



Πανεπιστήμιο Πειραιώς
Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων
ΠΜΣ Ψηφιακές Επικοινωνίες και Δίκτυα

Βαθμοί Ελευθερίας από Παρασιτικές Κεραίες για Συστήματα MIMO

ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ ΒΑΣΙΛΕΙΟΥ
Αριθμός Μητρώου: ME/10054
Πτυχιούχος Ψηφιακών Συστημάτων

Επιβλέπων: Καθηγητής Αθανάσιος Κανάτας

Πειραιάς
Οκτώβριος 2012



Πανεπιστήμιο Πειραιώς
Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων
ΠΜΣ Ψηφιακές Επικοινωνίες και Δίκτυα

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΑ

Περίληψη

Τα οφέλη των συστημάτων MIMO είναι αναμφισβήτητα μείζονος σημασίας για την σχεδίαση των μελλοντικών ασύρματων δικτύων. Παρόλα αυτά η απαίτηση για πολλαπλές αλυσίδες ραδιοσυχνοτήτων είναι ένα σημαντικό μειονέκτημα το οποίο μπορεί να αυξήσει σημαντικά την απαίτηση σε χώρο και ενέργεια καθώς και σε πολυπλοκότητα. Για αυτό το λόγο και έχουν προταθεί τεχνικές που επιτυγχάνουν πολυπλεξία δεδομένων στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (beam-space domain) με χρήση μόνο ενός ενεργού στοιχείου και πολλαπλών παρασιτικών. Η πολυπλεξία επιτυγχάνεται με την αντιστοίχιση των συμβόλων προς μετάδοση σε διαφορετικά διαγράμματα βάσης. Η παρούσα διπλωματική εργασία εξετάζει τις δυνατότητες των συστημάτων BS-MIMO με χρήση παρασιτικών κεραίων.

Ο τρόπος που χρησιμοποιείται μέχρι στιγμής για τον υπολογισμό της βάσης, λαμβάνει υπόψη του μόνο τα χαρακτηριστικά της κεραίας και αγνοεί την ύπαρξη του καναλιού. Με αυτό τον τρόπο δεν γίνεται η εκμετάλλευση του εκάστοτε καναλιού και είναι πολύ πιθανόν να προκύπτει σπατάλη των διαθέσιμων πόρων. Επομένως, είναι αναγκαία η ανάπτυξη μιας νέας τεχνικής η οποία θα λαμβάνει υπόψη της πέραν των χαρακτηριστικών της κεραίας και το υπάρχον κανάλι. Σε αυτή τη διπλωματική εργασία προτείνεται μια προσαρμοστική τεχνική για τον υπολογισμό των τρισδιάστατων διαγραμμάτων βάσης, η οποία λαμβάνει υπόψη της και το κανάλι και είναι σε θέση να προσδιορίσει εκτός από τα νέα προσαρμοστικά διαγράμματα βάσης και το πλήθος των ενεργών βαθμών ελευθερίας (Aerial Degrees of Freedom, ADoF).

Για την αξιολόγηση της επίδοσης των συστημάτων BS-MIMO είναι σημαντικό οι προσομοιώσεις να διεξάγονται κάτω από όσο το δυνατόν πιο ρεαλιστικές συνθήκες. Για αυτό το λόγο και επιλέχθηκε να αξιολογηθεί η προτεινόμενη τεχνική σε διαφορετικού τύπου κανάλια τα οποία θα προκύψουν από την εφαρμογή διαφορετικών σεναρίων του μοντέλου καναλιών WINNER. Η συγκεκριμένη τεχνική αναμένεται να αυξήσει την επίδοση του συστήματος όσον αφορά την επιτυγχάνόμενη χωρητικότητα. Κατά συνέπεια, μελετάται διεξοδικά η επίδοση των συστημάτων BS-MIMO σε διαφορετικές συνθήκες διάδοσης και περιβάλλοντα με απώτερο σκοπό τον προσδιορισμό του κέρδους που προσδίδει η προτεινόμενη τεχνική σε σύγκριση με την συμβατική μέθοδο για την παραγωγή των διαγραμμάτων βάσης. Η επίδοση αξιολογείται σύμφωνα με την χωρητικότητα που επιτυγχάνουν τα συστήματα όπου τελικά γίνεται και η σύγκριση των δύο τεχνικών και παρέχονται τα αποτελέσματα της εργοδικής χωρητικότητας σε διαφορετικά περιβάλλοντα. Βέβαια, η ανάπτυξη και η εφαρμογή της νέ-

ας προτεινόμενης τεχνικής στα συστήματα BS-MIMO μπορεί να εγείρει νέα ζητήματα προς διερεύνηση και για αυτόν ακριβώς το λόγο, στο τέλος παρέχονται κάποιες προτάσεις για μελλοντική έρευνα.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΑΙΑ

Ευχαριστίες

Με το πέρας της διπλωματικής μου εργασίας, θα ήταν άδικο να μην αναφερθώ σε κάποια άτομα που στάθηκαν δίπλα μου σε όλη τη διάρκεια των μεταπτυχιακών μου σπουδών. Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για την συμπαράσταση που μου παρείχαν όλη αυτή την περίοδο και ειδικά σε αυτές τις δύσκολες καταστάσεις οι οποίες έχουν προκύψει τα τελευταία χρόνια. Επίσης, θα ήθελα να αναφερθώ στο συμφοιτητή και φίλο Βαγγέλη Θωμάτο με τον οποίο η συνεργασία ήταν κάτι παραπάνω από άψογη και εποικοδομητική όλα αυτά τα χρόνια και είναι τιμή μου που είχα την ευκαιρία να συνεργαστώ μαζί του και μεγάλη μου χαρά να τον έχω φίλο. Φυσικά δεν γίνεται να μην αναφερθώ και στις συμφοιτήτριες και φίλες Βιβέτα Πετροπούλου και Στέλλα Φασόη, με τις οποίες είχα την τύχη να συνεργαστώ κατά την διάρκεια των μεταπτυχιακών μου σπουδών, αλλά ακόμα περισσότερο να έχω την τύχη να τις έχω φίλες, και θέλω να τις ευχαριστήσω πραγματικά που σταθήκαν δίπλα μου όλο αυτό το διάστημα.

Κατόπιν, δεν είναι δυνατόν να μην ευχαριστήσω τον Καθηγητή κ. Αθανάσιο Κανάτα, του οποίου η βοήθεια ήταν μείζονος σημασίας για την ολοκλήρωση της διπλωματικής μου εργασίας, αλλά και να τον ευχαριστήσω θερμά που στάθηκε δίπλα μου και με συμβούλευε καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου και για αυτό το λόγο πέραν από Καθηγητή μου τον αισθάνομαι και ως φίλο. Επίσης, θα ήταν άδικο να μην ευχαριστήσω και τον Επίκουρο Καθηγητή κ. Γεώργιο Ευθύμογλου, όπου πέραν από τις συμβουλές του, η βοήθειά του ήταν κομβικής σημασίας για την συμμετοχή μου στο μεταπτυχιακό. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω του διδάκτορες Κωνσταντίνο Μαλιάτσο και Βλάση Μπαρούση, οι οποίοι με βοήθησαν με ουσιαστικό τρόπο σε όλη τη διάρκεια της διπλωματικής μου και τους οποίους θεωρώ φίλους μου.

Παναγιώτης Βασιλείου

Πειραιάς, Οκτώβριος 2012

Περιεχόμενα

Περίληψη	v
Ευχαριστίες	vii
Περιεχόμενα	viii
Κατάλογος Σχημάτων	xi
Κατάλογος Πινάκων	xii
Συντομογραφίες	xiii
Σύμβολα	xiv
1 Εισαγωγή	1
1.1 Συστήματα MIMO	1
1.1.1 Μειονεκτήματα Συστημάτων MIMO	3
1.2 Προηγμένες Τεχνικές MIMO	4
1.3 Δομή της Διπλωματικής και Δημοσιεύσεις	6
2 Παρασιτικές Κεραίες και BeamSpace-MIMO	9
2.1 Μοντελοποίηση Συστημάτων MIMO στο Πεδίο των Διαγραμμάτων Ακτινοβολίας	9
2.1.1 Γεωμετρική Αναπαράσταση Συστημάτων MIMO	9
2.1.2 Συστήματα MIMO με Συγκεκριμένα Χαρακτηριστικά Κεραίων	11
2.1.3 Σχέση Εισόδου-Εξόδου Συστημάτων MIMO	14
2.2 Αρχή Λειτουργίας Κεραίων ESPAR	15
2.2.1 Αρχιτεκτονική BS-MIMO με Χρήση Μονής Αλυσίδας RF	15
2.2.2 Μαθηματική Έκφραση Αρχιτεκτονικής BS-MIMO	16
2.2.3 Αρχή Λειτουργίας Πομπού	18
2.2.4 Αρχή Λειτουργίας Δέκτη	19
2.3 Βαθμοί Ελευθερίας Παρασιτικών Κεραίων	20

2.3.1	Βαθμοί Ελευθερίας Συμβατικών Συστημάτων MIMO	20
2.3.2	Ακτινοβολούμενοι Βαθμοί Ελευθερίας - Aerial Degrees of Freedom	23
2.4	Ορθοκανονικοποίηση Gram-Schmidt	24
2.4.1	Ορθοκανονικοποίηση Gram-Schmidt για Επίπεδες Κεραίες ESPAR	24
3	Μοντέλο Καναλιών WINNER	35
3.1	Σενάρια Εφαρμογής	35
3.1.1	A1 - Εσωτερικού Χώρου	36
3.1.2	A2 - Επικοινωνία Εσωτερικού με Εξωτερικού Χώρου	37
3.1.3	B1 - Μικροκυψέλη σε Αστικό Περιβάλλον	38
3.1.4	B2 - Μικροκυψέλη σε Αστικό Περιβάλλον με Άσχημες Συνθήκες Διάδοσης	39
3.1.5	B3 - Hotspot Εσωτερικού Χώρου	40
3.1.6	B4 - Επικοινωνία Εξωτερικού με Εσωτερικό Χώρου	40
3.1.7	B5 - Στατικός Πομπός και Δέκτης	40
3.1.8	C1 - Μακροκυψέλη σε Προάστιο	43
3.1.9	C2 - Μακροκυψέλη σε Αστικό Περιβάλλον	44
3.1.10	C3 - Μακροκυψέλη σε Αστικό Περιβάλλον με Άσχημες Συνθήκες Διάδοσης	44
3.1.11	C4 - Μακροκυψέλη σε Αστικό Περιβάλλον και Επικοινωνία από Εξωτερικό σε Εσωτερικό Χώρο	44
3.1.12	D1 - Μακροκυψέλη σε Υπαίθριο Χώρο	45
3.1.13	D2 - Κινητός Πομπός και Δέκτης σε Υπαίθριο Χώρο	45
3.2	Μοντελοποίηση Ράδιο-Διαύλου	46
3.2.1	Γενικευμένο Μοντέλο Καναλιού WINNER	47
3.2.2	Παράμετροι Μοντέλου	48
3.2.3	Διαδικασία Εξαγωγής Προσομοιώσεων	49
3.3	Μοντέλα Καναλιών και Παράμετροι	51
3.3.1	Δημιουργία των Παραμέτρων του Καναλιού	51
3.3.2	Μοντέλα Απωλειών Διάδοσης	59
4	Προσαρμοστικά Διαγράμματα Βάσης	61
4.1	Παραδοχές της Προτεινόμενης Τεχνικής	61
4.2	Μεθοδολογία Υπολογισμού Τρισδιάστατων Προσαρμοστικών Διαγραμμάτων Βάσης	62
4.3	Αξιολόγηση Επίδοσης	65
4.3.1	Αποτελέσματα 3D Προσαρμοστικών Διαγραμμάτων Βάσης	66

4.3.2 Χωρητικότητα Συστημάτων BS-MIMO	70
5 Συμπεράσματα	77
Βιβλιογραφία	79

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΑΙΑ

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Κατηγοριοποίηση των συστημάτων MIMO	2
1.2	Παράδειγμα της τεχνικής διαφορισμού (diversity)	3
1.3	Αρχιτεκτονική επιλογής κεραιών σε συστήματα MIMO	5
2.1	Γεωμετρική αναπαράσταση συστημάτων MIMO	11
2.2	Μοντελοποίηση στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας	13
2.3	Σχέση εισόδου-εξόδου MIMO	14
2.4	Σχέση εισόδου-εξόδου Beamspace-MIMO	15
2.5	Παράδειγμα κυκλικής κεραιάς ESPAR 5 στοιχείων	17
2.6	Γενική επισκόπηση της αρχιτεκτονικής BS-MIMO	20
2.7	Προσέγγιση της περίθλασης για την εύρεση του βέλτιστου αριθμού DoF	21
2.8	Βασική αρχιτεκτονική υλοποίησης πομποδεκτών MIMO	22
2.9	Παράδειγμα ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt του χώρου \mathbb{R}^3	25
2.10	Παραδείγματα τρισδιάστατων (3D) διαγραμμάτων βάσης	32
3.1	Απεικόνιση εσωτερικού χώρου για το σενάριο A1	39
3.2	Απεικόνιση των διαφορετικών περιπτώσεων του σεναρίου B5f	43
3.3	Αναπαράσταση καναλιού MIMO κατά το μοντέλο WINNER	47
3.4	Διαδικασία μοντελοποίησης καναλιών WINNER	50
3.5	Διαδικασία εξαγωγής συντελεστών καναλιών WINNER	52
3.6	Τροποποιημένη απόσταση του στοιχείου u για αυθαίρετη στοιχειοκεραία	58
4.1	Αρχικά διαγράμματα βάσης για $d = \frac{\lambda}{16}$	67
4.2	3D διαγράμματα βάσης σε κανάλι WINNER τύπου B2	67
4.3	3D διαγράμματα βάσης σε κανάλι WINNER τύπου C3	68
4.4	3D διαγράμματα βάσης σε κανάλι WINNER τύπου D1	69
4.5	Αποτελέσματα εργοδικής χωρητικότητας για κανάλια WINNER τύπου B2	72
4.6	Αποτελέσματα εργοδικής χωρητικότητας για κανάλια WINNER τύπου C2	73
4.7	Αποτελέσματα εργοδικής χωρητικότητας για κανάλια WINNER τύπου D1	75
4.8	Αποτελέσματα εργοδικής χωρητικότητας για κανάλια WINNER τύπου C3	76

Κατάλογος Πινάκων

3.1	Σενάρια εφαρμογής του μοντέλου WINNER, τύπου A και B	37
3.2	Σενάρια εφαρμογής του μοντέλου WINNER, τύπου C και D	38
3.3	Τιμές της παραμέτρου C για τον καθορισμό των γωνιών άφιξης και αναχώρησης	54
3.4	Ολισθήσεις γωνιών των συνιστωσών μέσα σε ένα cluster για rms διασπορά της γωνίας ίση με 1°	55
3.5	Πληροφορία για την διασπορά της καθυστέρησης στις υπό-ομάδες σχεδιαστών	57

Συντομογραφίες

3D (2D)	3-Dimensional (2-Dimensional)
ADoF	Aerial Degrees of Freedom
AoA	Angle of Arrival
AoD	Angle of Departure
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BS	Beamspace
BER	Bit Error Rate
CDF	Cumulative Distribution Function
DoA	Direction of Arrival
DoD	Direction of Departure
DoF	Degrees of Freedom
ESPAR	Electronically Steerable Passive Array Radiator
GSM	Global System for Mobile Communications
LOS	Line of Sight
MIMO	Multiple Input-Multiple Output
MISO	Multiple Input-Single Output
NLOS	Non-Line of Sight
OLOS	Obstructed Line of Sight
PDF	Probability Density Function
RF	Radio-Frequency
RMS	Root Mean Square
SER	Symbol Error Rate
SIMO	Single Input-Multiple Output
SISO	Single Input-Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SVD	Singular Value Decomposition
ULA	Uniform Linear Array
XPD	Cross-Polarization Discrimination factor
XPR	Cross-Polarization Ratio

Σύμβολα

$\sin(\cdot)$	Συνάρτηση ημιτόνου
$\cos(\cdot)$	Συνάρτηση συνημιτόνου
j	Φανταστική μονάδα, $j = \sqrt{-1}$
π	Μαθηματική σταθερά, $\pi = 3.1415\dots$
$\sqrt{(\cdot)}$	Τετραγωνική ρίζα
$(\cdot)^T$	Ανάστροφος
$(\cdot)^H$	Αναστροφосуζυγές
$\det(\cdot)$	Ορίζουσα
$rank(\cdot)$	Βαθμός/Τάξη πίνακα
$\ \cdot\ _F$	Frobenius Νόρμα
$sort(\cdot)$	Ταξινόμηση
$\exp(\cdot)$	Μιγαδικό Εκθετικό
$\ln(\cdot)$	Λογάριθμος με βάση το e
$\log_2(\cdot)$	Λογάριθμος με βάση το 2
$\log_{10}(\cdot)$	Λογάριθμος με βάση το 10

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

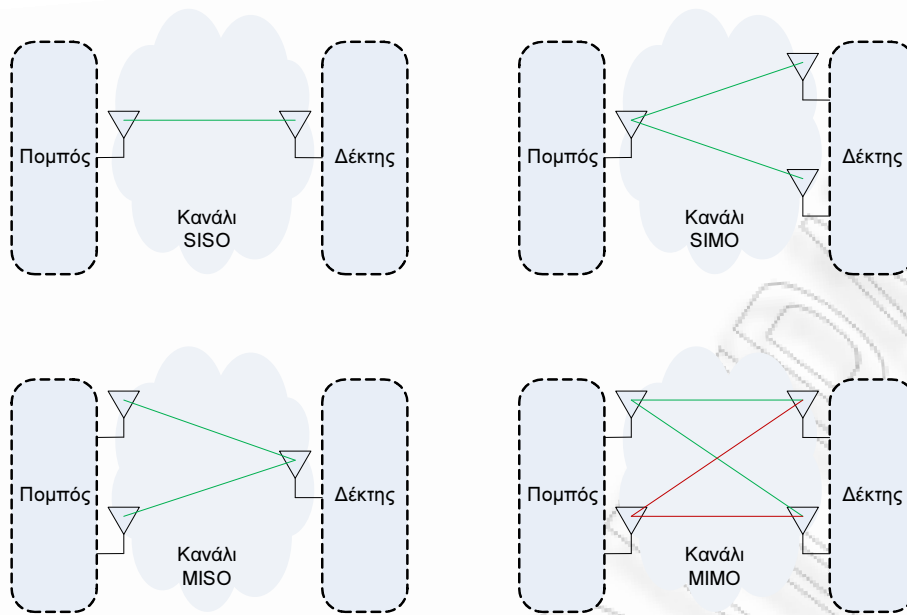
Η ευρεία χρησιμοποίηση των συστημάτων κινητών επικοινωνιών, σε πολλαπλούς τομείς, έχει δημιουργήσει την ανάγκη της συνεχόμενης εξέλιξης των υφιστάμενων τεχνολογιών, αλλά και την δημιουργία νέων, μέσα σε ένα γοργά εξελισσόμενο περιβάλλον. Το παρόν εισαγωγικό κεφάλαιο παρουσιάζει συνοπτικά τα σημαντικά ορόσημα στην εξέλιξη των ασυρμάτων και κινητών επικοινωνιών, καθώς και τις τάσεις αλλά και τις προκλήσεις που έρχονται να αντιμετωπίσουν τα νέα συστήματα.

1.1 Συστήματα MIMO

Η ραγδαία ανάπτυξη των συστημάτων κινητών επικοινωνιών, εξ αρχής προερχόταν από την εξέλιξη των τεχνολογιών του φυσικού επιπέδου. Το πλέον σημαντικό ορόσημο ήταν η χρήση των συστημάτων MIMO (Multiple input-Multiple Output). Η υιοθέτηση της τεχνολογίας MIMO άνοιξε τον δρόμο για την ανάπτυξη συστημάτων και εφαρμογών σε διαφορετικούς τομείς, που μέχρι στιγμής δεν ήταν δυνατή η υλοποίησή τους. Η τεχνολογία MIMO βασίζεται στις πολλαπλές κεραιές που διαθέτει ο πομπός και ο δέκτης με σκοπό να αυξηθεί η αξιοπιστία της ζεύξης ή/και να αυξηθεί δραματικά η χωρητικότητά της, χωρίς επιπλέον ισχύ και χωρίς την χρήση επιπλέον φάσματος. Ανάλογα με το πλήθος των διαθέσιμων κεραιών σε πομπό και δέκτη, υπάρχουν οι εξής διακρίσεις:

- **SISO:** Πομπός και δέκτης διαθέτουν μόνο μια κεραία.
- **SIMO:** Ο πομπός διαθέτει μια κεραία ενώ ο δέκτης διαθέτει πολλαπλές κεραιές.
- **MISO:** Ο πομπός διαθέτει πολλαπλές κεραιές ενώ ο δέκτης διαθέτει μια κεραία.
- **MIMO:** Πομπός και δέκτης διαθέτουν πολλαπλές κεραιές προς χρήση.

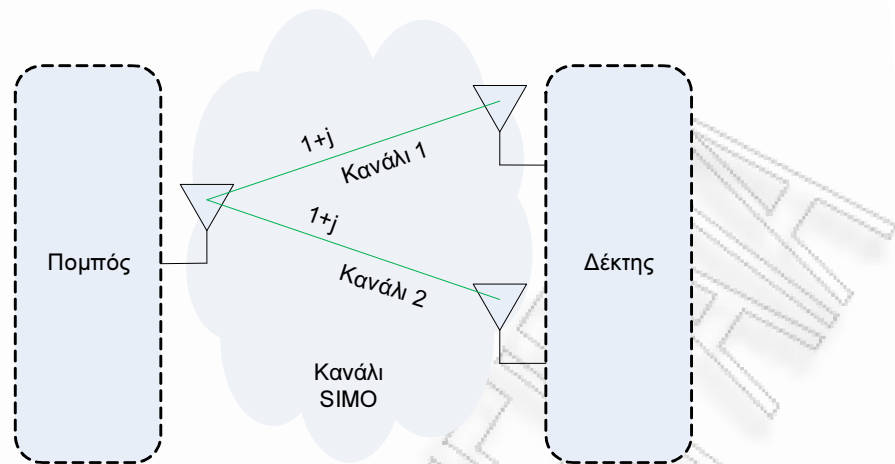
Στο Σχήμα 1.1 απεικονίζονται οι τέσσερις περιπτώσεις συστημάτων πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων.



Σχήμα 1.1: Κατηγοριοποίηση των συστημάτων MIMO

Η χρήση της εν λόγω τεχνολογίας δίνει την δυνατότητα για μια πληθώρα επιλογών. Οι βασικές τεχνικές που εφαρμόζονται στα συστήματα MIMO είναι η τεχνική του διαφορισμού (**diversity**) και της πολυπλεξίας (**multiplexing**) [1]. Στην περίπτωση όπου είτε ο πομπός, είτε ο δέκτης, είτε και οι δύο, διαθέτουν μόνο μια κεραία (SISO/SIMO/MISO,) τότε γίνεται εφαρμογή της τεχνικής του διαφορισμού. Αυτό που επιτυγχάνεται με την εν λόγω τεχνική, είναι η βελτίωση της αξιοπιστίας του συστήματος η οποία γίνεται εμφανής από την επίδοση των σφαλμάτων του συστήματος. Για την ευκολότερη κατανόηση του διαφορισμού μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το απλό παράδειγμα όπου ο πομπός διαθέτει μια κεραία ενώ ο δέκτης διαθέτει δύο, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.2. Ο πομπός εκπέμπει ένα σύμβολο την φορά, ενώ ο δέκτης την κάθε χρονική στιγμή λαμβάνει δύο αποκρίσεις λόγω των δύο κεραιών που διαθέτει. Σε αυτή την περίπτωση δεν επιτυγχάνεται αύξηση της χωρητικότητας, όμως υπάρχει βελτίωση του ρυθμού σφαλμάτων, είτε αν αυτή μετριέται σε Bit Error Rate (BER) είτε σε Symbol Error Rate (SER).

Ο λόγος που υπάρχει βελτίωση του BER, είναι ταυτόχρονα και αυστηρός περιορισμός των συστημάτων MIMO. Ο δέκτης θα πρέπει να λάβει την ροή που έχει στείλει ο πομπός από δύο ανεξάρτητα κανάλια [2], το οποίο και είναι αυστηρή προϋπόθεση για την επίτευξη του συγκεκριμένου κέρδους. Η πιθανότητα να βρίσκονται και τα δύο κανάλια σε βαθιά διάλειψη είναι μειωμένη, οπότε και τελικά στην συγκεκριμένη απλουστευμένη περίπτωση, παρατηρείται κέρδος της τάξης των 3dB, στην καμπύλη του BER. Αντίστοιχα, στην περίπτωση της πολυπλεξίας, η οποία απαιτεί πολλαπλές κεραίες σε πομπό και δέκτη (όχι απαραίτητα ίδια στον αριθμό), αποστέλλονται πολλαπλές ροές οι οποίες λόγω της ανεξαρτησίας των διαύλων αποπλέκονται με επιτυχία από τον δέκτη.



Σχήμα 1.2: Παράδειγμα της τεχνικής διαφορισμού (diversity)

Όπως γίνεται εμφανές, είναι μείζονος σημασίας η ανεξαρτησία των διαδρομών. Για να επιτευχθεί όσο το δυνατόν περισσότερο η διατήρηση ανεξάρτητων μονοπατιών, θα πρέπει τα κεραιοστοιχεία να τηρούν μια ελάχιστη απόσταση μεταξύ τους. Μια συνήθης απόσταση είναι περίπου της τάξης του $\lambda/2$ [3], όπου λ είναι το μήκος κύματος εκφρασμένο σε μέτρα. Αν τα κεραιοστοιχεία πλησιάσουν περισσότερο μεταξύ τους, τότε θα παρατηρηθεί το φαινόμενο της αμοιβαίας σύζευξης (mutual coupling) [4], [5], το οποίο ενδέχεται να επηρεάσει και την συσχέτιση μεταξύ των διαφορετικών διαδρομών και επομένως να μειωθεί το κέρδος διαφορισμού ή/και πολυπλεξίας. Το επιτυγχανόμενο κέρδος είναι άμεσα συνδεδεμένο με το περιβάλλον λειτουργίας. Σε περίπτωση που το περιβάλλον είναι πλούσιο σε σχεδιαστές με πληθώρα πολυδιαδρομικών συνιστωσών, το οποίο είναι πολύ σημαντικό για την λειτουργία των συστημάτων MIMO, τότε επιτρέπει πλήρως την εκμετάλλευση όλων των βαθμών ελευθερίας του συστήματος, με το μέγιστο κέρδος είτε σε διαφορισμό, είτε σε πολυπλεξία.

1.1.1 Μειονεκτήματα Συστημάτων MIMO

Η υλοποίηση των συστημάτων MIMO στα τερματικά, απαιτεί την χρήση πολλαπλών αλυσίδων ραδιοσυχνότητας (Radio-Frequency, RF), ίσο με το πλήθος των κεραιών. Το μεγάλο πλήθος κεραιών στο τερματικό μπορεί να συνεισφέρει θετικά στην επίδοση του συστήματος, πρέπει όμως να υπάρχει πάντα ένα "trade-off" μεταξύ της επιθυμητής επίδοσης και του τελικού κόστους. Η επιπλέον χρήση κεραιών επιβαρύνει με επιπρόσθετα RF-chains το τερματικό, όπου μπορεί να αυξήσει δραματικά το κόστος και την πολυπλοκότητα, καθώς και την ενεργειακή κατανάλωση του τερματικού, που ως αποτέλεσμα μπορεί να είναι οι επιπλέον απαιτήσεις σε μπαταρία.

Για αυτόν ακριβώς τον λόγο, δεν είναι ευρέως διαδεδομένη η χρήση πολλαπλών κεραιών στα κινητά τερματικά. Οι επιπλέον αλυσίδες ραδιοσυχνότητας που συνεπάγονται το αυξημένο κόστος και την αυξημένη πολυπλοκότητα, μεταβιβάζονται στον τελικό χρήστη όπου

πλέον θα πρέπει να διαθέσει μεγαλύτερο χρηματικό ποσό για την απόκτηση ενός κινητού τερματικού με πολλαπλές κεραίες. Πέραν του κόστους κατασκευής του κινητού τερματικού που υποστηρίζει την τεχνολογία MIMO, είναι περιορισμένες και οι δυνατότητες λόγω των διαστάσεων των κινητών τερματικών. Ένα μέσο κινητό τερματικό έχει μήκος της τάξης των 10cm και πλάτος της τάξης των 5cm. Αυτές οι διαστάσεις δεν μπορούν να δώσουν μεγάλη ευελιξία για χρήση πολλαπλών κεραιοστοιχείων. Ως παράδειγμα μπορεί να θεωρηθεί η χρήση ενός κινητού τερματικού με παρόμοιες διαστάσεις όπως και προηγουμένως για τηλεφωνία μέσω του συστήματος GSM. Αν υποθέσουμε λειτουργία στην ζώνη των 900MHz, τότε το μήκος κύματος είναι

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{900 \cdot 10^6} = 0.33 \text{ m} \quad (1.1)$$

όπου c η ταχύτητα του φωτός σε m/s και f η συχνότητα λειτουργίας σε Hz . Στην περίπτωση που το κινητό τερματικό λειτουργεί στη ζώνη των 1800MHz, τότε το μήκος κύματος θα ήταν ίσο με

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{1800 \cdot 10^6} = 0.16 \text{ m} \quad (1.2)$$

Για την τοποθέτηση των κεραιοστοιχείων του κινητού τερματικού σε απόσταση $\lambda/2$, ώστε να εξασφαλίσουμε όσο το δυνατόν μικρότερη συσχέτιση μεταξύ των καναλιών και για την λειτουργία στις παραπάνω συχνότητες, οι αποστάσεις θα είχαν ως εξής:

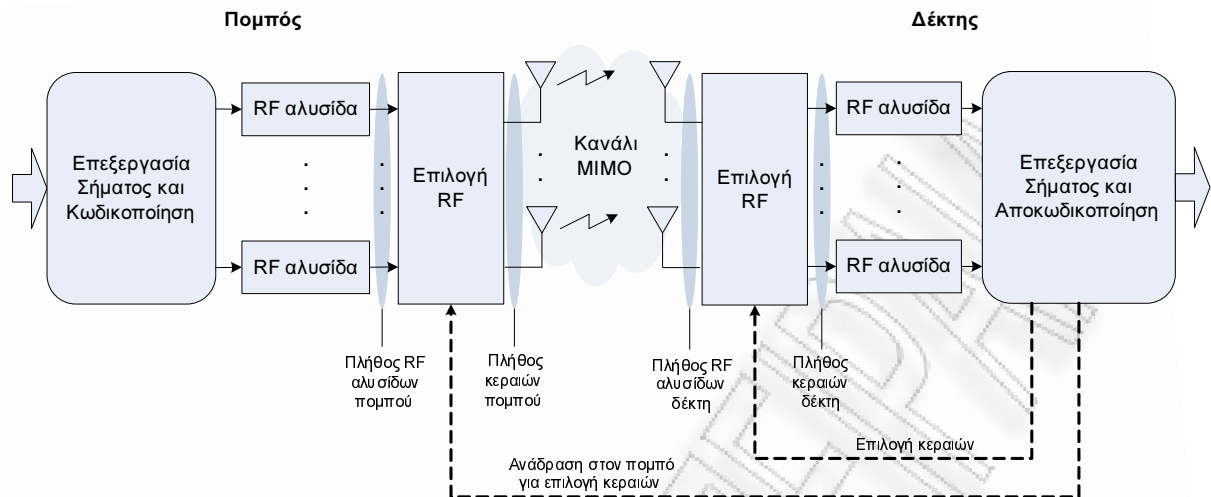
$$\text{Inter - element distance} = \begin{cases} f = 900MHz, & \lambda/2 = 0.16 \text{ m} \\ f = 1800MHz, & \lambda/2 = 0.08 \text{ m} \end{cases} \quad (1.3)$$

Όπως γίνεται εμφανές από τα παραπάνω αποτελέσματα, σε ένα κινητό τερματικό της τάξης των 10cm σε μήκος, θα χωρούσε ένα σύστημα 2 κεραιοστοιχείων κατά μήκος του τερματικού, σε συχνότητα λειτουργίας 1800MHz. Στην περίπτωση λειτουργίας στη ζώνη των 900MHz, θα έπρεπε η απόσταση μεταξύ των στοιχείων να είναι πιο ελαστική και να τοποθετηθούν σε απόσταση $\lambda/4$ για παράδειγμα, θυσιάζοντας με αυτό τον τρόπο βαθμούς ελευθερίας, καθώς αυξάνεται η συσχέτιση μεταξύ των καναλιών.

1.2 Προηγμένες Τεχνικές MIMO

Δεδομένων των περιορισμών που θέτουν τα συμβατικά συστήματα MIMO, αλλά και των πλεονεκτημάτων που προσφέρουν, όπως αναλύθηκαν προηγουμένως, υπήρξε η ανάγκη αντιμετώπισης των μειονεκτημάτων που παρουσιάζουν. Προς την συγκεκριμένη κατεύθυνση παρουσιάστηκαν δύο παράλληλες κατευθύνσεις έρευνας:

- Προηγμένες τεχνικές επεξεργασίας βασικής ζώνης, για την μείωση της πολυπλοκότητας των συστημάτων MIMO.



Σχήμα 1.3: Αρχιτεκτονική επιλογής κεραιών σε συστήματα MIMO

- Προηγμένες τεχνικές σχεδίασης και ανάπτυξης συμπαγών στοιχειοκεραιών για χρήση σε συστήματα MIMO.

Οι δύο προαναφερθείσες κατευθύνσεις, αναπτύχθηκαν παράλληλα με σκοπό να κάνουν πιο εφικτή την υλοποίηση πολλαπλών κεραιών στα τερματικά και ιδιαίτερα σε αυτά με περιορισμένο μέγεθος. Πιο συγκεκριμένα, οι τεχνικές επεξεργασίας σημάτων βασικής ζώνης που αναπτύχθηκαν, αφορούν κυρίως τεχνικές βέλτιστης επιλογής κεραιών [6], [7], [8], [9], [10]. Σκοπός των συγκεκριμένων μεθόδων ήταν η μείωση των RF αλυσίδων, με αποτέλεσμα οι διαθέσιμες κεραιές να είναι πλέον περισσότερες από τις διαθέσιμες RF αλυσίδες. Για αυτό το λόγο αναπτύχθηκαν κατάλληλοι αλγόριθμοι για την επιλογή των κεραιών, των οποίων τα σήματα θα οδηγηθούν στις αντίστοιχες αλυσίδες. Στο Σχήμα 1.3 φαίνεται η βασική αρχιτεκτονική δυναμικής επιλογής κεραιών σε πομπό και δέκτη. Η εφαρμογή της τεχνικής στηρίζεται στο ότι το πλήθος των διαθέσιμων RF αλυσίδων σε πομπό και δέκτη, είναι λιγότερες από το πλήθος των κεραιών, ώστε να έχει νόημα η επιλογή.

Οι εν λόγω τεχνικές που αναπτύχθηκαν στην συγκεκριμένη κατηγορία έχουν προφανή σκοπό την μείωση της πολυπλοκότητας του υλικού, με αντίτιμο βέβαια την αυξημένη πολυπλοκότητα της υλοποίησης των αλγορίθμων για την επιλογή των αντίστοιχων κεραιών.

Η δεύτερη κατεύθυνση αφορούσε την ανάπτυξη συμπαγών κεραιών με αρκετά μικρές διαστάσεις, ώστε να είναι εφικτή η τοποθέτησή τους σε μικρά τερματικά. Μερικές από τις τεχνικές που μελετήθηκαν είναι οι εξής:

- **Πολωμένες Κεραιές:** Χρήση πολλαπλά πολωμένων κεραιών. Μια απλή εφαρμογή της συγκεκριμένης τεχνικής είναι η χρήση διπλά πολωμένης κεραιάς (κατακόρυφη και οριζόντια πόλωση) με αποτέλεσμα την εξοικονόμηση χώρου λόγω της ορθογωνιότητας των συγκεκριμένων πολώσεων. Η αξιολόγηση της συσχέτισης των σημάτων λόγω διαφορετικής πόλωσης γίνεται μέσω του δείκτη XPD (cross-polar discrimination factor)

[11], [12], [13], [14].

- **Συμπαγείς Στοιχειοκεραίες:** Ανάπτυξη στοιχειοκεραιών με πολύ μικρές αποστάσεις των στοιχείων μεταξύ τους και εφαρμογή μεθόδων αφαίρεσης της επίδρασης της αμοιβαίας σύζευξης (decoupling techniques) που προκαλείται μεταξύ των κεραιοστοιχείων [15], [16], [4], [17], [18].
- **Παρασιτικές Κεραίες:** Ανάπτυξη κεραιών με πολύ μικρές αποστάσεις των στοιχείων μεταξύ τους. Η διαφορά από την προηγούμενη κατηγορία είναι η αξιοποίηση των διαθέσιμων κεραιών είτε ως ενεργών, είτε ως παρασιτικών. Με αυτό τον τρόπο είναι δυνατή η χρήση μόνο μίας RF αλυσίδας, με ένα ενεργό στοιχείο και πολλά παρασιτικά γύρω από αυτό [19]. Η καινοτομία αυτής της τεχνικής είναι ότι εκμεταλλεύεται το άλλοτε μειονέκτημα της αμοιβαίας σύζευξης και το μετατρέπει σε αυστηρή προϋπόθεση για την λειτουργία της συγκεκριμένης στοιχειοκεραίας.

Λόγω της ιδιαιτερότητας καθώς και των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν οι παρασιτικές κεραίες, έχουν ελκύσει σε μεγάλο βαθμό το ενδιαφέρον της ερευνητικής κοινότητας. Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται τεχνικές που αναπτύχθηκαν για χρήση σε παρασιτικές κεραίες με εφαρμογή σε συστήματα MIMO.

1.3 Δομή της Διπλωματικής και Δημοσιεύσεις

Η διπλωματική αυτή έχει σκοπό να παρουσιάσει τις δυνατότητες των συστημάτων BS-MIMO με χρήση παρασιτικών κεραιών, καθώς και να προτείνει νέες τεχνικές με απώτερο σκοπό την βελτίωση της επίδοσης τέτοιων συστημάτων. Όσον αφορά την δομή της διπλωματικής, στο Κεφάλαιο 2, παρουσιάζεται εκτενώς η λειτουργία των συστημάτων MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, καθώς και ο τύπος παρασιτικής κεραίας που λαμβάνεται υπόψη στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής. Επιπλέον, στο ίδιο Κεφάλαιο γίνεται παρουσίαση της βασικής μεθόδου υπολογισμού των διαγραμμάτων βάσης της κεραίας. Ακολούθως, στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται αναλυτικά το μοντέλο WINNER το οποίο παράγει μια πληθώρα ρεαλιστικών διαύλων, τα οποία στη συνέχεια χρησιμοποιούνται για την διεξαγωγή προσομοιώσεων. Γίνεται εμφανές στο συγκεκριμένο Κεφάλαιο η χρησιμότητα του μοντέλου WINNER και αναλύονται όλα τα δυνατά εναλλακτικά σενάρια που είναι σε θέση να προσφέρει το μοντέλο. Εν συνεχεία, στο Κεφάλαιο 4 γίνεται η παρουσίαση της προτεινόμενης τεχνικής που αναπτύχθηκε για τον υπολογισμό των τρισδιάστατων (3D) διαγραμμάτων βάσης, η οποία λαμβάνει υπόψη της πέραν των χαρακτηριστικών της κεραίας και το δίαυλο. Με αυτό το τρόπο πέραν του υπολογισμού των νέων διαγραμμάτων βάσης καθορίζεται και το πλήθος των βαθμών ελευθερίας ADoF και αποδεικνύεται ότι βελτιώνεται σημαντικά η επίδοση του συστήματος όσον αφορά την επιτυγχάνομενη χωρητικότητα. Στη συνέχεια του Κεφαλαίου παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που διεξήχθησαν με την

χρήση της εν λόγω τεχνικής σε διαφορετικούς τύπους καναλιών που παρήχθησαν από το μοντέλο WINNER, και γίνεται σύγκριση με την επίδοση της συμβατικής τεχνικής υπολογισμού των διαγραμμάτων βάσης. Τέλος, στο Κεφάλαιο 5 δίνονται τα συμπεράσματα, όπου συνοψίζεται η συμβολή της παρούσας διπλωματικής και επισημαίνονται κάποια σημεία τα οποία αξίζουν περαιτέρω διερεύνηση και μελλοντική έρευνα.

Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας προέκυψαν και κάποιες ερευνητικές εργασίες οι οποίες είτε παρουσιάστηκαν σε διεθνείς δράσεις είτε έχουν υποβληθεί για δημοσίευση σε επιστημονικά συνέδρια και επιστημονικά περιοδικά, και οι οποίες συνοψίζονται στη συνέχεια.

- **Επιστημονικά Περιοδικά**

1. P. Vasileiou, K. Maliatsos, E. Thomatos and A. Kanatas, “Reconfigurable Orthonormal Basis Patterns Using ESPAR Antennas”, IEEE Communications Letters, vol. Submitted for Publication, 2012

- **Επιστημονικά Συνέδρια**

1. P. Vasileiou, E. Thomatos, K. Maliatsos and A. Kanatas, “Adaptive Basis Patterns Computation for ESPAR Antennas”, in Proceedings IEEE VTC 2013 , Submitted for Publication, 2012
2. K. Maliatsos, P. Vasileiou and A. Kanatas, “Channel Estimation and Link Level Evaluation of Adaptive BeamSpace MIMO Systems”, in Proceedings IEEE ICC 2013 , Submitted for Publication, 2012

- **Ερευνητική Ευρωπαϊκή Δράση COST IC1004 (Cooperative Radio Communications for Green Smart Environments)**

1. COST IC1004 Presentation on the 5th MC and Scientific Meeting in Bristol: P. Vasileiou, K. Maliatsos, E. Thomatos and A. Kanatas, “Reconfigurable Orthonormal Basis Patterns Using ESPAR Antennas”, TD(12)05013

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΑ

Κεφάλαιο 2

Παρασιτικές Κεραίες και BeamSpace-MIMO

ΣΤΟ παρόν κεφάλαιο γίνεται αναλυτική παρουσίαση των παρασιτικών κεραιών καθώς και της λειτουργίας τους στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, στο οποίο και στηρίζονται οι προς μελέτη κεραίες. Η περιγραφή των παρασιτικών κεραιών που ακολουθεί στη συνέχεια, βασίζεται στις κεραίες Electronically Steerable Passive Array Radiators γνωστές στην διεθνή βιβλιογραφία και ως **ESPAR** [19].

2.1 Μοντελοποίηση Συστημάτων MIMO στο Πεδίο των Διαγραμμάτων Ακτινοβολίας

2.1.1 Γεωμετρική Αναπαράσταση Συστημάτων MIMO

Τα συμβατικά συστήματα MIMO βασίζονται στην μοντελοποίησή τους στο πεδίο του χώρου (spatial domain). Πλήθος ερευνητικών εργασιών και δημοσιεύσεων έχει βασιστεί στην συγκεκριμένη περιγραφή για την εξαγωγή σημαντικών συμπερασμάτων. Η εν λόγω μοντελοποίηση ορίζει μια φυσική σύνδεση στο χώρο, για κάθε ζευγάρι κεραιάς πομπού και δέκτη, χωρίς να είναι απαραίτητη η γνώση του εκπεμπόμενου διαγράμματος ακτινοβολίας από το κάθε κεραιοσύστημα. Για την ευκολότερη κατανόηση, υποθέτουμε γραμμικές στοιχειοκεραίες με ομοιόμορφα κατανεμημένα τα στοιχεία τους, (uniform linear antenna arrays, "ULA"), σε πομπό και δέκτη, καθώς και περιβάλλον με μονό φαινόμενο σκέδασης (single bounce propagation model). Εάν ο πομπός διαθέτει M_T κεραίες και ο δέκτης M_R κεραίες, τότε η αναπαράσταση του χώρου, βασίζεται στον πίνακα καναλιού MIMO, διάστασης ($M_R \times M_T$) και είναι της μορφής:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R1} & \dots & h_{M_R M_T} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Το κάθε στοιχείο h_{ij} του πίνακα \mathbf{H} είναι ένας μιγαδικός αριθμός που αναπαριστά το κέρδος του καναλιού μεταξύ της j -οστής κεραίας του πομπού και της i -οστής κεραίας του δέκτη. Πιο συγκεκριμένα, το κέρδος αναπαριστάται με την βοήθεια μιγαδικού αριθμού, καθώς για τον κάθε συνδυασμό κεραίας πομπού-δέκτη, το κανάλι εισάγει ένα κέρδος εκφρασμένο σε πλάτος, ανάλογα με την εξασθένιση και σε φάση, λόγω της διαφοράς των δρόμων που θα ακολουθήσουν οι διαφορετικές συνιστώσες.

Δεδομένου ότι έχει γίνει η παραδοχή ότι και πομπός και δέκτης είναι εξοπλισμένοι με στοιχειοκεραίες ULA, καθώς και το μοντέλο διάδοσης είναι single bounce, τότε είναι εφικτή η γεωμετρική αναπαράσταση του πίνακα \mathbf{H} , με τον εξής τρόπο [20]:

$$\mathbf{H} = \sum_{i=1}^Q g_i \mathbf{a}_R(\varphi_{R,i}) \mathbf{a}_T^H(\varphi_{T,i}) = \mathbf{A}_R \mathbf{H}_g \mathbf{A}_T^H \quad (2.2)$$

όπου Q είναι το πλήθος των σκεδαστών και αντίστοιχα το πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Η κάθε συνιστώσα i που καταφθάνει στον δέκτη, αποτελείται από ένα πλήθος μεταβλητών που την χαρακτηρίζουν:

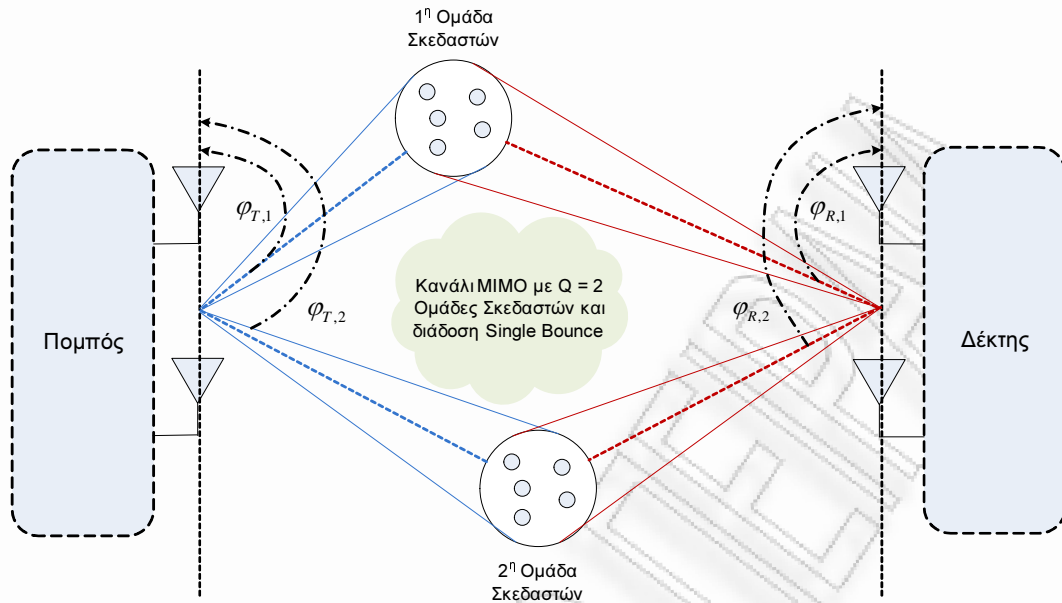
- g_i : Μιγαδικό κέρδος.
- $\varphi_{T,i}$: Γωνία αναχώρησης (Angle of Departure, "AoD").
- $\varphi_{R,i}$: Γωνία άφιξης (Angle of Arrival, "AoA").

Επιπλέον, $\mathbf{a}_{T,R}(\varphi)$ είναι το διάνυσμα πολλαπλότητας (manifold vector), που αντιστοιχεί στον λοβό του πομπού και δέκτη αντίστοιχα, που είναι προσανατολισμένος προς την κατεύθυνση φ .

Η δεύτερη ισότητα της εξίσωσης (2.2), ορίζει μια πιο συμπαγή μορφή της γεωμετρικής αναπαράστασης του πίνακα καναλιού MIMO. Οι οντότητες που εμπεριέχονται στο δεύτερο σκέλος την ισότητας, περιγράφονται παρακάτω.

- \mathbf{H}_g : Διαγώνιος πίνακας διάστασης ($Q \times Q$), με τα μιγαδικά κέρδη των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.
- \mathbf{A}_T : Πίνακας διάστασης ($M_T \times Q$), ο οποίος ονομάζεται Transmit Steering Matrix, και περιλαμβάνει κατά στήλες τα manifold vectors του πομπού στις κατευθύνσεις των σκεδαστών:

$$\mathbf{A}_T = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_T(\varphi_{T,1}) & \mathbf{a}_T(\varphi_{T,2}) & \dots \end{bmatrix} \quad (2.3)$$



Σχήμα 2.1: Γεωμετρική αναπαράσταση συστημάτων MIMO

- \mathbf{A}_R : Πίνακας διάστασης ($M_R \times Q$), ο οποίος ονομάζεται Receive Steering Matrix, και περιλαμβάνει κατά στήλες τα manifold vectors του δέκτη στις κατευθύνσεις των σκεδαστών:

$$\mathbf{A}_R = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_R(\varphi_{R,1}) & \mathbf{a}_R(\varphi_{R,2}) & \dots \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Το Σχήμα 2.1 απεικονίζει την γεωμετρία και τις οντότητες που συμμετέχουν, όπως περιγράφηκαν προηγουμένως για την συγκεκριμένη αναπαράσταση.

2.1.2 Συστήματα MIMO με Συγκεκριμένα Χαρακτηριστικά Κεραιών

Η αναπαράσταση της προηγούμενης ενότητας, περιγράφει πλήρως την λειτουργία των συστημάτων MIMO στο χώρο, όσον αφορά το περιβάλλον λειτουργίας του. Η συγκεκριμένη αναπαράσταση δεν περιέχει καμία πληροφορία για τα κεραιοσυστήματα πομπού και δέκτη. Συνεπώς, στην εξίσωση (2.2) έχει γίνει η παραδοχή ότι πομπός και δέκτης είναι εξοπλισμένοι με ιδανικές κεραιές οι οποίες μπορούν να παράγουν πολύ στενούς λοβούς ακτινοβολίας, προσανατολισμένους προς οποιοδήποτε σκεδαστή στο περιβάλλον τους. Τα πραγματικά συστήματα MIMO περιορίζονται από τις υλοποιήσεις των κεραιών. Πιο συγκεκριμένα, οι στοιχειοκεραίες χαρακτηρίζονται από την γεωμετρία τους (ενεργό μήκος κεραιάς, απόσταση μεταξύ κεραιοστοιχείων, τοποθέτηση κεραιοστοιχείων στο χώρο) και είναι πεπερασμένης ανάλυσης, το οποίο συνεπάγεται ότι το εύρος των λοβών που παράγονται είναι περιορισμένο και σε καμία περίπτωση δεν μπορεί να είναι απειροελάχιστο. Για να συμπεριληφθούν στην μοντελοποίηση του χώρου των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, τα χαρακτηριστικά των κεραιών,

καθώς και οι περιορισμοί που θέτουν, η εξίσωση (2.2) παίρνει την μορφή [20], [21]

$$\mathbf{H}_{bs} = \tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{H} \tilde{\mathbf{A}}_T = \tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{A}_R \mathbf{H}_g \mathbf{A}_T^H \tilde{\mathbf{A}}_T \quad (2.5)$$

Ο πίνακας $\tilde{\mathbf{A}}_T$ διάστασης $(M_T \times M_T)$, περιλαμβάνει ανά στήλες, M_T στο πλήθος, διανύσματα πολλαπλότητας (array manifold vectors), τα οποία είναι προσανατολισμένα σε ένα προκαθορισμένο σετ γωνιών $\tilde{\varphi}_i$, οι οποίες είναι γνωστές και ως ιδεατές κατευθύνσεις (virtual directions). Τα (virtual directions) [20], ορίζονται από την ομοιόμορφη δειγματοληψία της κύριας περιόδου του κανονικοποιημένου κατευθυντικού συνημιτόνου [20]

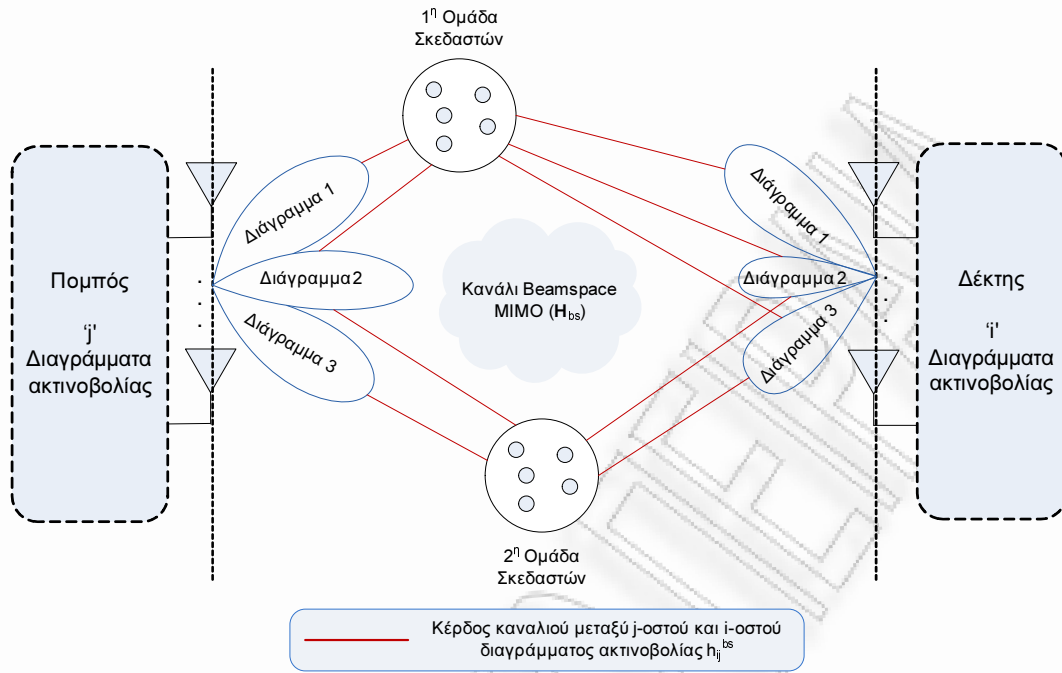
$$\Psi = 2\pi d \cos \varphi \quad (2.6)$$

όπου d είναι η απόσταση των στοιχείων της κεραίας μεταξύ τους, κανονικοποιημένη ως προς το μήκος κύματος. Όμοια, ορίζεται ο πίνακας $\tilde{\mathbf{A}}_R$ διάστασης $(M_R \times M_R)$, ο οποίος αντίστοιχα περιλαμβάνει τα 'array manifold vectors' της κεραίας του δέκτη. Οι πίνακες $\tilde{\mathbf{A}}_{T,R}$ χαρακτηρίζονται ως μοναδιαίοι πίνακες, δηλαδή $\tilde{\mathbf{A}}_{T,R} \tilde{\mathbf{A}}_{T,R}^H = \tilde{\mathbf{A}}_{T,R}^H \tilde{\mathbf{A}}_{T,R} = \mathbf{I}$.

Ο τρόπος που έχουν παραχθεί τα 'virtual directions' εξασφαλίζει ότι τα 'manifold vectors' θα είναι ορθογώνια μεταξύ τους, έτσι ώστε να ορίζουν μια ορθοκανονική βάση διαγραμμάτων ακτινοβολίας, τα οποία εν συνεχεία θα αναφέρονται ως διαγράμματα βάσης (basis patterns).

Παρατηρώντας την εξίσωση (2.5), οι πίνακες $\tilde{\mathbf{A}}_{T,R}$ μπορούν να θεωρηθούν ως σταθεροί λοβοί ακτινοβολίας, προσανατολισμένοι στα 'virtual directions'. Με αυτό τον τρόπο, ο πίνακας καναλιού \mathbf{H} περιλαμβάνει τα μιγαδικά κέρδη μεταξύ διαφορετικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας σε πομπό και δέκτη. Επομένως, ο πίνακας \mathbf{H}_{bs} που προκύπτει στην εξίσωση (2.5), είναι πλέον εκφρασμένος στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (beam-space domain), αντί για το πεδίο του χώρου (spatial domain). Το κάθε στοιχείο h_{ij}^{bs} του πίνακα \mathbf{H}_{bs} , αναπαριστά την συμβολή όλων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών των οποίων οι γωνίες AoDs και AoAs εμπίπτουν εντός του j -οστού εκπεμπόμενου και του i -οστού λαμβανόμενου διαγράμματος ακτινοβολίας αντίστοιχα. Λόγω του κεντρικού οριακού θεωρήματος, τα στοιχεία h_{ij}^{bs} μπορούν να μοντελοποιηθούν ως μιγαδικές κυκλικά συμμετρικές Gaussian διαδικασίες. Στην περίπτωση όπου δεν εμπίπτει καμία συνιστώσα σε κάποιο ζευγάρι διαγραμμάτων ακτινοβολίας σε πομπό (j διάγραμμα ακτινοβολίας) και δέκτη (i διάγραμμα ακτινοβολίας), τότε θα έχουμε $h_{ij}^{bs} = 0$. Η συγκεκριμένη περίπτωση συναντάται σε περιβάλλοντα με περιορισμένες ομάδες σχεδαστών (clustered environment), όπου δεν υπάρχει απόκριση σε όλα τα διαγράμματα ακτινοβολίας προς την κατεύθυνση των σχεδαστών. Τα μη μηδενικά στοιχεία του πίνακα \mathbf{H}_{bs} θα είναι και αυτά όπου τα αντίστοιχα διαγράμματα ακτινοβολίας πομπού και δέκτη έχουν προσανατολισμένους τους λοβούς προς τις αντίστοιχες ομάδες σχεδαστών.

Η ικανότητα ενός κεραιοσυστήματος να εντοπίζει τις ομάδες σχεδαστών, εξαρτάται άμεσα από την απόσταση των στοιχείων μεταξύ τους και εν συνεχεία του συνολικού μήκους της κεραίας. Συνεπώς, διατηρώντας σταθερό το πλήθος των στοιχείων και ταυτόχρονα αυξάνον-



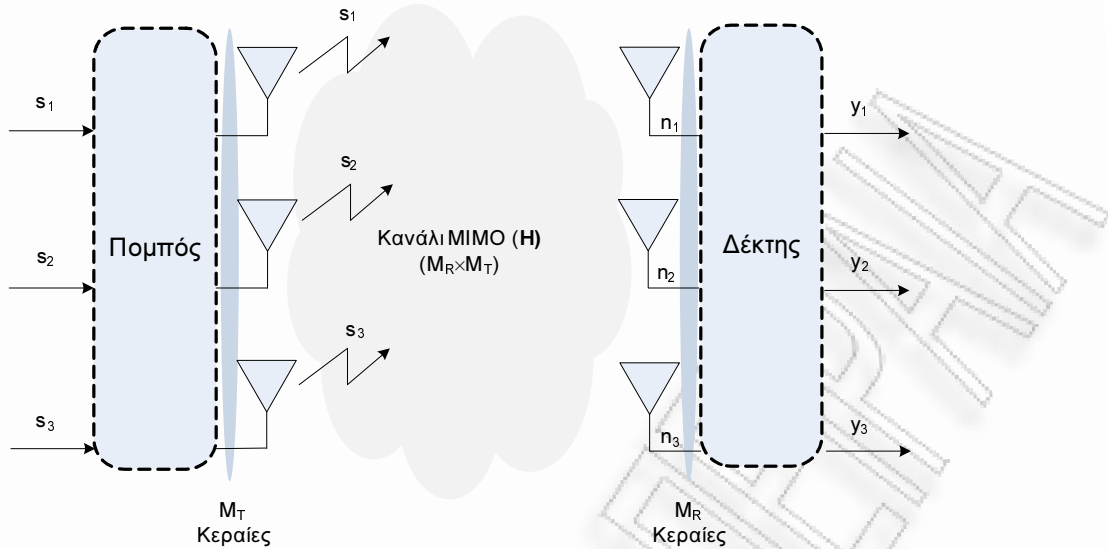
Σχήμα 2.2: Μοντελοποίηση στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας

τας την μεταξύ τους απόσταση, τότε θα υπήρχε η δυνατότητα δημιουργίας πολύ στενότερων λοβών ακτινοβολίας με αποτέλεσμα ακόμα και ένα περιβάλλον με περιορισμένους σκεδαστές συγκεντρωμένους μεταξύ τους (clustered environment), θα μπορούσε να φανεί ως ένα περιβάλλον πλούσιο σε σκεδάσεις (full-scattering environment). Το συγκεκριμένο φαινόμενο χαρακτηρίζεται ως χωρικό 'ζουμ' (spatial zooming) [20], λόγω της ικανότητας των στοιχειοκεραιών να παράγουν στενότερους λοβούς και να αποκτούν μεγαλύτερη διακριτικότητα στο χώρο. Η μοντελοποίηση των συστημάτων MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, όπως περιγράφηκε αναλυτικά προηγουμένως, παρουσιάζεται συνοπτικά και στο Σχήμα 2.2, όπου γίνεται εμφανής πλέον η αντιστοιχία του καναλιού με τα διαγράμματα ακτινοβολίας.

Η εξίσωση (2.5), μπορεί να γραφεί σε μια πιο συμπαγή μορφή ως εξής:

$$\mathbf{H}_{bs} = \underbrace{\tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{A}_R}_{\mathbf{\hat{A}}_R} \mathbf{H}_g \underbrace{\mathbf{A}_T^H \tilde{\mathbf{A}}_T}_{\mathbf{\hat{A}}_T^H} \Rightarrow \mathbf{H}_{bs} = \mathbf{\hat{A}}_R \mathbf{H}_g \mathbf{\hat{A}}_T^H \quad (2.7)$$

όπου οι πίνακες $\mathbf{\hat{A}}_T^H = \mathbf{A}_T^H \tilde{\mathbf{A}}_T$ και $\mathbf{\hat{A}}_R = \tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{A}_R$, περιλαμβάνουν την πληροφορία για τους σκεδαστές, καθώς και για τα χαρακτηριστικά των κεραιών πομπού και δέκτη αντίστοιχα. Οι πίνακες $\mathbf{\hat{A}}_{T,R}$ μπορούν να θεωρηθούν ως οι προβολές των σταθερών διαγραμμάτων ακτινοβολίας του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, προς την κατεύθυνση των σκεδαστών. Στην ουσία, οι πίνακες αυτοί περιέχουν ανά στήλες τις αποχρίσεις των $M_{T,R}$ διαγραμμάτων ακτινοβολίας προς τους σκεδαστές.



Σχήμα 2.3: Σχέση εισόδου-εξόδου MIMO

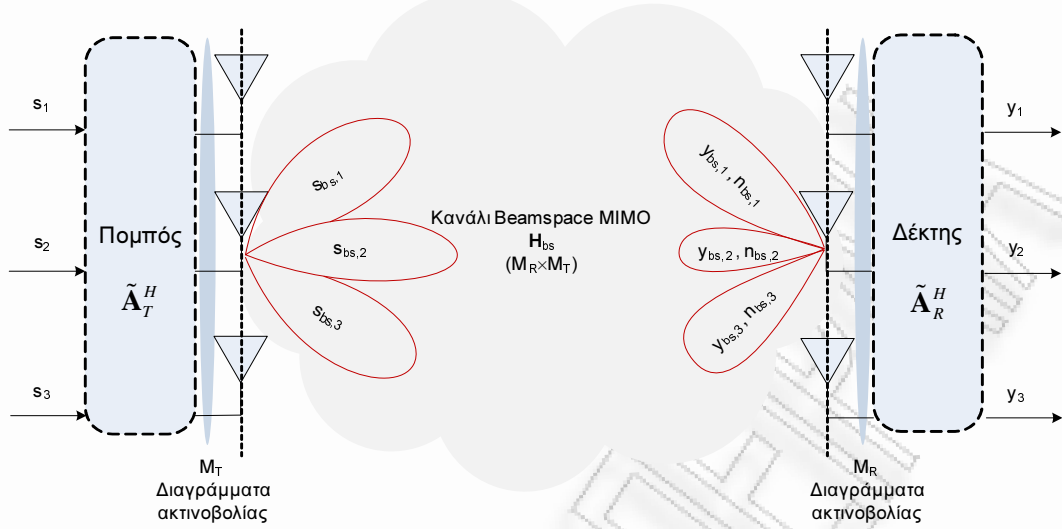
2.1.3 Σχέση Εισόδου-Εξόδου Συστημάτων MIMO

Στα παραδοσιακά συστήματα MIMO, η σχέση εισόδου-εξόδου χαρακτηρίζεται από την παρακάτω εξίσωση.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.8)$$

όπου \mathbf{H} είναι ο πίνακας του καναλιού MIMO, \mathbf{s} είναι διάνυσμα που αντιπροσωπεύει το εκπεμπόμενο σήμα και \mathbf{n} είναι το διάνυσμα του λευκού Gaussian προσθετικού θορύβου (AWGN). Στο Σχήμα 2.3, παρουσιάζεται η βασική αρχιτεκτονική ενός κλασικού συστήματος MIMO, όπου περιγράφεται παραστατικά η διαδικασία εκπομπής και λήψης σημάτων. Ο πομπός τροφοδοτείται με M_T το πλήθος διαφορετικά σήματα, όπου το κάθε σήμα θα οδηγηθεί σε μία εκ των διαθέσιμων RF αλυσίδων. Στη συνέχεια, εκπέμπονται τα σήματα από τις κεραίες όπου αφού μεσολαβήσει το κανάλι, θα προστεθεί και ο θόρυβος στην κάθε κεραία του δέκτη. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα και πομπός και δέκτης διαθέτουν τρεις κεραίες, οπότε και στέλνονται τρία διαφορετικά σήματα την κάθε χρονική στιγμή. Σε διαφορετική περίπτωση θα έπρεπε να γίνει μια συμφωνία (negotiation) για την επιθυμητή τάξη του MIMO.

Η συγκεκριμένη μοντελοποίηση όμως, αφορά το πεδίο του χώρου (spatial domain), όπου η αναπαράσταση του καναλιού αφορά το περιβάλλον μεταξύ διαφορετικών κεραιών πομπού και δέκτη. Μια ισοδύναμη αναπαράσταση για την σχέση εισόδου-εξόδου συστημάτων MIMO, είναι και αυτή του πεδίου των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, η οποία εκφράζεται ως εξής [22]



Σχήμα 2.4: Σχέση εισόδου-εξόδου Beamspace-MIMO

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} &\Rightarrow \underbrace{\tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{y}}_{\mathbf{y}_{bs}} = \underbrace{\tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{H}}_{\mathbf{H}_{bs}} \mathbf{s} + \underbrace{\tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{n}}_{\mathbf{n}_{bs}} \\
 &\Rightarrow \mathbf{y}_{bs} = \underbrace{\tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{A}_R}_{\hat{\mathbf{A}}_R} \underbrace{\mathbf{H}_g}_{\hat{\mathbf{A}}_T^H} \underbrace{\tilde{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s}}_{\mathbf{s}_{bs}} + \mathbf{n}_{bs} \\
 &\Rightarrow \mathbf{y}_{bs} = \underbrace{\hat{\mathbf{A}}_R \mathbf{H}_g \hat{\mathbf{A}}_T^H}_{\mathbf{H}_{bs}} \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n}_{bs} \\
 &\Rightarrow \mathbf{y}_{bs} = \mathbf{H}_{bs} \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n}_{bs} \tag{2.9}
 \end{aligned}$$

Τα εκπεμπόμενα και τα λαμβανόμενα σήματα στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, είναι $\mathbf{s}_{bs} = \tilde{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s}$ και $\mathbf{y}_{bs} = \tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{y}$ αντίστοιχα. Οι πίνακες $\tilde{\mathbf{A}}_{T,R}$, μπορούν να θεωρηθούν ως πίνακες μετασχηματισμού, που συσχετίζουν τα σήματα στο πεδίο του χώρου, με τα σήματα στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Για την καλύτερη κατανόηση της αρχής λειτουργίας του Beamspace MIMO (BS-MIMO), το Σχήμα 2.4, αποδίδει γραφικά την σχέση εισόδου-εξόδου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας.

2.2 Αρχή Λειτουργίας Κεραίων ESPAR

2.2.1 Αρχιτεκτονική BS-MIMO με Χρήση Μονής Αλυσίδας RF

Στην προηγούμενη ενότητα έγινε εκτενής περιγραφή της αναπαράστασης των συστημάτων MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Η συγκεκριμένη αναπαράσταση, όπως

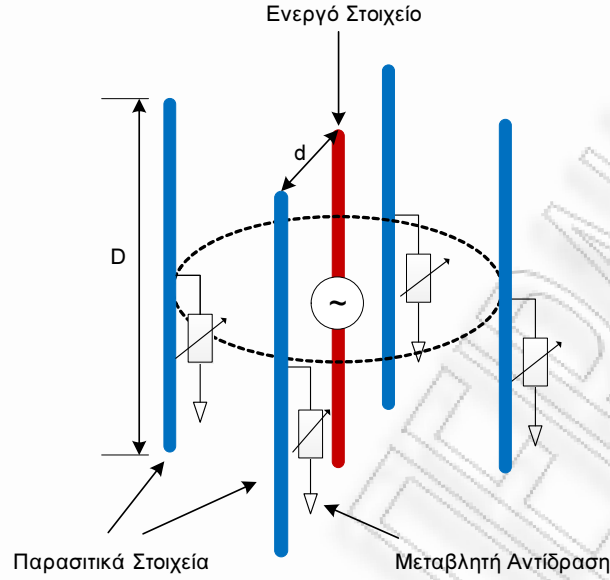
αποδείχθηκε προηγουμένως, προκύπτει από την αναπαράσταση στο χώρο και τελικά είναι ισοδύναμες μεταξύ τους. Ο λόγος ύπαρξης του beamspace domain, είναι μια σειρά πλεονεκτημάτων έναντι της κλασικής αναπαράστασης στο χώρο. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα είναι ότι η μοντελοποίηση στο spatial domain απαιτεί λεπτομερή γνώση των κεραιοσυστημάτων πομπού και δέκτη, σε αντίθεση με την μοντελοποίηση στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας όπου η μοναδική απαίτηση είναι η γνώση των εκπεμπόμενων διαγραμμάτων ακτινοβολίας σε πομπό και δέκτη, τα οποία βέβαια απορρέουν από τα χαρακτηριστικά των κεραιών. Η συγκεκριμένη ιδιαιτερότητα εξυπηρετεί την μοντελοποίηση των συστημάτων MIMO μονής αλυσίδας ραδιοσυχνότητας, όπου είναι σε θέση να παράγουν πολλαπλούς λοβούς σε πομπό και δέκτη.

Ένας σημαντικός υποψήφιος για χρήση σε συστήματα MIMO με μονή αλυσίδα RF, είναι οι κεραίες ESPAR (Electronically Steerable Passive Array Radiators) [19]. Το πλεονέκτημα των κεραιών ESPAR είναι ότι μπορούν να παρέχουν δυνατότητες beamforming και συνεπώς να παράγουν πολλαπλούς λοβούς, με χρήση μόνο ενός ενεργού στοιχείου και περισσότερων παρασιτικών. Η αρχή λειτουργίας της ESPAR βασίζεται στην αμοιβαία σύζευξη που παράγεται μεταξύ του ενεργού και των παρασιτικών στοιχείων, τα οποία βρίσκονται σε πολύ κοντινή απόσταση μεταξύ τους. Η σύζευξη που δημιουργείται συνεπάγεται την επαγωγή ρεύματος στα παρασιτικά στοιχεία λόγω του ενεργού και με κατάλληλη ρύθμιση του κυκλώματος ρυθμιζόμενης αντίδρασης που συνδέεται στα παρασιτικά στοιχεία, καθίσταται δυνατή η δημιουργία του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας. Η χρήση μιας τέτοιας κεραίας σε συστήματα MIMO είναι πλήρως εφικτή, όπου δεδομένων των δυνατοτήτων της κεραίας να δημιουργεί πολλαπλά διαγράμματα ακτινοβολίας και σε συνδυασμό με την αναπαράσταση στο beamspace domain, θα μπορεί σε πολύ περιορισμένες διαστάσεις και με μικρό κόστος να παρέχει πολλαπλούς βαθμούς ελευθερίας στο χώρο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (Aerial Degrees of Freedom, ADoF).

Το Σχήμα 2.5, παρουσιάζει μια κυκλική κεραία ESPAR, όπου με μπλε χρώμα φαίνονται τα παρασιτικά στοιχεία και με κόκκινο απεικονίζεται το ενεργό στοιχείο. Επίσης, φαίνεται η απόσταση d των παρασιτικών από το ενεργό στοιχείο, όπως και το μήκος D του μονόπολου ή του δίπολου που συνήθως χρησιμοποιούνται στην ESPAR, καθώς και οι μεταβλητές αντιδράσεις με τις οποίες τερματίζονται τα παρασιτικά κεραιοστοιχεία.

2.2.2 Μαθηματική Έκφραση Αρχιτεκτονικής BS-MIMO

Η λειτουργία των κεραιών ESPAR βασίζεται πλήρως στα διαγράμματα ακτινοβολίας που παράγονται και συνεπώς είναι απαραίτητη η μαθηματική αναπαράσταση της εν λόγω τεχνολογίας στο beamspace domain. Συνοψίζοντας λοιπόν την διαδικασία περιγραφής των σημάτων στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, όπως προκύπτει από την εξίσωση (2.7), ο πίνακας καναλιού που περιγράφει την κατάσταση του διαύλου μεταξύ διαφορετικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας, είναι



Σχήμα 2.5: Παράδειγμα κυκλικής κεραίας ESPAR 5 στοιχείων

$$\mathbf{H}_{bs} = \hat{\mathbf{A}}_R \mathbf{H}_g \hat{\mathbf{A}}_T^H \quad (2.10)$$

και κατά συνέπεια, όπως αποδείχθηκε στην εξίσωση (2.9), η σχέση εισόδου-εξόδου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας είναι

$$\mathbf{y}_{bs} = \mathbf{H}_{bs} \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n}_{bs} \quad (2.11)$$

Οι εξισώσεις (2.10) και (2.11), μπορούν να περιγράψουν πλήρως την λειτουργία της πολυπλεξίας σε περιβάλλον MIMO, με χρήση κεραίων ESPAR, όπου απαιτείται μόνο μια αλυσίδα ραδιοσυχνοτήτων. Παρόλα αυτά, επειδή είναι επιθυμητή η γνώση μόνο των εκπεμπόμενων διαγραμμάτων ακτινοβολίας και όχι συγκεκριμένων χαρακτηριστικών της κεραίας, μπορεί να γίνει μια ισοδύναμη μετάφραση του πίνακα $\hat{\mathbf{A}}_T^H$, ως εξής

$$\hat{\mathbf{A}}_T^H = \mathbf{B}_T = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{T,0} & \mathbf{b}_{T,1} & \dots & \mathbf{b}_{T,M_T-1} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

όπου $\mathbf{b}_{T,i}$ είναι το i -οστό διάγραμμα βάσης για την παραγωγή του χώρου του μακρινού πεδίου ακτινοβολίας της κεραίας του πομπού. Αντίστοιχα ορίζεται και ο πίνακας \mathbf{B}_R , ο οποίος περιέχει τα διαθέσιμα ορθοκανονικά διαγράμματα βάσης του δέκτη και ισούται με τον πίνακα $\hat{\mathbf{A}}_R^H$. Οπότε, βάσει της παραπάνω ισοδυναμίας, ο πίνακας που περιγράφει το κανάλι στην εξίσωση (2.10), μπορεί να ξαναγραφεί βάσει της (2.12) στην παρακάτω μορφή

$$\mathbf{H}_{bs} = \mathbf{B}_R^H \mathbf{H}_g \mathbf{B}_T \quad (2.13)$$

Η παραπάνω αναπαράσταση είναι χρήσιμη για τον πλήρη προσδιορισμό του καναλιού, καθώς περιλαμβάνει την πληροφορία της γεωμετρίας των σχεδιαστών στο περιβάλλον και

ταυτόχρονα λαμβάνει υπόψη του και τα εκπεμπόμενα διαγράμματα ακτινοβολίας πομπού και δέκτη. Το κάθε μονοπάτι i μεταξύ πομπού και δέκτη, χαρακτηρίζεται μοναδικά με τα εξής χαρακτηριστικά:

- $\Omega_{T,i}$: Μοναδική γωνία αναχώρησης (DoD).
- $\Omega_{R,i}$: Μοναδική γωνία άφιξης (DoA).
- b_i : Μοναδικό κέρδος μονοπατιού.

Αν υποθέσουμε ότι ο πομπός έχει M_T διαθέσιμα ορθοκανονικά διαγράμματα βάσης, ή αντίστοιχα M_T ADoF, τότε ο πίνακας \mathbf{B}_T θα είναι διάστασης $(K \times M_T)$ και θα περιέχει M_T στήλες με τα K δείγματα των διαγραμμάτων βάσης, προς τις κατευθύνσεις αναχώρησης (DoDs). Αντίστοιχα, ο πίνακας \mathbf{B}_R διάστασης $(K \times M_R)$ περιέχει M_R διανύσματα στήλες, με τα διαγράμματα βάσης προς τις κατευθύνσεις άφιξης (DoAs). Τελικά, η εξίσωση εισόδου-εξόδου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας για συστήματα MIMO με χρήση κεραιών ESPAR, προκύπτει αντικαθιστώντας την (2.13) στην (2.11)

$$\mathbf{y}_{bs} = \mathbf{B}_R^H \mathbf{H}_g \mathbf{B}_T \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n}_{bs} \quad (2.14)$$

2.2.3 Αρχή Λειτουργίας Πομπού

Η μαθηματική περιγραφή της προηγούμενης ενότητας, θέτει τις βάσεις για την υλοποίηση ενός συστήματος BS-MIMO, όπου πομπός και δέκτης είναι εξοπλισμένοι με κεραίες ESPAR. Αρχικά, αναλύεται η περίπτωση όπου η ESPAR δρα ως κεραία πομπού. Σε αυτή την περίπτωση θα πρέπει να σταλθούν με επιτυχία πολλαπλά σύμβολα ταυτόχρονα. Το ερώτημα βέβαια, είναι το πώς θα αποσταλούν τα συγκεκριμένα σύμβολα και το πόσα θα είναι αυτά. Όπως έχει αναφερθεί και προηγουμένως, βασικό δομικό στοιχείο της ESPAR είναι τα ορθοκανονικά διαγράμματα βάσης που έχει διαθέσιμα. Γνωρίζοντας αυτά τα διαγράμματα βάσης, καθώς και τα σύμβολα προς αποστολή, τότε είναι εφικτή η παράλληλη μετάδοση των συμβόλων μέσω του γραμμικού συνδυασμού των διαγραμμάτων βάσης με βάρη που αντιστοιχούν στα εκπεμπόμενα σύμβολα. Τα διαγράμματα βάσης είναι μεταξύ τους ορθογώνια, οπότε και ο γραμμικός τους συνδυασμός εξασφαλίζει την ορθογώνια μετάδοση των συμβόλων και την δυνατότητα αποπολυπλεξίας τους στον δέκτη. Το συνολικά εκπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας $P_T(\theta, \varphi)$ για την κάθε περίοδο συμβόλου, βάσει της (2.14), εκφράζεται ως εξής [23]

$$P_T(\theta, \varphi) = \mathbf{B}_T \mathbf{s}_{bs} = \sum_{n=0}^{M_T-1} s_{bs,n} B_n(\theta, \varphi) \quad (2.15)$$

όπου $B_n(\theta, \varphi)$ είναι το n -οστό διάγραμμα βάσης της παρασιτικής κεραίας του πομπού. Σε αντίθεση με τα συμβατικά συστήματα MIMO, όπου το κάθε σύμβολο οδηγείται σε διαφορετική αλυσίδα ραδιοσυχνοτήτων και κατά συνέπεια σε διαφορετική κεραία, στην περίπτωση

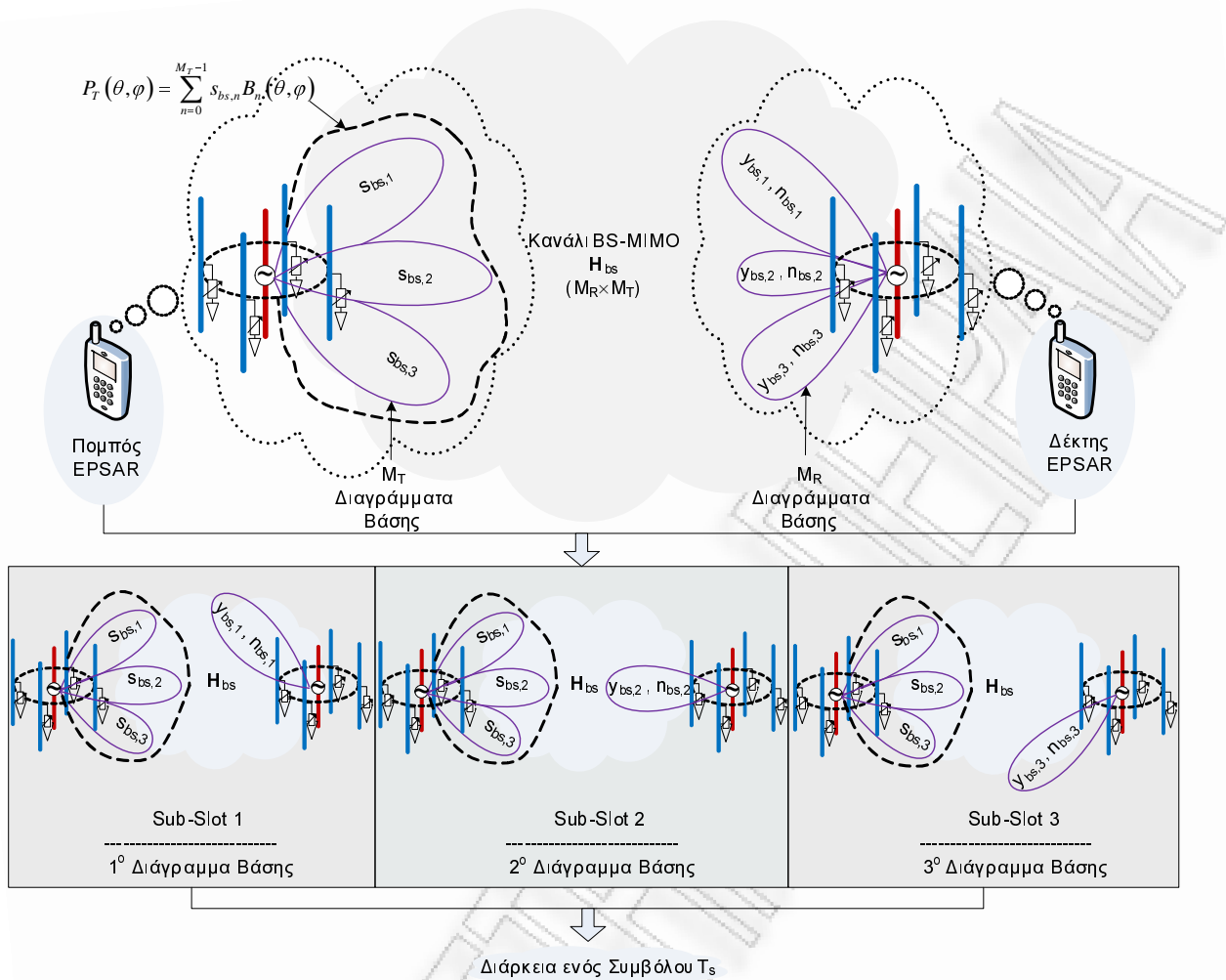
του BS-MIMO το κάθε σύμβολο απονέμεται σε ένα ορθοκανονικό διάγραμμα βάσης. Με αυτό τον τρόπο, το τελικά εκπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας είναι πλήρως εξαρτημένο από τα διαθέσιμα διαγράμματα βάσης, καθώς και από τα σύμβολα βασικής ζώνης τα οποία και θα καθορίσουν το τελικό σχήμα του (συγκεκριμένο κέρδος για την κάθε γωνία ανύψωσης και αζιμουθίου). Η διαδικασία αυτή, όπου το κάθε εκπεμπόμενο σύμβολο διαμορφώνει και διαφορετικό διάγραμμα, ονομάζεται αντιστοίχιση διαγράμματος ακτινοβολίας (pattern mapping), ή εναέρια διαμόρφωση (aerial modulation). Σε κάθε περίπτωση η συνολικά εκπεμπόμενη ισχύς θα πρέπει να είναι μονάδα, το οποίο συνεπάγεται ότι τα διαγράμματα βάσης θα πρέπει να είναι κανονικοποιημένα ως προς την ισχύ τους στην μονάδα, καθώς και η συνολική ισχύς των συμβόλων να ισούται με $\|s_{bs}\|_F^2 = 1$.

2.2.4 Αρχή Λειτουργίας Δέκτη

Οι δέκτες στα συμβατικά συστήματα MIMO, για την αποπολυπλεξία των λαμβανόμενων σημάτων, παίρνουν δείγματα στο χώρο ταυτόχρονα από όλα τα κεραιοστοιχεία και μέσω των αλυσίδων ραδιοσυχνότητας οδηγούνται σε επεξεργασία. Αντίθετα, στην περίπτωση του BS-MIMO, όπως φαίνεται και από την (2.14), ο δέκτης ESPAR λαμβάνει τα δείγματα στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Για να επιτευχθεί αυτό, ο δέκτης εναλλάσσει σειριακά όλα τα διαθέσιμα διαγράμματα βάσης και αποκτάει ίδιο αριθμό δειγμάτων στην διάρκεια ενός συμβόλου. Λόγω αυτής της ιδιαιτερότητας η περίοδος συμβόλου διαιρείται αντίστοιχα σε τόσες σχισμές (sub-slots), όσα είναι και τα διαγράμματα βάσης του δέκτη, όπου σε κάθε σχισμή γίνεται η λήψη δείγματος από ένα διάγραμμα βάσης και το οποίο μπορεί να παρομοιαστεί με την υπερδειγματοληψία (oversampling). Επομένως, το λαμβανόμενο σήμα στο i -οστό (sub-slot), θα είναι ίσο με

$$y_{bs,i} = \mathbf{b}_{R,i}^H \mathbf{H}_g \mathbf{B}_T \mathbf{s}_{bs} + n_{bs,i} \quad (2.16)$$

Η συγκεκριμένη τεχνική καταφέρνει με επιτυχία να λάβει πολλαπλά σήματα με χρήση μόνο μιας αλυσίδας ραδιοσυχνότητας, παρόλα αυτά, η διαδικασία του oversampling που εφαρμόζεται, προκαλεί μια αποδεκτή υποβάθμιση τη στάθμη θορύβου του δέκτη. Στην πραγματικότητα, το φαινόμενο που παρατηρείται, είναι το λεγόμενο bandwidth expansion, όπου λαμβάνεται πολλαπλάσια ποσότητα θορύβου από το δέκτη, αντίστοιχη του πλήθους των διαγραμμάτων βάσης. Οπότε σε σύγκριση με το συμβατικό MIMO, το λαμβανόμενο SNR στην περίπτωση του BS-MIMO θα είναι διαιρεμένο με το πλήθος των λαμβανόμενων διαγραμμάτων βάσης, δηλαδή $\gamma_{bs} = \gamma_{conv}/M_R$. Το Σχήμα 2.6, δείχνει μια γενικότερη επισκόπηση της αρχιτεκτονικής BS-MIMO, όπου φαίνεται όλη η διαδικασία της αποστολής και λήψης πολλαπλών σημάτων, με χρήση παρασιτικών κεραιών ESPAR, οι οποίες χρησιμοποιούν μόνο μια αλυσίδα ραδιοσυχνότητας.



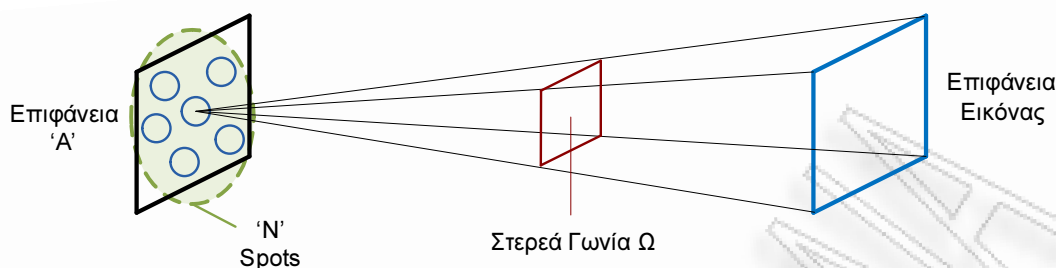
Σχήμα 2.6: Γενική επισκόπηση της αρχιτεκτονικής BS-MIMO

2.3 Βαθμοί Ελευθερίας Παρασιτικών Κεραίων

Στην παρούσα ενότητα αναλύονται διεξοδικά οι διαθέσιμοι βαθμοί ελευθερίας (DoF), των συστημάτων MIMO. Αρχικά, δίνεται μια ευρύτερη έννοια των βαθμών ελευθερίας και στη συνέχεια ακολουθεί μια λεπτομερής ανάλυση των διαθέσιμων βαθμών ελευθερίας στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (ADoF).

2.3.1 Βαθμοί Ελευθερίας Συμβατικών Συστημάτων MIMO

Στα συστήματα MIMO, είναι μείζονος σημασίας ο καθορισμός των διαθέσιμων βαθμών ελευθερίας του συστήματος. Με άλλα λόγια, θα πρέπει να οριστεί για κάθε σύστημα που βρίσκεται σε λειτουργία, το πλήθος των παράλληλων ροών πληροφορίας που μεταδίδονται. Οι βαθμοί ελευθερίας ενός συστήματος μπορεί να περιορίζονται είτε από το κεραιοσύστημα που διαθέτει ο πομπός και δέκτης, είτε από το περιβάλλον λειτουργίας. Στο ερώτημα πόσοι

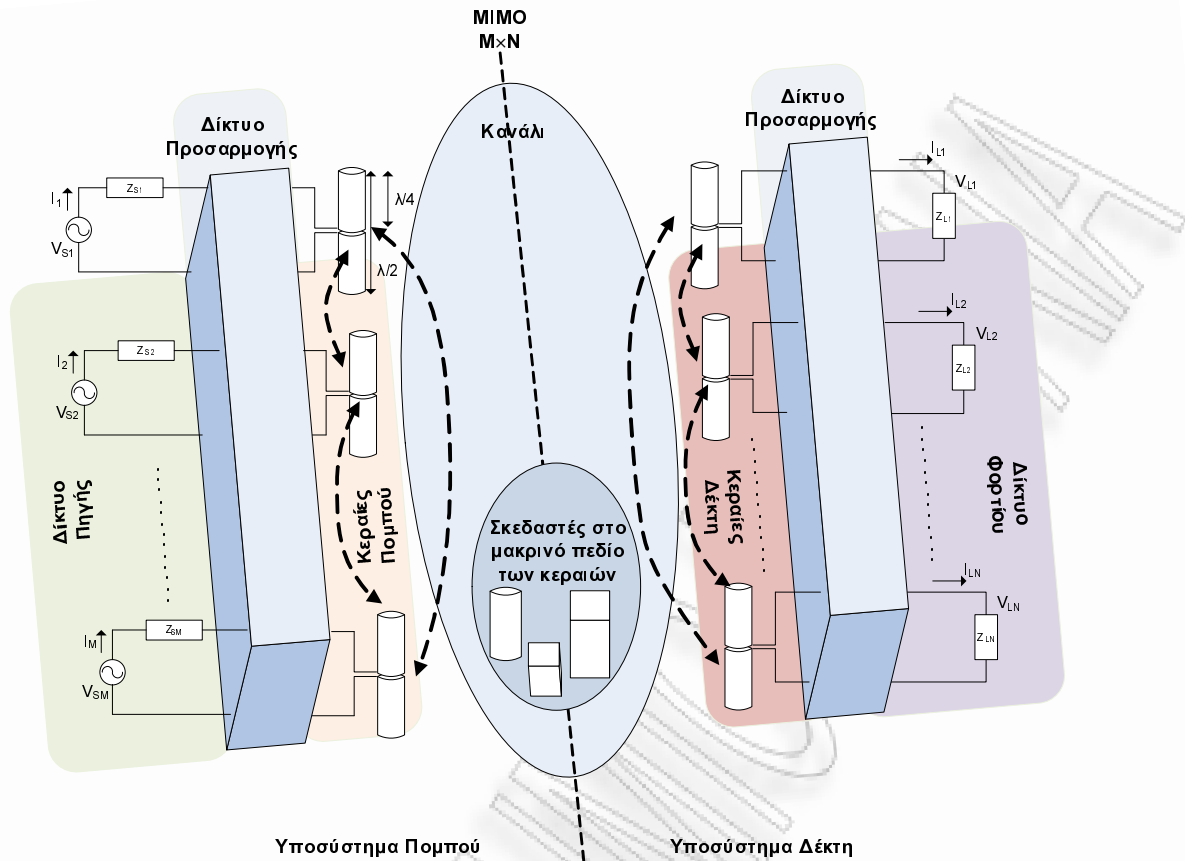


Σχήμα 2.7: Προσέγγιση της περίθλασης για την εύρεση του βέλτιστου αριθμού DoF

βαθμοί ελευθερίας είναι διαθέσιμοι σε ένα σύστημα MIMO ($M \times M$), μια απλή απάντηση θα ήταν ότι το πλήθος θα είναι ίσο με M . Παρόλα αυτά, η συγκεκριμένη απάντηση δεν μπορεί να είναι ούτε καθολική ούτε ρεαλιστική. Όπως έχει αναφερθεί προηγουμένως, οι βαθμοί ελευθερίας περιορίζονται από το κεραιοσύστημα αλλά και τις συνθήκες διάδοσης που επικρατούν. Είναι εύκολο να αποφανθούμε για το πλήθος των βαθμών ελευθερίας μιας συμβατικής στοιχειοκεραίας, το οποίο θα είναι ίσο με το πλήθος των διαθέσιμων κεραιών και αντίστοιχα το πλήθος των αλυσίδων ραδιοσυχνότητας. Επιπλέον, θα πρέπει να συμπεριληφθεί και στην μελέτη και η επίδραση του διαύλου, καθώς μόνο ένα περιβάλλον διάδοσης το οποίο αποτελείται από πληθώρα σχεδάσεων (full-scattering), θα μπορούσε να εκμεταλλευτεί πλήρως τους βαθμούς ελευθερίας που παρέχουν τα κεραιοσυστήματα πομπού και δέκτη. Η επικοινωνία σε ένα περιβάλλον με μια ισχυρή συνιστώσα οπτικής επαφής (LOS), θα συνεπάγονταν δραματική πτώση στους DoF, καθώς τα πολλαπλά κανάλια θα έπαυαν πλέον να είναι ανεξάρτητα, οπότε το πλήθος των παράλληλων ροών θα ελαττώνονταν. Συνεπώς, το πλήθος των βαθμών ελευθερίας μπορεί να καθορίσει τον ωφέλιμο αριθμό κεραιών στα άκρα της ζεύξης, με απώτερο σκοπό τη βέλτιστη ισορροπία (trade-off) μεταξύ χωρητικότητας και κόστους υλοποίησης [24], [25].

Για αυτόν ακριβώς τον σκοπό έχουν αναπτυχθεί διάφορες μεθοδολογίες με σκοπό τον ακριβή προσδιορισμό των ωφέλιμων βαθμών ελευθερίας ενός συστήματος. Απώτερος σκοπός των εν λόγω τεχνικών είναι η εύρεση του πλήθους των DoF ώστε να προσαρμοστεί με ανάλογο τρόπο και το πλήθος των κεραιών σε πομπό και δέκτη. Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται η βέλτιστη αξιοποίηση του καναλιού όπως και η εξοικονόμηση πόρων, καθώς περιορίζεται η αλόγιστη προσθήκη κεραιών και κατά συνέπεια και το πλήθος των RF αλυσίδων. Μια αρχική προσέγγιση στα πλαίσια της εύρεσης του βέλτιστου αριθμού κεραιών που θα πρέπει να τοποθετηθούν σε μια επιφάνεια, βασίζεται στην θεωρία της περίθλασης [24]. Η συγκεκριμένη θεώρηση, ορίζει το πλήθος N διαφορετικών κηλίδων που μπορούν να παραχθούν σε επιφάνεια μεγέθους A , που θα παρατηρούν μια ολόκληρη επιφάνεια μέσω στερεάς γωνίας Ω , όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.7.

Στη βιβλιογραφία υπάρχει πληθώρα μεθόδων για την εύρεση του βέλτιστου αριθμού βαθμών ελευθερίας. Όμοια προσέγγιση της περίθλασης, μια εξίσου σημαντική μέθοδος είναι και η προσέγγιση των ιδιοσυναρτήσεων [24]. Η συγκεκριμένη μεθοδολογία με την χρήση των



Σχήμα 2.8: Βασική αρχιτεκτονική υλοποίησης πομποδεκτών MIMO

σφαιροειδών συναρτήσεων ορίζει τις ιδιοσυναρτήσεις για την οπτική επαφή ενός επιπέδου σε ένα άλλο, έτσι ώστε να συνθέτουν μια ορθοκανονική βάση. Μολονότι οι δύο προηγούμενες προσεγγίσεις είναι αναγνωρισμένες για την εγχυρότητά και τα αποτελέσματά τους, δεν είναι σε θέση να προσφέρουν μια συγκεντρωτική απάντηση για το πλήθος των βαθμών ελευθερίας καθώς και της βαρύτητας του καθενός. Για αυτό το λόγο αναπτύχθηκαν μέθοδοι για την πλήρη αποσαφήνιση του ζητήματος, όπου λαμβάνουν υπόψη πιο ρεαλιστικές παραμέτρους, όπως η διερεύνηση σε πολύ μικρές επιφάνειες ή σε επιφάνειες με αυθαίρετες διαστάσεις, καθώς και προσεγγίσεις σε διαφορετικά πεδία (array domain, wavevector domain).

Στην πράξη, όπου γίνεται αξιολόγηση συμβατικών συστημάτων MIMO, και των διαθέσιμων βαθμών ελευθερίας, είναι πολύ σημαντικό να αντιμετωπίζονται ως πλήρης συστήματα πομποδεκτών [26]. Το κεραιοσύστημα του πομπού αποτελείται από το δίκτυο πηγής, όπου παράγονται τα αντίστοιχα ρεύματα I , από τις τάσεις V_s και από τη χρήση αντιστάσεων Z_s . Τέλος, ενδιάμεσα του δικτύου πηγής και του κεραιοσυστήματος μεσολαβεί ένα δίκτυο προσαρμογής (matching network) μέσω του οποίου τελικά τροφοδοτούνται οι κεραίες του πομπού. Αντίστοιχα απαρτίζεται και το κεραιοσύστημα του δέκτη, με την διαφορά ότι αντί για πηγή, υπάρχει φορτίο με τιμές ρεύματος I_L , τάσης V_L και αντίστασης Z_L . Η υλοποίηση των συγκεκριμένων κυκλωμάτων, καθώς και του δικτύου προσαρμογής [26], είναι σχεδόν

βέβαιο ότι θα προκαλέσει φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των στοιχείων, το οποίο θα έχει αντίκτυπο στην ανεξαρτησία των καναλιών και αντίστοιχα στους διαθέσιμους βαθμούς ελευθερίας. Συνεπώς, είναι σημαντικό να γίνεται αξιολόγηση του συστήματος MIMO όπως αυτό υλοποιείται και λειτουργεί στην πράξη, ώστε να εξαχθούν όσο το δυνατόν πιο ρεαλιστικά αποτελέσματα. Το Σχήμα 2.8, απεικονίζει την βασική αρχιτεκτονική πομποδεκτών MIMO, όπως αυτή περιγράφηκε προηγουμένως.

2.3.2 Ακτινοβολούμενοι Βαθμοί Ελευθερίας - Aerial Degrees of Freedom

Όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα, για τον καθορισμό των βαθμών ελευθερίας στα συμβατικά συστήματα MIMO, είναι σημαντικό να γνωρίζουμε την αρχιτεκτονική υλοποίηση των πομποδεκτών, καθώς και την γεωμετρία των στοιχειοκεραιών πομπού και δέκτη. Αντίθετα, στην περίπτωση όπου έχουμε παρασιτικές κεραιές, δεν μιλάμε πλέον για βαθμούς ελευθερίας στον χώρο, αλλά για διαθέσιμους βαθμούς ελευθερίας στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (ADoF). Αυτό συνεπάγεται μια διαφορετική προσέγγιση για την εύρεση των διαθέσιμων ADoF. Οι διαθέσιμοι βαθμοί ελευθερίας που θα προκύψουν είναι άμεσα συσχετισμένοι με τα χαρακτηριστικά την παρασιτικής κεραιάς, όπως για παράδειγμα την γεωμετρία της, το πλήθος των στοιχείων καθώς και τις αποστάσεις των κεραιοστοιχείων. Παρόλα αυτά, θα πρέπει να σημειωθεί ότι υπάρχει μη γραμμική σχέση μεταξύ των εκπεμπόμενων διαγραμμάτων ακτινοβολίας και του πίνακα φορτίων \mathbf{X} .

Συνεπώς, η γεωμετρία της κεραιάς θα πρέπει να ληφθεί υπόψη με έμμεσο τρόπο, ώστε να περιγραφούν οι δυνατότητες τις κεραιάς στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας με μηχανισμούς που θα παρέχουν γραμμικές σχέσεις. Ο χώρος των διαγραμμάτων ακτινοβολίας και εν συνεχεία, το κάθε εκπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας, μπορεί να περιγραφεί ως ο γραμμικός συνδυασμός διαγραμμάτων ακτινοβολίας που είναι αμοιβαία ορθογώνια μεταξύ τους. Επομένως, για την εύρεση των βαθμών ελευθερίας θα πρέπει να βρεθεί το πλήθος των διαγραμμάτων ακτινοβολίας που απαρτίζουν μια βάση του χώρου. Άρα, όσο μεγαλύτερες είναι οι διαστάσεις του χώρου των διαγραμμάτων ακτινοβολίας και επομένως τόσο περισσότερα είναι και τα διαγράμματα ακτινοβολίας που θα παράγουν το συγκεκριμένο χώρο, θα έχουμε και περισσότερους διαθέσιμους βαθμούς ελευθερίας.

Η άμεση εξάρτηση των διαγραμμάτων βάσης και των ADoF, γίνεται εμφανής και από την (2.15), όπου από την συγκεκριμένη εξίσωση προκύπτει ότι όσο είναι το πλήθος των διαγραμμάτων βάσης, τόσα θα είναι και σήματα που μπορούν να αποσταλούν/ληφθούν παράλληλα. Βέβαια, οι βαθμοί ελευθερίας που μπορούν να παρέχουν τα κεραιοσυστήματα πομπού και δέκτη με χρήση παρασιτικών κεραιών, είναι ένα άνω όριο στους διαθέσιμους ADoF, όπως αναλύθηκε και στην περίπτωση των συμβατικών συστημάτων MIMO. Συγκεκριμένα, το τελικό πλήθος των βαθμών ελευθερίας θα διαμορφωθεί αφού συμπεριληφθεί πρώτα και η επίδραση του καναλιού στη ζεύξη επικοινωνίας. Η μοναδική περίπτωση όπου το

πλήθος των ADoF που παρέχει ένα σύστημα παρασιτικών κεραιών, θα ισούται με το τελικό πλήθος των διαθέσιμων βαθμών ελευθερίας, είναι όταν το περιβάλλον διάδοσης είναι πλούσιο σε σχεδιάσεις (full-scattering environment) και μπορεί να παρέχει μεγάλη ανεξαρτησία διαδρομών.

2.4 Ορθοκανονικοποίηση Gram-Schmidt

Η μέθοδος ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt [27], χρησιμοποιείται για την εύρεση της διάστασης ενός χώρου καθώς και των διανυσμάτων-συναρτήσεων που παράγουν το συγκεκριμένο χώρο. Η συγκεκριμένη μέθοδος δίνει την δυνατότητα να προσδιοριστεί μια βάση και εν συνεχεία όλα τα στοιχεία του χώρου μπορούν να εκφραστούν ως ο γραμμικός συνδυασμός της βάσης αυτής. Η διαδικασία για την εύρεση μιας ορθοκανονικής βάσης στην γενική της μορφή ξεκινάει με δεδομένα N το πλήθος ανεξάρτητα διανύσματα \mathbf{a}_i . Η διαδικασία ξεκινάει ορίζοντας ως $\mathbf{A}_1 = \mathbf{a}_1$, όπου τελικά η πρώτη ορθοκανονική βάση του χώρου θα είναι ίση με

$$\mathbf{q}_1 = \frac{\mathbf{A}_1}{\|\mathbf{A}_1\|} \quad (2.17)$$

Στη συνέχεια πρέπει να υπολογιστούν και τα υπόλοιπα διανύσματα που απαρτίζουν την βάση με τον εξής τρόπο

$$\mathbf{A}_i = \mathbf{a}_i - \sum_{j=1}^{i-1} (\mathbf{q}_j^T \mathbf{a}_i) \mathbf{q}_j = \mathbf{a}_i - \sum_{j=1}^{i-1} \langle \mathbf{a}_i, \mathbf{q}_j \rangle \mathbf{q}_j \quad (2.18)$$

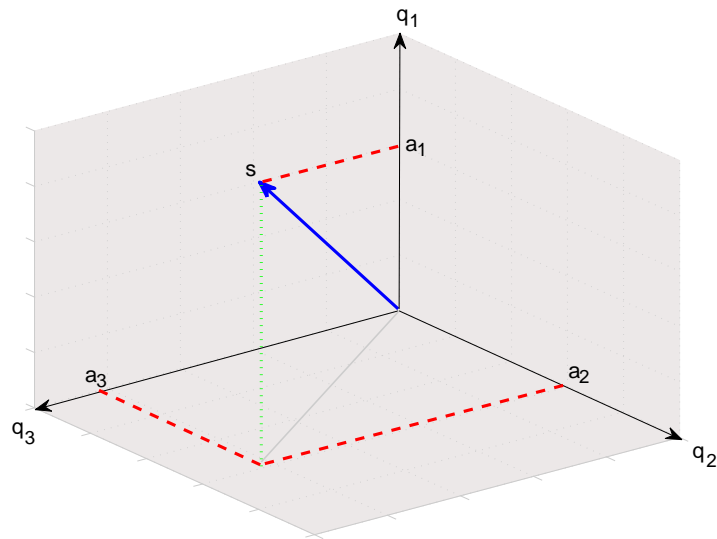
Όπου τελικά, ύστερα και από την κανονικοποίηση που πρέπει να εφαρμοστεί, τα ορθοκανονικά διανύσματα που προκύπτουν μπορούν να υπολογιστούν ως εξής

$$\mathbf{q}_i = \frac{\mathbf{A}_i}{\|\mathbf{A}_i\|}, 1 \leq i \leq j \quad (2.19)$$

Το Σχήμα 2.9, απεικονίζει ένα παράδειγμα μιας βάσης που αποτελείται από τρία ορθοκανονικά διανύσματα που παράγουν τον χώρο \mathbb{R}^3 , όπου φαίνεται ότι ένα τυχαίο διάνυσμα \mathbf{s} μπορεί να αναπαρασταθεί ως γραμμικός συνδυασμός των διανυσμάτων της βάσης. Θα πρέπει να τονιστεί, ότι ανάλογα με τα διανύσματα που λαμβάνονται υπόψη ως αφετηρία, θα προκύψουν και διαφορετικές βάσεις, οι οποίες βέβαια είναι ισοδύναμες μεταξύ τους.

2.4.1 Ορθοκανονικοποίηση Gram-Schmidt για Επίπεδες Κεραίες ESPAR

Η ορθοκανονικοποίηση Gram-Schmidt, χρησιμοποιείται σε μεγάλο βαθμό στις ψηφιακές επικοινωνίες για την εύρεση των σημάτων βάσης που παράγουν έναν χώρο σημάτων. Επομένως, δεδομένων κάποιων σημάτων που θα χρησιμοποιηθούν ως αφετηρία για την μέθοδο



Σχήμα 2.9: Παράδειγμα ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt του χώρου \mathbb{R}^3

Gram-Schmidt, υπολογίζεται η βάση που θα παράγει τον χώρο, η οποία όπως έχει ήδη σημειωθεί δεν είναι μοναδική. Στη συνέχεια, χρησιμοποιείται η συγκεκριμένη μέθοδος με σκοπό την αποσύνθεση του ακτινοβολούμενου διαγράμματος ακτινοβολίας στο μακρινό πεδίο μιας κεραίας ESPAR. Όσον αφορά την εφαρμογή της μεθοδολογίας αυτής, στην συγκεκριμένη περίπτωση μας ενδιαφέρει το πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας και όχι ο χώρος των σημάτων. Οι πολλαπλές λύσεις που μπορούν να προκύψουν από διαφορετικές αφηρητές είναι όλες ισοδύναμες και συγκεκριμένα αποτελούν μια ανεστραμμένη έκδοση ή μια της άλλης.

Το μακρινό ακτινοβολούμενο πεδίο μιας αυθαίρετης κεραίας ESPAR, μπορεί να περιγραφεί από την εξίσωση

$$P(\theta, \varphi) = \mathbf{i}^T \mathbf{a}(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M_{esp}-1} i_m a_m(\theta, \varphi) \quad (2.20)$$

όπου \mathbf{i} είναι το διάνυσμα των ρευμάτων που επάγονται στα παρασιτικά στοιχεία, $\mathbf{a}(\theta, \varphi) = [\alpha_0(\theta, \varphi) \dots \alpha_{M-1}(\theta, \varphi)]^T$ είναι το διάνυσμα πολλαπλότητας της κεραίας ESPAR προς την κατεύθυνση (θ, φ) και M_{esp} το συνολικό πλήθος των στοιχείων της κεραίας. Για την αναπαράσταση του $P(\theta, \varphi)$ στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, οι συναρτήσεις $a_m(\theta, \varphi)$, $m = 0, \dots, M_{esp} - 1$ εκφράζονται ως γραμμικός συνδυασμός των ορθοκανονικών συναρτήσεων που πλέον είναι τα διαγράμματα βάσης $B_n(\theta, \varphi)$ που παράγουν τον χώρο διάστασης N . Η μέθοδος Gram-Schmidt θα πάρει ως είσοδο M_{esp} στο πλήθος ανεξάρτητες συναρτήσεις και θα παράγει $N \leq M_{esp}$ ορθογώνιες συναρτήσεις που θα παράγουν το χώρο

$$a_m(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} q_{mn} B_n(\theta, \varphi) \quad (2.21)$$

Επομένως, βάσει της (2.21) το μακρινό πεδίο μιας κεραίας ESPAR περιγράφεται πλέον και στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας ως εξής

$$P(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M_{esp}-1} i_m \sum_{n=0}^{N-1} q_{mn} B_n(\theta, \varphi) \quad (2.22)$$

όπου $q_{mn} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi a_m(\theta, \varphi) B_n^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi$ αναπαριστά την προβολή του $a_m(\theta, \varphi)$ στο διάγραμμα ακτινοβολίας $B_n(\theta, \varphi)$. Για μια τυχαία γεωμετρία μιας επίπεδης κεραίας ESPAR, η συνάρτηση του διανύσματος προσανατολισμού ορίζεται ως

$$a_m(\theta, \varphi) = \begin{cases} 1 & m = 0 \\ \exp[jb_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_m)] & m \neq 0 \end{cases} \quad (2.23)$$

όπου το φ_m αναπαριστά την γωνία του m -οστού παρασιτικού στοιχείου στο επίπεδο του αζιμουθίου ως προς έναν άξονα αναφοράς, $b_m = 2\pi d_m$ και d_m είναι η απόσταση του m -οστού παρασιτικού στοιχείου από το ενεργό, κανονικοποιημένη ως προς το μήκος κύματος. Όπως προκύπτει από την (2.23), για $b_m \neq 0$ όλοι οι όροι $a_m(\theta, \varphi)$ είναι ανεξάρτητοι το οποίο συνεπάγεται ότι $N = M_{esp}$. Αυτό σημαίνει ότι θεωρητικά οι βαθμοί ελευθερίας (ADoF) θα ισούνται με το πλήθος των στοιχείων της κεραίας ESPAR.

Πλέον, δεδομένου ότι $N = M_{esp}$, το μακρινό ακτινοβολούμενο πεδίο της ESPAR, μπορεί να ξαναγραφεί ως

$$\begin{aligned} P(\theta, \varphi) &= \sum_{m=0}^{M_{esp}-1} i_m \sum_{n=0}^{M_{esp}-1} q_{mn} B_n(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M_{esp}-1} \sum_{n=0}^{M_{esp}-1} i_m q_{mn} B_n(\theta, \varphi) \\ &= \sum_{n=0}^{M_{esp}-1} \mathbf{i}^T \mathbf{q}_n B_n(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{M_{esp}-1} s_{bs,n} B_n(\theta, \varphi) \end{aligned} \quad (2.24)$$

όπου $\mathbf{q}_n = [q_{0n} \dots q_{(M_{esp}-1)n}]^T$ είναι ένα διάνυσμα ($M_{esp} \times 1$) με τις προβολές όλων των συναρτήσεων $a_m(\theta, \varphi)$, $m = 0, \dots, M_{esp} - 1$ στο $B_n(\theta, \varphi)$. Όπως φαίνεται από την τελευταία ισότητα της (2.24) το n -οστό διάγραμμα βάσης πολλαπλασιάζεται με το σύμβολο $s_{bs,n} = \mathbf{i}^T \mathbf{q}_n$ και το $s_{bs} = [s_{bs,0} s_{bs,1} \dots s_{bs,M_{esp}-1}]^T$ ορίζει ένα διάνυσμα συντεταγμένων στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας το οποίο αντιστοιχεί σε ένα εκπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας.

Η διαδικασία Gram-Schmidt μπορεί να ξεκινήσει από οποιαδήποτε συνάρτηση $a_m(\theta, \varphi)$. Θέτοντας ως αρχική συνάρτηση την $a_0(\theta, \varphi)$ τότε το πρώτο διάγραμμα βάσης θα είναι το $B_0(\theta, \varphi) = a_0(\theta, \varphi)/k_0$, ενώ τα υπόλοιπα θα προκύψουν από την αφαίρεση της προβολής

των επόμενων συναρτήσεων προς τις συναρτήσεις που έχουν οριστεί μέχρι στιγμής στην ορθοκανονική βάση

$$B_n(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_n} \left(a_n(\theta, \varphi) - \sum_{s=0}^{n-1} q_{n,s} B_s(\theta, \varphi) \right) \quad (2.25)$$

$\forall n = 1, \dots, M_{esp} - 1$. Όπως φαίνεται στην (2.25), τα διαγράμματα βάσης είναι κανονικοποιημένα σε μοναδιαία ισχύ, το οποίο επιτυγχάνεται διαιρώντας με

$$k_n = \left(\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left| a_n(\theta, \varphi) - \sum_{s=0}^{n-1} q_{n,s} B_s(\theta, \varphi) \right|^2 \sin \theta d\theta d\varphi \right)^{1/2} \quad (2.26)$$

Επομένως, για μια κεραία ESPAR με τυχαία γεωμετρία και πλήθος παρασιτικών στοιχείων, τα διαγράμματα ακτινοβολίας που θα αποτελούν την βάση, μπορούν να υπολογιστούν αριθμητικά βάσει του επαναληπτικού τύπου της εξίσωσης (2.25).

2.4.1.1 Εφαρμογή σε Κυκλική Κεραία ESPAR 5 Στοιχείων

Η μέθοδος ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt που παρουσιάστηκε προηγουμένως, εφαρμόζεται στη συνέχεια σε μια κυκλική κεραία ESPAR 5 στοιχείων εκ των οποίων το ένα είναι ενεργό και τα υπόλοιπα 4 είναι παρασιτικά. Η συγκεκριμένη κεραία έχει επιλεγεί καθώς είναι η πιο απλή τοπολογία που μπορεί να προσφέρει διαγράμματα ακτινοβολίας σε όλο το εύρος των 360° και κατά συνέπεια να έχει αυξημένες δυνατότητες προσανατολισμού του διαγράμματος ακτινοβολίας (beamforming). Η μέθοδος ορθοκανονικοποίησης χρησιμοποιείται παρακάτω για την εύρεση των διαγραμμάτων βάσης της κεραίας στις γωνίες του αζιμουθίου καθώς και της ανύψωσης. Συνεπώς, η προσέγγιση που υιοθετείται είναι αυτή του πλήρους διαγράμματος ακτινοβολίας (ϑ, φ) , από όπου θα προκύψουν τα τρισδιάστατα (3D) διαγράμματα βάσης.

Η κυκλική διάταξη των παρασιτικών στοιχείων γύρω από το ενεργό, συνεπάγεται ότι $b_m = b = 2\pi d$, όπου d είναι η ακτίνα της κεραίας κανονικοποιημένη ως προς το μήκος κύματος, και $\varphi_m = (m - 1) 2\pi / (M_{esp} - 1)$, $m = 1, \dots, M_{esp}$. Επομένως, δεδομένης της κυκλικής γεωμετρίας της κεραίας ESPAR και των όσων συνεπάγονται από αυτό, το εκπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας στο μακρινό πεδίο μπορεί να ξαναγραφεί ως εξής

$$\begin{aligned} P(\theta, \varphi) &= i_0 + i_1 e^{jb \sin \theta \cos \varphi} + i_2 e^{jb \sin \theta \cos \varphi} + i_3 e^{-jb \sin \theta \cos \varphi} + i_4 e^{-jb \sin \theta \cos \varphi} \\ &= i_0 \underbrace{1}_{\bar{a}_0(\theta, \varphi)} + j(i_1 - i_3) \underbrace{\sin(b \sin \theta \cos(\varphi))}_{\bar{a}_1(\theta, \varphi)} + j(i_2 - i_4) \underbrace{\sin(b \sin \theta \sin(\varphi))}_{\bar{a}_2(\theta, \varphi)} \\ &\quad + (i_1 - i_3) \underbrace{\cos(b \sin \theta \cos(\varphi))}_{\bar{a}_3(\theta, \varphi)} + (i_2 - i_4) \underbrace{\cos(b \sin \theta \sin(\varphi))}_{\bar{a}_4(\theta, \varphi)} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Η χρήση των μιγαδικών εκθετικών είναι υψηλής πολυπλοκότητας και για να απλουστευθεί η διαδικασία της εξαγωγής των αναλυτικών εκφράσεων, χρησιμοποιήθηκε η ταυτότητα του Euler

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x \quad (2.28)$$

ώστε τα μιγαδικά εκθετικά να μετατραπούν σε αθροίσματα ημίτονων και συνημίτονων, όπως φαίνεται και στο δεύτερο μέρος της (2.27). Επομένως, κατά την διαδικασία της ορθοκανονικοποίησης, χρησιμοποιούνται ως συναρτήσεις τα $\tilde{a}_i(\theta, \varphi)$ και όχι τα μιγαδικά εκθετικά του διανύσματος προσανατολισμού της κεραίας, τα οποία βέβαια είναι ισοδύναμα μεταξύ τους. Η διαδικασία ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt ξεκινάει ορίζοντας το πρώτο διάγραμμα βάσης:

$$B_0(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_0} \quad (2.29)$$

Στη συνέχεια, η προβολή q_{10} στο πρώτο διάγραμμα βάσης $B_0(\theta, \varphi)$ είναι

$$\begin{aligned} q_{10} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_1(\theta, \varphi) B_0^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{1}{k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(b \sin \theta \cos \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{1}{2k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(b \sin \theta \cos \varphi - \theta) d\theta d\varphi - \frac{1}{2k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(b \sin \theta \cos \varphi + \theta) d\theta d\varphi \\ &= \frac{\pi}{2k_0} \int_0^{2\pi} J_1(b \cos \varphi) d\varphi + \frac{\pi}{2k_0} \int_0^{2\pi} J_{-1}(b \cos \varphi) d\varphi \\ &= \frac{\pi}{k_0} \int_0^{2\pi} J_1(b \cos \varphi) d\varphi = 0 \end{aligned} \quad (2.30)$$

όπου $\frac{1}{\pi} J_\nu(x) = \int_0^{\pi} \cos[x \sin(\theta) - \nu\theta] d\theta$ είναι η συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και ν -οστής τάξης, όπου ισχύει ότι $J_\nu(x) = (-1)^\nu J_{-\nu}(x)$. Λόγω της (2.25), το επόμενο διάγραμμα βάσης θα είναι

$$B_1(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_1} \sin(b \sin \theta \cos \varphi) \quad (2.31)$$

Επομένως,

$$B_2(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_2} [\tilde{a}_2(\theta, \varphi) - q_{20}B_0(\theta, \varphi) - q_{21}B_1(\theta, \varphi)] \quad (2.32)$$

όπου όμοια με την (2.30) η προβολή q_{20} είναι ίση με

$$q_{20} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_2(\theta, \varphi) B_0^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = 0 \quad (2.33)$$

Στη συνέχεια, ο υπολογισμός της προβολής q_{21} απαιτεί εκτενείς μαθηματικούς υπολογισμούς, λαμβάνοντας υπόψη πληθώρα τριγωνομετρικών ταυτοτήτων καθώς και της συνάρτησης Weber πρώτης τάξης [28]

$$E_\nu(z) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(\nu\theta - z \sin \theta) d\theta \quad (2.34)$$

Λαμβάνοντας υπόψη και ότι $E_1(z) = -E_{-1}(z)$ καθώς και $E_1(z) = E_1(-z)$, τότε η προβολή q_{21} είναι ίση με

$$\begin{aligned} q_{21} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_2(\theta, \varphi) B_1^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{1}{k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(b \sin \theta \sin \varphi) \sin(b \sin \theta \cos \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{1}{2k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin \theta [\cos(b(\sin \varphi - \cos \varphi) \sin \theta) - \cos(b(\sin \varphi + \cos \varphi) \sin \theta)] d\theta d\varphi \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.35)$$

Λόγω των εξισώσεων (2.33) και (2.35), το επόμενο διάγραμμα βάσης θα είναι

$$B_2(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_2} \sin(b \sin \theta \sin \varphi) \quad (2.36)$$

Οι προβολές του όρου $\tilde{a}_3(\theta, \varphi)$ σε όλα τα διαγράμματα βάσης που έχουν προκύψει μέχρι στιγμής, υπολογίζονται όμοια με προηγουμένως, και θα είναι:

$$\begin{aligned} q_{30} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_3(\theta, \varphi) B_0^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \frac{1}{k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(b \sin \theta \cos \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{\pi}{k_0} \int_0^{2\pi} E_1(b \cos \varphi) d\varphi \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned}
 q_{31} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_3(\theta, \varphi) B_1^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\
 &= \frac{1}{k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(b \sin \theta \cos \varphi) \sin(b \sin \theta \cos \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\
 &= \frac{1}{2k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(2b \sin \theta \cos \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = 0
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

και

$$\begin{aligned}
 q_{32} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_3(\theta, \varphi) B_2^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\
 &= \frac{1}{k_2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(b \sin \theta \cos \varphi) \sin(b \sin \theta \sin \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = 0
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

Πλέον, λόγω των εξισώσεων (2.25), (2.37), (2.38) και (2.39), το επόμενο διάγραμμα βάσης είναι

$$B_3(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_3} \left[\cos(b \sin \theta \cos \varphi) - \frac{q_{30}}{k_0} \right] \tag{2.40}$$

Με όμοιο τρόπο προκύπτει και το 5^ο και τελευταίο διάγραμμα βάσης που είναι το εξής

$$B_4(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_4} \left[\cos(b \sin \theta \sin \varphi) - \frac{q_{40}}{k_0} - \frac{q_{43}}{k_3} \cos(b \sin \theta \cos \varphi) + \frac{q_{43}q_{30}}{k_0k_3} \right] \tag{2.41}$$

όπου

$$\begin{aligned}
 q_{40} &= \frac{\pi}{k_0} \int_0^{2\pi} E_1(b \sin \varphi) d\varphi \\
 q_{41} &= q_{42} = 0 \\
 q_{43} &= \frac{\pi}{k_3} \int_0^{2\pi} E_1[2b \cos(\pi/4) \cos \varphi] d\varphi - \frac{q_{30}\pi}{k_0k_3} \int_0^{2\pi} E_1[b \cos \varphi] d\varphi \\
 &= \frac{\pi}{k_3} \int_0^{2\pi} E_1[2b \cos(\pi/4) \cos \varphi] d\varphi - \frac{q_{30}q_{40}}{k_3}
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

Συνοψίζοντας την παραπάνω διαδικασία ορθοκανονικοποίησης στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, τα διαγράμματα βάσης που προέκυψαν από την μέθοδο Gram-Schmidt παρουσιάζονται συνοπτικά στην εξίσωση (2.43) που ακολουθεί. Όπως έχει ήδη σημειωθεί, η εκάστοτε βάση που προκύπτει δεν είναι μοναδική και είναι άμεσα εξαρτημένη από τις συναρτήσεις που θεωρούνται ως αφετηρία. Στο Σχήμα 2.10 φαίνονται τα τρισδιάστατα (3D) διαγράμματα βάσης, για μια κυκλική κεραία ESPAR 5 στοιχείων (δίπολα), και τρεις διαφορετικές περιπτώσεις, για αποστάσεις των παρασιτικών στοιχείων από το ενεργό, ίσες με $d = \frac{\lambda}{2}$, $\frac{\lambda}{4}$ και $\frac{\lambda}{8}$, αντίστοιχα.

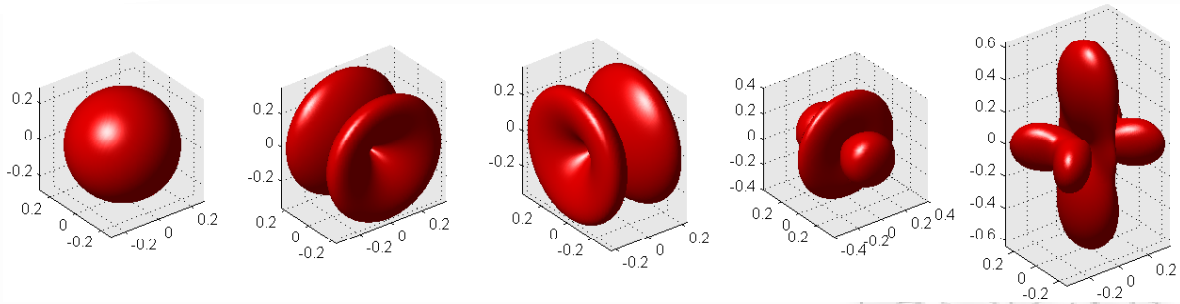
$$\begin{aligned}
 B_0(\theta, \varphi) &= \frac{1}{k_0} \\
 B_1(\theta, \varphi) &= \frac{1}{k_1} \sin(b \sin \theta \cos \varphi) \\
 B_2(\theta, \varphi) &= \frac{1}{k_2} \sin(b \sin \theta \sin \varphi) \\
 B_3(\theta, \varphi) &= \frac{1}{k_3} \left[\cos(b \sin \theta \cos \varphi) - \frac{q_{30}}{k_0} \right] \\
 B_4(\theta, \varphi) &= \frac{1}{k_4} \left[\cos(b \sin \theta \sin \varphi) - \frac{q_{40}}{k_0} - \frac{q_{43}}{k_3} \cos(b \sin \theta \cos \varphi) + \frac{q_{43}q_{30}}{k_0k_3} \right] \quad (2.43)
 \end{aligned}$$

Το αποτέλεσμα της εφαρμογής της ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt, είναι ότι οι θεωρητικοί βαθμοί ελευθερίας στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (ADoF) είναι ίσοι με το πλήθος των στοιχείων της κεραίας ESPAR. Στην πραγματικότητα όμως τα φαινόμενα της σύζευξης μεταξύ των στοιχείων της κεραίας, καθώς και το περιβάλλον λειτουργίας του συστήματος, μπορούν να επηρεάσουν τους ενεργούς βαθμούς ελευθερίας, και κατά συνέπεια και την χωρητικότητα που μπορεί να υποστηρίξει το σύστημα. Οι ενεργοί βαθμοί ελευθερίας $N_{eff} \leq M_T$, είναι αυτοί που μπορούν να συμβάλουν σημαντικά στο εκπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας και ακολούθως και στην επίδοση του συστήματος. Για τον υπολογισμό της ηλεκτρομαγνητικής σύζευξης μεταξύ δύο διπλανών κεραιοστοιχείων, απαιτείται η γνώση του μιγαδικού $Z_{mn} = R_{mn} + jX_{mn}$, ο οποίος προκύπτει με χρήση των παρακάτω εξισώσεων [29]

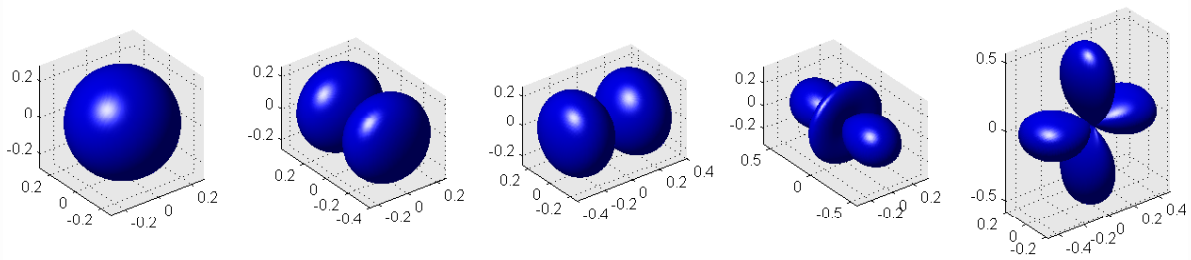
$$R_{mn} = 30 \left[2C_i(2\pi) - C_i \left(2\pi \left(\sqrt{\tilde{d}_{mn}^2 + D^2} + D \right) \right) - C_i \left(2\pi \left(\sqrt{\tilde{d}_{mn}^2 + D^2} - D \right) \right) \right] \quad (2.44)$$

$$X_{mn} = -30 \left[2S_i(2\pi) - S_i \left(2\pi \left(\sqrt{\tilde{d}_{mn}^2 + D^2} + D \right) \right) - S_i \left(2\pi \left(\sqrt{\tilde{d}_{mn}^2 + D^2} - D \right) \right) \right] \quad (2.45)$$

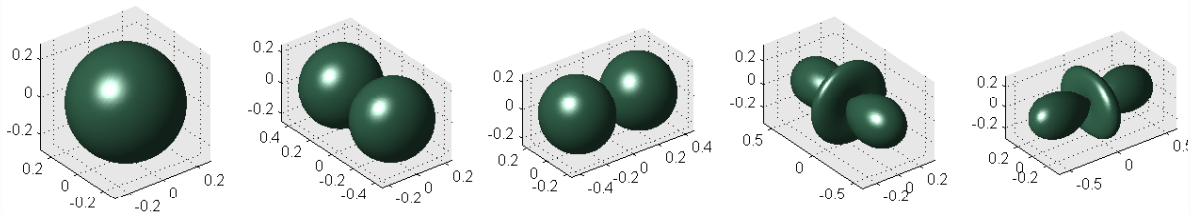
όπου \tilde{d}_{mn} είναι η απόσταση μεταξύ του m -οστού και του n -οστού στοιχείου της ESPAR, D είναι το μήκος του κεραιοστοιχείου και $S_i(x)$, $C_i(x)$ είναι τα ολοκληρώματα ημιτόνου και συνημιτόνου που ορίζονται ως εξής



(α') Ακτίνα κεραίας $d = \frac{\lambda}{2}$



(β') Ακτίνα κεραίας $d = \frac{\lambda}{4}$



(γ') Ακτίνα κεραίας $d = \frac{\lambda}{8}$

Σχήμα 2.10: Παραδείγματα τρισδιάστατων (3D) διαγραμμάτων βάσης

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt \tag{2.46}$$

$$C_i(x) = - \int_x^\infty \frac{\cos t}{t} dt \tag{2.47}$$

Η επίδραση της διάστασης της κεραίας μπορεί να εκτιμηθεί με έμμεσο τρόπο, υπολογίζοντας την συμβολή του κάθε διαγράμματος βάσης στο συνολικά εκμπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας. Η αξιολόγηση αυτή γίνεται συναρτήσει της ακτίνας της κεραίας, η οποία καθορίζει και την απόσταση μεταξύ των στοιχείων και συνεπώς και την επίδραση της σύζευξης.

Όπως φάνηκε από την παραπάνω διαδικασία, υπάρχει μια ισοδυναμία των συμβατικών συστημάτων MIMO και των συστημάτων BS-MIMO. Η πρώτη ομοιότητα είναι ότι στα κλασικά συστήματα MIMO με συμβατικά κεραιοσυστήματα, το πλήθος των βαθμών ελευθερίας (DoF) ισούται με το πλήθος των κεραιοστοιχείων. Αντίστοιχα, σε συστήματα BS-MIMO με χρήση παρασιτικών κεραιών, το πλήθος των βαθμών ελευθερίας (ADoF), που πλέον μετρούνται με ισοδύναμο τρόπο στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, είναι ίσο με το πλήθος των κεραιοστοιχείων της κεραίας (αθροιστικά το ενεργό και τα παρασιτικά στοιχεία). Βέβαια, οι βαθμοί ελευθερίας που καθορίζονται από το πλήθος των στοιχείων και στις δύο περιπτώσεις, είναι θεωρητικά ο μέγιστος αριθμός καθώς στην πράξη περιορίζονται οι βαθμοί ελευθερίας από την γεωμετρία της κεραίας και κατά συνέπεια από τα φαινόμενα σύζευξης που θα προκύψουν, όπως και από το περιβάλλον λειτουργίας.

Σε περιπτώσεις όπου όντως οι ενεργοί βαθμοί ελευθερίας είναι μικρότεροι από όσους μπορεί θεωρητικά να υποστηρίξει η κεραία, τότε το άμεσο αντίτιμο είναι η μείωση των παράλληλων ροών πληροφορίας σε πλήθος ίσο με το πλήθος των ενεργών βαθμών ελευθερίας. Για αυτό το λόγο και είναι χρήσιμη η μελέτη και η αξιολόγηση των βαθμών ελευθερίας σε πραγματικά περιβάλλοντα, καθώς θα πρέπει να υπάρχει μια ισορροπία μεταξύ κόστους υλοποίησης και επίδοσης, ώστε να αποφευχθούν φαινόμενα όπου θα μένουν ανεκμετάλλευτοι βαθμοί ελευθερίας και κατά συνέπεια να μένει αχρησιμοποίητο συγκεκριμένο υλικό των πομποδεκτών, π.χ. αλυσίδες ραδιοσυχνότητας. Επομένως, λόγω των πραγματικών συνθηκών σε ένα οποιοδήποτε σύστημα MIMO, η τάξη πολυπλεξίας και κατά συνέπεια η χωρητικότητα του συστήματος, εξαρτάται άμεσα από τον τύπο και την γεωμετρία της κεραίας, καθώς και από το περιβάλλον διάδοσης. Υπενθυμίζεται ότι η χωρητικότητα ενός συστήματος MIMO θεωρητικά μπορεί να είναι πολλαπλάσιο της SISO χωρητικότητας, έως και N_{eff} φορές, από το οποίο εύκολα προκύπτει ότι αν ένα σύστημα 5×5 MIMO έχει $N_{eff} = 3$, τότε η μέγιστη θεωρητικά χωρητικότητα μειώνεται κατά ένα παράγοντα της τάξης του 40% σε σύγκριση με τη μέγιστη χωρητικότητα που θα μπορούσε να υποστηρίξει το σύστημα.

Η παραπάνω μεθοδολογία υπολογισμού των διαθέσιμων βαθμών ελευθερίας στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (ADoF) και κατά συνέπεια και τον υπολογισμό των διαγραμμάτων βάσης, λαμβάνει υπόψη της μόνο τα χαρακτηριστικά και την γεωμετρία της κεραίας ESPAR. Όμως, όπως είδαμε προηγουμένως, μεγάλο ρόλο παίζει και το περιβάλλον διάδοσης, το οποίο και η συγκεκριμένη μεθοδολογία ορθοκανονικοποίησης δεν το συμπεριλαμβάνει. Η άμεση εφαρμογή της διαδικασίας Gram-Schmidt ισχύει σε περιβάλλον με πληθώρα σχεδαστών και κατά συνέπεια την ύπαρξη πολλαπλών πολυδιαδρομικών συνθηκών (rich-scattering environment), όπου το συγκεκριμένο περιβάλλον διάδοσης θα μπορεί να υποστηρίξει πλήρως τους μέγιστους βαθμούς ελευθερίας της εκάστοτε κεραίας. Στην πραγματικότητα όμως, το περιβάλλον διάδοσης δεν είναι πάντα πλούσιο σε σχεδιάσεις, καθώς υπάρχουν και οι περιπτώσεις οπτικής επαφής (LOS) πομπού και δέκτη, καθώς και τα περιβάλλοντα με συγκεκριμένες ομάδες σχεδαστών (clustered environments) όπου επιδρούν αρνητικά στους αξιοποιήσιμους

βαθμούς ελευθερίας. Συνεπώς, υπάρχει η ανάγκη εύρεσης μιας μεθοδολογίας υπολογισμού των ADoF που είναι άμεσα αξιοποιήσιμοι και λαμβάνουν υπόψη τους τα χαρακτηριστικά των κεραιών, καθώς και το κανάλι BS-MIMO, στο οποίο θα επικρατούν ρεαλιστικές συνθήκες διάδοσης.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΑΣ

Κεφάλαιο 3

Μοντέλο Καναλιών WINNER

Η εκτεταμένη ανάγκη για την βέλτιστη αναπαράσταση του διαύλου έχει οδηγήσει σε πληθώρα μοντέλων. Η βάση ανάπτυξης των συγκεκριμένων μοντέλων μπορεί να ποικίλει. Ως παράδειγμα τα μοντέλα μπορούν να είναι στοχαστικά, ντετερμινιστικά, αναλυτικά, γεωμετρικά ή και συνδυασμός των παραπάνω. Η συνεχής ανάδειξη νέων προτύπων ασυρμάτων και κινητών επικοινωνιών με την υιοθέτηση νέων καινοτόμων τεχνολογιών όπως η χρήση της τεχνικής MIMO έχει αναδείξει την ανάγκη δημιουργίας ενός ρεαλιστικού μοντέλου αναπαράστασης διαύλων, όπου και θα μπορούν να βασίζονται τα νέα πρότυπα τηλεπικοινωνιών. Η ανάγκη αυτή οδήγησε στην δημιουργία του μοντέλου αναπαράστασης καναλιών WINNER. Το μοντέλο WINNER είναι ένα στοχαστικό μοντέλο, το οποίο όμως βασίζεται και στην γεωμετρία με σκοπό την μοντελοποίηση τυχαίων καναλιών μονόδρομων ή αμφίδρομων επικοινωνιών. Οι παράμετροι των καναλιών που δημιουργούνται ορίζονται στοχαστικά και είναι βασισμένες σε στατιστικές κατανομές οι οποίες έχουν εξαχθεί από μετρήσεις πραγματικών διαύλων. Κύριος στόχος του μοντέλου WINNER είναι η ανάπτυξη ενός προσαρμοστικού συστήματος, το οποίο θα είναι εφαρμόσιμο σε μια πληθώρα τηλεπικοινωνιακών σεναρίων, από συστήματα μικρής εμβέλειας έως και συστήματα εκτεταμένων περιοχών. Το συγκεκριμένο μοντέλο θα βασίζεται σε μια τεχνολογία πρόσβασης με βελτιωμένες δυνατότητες συγκρινόμενη με τις παρούσες τεχνολογίες. Η μοντελοποίηση που αναπτύχθηκε θα είναι σε θέση να υποστηρίξει πλήρως τις προκλήσεις και τις απαιτήσεις που θέτουν τα νέα συστήματα ασύρματων επικοινωνιών.

3.1 Σενάρια Εφαρμογής

Καθώς σκοπός του μοντέλου WINNER είναι η ευρεία εφαρμογή του, αναπτύχθηκαν πολλαπλά σενάρια χρήσης του μοντέλου με σκοπό την αξιοποίησή του σε πληθώρα εφαρμογών. Τα σενάρια που αναπτύσσονται καθορίζονται εκτός των άλλων και από το εύρος της περιοχής εξυπηρέτησης. Πιο συγκεκριμένα, τα σενάρια κατηγοριοποιούνται ανάλογα με το αν αφορούν τοπικές περιοχές (Local Areas, LA), μητροπολιτικές περιοχές (Metropolitan Are-

as, MA) και ευρείες περιοχές (Wide Areas, WA). Στους Πίνακες 3.1 και 3.2 παρατίθενται όλα τα δυνατά σενάρια εφαρμογής του μοντέλου WINNER και συνεπώς και τα αντίστοιχα κανάλια για τις συγκεκριμένες περιπτώσεις. Πρέπει να σημειωθεί ότι όλοι οι τύποι σεναρίων υποστηρίζουν ένα εύρος στην συχνότητα λειτουργίας, όπου σε όλες τις περιπτώσεις αυτό μπορεί να κυμαίνεται από 2 μέχρι και 6GHz.

Για όλα τα σενάρια που παρουσιάζουν οι δύο αυτοί πίνακες έχουν διεξαχθεί μελέτες και προσομοιώσεις. Παρόλα αυτά δεν είναι δυνατόν να κατασκευαστούν σενάρια για όλες τις δυνατές περιπτώσεις σε όλα τα δυνατά περιβάλλοντα και σε οποιεσδήποτε συνθήκες. Όμοια το ίδιο συμβαίνει και με τα ύψη των κεραιών τα οποία δεν μπορούν να καλύπτουν όλο το εύρος. Βέβαια, τα σενάρια που αναπτύχθηκαν αντικατοπτρίζουν πολλές Ευρωπαϊκές χώρες καθώς και χώρες της βορείου Αμερικής.

3.1.1 A1 - Εσωτερικού Χώρου

Το σενάριο A1 μοντελοποιεί το κανάλι σε εσωτερικό χώρο και συγκεκριμένα σε περιβάλλοντα όπως αυτό των γραφείων. Στο συγκεκριμένο σενάριο θεωρείται ότι οι σταθμοί βάσης ή τα Access Points βρίσκονται είτε στους διαδρόμους είτε στα γραφεία. Οπότε στην περίπτωση όπου η επικοινωνία είναι LOS δηλαδή υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη, τότε η επικοινωνία γίνεται στον διάδρομο όπου βρίσκονται όλοι οι συμμετέχοντες. Στην περίπτωση όπου η επικοινωνία είναι NLOS τότε οι συμμετέχοντες στην επικοινωνία βρίσκονται σε διαφορετικούς χώρους, αλλά έχει γίνει η υπόθεση ότι ο σταθμός βάσης θα βρίσκεται στο διάδρομο. Οπότε η επικοινωνία θα είναι από διάδρομο σε γραφείο. Στις περιπτώσεις όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη τότε οι απώλειες υπολογίζονται στα δωμάτια δίπλα του διαδρόμου στον οποίο είναι τοποθετημένος ο σταθμός βάσης. Για δωμάτια τα οποία βρίσκονται μακριά από τον διάδρομο, θα πρέπει να υπολογιστούν επιπλέον απώλειες λόγω των τοίχων που μεσολαβούν, παράλληλα του διαδρόμου. Για παράδειγμα αν θεωρήσουμε τον χρήστη που βρίσκεται στο κάτω μέρος του ορόφου όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1 θα πρέπει να ληφθούν υπόψη τρεις τοίχοι εάν λαμβάνει από τον σταθμό βάσης που βρίσκεται στα αριστερά του πάνω διαδρόμου. Επιπλέον, μοντελοποιούνται και οι απώλειες που υπόκεινται το σήμα σε περίπτωση που υπάρχει επικοινωνία από όροφο σε όροφο. Οι όροφοι μεταξύ τους θεωρούνται πανομοιότυποι και η απώλεια είναι σταθερή για την ίδια απόσταση μεταξύ των ορόφων, αλλά αυξάνεται με την απόσταση μεταξύ των ορόφων. Επομένως, η απώλεια αυτή θα πρέπει να προστεθεί στις ήδη υπολογισμένες απώλειες που προκαλούνται εντός του ορόφου.

Πίνακας 3.1: Σενάρια εφαρμογής του μοντέλου WINNER, τύπου A και B

Σενάριο	Ορισμός	LOS/NLOS	Ταχύτητα (km/h)	Περιοχή E-ξυπηρέτησης	Σημείωση
A1 Εσωτ. Χώρου	Εσωτ. Χώροι	LOS/NLOS	0-5	LA	
A2	Επικοινωνία από εσωτ. σε εξωτ. χώρο	NLOS	0-5	LA	Εσωτ. Access Point, εξωτ. τερματικό
B1 Hotspot	Τυπική Μικρο-κυψέλη πόλης	LOS/NLOS	0-70	LA, MA	
B2	Κακές συνθήκες σε μικροκυψέλη πόλης	NLOS	0-70	MA	Όμοια με το B1 με μεγαλύτερες καθυστερήσεις
B3 Hotspot	Μεγάλη εσωτ. αίθουσα	LOS/NLOS	0-5	LA	
B4	Επικοινωνία από εξωτ. σε εσωτ. χώρο με μικρο-κυψέλες	NLOS	0-5	MA	Συνδυασμός A1 και B1
B5a Hotspot Metropolitan	LOS ταράτσα σε ταράτσα	LOS	0	MA	Όμοιος διάυλος με hotspot και metropolitan
B5b Hotspot Metropolitan	LOS επικοινωνία στο επίπεδο του δρόμου	LOS	0	MA	
B5c Hotspot Metropolitan	LOS επικοινωνία κάτω από την ταράτσα με το επίπεδο του δρόμου	LOS	0	MA	Επέκταση του B1
B5d Hotspot Metropolitan	NLOS επικοινωνία πάνω από την ταράτσα με το επίπεδο του δρόμου	NLOS	0	MA	Επέκταση του C2
B5f	Επικοινωνία σταθμού βάσης με αναμεταδότη	LOS/OLOS ή NLOS	0	WA	Επιθυμητή ζεύξη: LOS ή O-LOS και Παρεμβολές: LOS ή O-LOS ή NLOS

3.1.2 A2 - Επικοινωνία Εσωτερικού με Εξωτερικού Χώρου

Το συγκεκριμένο σενάριο μοντελοποιεί την περίπτωση όπου υπάρχει επικοινωνία από εσωτερικό σε εξωτερικό χώρο. Πιο συγκεκριμένα, ο ύψος που βρίσκεται η κεραία του κινητού τερματικού είναι από 1 έως 2 μέτρα, δηλαδή βρίσκεται στην κατοχή ενός χρήστη στο επίπεδο

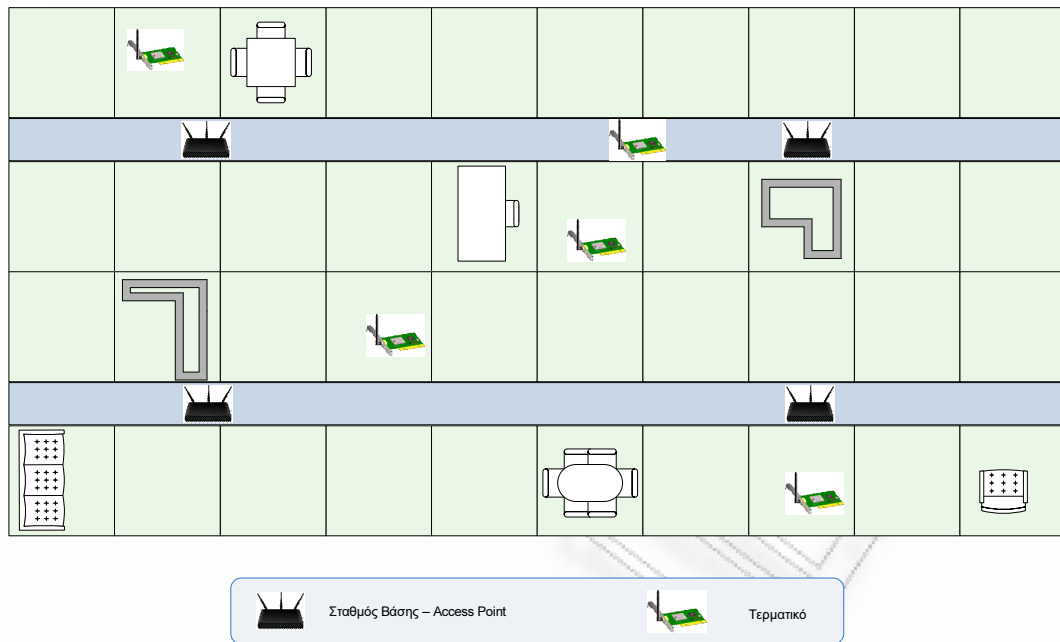
Πίνακας 3.2: Σενάρια εφαρμογής του μοντέλου WINNER, τύπου C και D

Σενάριο	Ορισμός	LOS/NLOS	Ταχύτητα (km/h)	Περιοχή Εξυπηρέτησης	Σημείωση
C1 Metropolitan	Προάστια	LOS/NLOS	0-120	WA	
C2 Metropolitan	Τυπικές μακροκυψέλες στην πόλη	LOS/NLOS	0-120	MA, WA	
C3	Κακές συνθήκες σε μακροκυψέλες στην πόλη	NLOS	0-70	-	Όμοια με το C2 με μεγαλύτερες καθυστερήσεις
C4	Επικοινωνία από εξωτ. σε εσωτ. χώρο σε μακροκυψέλες	NLOS	0-5	MA	
D1	Μακροκυψέλες σε υπαίθριο χώρο	LOS/NLOS	0-200	WA	
D2a	Επικοινωνία κινητού σταθμού βάσης και αναμεταδότη σε υπαίθριο χώρο	LOS	0-350	WA	Μεγάλη διακύμανση Doppler
D2b	Επικοινωνία κινητού αναμεταδότη και τερματικού σε υπαίθριο χώρο	LOS/OLOS ή NLOS	0-5	LA	Όμοια με το A1 για NLOS

του κεφαλιού. Αντίστοιχα ο σταθμός βάσης βρίσκεται μέσα σε κτίριο και σε ύψος από 2 έως 2.5 μέτρα, συν το ύψος του ορόφου. Οι αντίστοιχες συνθήκες περιβάλλοντος για τον εξωτερικό και εσωτερικό χώρο, είναι τύπου B1 και A1 αντίστοιχα. Κατά τις προσομοιώσεις, έχουν ληφθεί υπόψη οι πρώτοι τρεις όροφοι, όπου ως πρώτος όροφος θεωρείται το ισόγειο.

3.1.3 B1 - Μικροκυψέλη σε Αστικό Περιβάλλον

Σε αυτά τα σενάρια, το ύψος των κεραιών του σταθμού βάσης καθώς και του κινητού τερματικού, βρίσκονται σε κάθε περίπτωση κάτω από τις ταράτσες των κτιρίων που τους περιβάλλουν. Επιπλέον, και οι δυο κεραιές βρίσκονται σε εξωτερικό χώρο σε μια περιοχή με δρόμους που ορίζονται σε ένα πλέγμα όμοια με περιοχές τύπου Manhattan. Οι δρόμοι που βρίσκονται στην περιοχή κάλυψης ορίζονται ως κύριοι δρόμοι, όπου υπάρχει οπτική επαφή από όλα τα σημεία προς τον σταθμό βάσης, με την μόνη εξαίρεση η οπτική επαφή να



Σχήμα 3.1: Απεικόνιση εσωτερικού χώρου για το σενάριο A1

διακόπτεται προσωρινά από την κίνηση στους δρόμους. Με αντίστοιχο τρόπο, οι δρόμοι που τέμνουν τον κύριο δρόμο αναφέρονται ως κάθετοι δρόμοι, και οι δρόμοι που είναι παράλληλοι με αυτόν αναφέρονται ως παράλληλοι δρόμοι. Το σενάριο αυτό έχει υλοποιηθεί για χρήση και LOS και NLOS. Το σχήμα των κυψελών ορίζεται από τα κτίρια που βρίσκονται στην περιοχή και την ενέργεια που φτάνει στους δρόμους που δεν έχουν οπτική επαφή ως αποτέλεσμα της διάδοσης στις γωνίες, μέσα από κτίρια και μεταξύ τους.

3.1.4 B2 - Μικροκυψέλη σε Αστικό Περιβάλλον με Άσχημες Συνθήκες Διάδοσης

Αυτού του είδους τα σενάρια, είναι πανομοιότυπα με τα σενάρια τύπου B1 όπως αυτά περιγράφηκαν προηγουμένως. Όμως, τα χαρακτηριστικά της διάδοσης είναι τέτοια ώστε οι ενέργεια πολυδιαδρομικών συνιστωσών από μακρινά εμπόδια, να συλλέγεται σε ορισμένες τοποθεσίες. Η συγκεκριμένη ενέργεια που συλλέγεται μπορεί να προέρχεται από ομάδες σχεδαστών (clusters) ή και από διακριτά εμπόδια. Οι συγκεκριμένες συνιστώσες μπορούν να φέρουν σημαντική ενέργεια, έως και λίγα dB κάτω από κύριο σήμα που έχει ληφθεί, με αποτέλεσμα να προκαλούνται μεγάλες χρονικές καθυστερήσεις στον δέκτη. Τέτοια φαινόμενα συνήθως παρατηρούνται όταν υπάρχουν καθαρά μονοπάτια σε ανοιχτές από εμπόδια περιοχές όπως μεγάλες πλατείες ή πάρκα.

3.1.5 B3 - Hotspot Εσωτερικού Χώρου

Το σενάριο B3 αναπαριστά τις συνθήκες διάδοσης που επικρατούν σε έναν τυπικό εσωτερικό χώρο όπου είναι σε λειτουργία κάποιο hotspot το οποίο έχει μια ευρεία αλλά όχι καθολική κάλυψη. Η ταχύτητα που μπορεί να αναπτυχθεί σε αυτό το σενάριο είναι έως και 5 km/h, δηλαδή ένα γρήγορο βάδην. Σε κάποια σενάρια μπορεί να θεωρηθεί και ότι υπάρχει κάποια κίνηση στον εσωτερικό χώρο ή ότι ο χώρος είναι αρκετά πυκνός, όπως για παράδειγμα σε κάποιες αίθουσες συνεδριάσεων, εργοστάσια, σταθμούς τρένων και αεροπλάνων, όπου το εσωτερικό περιβάλλον χαρακτηρίζεται από μεγάλους ανοιχτούς χώρους όπου οι αποστάσεις μεταξύ σταθμού βάσης και κινητού τερματικού ή και μεταξύ δυο κινητών τερματικών, μπορεί να είναι σημαντικές. Τυπικές διαστάσεις για τέτοιες περιοχές μπορούν να είναι από 20m x 20m μέχρι και πάνω από 100 μέτρα σε μήκος και πλάτος και σε ύψος που μπορεί να φτάνει και μέχρι τα 20 μέτρα. Σε αυτό το σενάριο υπάρχουν συνθήκες διάδοσης και με οπτική επαφή και χωρίς.

3.1.6 B4 - Επικοινωνία Εξωτερικού με Εσωτερικό Χώρου

Σε αυτήν την περίπτωση το κινητό τερματικό βρίσκεται μέσα σε κάποιο κτίριο, ενώ ο σταθμός βάσης βρίσκεται σε εξωτερικό χώρο. Το ύψος της κεραίας του κινητού τερματικού βρίσκεται σε ύψος 1 – 2m συν το ύψος του ορόφου που βρίσκεται. Αντίθετα, το ύψος της κεραίας του σταθμού βάσης βρίσκεται κάτω από το μέγιστο ύψος των κτιρίων και συγκεκριμένα σε ένα ύψος μεταξύ 5 – 15m ανάλογα με το ύψος των γύρω κτιρίων (τυπικό ύψος κτιρίων έως και τεσσάρων ορόφων). Το περιβάλλον του εξωτερικού χώρου χαρακτηρίζεται από την μητροπολιτική περιοχή όπως ακριβώς στα σενάρια τύπου B1, δηλαδή, σε μια τυπική μικροκυψέλη μέσα σε αστικό περιβάλλον, όπου συνήθως η πυκνότητα των χρηστών είναι υψηλή και επομένως οι απαιτήσεις του συστήματος για χωρητικότητα και φασματική απόδοση, είναι υψηλές. Αντίστοιχα το εσωτερικό περιβάλλον είναι τύπου A1 το οποίο χαρακτηρίζει ένα τυπικό εσωτερικό χώρο σε διαστάσεις ενός μικρού γραφείου. Ομοίως με προηγούμενως, στις προσομοιώσεις λαμβάνονται υπόψη οι πρώτοι τρεις όροφοι, όπου ο πρώτος είναι το επίπεδο του εδάφους (ισόγειο).

3.1.7 B5 - Στατικός Πομπός και Δέκτης

Στα σενάρια τύπου B5 ο πομπός καθώς και ο δέκτης είναι σταθεροί. Βασισμένοι σε αυτή την ιδέα, ο συγκεκριμένος τύπος χωρίζεται σε πέντε υποκατηγορίες ή αλλιώς υπό-σενάρια. Σε όλα αυτά τα στατικά σενάρια, η ολίσθηση Doppler των συνιστωσών δεν είναι πλέον συναρτήσει των γωνιών άφιξης (Angle of Arrivals, AoAs). Αντίθετα, η ολίσθηση προκύπτει από την κίνηση των σχεδαστών του περιβάλλοντος. Σε αυτή την ομάδα σεναρίων γίνεται η υπόθεση ότι σε κάθε cluster υπάρχει ένας σχεδαστής ο οποίος βρίσκεται σε κίνηση και

οι υπόλοιποι είναι στατικοί. Στο [30] παρουσιάζεται ένα θεωρητικό μοντέλο όπου η αλλαγή της φάσης των σχεδασόμενων κυμάτων μεταξύ χρόνου t και $t + \Delta t$ δίνεται από την

$$4\pi \frac{f_c}{c} \Delta t \cos(\gamma_p) \cos(a_p) \quad (3.1)$$

όπου a_p είναι η γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης της κίνησης του σχεδαστή και της κατεύθυνσης κάθετης στην επιφάνεια ανάκλασης και γ_p είναι η γωνία ανάκλασης. Με κατάλληλη επιλογή των συγκεκριμένων γωνιών, προκύπτουν και διαφορετικές ολισθήσεις Doppler. Τα σενάρια με στατικό πομπό και δέκτη παρουσιάζονται στη συνέχεια όντας άμεσα συνδεδεμένα με μικροκυφελωτά περιβάλλοντα, αλλά παρόλα αυτά, είναι άμεσα εφαρμόσιμα και σε περιπτώσεις με μακροκυφέλες.

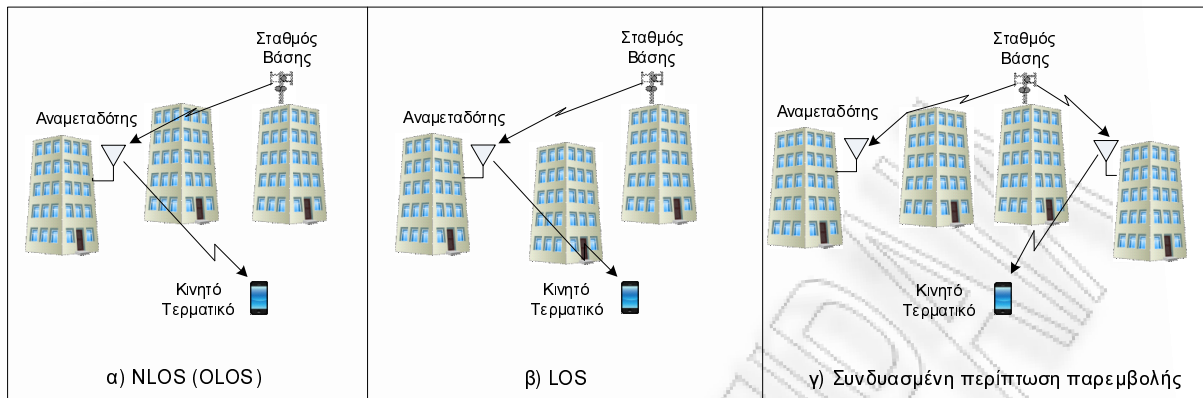
- **B5a:** Σε αυτό το υπό-σενάριο, όπου πομπός και δέκτης βρίσκονται στο επίπεδο της ταράτσας των κτιρίων, το σήμα μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελείται από μια ισχυρή συνιστώσα και μονή ανάκλαση. Επιπλέον, μπορούν να προκύψουν και μακρινές ανακλάσεις. Επομένως, η σύνδεση μεταξύ πομπού και δέκτη υπόκειται παρόμοιες διαλείψεις με αυτές του ελευθέρου χώρου, οπότε και οι απώλειες δεν εξαρτώνται σημαντικά από τα ύψη των κεραιών πομπού και δέκτη. Στα πλαίσια αυτού του σεναρίου, θεωρείται σταθερή γωνιακή διασπορά (angle spread), διασπορά της καθυστέρησης (delay spread), καθώς και σταθερό XPR (Cross-Polarisation power Ratio). Το μοντέλο θεωρεί ομοιοκατευθυντικές κεραιές και επομένως η ακτίνα μπορεί να φτάσει μέχρι και τα 300 μέτρα. Βέβαια, η εφαρμογή κατευθυντικών κεραιών θα μπορεί να εξασφαλίσει την αποτελεσματικότερη μείωση της διασποράς της καθυστέρησης και άλλων φαινομένων που προκαλούνται από τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες [31], με αποτέλεσμα σε αυτή την περίπτωση το μοντέλο να επεκτείνεται μέχρι και $8km$. Όσον αφορά την απόκριση του συστήματος, επιλέγεται να προστεθεί μια στατική συνιστώσα με την ενέργειά της να είναι ίση με $10dB$. Το προφίλ ισχύος-καθυστέρησης όλων των συνιστωσών πέραν της απευθείας συνιστώσας, ορίζεται ως εκθετικό, βασισμένο στα αποτελέσματα [32] και [33]. Οι διαλείψεις λόγω σκιάσεων ακολουθούν την κατανομή Gauss με μέση τιμή μηδέν και τυπική απόκλιση ίση με $3.4dB$ βασισμένο στο [31].
- **B5b:** Στο συγκεκριμένο υπό-σενάριο σταθερής εκπομπής και λήψης, πομπός και δέκτης βρίσκονται στο επίπεδο του δρόμου, και είναι περικυκλωμένοι από πολλαπλούς σχεδαστές. Επιπλέον, πέραν των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που προκαλούνται από τους σχεδαστές, μπορεί να υπάρξει και ηχώ από το τέλος των δρόμων. Επίσης, υπάρχει μια απευθείας συνιστώσα μεταξύ πομπού και δέκτη και όταν αυτή είναι ισχυρή, η συμβολή των σχεδαστών είναι σχετικά μικρή. Όμως, μετά από το σημείο καμπής, όπου δεν είναι πλέον τόσο ισχυρή η απευθείας συνιστώσα, ο ρόλος των σχεδαστών γίνεται πολύ σημαντικός. Όσον αφορά τις παραμέτρους του σεναρίου, έχει επιλεγεί να υπάρχει εξάρτηση μεταξύ των απωλειών και της διασποράς της καθυστέρησης. Πιο

συγκεκριμένα, η διασπορά της καθυστέρησης έχει οριστεί στα $30ns$ όταν οι απώλειες είναι λιγότερες των $85dB$, $110ns$ όταν οι απώλειες είναι μεταξύ $85dB$ και $110dB$ και τέλος, $380ns$ όταν οι απώλειες είναι μεγαλύτερες από $110dB$. Αυτά τα τρία εύρη αναφέρονται ως εύρη 1, 2 και 3. Σε όρους των απωλειών διάδοσης, το σημείο καμπής (break point) βρίσκεται σε απόσταση

$$r_p = 4 \frac{(h_b - h_0)(h_b - h_0)}{\lambda} \quad (3.2)$$

Ομοίως με προηγούμενως, τα προφίλ ισχύος-καθυστέρησης όλων των συνιστωσών πέραν της απευθείας συνιστώσας, έχουν οριστεί ως εκθετικά. Επιπλέον αυτού, εφαρμόζεται και μια επιπλέον σκίαση της τάξης των $3dB$ σε κάθε μονοπάτι, ώστε να προκύψει μια διακύμανση στην απόκριση του καναλιού, στην οποία και προστίθεται και μια στατική συνιστώσα ανάλογα στο ποιο εύρος αναφέρεται. Για το πρώτο εύρος η τιμή είναι 10, για το δεύτερο είναι 2 και για το τρίτο είναι 1. Τέλος, ο παράγοντας K (K -factor) της απευθείας συνιστώσας μεταβάλλεται ανάλογα με το εύρος των απωλειών, όπως αναλύθηκαν προηγούμενως.

- **B5c και B5d:** Τα υπό-σενάρια B5c και B5d μπορούν να θεωρηθούν ως περιπτώσεις LOS του τύπου B1 και NLOS του τύπου C2 αντίστοιχα. Η μόνη προσθήκη που πρέπει να γίνει σε αυτή την περίπτωση είναι το φαινόμενο Doppler σε στατικές περιπτώσεις. Το σενάριο B5c είναι ίσως το πιο σημαντικό για στατικό πομπό και δέκτη, επειδή μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μικροκυψέλες μέσα σε αστικό περιβάλλον όπου γίνεται και χρήση αναμεταδοτών. Η μόνη διαφορά του από το B1 είναι το ύψος της κεραίας του κινητού ή του αναμεταδότη. Το κανάλι και στις δύο περιπτώσεις θα είναι πανομοιότυπο με την διαφορά να έγκειται μόνο στο φαινόμενο Doppler. Τα άκρα είναι αυτή τη φορά σταθερά και επομένως η ολίσθηση Doppler προκύπτει από το κινούμενο περιβάλλον. Σε αυτό το σενάριο κάποιες ομάδες σχεδιαστών αντιπροσωπεύουν τα οχήματα με ταχύτητα $50km/h$ και οι υπόλοιπες ομάδες σχεδιαστών αναπαριστούν στατικά αντικείμενα όπως τοίχοι και γωνίες κτιρίων. Η περίπτωση του υπό-σεναρίου B5d αφορά επικοινωνία από το επίπεδο της ταράτσας στο επίπεδο του δρόμου, το οποίο δεν είναι και το πλέον χρήσιμο στις περιπτώσεις όπου πομπός και δέκτης είναι σταθεροί, για αυτό το λόγο και δεν αναλύεται, όπου βέβαια, η λειτουργία του είναι παρόμοια με αυτή του υπό-σεναρίου B5c.
- **B5f:** Στο σενάριο αυτό περιλαμβάνονται οι περιπτώσεις όπου ο αναμεταδότης βρίσκεται είτε μερικά μέτρα πάνω, είτε μερικά μέτρα κάτω από το επίπεδο της ταράτσας των κτιρίων. Η πλέον σημαντική πληροφορία είναι εάν η ζεύξη αποτελείται από συνιστώσα οπτικής επαφής ή όχι, καθώς είναι δυνατόν να υπάρχει οπτική επαφή ακόμα και στην περίπτωση όπου ο αναμεταδότης βρίσκεται λίγο κάτω από το μέγιστο ύψος των κτιρίων, όπως και να μην υπάρχει απευθείας συνιστώσα όταν ο αναμεταδότης είναι λίγο



Σχήμα 3.2: Απεικόνιση των διαφορετικών περιπτώσεων του σεναρίου B5f

πάνω από τα κτίρια. Το συγκεκριμένο σενάριο κάνει την παραδοχή ότι η ζεύξη μεταξύ σταθμού βάσης και αναμεταδότη θα είναι τουλάχιστον ικανοποιητική, δηλαδή είτε θα υπάρχει οπτική επαφή είτε τουλάχιστον θα υπάρχουν περιορισμένα εμπόδια (Obstructed LOS, OLOS). Αντιθέτως, οι ζεύξεις από ανεπιθύμητους σταθμούς βάσης που ενδεχομένως να παρεμβάλουν προς τον αναμεταδότη, μπορούν να είναι είτε LOS, είτε NLOS, όπως φαίνονται στο Σχήμα 3.2. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η ζεύξη μεταξύ του αναμεταδότη και του κινητού τερματικού μοντελοποιείται από τα σενάρια τύπου B1 όπως αυτά περιγράφηκαν προηγουμένως. Επιπλέον, η περιοχή όπου βρίσκεται ο αναμεταδότης σκιάζεται από κάποια εμπόδια. Το προτεινόμενο μοντέλο προκύπτει από την εφαρμογή του μοντέλου B5a για LOS με την προσθήκη μιας επιπλέον εξασθένισης της τάξης των 15dB κατά μέσο όρο στην απευθείας συνιστώσα, και προσθέτοντάς την σε έναν αριθμό εκφρασμένο σε decibel ο οποίος ακολουθεί την κανονική κατανομή με διακύμανση 8dB . Το μοντέλο αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί επίσης και ως μέρος του μοντέλου B5a για το κομμάτι που αφορά την NLOS επικοινωνία.

3.1.8 C1 - Μακροκυψέλη σε Προάστιο

Για αυτό το σενάριο, οι σταθμοί βάσης είναι τοποθετημένοι αρκετά πάνω από τα μέγιστα ύψη των κτιρίων, ώστε να είναι σε θέση να παρέχουν κάλυψη σε εκτεταμένες γεωγραφικές περιοχές. Αντίστοιχα, τα κινητά τερματικά βρίσκονται σε εξωτερικό χώρο στο επίπεδο του δρόμου. Τα κτίρια που απαρτίζουν το περιβάλλον του σεναρίου χαρακτηρίζονται από μικρό πλήθος κατοίκων και είναι συνήθως ένας ή δύο όροφοι ή και ένα μικρό πλήθος διαμερισμάτων σε μερικούς ορόφους. Στις περιοχές αυτού του σεναρίου παρατηρούνται περιστασιακά και κάποιοι ανοιχτοί χώροι, όπως διάφορα πάρκα, οι οποίοι βρίσκονται ανάμεσα από τα κτίρια και δημιουργούν ένα πιο ανοιχτό περιβάλλον, σε αντίθεση με το καθαρά αστικό περιβάλλον. Τέλος, στο περιβάλλον του συγκεκριμένου σεναρίου εντοπίζονται και σε μικρό βαθμό περιοχές με κάποια βλάστηση.

3.1.9 C2 - Μακροκυψέλη σε Αστικό Περιβάλλον

Αυτό το σενάριο αφορά ένα τυπικό αστικό περιβάλλον. Οι σταθμοί βάσης βρίσκονται πάνω από το ύψος της ταράτσας των κτιρίων και τα κινητά τερματικά και σε αυτή την περίπτωση όπως και στην περίπτωση του C2 βρίσκονται στο επίπεδο του δρόμου. Όσον αφορά τις συνθήκες μετάδοσης, συνήθως υπάρχει οπτική επαφή ή και περιορισμένη οπτική επαφή (OLOS) καθώς στο επίπεδο του δρόμου όπου βρίσκεται και το κινητό τερματικό, συνήθως το κύμα καταφθάνει από μια μονή περίθλαση στις οροφές των κτιρίων που περικυκλώνουν το τερματικό. Η κατανομή των κτιρίων μπορεί να είναι κλασικού τύπου Manhattan ή και να είναι τοποθετημένα σε ακανόνιστα σχήματα και τοποθεσίες. Σε αυτή την περίπτωση το τυπικό ύψος των κτιρίων είναι περίπου ίσο με τέσσερις ορόφους, όπου γενικά σε αστικά περιβάλλοντα το ύψος και η πυκνότητα των κτιρίων είναι ομοιογενής.

3.1.10 C3 - Μακροκυψέλη σε Αστικό Περιβάλλον με Άσχημες Συνθήκες Διάδοσης

Αυτό το σενάριο αντιπροσωπεύει τις αστικές περιοχές οι οποίες αποτελούνται από εντελώς ανομοιογενή ύψη και πυκνότητα κτιρίων, το οποίο συνεπάγεται ένα ακανόνιστο περιβάλλον διάδοσης και ιδιαίτερος όσον αφορά την διασπορά της γωνίας και της καθυστέρησης. Η ανομοιογένεια στα κτίρια και γενικότερα στο περιβάλλον αυτό, μπορεί να προκαλείται από εκτεταμένες περιοχές με νερό (π.χ. λίμνες, ποτάμια) οι οποίες χωρίζουν τα κτίρια μεταξύ τους ή και από κάποιους ουρανοξύστες που ενδεχομένως να υπάρχουν, οι οποίοι μπορούν να αλλάξουν τις συνθήκες διάδοσης. Επιπλέον, αύξηση στην διασπορά της γωνίας και της καθυστέρησης μπορεί να προκληθεί και από τα βουνά που μπορεί να βρίσκονται περιμετρικά της πόλης. Ο σταθμός βάσης είναι τοποθετημένος πάνω από το μέσο ύψος των κτιρίων, όμως είναι πολύ πιθανόν να εντοπίζονται κτίρια στο περιβάλλον του, τα οποία να βρίσκονται σε πολύ μεγαλύτερο ύψος από τον σταθμό βάσης. Όσον αφορά την μοντελοποίηση ενός τέτοιου περιβάλλοντος, μπορεί να διαφοροποιηθεί από το τυπικό αστικό περιβάλλον, με την προσθήκη μιας μακρινής ομάδας σχεδιαστών.

3.1.11 C4 - Μακροκυψέλη σε Αστικό Περιβάλλον και Επικοινωνία από Εξωτερικό σε Εσωτερικό Χώρο

Αυτός ο τύπος σεναρίων, αποτελείται από τον συνδυασμό δύο διαφορετικών περιβαλλόντων. Ο εξωτερικός χώρος μοντελοποιείται όμοια με την περίπτωση του τύπου C2 ενώ ο εσωτερικός χώρος από τα σενάρια A1. Ο σταθμός βάσης βρίσκεται πάνω από το ύψος των κτιρίων το οποίο σημαίνει ότι συνήθως θα υπάρχει μια ισχυρή απευθείας συνιστώσα προς τον τοίχο των κτιρίων, ειδικά εάν και ο χρήστης βρίσκεται σε υψηλό όροφο. Βέβαια, σε αντίθεση με τους υψηλούς ορόφους, αν ο χρήστης βρίσκεται στα χαμηλά πατώματα τότε ενδεχομένως το

λαμβανόμενο σήμα να πάσχει από ισχυρά φαινόμενα διαλείψεων. Στο εξωτερικό περιβάλλον το σήμα θα υπόκειται σε σημαντικές διαλείψεις και θα υφίσταται μεγάλη διασπορά της καθυστέρησης. Τέλος, κατά τη διέλευση του σήματος εντός των κτιρίων θα προκύψουν επιπλέον απώλειες λόγω των διαφορετικών υλικών που θα πρέπει να διεισδύσει το σήμα.

3.1.12 D1 - Μακροκυφέλη σε Υπαίθριο Χώρο

Το σενάριο D1 αντιπροσωπεύει τη διάδοση σε εκτεταμένες περιοχές με ακτίνα κάλυψης που μπορεί να φτάνει και τα 10km με μικρή πυκνότητα κτιρίων. Το ύψος του σταθμού βάσης κυμαίνεται σε αυτή την περίπτωση από 20 έως και 70 μέτρα, το οποίο είναι αρκετά μεγαλύτερο από το μέσο ύψος των κτιρίων. Αυτό έχει ως συνέπεια να υπάρχουν ισχυρές συνιστώσες οπτικής επαφής σε πληθώρα των σημείων της κάλυψης. Σε περίπτωση που το κινητό τερματικό βρίσκεται σε εσωτερικό χώρο ή εντός κάποιου οχήματος, τότε οι επιπλέον απώλειες μοντελοποιούνται με μια σταθερή τιμή η οποία εξαρτάται από την συχνότητα λειτουργίας. Επίσης, στα πλαίσια αυτού του σεναρίου, ο σταθμός βάσης είναι συνεχώς σταθερός σε αντίθεση με το κινητό τερματικό το οποίο μπορεί να αναπτύξει ταχύτητα μέχρι και τα 200km/h.

3.1.13 D2 - Κινητός Πομπός και Δέκτης σε Υπαίθριο Χώρο

Σε αυτό το σενάριο είναι δυνατόν να βρίσκονται σε κίνηση και ο σταθμός βάσης (Access Point) και το τερματικό, πιθανώς και με μεγάλες ταχύτητες σε υπαίθριο όμως χώρο. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι τα τρένα που αναπτύσσουν πολύ υψηλές ταχύτητες και η κάλυψη παρέχεται μέσω κινητών αναμεταδοτών όπως αυτοί ονομάζονται, οι οποίοι για παράδειγμα μπορεί να είναι τοποθετημένοι στην οροφή. Σε τέτοιες περιπτώσεις, η ζεύξη μεταξύ του κινητού αναμεταδότη και του σταθερού δικτύου είναι συνήθως με οπτική επαφή, το οποίο εν συνεχεία αναφέρεται ως D2a. Αντίστοιχα, υπάρχει και η ζεύξη μεταξύ του κινητού αναμεταδότη και του κινητού τερματικού η οποία αναφέρεται ως D2b.

- **D2a:** Ο συγκεκριμένος τύπος ορίζει τις συνθήκες επικοινωνίας του κινητού αναμεταδότη με το σταθερό δίκτυο. Σε αυτή τη περίπτωση υπάρχουν σταθμοί βάσης σε κάποια πλατφόρμα σε απόσταση ενός με δύο χιλιομέτρων. Οι σταθμοί βάσης μπορούν να είναι μέχρι και 50 μέτρα μακριά από την πλατφόρμα και σε ύψος 30 μέτρων ή εναλλακτικά να μην είναι πάνω από 2 μέτρα από την πλατφόρμα και σε ύψος 5 μέτρων. Το ύψος του τρένου και εν συνεχεία και του κινητού αναμεταδότη είναι στα 2.5 μέτρα και η ταχύτητά τους φτάνει τα 350km/h. Θεωρείται ότι δεν υπάρχουν τούνελ κατά την πορεία, παρόλα αυτά, είναι δυνατόν λόγω του χαμηλού ύψους του σταθμού βάσης, να προσομοιωθούν περιπτώσεις ανάλογες της προαναφερθείσας, όπου θα προκύψουν μεγάλες ολισθήσεις στην συχνότητα λόγω του φαινομένου Doppler.

- **D2b:** Αυτός ο τύπος σεναρίων μοντελοποιεί το περιβάλλον, όπως αυτό στο εσωτερικό ενός γρήγορου τρένου. Το τρένο αποτελείται από ένα πάτωμα, αν και η επέκτασή του ώστε να αποτελούνταν από δύο πατώματα δεν θα συνεπαγόταν μεγάλη διαφορά. Όπως ήδη έχει σημειωθεί, το C2b αναφέρεται στην επικοινωνία μεταξύ του κινητού αναμεταδότη και του κινητού τερματικού. Σε αυτή την περίπτωση ο αναμεταδότης είναι τοποθετημένος στην οροφή του τρένου, το οποίο αποτελείται από πλήθος καρεκλών και τραπεζιών, όπως συνηθίζεται στην πλειοψηφία των τρένων, το οποίο και συνεπάγεται συνθήκες διάδοσης χωρίς οπτική επαφή πομπού και δέκτη. Επιπλέον, τα παράθυρα του τρένου είναι κατασκευασμένα από ζεστό προστατευτικό τζάμι, το οποίο είναι πολύ σημαντικό, γιατί μπορεί να γίνει η υπόθεση ότι οι γοργά μεταβαλλόμενα σκεδαστές του εξωτερικού περιβάλλοντος δεν επηρεάζουν την μετάδοση. Αυτό επιτυγχάνεται από το συγκεκριμένο υλικό, καθώς επιτυγχάνει 20dB εξασθένιση και προς τις δύο κατευθύνσεις, το οποίο σημαίνει συνολική εξασθένιση ίση με 40dB για τα σήματα που μεταδίδονται εκτός του τρένου, περνούν από κάποιο φαινόμενο σκέδασης στο εξωτερικό περιβάλλον και διεισδύει στο εσωτερικό του τρένου.

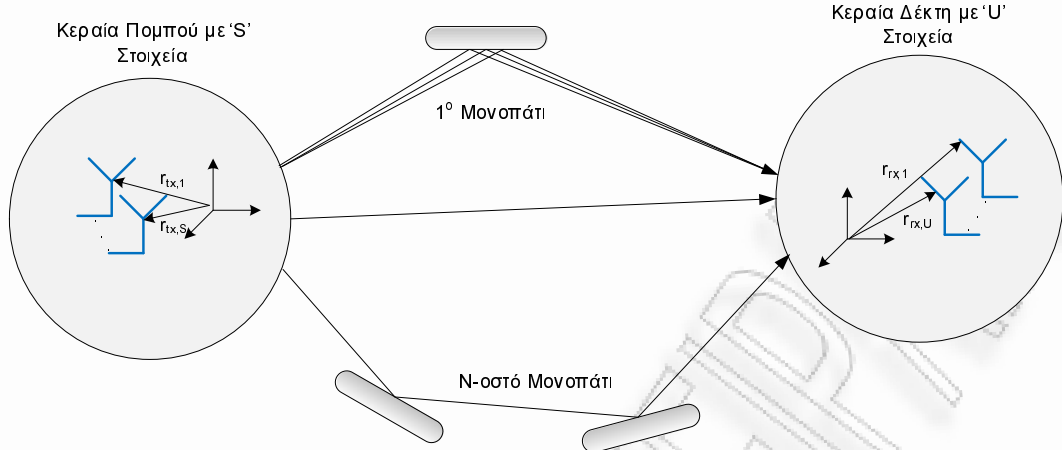
3.2 Μοντελοποίηση Ράδιο-Διαύλου

Το μοντέλο καναλιών WINNER είναι ένα στοχαστικό μοντέλο βασισμένο στην γεωμετρία. Η γεωμετρική εκδοχή του μοντέλου απαιτεί τον διαχωρισμό του καναλιού από τις κεραιές πομπού και δέκτη. Οι παράμετροι του καναλιού για συγκεκριμένες στιγμές καθορίζονται στοχαστικά, βασισμένοι σε στατιστικές κατανομές οι οποίες έχουν εξαχθεί από αντίστοιχες μετρήσεις. Τα χαρακτηριστικά και τα διαγράμματα ακτινοβολίας των κεραιών είναι εφικτό να καθορίζονται από τον χρήστη. Η δημιουργία των καναλιών βασίζεται στην γεωμετρία του χώρου και προκύπτει από την υπέρθεση όλων των συνιστωσών που προκύπτουν από το περιβάλλον, έχοντας λάβει υπόψη όλες τις παραμέτρους, όπως καθυστέρηση, ισχύς και γωνίες αναχώρησης και άφιξης. Το περιβάλλον στα μοντέλα WINNER αναπαρίστανται με την μορφή ομάδων σκεδαστών (clusters). Επομένως, στον δέκτη καταφθάνει ένα πλήθος συνιστωσών οι οποίες είτε έχουν προκύψει από σκεδάσεις στα clusters είτε προέρχονται από κάποια απευθείας συνιστώσα, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.3.

Η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού MIMO για την συγκεκριμένη μοντελοποίηση δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$\mathbf{H}(t; \tau) = \sum_{n=1}^N \mathbf{H}_n(t; \tau) \quad (3.3)$$

Η συνολική αναπαράσταση περιλαμβάνει την απόκριση της κεραιάς του πομπού F_{tx} όπως και του δέκτη F_{rx} , καθώς και την απόκριση του καναλιού h_n για το n -οστό cluster ως εξής



Σχήμα 3.3: Αναπαράσταση καναλιού MIMO κατά το μοντέλο WINNER

$$\mathbf{H}_n(t; \tau) = \iint \mathbf{F}_{rx}(\varphi) \mathbf{h}_n(t; \tau, \phi, \varphi) \mathbf{F}_{tx}^T(\phi) d\phi d\varphi \quad (3.4)$$

Το κανάλι μεταξύ του s στοιχείου της κεραίας του πομπό και του u στοιχείου της κεραίας του δέκτη, για το n -οστό cluster είναι

$$\begin{aligned} H_{u,s,n}(t; \tau) = & \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{n,m}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{n,m}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} a_{n,m,VV} & a_{n,m,VH} \\ a_{n,m,HV} & a_{n,m,HH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\phi_{n,m}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{n,m}) \end{bmatrix} \\ & \times \exp(j2\pi\lambda_0^{-1}(\bar{\varphi}_{n,m} \cdot \bar{r}_{rx,u})) \exp(j2\pi\lambda_0^{-1}(\bar{\phi}_{n,m} \cdot \bar{r}_{tx,s})) \\ & \times \exp(j2\pi v_{n,m}t) \delta(\tau - \tau_{n,m}) \end{aligned} \quad (3.5)$$

όπου $F_{rx,u,V}$ και $F_{rx,u,H}$ είναι τα διαγράμματα ακτινοβολίας του u στοιχείου της κεραίας του δέκτη, για κάθετη και οριζόντια πόλωση αντίστοιχα, $a_{n,m,VV}$ και $a_{n,m,VH}$ είναι τα μιγαδικά κέρδη στην περίπτωση που και οι δύο πολώσεις είναι κάθετες και στην περίπτωση που έχουμε οριζόντια και κάθετη πόλωση, για την m -οστή ακτίνα του n -οστού cluster. Επιπλέον, λ_0 είναι το μήκος κύματος της συχνότητας του φέροντος, $\bar{\phi}_{n,m}$ είναι το διάνυσμα που περιλαμβάνει τις γωνίες αναχώρησης και $\bar{\varphi}_{n,m}$ είναι ένα διάνυσμα που αποτελείται από τις γωνίες άφιξης. Τέλος, $\bar{r}_{tx,s}$ και $\bar{r}_{rx,u}$ είναι τα διανύσματα θέσης για τα στοιχεία s και u αντίστοιχα και $v_{n,m}$ είναι η συχνότητα Doppler για την m -οστή συνιστώσα του n -οστού cluster. Αν ο διάυλος έχει μοντελοποιηθεί ώστε να είναι δυναμικός, τότε όλες οι παραπάνω παράμετροι εξαρτώνται από τον χρόνο, δηλαδή είναι και συνάρτηση του t [34].

3.2.1 Γενικευμένο Μοντέλο Καναλιού WINNER

Το πλαίσιο μέσα στο οποίο λειτουργεί το WINNER είναι ένα γενικευμένο μοντέλο σε επίπεδο συστήματος. Αυτό το μοντέλο μέσα στο γενικότερο πλαίσιο λειτουργίας είναι σε θέση

να περιγράψει ένα μεγάλο πλήθος σεναρίων για πολλαπλά και διαφορετικά περιβάλλοντα λειτουργίας. Πιο συγκεκριμένα, είναι δυνατή η προσομοίωση μιας αμφίδρομης ή και μιας μονόδρομης επικοινωνίας για όλα τα σενάρια για διαφορετικές κεραίες μέσα σε ένα μαθηματικό πλαίσιο από διαφορετικά σετ παραμέτρων. Αυτό το γενικευμένο μοντέλο είναι στοχαστικό και βασίζεται σε δύο ή και τρία επίπεδα τυχαιότητας. Αρχικά, επιλέγονται τυχαία βάσει κατανομών, οι παράμετροι μεγάλης κλίμακας όπως σκιάσεις, και διασπορά της γωνίας και της καθυστέρησης. Εν συνεχεία, επιλέγονται οι παράμετροι μικρής κλίμακας όπως καθυστερήσεις, ισχύς και κατευθύνσεις αναχώρησης και άφιξης. Σε αυτό το σημείο η γεωμετρία είναι καθορισμένη και η μόνη τυχαιότητα έγκειται στην αρχική φάση των σχεδαστών. Διαλέγοντας με τυχαίο τρόπο, διαφορετικές αρχικές φάσεις, παράγεται ένα απεριόριστο πλήθος διαφορετικών καναλιών και στην περίπτωση όπου οι αρχικές φάσεις των σχεδαστών είναι σταθερές τότε το μοντέλο μετατρέπεται σε ένα πλήρως ντετερμινιστικό μοντέλο.

3.2.2 Παράμετροι Μοντέλου

Ακολούθως παρατίθενται οι παράμετροι που χρησιμοποιούνται στο WINNER οι οποίες χωρίζονται σε δύο γενικευμένες κατηγορίες. Το πρώτο σετ παραμέτρων αφορά τις λεγόμενες παραμέτρους μεγάλης κλίμακας οι οποίες θεωρούνται ως μέσες τιμές σε τυπικά κανάλια. Η δεύτερη κατηγορία αφορά τις συμπληρωματικές παραμέτρους οι οποίες μοντελοποιούν πλήρως και με κάθε λεπτομέρεια μεγάλο πλήθος διαφορετικών καναλιών.

Παράμετροι Μεγάλης Κλίμακας

- Διασπορά της καθυστέρησης και η κατανομής της
- Γωνία αναχώρησης και η κατανομής της
- Γωνία άφιξης και η κατανομής της
- Διαλείψεις σκίασης και η διακύμανσή της
- Παράγοντας K της κατανομής Rice (Ricean K -factor)

Συμπληρωματικές Παράμετροι

- Συντελεστής κλιμάκωσης για την κατανομή της καθυστέρησης
- Λόγοι ισχύος για περιπτώσεις cross-polarisation
- Πλήθος ομάδων σχεδαστών (clusters)
- Διασπορά της γωνίας αναχώρησης της ομάδας σχεδαστών

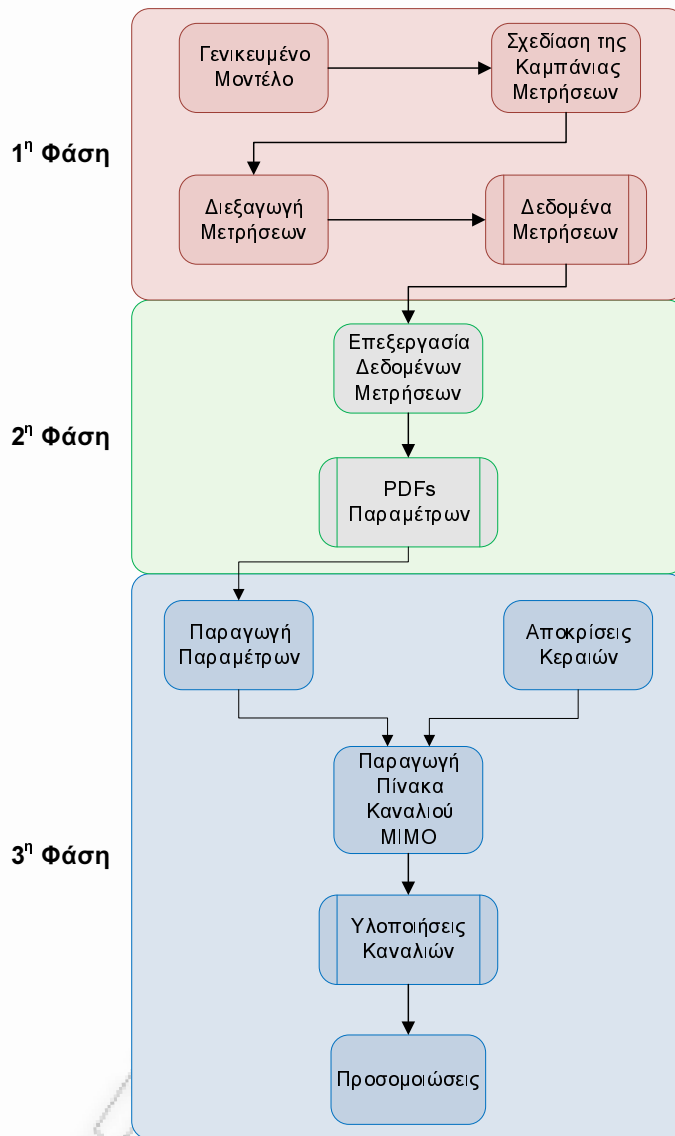
- Διασπορά της γωνίας άφιξης της ομάδας σκεδαστών
- Σχίαση ανά ομάδα σκεδαστών
- Αυτοσυσχέτιση των παραμέτρων μεγάλης κλίμακας
- Ετεροσυσχέτιση των παραμέτρων μεγάλης κλίμακας
- Πλήθος συνιστωσών ανά ομάδα σκεδαστών

Όλες οι παραπάνω παράμετροι έχουν καθοριστεί και εξαχθεί είτε από μετρήσεις, είτε σε μερικές περιπτώσεις από την διεθνή βιβλιογραφία. Το πλήθος των συνιστωσών ανά ομάδα σκεδαστών έχει επιλεγεί να είναι ίση με 20 [35]. Επίσης, οι παράμετροι αυτές έχουν επιλεγεί ώστε να μην επηρεάζονται από την απόσταση. Παρόλο που η συγκεκριμένη θεώρηση μπορεί να μην είναι πλήρως βάσιμη, χρησιμοποιείται όμως για την απλοποίηση του μοντέλου. Τέλος, στην γενικότερη περίπτωση οι γωνίες αναχώρησης και άφιξης περιγράφονται στο δισδιάστατο χώρο, δηλαδή μόνο στο αξιμούθιο, ενώ για τις περιπτώσεις εσωτερικών χώρων ή επικοινωνίας εξωτερικού με εσωτερικού χώρου οι γωνίες μπορούν να περιγραφούν επίσης και ως στερεές γωνίες και επομένως να μοντελοποιηθεί το περιβάλλον στον τρισδιάστατο χώρο και να συμπεριληφθεί και η γωνία ανύψωσης.

3.2.3 Διαδικασία Εξαγωγής Προσομοιώσεων

Η διαδικασία που ακολουθείται από το μοντέλο WINNER για την εξαγωγή προσομοιώσεων περιγράφεται πλήρως στο Σχήμα 3.4. Η διαδικασία αυτή χωρίζεται σε τρεις βασικές φάσεις. Η πρώτη φάση ξεκινάει με τον καθορισμό των σεναρίων διάδοσης το οποίο συνεπάγεται την επιλογή του περιβάλλοντος, τα ύψη των ιστών, την κινητικότητα καθώς και άλλες γενικές παραμέτρους. Το γενικευμένο μοντέλο που χρησιμοποιείται χρειάζεται να γνωρίζει ποιες παράμετροι θα πρέπει να μετρηθούν. Η διαδικασία της διεξαγωγής των μετρήσεων μπορεί να ξεκινήσει μόνο εάν έχει καθοριστεί το σενάριο καθώς και να υφίσταται το γενικευμένο μοντέλο. Η καμπάνια μετρήσεων θα πρέπει να είναι προσεκτικά δομημένη και να λαμβάνει υπόψη της πολλές εκδοχές όπως την παραμετροποίηση του channel sounder, το δρομολόγιο που θα γίνουν οι μετρήσεις, τον προϋπολογισμό της ζεύξης, κ.α. Οι μετρήσεις του καναλιού γίνονται βάση του σχεδιασμού της καμπάνιας και καταγράφονται όλες οι διαδικασίες που ακολουθούνται λεπτομερώς. Τα δεδομένα των μετρήσεων στην συνέχεια αποθηκεύονται είτε σε κάποια μαγνητική ταινία, είτε σε κάποιο σκληρό δίσκο.

Η δεύτερη φάση της μοντελοποίησης του καναλιού αφορά την ανάλυση των δεδομένων που εξήχθησαν από τις μετρήσεις. Ανάλογα με τις επιθυμητές παραμέτρους, εφαρμόζονται διαφορετικές μέθοδοι ανάλυσης. Από την διαδικασία της επεξεργασίας των μετρήσεων (post-processing) προκύπτουν διαφορετικές παράμετροι όπως κρουστικές αποκρίσεις, απώλειες διάδοσης ή και παράμετροι διάδοσης στον χώρο. Στη συνέχεια, γίνεται η αξιοποίηση της



Σχήμα 3.4: Διαδικασία μοντελοποίησης καναλιών WINNER

επεξεργασίας των μετρήσεων με την εξαγωγή των συναρτήσεων πυκνότητας πιθανότητας (PDFs) των συγκεκριμένων παραμέτρων.

Τέλος, η τρίτη φάση καλύπτει όλες τις απαιτούμενες παραμέτρους για την προσομοίωση. Οι παράμετροι αυτές παράγονται βασισμένες στις PDFs που έχουν προκύψει από την επεξεργασία των μετρήσεων, χρησιμοποιώντας γεννήτριες τυχαίων αριθμών και κατάλληλα φίλτρα. Εν συνεχεία, χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους που έχουν παραχθεί, καθώς και την πληροφορία των κεραιών, μπορεί να εξαχθεί ο πίνακας μεταφοράς MIMO. Στην προσέγγιση που ακολουθεί το μοντέλο WINNER ο πίνακας MIMO προκύπτει από την υπέρθεση των συνιστωσών. Τελικά, οι χροστικές αποκρίσεις που παράγονται οι οποίες ονομάζονται και υλοποιήσεις καναλιών (channel realisations), είναι αυτές που χρησιμοποιούνται στις προσομοιώσεις.

Ο διάυλος MIMO όπως αυτός μοντελοποιείται από το μοντέλο WINNER επιτρέπει και προσομοιώσεις όπως και δοκιμές σε επίπεδο συστημάτων. Αυτό σημαίνει ότι είναι δυνατόν να προσομοιωθούν ταυτόχρονα πολλαπλές ζεύξεις επικοινωνίας, όπου είναι δυνατόν να περιλαμβάνονται πολλαπλοί σταθμοί βάσης, πολλαπλοί αναμεταδότες, καθώς και πολλαπλά κινητά τερματικά. Επειδή στα πλαίσια της συγκεκριμένης διπλωματικής δεν συμπεριλαμβάνεται η διεξαγωγή προσομοιώσεων σε επίπεδο συστημάτων, για αυτό το λόγο παραλείπεται η ανάλυση αυτή από το παρόν κείμενο. Η αναλυτική περιγραφή μπορεί να βρεθεί στην ενότητα 3 του κεφαλαίου 3 στο παραδοτέο του καναλιού WINNER [36].

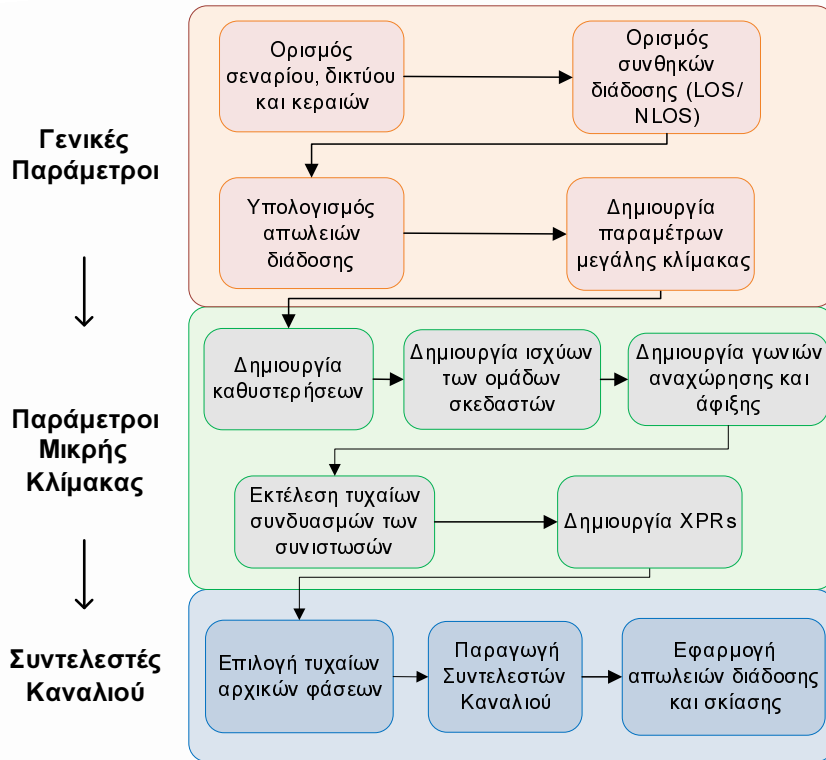
3.3 Μοντέλα Καναλιών και Παράμετροι

3.3.1 Δημιουργία των Παραμέτρων του Καναλιού

Σε αυτή την ενότητα περιγράφεται σε μεγάλο βαθμό η διαδικασία της δημιουργίας των παραμέτρων του καναλιού όπως απεικονίζεται πλήρως και στο Σχήμα 3.5. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι σε αυτή τη γεωμετρική περιγραφή περιλαμβάνονται οι γωνίες άφιξης από την τελευταία ομάδα σχεδιαστών καθώς και οι γωνίες αναχώρησης από την πρώτη ομάδα σχεδιαστών που επιδρά στην μεριά του πομπού. Οι συνθήκες διάδοσης μεταξύ της πρώτης και της τελευταίας ομάδας σχεδιαστών δεν ορίζεται στον παρόν μοντέλο. Αυτή η παραδοχή κάνει εμφανές ότι δεν είναι δυνατόν για παράδειγμα η καθυστέρηση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών να καθοριστεί από την γεωμετρία.

Βήμα 1: Ορισμός περιβάλλοντος, δικτύου και παράμετροι κεραιών.

- Επιλογή σεναρίου (A1, A2, B1, B2,...).
- Πλήθος σταθμών βάσης και κινητών τερματικών.
- Ορισμός τοποθεσιών των σταθμών βάσης και κινητών τερματικών ή αντίστοιχες αποστάσεις από τον κάθε σταθμό βάσης και κινητό τερματικό και σχετικές κατεύθυνσεις ϕ_{LOS} και φ_{LOS} για το καθένα.
- Ορισμός διαγραμμάτων F_{rx} , F_{tx} και γεωμετρίας κεραιών για σταθμούς βάσης και κινητά τερματικά.
- Ορισμός του προσανατολισμού των κεραιών των σταθμών βάσης και κινητών τερματικών σε σχέση με την κατεύθυνση του βορρά.
- Ορισμός ταχύτητας και κατεύθυνσης των κινητών τερματικών.
- Ορισμός κεντρικής συχνότητας λειτουργίας.



Σχήμα 3.5: Διαδικασία εξαγωγής συντελεστών καναλιών WINNER

Βήμα 2: Ορισμός συνθηκών διάδοσης (LOS/NLOS).

Βήμα 3: Υπολογισμός των απωλειών διάδοσης για την κάθε ζεύξη επικοινωνίας μεταξύ σταθμών βάσης και κινητών τερματικών.

Βήμα 4: Δημιουργία των συσχετισμένων παραμέτρων μεγάλης κλίμακας, όπως διασπορά της καθυστέρησης, διασπορά της γωνίας, παράγοντας οπτικής επαφής (K -factor) και διαλείψεις λόγω σκίασης.

Βήμα 5: Δημιουργία των καθυστερήσεων τ .

Οι καθυστερήσεις επιλέγονται με τυχαίο τρόπο από αντίστοιχες κατανομές για τους χρόνους καθυστέρησης όπως περιγράφονται αναλυτικά στο παραδοτέο WINNER [36]. Με χρήση της εκθετικής κατανομής αρχικά μπορούμε να υπολογίσουμε

$$\tau_n' = -r_\tau \sigma_\tau \ln(X_n) \quad (3.6)$$

όπου r_τ είναι ο συντελεστής της κατανομής της καθυστέρησης, σ_τ είναι η διασπορά της καθυστέρησης, $X_n \sim U(0, 1)$ και τέλος όπου $n = 1, \dots, N$ αναφέρεται στην αντίστοιχη ομάδα σκεδαστών. Με ομοιόμορφη κατανομή της καθυστέρησης, οι τιμές των καθυστερήσεων τ_n'

επιλέγονται από το αντίστοιχο εύρος. Στη συνέχεια, οι καθυστερήσεις κανονικοποιούνται αφαιρώντας την ελάχιστη καθυστέρηση και μετά ταξινομούνται οι κανονικοποιημένες πλέον καθυστερήσεις κατά φθίνουσα σειρά.

$$\tau_n = \text{sort}(\tau_n' - \min(\tau_n')) \quad (3.7)$$

Στην περίπτωση που υπάρχει οπτική επαφή απαιτείται μια επιπλέον κλιμάκωση των καθυστερήσεων ώστε να αντισταθμιστεί η επίδραση της προσθήκης της απευθείας συνιστώσας στην διασπορά της καθυστέρησης. Η σταθερά αυτή η οποία βασίζεται στον παράγοντα απευθείας οπτικής επαφής, υπολογίζεται ως εξής

$$D = 0.7705 - 0.0433K + 0.002K^2 + 0.000017K^3 \quad (3.8)$$

όπου $K[dB]$ είναι ο παράγοντας της κατανομής Rice που ορίζει την συμβολή της απευθείας συνιστώσας. Τελικά, οι σταθμισμένες πλέον καθυστερήσεις είναι

$$\tau_n^{LOS} = \tau_n/D \quad (3.9)$$

οι οποίες δεν θα πρέπει όμως να χρησιμοποιηθούν για την δημιουργία των ισχύων στις ομάδες σχεδαστών.

Βήμα 6: Δημιουργία των ισχύων P στις ομάδες σχεδαστών.

Οι ισχύς των ομάδων σχεδαστών του περιβάλλοντος υπολογίζονται θεωρώντας ένα εκθετικό μοντέλο απλής κλίσης για το προφίλ ισχύος καθυστέρησης. Η καταχώρηση ισχύος βασίζεται στην κατανομή της καθυστέρησης όπως είδαμε προηγουμένως. Με εκθετική κατανομή της καθυστέρησης οι ισχύς των clusters ορίζονται με τον εξής τρόπο

$$P_n' = \exp\left(-\tau_n' \frac{r_\tau - 1}{r_\tau \sigma_\tau}\right) \cdot 10^{-\frac{Z_n}{10}} \quad (3.10)$$

ενώ για ομοιόμορφη κατανομή των καθυστερήσεων ορίζονται από την παρακάτω έκφραση

$$P_n' = \exp\left(\frac{-\tau_n}{\sigma_\tau}\right) \cdot 10^{-\frac{Z_n}{10}} \quad (3.11)$$

όπου $Z_n \sim N(0, \zeta)$ είναι ο παράγοντας σκίασης ανά ομάδα σχεδαστών εκφρασμένος σε dB . Στη συνέχεια, σταθμίζεται η ισχύς ώστε το άθροισμα των ισχύων όλων των clusters να ισούται με την μονάδα

$$P_n = \frac{P_n'}{\sum_{n=1}^N P_n'} \quad (3.12)$$

Η ισχύς της κάθε συνιστώσας μέσα στο κάθε cluster ορίζεται ως P_n/M , όπου M είναι το πλήθος των συνιστωσών ανά ομάδα σχεδαστών.

Πίνακας 3.3: Τιμές της παραμέτρου C για τον καθορισμό των γωνιών άφιξης και αναχώρησης

# clusters	4	5	8	10	11	12	14	15	16	20
C	0.779	0.860	1.018	1.090	1.123	1.146	1.190	1.211	1.226	1.289

Βήμα 7α: Δημιουργία των γωνιών άφιξης φ και αναχώρησης ϕ στο αζιμουθίο.

Αν η συνολική ισχύς σε όλο το εύρος των γωνιών του αζιμουθίου όλων των clusters μοντελοποιούνται ως wrapped Gaussian τότε οι γωνίες άφιξης (AoA) καθορίζονται από την εφαρμογή της αντίστροφης συνάρτησης Gauss με παραμέτρους P_n και RMS τιμή της διασποράς της γωνίας ίση με σ_φ

$$\varphi_n' = \frac{2\sigma_{AoA}\sqrt{-\ln(P_n/\max(P_n))}}{C} \quad (3.13)$$

όπου $\sigma_{AoA} = \sigma_\varphi/1.4$ είναι η τυπική απόκλιση των γωνιών άφιξης και ο παράγοντας 1.4 είναι ο λόγος της τυπικής απόκλισης της Gaussian κατανομής και της αντίστοιχης RMS διασποράς. Η σταθερή παράμετρος C είναι ένα βαθμωτό μέγεθος που σχετίζεται με το συνολικό πλήθος των ομάδων σχεδιαστών και δίνεται από τον Πίνακα 3.3.

Στην περίπτωση που υπάρχει οπτική επαφή, τότε η σταθερά C εξαρτάται επίσης και από τον παράγοντα K . Οπότε σε αυτή την περίπτωση ο παράγοντας C στην εξίσωση (3.13) αντικαθίσταται από τον παράγοντα C^{LOS}

$$C^{LOS} = C \cdot (1.1035 - 0.028K + 0.002K^2 + 0.0001K^3) \quad (3.14)$$

όπου K ομοίως με προηγουμένως είναι ο Ricean K -factor.

Ακολούθως, οι γωνίες αποκτούν θετικό ή αρνητικό πρόσημο με την βοήθεια μια τυχαίας μεταβλητής X_n ομοιόμορφα κατανεμημένης στο διακριτό πεδίο $\{1, -1\}$, καθώς αποκτούν επίσης και μια τυχαία διακύμανση μέσω της προσθήκης ενός συντελεστή $Y_n \sim N(0, \sigma_{AoA}/5)$

$$\varphi_n = X_n\varphi_n' + Y_n + \varphi_{LOS} \quad (3.15)$$

όπου φ_{LOS} είναι η κατεύθυνση LOS.

Στην περίπτωση LOS για να θέσω την πρώτη ομάδα σχεδιαστών στην κατεύθυνση της οπτικής επαφής φ_{LOS} η γωνία μετατρέπεται με τον εξής τρόπο

$$\varphi_n = (X_n\varphi_n' + Y_n) - (X_n\varphi_1' + Y_1 - \varphi_{LOS}) \quad (3.16)$$

Τέλος, προστίθενται οι ολισθήσεις a_m των γωνιών όπως φαίνονται στον Πίνακα 3.4, στις γωνίες των clusters

$$\varphi_{n,m} = \varphi_n + c_{AoA}a_m \quad (3.17)$$

Πίνακας 3.4: Ολισθήσεις γωνιών των συνιστωσών μέσα σε ένα cluster για rms διασπορά της γωνίας ίση με 1°

Πλήθος Συνιστωσών m	a_m
1,2	± 0.0447
3,4	± 0.1413
5,6	± 0.2492
7,8	± 0.3715
9,10	± 0.5129
11,12	± 0.6797
13,14	± 0.8844
15,16	± 1.1481
17,18	± 1.5195
19,20	± 2.1551

όπου c_{AoA} είναι η rms διασπορά των γωνιών άφιξης στο αζιμούθιο για το κάθε cluster. Η διαδικασία για τις γωνίες αναχώρησης ϕ_n που θα πρέπει να ακολουθηθεί είναι όμοια με την προαναφερθείσα διαδικασία.

Βήμα 7β: Σε περίπτωση που υποστηρίζονται και οι γωνίες ανύψωσης, τότε απαιτείται και η δημιουργία των γωνιών άφιξης ψ και αναχώρησης γ στο κατακόρυφο επίπεδο. Οι γωνίες ανύψωσης επιλέγονται με τον ίδιο τρόπο όπως και στο Βήμα 7α, για τις γωνίες αζιμουθίου.

Βήμα 8: Τυχαία σύζευξη των συνιστωσών ανά ομάδα σχεδιαστών.

Γίνονται τυχαίοι συνδυασμοί των γωνιών αναχώρησης $\phi_{n,m}$ και άφιξης $\varphi_{n,m}$ των συνιστωσών μεταξύ τους μέσα σε κάθε ομάδα σχεδιαστών n ή μέσα σε κάποια υπό-ομάδα σχεδιαστών στην περίπτωση δύο μεγάλων clusters. Στην περίπτωση όπου υποστηρίζονται και οι γωνίες στο κατακόρυφο επίπεδο, τότε πολυπλέκονται και εκείνες με όμοιο τρόπο.

Βήμα 9: Δημιουργία του λόγου cross polarisation (XPR) κ για την κάθε ακτίνα m του κάθε cluster n . Το XPR ακολουθεί την κατανομή Log-Normal και οι τιμές του επιλέγονται ως εξής

$$\kappa_{n,m} = 10^{X/10} \quad (3.18)$$

όπου $m = 1, \dots, M$ είναι ο δείκτης της κάθε συνιστώσας, $X \sim N(\sigma, \mu)$ ακολουθεί την κατανομή Gauss.

Βήμα 10: Στη συνέχεια, πρέπει να επιλεγούν οι αρχικές φάσεις $\{\Phi_{n,m}^{vv}, \Phi_{n,m}^{vh}, \Phi_{n,m}^{hv}, \Phi_{n,m}^{hh}\}$ για την κάθε συνιστώσα m και το κάθε cluster n και τους τέσσερις διαφορετικούς συνδυασμούς

πόλωσης (vv, vh, hv, hh). Η κατανομή των αρχικών φάσεων είναι ομοιόμορφα κατανομημένη στο διάστημα $(-\pi, \pi)$. Στην περίπτωση οπτικής επαφής τότε επιλέγονται και πάλι οι τυχαίες αρχικές φάσεις $\{\Phi_{LOS}^{vv}, \Phi_{LOS}^{hh}\}$ για τους δύο συνδυασμούς πόλωσης (VV, HH).

Βήμα 11: Δημιουργία των συντελεστών του καναλιού για την κάθε ομάδα σχεδαστών n και για το κάθε ζευγάρι κεραιοστοιχείων πομπού και δέκτη.

Για τα $N - 2$ πιο αδύναμα clusters δηλαδή για $n = 3, 4, \dots, N$ και για ομοιόμορφες γραμμικές στοιχειοκεραίες (ULA), οι συντελεστές του καναλιού δίνονται από την παρακάτω έκφραση

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{u,s,n}(t) = & \sqrt{P_n} \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\varphi_{n,m}) \\ F_{tx,s,H}(\varphi_{n,m}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) & \sqrt{\kappa_{n,m}} \exp(j\Phi_{n,m}^{vh}) \\ \sqrt{\kappa_{n,m}} \exp(j\Phi_{n,m}^{hv}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{hh}) \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\phi_{n,m}) \\ F_{rx,u,H}(\phi_{n,m}) \end{bmatrix} \cdot \exp(jd_s 2\lambda_0^{-1} \sin(\phi_{n,m})) \exp(jd_u 2\pi \lambda_0^{-1} \sin(\varphi_{n,m})) \\ & \cdot \exp(j2\pi v_{n,m} t) \end{aligned} \quad (3.19)$$

όπου $F_{rx,u,V}$ και $F_{rx,u,H}$ είναι τα διαγράμματα του πεδίου για το στοιχείο u για κατακόρυφη και οριζόντια πόλωση αντίστοιχα, d_s και d_u είναι ομοιόμορφες αποστάσεις εκφρασμένες σε μέτρα (m) μεταξύ των στοιχείων του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα και λ_0 είναι το μήκος κύματος της συχνότητας του φέροντος. Στην περίπτωση που δεν λαμβάνεται υπόψη η πόλωση τότε ο 2×2 πίνακας της πόλωσης μπορεί να αντικατασταθεί από το βαθμωτό μέγεθος $\exp(j\Phi_{n,m})$ και εφαρμόζονται με αυτό τον τρόπο μόνο τα κατακόρυφα πολωμένα πεδία των διαγραμμάτων.

Στην περίπτωση που πομπός και δέκτης είναι και οι δύο σταθεροί, δηλαδή στο σενάριο B5 τότε η συχνότητα Doppler $v_{n,m}$ υφίσταται μόνο για την πρώτη συνιστώσα της κάθε ομάδας σχεδαστών ενώ για τις υπόλοιπες συνιστώσες ισχύει $v_{n,m} = 0$. Σε όλα τα υπόλοιπα σενάρια, η συχνότητα Doppler υπολογίζεται από την γωνία άφιξης (downlink), την ταχύτητα v του κινητού τερματικού, καθώς και την κατεύθυνση κίνησής του θ_v

$$v_{n,m} = \frac{\|v\| \cos(\varphi_{n,m} - \theta_v)}{\lambda_0} \quad (3.20)$$

Αντίστοιχα, για τα δύο πιο ισχυρά clusters, δηλαδή για $n = 1$ και 2 , οι συνιστώσες εξαπλώνονται στην καθυστέρηση σε τρεις υπό-ομάδες σχεδαστών ανά cluster με σταθερές ολισθήσεις καθυστέρησης (0, 5, 10 ns). Οι καθυστερήσεις των υπό-ομάδων είναι

$$\begin{aligned} \tau_{n,1} &= \tau_n + 0 \text{ ns} \\ \tau_{n,2} &= \tau_n + 5 \text{ ns} \\ \tau_{n,3} &= \tau_n + 10 \text{ ns} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Πίνακας 3.5: Πληροφορία για την διασπορά της καθυστέρησης στις υπό-ομάδες σχεδιαστών

Υπό-Ομάδα #	Αντιστοιχία Συνιστώσων	Ισχύς	Ολισθήσεις Καθυστέρησης
1	1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 19, 20	10/20	0 ns
2	9, 10, 11, 12, 17, 18	6/20	5 ns
3	13, 14, 15, 16	4/20	10 ns

Συνολικά 20 συνιστώσες ανά cluster αντιστοιχίζονται σε κάθε υπό-ομάδα όπως φαίνεται και στον Πίνακα 3.5. Οι αντίστοιχες ολισθήσεις των γωνιών προκύπτουν από τον Πίνακα 3.4.

Στην περίπτωση οπτικής επαφής ορίζεται $\mathbf{H}'_{u,s,n}(t) = \mathbf{H}_{u,s,n}(t)$ και εν συνεχεία καθορίζονται οι συντελεστές του καναλιού με την προσθήκη μιας συνιστώσας οπτικής επαφής και υποβαθμίζοντας τις υπόλοιπες παραμέτρους της εξίσωσης (3.19). Οπότε οι συντελεστές του καναλιού για την περίπτωση LOS υπολογίζονται από την παρακάτω έκφραση

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{u,s,n}(t) = & \sqrt{\frac{1}{K_R + 1}} \mathbf{H}'_{u,s,n}(t) + \delta(n-1) \sqrt{\frac{1}{K_R + 1}} \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\varphi_{LOS}) \\ F_{tx,s,H}(\varphi_{LOS}) \end{bmatrix}^T \\ & \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{LOS}^{vv}) & 0 \\ 0 & \exp(j\Phi_{LOS}^{hh}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\phi_{LOS}) \\ F_{rx,u,H}(\phi_{LOS}) \end{bmatrix} \\ & \cdot \exp(jd_s 2\lambda_0^{-1} \sin(\phi_{LOS})) \exp(jd_u 2\pi \lambda_0^{-1} \sin(\varphi_{LOS})) \exp(j2\pi \nu_{LOS} t) \end{aligned} \quad (3.22)$$

όπου $\delta(\cdot)$ είναι η κρουστική συνάρτηση δέλτα του Dirac και K_R είναι ο Ricean K -factor αυτή τη φορά εκφρασμένος σε καθαρό αριθμό και όχι σε λογαριθμική κλίμακα.

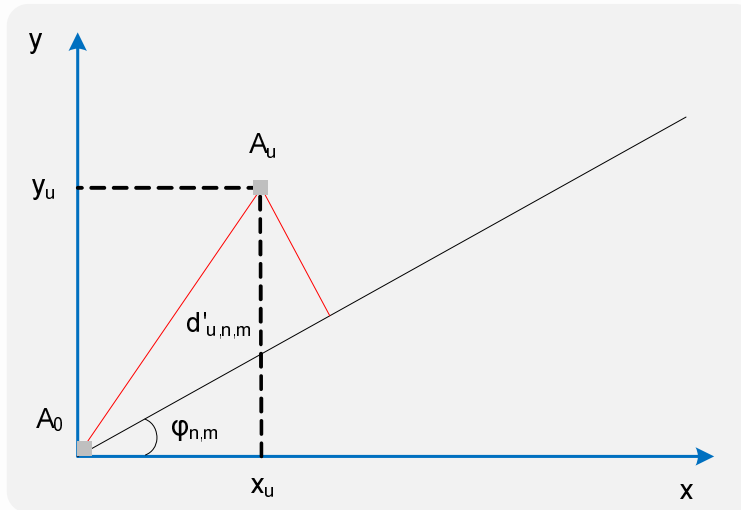
Στην περίπτωση όπου οι στοιχειοκεραίες δεν είναι ULA τότε οι παραπάνω εκφράσεις πρέπει να τροποποιηθούν. Για αυθαίρετες γεωμετρίες στοιχειοκεραιών στο οριζόντιο επίπεδο, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.6, η απόσταση d_u στις εξισώσεις (3.19) και (3.22), αντικαθίσταται από την παρακάτω απόσταση

$$d'_{u,n,m} = \frac{\sqrt{x_u^2 + y_u^2} \cos(\arctan(y_u/x_u) - \varphi_{n,m})}{\sin(\varphi_{n,m})} \quad (3.23)$$

όπου (x_u, y_u) είναι οι συντεταγμένες του u -οστού στοιχείου A_u και A_0 είναι το στοιχείο αναφοράς.

Εάν θα πρέπει να συμπεριληφθούν και οι γωνίες ανύψωσης (σενάριο B5), τότε ο υπολογισμός των συντελεστών του καναλιού γίνεται από την παρακάτω έκφραση

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{u,s,n}(t) = & \sqrt{P_n} \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\phi_{n,m}) \\ F_{rx,u,H}(\phi_{n,m}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) & \sqrt{\kappa_{n,m}} \exp(j\Phi_{n,m}^{vh}) \\ \sqrt{\kappa_{n,m}} \exp(j\Phi_{n,m}^{hv}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{hh}) \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\varphi_{n,m}) \\ F_{tx,s,H}(\varphi_{n,m}) \end{bmatrix} \cdot \exp(j2\pi \lambda_0^{-1} \bar{r}_s \cdot \bar{\Phi}_{n,m}) \\ & \cdot \exp(jd 2\pi \lambda_0^{-1} \bar{r}_u \cdot \bar{\Psi}_{n,m}) \exp(j2\pi \nu_{n,m} t) \end{aligned} \quad (3.24)$$



Σχήμα 3.6: Τροποποιημένη απόσταση του στοιχείου u για αυθαίρετη στοιχειοκεραία

όπου το βαθμωτό γινόμενο $\bar{r}_s \cdot \bar{\Phi}_{n,m}$ είναι ίσο με

$$\bar{r}_s \cdot \bar{\Phi}_{n,m} = x_s \cos(\gamma_{n,m}) \cos(\phi_{n,m}) + y_s \cos(\gamma_{n,m}) \sin(\phi_{n,m}) + z_s \sin(\gamma_{n,m}) \quad (3.25)$$

όπου \bar{r}_s είναι ένα διάνυσμα θέσης το οποίο ορίζει την τοποθεσία του στοιχείου s της κεραίας του πομπού, $\bar{\Phi}_{n,m}$ είναι ένα διάνυσμα το οποίο ορίζει την γωνία αναχώρησης για την συνιστώσα n, m , x_s, y_s και z_s είναι οι συνιστώσες του \bar{r} στους άξονες x, y και z αντίστοιχα, $\phi_{n,m}$ είναι η γωνία άφιξης στο αζιμούθιο για τη συνιστώσα n, m και $\gamma_{n,m}$ είναι η γωνία άφιξης στο κατακόρυφο επίπεδο για την συνιστώσα n, m . Τέλος, $\bar{r}_u \cdot \bar{\Psi}_{n,m}$ είναι ένα βαθμωτό γινόμενο μεταξύ του στοιχείου u της κεραίας του δέκτη και της γωνίας άφιξης n, m .

Επιπλέον, στην περίπτωση του κατακόρυφου επιπέδου, εάν γίνει η υπόθεση της κίνησης μόνο στο οριζόντιο επίπεδο, τότε η εξίσωση (3.20) ξαναγράφεται με τον εξής τρόπο

$$v_{n,m} = \frac{\bar{v} \cdot \bar{\Psi}_{n,m}}{\lambda_0} = \frac{|v| \cos(\theta_v) \cos(\gamma_{n,m}) \cos(\phi_{n,m}) + |v| \sin(\theta_v) \cos(\gamma_{n,m}) \sin(\phi_{n,m})}{\lambda_0} \quad (3.26)$$

Βήμα 12: Τέλος, εφαρμόζονται οι απώλειες διάδοσης και η σκίαση για τους συντελεστές του καναλιού που έχουν προκύψει.

Περισσότερες λεπτομέρειες και πληροφορίες για την αναλυτική διαδικασία που ακολουθείται ανά σενάριο, καθώς και για όλες τις παραμέτρους για το κάθε σενάριο, μπορούν να βρεθούν στο τέταρτο κεφάλαιο του παραδοτέου του μοντέλου WINNER [36].

3.3.2 Μοντέλα Απωλειών Διάδοσης

Τα μοντέλα απωλειών διάδοσης που χρησιμοποιούνται στο WINNER έχουν προκύψει από καμπάνιες πραγματικών μετρήσεων, όπως και από αποτελέσματα που υπάρχουν διαθέσιμα στην διεθνή αλληλογραφία. Αυτά τα μοντέλα έχουν την μορφή της εξίσωσης (3.27), όπου d είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη εκφρασμένη σε μέτρα, f_c είναι η συχνότητα του φέροντος εκφρασμένη σε GHz , η παράμετρος A περιλαμβάνει τον συντελεστή απωλειών διάδοσης, η παράμετρος B περιλαμβάνει τις απώλειες των εμποδίων, η παράμετρος X είναι προαιρετική και εξαρτάται από το περιβάλλον (π.χ. εξασθένιση από τοίχους για το σενάριο A1 όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή).

$$PL = A \log_{10}(d) + B + C \log_{10}\left(\frac{f_c}{5}\right) + X \quad (3.27)$$

Τα μοντέλα είναι εφαρμόσιμα στο εύρος συχνοτήτων 2 – 6 GHz και για διαφορετικά ύψη κεραιών. Αναλυτική περιγραφή των μοντέλων που χρησιμοποιούνται μπορούν να βρεθούν στον Πίνακα 4-4 του παραδοτέου [36], όπου γίνεται και αναφορά στην παράμετρο PL_{free} η οποία δεν είναι τίποτε άλλο από τις απώλειες διάδοσης σε ελεύθερο χώρο, και ορίζονται από την παρακάτω έκφραση

$$PL_{free} = 20 \log_{10}(d) + 46.4 + 20 \log_{10}\left(\frac{f_c}{5}\right) \quad (3.28)$$

Τέλος, η κατανομή που ακολουθείται για τις διαλείψεις λόγω σκιάσεων είναι η λογαριθμοκανονική κατανομή (log-normal distribution), με την τυπική απόκλιση για το κάθε σενάριο να παρατίθεται στον προαναφερθέντα πίνακα του παραδοτέου.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΑΣ

Κεφάλαιο 4

Προσαρμοστικά Διαγράμματα Βάσης

Η ΜΕΓΑΛΗ πολυπλοκότητα της υλοποίησης των συμβατικών συστημάτων MIMO σε κινητά τεμαχικά που θέτουν περιορισμούς στις διαστάσεις καθώς και στην κατανάλωση ενέργειας, έχει οδηγήσει στην ανάπτυξη νέων συστημάτων. Μια τέτοια λύση είναι η χρήση των παρασιτικών κεραιών, με την λειτουργία MIMO να μεταφέρεται πλέον στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, όπως αναλύθηκε διεξοδικά στο Κεφάλαιο 2 της παρούσας διπλωματικής. Προηγουμένως, αναλύθηκε η διαδικασία της παραγωγής των διαγραμμάτων βάσης, στα οποία βασίζονται οι παρασιτικές κεραιές την BS-MIMO λειτουργία τους. Η βασική μέθοδος της αποσύνθεσης του μακρινού πεδίου του διαγράμματος ακτινοβολίας είναι η μέθοδος ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt, όπως αυτή αναλύεται στο Κεφάλαιο 2. Παρόλο που η συγκεκριμένη μέθοδος αποτελεί μια άρτια λύση, λαμβάνει υπόψη της μόνο τα χαρακτηριστικά της κεραιάς και αγνοεί την ύπαρξη του διαύλου μεταξύ πομπού και δέκτη. Στο παρών Κεφάλαιο παρουσιάζεται μια προτεινόμενη τεχνική βασισμένη στην μέθοδο SVD (Singular Value Decomposition) η οποία λαμβάνει υπόψη της το κανάλι και παράγει τα κατάλληλα τρισδιάστατα διαγράμματα βάσης για πομπό και δέκτη, τα οποία μεγιστοποιούν την χωρητικότητα του συστήματος.

4.1 Παραδοχές της Προτεινόμενης Τεχνικής

Η τεχνική υπολογισμού των προσαρμοστικών διαγραμμάτων βάσης που θα παρουσιαστεί στη συνέχεια, βασίζεται σε κάποιες παραδοχές που γίνανε εξαρχής ώστε να μπορεί να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη η εφαρμογή της, καθώς και η αξιοπιστία της. Αρχικά, η βασική ιδέα της προτεινόμενης τεχνικής, όπως περιγράφηκε και στην εισαγωγή του κεφαλαίου, είναι ο υπολογισμός των διαγραμμάτων βάσης για πομπό και δέκτη, με ένα δυναμικό και προσαρμοστικό τρόπο, ώστε να εκμεταλλεύεται το σύστημα στο μεγαλύτερο δυνατό βαθμό τις δυνατότητες που προσφέρει το κανάλι, με τον πιο αποδοτικό τρόπο. Η ανάπτυξη της

μεθοδολογίας έχει βασιστεί στις παρασιτικές κεραίες ESPAR των οποίων η ανάλυση έχει προηγηθεί. Η τεχνική αυτή είναι σε θέση πέραν του υπολογισμού των πλέον αποδοτικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας, να παρέχει και την πληροφορία του πλήθους των αποδοτικών βαθμών ελευθερίας (ADoF). Η μεθοδολογία εφαρμόζεται σε τρισδιάστατα (3D) διαγράμματα ακτινοβολίας, καθώς με αυτό τον τρόπο λαμβάνεται υπόψη όλο το περιβάλλον λειτουργίας καθώς και οι επιδράσεις του σώματος του χρήστη για τερματικά χειρός. Επιπλέον, για την αξιολόγηση της επίδοσης της προτεινόμενης μεθόδου, έχουν χρησιμοποιηθεί διαφορετικοί τύποι καναλιών του μοντέλου WINNER ώστε να γίνει εμφανής η χρησιμότητά του σε μια πληθώρα διαφορετικών καναλιών σε αρκετά καλές προσεγγίσεις πραγματικών περιβαλλόντων όπως είναι αυτές που προσφέρει το μοντέλο WINNER το οποίο αναλύθηκε εκτενώς στο Κεφάλαιο 3. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι απαιτήθηκε τροποποίηση του μοντέλου WINNER ώστε να μην λαμβάνει υπόψη του την επίδραση της κεραίας και να παράγει το αντίστοιχο κανάλι στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Συνεπώς, με αυτές τις παραδοχές η τεχνική καθίσταται πλήρως ρεαλιστική και εφαρμόσιμη σε πραγματικές συνθήκες διάδοσης.

Στη συνέχεια του Κεφαλαίου παρουσιάζεται η προτεινόμενη τεχνική η οποία για την μοντελοποίησή της βασίζεται στην λειτουργία BS-MIMO με χρήση των παρασιτικών κεραίων ESPAR όπως αυτή παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 2.

4.2 Μεθοδολογία Υπολογισμού Τρισδιάστατων Προσαρμοστικών Διαγραμμάτων Βάσης

Η αποσύνθεση του μακρινού πεδίου του διαγράμματος ακτινοβολίας σε ένα σετ ορθογώνιων διαγραμμάτων βάσης, υποθέτοντας διάδοση στο χώρο (οριζόντιο και κατακόρυφο επίπεδο), αποτελεί την πλέον ρεαλιστική προσέγγιση. Η διαδικασία λαμβάνει χώρα στην μεριά του δέκτη, όπου είναι γνωστός ο πίνακας του καναλιού στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, ενώ ταυτόχρονα είναι γνωστά και στον πομπό και στον δέκτη τα αρχικά διαγράμματα βάσης τα οποία έχουν παραχθεί αγνοώντας το κανάλι με την μέθοδο ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt. Η βασική ιδέα της 3D τεχνικής είναι η αξιοποίηση της διαθέσιμης πληροφορίας για τα αρχικά διαγράμματα βάσης πομπού και δέκτη, καθώς και τα μιγαδικά κέρδη του καναλιού, ώστε να υπολογιστούν τα συνολικά τρισδιάστατα διαγράμματα βάσης στο σύνολο της σφαιρικής επιφάνειας. Αρχικά, τα διαγράμματα βάσης είναι δειγματοληπτημένα με ομοιόμορφο τρόπο σε όλη την επιφάνεια της σφαίρας, δηλαδή και στη γωνία του αζιμουθίου και στην γωνία ανύψωσης. Υποθέτοντας δειγματοληψία N σημείων με ανάλυση $\Delta\varphi$ στο αζιμούθιο και δειγματοληψία L σημείων με ανάλυση $\Delta\theta$ στο κατακόρυφο επίπεδο, το i -οστό διάγραμμα βάσης $\tilde{\mathbf{b}}_{T/R,i}$ μετατρέπεται σε έναν πίνακα διάστασης $(N \times L)$, με $[\tilde{\mathbf{b}}_{T,i}]_{nl} = b_{T,i}(n\Delta\varphi, l\Delta\theta)$, $n = 1, \dots, N$, $l = 1, \dots, L$. Η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται για όλα τα διαθέσιμα αρχικά διαγράμματα βάσης που έχουν εξαχθεί από την διαδικασία ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt [23]. Συνεπώς, οι πίνακες $\tilde{\mathbf{B}}_R$ και $\tilde{\mathbf{B}}_T$ είναι πλέον

τρισδιάστατοι με διαστάσεις $N \times L \times M_R$ και $N \times L \times M_T$ αντίστοιχα.

Παρόλα αυτά, στην περίπτωση των 3D διαγραμμάτων βάσης υπάρχει μια αστοχία των διαστάσεων μεταξύ των τρισδιάστατων πινάκων $\tilde{\mathbf{B}}_R$, $\tilde{\mathbf{B}}_T$, \mathbf{B}_T , \mathbf{B}_R και του δισδιάστατου πίνακα \mathbf{H}_{bs} . Επομένως, θα πρέπει να γίνει μια αναδιάταξη των στοιχείων των τρισδιάστατων διαγραμμάτων βάσης, και να μετατραπούν σε δισδιάστατους χωρίς να χαθεί καμία πληροφορία των διαγραμμάτων. Αυτό επιτυγχάνεται με την δημιουργία ενός πίνακα $\tilde{\mathbf{B}}_{3D}$ (όπου το subscript T ή R έχει παραληφθεί για απλότητα), με διαστάσεις $(NL) \times M$. Η i -οστή $(NL) \times M$ στήλη αυτού του πίνακα περιλαμβάνει μια στοίβα όλων των L στηλών του i -οστού υπό-πίνακα του $\tilde{\mathbf{B}}$ που περιγράφει το i -οστό διάγραμμα βάσης:

$$\tilde{\mathbf{B}}_{3D} = \left[\begin{array}{c} \overbrace{\left[\begin{array}{ccc} \left[\begin{array}{c} \tilde{B}_{1,1,1} \\ \vdots \\ \tilde{B}_{N,1,1} \end{array} \right] & \cdots & \left[\begin{array}{c} \tilde{B}_{1,1,M} \\ \vdots \\ \tilde{B}_{N,1,M} \end{array} \right] \\ \left[\begin{array}{c} \tilde{B}_{1,L,1} \\ \vdots \\ \tilde{B}_{N,L,1} \end{array} \right] & \cdots & \left[\begin{array}{c} \tilde{B}_{1,L,M} \\ \vdots \\ \tilde{B}_{N,L,M} \end{array} \right] \end{array} \right]}^{M = \# \text{ basis patterns}} \end{array} \right]_{L \cdot N} \quad (4.1)$$

Πέραν της συγκεκριμένης μετατροπής και όμοιο τρόπο, παράγεται ο πίνακας \mathbf{B}_{3D} με τον οποίο περιγράφονται τα αρχικά διαγράμματα βάσης σε δισδιάστατους πίνακες πριν από την δειγματοληψία. Στη συνέχεια, γίνεται εφαρμογή της εικονικής αναπαράστασης (virtual representation) του καναλιού [20], όπου ο πίνακας του εικονικού καναλιού για την επιλεγμένη δειγματοληψία μπορεί να υπολογιστεί από την παρακάτω έκφραση:

$$\mathbf{H}_{bs} = \mathbf{B}_{3D,R}^H \mathbf{H}_g \mathbf{B}_{3D,T} = \tilde{\mathbf{B}}_{3D,R}^H \mathbf{H}_v \tilde{\mathbf{B}}_{3D,T} \Rightarrow \mathbf{H}_v = \tilde{\mathbf{B}}_{3D,R} \mathbf{B}_{3D,R}^H \mathbf{H}_g \mathbf{B}_{3D,T} \tilde{\mathbf{B}}_{3D,T}^H \quad (4.2)$$

Κάθε στοιχείο του πίνακα \mathbf{H}_v αναπαριστά το μιγαδικό κέρδος των προβολών των κατευθύνσεων άφιξης και αναχώρησης (DoAs/DoDs) των q μονοπατιών, στις εικονικές κατευθύνσεις (virtual directions) οι οποίες έχουν οριστεί από την επιλεγμένη δειγματοληψία. Σε αυτό το σημείο υποθέτουμε ότι ο πίνακας του καναλιού στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας \mathbf{H}_{bs} είναι γνωστός μέσα από μια διαδικασία εκτίμησης του διαύλου. Επιπλέον, καθώς τα διαγράμματα βάσης είναι ορθογώνια μεταξύ τους, σχηματίζοντας ορθομοναδιαίους πίνακες $\tilde{\mathbf{B}}_{3D,R/T}$, τότε ο πίνακας του εικονικού καναλιού μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$\mathbf{H}_v = \tilde{\mathbf{B}}_{3D,R} \mathbf{H}_{bs} \tilde{\mathbf{B}}_{3D,T}^H \quad (4.3)$$

Μετά από αυτό το σημείο, είναι πλέον εφικτή η αποσύνθεση του πίνακα που περιέχει τα μιγαδικά κέρδη στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, σε ένα ορθογώνιο σετ χρη-

σιμοποιώντας την αλγεβρική παραγοντοποίηση SVD. Επομένως, ο πίνακας καναλιού στο beamspace αποσυντίθεται με τον παρακάτω τρόπο:

$$\mathbf{H}_{bs} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (4.4)$$

όπου $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}^{M_R \times M_T}$ είναι ένας διαγώνιος πίνακας ο οποίος περιέχει σε φθίνουσα σειρά τις ιδιοτιμές $(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r)$, $r = \min[M_T, M_R]$ του πίνακα \mathbf{H}_{bs} . Οι πίνακες $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_R}$ και $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M_T \times M_T}$ περιέχουν τα ιδιοδιανύσματα των πινάκων $\mathbf{H}_{bs}\mathbf{H}_{bs}^H$ και $\mathbf{H}_{bs}^H\mathbf{H}_{bs}$ αντίστοιχα. Από αυτή τη διαδικασία μπορούμε να εξάγουμε πληροφορία για το πλήθος των ADoF καθώς τελικά το πλήθος των ενεργών ADoF είναι ίσο με την τάξη του πίνακα $\mathbf{\Sigma}$. Επίσης, αυτός ο αριθμός ισούται και με το πλήθος των ενεργών διαγραμμάτων ακτινοβολίας τα οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την παράλληλη και μη συσχετισμένη μετάδοση. Σε αυτό το σημείο, κρίνεται αναγκαίο να γίνει η υπενθύμιση της σχέσης εισόδου-εξόδου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας η οποία παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 2 και είναι της μορφής:

$$\mathbf{y}_{bs} = \mathbf{H}_{bs}\mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n}_{bs} \Rightarrow \mathbf{y}_{bs} = \mathbf{B}_R^H \mathbf{H}_g \mathbf{B}_T \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n}_{bs} \quad (4.5)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (4.5) και (4.2), μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι οι πίνακες \mathbf{U} και \mathbf{V}^H (ανά στήλη και ανά γραμμή για τον δέκτη και για τον πομπό αντίστοιχα) μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να προσαρμοστούν τα διαγράμματα βάσης στις συνθήκες του παρόντος καναλιού. Πιο συγκεκριμένα, τα πρώτα $\text{rank}(\mathbf{\Sigma})$ ιδιοδιανύσματα του πίνακα \mathbf{H}_{bs} τα οποία μεγιστοποιούν την χρησιμοποίηση του καναλιού, χρησιμοποιούνται για την αναδιαμόρφωση των αρχικών διαγραμμάτων βάσης σύμφωνα με:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{B}}_{3D,R} &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{b}}_{3D,R,1} & \dots & \tilde{\mathbf{b}}_{3D,R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 & \dots & \mathbf{u}_{\text{rank}(\mathbf{\Sigma})} \end{bmatrix} \triangleq \tilde{\mathbf{B}}_{3D,R} \mathbf{U}_{\text{rank}(\mathbf{\Sigma})} \\ \hat{\mathbf{B}}_{3D,T} &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{b}}_{3D,T,1} & \dots & \tilde{\mathbf{b}}_{3D,T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 & \dots & \mathbf{v}_{\text{rank}(\mathbf{\Sigma})} \end{bmatrix} \triangleq \tilde{\mathbf{B}}_{3D,T} \mathbf{V}_{\text{rank}(\mathbf{\Sigma})} \end{aligned} \quad (4.6)$$

όπου \mathbf{u}_i και \mathbf{v}_i είναι οι i -οστές στήλες των πινάκων \mathbf{U} και \mathbf{V} αντίστοιχα. Το subscript το οποίο έχει εισαχθεί στην (4.6) υποδηλώνει ότι \mathbf{X}_r είναι ένας πίνακας ο οποίος περιέχει τις πρώτες r στήλες του πίνακα \mathbf{X} . Τα διαγράμματα βάσης τα οποία υπολογίζονται στην (4.6) για τον δέκτη και τον πομπό αντίστοιχα, εξασφαλίζουν την πιο αποδοτική χρήση των υφιστάμενων πόρων του ράδιο-διαύλου, με πλήρη εκμετάλλευση των διαθέσιμων ADoF όπως καθορίστηκαν από την τάξη του διαγώνιου πίνακα $\mathbf{\Sigma}$ με τις ιδιοτιμές.

Σε αυτό το σημείο δεν υπάρχει καμία αστοχία των διαστάσεων, οπότε μπορούμε πλέον να μετατρέψουμε τους δύο διδιάστατους (2D) πίνακες $\hat{\mathbf{B}}_{3D}$ που έχουν εξαχθεί από την παραπάνω διαδικασία, στην κατάλληλη τρισδιάστατη (3D) εκδοχή τους, ακολουθώντας την αντίστροφη διαδικασία από την (4.1).

Ο καινούργιος πίνακας $\hat{\mathbf{H}}_{bs}$ στο πεδίο beamspace, που έχει προκύψει, είναι ορθογώνιος και αποτελείται από $\text{rank}(\mathbf{\Sigma})$ ασυσχέτιστα παράλληλα κανάλια, και αυτό αποδεικνύεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{H}}_{bs} &= \hat{\mathbf{B}}_{3D,R}^H \mathbf{H}_v \hat{\mathbf{B}}_{3D,T} = \hat{\mathbf{B}}_{3D,R}^H \tilde{\mathbf{B}}_{3D,R} \mathbf{H}_{bs} \tilde{\mathbf{B}}_{3D,T}^H \hat{\mathbf{B}}_{3D,T} = \\
&= \hat{\mathbf{B}}_{3D,R}^H \tilde{\mathbf{B}}_{3D,R} \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H \tilde{\mathbf{B}}_{3D,T}^H \hat{\mathbf{B}}_{3D,T} = \\
&= \hat{\mathbf{B}}_{3D,R}^H \tilde{\mathbf{B}}_{3D,R} \mathbf{U} \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \cdots & & \\ 0 & \ddots & & \ddots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & & \\ & & & \sigma_{\text{rank}(\Sigma)} & \\ \mathbf{0} & & & & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{V}^H \tilde{\mathbf{B}}_{3D,T}^H \hat{\mathbf{B}}_{3D,T} \quad (4.7)
\end{aligned}$$

Λόγω του γεγονότος ότι οι πίνακες $\hat{\mathbf{B}}_{3D,T}$ και $\hat{\mathbf{B}}_{3D,R}$ είναι παράγωγα ορθομοναδιαίων πινάκων, τότε εν συνεχεία θα είναι και αυτοί ορθομοναδιαίοι πίνακες. Άρα από τον ορισμό τους στην (4.6), έχουμε:

$$\hat{\mathbf{B}}_{3D,R}^H \tilde{\mathbf{B}}_{3D,R} \mathbf{U}_{\text{rank}(\Sigma)} = \mathbf{V}_{\text{rank}(\Sigma)}^H \tilde{\mathbf{B}}_{3D,T}^H \hat{\mathbf{B}}_{3D,T} = \mathbf{I}_{\text{rank}(\Sigma)} \quad (4.8)$$

όπου \mathbf{I} είναι ο μοναδιαίος πίνακας. Από τις εξισώσεις (4.7) και (4.8) είναι πλέον ξεκάθαρο ότι $\hat{\mathbf{H}}_{bs} = \Sigma_{\text{rank}(\Sigma)}$.

Σε πραγματικά ασύρματα δίκτυα, ο πίνακας του καναλιού εκτιμάται στον δέκτη και συνήθως ο πομπός δεν είναι σε θέση να γνωρίζει με άμεσο τρόπο το κανάλι. Βέβαια, η προτεινόμενη μέθοδος μπορεί να εφαρμοστεί στην μεριά του δέκτη και ακολούθως τα προσαρμοστικά διαγράμματα βάσης που έχουν υπολογιστεί μπορούν να σταλθούν πίσω στον πομπό ως ανάδραση. Η αναδιάταξη των διαγραμμάτων βάσης με προσαρμοστικό τρόπο στις συνθήκες του καναλιού, οδηγεί σε έναν πίνακα καναλιού ο οποίος μεγιστοποιεί την χωρητικότητα του συστήματος και ταυτόχρονα αποπλέκει τις εισερχόμενες ροές δεδομένων. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι για την μείωση της πληροφορίας που επιστρέφεται ως ανάδραση πίσω στον πομπό, είναι εφικτό και πιο αποδοτικό αντί να στέλνεται ολόκληρος ο πίνακας των νέων διαγραμμάτων βάσης $\hat{\mathbf{B}}_{3D,T}$, να στέλνονται στον πομπό οι τιμές των μεταβλητών αντιστάσεων (varactors' loads) με τις οποίες τερματίζονται τα παρασιτικά στοιχεία της κεραίας ESPAR.

4.3 Αξιολόγηση Επίδοσης

Η παραπάνω προτεινόμενη τεχνική για τον υπολογισμό των προσαρμοστικών διαγραμμάτων βάσης, αξιολογείται στη συνέχεια με σκοπό να γίνει εμφανές το κέρδος της εφαρμογής αυτής της μεθόδου στα ασύρματα συστήματα MIMO με χρήση παρασιτικών κεραίων. Για την αξιολόγηση της τεχνικής χρησιμοποιείται μια κυκλική κεραία ESPAR 5 στοιχείων (έναν ενεργό και τέσσερα παρασιτικά) με την απόσταση των παρασιτικών στοιχείων από το ενεργό να είναι ίση με $\lambda/16$, και με την οποία είναι εξοπλισμένος και ο πομπός και ο δέκτης.

Η χρήση μια κεραίας ESPAR με περισσότερα των τεσσάρων παρασιτικών στοιχείων, θα μπορούσε ίσως να προσφέρει μεγαλύτερη ευελιξία στην κατασκευή των συγκεκριμένων

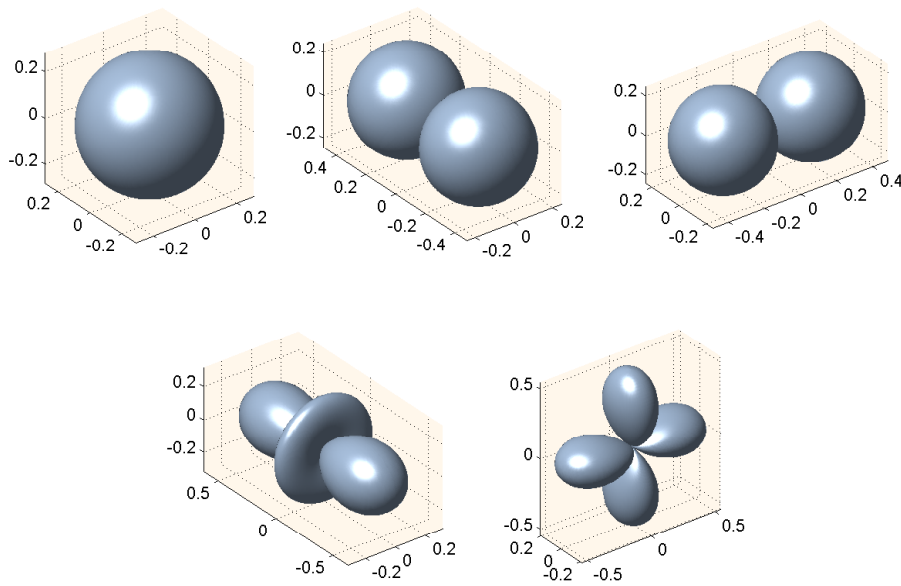
διαγραμμάτων βάσης που παράγονται από την εν λόγω τεχνική, αλλά παρόλα αυτά, η συγκεκριμένη γεωμετρία συνδυάζει και απλουστευμένη υλοποίηση αλλά επίσης διαθέτει και υψηλές δυνατότητες μορφοποίησης του διαγράμματος ακτινοβολίας και στις 360° [37]. Επιπλέον, για την όσο το δυνατόν πιο ρεαλιστική αξιολόγηση της τεχνικής, έχει εφαρμοστεί σε διαφορετικού τύπου περιβάλλοντα διάδοσης τα οποία έχουν παραχθεί από το ευρέως διαδεδομένο μοντέλο WINNER [38], με όλους τους δυνατούς τύπους σεναρίων να έχουν αναλυθεί στο Κεφάλαιο 3 της παρούσας διπλωματικής. Η τεχνική που αναπτύχθηκε και αξιολογείται στη συνέχεια, συγκρίνεται με την περίπτωση όπου δεν λαμβάνεται υπόψη το κανάλι στην παραγωγή των διαγραμμάτων βάσης, όπου συγκεκριμένα ακολουθείται η τεχνική ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt.

Τα αποτελέσματα που ακολουθούν είναι χωρισμένα σε δύο υπό-ενότητες. Αρχικά, παρουσιάζονται τα τρισδιάστατα προσαρμοστικά διαγράμματα βάσης που παράγονται για διαφορετικά περιβάλλοντα καθώς και το πλήθος των ADoF και εν συνεχεία η τάξη MIMO που προκύπτει. Επίσης, στην ίδια ενότητα γίνεται και σύγκριση με τα αρχικά 3D διαγράμματα βάσης που προέκυψαν από τη μέθοδο Gram-Schmidt. Τέλος, στην δεύτερη υπό-ενότητα γίνεται η αξιολόγηση της επίδοσης του συστήματος BS-MIMO όσον αφορά την επιτυγχανόμενη χωρητικότητα με την χρήση των προσαρμοστικών διαγραμμάτων βάσης και σύγκρισή της με την χωρητικότητα του συστήματος που πετυχαίνουν τα αρχικά διαγράμματα βάσης τα οποία αγνοούν τον δίαυλο. Η παραπάνω σύγκριση λαμβάνει χώρα σε διαφορετικά περιβάλλοντα τα οποία όπως και προηγουμένως προκύπτουν από την εφαρμογή των διαφορετικών σεναρίων του μοντέλου WINNER.

4.3.1 Αποτελέσματα 3D Προσαρμοστικών Διαγραμμάτων Βάσης

Το πρώτο μέρος των αποτελεσμάτων αφορά την απεικόνιση των τρισδιάστατων προσαρμοστικών διαγραμμάτων βάσης από όπου προκύπτει και το πλήθος των ADoF. Αρχικά, όπως αναφέρθηκε και κατά την ανάλυση της προτεινόμενης τεχνικής ως αφετηρία θεωρούνται τα αρχικά διαγράμματα βάσης τα οποία προκύπτουν από την μέθοδο ορθοκανονικοποίησης Gram-Schmidt. Για την κυκλική κεραία ESPAR 5 στοιχείων με την απόσταση των παρασιτικών στοιχείων από το ενεργό να είναι ίση με $\lambda/16$, τα αρχικά διαγράμματα βάσης απεικονίζονται στο Σχήμα 4.1.

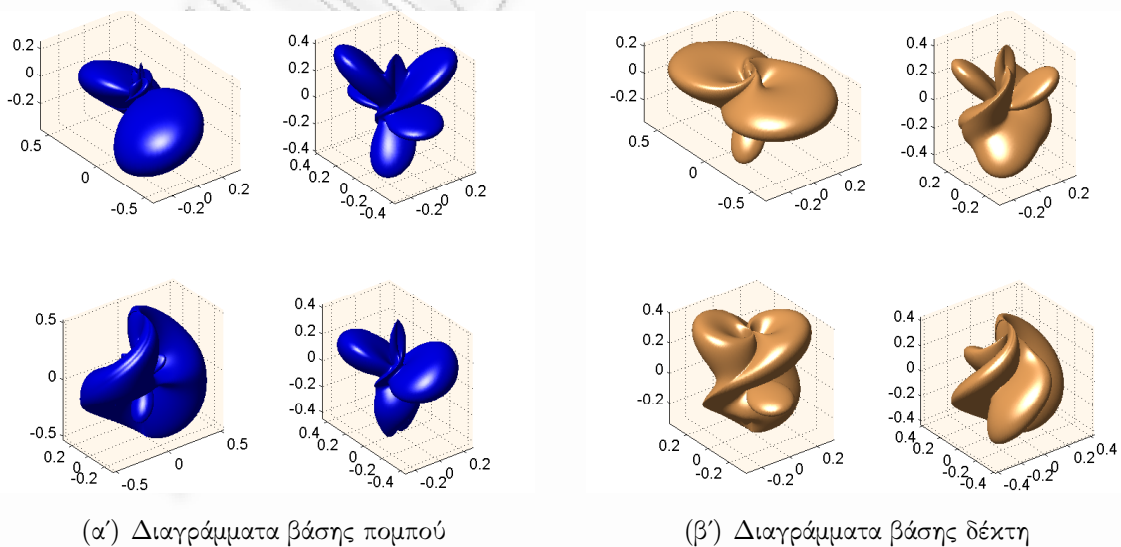
Στη συνέχεια, η τεχνική των προσαρμοστικών διαγραμμάτων βάσης εφαρμόζεται σε διαφορετικού τύπου σεναρία τα οποία εξάγονται από το μοντέλο WINNER με σκοπό τον υπολογισμό των νέων διαγραμμάτων βάσης, καθώς και τον προσδιορισμό των αποδοτικών βαθμών ελευθερίας του συστήματος και κατά συνέπεια την επιθυμητή τάξη MIMO. Αρχικά, η τεχνική αυτή εφαρμόζεται σε κανάλια τύπου B2 τα οποία αντιστοιχούν σε μικροκυψέλες οι οποίες βρίσκονται σε αστικό περιβάλλον με κακές συνθήκες διάδοσης. Στο Σχήμα 4.2 απεικονίζονται τα νέα 3D διαγράμματα ακτινοβολίας για πομπό και δέκτη αντίστοιχα, τα



Σχήμα 4.1: Αρχικά διαγράμματα βάσης για $d = \frac{\lambda}{16}$

οποία έχουν προσαρμοστεί στις συνθήκες του συγκεκριμένου τύπου καναλιού. Πέραν των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, έχει προκύψει και το πλήθος των ενεργών ADoF το οποίο είναι ίσο με 4, σε αντίθεση με τον μέγιστο των 5 ADoF που θεωρητικά θα μπορούσε να προσφέρει η κεραία σε ένα περιβάλλον πλούσιο σε σκεδάσεις. Για αυτό το λόγο και απεικονίζονται από τέσσερα διαγράμματα βάσης για πομπό και δέκτη, τα οποία θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν στο συγκεκριμένο κανάλι.

Όπως γίνεται εμφανές από την σύγκριση των Σχημάτων 4.1 και 4.2, η πολυπλοκότητα



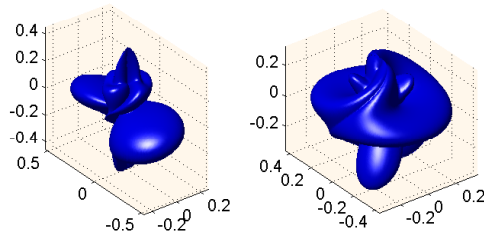
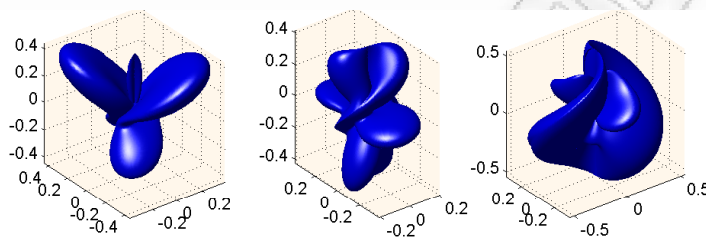
(α') Διαγράμματα βάσης πομπού

(β') Διαγράμματα βάσης δέκτη

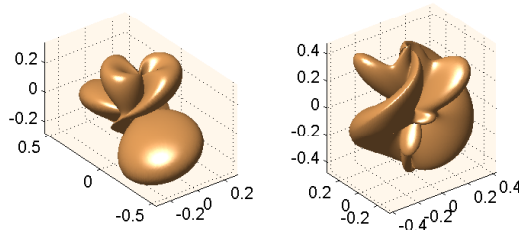
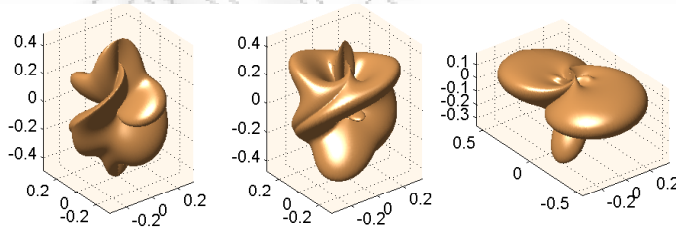
Σχήμα 4.2: 3D διαγράμματα βάσης σε κανάλι WINNER τύπου B2

των προσαρμοστικών διαγραμμάτων βάσης έναντι των αρχικών είναι πολύ μεγαλύτερη και αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι τα προσαρμοστικά διαγράμματα προσπαθούν να εκμεταλλευτούν στο έπακρο το κανάλι λαμβάνοντας υπόψη τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος με αποτέλεσμα να προκύπτουν μεγαλύτερης πολυπλοκότητας διαγράμματα, το οποίο ήταν και αναμενόμενο.

Η εφαρμογή της παραπάνω μεθόδου σε μια πληθώρα διαφορετικών καναλιών είναι αρκετά ενδιαφέρουσα, αλλά λόγω των πολλών σεναρίων που μπορούν να προκύψουν, έχει επιλεγεί στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής να παρουσιαστούν κάποια αντιπροσωπευτικά παραδείγματα με τα πιο συνηθισμένα κανάλια.



(α') Διαγράμματα βάσης πομπού

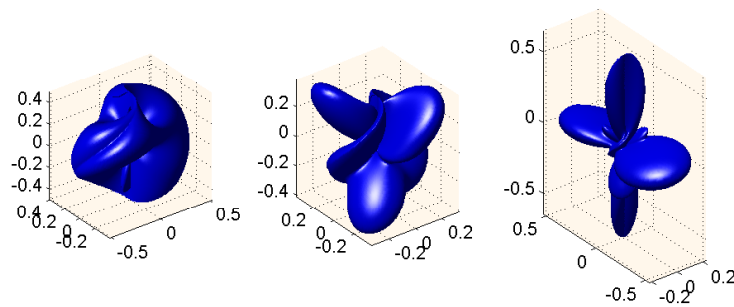


(β') Διαγράμματα βάσης δέκτη

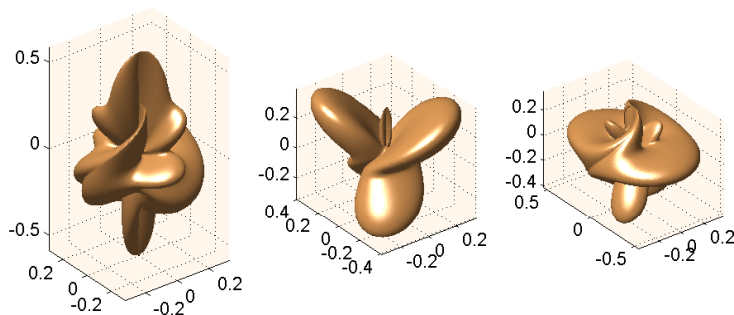
Σχήμα 4.3: 3D διαγράμματα βάσης σε κανάλι WINNER τύπου C3

Στο Σχήμα 4.3 απεικονίζονται τα νέα διαγράμματα βάσης τα οποία έχουν προκύψει για κανάλι τύπου C3 (Μακροκυφέλη σε Αστικό Περιβάλλον με Άσχημες Συνθήκες Διάδοσης). Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε τα νέα διαγράμματα είναι πέντε στον αριθμό το οποίο συνεπάγεται και ότι οι διαθέσιμοι βαθμοί ελευθερίας είναι 5. Αυτό σημαίνει ότι το περιβάλλον είναι πλούσιο σε σχεδιάσεις (το οποίο αναμενόταν για τον συγκεκριμένο τύπο διαύλου) και μπορεί να εκμεταλλευτεί στο έπακρο τις ιδιότητες της κεραίας.

Τέλος, στο Σχήμα 4.4 παρουσιάζονται τα καινούργια τρισδιάστατα διαγράμματα βάσης από την εφαρμογή της μεθόδου σε κανάλι WINNER τύπου D1 (Μακροκυφέλη σε Υπαίθριο Χώρο). Όπως άλλωστε αναμενόταν από τον τύπο του σεναρίου, το πλήθος των ενεργών ADoF είναι 3 στην συγκεκριμένη περίπτωση. Αυτή η πτώση των διαθέσιμων βαθμών ελευθερίας οφείλεται καθαρά στον τύπο του καναλιού ο οποίος αφορά υπαίθριο χώρο και συνεπώς το πλήθος των σχεδιάσεων είναι μειωμένο με αποτέλεσμα να δημιουργούνται συσχετισμένα κανάλια και συνεπώς να μειώνεται το πλήθος των βαθμών ελευθερίας. Επομένως, από το Σχήμα 4.4 μπορούμε να δούμε ποια διαγράμματα θα πρέπει να χρησιμοποιήσει πομπός και δέκτης για να εκμεταλλευτούν όσο το δυνατόν περισσότερο τις ιδιότητες του συγκεκριμένου τύπου διαύλου.



(α) Διαγράμματα βάσης πομπού



(β) Διαγράμματα βάσης δέκτη

Σχήμα 4.4: 3D διαγράμματα βάσης σε κανάλι WINNER τύπου D1

Όπως φαίνεται από όλα τα παραπάνω προσαρμοστικά τρισδιάστατα διαγράμματα βάσης, δημιουργούνται πολλαπλοί λοβοί στο κάθε διάγραμμα ακτινοβολίας οι οποίοι αντιπροσωπεύουν την πρόθεση του κάθε διαγράμματος βάσης να στοχεύσει συγκεκριμένες ομάδες σχεδιαστών από το υπάρχον περιβάλλον λειτουργίας.

4.3.2 Χωρητικότητα Συστημάτων BS-MIMO

Ένας από τους σημαντικότερους σκοπούς της συγκεκριμένης μεθόδου είναι να μεγιστοποιήσει την χρησιμοποίηση του καναλιού και κατά συνέπεια να αυξήσει την χωρητικότητα του συστήματος. Στην ουσία, η προτεινόμενη αυτή τεχνική επιτυγχάνει την αύξηση της χωρητικότητας με παρόμοιο τρόπο όπως η τεχνική του pre-coding για τα συμβατικά συστήματα MIMO.

Η χωρητικότητα των συστημάτων BS-MIMO δεν διαφέρει και πολύ από τον υπολογισμό της χωρητικότητας σε συμβατικά συστήματα MIMO. Η εργοδική χωρητικότητα σύμφωνα με [20] δίνεται από την παρακάτω έκφραση:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_T} + \frac{\gamma_{bs}}{N_{eff}} \bar{\mathbf{H}}_{bs} \bar{\mathbf{H}}_{bs}^H \right) \quad (4.9)$$

όπου $\det(\cdot)$ είναι η ορίζουσα, \mathbf{I} είναι ο μοναδιαίος πίνακας, γ_{bs} είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) [39], N_{eff} είναι το πλήθος των ενεργών διαγραμμάτων βάσης, δηλαδή στην πραγματικότητα είναι το πλήθος των ενεργών ADoF και τέλος $\bar{\mathbf{H}}_{bs} = \mathbf{H}_{bs} / \sqrt{\|\mathbf{H}_{bs}\|_F}$ είναι ο κανονικοποιημένος πίνακας του καναλιού στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, όπου $\|\cdot\|_F$ είναι η Frobenius νόρμα.

Θα πρέπει να διευκρινιστεί ότι το SNR των συστημάτων BS-MIMO είναι διαφορετικό από αυτό των συμβατικών συστημάτων MIMO και συγκεκριμένα:

$$\gamma_{bs} = \frac{\gamma_{conv}}{N_{eff}} \quad (4.10)$$

όπου γ_{conv} είναι το αντίστοιχο SNR των συμβατικών συστημάτων MIMO. Η διαφορά αυτή στο SNR προκύπτει λόγω του bandwidth expansion που γίνεται στο δέκτη, όπως αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 2, οπότε ο δέκτης λαμβάνει πολλαπλάσιο θόρυβο σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα, ο οποίος είναι αντίστοιχος του πλήθους των διαγραμμάτων βάσης και κατά συνέπεια το SNR υπόκειται μια υποβάθμιση λόγω του αυξημένου θορύβου.

Επομένως, σκοπός της συγκεκριμένης ενότητας είναι να παρουσιάσει τα αποτελέσματα της αξιολόγησης επίδοσης των συστημάτων BS-MIMO με χρήση και χωρίς, της προτεινόμενης τεχνικής και εν συνεχεία να συγκριθούν τα επιτυγχανόμενα αποτελέσματα. Η σύγκριση της επίδοσης γίνεται σε όρους εργοδικής χωρητικότητας, όπου παρουσιάζονται συγκριτικές γραφικές παραστάσεις με την επιτυγχανόμενη εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR καθώς και με καμπύλες CDF (Cumulative distribution function) για διαφορετικές τιμές του SNR.

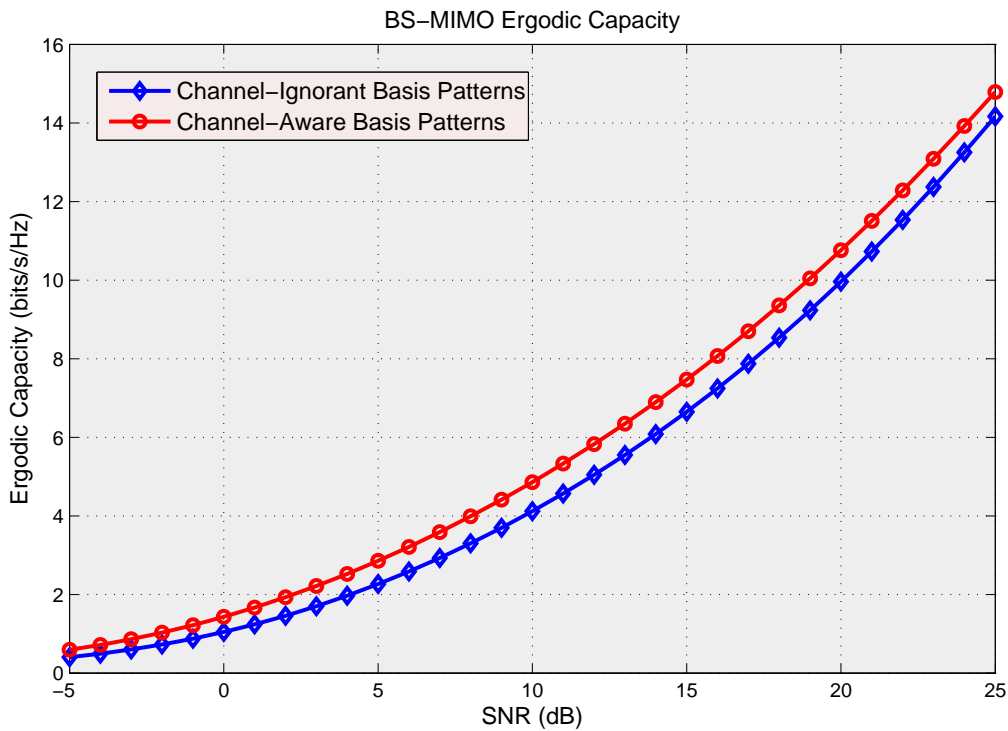
Όπως και προηγουμένως, πολλαπλά σενάρια έλαβαν χώρα, για διαφορετικούς τύπους διαύλων όπως ορίζονται από το μοντέλο WINNER, και αναλύθηκαν στο Κεφάλαιο 3.

Αρχικά, όπως και στην παρουσίαση των τρισδιάστατων προσαρμοστικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας, η τεχνική εφαρμόζεται σε πολλαπλά κανάλια τύπου B2. Συγκεκριμένα, η προσομοίωση εκτελέστηκε για 500 διαφορετικά κανάλια, τα οποία όμως αφορούσαν όλα μικροκυψέλες σε αστικό περιβάλλον με κακές συνθήκες διάδοσης. Λόγω της φύσης του συγκεκριμένου περιβάλλοντος το πλήθος των ADoF που προκύπτει είναι κατά βάση ίσο με 4. Τα αποτελέσματα της εργοδικής χωρητικότητας καθώς και η σύγκρισή της με τα αρχικά διαγράμματα βάσης απεικονίζονται στο Σχήμα 4.5. Πιο συγκεκριμένα, στο Σχήμα 4.5(α') γίνεται η σύγκριση της επιτυγχανόμενης εργοδικής χωρητικότητας συναρτήσει του SNR για την προτεινόμενη τεχνική και την αρχική μέθοδο υπολογισμού των διαγραμμάτων βάσης όπου δεν λαμβάνεται υπόψη ο δίαυλος. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η τεχνική που αγνοεί το κανάλι χρησιμοποιεί συνεχώς και τα 5 διαγράμματα βάσης που έχει διαθέσιμα. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι η προτεινόμενη μέθοδος επιτυγχάνει ένα κέρδος της τάξης των $2dB$ κατά μέσο όρο, όπου παρατηρείται και κέρδος μέχρι και $2.5dB$ κυρίως στα χαμηλά SNR. Αυτή η συμπεριφορά είναι δικαιολογημένη καθώς όσο αυξάνονται οι τιμές του SNR τόσο αυξάνεται και η συμβολή των διαγραμμάτων βάσης με μικρή ιδιοτιμή και κατά συνέπεια και του πέμπτου διαγράμματος βάσης της μεθόδου που αγνοεί το κανάλι.

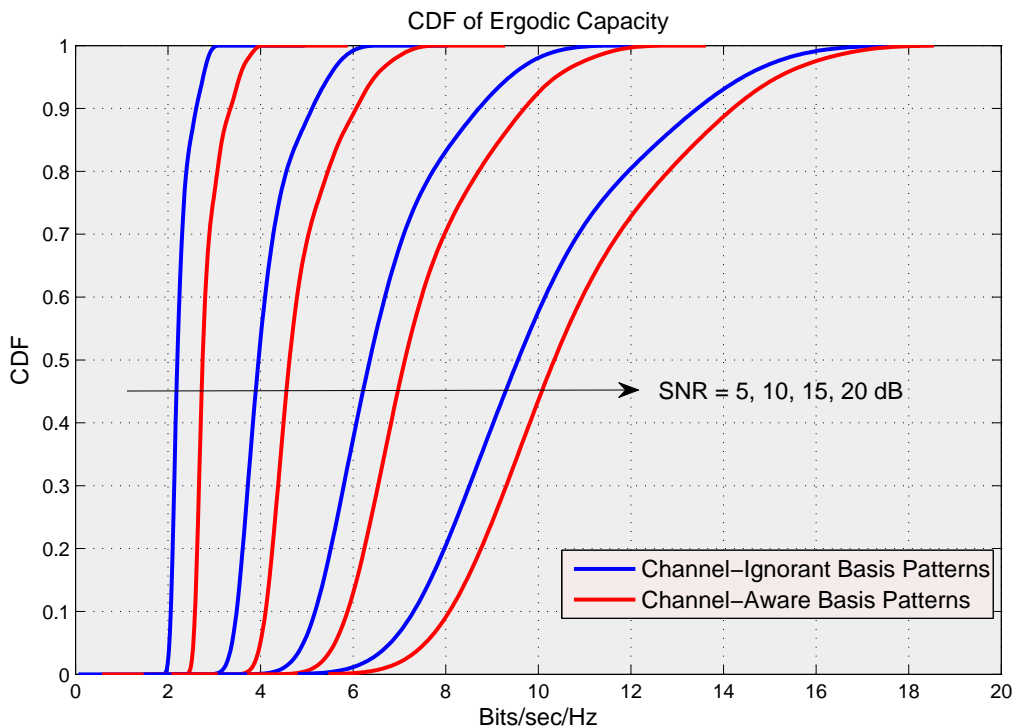
Στο Σχήμα 4.5(β') απεικονίζεται η CDF της εργοδικής χωρητικότητας για $SNR = 5, 10, 15$ και 20 . Στην CDF γίνεται εμφανές το κέρδος που προκύπτει στην χωρητικότητα, καθώς προκύπτει μια αύξηση στην μέση χωρητικότητα της τάξης του $10 - 20\%$.

Στη συνέχεια, γίνανε προσομοιώσεις με σκοπό την αξιολόγηση του συστήματος σε περιβάλλοντα τύπου C2. Το περιβάλλον αυτό ορίζει λειτουργία σε μακροκυψέλες μέσα σε αστικό περιβάλλον. Τα αποτελέσματα αναμένονται λίγο ή πολύ παρόμοια με την περίπτωση του τύπου καναλιών B2. Πράγματι και σε αυτή την περίπτωση όπως και προηγουμένως, προκύπτουν 4 ADoF και κατά συνέπεια 4 διαγράμματα βάσης. Παρόλα αυτά, από το Σχήμα 4.6(α') παρατηρείται μια διαφορά της τάξης του $1.5 - 3dB$, το οποίο είναι ένα ελαφρώς καλύτερο αποτέλεσμα από την προηγούμενη περίπτωση. Αυτό συμβαίνει καθώς το συγκεκριμένο περιβάλλον εκμεταλλεύεται σε μεγαλύτερο βαθμό και τους τέσσερις βαθμούς ελευθερίας με την ιδιοτιμή του τελευταίου διαγράμματος βάσης να είναι συγκρίσιμη με τις προηγούμενες. Το ίδιο συμπέρασμα προκύπτει παρατηρώντας την CDF που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.6(β'), όπου πλέον έχει αυξηθεί η διαφορά και προκύπτει ένα κέρδος στην χωρητικότητα του συστήματος ίσο με $15 - 30\%$.

Άρα, όπως ήταν αναμενόμενο, σε συνθήκες διάδοσης όπου υπάρχει ικανοποιητικό πλήθος ομάδων σχεδαστών, τα συστήματα BS-MIMO μπορούν να εκμεταλλευτούν ένα μεγάλο πλήθος βαθμών ελευθερίας, όπως προέκυψε και από τα παραπάνω αποτελέσματα. Βέβαια, έχει ενδιαφέρον και η εφαρμογή της τεχνικής αυτής σε περιβάλλοντα που δεν πληρούν τις προϋποθέσεις ενός διαύλου πλούσιου σε σχεδάσεις.

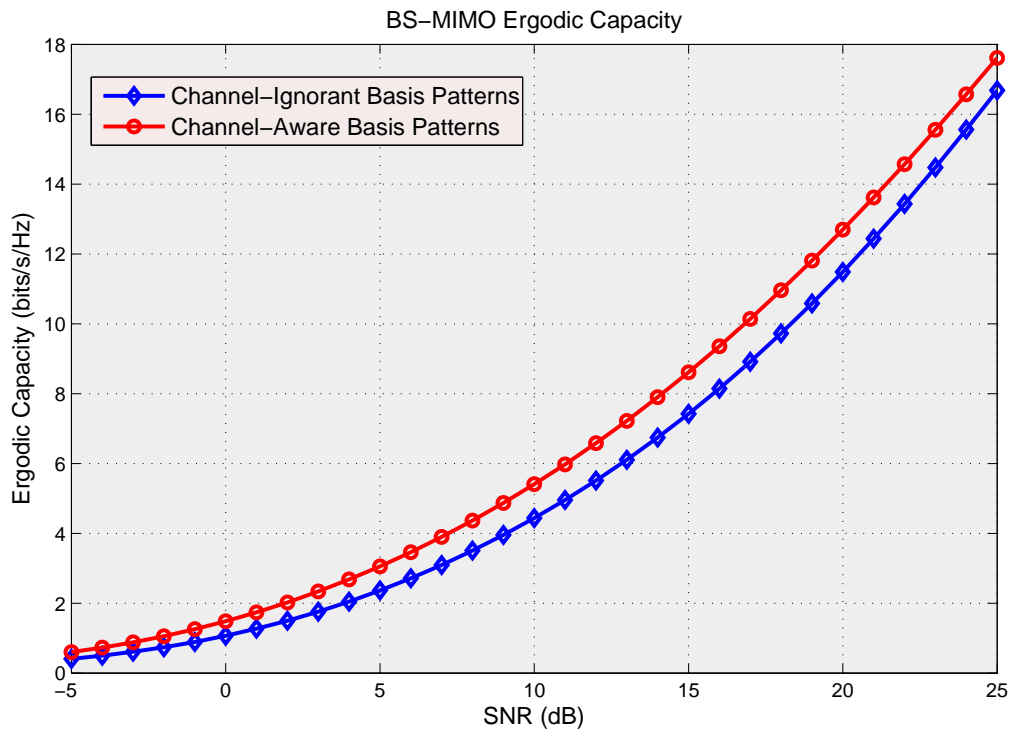


(α) Εργοδική χωρητικότητα

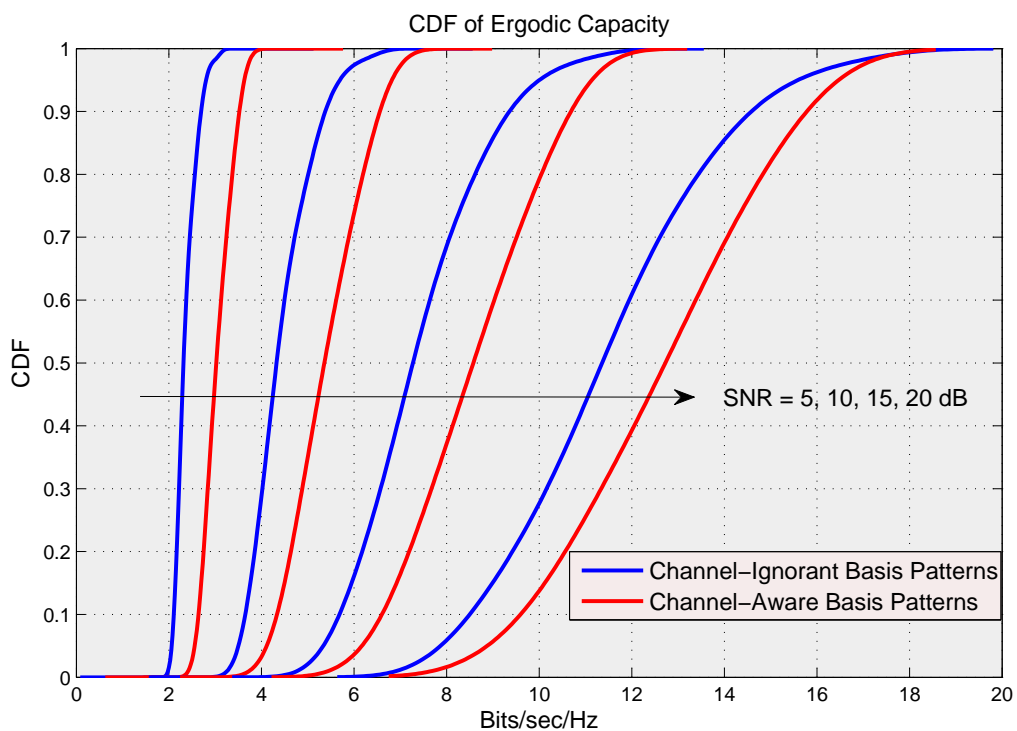


(β') CDF της εργοδικής χωρητικότητας

Σχήμα 4.5: Αποτελέσματα εργοδικής χωρητικότητας για κανάλια WINNER τύπου B2



(α') Εργοδική χωρητικότητα



(β') CDF της εργοδικής χωρητικότητας

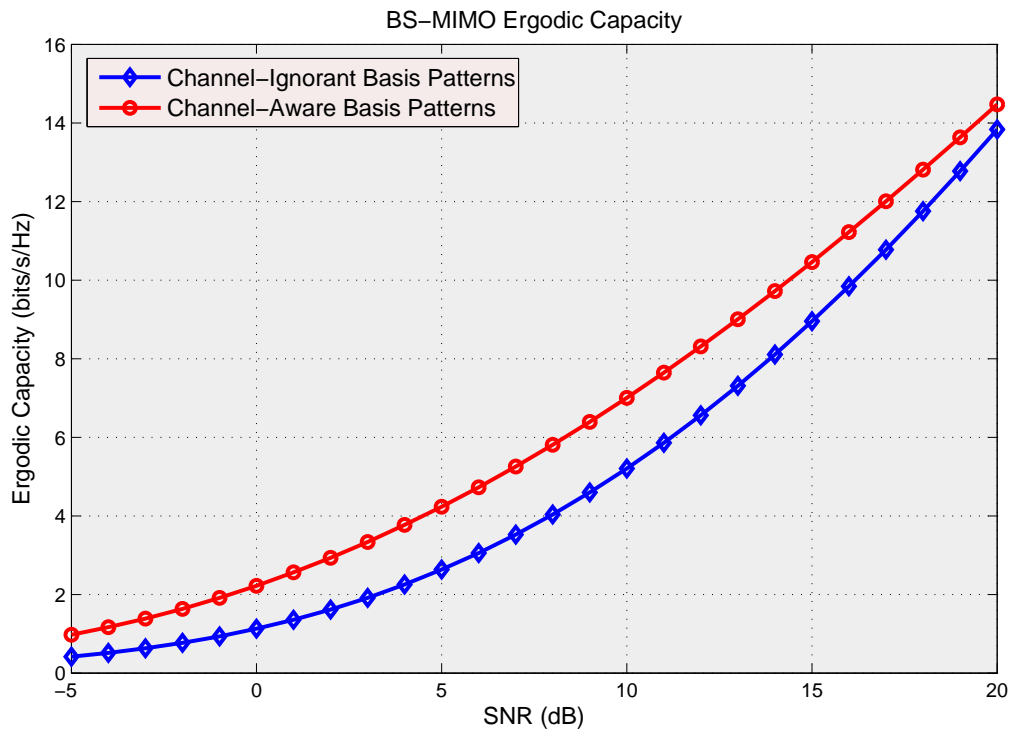
Σχήμα 4.6: Αποτελέσματα εργοδικής χωρητικότητας για κανάλια WINNER τύπου C2

Για αυτόν ακριβώς τον λόγο και διεξήχθησαν προσομοιώσεις σε τύπους καναλιών που θεωρητικά πάσχουν από τις ιδανικές συνθήκες που απαιτούν τα συστήματα MIMO. Μερικά παραδείγματα τέτοιων τύπων καναλιών είναι οι D1, A1, B3, D2a και άλλοι. Τα αποτελέσματα των συγκεκριμένων προσομοιώσεων με τους παραπάνω τύπους καναλιών είχαν παρόμοια αποτελέσματα και για αυτό το λόγο στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τον τύπο καναλιού D1 το οποίο είναι ένας αντιπροσωπευτικός διαύλου και αφορά μακροκυφές σε υπαίθριο χώρο. Τα αποτελέσματα της επιτυγχάνομενης χωρητικότητας φαίνονται στο Σχήμα 4.7. Τα αποτελέσματα για τον συγκεκριμένο τύπο διαύλου έδειξαν ότι το πλήθος των ενεργών βαθμών ελευθερίας είναι ίσο με 3. Βέβαια, όπως παρατηρείται από το Σχήμα 4.7(α') η χρήση των τριών βαθμών ελευθερίας είναι αποδοτικοί μέχρι τα $20dB$ περίπου όπου επιτυγχάνουν πολύ σημαντικό κέρδος έναντι της συμβατικής μεθόδου. Στα πολύ υψηλά SNR προέκυψε από τις προσομοιώσεις ότι στον συγκεκριμένο τύπο διαύλου οι ADoF γίνονται 4 από 3. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η ιδιοτιμή του τέταρτου διαγράμματος βάσης έχει σημαντική συμβολή ότι οι τιμές του SNR είναι αρκετά υψηλές.

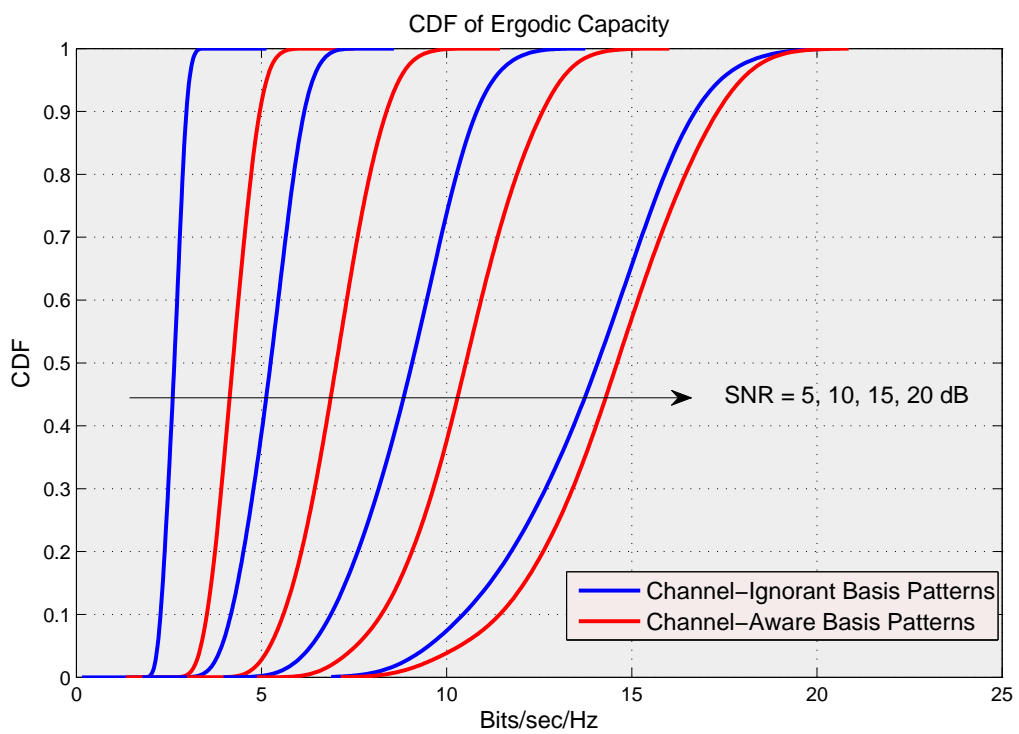
Το κέρδος που προκύπτει στην συγκεκριμένη περίπτωση στην εργοδική χωρητικότητα είναι έως και $5dB$ στα χαμηλά SNR. Αυτό το σημαντικό κέρδος προκύπτει από το γεγονός ότι το κανάλι δεν μπορεί να αξιοποιήσει πάνω από τρεις παράλληλες ροές, λόγω των συσχετισμένων καναλιών που προκύπτουν. Οπότε η προτεινόμενη τεχνική είναι σε θέση να εκμεταλλευτεί τις δυνατότητες που παρέχει ο δίαυλος σε αντίθεση με την συμβατική τεχνική υπολογισμού διαγραμμάτων βάσης, η οποία σπαταλάει πόρους χωρίς να είναι σε θέση να τις υποστηρίξει το κανάλι. Αντίστοιχα, από το Σχήμα 4.7(β') προκύπτει ένα μέγιστο κέρδος της τάξης του 40 στα χαμηλά SNR το οποίο ελαττώνεται όσο αυξάνεται το SNR.

Τέλος, η τεχνική αξιολογείται στο περιβάλλον τύπου C3, ο οποίος αντιπροσωπεύει συνθήκες διάδοσης σε μακροκυφές οι οποίες βρίσκονται σε αστικό περιβάλλον και επικρατούν άσχημες συνθήκες διάδοσης. Ο συγκεκριμένος τύπος καναλιού θεωρητικά πληροί όλες τις προϋποθέσεις ενός διαύλου πλούσιου σε ομάδες σχεδαστών και κατά συνέπεια σε πολλαπλές πολυδιαδρομικές συνιστώσες οι οποίες είναι σε θέση να δημιουργήσουν πολλαπλά ασυσχέτιστα παράλληλα κανάλια.

Στο Σχήμα 4.8 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της χωρητικότητας του συστήματος καθώς και η σύγκριση των δύο διαφορετικών προσεγγίσεων. Όπως ήταν αναμενόμενο το συγκεκριμένο περιβάλλον μπορεί να εκμεταλλευτεί στο έπακρο τους βαθμούς ελευθερίας που προσφέρουν οι κεραιές πομπού και δέκτη, δηλαδή οι ενεργοί ADoF είναι 5. Για αυτόν ακριβώς τον λόγο και το κέρδος της χωρητικότητας δεν είναι σημαντικό παρά μόνο στα πολύ υψηλά SNR όπου προκύπτει ένα κέρδος της τάξης του $0.5 - 1dB$, όπως προκύπτει από την γραφική παράσταση του Σχήματος 4.8(α'). Το συγκεκριμένο κέρδος γίνεται πιο εμφανές από τα αποτελέσματα του Σχήματος 4.8(β'), όπου φαίνεται η μικρή αύξηση της χωρητικότητας αυξανόμενου του SNR.

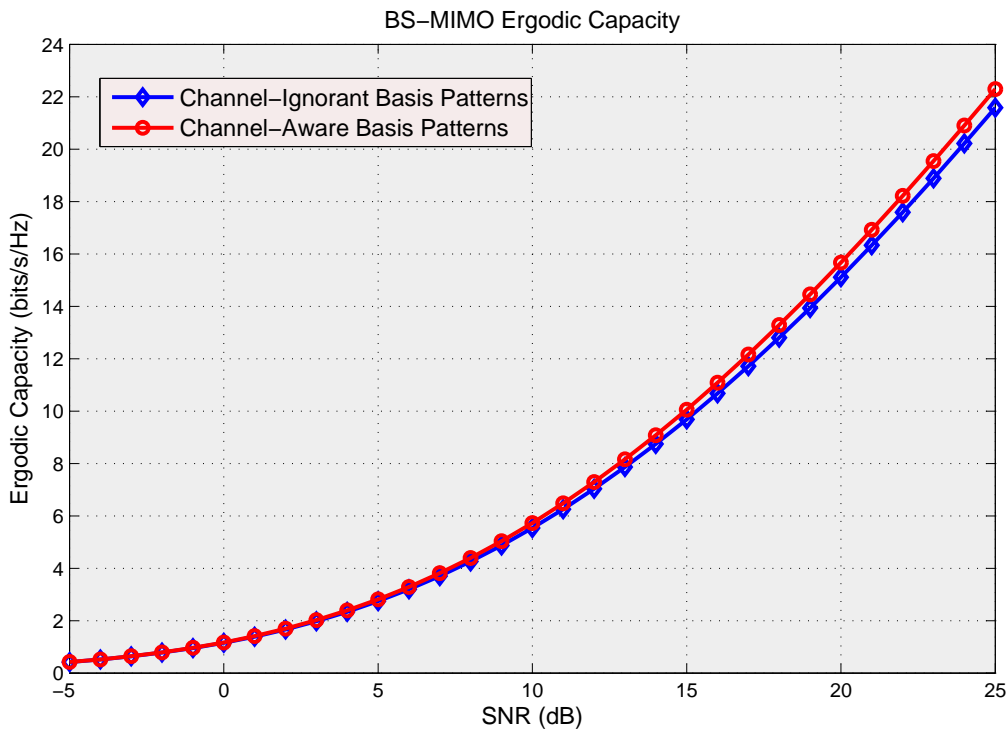


(α') Εργοδική χωρητικότητα

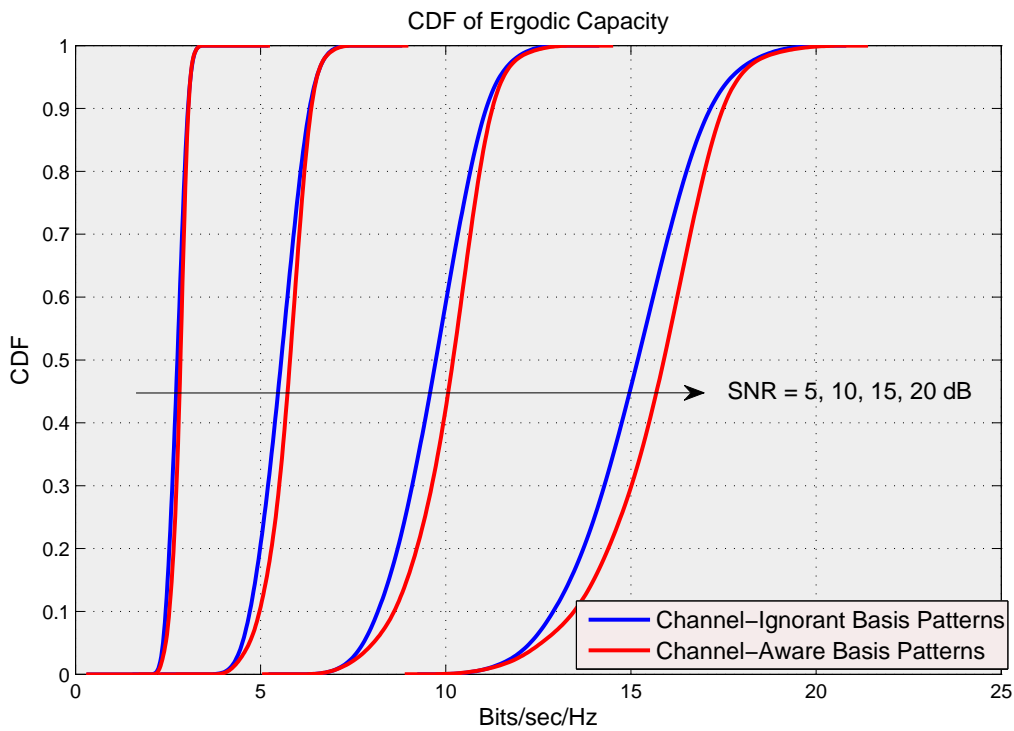


(β') CDF της εργοδικής χωρητικότητας

Σχήμα 4.7: Αποτελέσματα εργοδικής χωρητικότητας για κανάλια WINNER τύπου D1



(α) Εργοδική χωρητικότητα



(β') CDF της εργοδικής χωρητικότητας

Σχήμα 4.8: Αποτελέσματα εργοδικής χωρητικότητας για κανάλια WINNER τύπου C3

Κεφάλαιο 5

Συμπεράσματα

ΣΤΑ ΠΛΑΙΣΙΑ της παρούσας διπλωματικής εργασίας αναλύθηκαν διεξοδικά οι δυνατότητες των συστημάτων BS-MIMO και συγκεκριμένα εξετάστηκαν οι βαθμοί ελευθερίας που είναι σε θέση να προσφέρουν τα εν λόγω συστήματα. Αρχικά, έγινε η περιγραφή των συστημάτων MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας και παρουσιάστηκε η βασική τεχνική υπολογισμού των διαγραμμάτων βάσης της κεραίας, τα οποία ακολούθως χρησιμοποιούνται για την αποστολή των πολλαπλών ροών δεδομένων.

Στη συνέχεια παρουσιάστηκε εκτενώς το μοντέλο WINNER το οποίο είναι σε θέση να παράγει ένα μεγάλο αριθμό διαφορετικών τύπων ρεαλιστικών ράδιο-διαύλων. Παρατέθηκαν όλα τα σενάρια που υποστηρίζει το μοντέλο και η χρησιμότητα του καθενός, καθώς και η βασική λειτουργία του μοντέλου. Ακολούθως, παρουσιάστηκε το βασικό κομμάτι και η κύρια συμβολή αυτής της διπλωματικής όπου είναι η ανάπτυξη μιας νέας τεχνικής για τον υπολογισμό των διαγραμμάτων βάσης με προσαρμοστικό τρόπο, λαμβάνοντας υπόψη και τις συνθήκες του διαύλου. Όπως είδαμε η αρχική μέθοδος που αγνοεί το κανάλι αποφασίζει μόνο βάσει των χαρακτηριστικών της κεραίας. Παρόλα αυτά, η τεχνική που αναπτύχθηκε λαμβάνει υπόψη της και την κεραία καθώς και το κανάλι και είναι σε θέση να παράγει τα νέα διαγράμματα βάσης που εκμεταλλεύονται στο έπακρο το συγκεκριμένο κανάλι, καθώς και να καθορίσει τους ενεργούς βαθμούς ελευθερίας ADoF.

Η προτεινόμενη τεχνική αξιολογήθηκε μέσω προσομοιώσεων που διεξήχθησαν με χρήση ρεαλιστικών καναλιών που προέκυψαν από την εφαρμογή διαφορετικών τύπων καναλιών που εξήχθησαν από το μοντέλο WINNER. Τα αποτελέσματα δείξαν σημαντικό κέρδος της προτεινόμενης τεχνικής, σε μια πληθώρα διαφορετικών διαύλων, όσον αφορά την επιτυγχανόμενη χωρητικότητα και σε σύγκριση πάντα με την συμβατική μέθοδο που αγνοεί το κανάλι.

Πέραν από την αξιολόγηση επίδοσης της νέας τεχνικής, η οποία έδειξε ότι υπερτερεί της προγενέστερης, από τα νέα διαγράμματα βάσης που προκύπτουν είναι φανερό η μεγαλύτερη πολυπλοκότητά τους σε σχέση με τα αρχικά διαγράμματα βάσης. Όπως σχολιάστηκε, η αυξημένη αυτή πολυπλοκότητα είναι δικαιολογημένη και οφείλεται στο γεγονός ότι έχει

συμπεριληφθεί και η επίδραση του καναλιού το οποίο κατά κανόνα είναι προκαλεί μια τυχαιότητα η οποία αυξάνει την πολυπλοκότητα των διαγραμμάτων. Ο λόγος των πολλαπλών λοβών που δημιουργούνται αφορούν την τάση του κάθε διαγράμματος βάσης να κατευθύνει συγκεκριμένους λοβούς προς κατευθύνσεις συγκεκριμένων ομάδων σκεδαστών, ώστε με αυτόν τον τρόπο να αξιοποιηθεί πλήρως το κανάλι.

Ένα ζήτημα που προκύπτει και χρίζει περαιτέρω έρευνας, είναι η κατασκευή των τρισδιάστατων διαγραμμάτων που προκύπτουν από την προτεινόμενη τεχνική. Συγκεκριμένα, θα πρέπει να βρεθούν τα loads τα οποία θα πρέπει να εφαρμοστούν στα παρασιτικά στοιχεία με σκοπό να παράγουν τα συγκεκριμένα διαγράμματα. Η πολυπλοκότητα είναι αρκετά αυξημένη καθώς τα νέα διαγράμματα βάσης απαιτούν διακριτικότητα της κεραίας και στη γωνία αζιμουθίου καθώς και στη γωνία ανύψωσης. Οπότε ενδεχομένως να πρέπει να εξεταστούν και νέες τύπου γεωμετρίας παρασιτικών κεραιών οι οποίες να μπορούν να προσφέρουν όσο το δυνατόν μεγαλύτερη ευελιξία στον τρισδιάστατο χώρο. Τέλος, ένα σημαντικό κομμάτι για μελλοντική έρευνα αποτελεί η αξιολόγηση της εν λόγω τεχνικής σε μια συνολική προσομοίωση όπου θα λαμβάνονται υπόψη όλες οι εκδοχές ενός συστήματος, με σκοπό τον συνολικό απολογισμό του κέρδους που είναι σε θέση να προσφέρει η προτεινόμενη τεχνική.

Βιβλιογραφία

- [1] H. Bolcskei, D. Gesbert, C. Papadias, and van der Veen A.-J., *Space-Time Wireless Systems, From Array Processing to MIMO Communications*. Cambridge University Press, New York, 2006.
- [2] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [3] B. Lindmark, “Capacity of a 2x2 mimo antenna system with mutual coupling losses,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 2, june 2004, pp. 1720 – 1723 Vol.2.
- [4] J. Wallace and M. Jensen, “Mutual coupling in mimo wireless systems: a rigorous network theory analysis,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 4, pp. 1317 – 1325, july 2004.
- [5] N. Chiurtu, B. Rimoldi, E. Telatar, and V. Pauli, “Impact of correlation and coupling on the capacity of mimo systems,” in *Signal Processing and Information Technology, 2003. ISSPIT 2003. Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on*, dec. 2003, pp. 154 – 157.
- [6] S. Sanayei and A. Nosratinia, “Antenna selection in mimo systems,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 42, no. 10, pp. 68 – 73, oct. 2004.
- [7] A. Molisch, M. Win, Y. Choi, and J. Winters, “Capacity of mimo systems with antenna selection,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 4, no. 4, pp. 1759 – 1772, July 2005.
- [8] L. Dai, S. Sfar, and K. Letaief, “Optimal antenna selection based on capacity maximization for mimo systems in correlated channels,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 3, pp. 563 – 573, March 2006.
- [9] A. Dua, K. Medepalli, and A. Paulraj, “Receive antenna selection in mimo systems using convex optimization,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 9, pp. 2353–2357, september 2006.
- [10] I. Berenguer, X. Wang, and V. Krishnamurthy, “Adaptive mimo antenna selection via discrete stochastic optimization,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 11, pp. 4315 – 4329, nov. 2005.

- [11] C. Oestges, V. Erceg, and A. Paulraj, “Propagation modeling of mimo multipolarized fixed wireless channels,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 3, pp. 644 – 654, may 2004.
- [12] R. Vaughan, “Polarization diversity in mobile communications,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 3, pp. 177–186, aug 1990.
- [13] F. Quitin, C. Oestges, F. Horlin, and P. De Doncker, “Multipolarized mimo channel characteristics: Analytical study and experimental results,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 9, pp. 2739–2745, sept. 2009.
- [14] V. Degli-Esposti, V.-M. Kolmonen, E. M. Vitucci, and P. Vainikainen, “Analysis and modeling on co- and cross-polarized urban radio propagation for dual-polarized mimo wireless systems,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 11, pp. 4247–4256, nov. 2011.
- [15] Hon Tat Hui, “A practical approach to compensate for the mutual coupling effect in an adaptive dipole array,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 5, pp. 1262 – 1269, may 2004.
- [16] J.W. Wallace and M. Jensen, “Termination dependent diversity performance of coupled antennas: Network theory analysis,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 1, pp. 98–105, January 2004.
- [17] H. Steyskal and J. Herd, “Mutual coupling compensation in small array antennas,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 12, pp. 1971–1975, dec 1990.
- [18] C. Waldschmidt, S. Schulteis, and W. Wiesbeck, “Complete rf system model for analysis of compact mimo arrays,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 3, pp. 579–586, May 2004.
- [19] T. Ohira and K. Iigusa, “Electronically steerable parasitic array radiator antenna,” *Electronics and Communications in Japan (Part II: Electronics)*, vol. 87, no. 10, pp. 25–45, 2004. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1002/ecjb.20081>
- [20] A. Sayeed, “Deconstructing multiantenna fading channels,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 10, pp. 2563 – 2579, oct 2002.
- [21] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [22] A. Kalis, A. Kanatas, and C. Papadias, “A novel approach to mimo transmission using a single rf front end,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 26, no. 6, pp. 972–980, august 2008.
- [23] V. Barousis and A. Kanatas, “Aerial degrees of freedom of parasitic arrays for single rf front-end mimo transceivers,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 35, pp. 287–306, 2011.

- [24] David A. B. Miller, “Communicating with waves between volumes: evaluating orthogonal spatial channels and limits on coupling strengths,” *Applied Optics*, vol. 39, no. 11, pp. 1681–1699, 2000.
- [25] A. Poon, R. Brodersen, and D. Tse, “Degrees of freedom in multiple-antenna channels: a signal space approach,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 2, pp. 523 – 536, feb. 2005.
- [26] Buon Kiong Lau, J. Andersen, G. Kristensson, and A. Molisch, “Impact of matching network on bandwidth of compact antenna arrays,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 11, pp. 3225 –3238, nov. 2006.
- [27] J. G. Proakis, *Digital Communications, Fourth Edition*. McGraw-Hill international edition, 2000.
- [28] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*. 7th edition New York: Academic Press, 2007.
- [29] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design 3rd Edition*. John Wiley & Sons, 2005.
- [30] S. Thoen, L. Van der Perre, and M. Engels, “Modeling the channel time-variance for fixed wireless communications,” *Communications Letters, IEEE*, vol. 6, no. 8, pp. 331 –333, aug. 2002.
- [31] J. Porter and J. Thweatt, “Microwave propagation characteristics in the mmws frequency band,” in *Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE International Conference on*, vol. 3, 2000, pp. 1578 –1582 vol.3.
- [32] A. L. J. Ojala, R. Böhme and M. Uno, “On the propagation characteristics of the 5 ghz rooftop-to-rooftop meshed network,” in *IST Mobile & Wireless Telecommunications Summit 2002, Jun. 2002, Thessaloniki, Greece*.
- [33] C. N. Skentos and A. G. Kanatas, “Results from rooftop to rooftop mimo channel measurements at 5.2 ghz,” in *COST273 TD(05)59, Bologna, Jan. 19-21*.
- [34] M. Steinbauer, A. Molisch, and E. Bonek, “The double-directional radio channel,” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 43, no. 4, pp. 51 –63, aug 2001.
- [35] 3GPP TR 25.996, “3rd generation partnership project; technical specification group radio access networks; spatial channel model for mimo simulations (release 6),” in *V6.1.0*.
- [36] IST-4-027756 WINNER II D1.1.2 V1.1, “Channel models.” [Online]. Available: <https://www.ist-winner.org>
- [37] T. Ohira and K. Gyoda, “Electronically steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beamforming,” in *Phased Array Systems and Technology, 2000. Proceedings. 2000 IEEE International Conference on*, 2000, pp. 101 –104.

- [38] L. Hentil, P. Kyösti, M. Käske, M. Narandzic, and M. Alatossava, “Matlab implementation of the winner phase II channel model ver1.1.” [Online]. Available: https://www.ist-winner.org/phase\2_model.htm
- [39] V. Barousis, A. Kanatas, and A. Kalis, “Beamspace-domain analysis of single-rf front-end mimo systems,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 3, pp. 1195 –1199, march 2011.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΑΙΑΣ