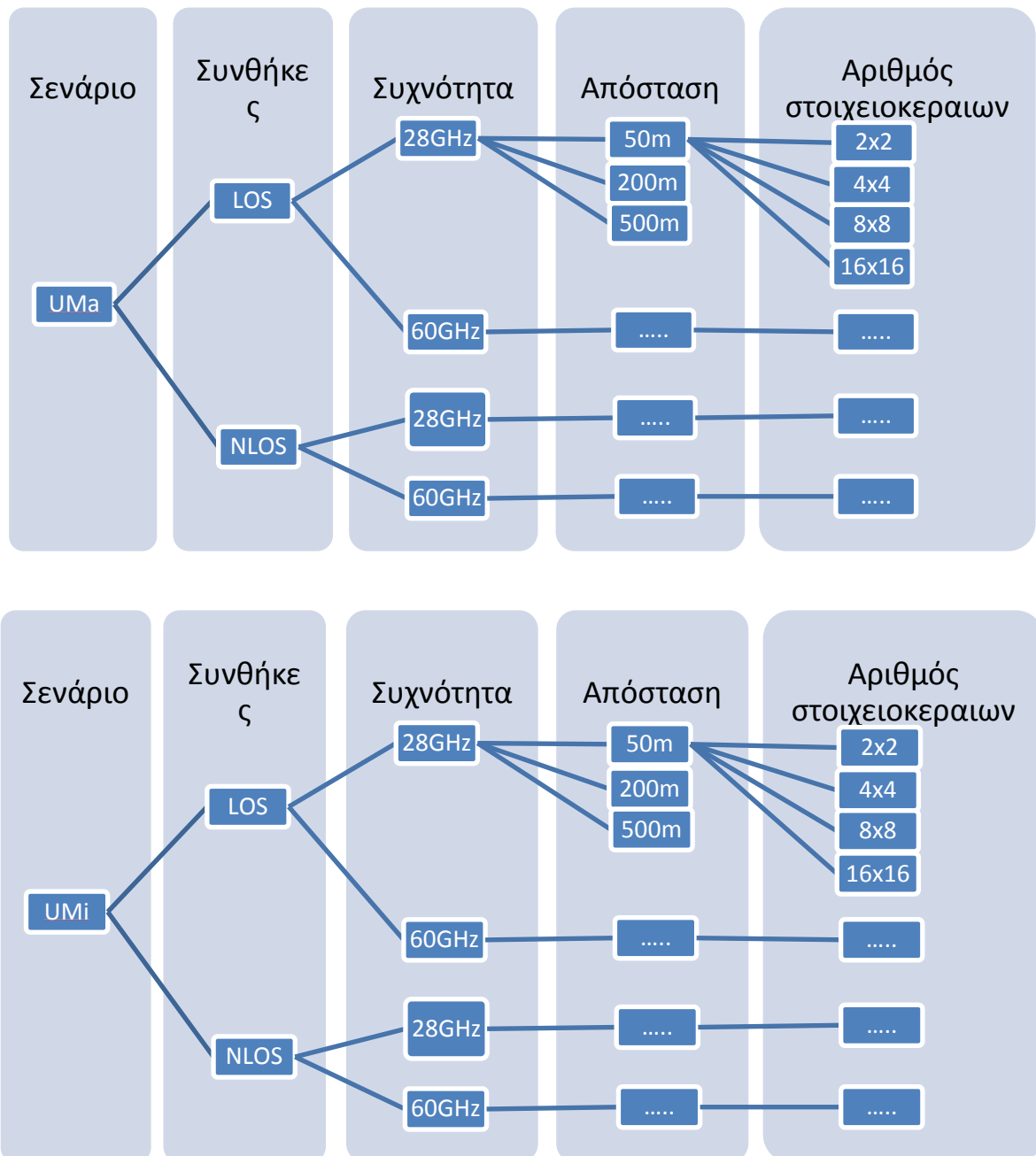
\_ TX Antenna Azimuth HPBW: 10° (γωνία αζιμούθιου κεραίας εκπομπής)

\_ TX Antenna Elevation HPBW: 10° (γωνία ανύψωσης κεραίας εκπομπής)

\_ RX Antenna Azimuth HPBW: 10° (γωνία αζιμούθιου κεραίας λήψης)

\_ RX Antenna Elevation HPBW: 10° (γωνία ανύψωσης κεραίας λήψης)

Τα σενάρια περιβάλλοντος τα οποία θα μελετηθούν σε αυτή τη διατριβή φαίνονται στους παρακάτω πίνακες :



**ΠΙΝΑΚΑΣ 10 : ΤΑ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΑ ΣΕΝΑΡΙΑ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΟΣ ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΕΩΝ**

Για κάθε σενάριο UMi ή UMa, γίνονται προσομοιώσεις σε δύο συχνότητες 28 GHz και 60 GHz, και για κάθε συχνότητα σε δυο περιβάλλοντα LOS και NLOS. Οι τύποι των κεραιών εκπομπής και λήψης είναι ULA, ο αριθμός των στοιχείων των κεραιών είναι ίδιος και στην κεραιά εκπομπής και λήψης αλλά διαφέρει σε κάθε προσομοίωση και παίρνει τιμές 2 ή 4 ή 8 ή 16.

## Βήμα 2<sup>ο</sup>

Τα αρχεία εξόδου, «BasicParameters.mat» τα οποία περιλαμβάνουν τις παραμέτρους του σεναρίου προσομοίωσης, και «DirPDPInfo.mat» το οποίο περιλαμβάνει τη κρουστική απόκριση CIR του καναλιού H, θεωρώντας ότι έχει χρησιμοποιηθεί η μέθοδος της ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας OFDM, από τον προσομοιωτή, εισάγονται στο λογισμικό MATLAB όπου εκτελείται ο παρακάτω κώδικας, ο οποίος εμπεριέχεται στον κατάλογο με τον ανοιχτό κώδικα του λογισμικού NYUSIM από την ιστοσελίδα του εργαστηρίου:

```
clear all; close all; tic
load('BasicParameters.mat'); % load the output data file containing the basic channel
parameters
f = BasicParameters.Frequency; % center carrier frequency
RFBW = BasicParameters.Bandwidth; % RF bandwidth
Nt = BasicParameters.NumberOfTxAntenna; % number of transmit antenna elements
Nr = BasicParameters.NumberOfRxAntenna; % number of receive antenna elements
dTxAnt = BasicParameters.TxAntennaSpacing; % spacing between adjacent transmit
antenna
% elements with respect to the wavelength
dRxAnt = BasicParameters.RxAntennaSpacing; % spacing between adjacent receive
antenna
% elements with respect to the wavelength

load('DirPDPInfo.mat'); % load the output data file containing the channel impulse
response parameters

df = 500e3; % user-defined frequency interval between adjacent sub-carrier frequencies

% Find the unique simulation number to obtain the channel matrix for each of
% the TX-RX location pairs
SimNum = unique(DirPDPInfo(:,1));

j = sqrt(-1);
f_sub = f*1e9-(RFBW*1e6)/2:df:f*1e9+(RFBW*1e6)/2; % sub-carrier frequencies
Hf = cell(length(f_sub),length(SimNum));
cnHf = zeros(length(f_sub),length(SimNum));
cnHf_dB = zeros(length(f_sub),length(SimNum));
rankHf = zeros(length(f_sub),length(SimNum));
```

```

for id = 1:length(SimNum)
clear Idx; Idx = find(DirPDPInfo(:,1)==SimNum(id));
for q = 1:length(f_sub)
Hf_temp = zeros(Nr,Nt);
for w = 1:Nr
for y = 1:Nt
% Generate the MIMO channel matrix for each individual sub-carrier
% frequency
Hf_temp(w,y) = sum(sqrt(10.^(DirPDPInfo(Idx,4)./10)).*exp(j.*DirPDPInfo(Idx,5)).*...
exp(-j.*2.*pi.*f_sub(q).*DirPDPInfo(Idx,3)).*...
exp(-j.*2.*pi.*dTxAnt.*y.*sin(DirPDPInfo(Idx,6).*pi./180)).*...
exp(-j.*2.*pi.*dRxAnt.*w.*sin(DirPDPInfo(Idx,8).*pi./180)));
end
end
Hf{q,id} = Hf_temp;
% Calculate the singular values of the matrix Hf_temp
svHf = svd(Hf_temp);
% Calculate the condition number of the matrix Hf_temp
cnHf(q,id) = max(svHf)/min(svHf);
% Convert the condition number from linear scale to dB scale
cnHf_dB(q,id) = 10*log10(cnHf(q,id));
% Calculate the rank of the matrix Hf_temp
rankHf(q,id) = rank(Hf_temp,max(svHf)/1e3);
end
end

```

**ΠΙΝΑΚΑΣ 11 : ΚΩΔΙΚΑΣ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟΥ MATLAB**

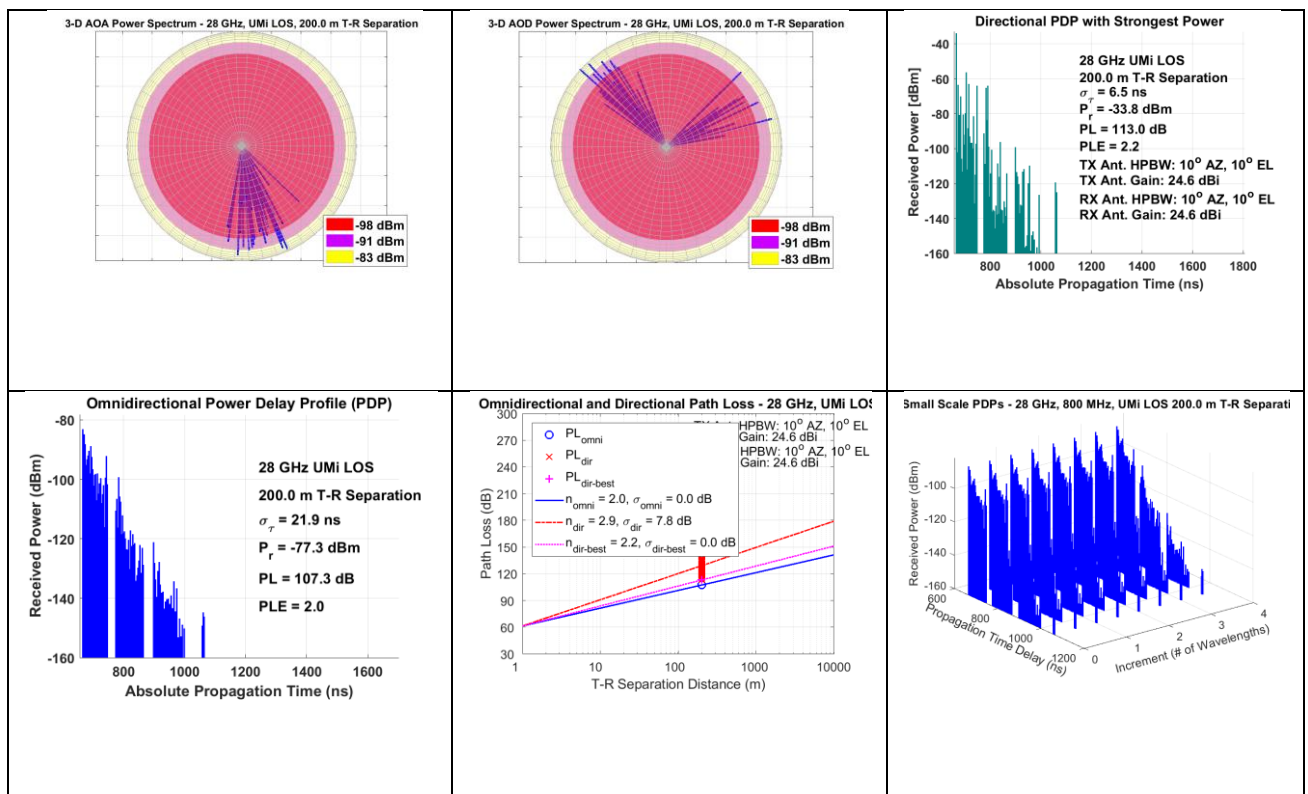
Θεωρώντας τα διαστήματα ανάμεσα στις sub-carrier συχνότητες να είναι 500KHz, το οποίο αντιστοιχεί σε  $800 \text{ MHz} / 500 \text{ KHz} + 1 = 1601$  sub-carriers, εκτελούμε το κώδικα του MATLAB με σκοπό να εξάγουμε τα αρχεία που μας είναι απαραίτητα για να βρούμε τη κατάσταση (Condition) του πίνακα H, του καναλιού MIMO. Το αποτέλεσμα της εκτέλεσης του άνωθεν κώδικα είναι η δημιουργία ενός νέου πίνακα με ονομασία cnHf\_dB με 1601 τιμές σε dB, όσες και οι υπό - συχνότητες (sub-carrier frequencies).

### **Βήμα 3<sup>ο</sup>**

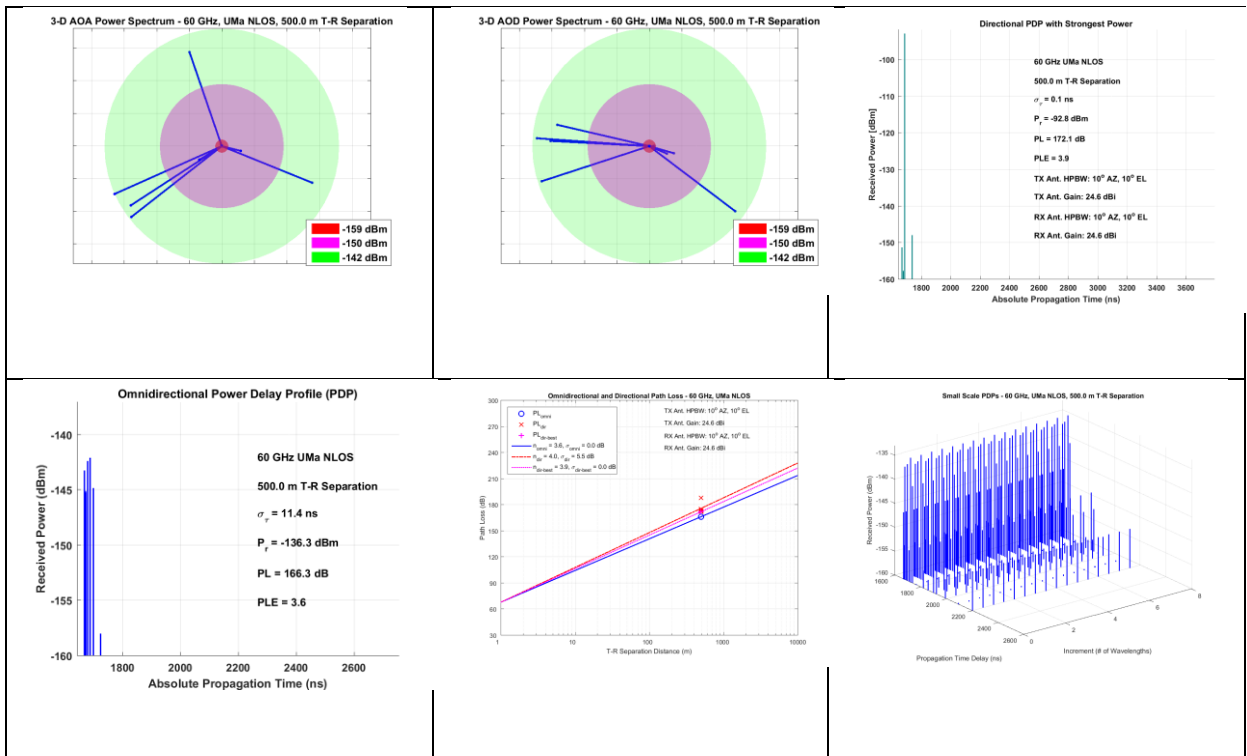
Τα στοιχεία του νέου πίνακα cnHf\_dB ο οποίος πρόκυψε από το MATLAB εισάγονται στο λογισμικό λογιστικών φύλλων Microsoft Excel. Μετά από την επεξεργασία των δεδομένων του πίνακα μπορούμε να δημιουργήσουμε το γράφημα της αθροιστικής συνάρτησης κατανομής CDF σε σχέση με το condition number του πίνακα MIMO του καναλιού για την κάθε προσομοίωση.

### 3.5 Προσομοιώσεις Λογισμικού NYUSIM

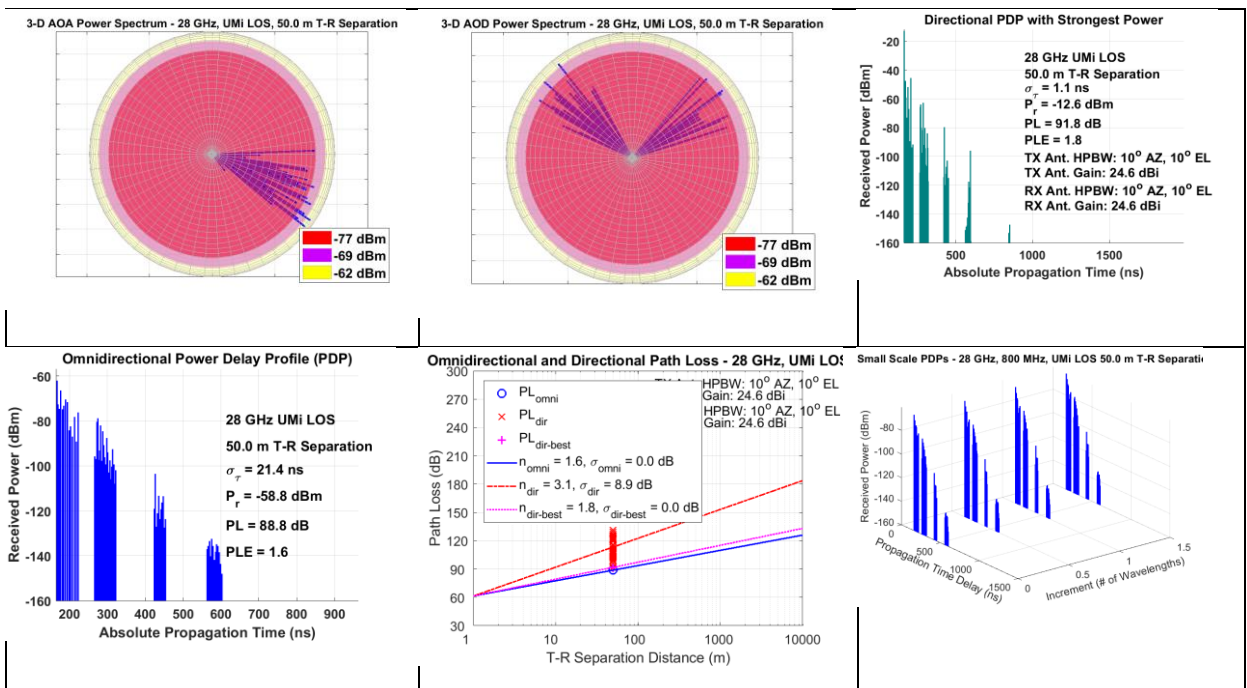
Για την διατριβή πραγματοποιήθηκαν συνολικά 96 προσομοιώσεις με το λογισμικό NYUSIM, για τα διαφορετικά περιβάλλοντα και χαρακτηριστικά των διαδόσεων και των κεραιών. Όπως ήδη αναφέραμε στη παράγραφο 3.3.2, από την κάθε προσομοίωση εξάγονται 6 βασικά αρχεία, από τα οποία, τα δύο αρχεία «BasicParameters.mat» το οποίο περιλαμβάνει τις παραμέτρους του σεναρίου προσομοίωσης, και «DirPDPInfo.mat» το οποίο περιλαμβάνει τη κρουστική απόκριση CIR του καναλιού H, είναι αυτά τα οποία χρησιμοποιούμε για την μελέτη μας. Στις παρακάτω εικόνες 26,27,28 και 29 δίνονται κάποια από τα ενδεικτικά γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων σε διαφορετικές συνθήκες και περιβάλλοντα.



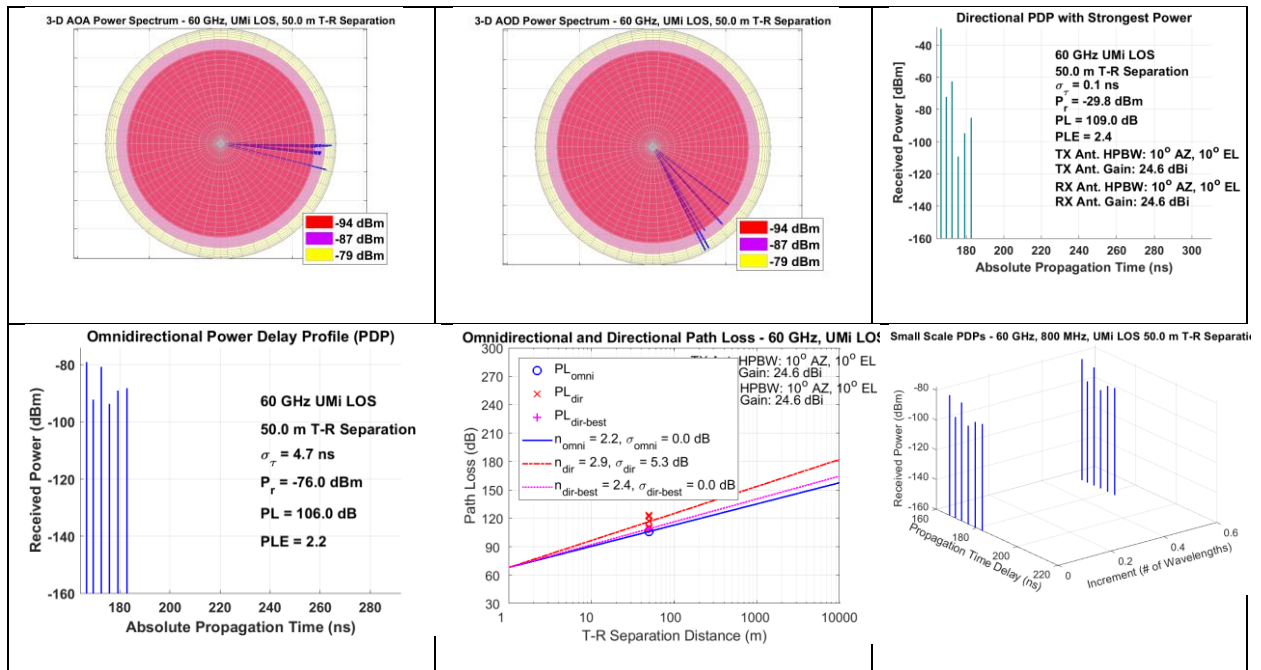
EIKONA 26 : UMi, LOS, 28GHz, 200M, 8x8



EIKONA 27: UMA, NLOS, 60GHZ, 500M, 16x16



EIKONA 28 : UMI, LOS, 28GHZ, 50M, 4x4



**ΕΙΚΟΝΑ 29: UMi, LOS, 60GHz, 50M, 2x2**

Από τις παραπάνω εικόνες των προσομοιώσεων παρατηρούμε την συμπεριφορά του καναλιού διάδοσης υπό διαφορετικές συνθήκες περιβάλλοντος. Έτσι στην Εικόνα 27 έχουμε τη προσομοίωση μίας μετάδοσης σε UMa περιβάλλον, με NLOS συνθήκες, στα 60GHz, με απόσταση δέκτη στα 500m, και αριθμό στοιχείων κεραίας 16x16. Η μέγιστη ισχύς που φτάνει στον δέκτη είναι -92 dB ενώ οι απώλειες υπολογίζονται στα 172 dB. Η διασπορά στην AOA είναι μεγάλη ενώ ο αριθμός των spatial steams που λαμβάνει ο δέκτης είναι μικρός. Σε αντίθεση με την Εικόνα 29 όπου για την ίδια υψηλή συχνότητα των 60GHz, αλλά για περιβάλλον UMi, συνθήκες LOS, την ελάχιστη απόσταση των 50m, και με αριθμό στοιχείων κεραίας 2x2, η μέγιστη ισχύς που φτάνει στον δέκτη είναι -29 dB (μεγαλύτερη κατά 60 dB) ενώ οι απώλειες υπολογίζονται στα 109 dB (λιγότερες κατά 70 dB). Η διασπορά στην AOA είναι μικρή, σχεδόν κατευθυντική ενώ ο αριθμός των spatial steams που λαμβάνει ο δέκτης είναι εξίσου μικρός. Στις άλλες δύο εικόνες βλέπουμε τα γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων σε περιβάλλον UMi, με συνθήκες LOS, για συχνότητα 28GHz, στα 200m, και αριθμό στοιχείων κεραίας 8x8, για την Εικόνα 26 και σε περιβάλλον UMi, σε συνθήκες LOS, για συχνότητα 28GHz, σε απόσταση 50m, με αριθμό στοιχείων κεραίας 4x4 για την Εικόνα 28. Παρατηρούμε εύκολα τα clusters και τα sub paths των συνιστωσών διάδοσης καθώς και την μεγάλη διασπορά στις γωνίες αναχώρησης AOD. Η ισχύς των συνιστωσών παρουσιάζει μεταβολές των 20-25 dB, μέσα στο ίδια clusters, ενώ υπάρχει μεγαλύτερη διαφορά ισχύος σε dB, μεταξύ των clusters στην ίδια διάδοση, καθώς οι συνιστώσες διανύουν μεγαλύτερες διαδρομές έως τον δέκτη.

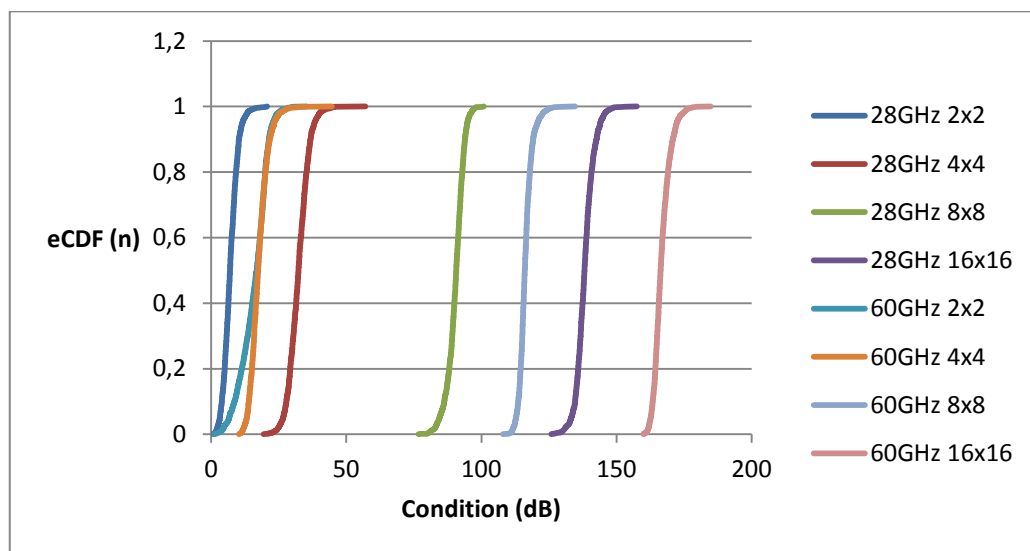
## 3.6 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

Μετά την επεξεργασία των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων, για τα διαφορετικά περιβάλλοντα και συνθήκες διάδοσης, και τη δημιουργία των γραφημάτων της αθροιστικής συνάρτησης κατανομής CDF σε σχέση με το condition number του πίνακα MIMO του καναλιού για την κάθε προσομοίωση, αυτά ομαδοποιήθηκαν και παρουσιάζονται σε τρεις ομάδες. Στη πρώτη ομάδα τα αποτελέσματα παρουσιάζονται συγκριτικά ως προς τις συχνότητες 28GHz και 60GHz, για τις ίδιες συνθήκες προσομοίωσης, ενώ στην δεύτερη ομάδα τα αποτελέσματα παρουσιάζονται συγκριτικά ως προς τις συνθήκες διάδοσης LOS και NLOS, για τις ίδιες συνθήκες προσομοίωσης και τέλος στην Τρίτη ομάδα τα αποτελέσματα παρουσιάζονται συγκριτικά ως προς τα στοιχεία των κεραιών για τις ίδιες συνθήκες προσομοίωσης.

### 3.6.1 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων 1ης Ομάδας

Τα αποτελέσματα της ομάδας αυτής χωρίζονται σε υπό ομάδες : UMi και UMa, και κάθε μία από αυτές σε δύο μικρότερες : LOS και NLOS για την καλύτερη παρουσίαση τους . Έτσι έχουμε τα εξής γραφήματα, ενώ κάτω από κάθε γράφημα ακολουθεί ένας πίνακας με την ενδιάμεση τιμή του condition number (median) της κάθε καμπύλης του εκάστοτε γραφήματος.

#### UMi - LOS

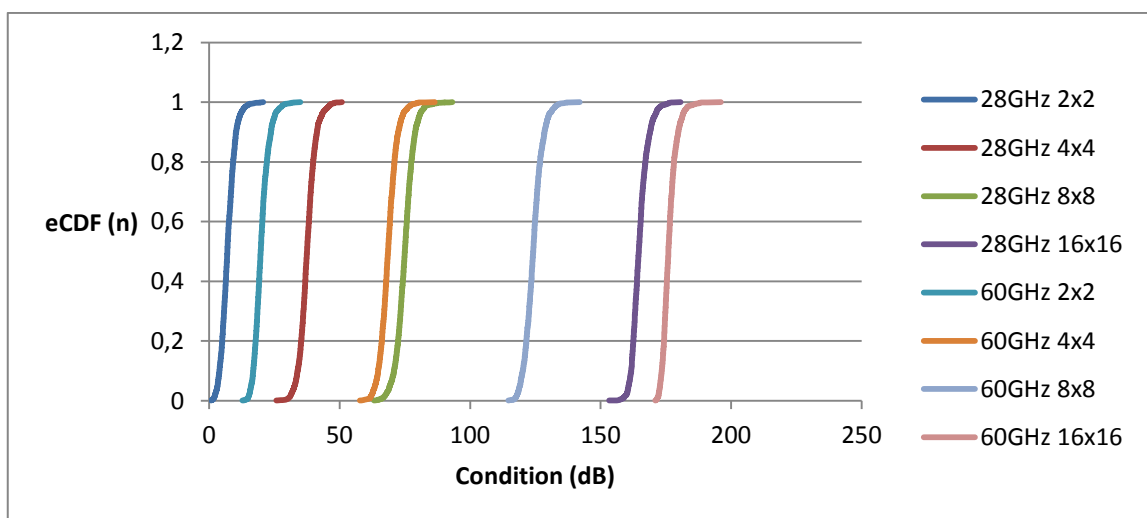


**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 1 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMi ΜΕ LOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 50 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHZ ΚΑΙ 60GHZ ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	6,961046	32,31714	90,6575	138,1442
60GHz	16,86565	17,36881	116,0468	166,3099

**ΠΙΝΑΚΑΣ 12 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 1**

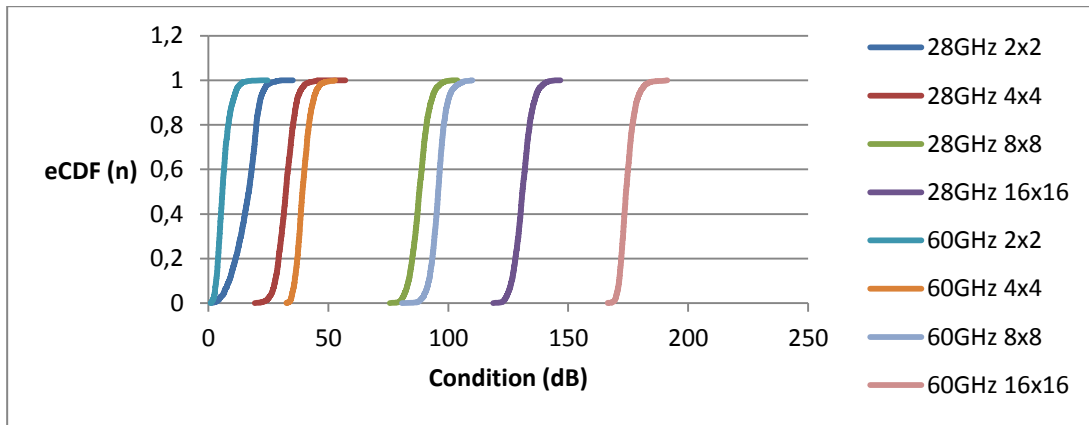
Στα Γραφήματα 1,2,3 βλέπουμε την συνάρτηση αθροιστική κατανομή σε σχέση με το condition number του πίνακα MIMO ενός καναλιού σε απόσταση 50m, 200m και 500m, με διαφορετικό αριθμό στοιχείων κεραίας, σε περιβάλλον διάδοσης LOS, σε UMi σενάριο. Έχουμε 8 συνολικά γραφήματα, 4 για συχνότητα 28GHz και 4 για συχνότητα 60GHz για κάθε διαφορετική απόσταση που προσομοιώθηκε.



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 2 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMi ME LOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 200 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHz ΚΑΙ 60GHz ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	6,969295	37,47908	74,97403	164,6192
60GHz	19,72981	68,52753	124,1569	175,9551

**ΠΙΝΑΚΑΣ 12 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 2**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 3 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMi ΜΕ LOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 500 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHz ΚΑΙ 60GHz ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	16,86565	32,31745	87,91961	130,9196
60GHz	5,837303	39,2161	95,80371	174,119

**ΠΙΝΑΚΑΣ 13 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 1**

Παρατηρούμε ότι η ενδιάμεση τιμή των κατανομών αθροιστικής συνάρτησης αυξάνει με την αύξηση της απόστασης πομπού δέκτη καθώς και με την αύξηση των στοιχείων εκπομπής, εκτός από την απόσταση των 500m.

Στην απόσταση των 50m για 2x2 28GHz η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής είναι 6,96dB, και αυξάνει στα 32 dB για 4x4, ενώ στα 60GHz η αύξηση είναι από τα 16,8dB στα 17,36dB. Για την διάταξη των 16x16 στοιχείων η διαφορά ανάμεσα στα 28GHz και τα 60GHz είναι 28dB, από τα 138,1dB στα 166,30 dB.

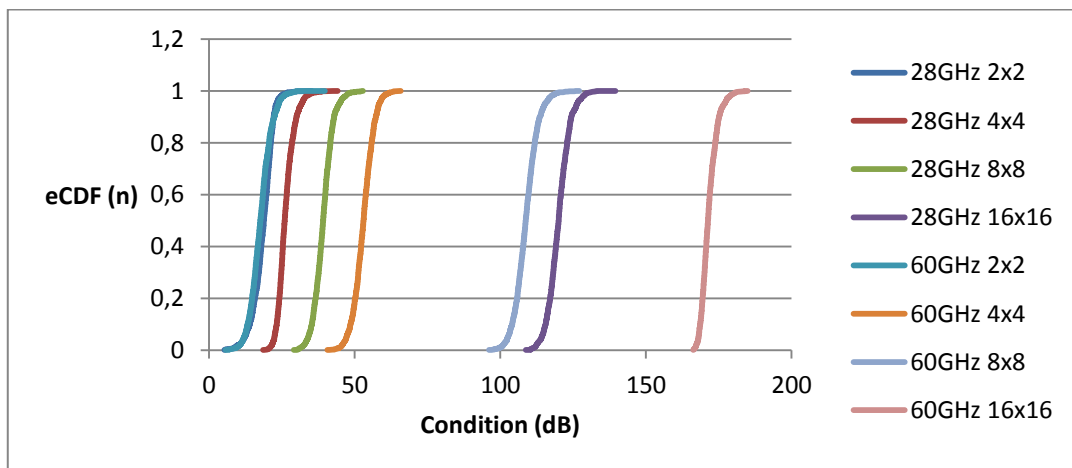
Στην απόσταση των 200m για 2x2 28GHz η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής είναι 6,96dB, και αυξάνει στα 37,4 dB για 4x4, ενώ στα 60GHz η αύξηση είναι από τα 19,7dB στα 68,36dB. Για την διάταξη των 16x16 στοιχείων η διαφορά ανάμεσα στα 28GHz και τα 60GHz είναι 11dB, από τα 164,1dB στα 175,90 dB.

Στην απόσταση των 500m για τη συχνότητα των 28GHz η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής αυξάνει σε σχέση με τις αντίστοιχη στην απόσταση των 50m και 200m,

για την συχνότητα των 60GHz όμως οι μέσες τιμές είναι μικρότερες σε σχέση με τις αντίστοιχες τιμές των αποστάσεων 50m και 200m για την ίδια συχνότητα αλλά και μικρότερες τιμές σε σχέση με την συχνότητα των 28GHz

### UMi - NLOS

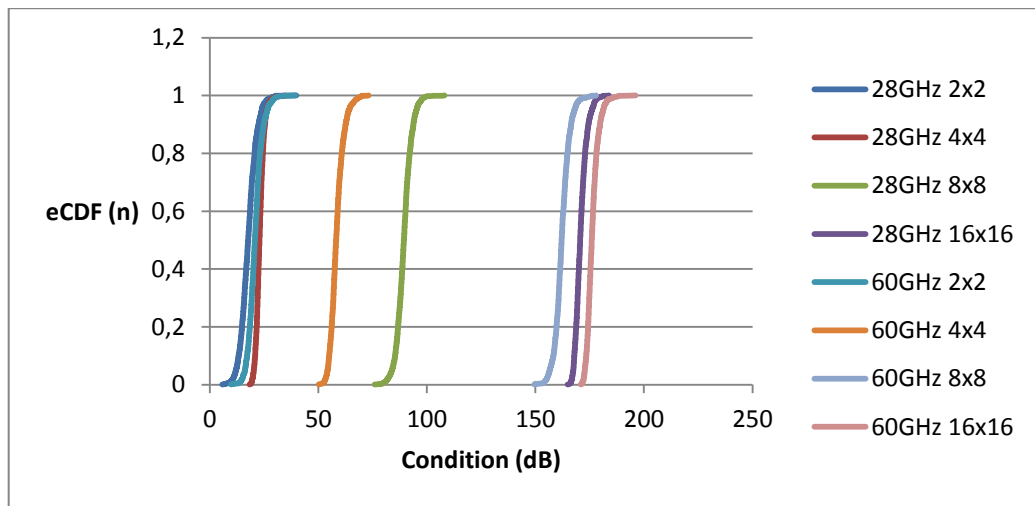
Στα Γραφήματα 4,5,6 βλέπουμε την συνάρτηση αθροιστική κατανομή σε σχέση με το condition number του πίνακα MIMO ενός καναλιού σε απόσταση 50m, 200m και 500m, με διαφορετικό αριθμό στοιχείων κεραίας, σε περιβάλλον διάδοσης NLOS, σε UMi σενάριο. Έχουμε 8 συνολικά γραφήματα, 4 για συχνότητα 28GHz και 4 για συχνότητα 60GHz για κάθε διαφορετική απόσταση που προσομοιώθηκε . Κάτω από κάθε γράφημα ακολουθεί ένας πίνακας με την ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής (median) της κάθε καμπύλης του εκάστοτε γραφήματος.



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 4 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMi ΜΕ NLOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 50 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHZ ΚΑΙ 60GHZ ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	18,8212	25,98131	39,16723	120,0523
60GHz	17,62812	53,03391	108,7367	171,3203

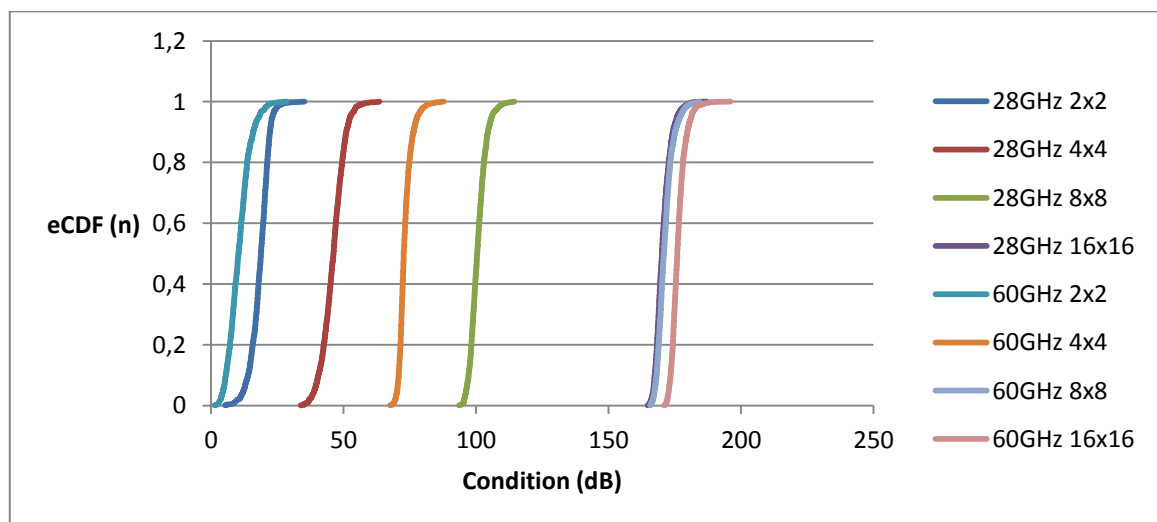
**ΠΙΝΑΚΑΣ 144 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 12**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 4 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMΙ ΜΕ NLOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 200 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHz ΚΑΙ 60GHz ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	17,62812	22,84774	89,38118	170,6157
60GHz	20,71748	58,16535	162,0491	175,9551

**ΠΙΝΑΚΑΣ 155 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 13**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 6 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMΙ ΜΕ NLOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 500 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHz ΚΑΙ 60GHz ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	18,8212	46,21882	100,4267	170,1598
60GHz	10,34481433	72,73787	170,9139	175,9551

**ΠΙΝΑΚΑΣ 166 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 14**

Παρατηρούμε ότι η ενδιάμεση τιμή των κατανομών αθροιστικής συνάρτησης αυξάνει με την αύξηση της απόστασης πομπού δέκτη καθώς και με την αύξηση των στοιχείων εκπομπής

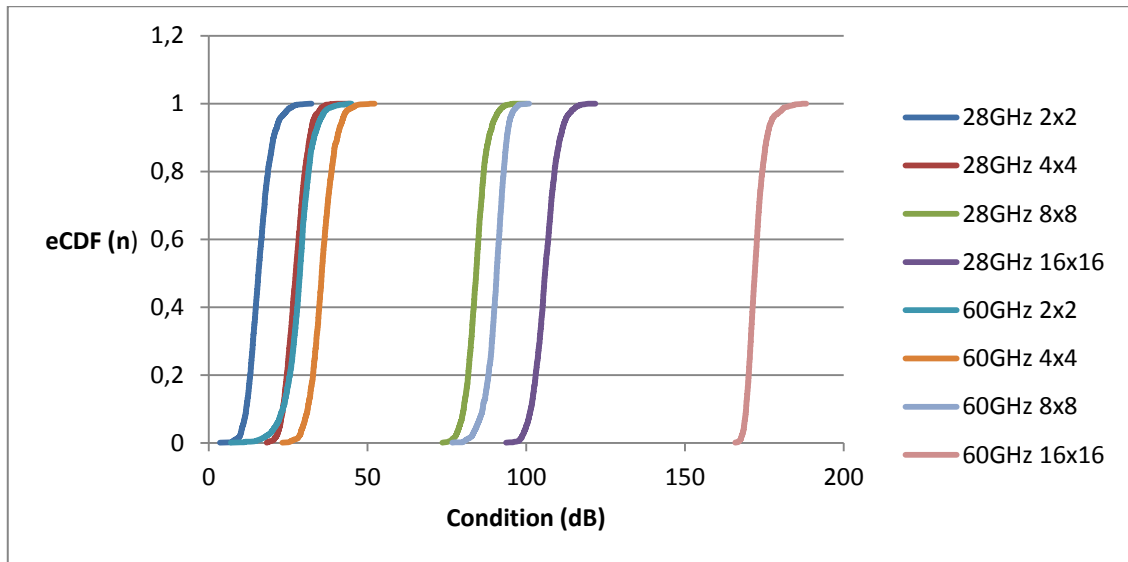
Στην απόσταση των 50m για 2x2 28GHz η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής είναι 18,8dB, και αυξάνει στα 26 dB για 4x4, ενώ στα 60GHz η αύξηση είναι από τα 16,8dB στα 53,36dB. Για την διάταξη των 16x16 στοιχείων η διαφορά ανάμεσα στα 28GHz και τα 60GHz είναι 70dB ενώ για την διάταξη των 16x16 στοιχείων η διαφορά ανάμεσα στα 28GHz και τα 60GHz είναι 50dB, από τα 120,1dB στα 171,30 dB

Στην απόσταση των 200m παρατηρούμε μία ανάλογη διαφορά με αυτή των 50m εκτός από την αύξηση κατά 50dB για την διάταξη των 16x16 στοιχείων στα 28GHz, από τα 120,1dB στα 170, dB

Στην απόσταση των 500m για τη συχνότητα των 28GHz η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής είναι μεγαλύτερη από την ενδιάμεση τιμή στα 60 GHz για την διάταξη των 2x2 στοιχείων, ενώ στις υπόλοιπες διατάξεις η διαφορά είναι αναμενόμενη.

### **UMa - LOS**

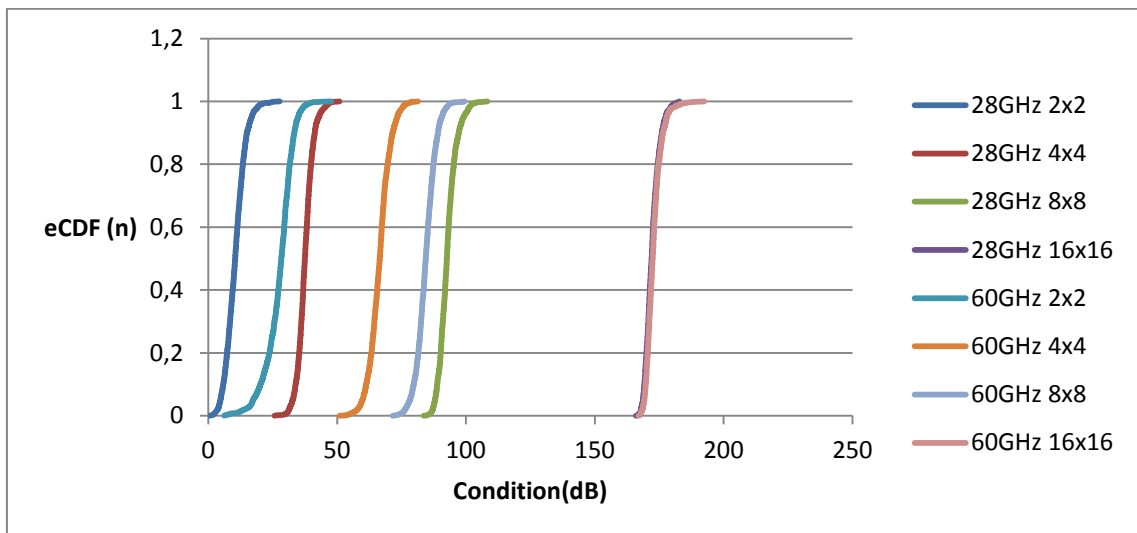
Στα Γραφήματα 7,8,9 βλέπουμε την συνάρτηση αθροιστική κατανομή σε σχέση με το condition number του πίνακα MIMO ενός καναλιού σε απόσταση 50m, 200m και 500m, με διαφορετικό αριθμό στοιχείων κεραίας, σε περιβάλλον διάδοσης LOS, σε UMa σενάριο. Έχουμε 8 συνολικά γραφήματα, 4 για συχνότητα 28GHz και 4 για συχνότητα 60GHz για κάθε διαφορετική απόσταση που προσομοιώθηκε . Κάτω από κάθε γράφημα ακολουθεί ένας πίνακας με την ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής (median) της κάθε καμπύλης του εκάστοτε γραφήματος.



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 7 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UΜΑ ΜΕ LOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 50 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHZ ΚΑΙ 60GHZ ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ : 50Μ**

α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	15,62936	27,34838	84,22182	105,9195
60GHz	28,67959	35,56801	90,6575	172,0264

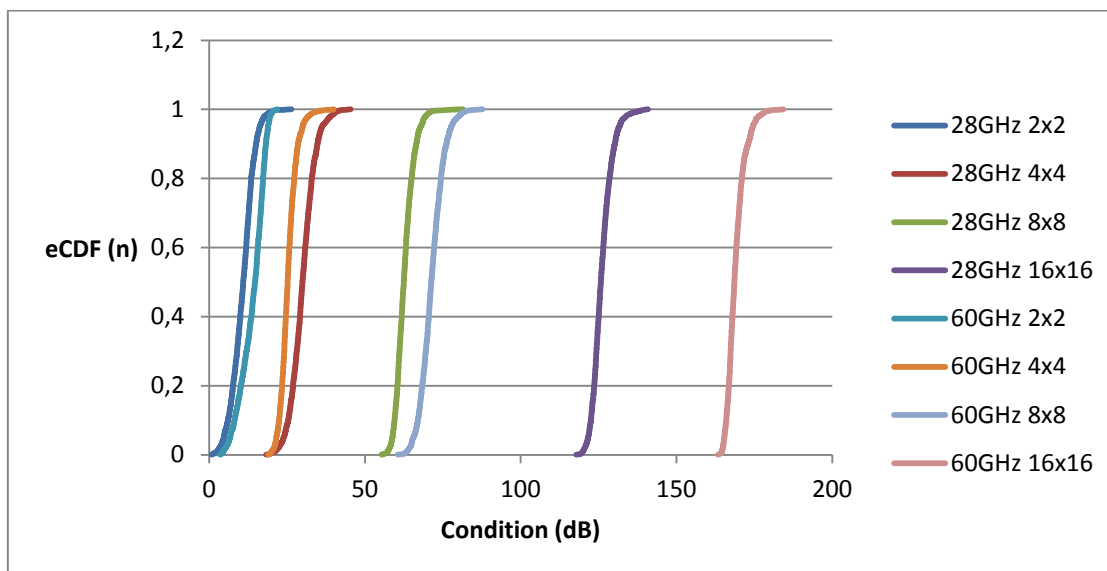
**ΠΙΝΑΚΑΣ 177 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 15**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 8 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UΜΑ ΜΕ LOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 200 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHZ ΚΑΙ 60GHZ ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	6,969295	37,47908	74,97403	164,6192
60GHz	10,091	19,72981	68,52753	175,9551

ΠΙΝΑΚΑΣ 188 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 16



ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 9 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UΜΑ ΜΕ LOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 500 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHZ ΚΑΙ 60GHZ ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	10,91591	29,92311	62,46646	125,7306
60GHz	14,7036	25,17591	71,2815	168,5925

ΠΙΝΑΚΑΣ 199 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 17

Παρατηρούμε ότι η ενδιάμεση τιμή των κατανομών αθροιστικής συνάρτησης αυξάνει με την αύξηση των στοιχείων των κεραιών πομπού λήψης αλλά παρουσιάζει κάποιες διαφοροποιήσεις σε σχέση με την αύξηση της απόστασης πομπού δέκτη.

Έτσι στην απόσταση των 50m για 2x2 28GHz η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής είναι 15,6dB, και μειώνεται στα 6 dB στα 200m, και στα 10dB για 500m. Το ίδιο

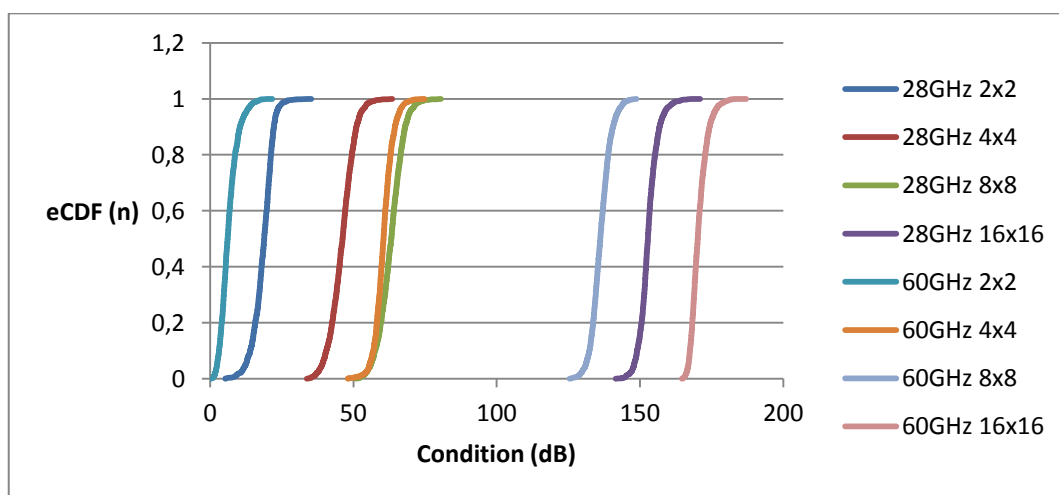
παρατηρείται και στα 60GHz όπου στην απόσταση των 50m για 2x2 η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής είναι 28,67, και μειώνεται στα 10 dB στα 200m, και στα 14dB για 500m.

Επίσης υπάρχει μία μείωση της ενδιάμεσης τιμής στην διάταξη των 4x4 στοιχείων για 60GHz στην απόσταση των 50m και στην απόσταση των 200m από τα 35dB στα 19dB, όπως και στην διάταξη των 8x8 για τις ίδιες συνθήκες, από 90dB στα 68,5dB

Στην απόσταση των 500m για τη συχνότητα των 28GHz για 16x16 διάταξη η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής είναι μικρότερη από την ενδιάμεση τιμή στα 200m για την ίδια διάταξη, ενώ στις υπόλοιπες διατάξεις η διαφορά είναι αναμενόμενη.

### UMa - NLOS

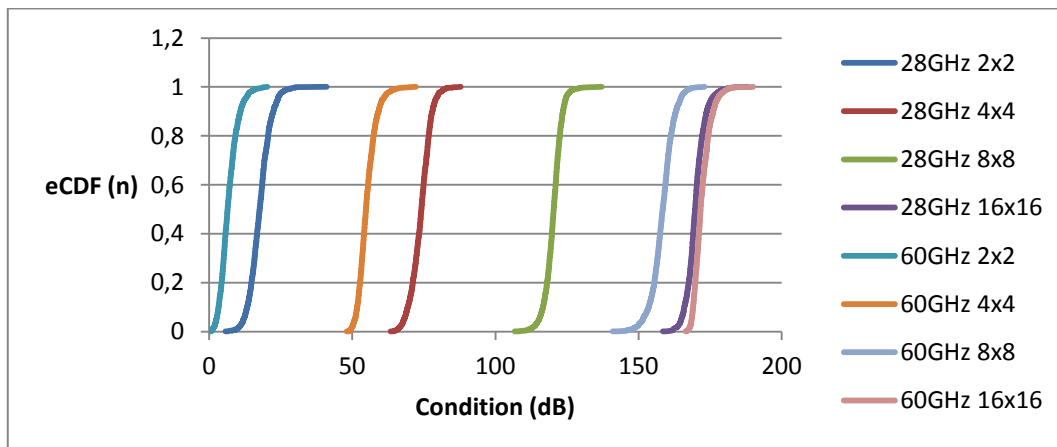
Στα Γραφήματα 10,11,12 βλέπουμε την συνάρτηση αθροιστική κατανομή σε σχέση με το condition number του πίνακα MIMO ενός καναλιού σε απόσταση 50m, 200m και 500m, με διαφορετικό αριθμό στοιχείων κεραίας, σε περιβάλλον διάδοσης NLOS, σε UMa σενάριο. Έχουμε 8 συνολικά γραφήματα, 4 για συχνότητα 28GHz και 4 για συχνότητα 60GHz για κάθε διαφορετική απόσταση που προσομοιώθηκε. Κάτω από κάθε γράφημα ακολουθεί ένας πίνακας με την ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής (median) της κάθε καμπύλης του εκάστοτε γραφήματος.



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 10 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMa ΜΕ NLOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 50 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHz ΚΑΙ 60GHz ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	18,8212	46,21882	63,21882	152,7733
60GHz	6,070852	60,48744	136,181	170,1598

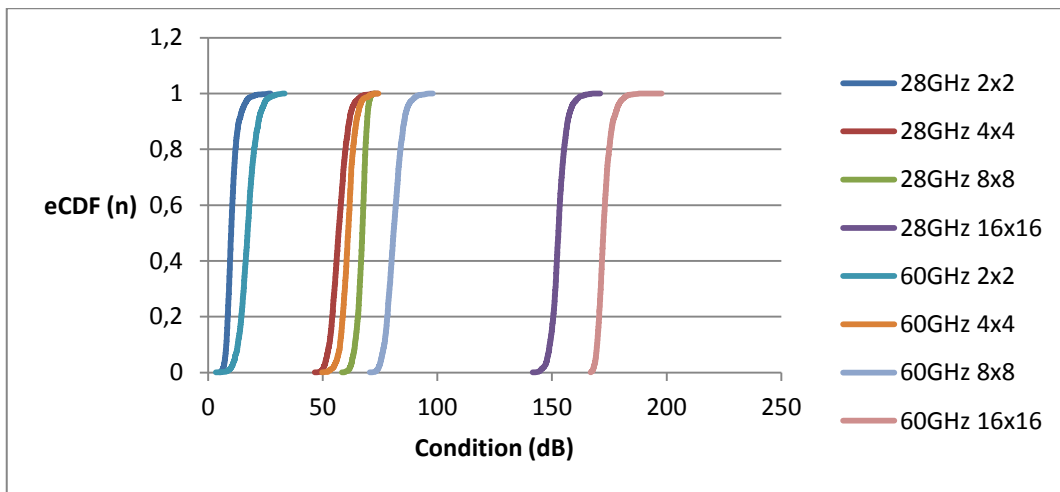
**ΠΙΝΑΚΑΣ 20 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 10**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 11 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UΜΑ ΜΕ NLOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 200 μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHZ ΚΑΙ 60GHZ ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	17,62523	74,11194	120,3652	169,7733
60GHz	6,438087	54,79166	158,4618	171,6742

**ΠΙΝΑΚΑΣ 21 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 8**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 12 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMa ΜΕ NLOS ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΕ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 500 Μ , ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ 28GHz ΚΑΙ 60GHz ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
28GHz	10,00017	56,84765	67,23428	152,7733
60GHz	17,16133	61,01379	80,84765	172,379

**ΠΙΝΑΚΑΣ 22 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 12**

Παρατηρούμε ότι η ενδιάμεση τιμή των κατανομών αθροιστικής συνάρτησης αυξάνει με την αύξηση των στοιχείων των κεραιών πομπού λήψης αλλά παρουσιάζει κάποιες διαφοροποιήσεις σε σχέση με την αύξηση της απόστασης πομπού δέκτη. Τα αποτελέσματα παρουσιάζουν ανάλογες ομοιότητες με αυτές των προσομοιώσεων με αυτές στις συνθήκες UMa LOS περιβάλλοντος.

Έτσι στην απόσταση των 50m για 2x2 28GHz η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής είναι 18,8dB, και μειώνεται στα 17 dB στα 200m, και στα 10dB για 500m.

Επίσης υπάρχει μία μείωση της ενδιάμεσης τιμής στην διάταξη των 4x4 στοιχείων για 60GHz στην απόσταση των 200m και στην απόσταση των 500m από τα 60dB στα 54dB

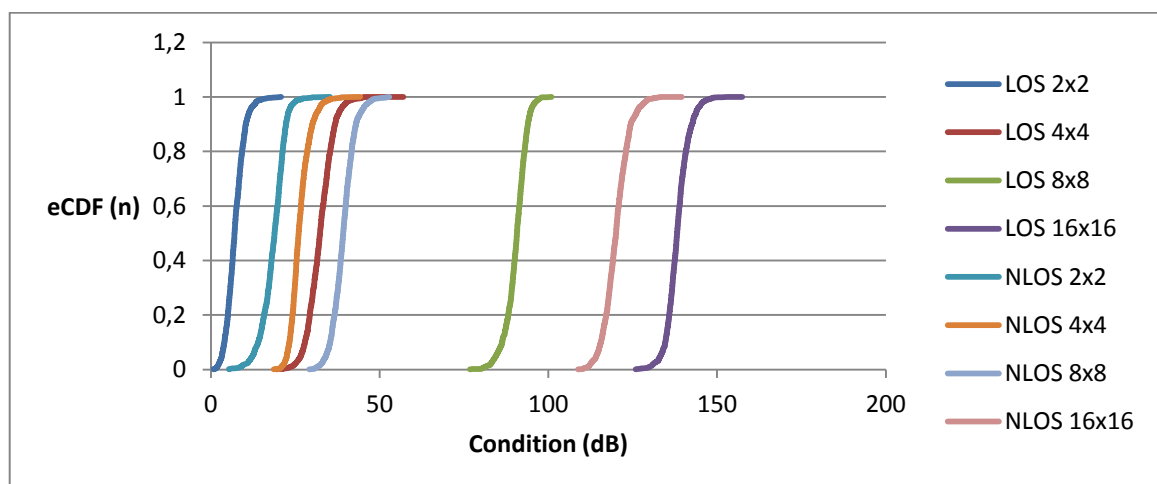
Στην απόσταση των 500m για τη συχνότητα των 28GHz για 16x16 διάταξη η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής είναι μικρότερη από την ενδιάμεση τιμή στα 200m για την ίδια διάταξη, ενώ στις υπόλοιπες διατάξεις η διαφορά είναι αναμενόμενη.

### 3.6.2 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων 2<sup>ης</sup> Ομάδας

Τα αποτελέσματα της ομάδας αυτής χωρίζονται σε υπό ομάδες : UMi και UMa, και κάθε μία από αυτές σε δύο μικρότερες : 28GHz και 60GHz για την καλύτερη παρουσίαση τους . Έτσι έχουμε τα εξής γραφήματα :

#### UMi - 28GHz

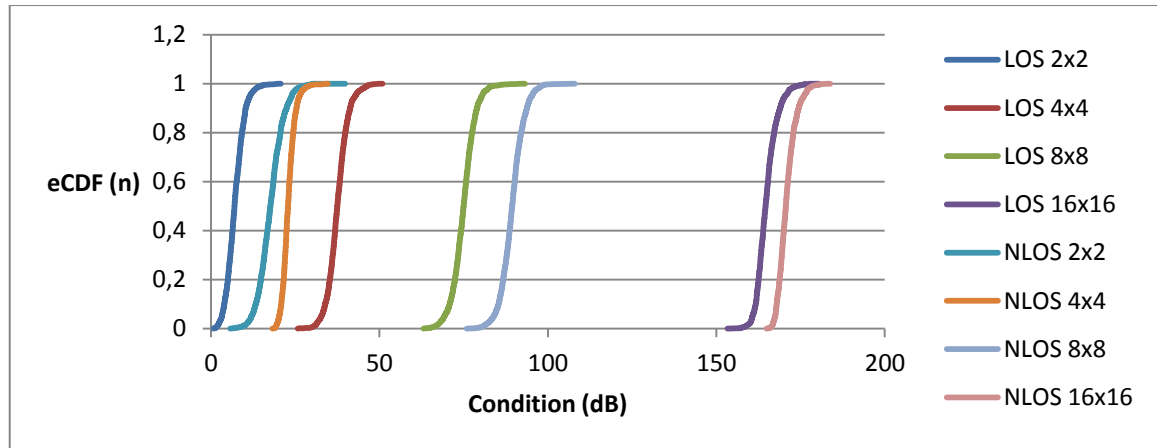
Στα Γραφήματα 13,14,15 βλέπουμε την συνάρτηση αθροιστική κατανομή σε σχέση με το condition number του πίνακα MIMO ενός καναλιού σε απόσταση 50m, 200m και 500m, με διαφορετικό αριθμό στοιχείων κεραίας, σε UMi σενάριο και για συχνότητα 28GHz. Έχουμε 8 συνολικά γραφήματα, 4 για συνθήκες LOS και 4 για συνθήκες NLOS για κάθε διαφορετική απόσταση που προσομοιώθηκε . Κάτω από κάθε γράφημα ακολουθεί ένας πίνακας με την ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής (median) της κάθε καμπύλης του εκάστοτε γραφήματος.



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 13 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMi ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 28GHz ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 50 m , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	6,961046	32,31714	90,6575	138,1442
NLOS	18,8212	25,98131	39,16723	120,0523

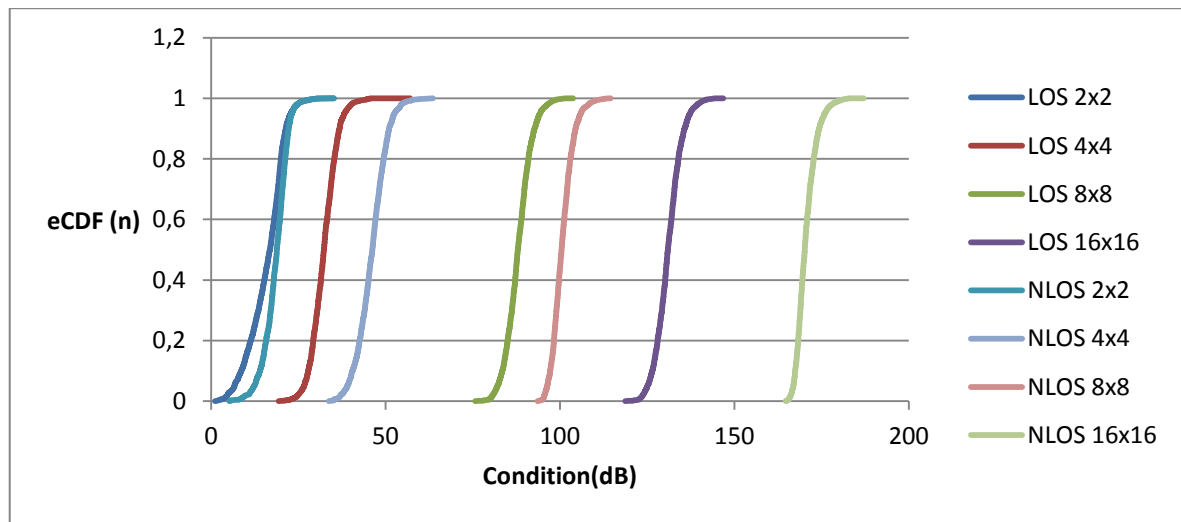
**ΠΙΝΑΚΑΣ 20 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 13**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 14 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMI ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 28GHZ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 200 Μ , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	6,969295	37,47908	74,97403	164,6192
NLOS	17,62812	22,84774	162,0491	170,6157

**ΠΙΝΑΚΑΣ 24 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 9**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 15 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMi ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 28GHz ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 500 m , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	16,86565	32,31714	87,91949	130,9195
NLOS	18,8212	46,21882	100,4267	170,1598

**ΠΙΝΑΚΑΣ 25 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 10**

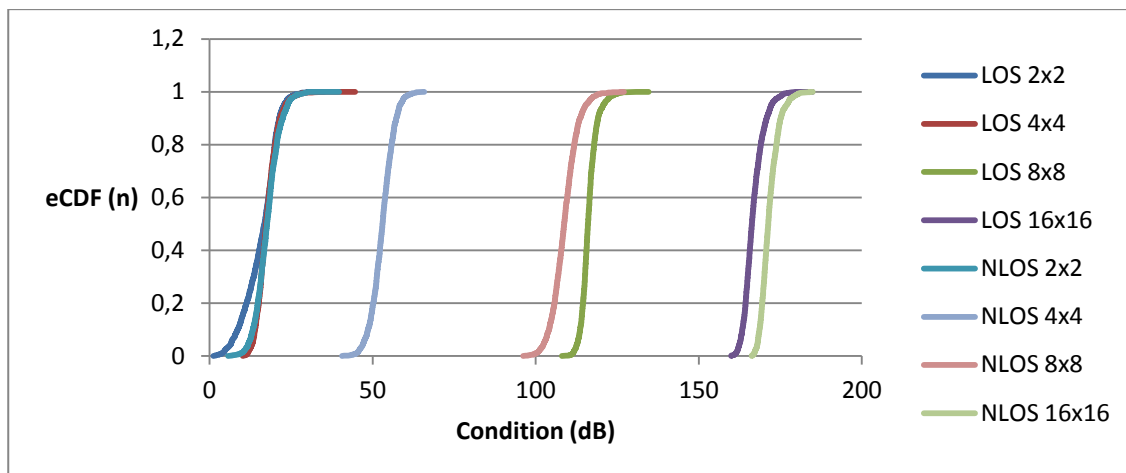
Παρατηρούμε ότι η ενδιάμεση τιμή των κατανομών αθροιστικής στην απόσταση των 50m είναι μικρότερη για 4x4, 8x8,16x16 διάταξη σε NLOS συνθήκες από ότι σε LOS και το ίδιο συμβαίνει και στα 200m για την διάταξη των 4x4.

Στην απόσταση των 500m συνθήκες των LOS διαδόσεων η ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής αυξάνει σε σχέση με τις αντίστοιχη στις συνθήκες των NLOS διαδόσεων για όλες τις διατάξεις κεραιών.

### UMi - 60GHz

Στα Γραφήματα 16,17,18 βλέπουμε την συνάρτηση αθροιστική κατανομή σε σχέση με το condition number του πίνακα MIMO ενός καναλιού σε απόσταση 50m, 200m και 500m, με διαφορετικό αριθμό στοιχείων κεραιάς, σε UMi σενάριο και για συχνότητα 60GHz. Έχουμε 8 συνολικά γραφήματα, 4 για συνθήκες LOS και 4 για συνθήκες NLOS για κάθε διαφορετική απόσταση που προσομοιώθηκε . Κάτω από κάθε γράφημα ακολουθεί ένας πίνακας με την

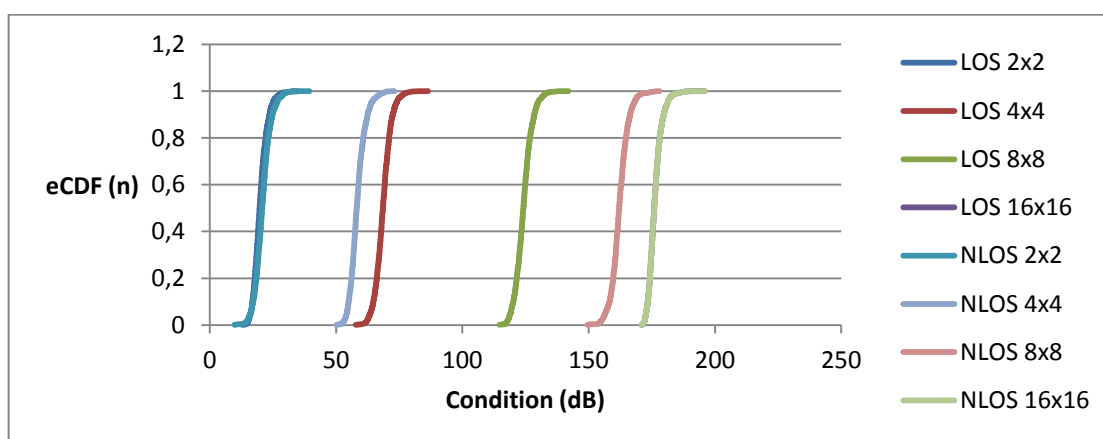
ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής (median) της κάθε καμπύλης του εκάστοτε γραφήματος.



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 16 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMI ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 60GHZ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 50 Μ , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2Χ2,4Χ4,8Χ8 ΚΑΙ 16Χ16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	16,86565	17,36881	116,0468	166,3099
NLOS	3,025823	53,03391	108,7367	171,3203

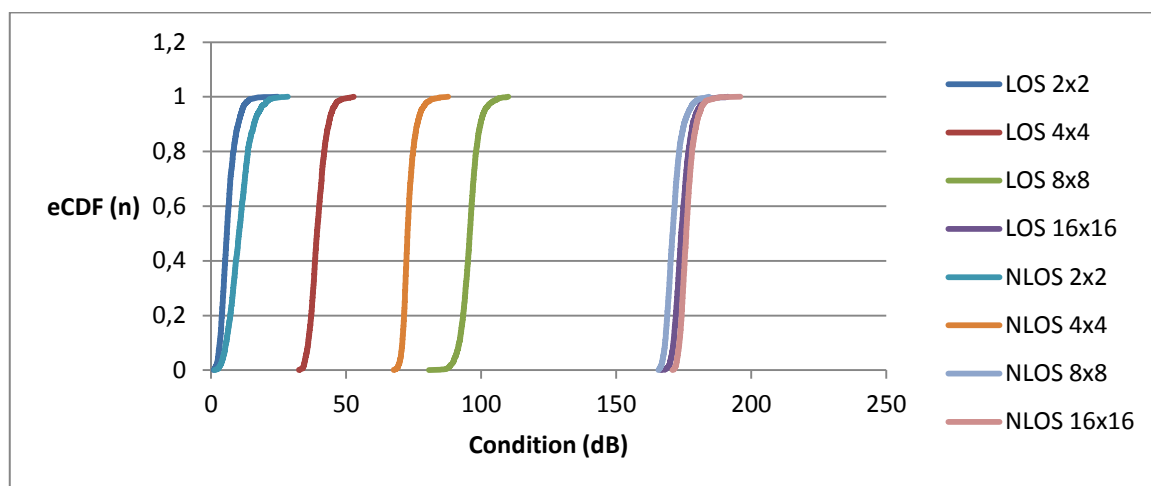
**ΠΙΝΑΚΑΣ 26 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 11**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 17 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF VS CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMI ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 60GHZ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 200 Μ , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2Χ2,4Χ4,8Χ8 ΚΑΙ 16Χ16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	19,72981	68,52753	124,1569	175,9551
NLOS	20,71748	58,16535	89,38118	174,1028

**ΠΙΝΑΚΑΣ 27 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 12**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 18 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMI ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 60GHZ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 500 Μ , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	5,837303	39,21067	95,79596	174,1109
NLOS	13,26255	32,73787	170,9139	175,9551

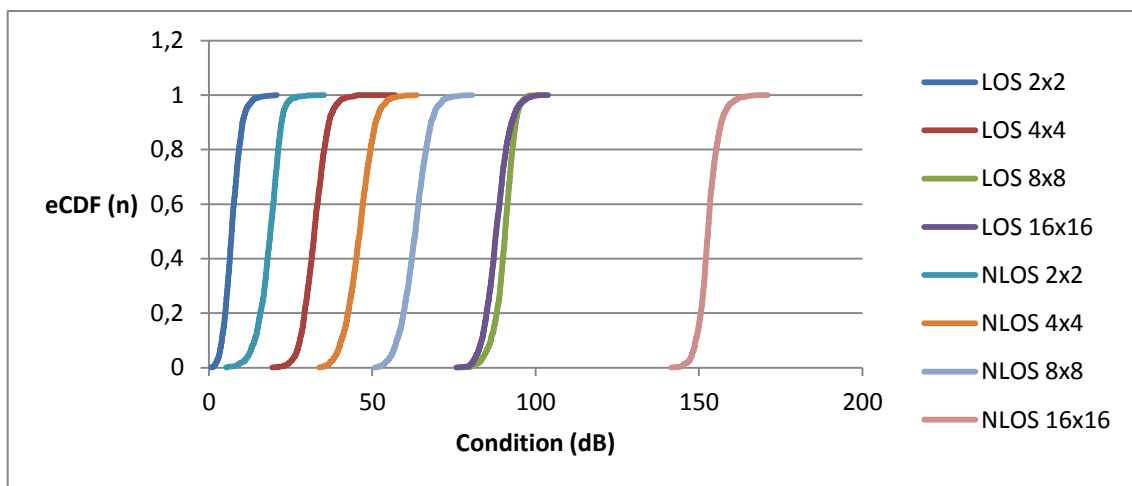
**ΠΙΝΑΚΑΣ 28 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 13**

Παρατηρούμε ότι η ενδιάμεση τιμή των κατανομών αθροιστικής στην απόσταση των 50m είναι μικρότερη σε NLOS συνθήκες από ότι σε LOS συνθήκες για την διάταξη των 2x2, με τιμές 3dB και 16 dB, ενώ το ίδιο συμβαίνει και για την διάταξη των 4x4 και 8x8 για την απόσταση των 200m με τιμές 58dB και 68dB, και 89dB και 124dB αντίστοιχα.

Στην απόσταση των 500m η ενδιάμεση τιμή των κατανομών αθροιστικής στην απόσταση είναι μικρότερη για όλες τις διατάξεις σε LOS συνθήκες από ότι σε NLOS συνθήκες.

## UMa - 28GHz

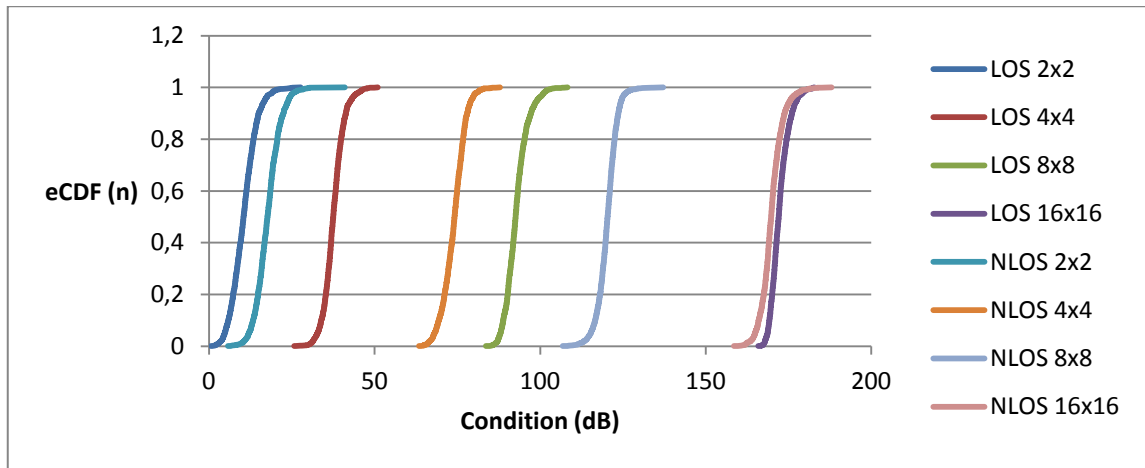
Στα Γραφήματα 19,20,21 βλέπουμε την συνάρτηση αθροιστική κατανομή σε σχέση με το condition number του πίνακα MIMO ενός καναλιού σε απόσταση 50m, 200m και 500m, με διαφορετικό αριθμό στοιχείων κεραίας, σε UMa σενάριο και για συχνότητα 28GHz. Έχουμε 8 συνολικά γραφήματα, 4 για συχνότητα 28GHz και 4 για συχνότητα 60GHz για κάθε διαφορετική απόσταση που προσομοιώθηκε . Κάτω από κάθε γράφημα ακολουθεί ένας πίνακας με την ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής (median) της κάθε καμπύλης του εκάστοτε γραφήματος.



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 19 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMa ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 28GHz ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 50 m , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	6,961046	32,31714	90,6575	87,91949
NLOS	18,8212	46,21882	40,4267	170,1598

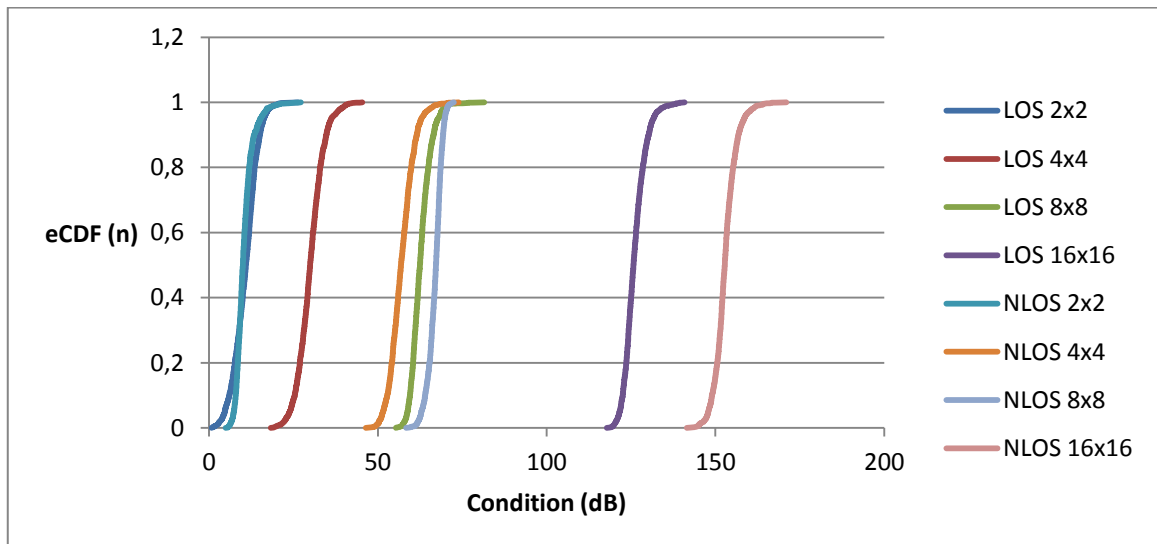
**ΠΙΝΑΚΑΣ 29 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 14**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 20 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UΜΑ ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 28GHZ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 200 Μ , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	10,38611	37,47908	92,57909	172,0557
NLOS	17,62523	74,11194	120,3652	171,6742

**ΠΙΝΑΚΑΣ 30 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 15**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 21 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UΜΑ ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 28GHZ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 500 Μ , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

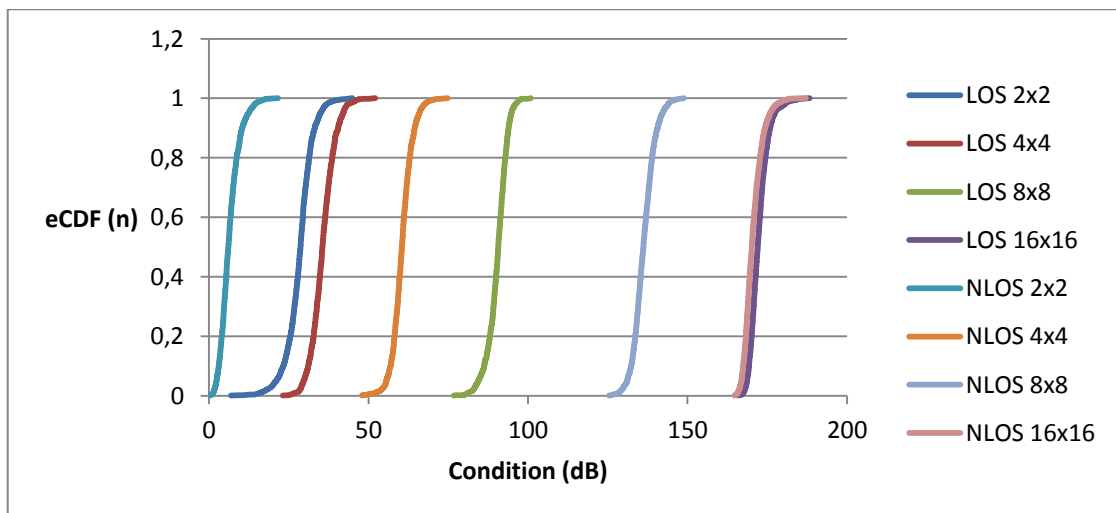
α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	10,91591	29,92311	62,46646	125,7306
NLOS	10,00017	56,84765	67,23428	152,7733

**ΠΙΝΑΚΑΣ 21 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 16**

Παρατηρούμε ότι η ενδιάμεση τιμή των κατανομών αθροιστικής στην απόσταση των 50m,200m και 500m είναι μικρότερη για όλες τις διατάξεις σε LOS συνθήκες από ότι σε NLOS συνθήκες .

### UMa - 60GHz

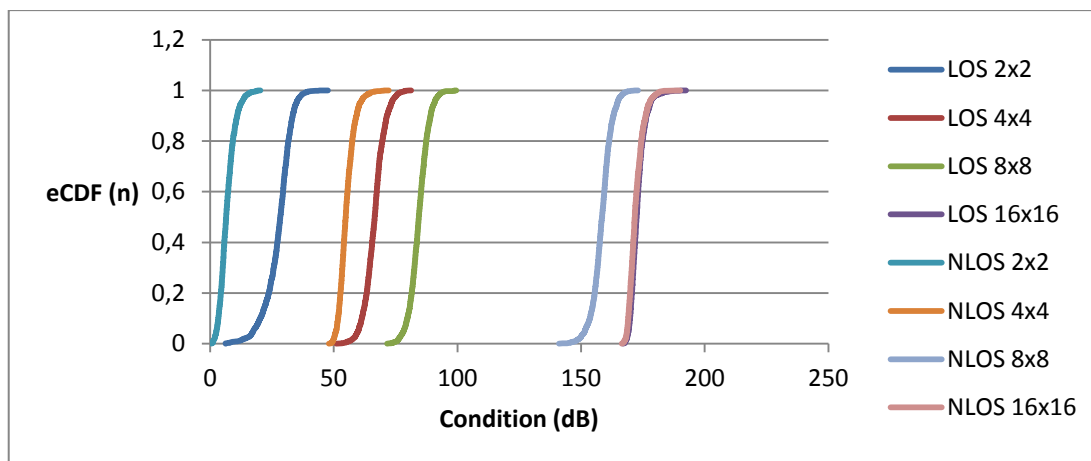
Στα Γραφήματα 22,23,24 βλέπουμε την συνάρτηση αθροιστική κατανομή σε σχέση με το condition number του πίνακα MIMO ενός καναλιού σε απόσταση 50m, 200m και 500m, με διαφορετικό αριθμό στοιχείων κεραίας, σε UMa σενάριο και για συχνότητα 60GHz. Έχουμε 8 συνολικά γραφήματα, 4 για συχνότητα 28GHz και 4 για συχνότητα 60GHz για κάθε διαφορετική απόσταση που προσομοιώθηκε . Κάτω από κάθε γράφημα ακολουθεί ένας πίνακας με την ενδιάμεση τιμή της συνάρτησης αθροιστικής κατανομής (median) της κάθε καμπύλης του εκάστοτε γραφήματος.



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 22 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMa ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 60GHz ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 50 m , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS και NLOS και ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 και 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	28,67959	35,56801	90,6575	172,0264
NLOS	6,070852	60,48744	136,181	170,1598

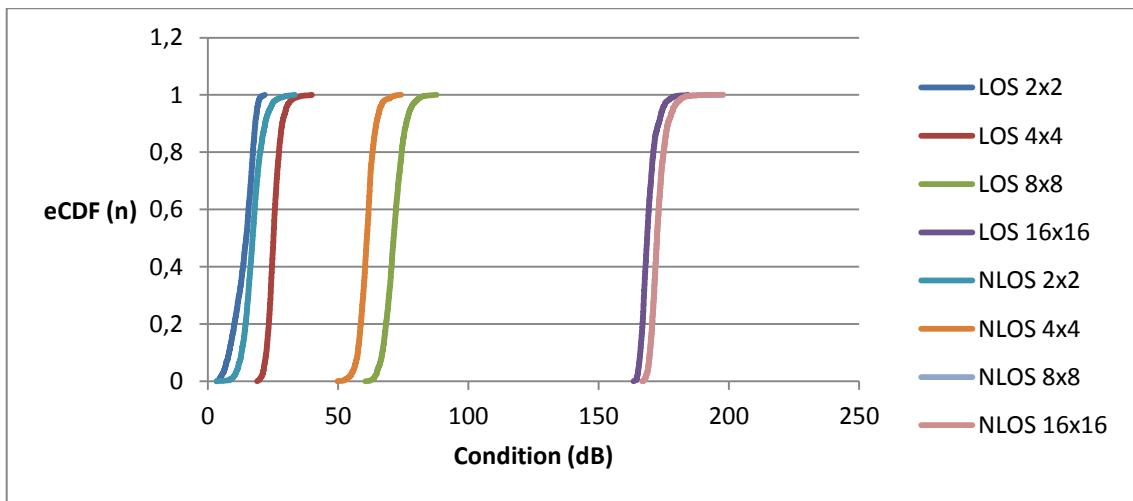
**ΠΙΝΑΚΑΣ 32 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 17**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 23 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMA ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 60GHZ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 200 Μ , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

$\alpha/\alpha$	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	28,31535	66,53189	84,38275	172,4537
NLOS	6,438087	54,79166	158,4618	171,6742

**ΠΙΝΑΚΑΣ 33 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 18**



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 24 : ΓΡΑΦΗΜΑ CDF vs CONDITION NUMBER ΓΙΑ ΣΕΝΑΡΙΟ UMA ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 60GHZ ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΕΚΤΗ 500 Μ , ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ LOS ΚΑΙ NLOS ΚΑΙ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΜΕ 2x2,4x4,8x8 ΚΑΙ 16x16 ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

α/α	2x2	4x4	8x8	16x16
LOS	14,7036	25,17591	71,2815	168,5925
NLOS	17,16133	61,01379	80,84765	172,379

**ΠΙΝΑΚΑΣ 34 : ΕΝΔΙΑΜΕΣΗ ΤΙΜΗ ΤΟΥ CONDITION NUMBER (MEDIAN) ΑΝΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑ ΑΡΙΘΜΟ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ , ΟΠΩΣ ΠΡΟΚΥΠΤΕΙ ΑΠΟ ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 19**

Παρατηρούμε ότι η ενδιάμεση τιμή των κατανομών αθροιστικής στην απόσταση των 50m είναι μικρότερη σε NLOS συνθήκες από ότι σε LOS συνθήκες για την διάταξη των 2x2, με τιμές 6dB και 26 dB, ενώ το ίδιο συμβαίνει και για την διάταξη των 2x2 και 4x4 για την απόσταση των 200m.

Στην απόσταση των 500m η ενδιάμεση τιμή των κατανομών αθροιστικής στην απόσταση είναι μικρότερη για όλες τις διατάξεις σε LOS συνθήκες από ότι σε NLOS συνθήκες.

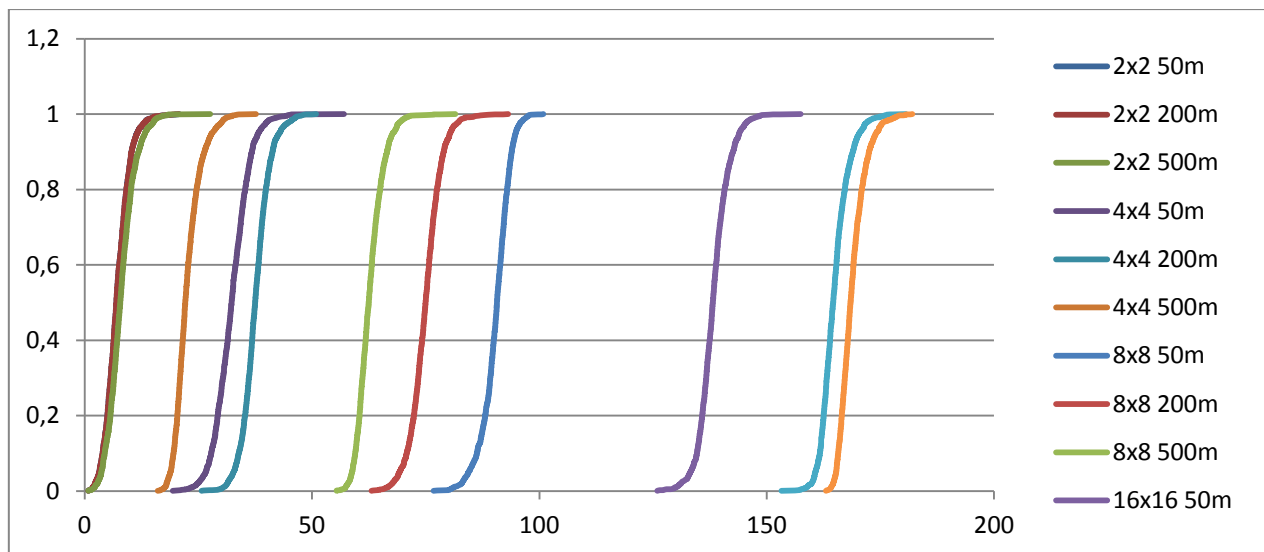
### 3.6.3 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων 3ης Ομάδας

Από τα παραπάνω διαγράμματα μπορούμε να εξάγουμε και κάποια συμπεράσματα σε σχέση με τον αριθμό των στοιχείων των κεραιών εκπομπή και λήψης και το condition number του πίνακα MIMO.

Τα αποτελέσματα της ομάδας αυτής χωρίζονται σε υπό ομάδες : UMi και UMa, και κάθε μία από αυτές σε δύο μικρότερες : LOS και NLOS για την καλύτερη παρουσίαση τους . Έτσι έχουμε τα

εξής γραφήματα, ενώ κάτω από κάθε γράφημα ακολουθεί ένας πίνακας με την ενδιάμεση τιμή του condition number (median) της κάθε καμπύλης του εκάστοτε γραφήματος.

### UMi - 28GHz - LOS

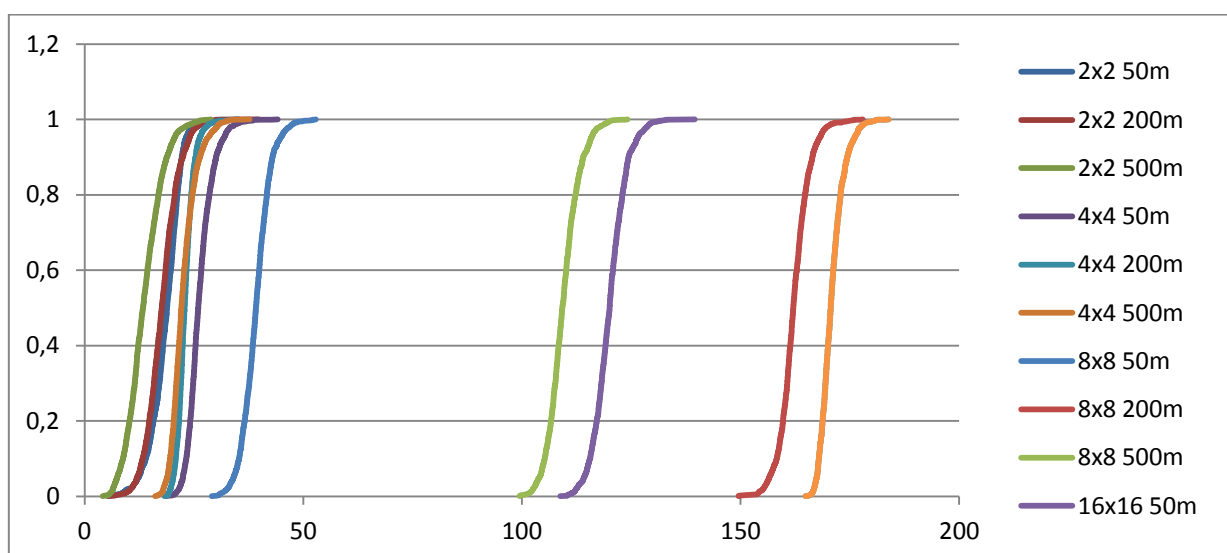


**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 25** Γράφημα CDF vs Condition Number Για Σενάριο UMi Για Συχνότητα 28GHz , Για Συνθήκες Διάδοσης LOS και Κεραίες εκπομπής και Λήψης με 2x2,4x4,8x8 και 16x16 Στοιχείων σε Αποστάσεις 50m,200m και 500m

a/a	50m	200m	500m
2x2	6,961046	6,969295	16,86565
4x4	32,31714	37,47908	32,31714
8x8	90,6575	74,97403	62,46646
16x16	138,1442	164,6192	168,4211

**Πίνακας 35 :** Ενδιάμεση Τιμή του condition number (median) ανά Συχνότητα και ανά Αριθμό Στοιχείων Κεραίων Εκπομπής και Λήψης , όπως Προκύπτει από το Διάγραμμα 205

## UMi – 28GHz – NLOS



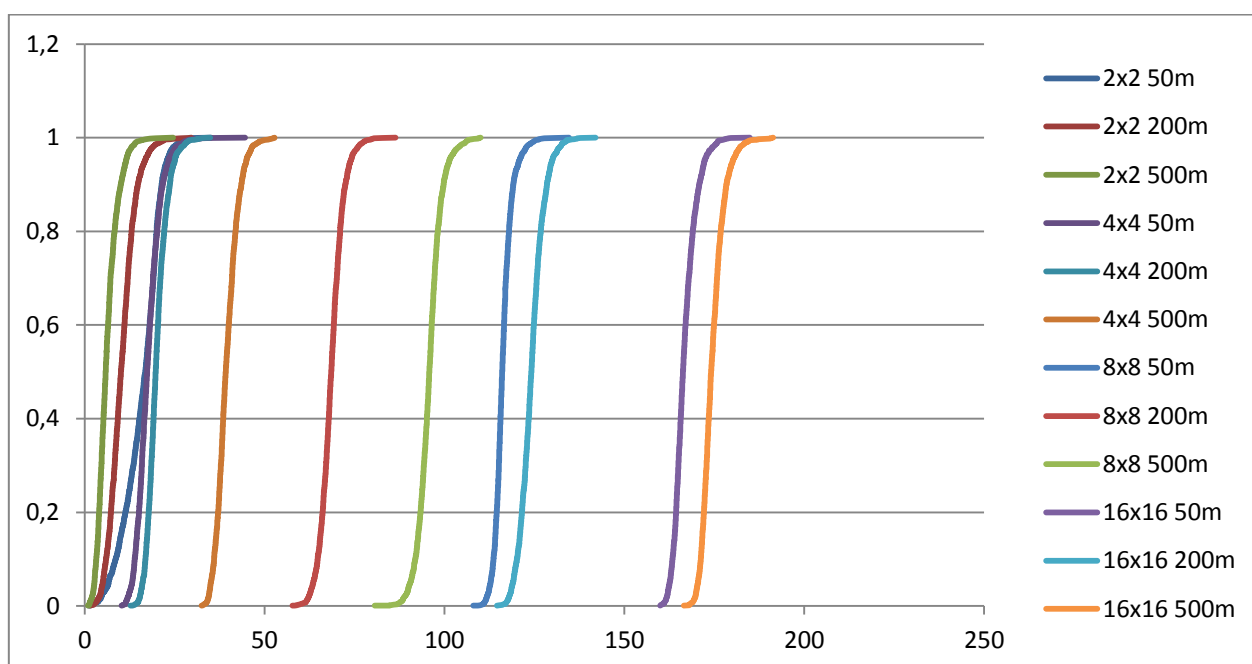
**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 26** Γράφημα CDF vs Condition Number Για Σενάριο UMi Για Συχνότητα 28GHz , Για Συνθήκες Διάδοσης NLOS και Κεραίες εκπομπής και Λήψης με 2x2,4x4,8x8 και 16x16 Στοιχείων σε Αποστάσεις 50m,200m και 500m

a/a	50m	200m	500m
2x2	18,8212	17,62812	18,8212
4x4	25,98131	22,84774	22,11079
8x8	39,16723	162,0491	109,2288
16x16	120,0523	170,6157	170,6157

**Πίνακας 36:** Ενδιάμεση Τιμή του condition number (median) ανά Συχνότητα και ανά Αριθμό Στοιχείων Κεραίων Εκπομπής και Λήψης , όπως Προκύπτει από το Διάγραμμα 26

Για το LOS σενάριο παρατηρούμε μία αύξηση της ενδιάμεσης τιμής του condition number , καθώς αυξάνει η απόσταση και καθώς μεγαλώνει ο αριθμός των στοιχείων των κεραιών. Αντίθετα στο NLOS σενάριο βλέπουμε ότι για τα 2x2 και τα 4x4 στοιχεία κεραιών οι ενδιάμεση τιμή του condition number παραμένει σταθερή και με μικρή απόκλιση των 4-5 db για όλες τις αποστάσεις.

## UMi – 60GHz – LOS

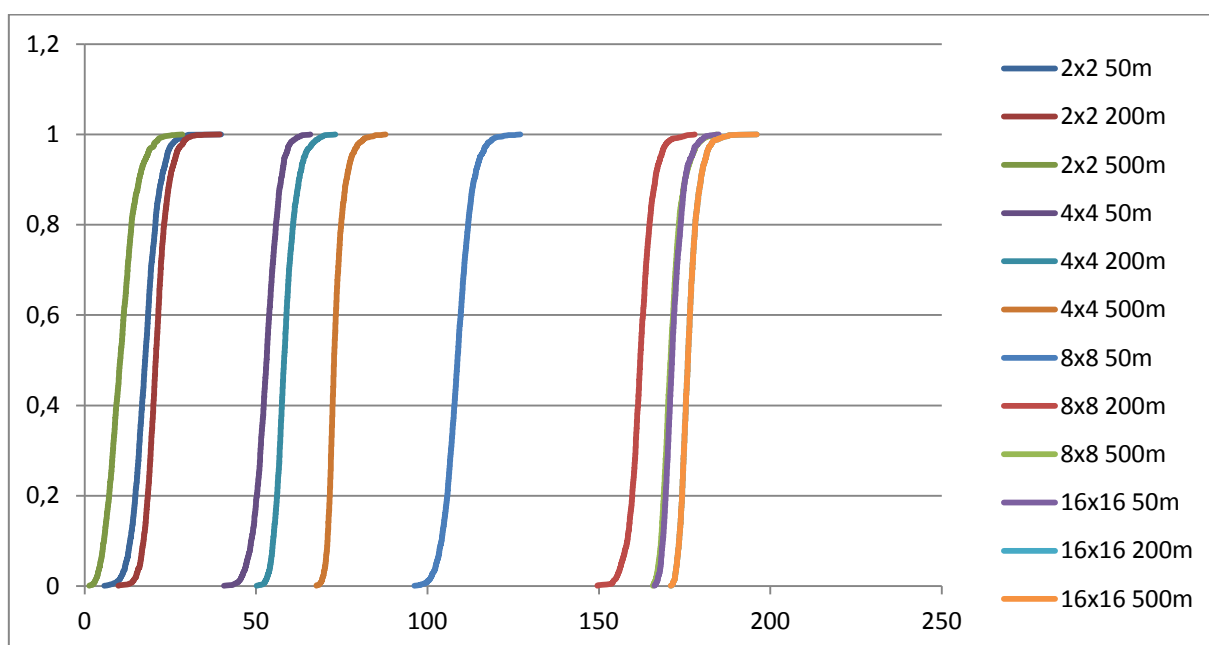


**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 27** Γράφημα CDF vs Condition Number Για Σενάριο UMi Για Συχνότητα 60GHz , Για Συνθήκες Διάδοσης LOS και Κεραίες εκπομπής και Λήψης με 2x2,4x4,8x8 και 16x16 Στοιχείων σε Αποστάσεις 50m,200m και 500m

a/a	50m	200m	500m
2x2	16,86565	19,72981	5,837303
4x4	17,36881	68,52753	39,21067
8x8	116,0468	124,1569	95,79596
16x16	166,3099	175,9551	174,1109

**Πίνακας 37** : Ενδιάμεση Τιμή του condition number (median) ανά Συχνότητα και ανά Αριθμό Στοιχείων Κεραίων Εκπομπής και Λήψης , όπως Προκύπτει από το Διάγραμμα 27

## UMi – 60GHz –NLOS



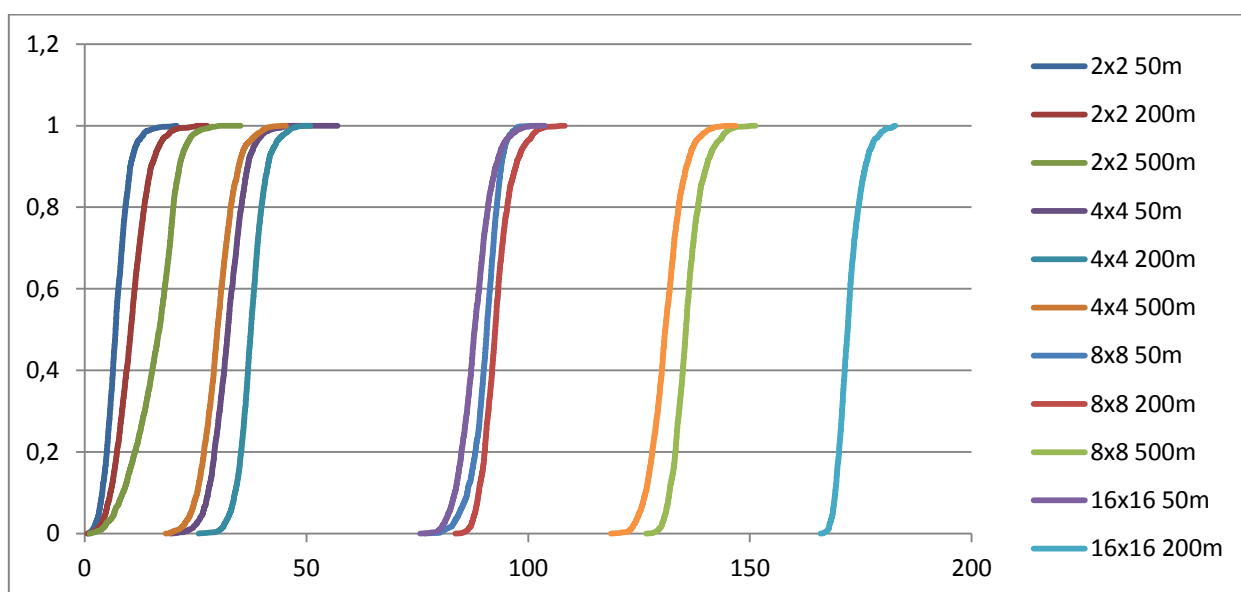
**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 28** Γράφημα CDF vs Condition Number Για Σενάριο UMi Για Συχνότητα 60GHz , Για Συνθήκες Διάδοσης NLOS και Κεραίες εκπομπής και Λήψης με 2x2,4x4,8x8 και 16x16 Στοιχείων σε Αποστάσεις 50m,200m και 500m

a/a	50m	200m	500m
2x2	17,62812	20,71748	10,34481
4x4	53,03391	58,16535	72,73787
8x8	108,7367	162,0491	170,9139
16x16	171,3203	174,551	175,9551

**Πίνακας 38 :** Ενδιάμεση Τιμή του condition number (median) ανά Συχνότητα και ανά Αριθμό Στοιχείων Κεραίων Εκπομπής και Λήψης , όπως Προκύπτει από το Διάγραμμα 28

Αντίθετα με το σενάριο των 28GHz, στην συχνότητα των 60GHz και στο NLOS σενάριο βλέπουμε μία αύξηση της ενδιάμεσης τιμής του condition number , καθώς αυξάνει η απόσταση και καθώς μεγαλώνει ο αριθμός των στοιχείων των κεραιών. Στο LOS σενάριο βλέπουμε ότι για τα 2x2 στοιχεία κεραιών οι ενδιάμεση τιμή του condition number στα 500m είναι μικρότερη από αυτή των 50m και 200m, όπως και στα 4x4 στοιχεία στα 500m η ενδιάμεσης τιμής του condition number είναι μικρότερη από ότι στα 200m.

## UMa - 28GHz - LOS

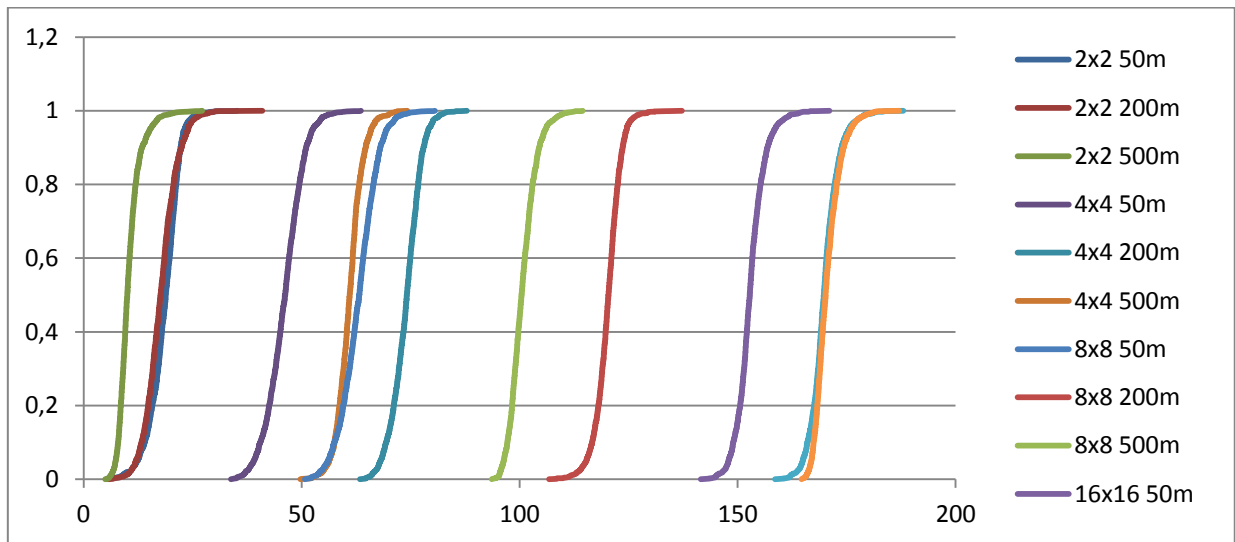


**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 29** Γράφημα CDF vs Condition Number Για Σενάριο UMa Για Συχνότητα 28GHz , Για Συνθήκες Διάδοσης LOS και Κεραίες εκπομπής και Λήψης με 2x2,4x4,8x8 και 16x16 Στοιχείων σε Αποστάσεις 50m,200m και

a/a	50m	200m	500m
2x2	6,961046	10,38611	16,86565
4x4	32,31714	37,47908	32,31714
8x8	90,6575	92,57909	135,5791
16x16	87,91949	172,0557	130,9195

**Πίνακας 39** : Ενδιάμεση Τιμή του condition number (median) ανά Συχνότητα και ανά Αριθμό Στοιχείων Κεραίων Εκπομπής και Λήψης , όπως Προκύπτει από το Διάγραμμα 29

## UMa- 28GHz -N LOS



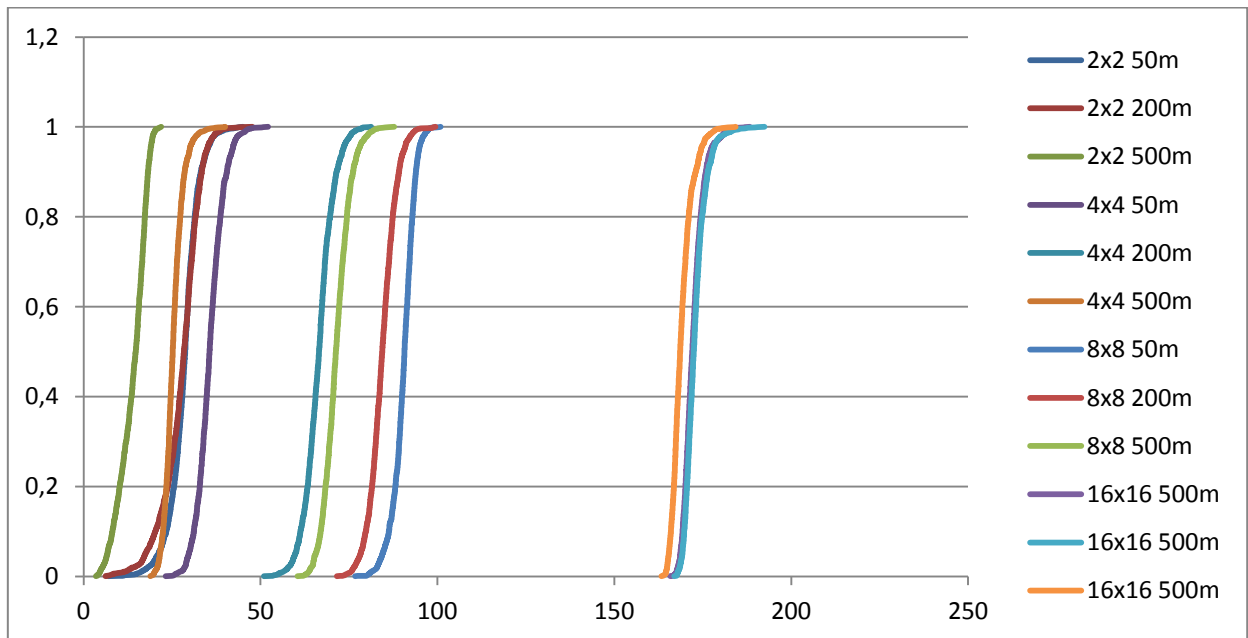
**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 30** Γράφημα CDF vs Condition Number Για Σενάριο UMa Για Συχνότητα 28GHz , Για Συνθήκες Διάδοσης NLOS και Κεραίες εκπομπής και Λήψης με 2x2,4x4,8x8 και 16x16 Στοιχείων σε Αποστάσεις 50m,200m και 500m

a/a	50m	200m	500m
2x2	18,8212	17,62523	10,00017
4x4	46,21882	74,11194	61,01379
8x8	63,21882	120,3652	100,4267
16x16	152,7733	169,7733	170,1598

**Πίνακας 40 :** Ενδιάμεση Τιμή του condition number (median) ανά Συχνότητα και ανά Αριθμό Στοιχείων Κεραίων Εκπομπής και Λήψης , όπως Προκύπτει από το Διάγραμμα 30

Για το LOS σενάριο παρατηρούμε μία αύξηση της ενδιάμεσης τιμής του condition number , καθώς αυξάνει η απόσταση και καθώς μεγαλώνει ο αριθμός των στοιχείων των κεραιών. Στο NLOS σενάριο βλέπουμε ότι για τα 2x2 στοιχεία κεραιών οι ενδιάμεση τιμή του condition number στα 500m είναι μικρότερη από αυτή των 50m και 200m, όπως και στα 4x4 στοιχεία στα 500m η ενδιάμεσης τιμής του condition number είναι μικρότερη από ότι στα 200m

## UMa - 60GHz - LOS

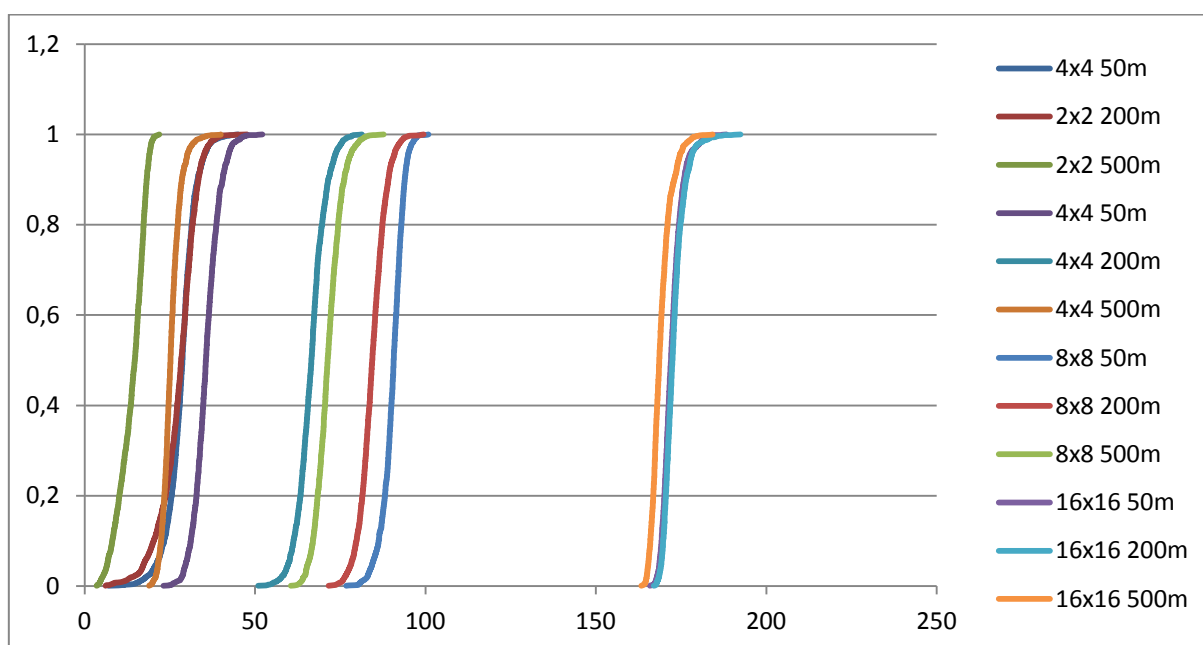


**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 31** Γράφημα CDF vs Condition Number Για Σενάριο UMa Για Συχνότητα 60GHz , Για Συνθήκες Διάδοσης LOS και Κεραίες εκπομπής και Λήψης με 2x2,4x4,8x8 και 16x16 Στοιχείων σε Αποστάσεις 50m,200m και 500m

a/a	50m	200m	500m
2x2	28,67959	28,31535	14,7036
4x4	35,56801	66,53189	25,17591
8x8	90,6575	84,38275	71,2815
16x16	172,0264	172,4537	168,5925

**Πίνακας 41 :** Ενδιάμεση Τιμή του condition number (median) ανά Συχνότητα και ανά Αριθμό Στοιχείων Κεραίων Εκπομπής και Λήψης , όπως Προκύπτει από το Διάγραμμα 31

## UMa – 60GHz – NLOS



**ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 32** Γράφημα CDF vs Condition Number Για Σενάριο UMa Για Συχνότητα 60GHz , Για Συνθήκες Διάδοσης NLOS και Κεραίες εκπομπής και Λήψης με 2x2,4x4,8x8 και 16x16 Στοιχείων σε Αποστάσεις 50m,200m και 500m

a/a	50m	200m	500m
2x2	6,070852	6,438087	17,16133
4x4	60,48744	54,79166	61,01379
8x8	136,181	158,4618	80,84765
16x16	170,1598	171,6742	172,379

**Πίνακας 42 :** Ενδιάμεση Τιμή του condition number (median) ανά Συχνότητα και ανά Αριθμό Στοιχείων Κεραίων Εκπομπής και Λήψης , όπως Προκύπτει από το Διάγραμμα 32

Έτσι βλέπουμε ότι σε πολλές από τις προσομοιώσεις η ενδιάμεση τιμή του condition number του πίνακα MIMO παρέμενε ίδια για τις αποστάσεις 50m και 200m , τόσο για τις 2x2 διατάξεις όσο και για τις 4x4 σε LOS συνθήκες και συχνότητα 28GHz. Στις 8x8 , και 16x16 διατάξεις υπήρχε μία αύξηση κατά 50dB και 100dB αντίστοιχα. Κάτι τέτοιο δεν ισχύει για την συχνότητα των 60GHz όπου η ενδιάμεση τιμή ήταν διαφορετική για κάθε απόσταση και συνθήκες.

Επίσης παρατηρούμε πως στην απόσταση των 200m στα UMa σενάρια , η ενδιάμεση τιμή του condition number του πίνακα MIMO παρουσιάζει μικρότερες τιμές από αυτές στην απόσταση

των 50m τόσο σε LOS συνθήκες όσο και σε NLOS συνθήκες και στις δύο συχνότητες που μελετάμε, στις διατάξεις των 2x2 και 4x4 κεραιών.

Σε κάποια από τα διαγράμματα και για την συχνότητα των 60GHz και για απόσταση 500m ενδιάμεση τιμή του condition number του πίνακα MIMO παρουσιάζει μικρότερες τιμές από αυτές στην απόσταση των 50m και 200m. Έτσι στο Διάγραμμα 31 για 2x2, 4x4 και 8x8 στοιχειοκεραίες οι ενδιάμεσες τιμές του condition number του πίνακα είναι 14.7, 25.17, και 71.28 dB στα 500m ενώ οι τιμές στα 50m είναι μεγαλύτερες και ίσες με 28.6, 35.5 και 90.6 dB αντίστοιχα. Τέλος βλέπουμε ότι για την διάταξη των 16x16 ανεξαρτήτου συχνότητας και συνθηκών διάδοσης, η ενδιάμεση τιμή του condition number παρέμενε υψηλή >100dB.

### 3.7 Συμπεράσματα και Μελλοντικές Προεκτάσεις

Η χρήση Multiple Input, Multiple Output με τη μέθοδο της Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), θεωρείται ως η κυρίαρχος τρόπος διάδοσης στα ασύρματα επικοινωνιακά δίκτυα της πέμπτης γενιάς (5G) και αποτελεί μία εύλικτη μέθοδος πολυπλεξίας καναλιών με αυξημένη χωρητικότητα. Με τη τεχνική αυτή μπορεί να επιτευχθεί υψηλός ρυθμός μετάδοσης ακόμα και σε πολυδιαδρομικά περιβάλλοντα διάδοσης. Η μέθοδος ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας βασίστηκε στη μετάδοση πολλαπλών φερόντων με τη διατήρηση της ορθογωνιότητας μεταξύ τους ώστε να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής κατά τις ασύρματες μεταδόσεις μέσω πολυδιαδρομικών διαύλων.

Στην εργασία αυτή χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό προσομοίωσης NYUSIM, και το λογισμικό υπολογισμού MATLAB, έτσι ώστε να μελετηθεί η συνάρτηση αθροιστική κατανομής ενός καναλιού MIMO, σε σχέση με το condition number του πίνακα. Η κατάσταση του πίνακα είναι βασική παράμετρος για τον σχεδιασμό MIMO συστημάτων και παίζει σημαντικό ρόλο στον εντοπισμό λαθών και την αξιολόγηση της απόδοσης γραμμικών δεκτών σε MIMO συστήματα. Προσομοιώθηκε και υπολογίστηκε η κατάσταση ενός πίνακα H, ενός καναλιού MIMO, υπό διαφορετικές συνθήκες περιβάλλοντος (UMi και UMa), και κατά από διαφορετικές συνθήκες μετάδοσης (LOS και NLOS). Επιλέχθηκαν δύο διαφορετικές συχνότητες (28GHz και 60GHz), τρεις διαφορετικές αποστάσεις (50m, 200m και 500m), και τέσσερις διαφορετικούς αριθμούς στοιχείων κεραιάς εκπομπής και λήψης (2x2, 4x4, 8x8 και 16x16 σε διάταξη ULA). Τα αποτελέσματα των υπολογισμών έδειξαν κατά βάση η ενδιάμεση τιμή των CDF στην απόσταση των 50m είναι μικρότερη των 20dB σε όλες τις συχνότητες και συνθήκες προσομοίωσης, δείχνοντας ένα κανάλι καλής κατάστασης (well-conditioned). Καθώς αυξάνεται τόσο η

απόσταση του δέκτη, όσο και η συχνότητα εκπομπής αλλά και ο αριθμός των στοιχείων της κεραίας η ενδιάμεση τιμή των CDF αυξάνει δραματικά, σε τιμές έως 160dB. Η μεγαλύτερη συχνότητα σημαίνει και μικρότερο Angular Spread (AOA) και κατά συνέπεια μεγαλύτερη μέση τιμή του  $k(H)$ . Σημαντικό ρόλο στην κατάσταση του matrix  $H$  έχει και ο παράγοντας  $\sigma$ , το RMS delay spread, καθώς όσο μικρότερη τιμή έχει το RMS Delay Spread τόσο μικρότερο είναι και ο δείκτης κατάστασης  $k(H)$ . Για παράδειγμα στην περίπτωση - UMi NLOS 60GHz 2x2,500m η μέση τιμή του δείκτη ήταν μικρότερη από την περίπτωση UMi NLOS 28GHz 2x2,500m, με μικρότερη συχνότητα και αυτό γιατί το RMS delay spread ήταν 0.6ns και 2.9ns αντίστοιχα. Το ίδιο και για την περίπτωση UMa LOS 60GHz 2x2,4x4 200m και UMa LOS 28GHz 2x2,4x4 200m, όπου το RMS delay spread ήταν 0.7ns και 6.5ns αντίστοιχα. Οι τιμές που προκύπτουν είναι λογικές αν αναλογιστούμε τον τρόπο υπολογισμού των CIR, και της κατανομής ισχύος στα clusters από το NYUSIM και που αναλύθηκαν στην παράγραφο 3.3.3. Ο συντελεστής απωλειών PLE έχει ορισθεί στην τιμή 2, και ο συντελεστής σκίασης στην τιμή 4 για LOS περιβάλλον, ενώ για NLOS περιβάλλον οι τιμές είναι 3.2 και 7 αντίστοιχα. Επίσης πρέπει να ληφθούν υπόψη κάποια χαρακτηριστικά που επηρεάζουν το πόσο ευθυγραμμισμένες μεταξύ τους είναι οι χωρικές υπογραφές των σημάτων που προέρχονται από τις διαφορετικές κεραίες εκπομπής, δεν μεταβάλλονται. Ενδεικτικά κάποιες από αυτές είναι η απόσταση μεταξύ των στοιχείων των κεραιών, το οποίο στις προσομοιώσεις έχει τιμή 0.5λ, οι τιμές για την γωνία αζιμούθιου κεραίας εκπομπής (TX Antenna Azimuth HPBW:  $10^\circ$ ) και για την γωνία ανύψωσης κεραίας εκπομπής (TX Antenna Elevation HPBW:  $10^\circ$ ). Οι τιμές αυτές μπορούν να τροποποιηθούν ώστε η δέσμη εκπομπής να γίνει πιο στενή. Η πόλωση των κεραιών στις προσομοιώσεις είναι Co-POL, και μπορεί να επιλεγεί X-POL πόλωση, προσδίδοντας +25dB, όπως προκύπτει από τον κώδικα του NYUSIM. Τέλος πρέπει να αναφερθεί ότι η διάταξη των στοιχείων των κεραιών λήψης και εκπομπής ήταν σε μορφή ULA (τα στοιχεία τοποθετημένα σε μία σειρά). Επιλέγοντας κάποια άλλη διάταξη των στοιχειοκεραιών θα μεταβληθεί η ενεργός επιφάνεια καθώς και ο λοβός ακτινοβολίας.

Με την διατριβή αυτή έγινε μία πρώτη, σε βάθος, μελέτη της διάδοσης σε μικροκυματικές συχνότητες 28GHz και 60GHz, εξετάζοντας το περιβάλλον διάδοσης, την διαφορετικότητα των συνθηκών λόγω μικρού μήκους κύματος του εκπεμπόμενου σήματος καθώς επίσης και η μελέτη των πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης MIMO. Καθώς οι παράμετροι που επηρεάζουν την διάδοση σε πολύοδες μεταδώσεις είναι πάρα πολλές θα πρέπει μελλοντικά να εξεταστούν η κάθε μία από αυτές χωριστά, και πώς αυτές συμβάλλουν και βελτιώνουν την απόδοση των MIMO συστημάτων.

Η χρήση και η ανάπτυξη του 5G δικτύου, αναμένεται τα επόμενα χρόνια και οι προσδοκίες είναι να καλύψει τις συνεχιζόμενα αυξανόμενες απαιτήσεις των επικοινωνιών από όρους ταχύτητας, ποιότητας υπηρεσιών και πλήρους διασύνδεσης όλων των ασύρματων δικτύων. Γι' αυτό και είναι απαραίτητη η μελέτη της ανάπτυξης των MIMO με OFDM τεχνολογία σε mmWave συχνότητες στα 5G ασύρματα δίκτυα.

## Βιβλιογραφία

- [01] 3GPP. (2015, July). "Study on 3D channel model for LTE," . *Tech. Rep. 3GPP 36.873 (V12.2.0)*.
- [02] 3GPP. ( 2012., Sept). Spatial channel model for multiple input multiple output (mimo) simulations.
- [03] 3rd GPP. (2010, Mar). "Further Advancements for E-UTRA Physical Layer Aspects (Release 9)," . *Cedex, France, 3GPP TR 36.814* .
- [04] 8. B. (2007). *A Flexible Doppler Behavior Model*. Shuangquan Wang, Xiaodong Wang, Mohammad Madhian.
- [05] A. Alejos, M. S. (Nov 2008). "Measurement and Analysis of Propagation Mechanisms at 40 GHz: Viability of Site Shielding Forced by Obstacles," . *IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 57, no. 6, . , σσ. pp. 3369–3380*.
- [06] A. GUPTA, R. K. (2015). SURVEY OF 5G NETWORK: ARCHITECTURE AND EMERGING TECHNOLOGIES. *IEEE Access, vol. 3 , σ. pp. 1206*.
- [07] A. Osseiran, F. B. (May 2014.). Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project". *IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 5 , σ. pp. 26{35*.
- [08] Akdenizet, M. (Jun. 2014). "Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation," . *IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 32, no. 6 , σσ. pp. 1164–1179*.
- [09] al., S. S. (2016, May ). Investigation of Prediction Accuracy, Sensitivity, and Parameter Stability of Large-Scale Propagation Path Loss 5G Models for Wireless Communications,. *IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, no. 5 , , σσ. 2843-2860, .*

- [10] al., T. R. (2014.). *Millimeter Wave Wireless Communications. . Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series from Ted .*
- [11] Al-samman, A, Rahman, T., & Azmi, M. (2018). Indoor Corridor Wideband Radio Propagation Measurements and Channel Models for 5G MillimeterWave Wireless Communications at 19 GHz, 28 GHz, and 38 GHz Bands. *Wirel. Commun. Mob. Comput. 2018*, σσ. 1–12.
- [12] Brodersen, S. A. (2006, Sep). "A 60 GHz phased array in CMOS," . *Proc. IEEE CICC* , σσ. 393–396.
- [13] C. H. Doan, S. E. (2005, Jan. ). "Millimeterwave CMOS design" . *IEEE Journal of Solid-States Circuits*, .
- [14] C. R. Anderson, T. S. (May 2004.). "In-Building Wideband Partition Loss Measurements at 2.5 and 60 GHz". *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 3 .
- [15] C.H.Doan, S. E. ( 2005). "Millimeter-wave CMOS design". " *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 1 , σσ. pp. 144–155.
- [16] CHUN-XU MAO, S. G. (2017, July). Broadband High-Gain Beam-Scanning Antenna Array for Millimeter-Wave Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* .
- [17] Cisco. (2013). "Cisco visual network index: Global mobile traffic forecast update," .
- [18] Cisco. (March 2017). Visual Networking Index: Global Mobile Data Tra\_c Forecast Update,2016-2021,.
- [19] E. Ben-Dor, T. S. (Dec. 5-9, 2011). "Millimeter wave 60 GHz outdoor and vehicle AOA propagation measurements using a broadband channel sounder". in *Proc. IEEE Global Telecommun.Conf. (Houston, USA)* , σσ. pp. 1–6.
- [20] E. Larsson, O. E. (2014, Feb). "Massive mimo for next generation wireless systems," . *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2 , σσ. 186–195.

- [21] E. Torkildson, H. Z. ( Jan 2010). "Channel Modeling for Millimeter Wave MIMO,". *Information Theory and Applications Workshop (ITA)* , σσ. pp. 1–8.
- [22] E. Violette, R. E. (December 1988). "Millimeter-Wave Propagation Characteristics and Channel Performance for Urban-Suburban Environments," . *U. S. Department of Commerce, NTIA Report 88-239* .
- [23] E.S. ROSENBLUM. (1961, , MARCH, ). "ATMOSPHERIC ABSORPTION OF 10-400 KMCPS RADIATION: SUMMARY AND BIBLIOGRAPHY TO 1961,". *MICROWAVE JOURNAL* .
- [24] Ericsson. (February 2011). "More than 50 billion connected devices,".
- [25] Ericsson. (2011). "Traffic and market data report,". *whitepaper* .
- [26] Ertel, R. B. (2003, Feb). "Wideband characterization of wireless channels for smart antenna applications," . *Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings, Boston, MA, , ,* σσ. pp. 103-106.
- [27] Ertel, R. B. (Feb 1998). "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems,". *IEEE Personal Communications, vol. 5, no. 1* , σσ. pp. 10–22.
- [28] ETSI. "New ETSI Group on Millimetre Wave Transmission starts work,". Tech.Rep.
- [29] ETSI. (2017). *ETSI TR 138 900 V14.3.1 (2017-08)123GPP TR 38.900 version 14.3.1 Release 14*.
- [30] ETSI. (2018, February ). ETSI White Paper No. 25 Microwave and Millimetre-wave for 5G Transport First edition.
- [31] F. Giannetti, M. L. (1999). "Mobile and personal communications in 60 GHz band: A survey," . *Wireless Pers. Commun.,vol. 10* , σσ. pp. 207–243.
- [32] F. Gutierrez, S. A. (Oct. 2009). "On-chip integrated antenna structures in CMOS for 60 GHz WPAN systems,". *IEEE J. Selected Areas in Communications, vol. 27, no. 8* , σσ. pp. 1367– 1378.

- [33] F. Khan, Z. P. ( 2011). "mmWave Mobile Broadband (MMB): Unleashing the 3-300 GHz Spectrum". *IEEE Sarnoff Symp. 34th*.
- [34] F. Rusek, D. P. (Jan. 2013). "Scaling up mimo: Opportunities and challenges with very large arrays,". *IEEE Signal Process. Mag., vol. 30, no. 1* , σσ. pp. 40–60.
- [35] G. R. MacCartney, J. e. ( Oct. 2015). "Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks,". *IEEE Access, vol. 3* , σσ. pp. 2388–2424.
- [36] Gaspard. (2015). "Polarization properties of the indoor radio channel,". *2015 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS), Tel Aviv* , σσ. pp. 1-5.
- [37] Gaucher, B. (2006). "Completely Integrated 60 GHz ISM Band Front End Chip Set and Test Results,". *IEEE 802.15-15-06-0003-00- 003c* .
- [38] Ghosh, A. (Jun. 2014). "Millimeter-wave enhanced local area systems: A high data rate approach for future wireless networks,". *IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 32, no. 6* , σσ. pp. 1152–1163.
- [39] H. Ajorloo, M. T.-S. (June 2013). "Modeling beacon period length of the UWB and 60-GHz mmWave WPANs based on ECMA-368 and ECMA-387 standards,". *IEEE Transactions on Mobile Computing, vol. 12, no. 6* , σσ. pp. 1201–1213.
- [40] H. Kuo, C. Y. ( 2008). "Design of a 0.13- $\mu\text{m}$  V-band millimeter-wave CMOS low-noise amplifier and measurement methodology,". *2008 Asia-Pacific Microwave Conference, Macau* , , σσ. pp. 1-4.
- [41] H. Xu, V. K. (Apr. 2002). "Spatial and temporal characteristics of 60 GHz indoor channel,". *IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 20, no. 3* , σσ. 620–630.
- [42] <https://www.gaussianwaves.com/2014/07/power-delay-profile/> . (n.d.).

- [43] HUAWEI, 5. (n.d.). Huawei. (2014). 5G: A technology vision [Online]. Available: [www.huawei.com/5gwhitepaper/](http://www.huawei.com/5gwhitepaper/).
- [44] IEEE. (2012, December). "IEEE 802.11ad, Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band,". *IEEE 802.11 working group*, .
- [45] IEEE 802.11 Working Group. (2012.). "IEEE 802.11ad, Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band,".
- [46] IEEE. (Oct. 2012). Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band,, . *IEEE P802.11ad/D9.0* .
- [47] IEEE. (2009). IEEE 802.15 WPAN Millimeter Wave Alternative PHY Task Group 3c (TG3c).
- [48] IEEE. (2009). *IEEE 802.15 WPAN Millimeter Wave Alternative PHY Task Group 3c*.
- [49] IEEE. (Sep. 2015.). *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 9 , σσ. pp. 3029–3056.
- [50] IEEE. *IEEE 802.11-15/0594R0*.
- [51] ITU-R. (09/2013). Attenuation by atmospheric gases. *Recommendation- ITU-R P.676-10* .
- [52] ITU-R. (October 2016). "Minimum requirements related to technical performance for IMT-2020 radio interface(s)," . *Technical Report M.[IMT-2020.TECHPERF REQ]* .
- [53] J. Gubbi, R. B. ( Sep. 2013). "Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions,". *Future Generat. Comput. Syst*, vol. 29, no. 7 , σσ. pp. 1645–1660.
- [54] J.Wang, Z. L. (Oct. 2009). "Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeter-wave WPAN systems,". *IEEE J. Selected Areas in Communications*, vol. 27, no. 8 , σσ. pp. 1390–1399.

- [55] Jha, A. a. (n.d.). A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies". *IEEE Access*, vol. 3, 2015. , σ. pp. 1206{1232.
- [56] KAPRALOS, B. &. (2008). SONEL MAPPING: A PROBABILISTIC ACOUSTICAL MODELING METHOD. BUILDING ACOUSTICS.
- [57] Kapralos, B. &. (2008). Sonel Mapping: A Probabilistic Acoustical Modeling Method. Building Acoustics.
- [58] Khan, Z. P. (2011, Jun). "An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems,". *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 6 , σσ. 101–107.
- [59] Khan, Z. P. (May 2011). "System design and network architecture for a millimeter-wave mobile broadband (MMB) system,". *Proc. 34th IEEE Sarnoff Symp., Princeton, NJ, USA* , σσ. 1–6.
- [60] L. Atzori, A. I. (2010). "The internet of things: A survey,". *Computer Networks*, vol. 54, no. 15 , σ. pp. 2787{2805.
- [61] Li, Q. Z. (Oct. 2006). "Rain attenuation in millimeter wave ranges," . *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas, Propag. EM Theory* , σσ. 1–4.
- [62] Liebe, H. J. (May 1993). "Propagation modeling of moist air and suspended water/ice particles at frequencies below 1000 GHz,". *AGARD Conference Proceedings 542* , .
- [63] ITU. (2017). "Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radio communication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz." . *Recommendation ITU-R P.I238-7, Annex 1, 20 12* , σσ. .2-3.
- [64] M. K. Samimi, S. S. (2016). "MIMO channel modeling and capacity analysis for 5G millimeter-wave wireless systems,". *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos* , σσ. pp. 1-5.

- [65] M. K. Samimi, T. S. (2015). "Probabilistic omnidirectional path loss models for millimeter-wave outdoor communications,". *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, no. 4, σσ. 357–360.
- [66] MALTSEV, A. P. (2010). Impact of polarization characteristics on 60 GHz indoor radio communication systems. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, σσ. p. 413 – 416.
- [67] Mansoor Shafi, A. F. (n.d.). 5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment and practice. *IEEE DOI 10.1109/JSAC.2017.2692307*.
- [68] Martins Jacob, C. M. (November 2009). Human Body Blockage . *Guidelines for TGad MAC development. Technical Report*.
- [69] METIS2020. ( July 2015). "METIS ChannelModel,". *Tech. Rep. METIS2020, Deliverable D1.4 v3*.
- [70] NIST. (n.d.). <http://www.nist.gov/ctl/wireless-networks/5millimeterwavechannelmodel.cfm>.
- [71] P. F. M. Smulders, L. M. ( Apr. 1997). "Characterisation of Propagation in 60 GHz Radio Channels,". *Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 9, no. 2, σσ. 73–80.
- [72] P. K. Agyapong, M. I. (Nov 2014.). "Design considerations for a 5G network architecture,". *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 11, σ. pp. 65{75.
- [73] P. Smulers. (Jan.2002). "Exploiting the 60 GHz Band for Local Wireless Multimedia Access: Prospects and Future Directions,". *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 1, σσ. pp. 140–47.
- [74] PandyaGujarat, K. (2015, September). Comparative Study on Wireless Mobile Technology:1G, 2G, 3G, 4G and 5GK,. *International Journal of Recent Trends in Engineering & Research (IJRTER) Volume 01, Issue 01;*.

- [75] PI AND FAROOQ KHAN, S. E. (n.d.). AN INTRODUCTION TO MILLIMETER-WAVE MOBILE BROADBAND SYSTEMS ZHOUYUE .
- [76] Pi, F. K. (2011). mmWave Mobile Broadband (MMB): Unleashing the 3-300GHz Spectrum. *IEEE, Dallas Technology Laboratory Samsung Electronics Richardson, Texas, USA* .
- [77] Piersanti, S. A. (2012). Millimeter Waves Channel Measurements and Path Loss Models. Communications (ICC). *2012 IEEE International Conference* , σσ. 4552-4556.
- [78] R. Baldemair, T. I. (January 2015). "Ultra-dense networks in millimeter-wave frequencies,". *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1 , σ. pp. 202-208.
- [79] R. Daniels, J. M. (Dec. 2010). "60 GHz wireless: Up close and personal,". *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, no. 7 , σσ. 44-50.
- [80] R. J. Humpleman, P. A. ( Feb. 1978). "Investigation of attenuation by rainfall at 60 GHz,". *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 125, no. 2 , σσ. pp. 85-91.
- [81] Rappaport, T. (Apr. 2013). "Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoor urban cellular communications,". *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4 , σσ. pp. 1850-1859.
- [82] Rappaport, T. S. (Mar. 2016). "Spectrum frontiers: The new world of millimeter wave mobile communication," . *Invited Keynote Presentation, The Federal Communications Commission (FCC) Headquarters* .
- [83] Roh, W. (Feb. 2014). "Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results,". *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2 , σσ. pp. 106-113.
- [84] Rosenblum, E. ( 1961, March,). "Atmospheric Absorption of 10-400 kMCPS Radiation: Summary and Bibliography to 1961," . *Microwave Journal* ,

- [85] S. Collonge, G. Z. (2004). "Influence of human activity on wide-band characteristics of the 60GHz indoor radio channel," . *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 3, no. 6 , σσ. pp. 2369–2406.
- [86] S. Deng, G. R. ( Dec 2016). "Indoor and Outdoor 5G Diffraction Measurements and Models at 10, 20, and 26 GHz," . *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)* , σσ. pp. 1–7.
- [87] S. Geng, J. K. (Jan. 2009). "Millimeter-wave propagation channel characterization for short-range wireless communications," . *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 58, no. 1 , σσ. 3–13.
- [88] S. Kato et al. ( 2009, Oct.). "Single Carrier Transmission for MultiGigabit 60-ghz WPAN Systems," . *IEEE JSAC*, vol. 27, no. 8 , σσ. pp. 1466–78.
- [89] S. Rajagopal, S. A.-S. (2012). "Channel feasibility for outdoor non-line-of-sight mmwave mobile communication," . *Proc.of IEEE VTC Fall* , σσ. pp. 1–6.
- [90] S. Rangan, T. R. (March 2014.). "Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges," . *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3 , σσ. pp. 366–385.
- [91] S. Singh, F. Z. ( Oct. 2009). "Blockage and directivity in 60 GHz wireless personal area networks:From cross-layer model to multi hop MAC design," . *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 27, no. 8 , σσ. pp. 1400–1413.
- [92] Sanjib Sur, V. V. (2015). 60 GHz Indoor Networking through Flexible Beams : A Link-Level Pro\_ling. *Acm Sigmetrics* , σ. pages 71{84.
- [93] Satoshi Suyama, T. O. (n.d.). 5G Multi-antenna Technology. *NTT DOCOMO Technical Journal Vol 17 No4* .
- [94] Sirdeshmukh, D. L. (Jul. 2008). "A patch array antenna for 60 GHz package applications" . *Proc. IEEE AP-S Symp.* , σσ. pp. 1–4.
- [95] Specifications, D. S.–T.–L.–S.–P. (Oct. 2012.). *Amendment4: Enhancements for Very High Throughput in the 60 Ghz Band*. IEEE P802.11ad /D9.0.

- [96] Steering with Eyes Closed: mm-Wave Beam Steering without In-Band Measurement. (2015, April). *Conference Paper · April 2015*.
- [97] Sun, S. (2014, Dec). "MIMO for millimeter-wave wireless communications: beamforming, spatial multiplexing, or both?". *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 12, σσ. 110–121.
- [98] Sun, S. (May 2016). "Investigation of prediction accuracy, sensitivity, and parameter stability of large-scale propagation path loss models for 5G wireless communications,". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 5, σσ. pp. 2843–2860.
- [99] Swindlehurst, A., Ayanoglu, E., Heydari, P., & Capolino, F. (Sept. 2014). "Millimeter-wave massive MIMO: the next wireless revolution?,". *Communications Magazine, IEEE*, vol.52, no.9, σσ. pp.56,62.
- [100] Sylvain Collonge, G. Z. (2004). Influence of the human activity on wide-band characteristics of the 60 GHz indoor radio channel. *IEEE Transactions on Wireless Communications* 3(6), σ. 2396{2406.
- [101] T. Manabe, K. S. (May 1995). "Polarization dependence of multi path propagation and high-speed transmission characteristics of indoor millimeter-wave channel at 60 GHz,". *IEEE Trans, on Vehicular Technology*, Vol. 44, No. 2, σσ. 268-274.
- [102] T. Nitsche, C. C. (2014). "IEEE 802.11ad: Directional 60 GHz Communication for Multi-Gigabit-per-Second Wi-Fi,". *IEEE Communications Magazine*.
- [103] T. S. Rappaport, E. B.-D. (Jun. 2012). "38 GHz and 60 GHz Angle-dependent Propagation for Cellular and peer-to peer wireless communications,". *Proc. IEEE Int. Conf. Commun*, σσ. pp. 4568–4573.
- [104] T. S. Rappaport, R. W. (2014). *Millimeter Wave Wireless Communication* . . . Englewood Cliffs, NJ, USA:Prentice-Hall.

- [105] T. S. Rappaport, S. S. (May 2013). "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!". *IEEE Access*, vol. 1, σσ. pp. 335–349.
- [106] T.S.Rappaport, T. M. ((2015). Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design. . *IEEE Transactions on Communications*, 63(9), σσ. 3029-3056 .
- [107] T.S.Rappaport, T. S. ( 1996). Wireless communications: principles and practice (Vol. 2). . *New Jersey: prentice hall PTR*.
- [108] TC48, E. (Dec. 2008.). "High rate 60 GHz PHY, MAC and HDMI PAL,". ECMA standard 387.
- [109] Wagemans, P. S. (Jun. 1992). "Wideband indoor radio propagation measurements at 58 GHz,". *Electron. Lett*, vol. 28, no. 13 , σσ. pp. 1270–1272.
- [110] X. Lu, J. W. (2014). "An improved Semi-orthogonal User Selection algorithm based on condition number for multiuser MIMO systems," . *China Communications*, vol. 11, no. 13 , σσ. pp. 23-30.
- [111] X. Wei, Z. K. (2017). 5G Mobile Communications. *Springer International Publishing* .
- [112] Y. Tsang, A. P. ( Dec. 2011). "Coding the beams: Improving beamforming training in mmwave communication system," . *Proc. Of IEEE Global Telecommunications Conference (Houston, USA)* , σσ. pp. 1–6.
- [113] Yu, F. S. (July 2017). "Hybrid Analog and Digital Beamforming for mmWave OFDM Large-Scale Antenna Arrays,". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 7, σσ. pp. 1432-1443.
- [114] Z. Pi, F. K. (2011). "System Design and Network Architecture for a Millimeter-wave Mobile Broadband (MMB) System" . *34th IEEE Sarnoff Symposium, May 3-4, Princeton, NJ*.
- [115] ZHOUYUE PI AND FAROOQ KHAN, S. E. (n.d.). AN INTRODUCTION TO MILLIMETER-WAVE MOBILE BROADBAND SYSTEMS.

[116] IEEE. (2015, May). IEEE 802.11-15/0594R0.

