



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ

Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

ΣΕ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΤΟΥ

ΒΛΑΣΙΟΥ Ι. ΜΠΑΡΟΥΣΗ

Η διατριβή υποβάλλεται για την μερική κάλυψη των απαιτήσεων με στόχο την  
απόκτηση του Διδακτορικού Διπλώματος

Πειραιάς, Ιούνιος 2011

РАМЕТЪМО РЕПАА

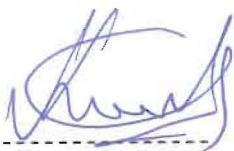
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ  
Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΕ  
ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ –  
ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ  
ΤΟΥ  
ΒΛΑΣΙΟΥ Ι. ΜΠΑΡΟΥΣΗ

Συμβουλευτική Επιτροπή: Αθανάσιος Γ. Κανάτας  
Γεώργιος Ευθύμογλου  
Φίλιππος Κωνσταντίνου

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 7<sup>η</sup> Ιουνίου 2011.



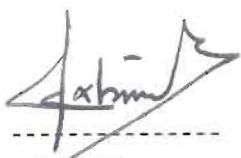
Α. Γ. Κανάτας  
Αναπλ. Καθηγητής  
Παν/μίου Πειραιώς



Γ. Ευθύμογλου  
Επικ. Καθηγητής  
Παν/μίου Πειραιώς



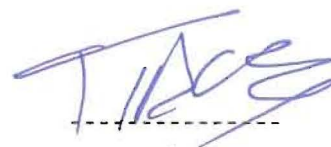
Φ. Κωνσταντίνου  
Καθηγητής  
Ε.Μ.Π.



Σ. Κ. Κάτσικας  
Καθηγητής  
Παν/μίου Πειραιώς



Π. Κωττής  
Καθηγητής  
Ε.Μ.Π.



Π. Δεμέστιχας  
Αναπλ. Καθηγητής  
Παν/μίου Πειραιώς



Α. Ρούσκας  
Επικ. Καθηγητής  
Παν/μίου Πειραιώς

РАМЕТЪМО РЕПАА



**Βλάσιος Ι. Μπαρούσης**

Διδάκτωρ Πανεπιστημίου Πειραιώς

Copyright© 2011 – Βλάσιος Ι. Μπαρούσης

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Πανεπιστημίου Πειραιώς.

РАМЕТЪМО РЕПАА

# ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΡΑΙΑ

*Στην οικογένειά μου...*

РАМЕТЪМО РЕПАА



# ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η διδακτορική διατριβή αποδείχθηκε μία απαιτητική δοκιμασία με πολλές δυσκολίες που για να αντιμετωπιστούν χρειάστηκε ψυχική δύναμη η οποία προήλθε από την ισχυρή μου θέληση για μάθηση. Ωστόσο, αυτό δε θα αρκούσε ποτέ από μόνο του για την ολοκλήρωση αυτής της πορείας. Καθοριστικό ρόλο όλα αυτά τα χρόνια έπαιξαν κάποιοι άνθρωποι οι οποίοι με στήριξαν στις δύσκολες στιγμές και με καθοδήγησαν, ο καθένας με τον τρόπο του, σε αυτό το αποτέλεσμα. Με την ολοκλήρωση αυτής της προσπάθειας αισθάνομαι την ανάγκη να αναφερθώ σε αυτούς τους ανθρώπους.

Καταρχήν θέλω να αναφερθώ στον αναπληρωτή καθηγητή του Πανεπιστημίου Πειραιώς και επιβλέποντα της διδακτορικής μου διατριβής, κ. Αθανάσιο Κανάτα. Οι πολύωρες συζητήσεις και συμβουλές πάνω σε ερευνητικά θέματα, και όχι μόνο, με έκαναν εκτός από καθηγητή μου να τον αισθανθώ και ως φίλο που συνεχώς ήταν στο πλευρό μου, με στήριζε στις δύσκολες στιγμές και με καθοδηγούσε. Τον ευχαριστώ θερμά για όλα αυτά που μου πρόσφερε, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε όταν με επέλεξε και για την πολύτιμη στήριξή του όλα αυτά τα χρόνια, χωρίς την οποία δε θα μπορούσε να ολοκληρωθεί η διδακτορική μου διατριβή. Επίσης, είχα τη χαρά να συνεργαστώ με τους καθηγητές του Athens Information Technology (AIT) κ. Αντώνη Καλή και κ. Κωνσταντίνο Παπαδιά, των οποίων η στήριξη και οι συμβουλές ήταν απαραίτητες για την επιτυχή έκβαση αυτής της προσπάθειας. Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά και τον επίκουρο καθηγητή του Πανεπιστημίου Πειραιώς, κ. Γιώργο Ευθύμογλου, για τη σημαντική ενθάρρυνση που μου παρείχε όλα αυτά τα χρόνια, την εμπιστοσύνη που μου έδειξε και τις φιλικές συμβουλές του. Δε θα μπορούσα να παραλείψω και δύο καθηγητές μου του τμήματος Ηλεκτρονικής του ΤΕΙ Πειραιά, τους κ. Δημήτρη Καλύβα και κ. Ηρακλή Δημόπουλο, τους οποίους θέλω να ευχαριστήσω για τις πολύτιμες συμβουλές τους τόσο πριν, όσο και κατά τη διάρκεια αυτής της πορείας. Στους καθηγητές μου εύχομαι ολόψυχα υγεία, οικογενειακή ευτυχία και διακρίσεις στο

ερευνητικό τους έργο.

Κατόπιν, για τη στήριξη τους ευχαριστώ θερμά τους φίλους και συναδέλφους μου που συνεργαστήκαμε όλα αυτά τα χρόνια στο εργαστήριο, και συγκεκριμένα τους Παναγιώτη Θεοφιλάκο, Γιώργο Μπράβο, Κώστα Κυρίτση, Μάνο Μιχαηλίδη και Χρήστο Σπηλιωτόπουλο. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον καλό μου φίλο Άγγελο Σαατσάκη για τη συμπαράστασή του και την κοινή μας πορεία όλα αυτά τα χρόνια, καθώς και τους φίλους μου Αντώνη Γκότση και Δημήτρη Κομνάκο που την ίδια χρονική περίοδο έκαναν το διδακτορικό τους στο εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών στο ΕΜΠ και μοιραστήκαμε μαζί πολλές εμπειρίες. Τους ευχαριστώ ιδιαίτερα για τις όμορφες στιγμές που περάσαμε μαζί στα ταξίδια που κάναμε και για τις πολλές αναμνήσεις από αυτά, που όταν τις θυμάμαι πάντα γελάω. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω για τη συμπαράστασή τους τους φίλους μου Πάνο Νικολόπουλο, Βάσω Ψαροπούλου, Μίλτο Βετουλαδίτη, Καμέλια Μιχόκ, Αντώνη Μπέικο, καθώς και για την πολύτιμη στήριξη της, την Ιωάννα Μπούζου.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον πατέρα μου Γιάννη, τη μητέρα μου Μπέτυ και τον αδερφό μου Χρήστο για την αδιάκοπη στήριξη που μου παρείχαν όλα αυτά τα χρόνια, τόσο πριν όσο και κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της διδακτορικής μου διατριβής. Τους εύχομαι υγεία και ευτυχία και ειδικά στον αδερφό μου καλή στρατιωτική θητεία και καλή επαγγελματική σταδιοδρομία. Ως ελάχιστο δείγμα ευγνωμοσύνης, τους αφιερώνω τη διδακτορική μου διατριβή.

*Βλάσιος Ι. Μπαρούσης*

*Πειραιάς, Ιούνιος 2011*

# ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η διδακτορική διατριβή αντιμετωπίζει το πρόβλημα του αυξημένου μεγέθους και της πολυπλοκότητας του υλικού (hardware) των συστημάτων επικοινωνιών πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (multiple input – multiple output, MIMO). Παρά τα σημαντικά οφέλη της τεχνολογίας MIMO στην επίδοση, οι παράγοντες αυτοί συχνά καθιστούν αδύνατη την πρακτική εφαρμογή της σε σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών. Τα μειονεκτήματα αυτά αντιμετωπίζονται κυρίως με τεχνικές σχεδίασης συμπαγών (compact) στοιχειοκεραίων για τη μείωση των διαστάσεων της κεραίας και με αλγόριθμους βασισμένους σε τεχνικές επεξεργασίας σήματος για τη μείωση του πλήθους των ενεργών αλυσίδων RF.

Σε αντίθεση με αυτές τις τεχνικές, η ερευνητική δραστηριότητα που συνοψίζεται στη διατριβή εστιάζει στη μελέτη και αξιολόγηση μίας πρωτότυπης αρχιτεκτονικής MIMO, που αντί συμβατικών στοιχειοκεραίων χρησιμοποιεί κεραίες ESPAR με ένα και μόνο ενεργό κεραιοστοιχείο και πλήθος παρασιτικών. Ο συγκεκριμένος τύπος κεραίας επιτρέπει ταυτόχρονα τόσο τη σημαντική μείωση των διαστάσεων όσο και της πολυπλοκότητας του υλικού, αφού απαιτεί μία μόνο αλυσίδα RF και εκμεταλλεύεται την ισχυρή σύζευξη μεταξύ όλων των κεραιοστοιχείων για την επίτευξη των επιθυμητών διαγραμμάτων ακτινοβολίας.

Οι περιορισμοί υλοποίησης των κεραίων ESPAR ωστόσο απαγορεύουν την αξιοποίησή τους σε συμβατικούς πομποδέκτες MIMO, καθώς η απαίτηση για ένα και μόνο ενεργό κεραιοστοιχείο καθιστά αδύνατη τη χωρική διασπορά των σημάτων εκπομπής και τη χωρική δειγματοληψία των σημάτων λήψης. Κατά συνέπεια, η μελέτη και περιγραφή των συστημάτων MIMO με μία αλυσίδα RF γίνεται στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (beam-space domain, BS) των κεραίων ESPAR. Επομένως, προτείνεται μέθοδος για τη μελέτη των παρασιτικών κεραίων στο πεδίο BS και την εκτίμηση των αποτελεσματικών ακτινοβολούμενων βαθμών ελευθερίας που προσφέρουν, ως συνάρτηση των γεωμετρικών χαρακτηριστικών τους. Κατόπιν, μελετάται διεξοδικά η προτεινόμενη

αρχιτεκτονική MIMO, όπου για να δοθεί έμφαση στην αρχή λειτουργίας της θα καλείται BS-MIMO, και ακολουθεί εκτεταμένη αξιολόγηση της σε σύγκριση με τα αντίστοιχα συμβατικά συστήματα. Επιπρόσθετα, μελετώνται τα οφέλη των κεραιών ESPAR στη μέση διεκπαιρευτική ικανότητα των συστημάτων πολλαπλών χρηστών και ειδικότερα σε εφαρμογές προσαρμοστικής διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας για τη μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου ή/και την ακύρωση των παρεμβολών. Τέλος, γίνεται συνοπτική αναφορά στα ερευνητικά αποτελέσματα της διατριβής και ακολουθούν προτάσεις για μελλοντική έρευνα προς αυτή την κατεύθυνση.

# ABSTRACT

The dissertation deals with the problem of large dimensions and hardware implementation complexity of multiple input – multiple output (MIMO) systems. Despite the significant benefits of MIMO technology, often these drawbacks hinder its wide deployment to modern communication systems. To overcome these problems a lot of techniques have been proposed that focus on the design of compact antenna arrays with reduced dimensions and on some algorithms based on signal processing principles that allow for the reduction of the effective number of RF chains.

In contrast to these well-known techniques, the research activity in this dissertation focuses on the study and performance evaluation of a novel MIMO architecture that instead of conventional arrays utilizes ESPAR antennas with just a single active and several parasitic antenna elements. This kind of antennas allows for the drastic reduction of the antenna dimensions and the implementation complexity, since it requires only a single RF chain and strong coupling between adjacent antenna elements to produce the desired radiation patterns.

The hardware restrictions of ESPAR antennas however, prohibit their direct application to conventional MIMO transceivers because the spatial dispersion of the transmit signals and the spatial sampling of the impinging signals at the receiver is not possible. Instead, MIMO systems with a single RF chain have to be studied at the beamspace domain (BS) of ESPAR antennas. Consequently, a method to study ESPAR antennas at the BS domain is proposed, which among others, allows for the estimation of their effective aerial degrees of freedom as a function of the geometrical characteristics of such antennas. Next, the MIMO architecture with a single RF chain (hereafter is referred to as BS-MIMO) is studied in detail. To emphasize on the strong and weak aspects of BS-MIMO systems, they are compared extensively against conventional MIMO in terms of performance. Moreover, the benefits of ESPAR antennas have been also considered to the average throughput of multiuser

systems and particularly to the adaptive beamforming that maximizes the signal to noise ratio, or/and cancels out possible interfering signals. Finally, the dissertation ends with a summary of the research results, followed by guidelines and proposals on further research activities.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>1</b>	<b>Εισαγωγή</b>	<b>1</b>
1.1	Ερευνητική περιοχή της διατριβής	1
1.1.1	Εισαγωγή	1
1.1.2	Σύντομη ανασκόπηση τεχνικών αντιμετώπισης της πολυπλοκότητας υλοποίησης των συστημάτων MIMO	2
1.2	Στόχοι και συνεισφορά της διατριβής	4
1.3	Συναφείς ερευνητικές δράσεις	9
1.4	Δομή της διατριβής - Δημοσιεύσεις	11
<b>2</b>	<b>Ασύρματα συστήματα επικοινωνιών MIMO</b>	<b>16</b>
2.1	Εισαγωγή	16
2.2	Πλεονεκτήματα των συστημάτων MIMO	17
2.2.1	Κέρδος συστοιχίας	18
2.2.2	Κέρδος χωρικού διαφορισμού	18
2.2.3	Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας	19
2.2.4	Καταπολέμηση παρεμβολών	20
2.3	Σχέσεις εισόδων – εξόδων συστημάτων MIMO	21
2.4	Χωρητικότητα συστημάτων MIMO σε κανάλια με επίπεδες διαλείψεις	24
2.4.1	Χωρητικότητα στατικών διαύλων	24
2.4.1.1	Πομπός χωρίς γνώση του διαύλου	26
2.4.1.2	Τέλεια γνώση του διαύλου στο πομπό	27
2.4.2	Χωρητικότητα χρονικά και χωρικά μεταβαλλόμενων διαύλων	28
2.4.3	Χωρητικότητα σε διαύλους με συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά	29
2.5	Μοντελοποίηση διαύλων MIMO	31
2.5.1	Φυσικά μοντέλα	31
2.5.1.1	Ντετερμινιστικά μοντέλα	32
2.5.1.2	Γεωμετρικά στοχαστικά μοντέλα	34
2.5.1.3	Μοντέλα διαύλων MIMO στα πλαίσια ευρωπαϊκής δράσης και σε οργανισμούς προτυποποίησης	36

2.5.2 Αναλυτικά μοντέλα .....	37
2.5.2.1 Ιδανικό μοντέλο i.i.d. ....	38
2.5.2.2 Μοντέλο Kronecker.....	39
2.5.2.3 Μοντέλο Weichselberger.....	40
2.5.2.4 Εκτίμηση των παραμέτρων μοντελοποίησης .....	41
2.5.2.5 Εικονική αναπαράσταση διαύλου .....	41
2.6 Μοντελοποίηση συστημάτων MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας .	44
2.6.1 Ορισμός του πεδίου των διαγραμμάτων ακτινοβολίας .....	44
2.6.2 Σχέση εισόδου – εξόδου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας.....	47
2.6.3 Στατιστική μοντελοποίηση στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας .....	47
2.6.4 Επίδραση των χαρακτηριστικών σκέδασης του διαύλου και των στοιχειοκεραιών στη χωρητικότητα .....	48
2.6.4.1 Επίδραση των χαρακτηριστικών του διαύλου .....	48
2.6.4.2 Επίδραση των χαρακτηριστικών των στοιχειοκεραιών .....	50
<b>3 Μελέτη των παρασιτικών κεραιών στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας.....</b>	<b>53</b>
3.1 Αρχή λειτουργίας των κεραιών ESPAR.....	54
3.2 Βασικές αρχές υλοποίησης .....	58
3.3 Αναπαράσταση της ακτινοβολίας των κεραιών ESPAR στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας .....	63
3.3.1 Κεραίες ESPAR με αυθαίρετο πλήθος κεραιοστοιχείων και αυθαίρετη γεωμετρία .....	64
3.3.2 Εφαρμογή σε κυκλική κεραία ESPAR με 5 κεραιοστοιχεία .....	66
3.3.2.1 Τρισδιάστατη ανάλυση.....	67
3.3.2.2 Ανάλυση στις αζιμουθιακές γωνίες .....	71
3.4 Κατευθυντικό κέρδος παρασιτικών κεραιών .....	72
<b>4 Συστήματα MIMO με μία αλυσίδα ραδιοσυχνοτήτων .....</b>	<b>78</b>
4.1 Εισαγωγή στην αρχιτεκτονική MIMO με χρήση παρασιτικών κεραιών ESPAR (BS-MIMO) .....	79
4.2 Μαθηματική περιγραφή της αρχιτεκτονικής BS-MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας.....	80
4.2.1 BS-MIMO με κεραίες ESPAR σε πομπό και δέκτη.....	81



4.2.1.1	Σχέση εισόδου - εξόδου.....	81
4.2.1.2	Αρχή λειτουργίας πομπού MIMO με μία αλυσίδα RF.....	84
4.2.1.3	Αρχή λειτουργίας πομπού MIMO με μία αλυσίδα RF.....	85
4.2.2	Υβριδική προσέγγιση με παρασιτικές κεραιές σε πομπό και συμβατική στοιχειοκεραία στο δέκτη (Hybrid BS-MIMO).....	87
4.3	Μελέτη χωρητικότητας συστημάτων MIMO με μία αλυσίδα RF (BS-MIMO).....	89
4.4	Σχολιασμός της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής BS-MIMO και ομοιότητες με συμβατικά συστήματα.....	92
4.5	Αξιολόγηση επίδοσης των συστημάτων BS-MIMO και hybrid BS-MIMO.....	94
4.5.1	Έλλειψη γνώσης του πίνακα μεταφοράς στον πομπό (σύστημα ανοικτού βρόχου, open loop system).....	96
4.5.2	Πλήρης γνώση του πίνακα μεταφοράς σε πομπό και δέκτη (σύστημα κλειστού βρόχου, closed loop system).....	99
4.6	Αλγόριθμος προσαρμογής παρασιτικών κεραιών στο επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας.....	101
4.6.1	Βασική προσέγγιση.....	101
4.6.2	Τεχνική ομαλοποίησης της αντικειμενικής συνάρτησης.....	103
4.6.3	Επαναληπτική (iterative) μέθοδος.....	105
4.6.4	Ενδεικτικά αποτελέσματα και αξιολόγηση επίδοσης.....	108
4.6.5	Παρατηρήσεις.....	111
4.7	Απαιτήσεις σχεδίασης της αρχιτεκτονικής BS-MIMO.....	116
4.7.1	Εύρος ζώνης της κεραιάς.....	116
4.7.2	Χαρακτηριστικά κυκλώματος ελέγχου του βάρους των παρασιτικών κεραιοστοιχείων.....	119
<b>5</b>	<b>Διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας παρασιτικών κεραιών σε συστήματα πολλαπλών χρηστών.....</b>	<b>121</b>
5.1	Διαφορισμός πολλαπλών χρηστών και καιροσκοπική διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας.....	124
5.2	Διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας για μεγιστοποίηση του σηματοθρομβικού λόγου.....	127
5.2.1	Κανάλια χρηστών τύπου Rayleigh.....	127
5.2.1.1	Σχέση εισόδου – εξόδου μεταξύ χρηστών και του σταθμού βάσης.....	127

5.2.1.2 Προσδιορισμός βέλτιστου διαγράμματος ακτινοβολίας λήψης και αξιολόγηση επίδοσης .....	128
5.2.2 Κανάλια χρηστών τύπου Rician.....	132
5.3 Βελτιστοποίηση του λόγου ισχύος σήματος προς ισχύ θορύβου και παρεμβολής (SINR optimization).....	136
5.3.1 Σύντομη περιγραφή κύριων τεχνικών ακύρωσης παρεμβολής .....	138
5.3.2 Τεχνική ακύρωσης παρεμβολών προσαρμοσμένη στο χρήστη .....	140
5.3.3 Αξιολόγηση επίδοσης της τεχνικής ακύρωσης παρεμβολών .....	144
<b>6 Συμπεράσματα – Κατευθύνσεις για μελλοντική έρευνα.....</b>	<b>148</b>
6.1 Συμπεράσματα .....	148
6.2 Κατευθύνσεις για μελλοντική έρευνα.....	150
<b>Παραρτήματα .....</b>	<b>154</b>
Παράρτημα Α .....	154
Παράρτημα Β.....	159
Παράρτημα Γ .....	164
<b>Πίνακας αναφορών .....</b>	<b>167</b>
<b>Σύντομο βιογραφικό σημείωμα .....</b>	<b>181</b>

# ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

- Σχήμα 1.1:** Σύστημα MIMO με κεραίες διπλής πόλωσης (dual polarized antennas) 5
- Σχήμα 1.2:** Παραδείγματα παρασιτικών κεραιών ESPAR με 5 κεραιοστοιχεία σε γραμμική και κυκλική διάταξη 6
- Σχήμα 1.3:** Παράδειγμα αρχιτεκτονικής πομπού α) BS-MIMO, β) συμβατικού MIMO. Η αντιστοιχία των διαγραμμάτων βάσης με τα ενεργά κεραιοστοιχεία είναι εμφανής 8
- Σχήμα 2.1:** Κλασική αρχιτεκτονική συστημάτων MIMO 17
- Σχήμα 2.2:** Αναπαράσταση διαύλου MIMO σε παράλληλους υποδιαύλους 21
- Σχήμα 2.3:** Δίαυλος με συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις 30
- Σχήμα 2.4:** Πιθανή κατηγοριοποίηση μεθόδων μοντελοποίησης διαύλου 32
- Σχήμα 2.5:** Περιβάλλον διάδοσης: (α) απευθείας συνιστώσα, (β) ανάκλαση, (γ) περίθλαση, (δ) διάχυση 33
- Σχήμα 2.6:** Διαδικασία μετατροπής πίνακα σε διάνυσμα 38
- Σχήμα 2.7:** Αναπαράσταση του διαύλου στο χώρο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας 43
- Σχήμα 2.8:** Ορισμός του γωνιακού εύρους κύριου λοβού, για ένα παράδειγμα διαγράμματος ακτινοβολίας με  $M_R = 4, L_R = 2$  44
- Σχήμα 2.9:** Χώρος των λαμβανόμενων σημάτων για  $M_R = 4, L_R = 2$  46
- Σχήμα 2.10:** Παραδείγματα απεικόνισης του πλάτους των στοιχείων του πίνακα μεταφοράς του διαύλου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας 49
- Σχήμα 2.11:** Σύγκριση χωρητικότητας ενός συστήματος 10x10 για διαφορετικό άνοιγμα στοιχειοκεραιών σε πομπό και δέκτη και συσταδοποιημένο περιβάλλον διάδοσης. (α)  $L_r = 5$ , (β)  $L_r = 50$  52
- Σχήμα 3.1:** Κυκλική κεραία ESPAR με 5 κεραιοστοιχεία 55
- Σχήμα 3.2:** Λειτουργία κεραίας ESPAR ως κεραίας με περιστρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας (rotating antenna) 58
- Σχήμα 3.3:** Κεραία ESPAR με μονόπολα κεραιοστοιχεία και επίπεδη γη 60
- Σχήμα 3.4:** Απλό κύκλωμα ελέγχου των παρασιτικών στοιχείων [79] 61
- Σχήμα 3.5:** (α) μία απλή δίοδος varactor, (β) Δικτύωμα από διόδους Varactor, ώστε να εξασφαλίζεται λειτουργία στη γραμμική περιοχή 62

**Σχήμα 3.6:** Πειραματικές υλοποιήσεις κεραιών ESPAR: (α) κυκλική διάταξη παρασιτικών με 7 κεραιοστοιχεία (μονόπολα) [87], (β) γραμμική διάταξη παρασιτικών με 3 κεραιοστοιχεία (δίπολα) [19], [20] 63

**Σχήμα 3.7:** Παράδειγμα αναπαράστασης του διαγράμματος ακτινοβολίας στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας 68

**Σχήμα 3.8:** Τρισδιάστατα διαγράμματα βάσης για κυκλική ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία για  $d = \lambda/16$  (κόκκινο) και  $d = \lambda/2$  (πράσινο) 69

**Σχήμα 3.9:** Συνεισφορά τρισδιάστατων διαγραμμάτων βάσης στο ακτινοβολούμενο διάγραμμα κυκλικής ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία 70

**Σχήμα 3.10:** Διαγράμματα βάσης ορθομοναδιαία στο αζιμούθιο για κυκλική ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία και  $d = \lambda/16$  73

**Σχήμα 3.11:** Συνεισφορά αζιμουθιακών διαγραμμάτων βάσης στο ακτινοβολούμενο διάγραμμα κυκλικής ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία 73

**Σχήμα 3.12:** Μέγιστο κατευθυντικό κέρδος κυκλικής ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία για (α)  $d = \lambda/4$  ( $N_{eff} = 5$ ), (β)  $d = \lambda/16$  ( $N_{eff} = 3$ ) 76

**Σχήμα 3.13:** Μέγιστο κατευθυντικό κέρδος στο αζιμούθιο κυκλικής ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία 77

**Σχήμα 3.14:** Ενδεικτικά διαγράμματα ακτινοβολίας με μέγιστο κατευθυντικό κέρδος, για  $\theta = \pi/2$  και (α)  $d = \lambda/4$ , (β)  $d = \lambda/16$  77

**Σχήμα 4.1:** Κατάτμηση περιόδου συμβόλου στο δέκτη και εναλλαγή μεταξύ όλων των διαθέσιμων διαγραμμάτων βάσης 86

**Σχήμα 4.2:** Αρχιτεκτονική MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (BS-MIMO). (α) πομπός με ένα ενεργό κεραιοστοιχείο, (β) δέκτης με ένα ενεργό κεραιοστοιχείο, (γ) συμβατικός δέκτης 89

**Σχήμα 4.3:** Σύγκριση εργοδικής χωρητικότητας BS-MIMO για συσχετισμένα και ορθογώνια διαγράμματα βάσης 92

**Σχήμα 4.4:** Σύγκριση εργοδικής χωρητικότητας BS-MIMO και hybrid BS-MIMO με ιδανικά και μη ιδανικά συμβατικά συστήματα MIMO 98

**Σχήμα 4.5:** Σύγκριση χωρητικότητας προσωρινής διακοπής 10% BS-MIMO και hybrid BS-MIMO με ιδανικά και μη ιδανικά συμβατικά συστήματα MIMO 98

**Σχήμα 4.6:** Εργοδική χωρητικότητα BS-MIMO με πλήρη γνώση διαύλου στον πομπό και σύγκριση με τα αντίστοιχα μη ιδανικά συμβατικά MIMO 100

**Σχήμα 4.7:** Εργοδική χωρητικότητα hybrid BS-MIMO με πλήρη γνώση διαύλου στο πομπό και σύγκριση με τα αντίστοιχα μη ιδανικά συμβατικά MIMO 101

**Σχήμα 4.8:** Διαίρεση της διαδικασίας βελτιστοποίησης σε κύκλους. Κάθε κύκλος αντιστοιχεί σε μία τιμή της παραμέτρου ομαλοποίησης. Η έξοδος κάθε κύκλου τίθεται ως είσοδος στον επόμενο 104

**Σχήμα 4.9:** Σχηματική περιγραφή του αλγόριθμου βελτιστοποίησης, (α) περιγραφή της διαδικασίας μεταξύ κύκλων βελτιστοποίησης, (β) περιγραφή διαδικασίας εντός κάθε κύκλου βελτιστοποίησης 107

**Σχήμα 4.10:** Ενδεικτικό παράδειγμα ομαλής σύγκλισης. Το σημείο A αντιστοιχεί στη λύση του 3ου κύκλου που τίθεται ως σημείο εκκίνησης του 4<sup>ου</sup> κύκλου, ενώ το σημείο B είναι η έξοδος του 4<sup>ου</sup> κύκλου. Η μπλε καμπύλη δείχνει τις προσωρινές λύσεις εντός των κύκλων 109

**Σχήμα 4.11:** Ενδεικτικό παράδειγμα απαιτητικής σύγκλισης. Το πράσινο στίγμα δείχνει την τελική λύση, η οποία δεν αντιστοιχεί στην έξοδο του τελευταίου κύκλου βελτιστοποίησης 110

**Σχήμα 4.12:** Διαγράμματα ακτινοβολίας εκπομπής που δημιουργούν 3 ασυσχέτιστες ροές δεδομένων στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας και υποστηρίζουν διαμόρφωση QPSK. Με μπλε χρώμα απεικονίζονται τα επιθυμητά, σύμφωνα με την εξ. (4.8) και με κόκκινο αυτά που προκύπτουν με εφαρμογή του αλγόριθμου 116

**Σχήμα 4.13:** Ιστόγραμμα περιγραφής της επίδοσης του αλγόριθμου σχετικά με την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης που επιτυγχάνεται και το πλήθος των συνολικών επαναλήψεων 117

**Σχήμα 5.1:** Διακύμανση του πλάτους του καναλιού τριών χρηστών με την πάροδο του χρόνου. Κάθε φορά επιλέγεται ο χρήστης με το μέγιστο κέρδος 125

**Σχήμα 5.2:** Αξιολόγηση επίδοσης χρηστών με παρασιτικές κεραιές και βέλτιστη διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας για μεγιστοποίηση σηματοθορυβικού λόγου 130

**Σχήμα 5.3:** Σύγκριση διαφορετικών μεθόδων διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας λήψης σε χρήστες με παρασιτικές κεραιές 131

**Σχήμα 5.4:** Επίδραση της διάρκειας εκμάθησης του διανύσματος του καναλιού των χρηστών στην επίδοση 133

**Σχήμα 5.5:** Αθροιστική (διακεκομμένη γραμμή) ή αφαιρετική (συνεχής γραμμή) της αλληλεπίδρασης διαγραμμάτων ακτινοβολίας εκπομπής και λήψης με απευθείας συνιστώσα 134

**Σχήμα 5.6:** Μέση διεκπαιρευτική ικανότητα όταν α) χρησιμοποιούνται τα διαγράμματα ακτινοβολίας με τη μέγιστη κατευθυντικότητα σε σταθμό βάσης και όλους τους χρήστες, β) χρησιμοποιούνται τα διαγράμματα ακτινοβολίας με τη μέγιστη κατευθυντικότητα σε σταθμό βάσης μόνο και οι χρήστες φέρουν απλή συμβατική κεραία, γ) Ο σταθμός βάσης και όλοι οι χρήστες φέρουν συμβατικές κεραίες 136

**Σχήμα 5.7:** Κανονικοποιημένη επίδοση ως προς την περίπτωση συμβατικών χρηστών με μία απλή κεραία σε συνάρτηση με τον παράγοντα  $Rician$ . Θεωρούνται 32 χρήστες 137

**Σχήμα 5.8:** Επίδοση του συστήματος όταν οι χρήστες ακυρώνουν την παρεμβολή που δέχονται και μεγιστοποιούν την ισχύ του ωφέλιμου σήματος. Σύγκριση με συμβατικούς χρήστες με μία απλή κεραία,  $N_{eff,u} = 3$  146

**Σχήμα 5.9:** Αθροιστική συνάρτηση κατανομής του κέρδους ισχύος του ωφέλιμου καναλιού των χρηστών, όταν  $N_{eff,u} = 3$  146

**Σχήμα 5.10:** Επίδοση του συστήματος όταν οι χρήστες ακυρώνουν την παρεμβολή που δέχονται και μεγιστοποιούν την ισχύ του ωφέλιμου σήματος. Σύγκριση με συμβατικούς χρήστες με μία απλή κεραία,  $N_{eff,u} = 5$  147

**Σχήμα 5.11:** Αθροιστική συνάρτηση κατανομής της κέρδους ισχύος του ωφέλιμου καναλιού των χρηστών, όταν  $N_{eff,u} = 5$  147

# ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΥΝΤΥΜΗΣΕΩΝ

<b>3GPP</b>	: 3 <sup>rd</sup> Generation Partnership Project
<b>AoAs</b>	: Γωνίες άφιξης πολυδιαδρομικών συνιστωσών (Angles of Arrival)
<b>AoDs</b>	: Γωνίες αναχώρισης πολυδιαδρομικών συνιστωσών (Angles of Departure)
<b>ADoFs</b>	: Ακτινοβολούμενοι βαθμοί ελευθερίας των παρασιτικών κεραιών ESPAR (Aerial Degrees of Freedom)
<b>BC</b>	: Ζεύξη καθόδου ενός συστήματος επικοινωνιών πολλαπλών χρηστών (Broadcast Channel)
<b>BS</b>	: Πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας ( Beamspace)
<b>B3G</b>	: Αναφέρεται σε συστήματα επικοινωνιών πέραν την τρίτης γενιάς (Beyond 3G)
<b>Bps</b>	: bit per second
<b>CDL</b>	: Αναφέρεται σε μοντέλα διαύλου που αναπτύχθηκαν ειδικά για συστήματα B3G, τα οποία βασίζονται στη μοντελοποίηση αριθμού συστάδων σκεδαστών (clusters) και σε ισάριθμες χρονικά διαχωρίσιμες διαδρομές (Clustered Delay Lines)
<b>CDF</b>	: Συνάρτηση κατανομής πιθανότητας (Cumulative Density Function)
<b>COST</b>	: Ευρωπαϊκή κοινή δράση συνεργασίας στην επιστήμη και την τεχνολογία (Cooperation in Science and Technology)
<b>DPC</b>	: Τεχνική προ-κωδικοποίησης σημάτων εκπομπής σε συστήματα πολλαπλών χρηστών, γνωστή ως «Κωδικοποίηση λερωμένου χαρτιού» (Dirty Paper Coding)
<b>EADoFs</b>	: Αποτελεσματικοί ακτινοβολούμενοι βαθμοί ελευθερίας παρασιτικών κεραιών ESPAR (Effective Aerial Degrees of Freedom)
<b>ESPAR</b>	: Παρασιτική κεραία με δυνατότητα στρέψης του διαγράμματος ακτινοβολίας με ηλεκτρονικό τρόπο (electronically steerable parasitic Antenna radiator)

<b>FDMA</b>	: Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση συχνότητας (Frequency Division with Multiple Access)
<b>IC</b>	: Ακύρωση παρεμβολών (Interference cancellation)
<b>LOS</b>	: Απευθείας συνιστώσα (Line of Sight) μεταξύ ενός πομπού και ενός δέκτη
<b>MAC</b>	: Ζεύξη ανόδου (Multiple Access Channel) συστήματος πολλαπλών χρηστών
<b>MC</b>	: Αμοιβαία σύζευξη μεταξύ κεραιοστοιχείων (Mutual Coupling)
<b>MIMO</b>	: Χαρακτηρισμός συστημάτων πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (Multiple Input – Multiple Output)
<b>MISO</b>	: Χαρακτηρισμός συστημάτων πολλαπλών εισόδων – απλής εξόδου (Multiple Input – Single Output)
<b>MRC</b>	: Συνδυασμός μεγίστου λόγου (Maximal Ratio Combining)
<b>RT</b>	: Μέθοδος ανίχνευσης ακτίνων (Ray Tracing)
<b>RF</b>	: Ραδιοσυχνότητα (Radio – Frequency)
<b>SC</b>	: Χωρική συσχέτιση (Spatial Correlation) σημάτων
<b>SIMO</b>	: Χαρακτηρισμός συστημάτων απλής εισόδου – Πολλαπλών εξόδων (Single Input – Multiple Output)
<b>SVD</b>	: Διάσπαση ιδιόμορφων τιμών (Singular Value Decomposition)
<b>SNR</b>	: Σηματοθορυβικός λόγος στο δέκτη ενός ασύρματου συστήματος επικοινωνιών (Signal to Noise Ratio)
<b>SPSA</b>	: Αλγόριθμος βελτιστοποίησης στοχαστικής προσέγγισης, γνωστός ως Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation
<b>SDMA</b>	: Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χώρου (Space Division Multiple Access)
<b>TDMA</b>	: Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χρόνου (Time Division Multiple Access)
<b>ULA</b>	: Γραμμική ομοιόμορφη στοιχειοκεραία (Uniform Linear Array)
<b>UCA</b>	: Κυκλική ομοιόμορφη στοιχειοκεραία (Uniform Circular Array)



**ZFP** : Προ-κωδικοποίηση επιβολής μηδενισμών (Zero Forcing Precoding)

**ZMCSCG** : Μιγαδική κυκλικά συμμετρική Gaussian τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή (Zero-Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian)

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΡΑΧΩΝ

# РАВЕЉИЧНО ПЕРПА

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΥΜΒΟΛΩΝ

$(\cdot)^*$	: Συζυγές
$(\cdot)^T$	: Ανάστροφος
$(\cdot)^H$	: Αναστροφοσυζυγές
$(\cdot)^{-1}$	: Αντίστροφος
$(\cdot)^+$	: $\max(0, \cdot)$
$\ \cdot\ _F$	: Frobenius Νόρμα
$ \cdot _L$	: Lebesgue measure
$\lceil \cdot \rceil$	: Επιστρέφει το μικρότερο ακέραιο που είναι μεγαλύτερος του ορίσματος
$j$	: Φανταστική μονάδα ( $j^2 = -1$ )
$\otimes$	: Γινόμενο Kronecker
$\odot$	: Γινόμενο Hadamard
$\det(\cdot)$	: Ορίζουσα πίνακα
$rank(\cdot)$	: Βαθμός πίνακα
$diag(\cdot)$	: Τελεστής που συμβολίζει διαγώνιο πίνακα
$tr(\cdot)$	: Ίχνος (trace) πίνακα
$E[\cdot]$	: Τελεστής μέσης τιμής
$M_T$	: Πλήθος ενεργών κεραιοστοιχείων εκπομπής σε συμβατικά MIMO

- $M_R$  : Πλήθος ενεργών κεραιοστοιχείων λήψης σε συμβατικά MIMO
- $\xi_i$  :  $i$ -οστή κατά φθίνουσα σειρά ιδιοτιμή ενός πίνακα
- $\sigma_i$  :  $i$ -οστή κατά φθίνουσα σειρά ιδιόμορφη τιμή ενός πίνακα
- $\sigma_{\mathbf{H}}^2$  : Διασπορά των στοιχείων του πίνακα  $\mathbf{H}$
- $\sigma_n^2$  : Ισχύς θορύβου
- $\gamma$  : Μέσος σηματοθορυβικός λόγος
- $\gamma_{bs}$  : Μέσος σηματοθορυβικός λόγος αρχιτεκτονικής BS-MIMO
- $\gamma_{conv}$  : Μέσος σηματοθορυβικός λόγος σε συμβατικά συστήματα MIMO
- $A_g$  : Κέρδος Συστοχίας
- $\gamma_{\Sigma}$  : Μέσος σηματοθορυβικός λόγος που προκύπτει μετά το συμφασικό συνδυασμό (coherent combining) των μιγαδικών σημάτων βασικής ζώνης των κεραιών εκπομπής ή/και λήψης
- $\mathbf{I}_M$  : Μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων  $(M \times M)$
- $\mathbf{H}$  : Πίνακας μεταφοράς του διαύλου MIMO
- $r$  : Πλήθος μη μηδενικών ιδιόμορφων τιμών του πίνακα  $\mathbf{H}$
- $\Sigma \in \mathbb{R}^{r \times r}$  : Διαγώνιος πίνακας που περιέχει σε φθίνουσα διάταξη τις  $r$  μη μηδενικές ιδιόμορφες τιμές του πίνακα  $\mathbf{H}$
- $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M_R \times r}$  : Πίνακες που περιέχουν τα αριστερά ιδιοδιανύσματα του  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$
- $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M_T \times r}$  : Πίνακες που περιέχουν τα αριστερά ιδιοδιανύσματα του  $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$
- $\mathbf{s}$  : Διάνυσμα εκπεμπόμενων συμβόλων
- $\tilde{\mathbf{s}}$  : Διάνυσμα μετασηματισμένων εκπεμπόμενων συμβόλων σύμφωνα με ένα πίνακα προκωδικοποίησης
- $\mathbf{y}$  : Διάνυσμα λαμβανόμενων σημάτων
- $\tilde{\mathbf{y}}$  : Διάνυσμα λαμβανόμενων σημάτων μετά την εφαρμογή πίνακα αποκωδικοποίησης

$\mathbf{n}$	: ZMCSCG Διάνυσμα θορύβου
$N_0$	: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου
$\tau_{tot}$	: Χρονική διάρκεια κρουστικής απόκρισης του διαύλου
$T_S$	: Διάρκεια συμβόλου
$B$	: Εύρος ζώνης
$C$	: Χωρητικότητα MIMO bps/Hz
$\mathbf{R}_{xx}$	: Πίνακας συνδιακύμανσης του διανύσματος $\mathbf{x}$
$P_T$	: Συνολικά διαθέσιμη ισχύς εκπομπής
$P_i$	: Ισχύς που αποδίδεται στην $k$ -οστή κεραία, υπό τον περιορισμό ισχύος εκπομπής
$\mathbf{\Lambda}$	: Διαγώνιος πίνακας που περιέχει ιδιοτιμές και προκύπτει από διάσπαση ιδιοτιμών του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$
$\mathbf{Q}$	: Ορθομοναδιαίος πίνακας που προέρχεται από διάσπαση ιδιοτιμών του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$
$C_{CSIR}$	: Χωρητικότητα MIMO όταν μόνο ο δέκτης έχει γνώση του πίνακα μεταφοράς του διαύλου
$C_{CSIT}$	: Χωρητικότητα MIMO όταν και ο πομπός έχει γνώση του πίνακα μεταφοράς του διαύλου
$C_e$	: Εργοδική χωρητικότητα
$C_{out,q}$	: Χωρητικότητα με πιθανότητα προσωρινής διακοπής $q$
$C_{e,CSIR}$	: Εργοδική χωρητικότητα όταν μόνο ο δέκτης έχει γνώση του διαύλου
$C_{e,CSIT}$	: Εργοδική χωρητικότητα όταν πομπός και δέκτης έχει γνώση του διαύλου
$C_{e,CSIR,FS}$	: Εργοδική χωρητικότητα όταν μόνο ο δέκτης έχει γνώση του διαύλου και ο δίαυλος εμφανίζει συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά

$\mathbf{u}_{T,R}$	: Διάνυσμα θέσης ενός σημείου εκπομπής/ λήψης
$Q(t)$	: Χρονικά μεταβαλλόμενο πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών
$\mathbf{\Omega}_{T,R,i}$	: Κατεύθυνση αναχώρισης/ άφιξης πολυδιαδρομικών συνιστωσών
$\mathbf{a}_{T,R}$	: Διάνυσμα πολλαπλότητας (array manifold vector) των στοιχειοκεραίων εκπομπής/ λήψης
$\mathbf{R}_H$	: Πίνακας συμμεταβλητότητας του πίνακα $\mathbf{H}$
$\mathbf{R}_{T,R}$	: Πίνακας συσχέτισης στον πομπό/ δέκτη
$\mathbf{\Omega}_x$	: Πίνακας σύζευξης ισχύος μοντέλου διαύλου $x$
$\tilde{\mathbf{\Omega}}_x$	: Τετραγωνική ρίζα του πίνακα σύζευξης ισχύος $\mathbf{\Omega}_x$
$\hat{\mathbf{R}}_{T,R}$	: Εκτίμηση του πίνακα συσχέτισης εκπομπής/ λήψης
$\mathbf{A}_{T,R}$	: Η $i$ -οστή στήλη είναι το διάνυσμα πολλαπλότητας της στοιχειοκεραίας στην $i$ -οστή «εικονική» κατεύθυνση
$L_{T,R}$	: Κανονικοποιημένο ως προς το μήκος κύματος άνοιγμα (aperture) της στοιχειοκεραίας εκπομπής/ λήψης
$T_m$	: Σύνολο φυσικών πολυδιαδρομικών συνιστωσών που ανήκουν στο $m$ -οστό ορθογώνιο διάγραμμα εκπομπής
$R_n$	: Σύνολο φυσικών πολυδιαδρομικών συνιστωσών που ανήκουν στο $n$ -οστό ορθογώνιο διάγραμμα λήψης
$M_{esp}$	: Πλήθος κεραιοστοιχείων ESPAR (παρασιτικά και ενεργό)
$\mathbf{X}$	: Πίνακας σύζευξης κεραιοστοιχείων
$\mathbf{i}$	: Διάνυσμα ρευμάτων της κεραίας ESPAR
$\tilde{d}_{ij}$	: Απόσταση μεταξύ κεραιοστοιχείων $i, j$ κανονικοποιημένη ως προς το μήκος κύματος
$D$	: Μήκος κεραιοστοιχείου, κανονικοποιημένη ως προς το μήκος κύματος

- $d$  : Ακτίνα κυκλικής κεραίας ESPAR (δηλαδή απόσταση μεταξύ ενεργού και παρασιτικών κεραιοστοιχείων) κανονικοποιημένη ως προς το μήκος κύματος
- $\theta$  : Γωνία ανύψωσης
- $\varphi$  : Αζιμουθιακή γωνία
- $C_{var}$  : Χωρητικότητα διόδου varactor
- $V_{var}$  : Ανάστροφη τάση πόλωσης διόδου varactor
- $N_{eff}$  : Πλήθος αποτελεσματικών ακτινοβολούμενων βαθμών ελευθερίας μίας κεραίας ESPAR
- $U_0$  : Ένταση ακτινοβολίας ιστροπικού ακτινοβολητή
- $\mathbf{w}$  : Διάνυσμα BF ορισμένο στο πεδίο BS
- $\Phi_{T,R}$  : Πίνακας, οι στήλες του οποίου περιέχουν αζιμουθιακά δείγματα των συναρτήσεων βάσης εκπομπής/ λήψης μίας κεραίας ESPAR
- $\Phi_i$  : Διάνυσμα που περιέχει αζιμουθιακά δείγματα του διαγράμματος βάσης  $\Phi_i(\theta, \varphi)$
- $\mathbf{H}_{bs}$  : Πίνακας μεταφοράς του διαύλου BS-MIMO
- $\mathbf{H}_{conv}$  : Πίνακας μεταφοράς διαύλου του συμβατικού MIMO
- $\tilde{\mathbf{H}}_{conv}$  : Πίνακας μεταφοράς του διαύλου συμβατικών MIMO, ο οποίος εμπεριέχει τις επιδράσεις της ηλεκτρομαγνητικής σύζευξης μεταξύ των κεραιοστοιχείων και της χωρικής συσχέτισης των σημάτων εκπομπής και λήψης
- $\mathbf{C}_{T,R}$  : Πίνακας ηλεκτρομαγνητικής σύζευξης των κεραιοστοιχείων εκπομπής/ λήψης
- $\mathbf{x}$  : Διάνυσμα που περιέχει τα βάρη των παρασιτικών κεραιοστοιχείων μίας ESPAR
- $M_{opt}$  : Πλήθος κύκλων βελτιστοποίησης του στοχαστικού αλγορίθμου για την προσαρμογή της κεραίας στο επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας

$\beta$	: Διάνυσμα ομαλοποίησης (smoothing vector)
$Q_e$	: Συντελεστής ποιότητας κεραιοστοιχείου
$Q_{array}$	: Συντελεστής ποιότητας στοιχειοκεραίας
$H^{(u)}$	: Κανάλι κάτω ζεύξης του χρήστη $u$ σε ένα σύστημα πολλαπλών χρηστών
$C_{th}$	: Μέση διεκπαιρευτική ικανότητα (Average Throughput)
$T_{tot}$	: Πλήθος περιόδων σηματοδοσίας σε ένα χρονικό πλαίσιο, κατά το οποίο το κέρδος του διαύλου παραμένει σταθερό
$T_{train}$	: Πλήθος περιόδων σηματοδοσίας εκπαίδευσης του δέκτη
$K$	: Παράγοντας Rician
$I(\mathbf{s}; \mathbf{y})$	: Αμοιβαία πληροφορία ανάμεσα στο διάνυσμα των μεταδιδόμενων σημάτων $\mathbf{s}$ και το διάνυσμα των λαμβανόμενων σημάτων στο δέκτη $\mathbf{y}$
$H(\cdot)$	: Εντροπία
$H(\mathbf{y} \mathbf{s})$	: Υπό συνθήκη διαφορική εντροπία του λαμβανόμενου διανύσματος $\mathbf{y}$ δεδομένης της γνώσης του διανύσματος εκπομπής $\mathbf{s}$
$h_{i,j}(\tau;t)$	: Χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση τη χρονική στιγμή $t$ εξαιτίας μίας μοναδιαίας κρουστικής διέγερσης τη χρονική στιγμή $t - \tau$ , μεταξύ της $j$ -οστής κεραίας εκπομπής και $i$ -οστής κεραίας λήψης
$P(\theta, \varphi)$	: Διάγραμμα ακτινοβολίας ESPAR
$D(\theta, \varphi)$	: Κατεθυντικό κέρδος
$\Phi_n(\theta, \varphi)$	: $n$ -οστό διάγραμμα βάσης κεραίας ESPAR
$r(\mathbf{x})$	: Αντικειμενική συνάρτηση για την προσαρμογή μίας κεραίας ESPAR στο επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας



$\tilde{r}_{\beta_i}(\mathbf{x})$  : «Ομαλοποιημένη» εκδοχή της αντικειμενικής συνάρτησης, η οποία προκύπτει με εφαρμογή του παράγοντα ομαλοποίησης (smoothing parameter)  $\beta_i$

$E_\nu(\cdot)$  : Συνάρτηση Weber  $\nu$ -οστής τάξης

$I_\nu(\cdot)$  : Τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου τύπου  $\nu$ -οστής τάξης

$J_\nu(\cdot)$  : Συνάρτηση Bessel πρώτου τύπου  $\nu$ -οστής τάξης

$\Gamma(\cdot)$  : Συνάρτηση Γάμμα

# РАВЕЉИЧНО ПЕРПА

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## Εισαγωγή

### 1.1 Ερευνητική περιοχή της διατριβής

#### 1.1.1 Εισαγωγή

Τα ασύρματα συστήματα MIMO έχουν ελκύσει το έντονο ενδιαφέρον της ερευνητικής κοινότητας τα τελευταία χρόνια, επειδή χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραιές μπορούν να βελτιώσουν σημαντικά την αξιοπιστία της ζεύξης και να οδηγήσουν σε δραματική αύξηση της χωρητικότητας, χωρίς τη χρήση επιπρόσθετου εύρους ζώνης ή επιπλέον ισχύος. Το αντίτιμο αυτού του σημαντικού πλεονεκτήματος έγκειται στη χρήση πολλαπλών αλυσίδων ραδιοσυχνοτήτων (radio-frequency, RF), που αναλαμβάνουν τη μετατροπή των αναλογικών σημάτων ραδιοσυχνοτήτων σε ψηφιακά σήματα βασικής ζώνης ή αντίστροφα, των οποίων το πλήθος είναι ίσο με το πλήθος των χρησιμοποιούμενων κεραιοστοιχείων. Συνεπώς, αν και η αύξηση του πλήθους των κεραιοστοιχείων είναι επιθυμητή και υπόσχεται σημαντική αύξηση της χωρητικότητας, προκαλεί ανάλογη επιβάρυνση στην πολυπλοκότητα υλικού, το υψηλό κόστος κατασκευής, το μεγάλο μέγεθος και την αυξημένη ενεργειακή κατανάλωση των πομποδεκτών. Αυτή είναι η βασική αιτία που ενώ η τεχνολογία MIMO έχει ωριμάσει σε θεωρητικό επίπεδο με την ερευνητική κοινότητα να παρουσιάζει πλήθος σημαντικών εργασιών τα τελευταία χρόνια, η πρακτική εφαρμογή αυτών των αποτελεσμάτων είναι σε πρώιμο στάδιο και η υιοθέτηση των συστημάτων αυτών είναι περιορισμένη στις προδιαγραφές των σύγχρονων συστημάτων επικοινωνιών.

Τα προβλήματα αυτά γίνονται περισσότερο έντονα αν σκεφτούμε τις ολοένα και αυξανόμενες απαιτήσεις των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών για

κινητές τερματικές συσκευές με υψηλή ενεργειακή αυτονομία που ταυτόχρονα εξασφαλίζουν αξιόπιστη επικοινωνία με ολοένα υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Ενώ η τεχνολογία MIMO μπορεί να εξασφαλίσει υψηλή χωρητικότητα, η σημαντική πολυπλοκότητα που εισάγει την καθιστά σχεδόν απαγορευτική για κινητές τερματικές συσκευές. Γίνεται προφανές λοιπόν ότι η ερευνητική κοινότητα πρέπει να εστιάσει στην επινόηση τεχνικών και αρχιτεκτονικών που θα διευκολύνουν την ενσωμάτωση της τεχνολογίας MIMO σε μελλοντικούς πομποδέκτες.

Η παρούσα διατριβή θεωρεί ότι η πολυπλοκότητα υλοποίησης των πομποδεκτών MIMO εξαρτάται κυρίως από τη χρησιμοποιούμενη κεραία. Με αυτή την παρατήρηση ως σημείο εκκίνησης, το ερευνητικό έργο της διατριβής εστιάζει στη μελέτη και αξιολόγηση μίας νέας αρχιτεκτονικής MIMO που βασίζεται στη χρήση συμπαγών κεραιών με ένα και μόνο ενεργό κεραιοστοιχείο και πλήθος παρασιτικών. Το συγκριτικό πλεονέκτημα αυτών των κεραιών, έναντι άλλων επιλογών, είναι η απαίτηση για μία και μόνο αλυσίδα RF, ενώ λόγω της αρχής λειτουργίας τους απαιτείται ισχυρή σύζευξη μεταξύ των κεραιοστοιχείων που επιτυγχάνεται με πυκνή τοποθέτησή τους. Συνεπώς, εξασφαλίζεται σημαντικά μειωμένη πολυπλοκότητα υλικού, ενώ ταυτόχρονα οι απαιτούμενες διαστάσεις της στοιχειοκεραίας ελαττώνονται σημαντικά.

Μετά από μία συνοπτική παρουσίαση των κυριότερων προσεγγίσεων που έχουν καταγραφεί στη διεθνή βιβλιογραφία για την αντιμετώπιση της πολυπλοκότητας υλικού των συστημάτων MIMO, ακολουθεί η συνεισφορά της παρούσας διατριβής. Τέλος, παρουσιάζεται η δομή της διατριβής και συγκεντρωτική λίστα με τις δημοσιεύσεις του συγγραφέα.

### **1.1.2 Σύντομη ανασκόπηση τεχνικών αντιμετώπισης της πολυπλοκότητας υλοποίησης των συστημάτων MIMO**

Η ερευνητική κοινότητα τα τελευταία χρόνια έχει στραφεί στη μελέτη πιθανών τεχνικών μείωσης της πολυπλοκότητας υλοποίησης, αλλά και των διαστάσεων των

στοιχειοκεραιών σε σχέση με την αρχιτεκτονική MIMO πλήρους πολυπλοκότητας. Μία πιθανή διάκριση των τρόπων αντιμετώπισης του προβλήματος είναι η εξής:

- Τεχνικές επεξεργασίας σημάτων βασικής ζώνης για επιλογή κεραιοστοιχείων
- Σχεδίαση συμπαγών (*compact*) στοιχειοκεραιών

Η πρώτη εξ' αυτών αφορά τεχνικές επεξεργασίας των αποκρίσεων των κεραιοστοιχείων που αποσκοπεί στην επιλογή ενός υποσυνόλου αυτών που θα οδηγηθεί στις διαθέσιμες αλυσίδες RF. Προφανώς η τεχνική έχει νόημα όταν το πλήθος των διαθέσιμων αλυσίδων RF είναι μικρότερο του συνολικού πλήθους των κεραιοστοιχείων [1]-[3]. Επέκταση αυτής της προσέγγισης είναι εκείνη κατά την οποία σε μία αλυσίδα RF οδηγείται ο γραμμικός συνδυασμός των αποκρίσεων ενός συνόλου κεραιοστοιχείων, που συγκροτεί μία υπο-στοιχειοκεραία. Προφανώς, το πλήθος των υπο-στοιχειοκεραιών είναι ίσο με το πλήθος των διαθέσιμων αλυσίδων RF. Διάφορες εκδοχές αυτής της προσέγγισης έχουν προταθεί, όπως για παράδειγμα η απαίτηση κάθε κεραιοστοιχείου να ανήκει σε μία υπο-στοιχειοκεραία, ή να συμμετέχει σε περισσότερες με διαφορετικό συντελεστή βαρύτητας. Προφανώς αυτή η περίπτωση υπερτερεί σε σύγκριση με την απλή επιλογή κεραιοστοιχείων, αλλά απαιτεί μεταγωγείς RF (RF switches) των οποίων όμως η επιβάρυνση στην πολυπλοκότητα υλικού μπορεί να είναι ανεκτή. Επίσης, απαιτείται η σχεδίαση αλγορίθμων για τη δυναμική προσαρμογή των κατάλληλων υπο-στοιχειοκεραιών και των κατάλληλων γραμμικών συνδυασμών των αποκρίσεων σε κάθε αλυσίδα RF. Συνεπώς, η εξοικονόμηση υλικού είναι πιθανό να προκαλέσει επιβάρυνση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας των πομποδεκτών MIMO, η οποία όμως τις περισσότερες φορές είναι επίσης ανεκτή [4]-[6].

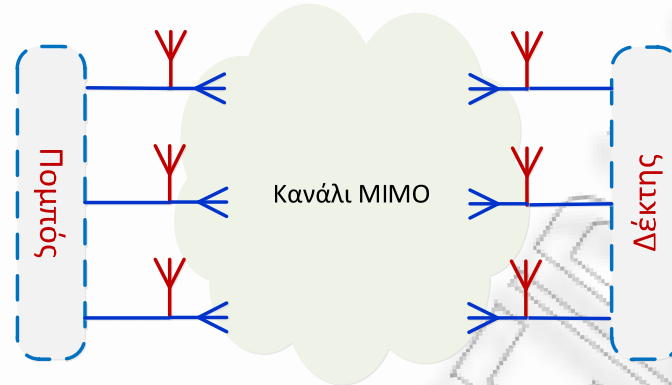
Οι τεχνικές που ανήκουν στη δεύτερη κατηγορία δεν εστιάζουν τόσο στην αντιμετώπιση της πολυπλοκότητας των κυκλωμάτων οδήγησης της στοιχειοκεραίας, αλλά στη μελέτη μεθόδων με σκοπό τη μείωση των διαστάσεων της. Αυτές οι τεχνικές επιχειρούν την πυκνή τοποθέτηση των κεραιοστοιχείων ώστε να επιτευχθεί μείωση της μέγιστης γραμμικής διάστασης της κεραίας. Είναι

όμως γνωστό ότι μικρή απόσταση μεταξύ γειτονικών κεραιοστοιχείων εισάγει ισχυρή σύζευξη (mutual coupling, MC), η οποία δεν είναι επιθυμητή και πρέπει να καταπολεμηθεί. Για την αντιμετώπιση αυτού του φαινομένου μελετώνται τεχνικές αποσύζευξης (decoupling techniques) [7]-[10].

Η πυκνή τοποθέτηση των ενεργών κεραιοστοιχείων προκαλεί επίσης φαινόμενα χωρικής συσχέτισης (spatial correlation, SC) των σημάτων εκπομπής και λήψης. Μεταξύ των επιλογών αντιμετώπισης τέτοιων φαινομένων, μία δημοφιλής λύση είναι η χρήση κεραιών διπλής πόλωσης (dual polarized antennas). Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.1, η ελάττωση της απόστασης επιτυγχάνεται ομαδοποιώντας τα κεραιοστοιχεία ανά ζεύγη, όπου κάθε ζεύγος αποτελείται από δύο κεραιοστοιχεία διαφορετικού προσανατολισμού που τοποθετούνται στο ίδιο σημείο (co-located antennas). Με αυτό τον τρόπο, εξασφαλίζεται μηδενική χωρική συσχέτιση των σημάτων εκπομπής ή/και λήψης, θεωρώντας πάντα κατάλληλη απόσταση μεταξύ γειτονικών ζευγών κεραιοστοιχείων. Ωστόσο, η επίδραση του περιβάλλοντος διάδοσης έχει ως αποτέλεσμα τα λαμβανόμενα σήματα να εμφανίζουν συσχέτιση. Η ικανότητα του διαύλου να διατηρεί ασυσχέτιστα τα σήματα που προσπίπτουν στο δέκτη εκφράζεται μέσω του δείκτη διαχωρισμού σημάτων διαφορετικής πόλωσης (cross-polar discrimination, XPD). Η μελέτη και μοντελοποίηση της συσχέτισης μεταξύ σημάτων διαφορετικής πόλωσης που εισάγονται από το δίαυλο έχουν γίνει αντικείμενο εκτενούς μελέτης [11]-[13]. Μία άλλη προσέγγιση που επιτρέπει την ελάττωση της απόστασης μεταξύ κεραιοστοιχείων, είναι μέσω κατάλληλης επιλογής των υλικών, της γεωμετρίας και της μεθόδου κατασκευής της στοιχειοκεραίας [14].

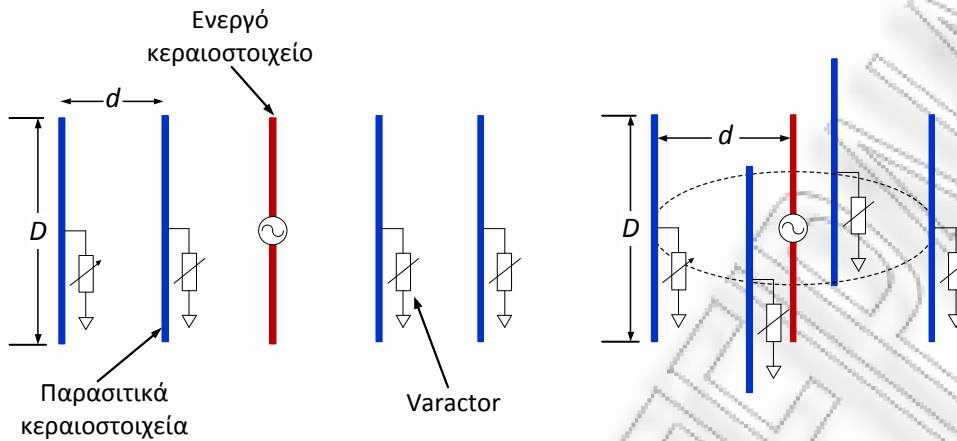
## 1.2 Στόχοι και συνεισφορά της διατριβής

Το ερευνητικό έργο της παρούσας διδακτορικής διατριβής εντάσσεται στην περιοχή των τεχνικών μείωσης της πολυπλοκότητας υλικού και των διαστάσεων των συστημάτων MIMO. Η θεμελιώδης διαφορά σε σχέση με τις προαναφερθείσες προσεγγίσεις αφορά στη χρήση παρασιτικών κεραιών, γνωστών



**Σχήμα 1.1:** Σύστημα MIMO με κεραίες διπλής πόλωσης (dual polarized antennas)

στη διεθνή βιβλιογραφία ως Electronically Steerable Parasitic Antenna Radiators (ESPARs). Σε αντίθεση με τις συμβατικές στοιχειοκεραίες, οι κεραίες ESPAR διαθέτουν πλήθος παρασιτικών κεραιοστοιχείων και μόνο ένα ενεργό. Τοποθετώντας τα παρασιτικά κεραιοστοιχεία σε μικρή απόσταση από το ενεργό, αναπτύσσεται ισχυρή σύζευξη που προκαλεί την επαγωγή ρεύματος στα παρασιτικά κεραιοστοιχεία λόγω της τροφοδότησης του ενεργού. Συνεπώς, το διάγραμμα ακτινοβολίας που προκύπτει είναι το αποτέλεσμα της ακτινοβολίας του ενεργού κεραιοστοιχείου λόγω τροφοδότησης και των παρασιτικών λόγω επαγωγής ρεύματος. Η διαμόρφωση του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας γίνεται ελέγχοντας τη συνεισφορά του κάθε παρασιτικού κεραιοστοιχείου στο συνολικό διάγραμμα. Αυτό επιτυγχάνεται με έλεγχο της σύζευξης μεταξύ των κεραιοστοιχείων, που τεχνητά επιτυγχάνεται τοποθετώντας στη βάση κάθε παρασιτικού απλό κύκλωμα ρυθμιζόμενης αντίδρασης που συνήθως υλοποιείται με τη βοήθεια ειδικών διόδων που καλούνται varactors. Ενδεικτικά, το Σχήμα 1.2 παριστάνει τυπικά παραδείγματα κεραιών ESPAR. Η παραπάνω συνοπτική περιγραφή αποκαλύπτει τα πλεονεκτήματα των παρασιτικών κεραιών. Η σύζευξη μεταξύ των κεραιοστοιχείων πλέον δεν αποτελεί πρόβλημα που πρέπει να αντιμετωπιστεί, αλλά είναι αναγκαία. Αυτό προφανώς επιτρέπει τη δραστική μείωση των διαστάσεων της κεραίας. Επίσης, η ύπαρξη ενός μόνο ενεργού κεραιοστοιχείου συνεπάγεται τη δραστική μείωση της πολυπλοκότητας του κυκλώματος οδήγησης της ESPAR, καθώς απαιτείται μία μόνο αλυσίδα RF.



**Σχήμα 1.2:** Παραδείγματα παρασιτικών κεραιών ESPAR με 5 κεραιοστοιχεία σε γραμμική και κυκλική διάταξη

Δεδομένων αυτών των πλεονεκτημάτων, στόχος της διατριβής είναι η μελέτη των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας των παρασιτικών κεραιών ESPAR και η επινοήση μεθόδων για τη χρήση τους σε εφαρμογές MIMO και σε εφαρμογές προσαρμοστικής διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας (adaptive beamforming). Ειδικότερα, η διατριβή ασχολείται με μία αρχιτεκτονική MIMO βασισμένη σε παρασιτικές κεραιές με ένα και μόνο ενεργό κεραιοστοιχείο. Προφανώς, ο περιορισμός αυτός απαγορεύει τη χωρική διασπορά των σημάτων εκπομπής ή τη χωρική δειγματοληψία των σημάτων στο δέκτη, όπως γίνεται στα συμβατικά συστήματα MIMO. Η μόνη δυνατότητα που παρέχουν οι παρασιτικές κεραιές είναι η διαμόρφωση διαγραμμάτων ακτινοβολίας μέσω κατάλληλης ρύθμισης των βαρών των παρασιτικών κεραιοστοιχείων. Συνεπώς, η εκπομπή πολλαπλών συμβόλων ταυτόχρονα μπορεί να επιτευχθεί με την «κωδικοποίηση» των συμβόλων *απευθείας* στο ακτινοβολούμενο διάγραμμα εκπομπής. Με άλλα λόγια, απαιτείται σύνθεση του κατάλληλου διαγράμματος ακτινοβολίας λαμβάνοντας υπόψη τα σύμβολα προς μετάδοση.

Η βασική ιδέα στην οποία βασίζεται η σύνθεση του κατάλληλου διαγράμματος ακτινοβολίας είναι απλή: Αντίστοιχα με την περίπτωση συμβατικών συστημάτων MIMO, όπου κάθε σύμβολο οδηγείται σε διαφορετικό ενεργό κεραιοστοιχείο, στην περίπτωση παρασιτικών κεραιών το κάθε σύμβολο αντιστοιχίζεται σε ένα

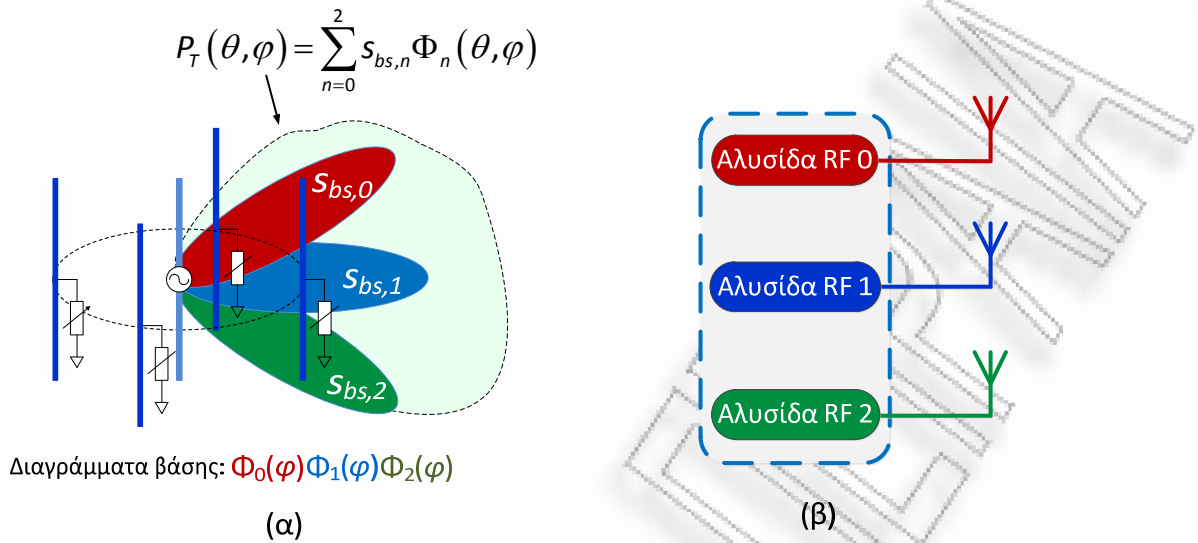


διάγραμμα βάσης (*basis pattern*). Αυτή η προσέγγιση μπορεί να ειδωθεί ως διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας (*pattern modulation*) ή εναέρια διαμόρφωση (*aerial modulation*). Προφανώς υπονοείται αντιστοιχία μεταξύ ενεργών κεραιοστοιχείων στην περίπτωση συμβατικών MIMO και διαγραμμάτων βάσης στην περίπτωση MIMO με μία αλυσίδα RF και παρασιτικές κεραίες.

Όπως γίνεται φανερό, η επιτυχής αποστολή πολλαπλών συμβόλων δε γίνεται με χρήση τεχνικών χωρικής επεξεργασίας σήματος, αλλά έγκειται σε τεχνικές σχεδίασης διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Με άλλα λόγια, η πολυπλεξία των συμβόλων εκπομπής δε γίνεται στο πεδίο του χώρου, αλλά στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (*Beamspace Domain, BS*). Η αρχιτεκτονική MIMO με μία αλυσίδα RF θα αναφέρεται ως *Beamspace MIMO (BS-MIMO)* ώστε να δίδεται έμφαση στην αρχή λειτουργίας της. Το Σχήμα 1.3 παριστάνει μία συμβατική αρχιτεκτονική MIMO και την αρχιτεκτονική BS-MIMO που μελετάται στη διατριβή, όπου στη δεύτερη περίπτωση τονίζεται πως το ακτινοβολούμενο διάγραμμα ακτινοβολίας προκύπτει από διαμόρφωση των διαγραμμάτων βάσης με τα εκπεμπόμενα σύμβολα. Η αντιστοιχία των ενεργών κεραιοστοιχείων με τα διαγράμματα βάσης είναι εμφανής.

Όσον αφορά το δέκτη, προφανώς η ύπαρξη μίας μόνο αλυσίδας RF απαγορεύει την ταυτόχρονη λήψη των σημάτων. Αντίθετα, τα σήματα μπορούν να ληφθούν *σειριακά* εντός μίας περιόδου συμβόλου. Αυτό επιτυγχάνεται στην πράξη με κατάτμηση της περιόδου συμβόλου σε διαδοχικές υπο-περιόδους και με εφαρμογή ενός διαφορετικού διαγράμματος βάσης σε κάθε υπο-περίοδο. Με άλλα λόγια, αντί χωρικής δειγματοληψίας με ενεργά κεραιοστοιχεία, τα σήματα λαμβάνονται στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας με χρήση των διαθέσιμων διαγραμμάτων βάσης.

Το σημαντικό ερώτημα που προκύπτει αφορά στο πλήθος των συμβόλων που μπορεί να μεταδώσει ταυτόχρονα μία παρασιτική κεραία, ή διαφορετικά, με ποια τάξης συμβατικού συστήματος MIMO ισοδυναμεί η αρχιτεκτονική BS-MIMO με μία αλυσίδα RF σε κάθε άκρο της ζεύξης. Για να δοθεί απάντηση σε αυτό το ερώτημα γίνεται μελέτη των παρασιτικών κεραιών στο πεδίο των διαγραμμάτων



**Σχήμα 1.3:** Παράδειγμα αρχιτεκτονικής πομπού α) BS-MIMO, β) συμβατικού MIMO. Η αντιστοιχία των διαγραμμάτων βάσης με τα ενεργά κεραιοστοιχεία είναι εμφανής

ακτινοβολίας. Συγκεκριμένα, προτείνεται μεθοδολογία για τον υπολογισμό των διαγραμμάτων βάσης σε συνάρτηση με τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της υπο εξέταση παρασιτικής κεραίας, όπως τα σημεία τοποθέτησης των κεραιοστοιχείων στο χώρο και η απόσταση μεταξύ τους. Αποδεικνύεται ότι δεδομένης της διάταξης των παρασιτικών κεραιοστοιχείων, η απόσταση μεταξύ των παρασιτικών και του ενεργού καθορίζει το πλήθος των μεταδιδόμενων συμβόλων, ή διαφορετικά την τάξη του συστήματος BS-MIMO. Ενδεικτικά, ένα σύστημα BS-MIMO με κυκλική κεραία ESPAR 5 κεραιοστοιχείων, όπως η εικονιζόμενη στο Σχήμα 1.2, και απόσταση μεταξύ ενεργού και παρασιτικών στοιχείων  $d=1/16$  μήκη κύματος ισοδυναμεί με μία συμβατική αρχιτεκτονική MIMO με 3 ενεργά κεραιοστοιχεία εκπομπής και ισάριθμα κεραιοστοιχεία λήψης. Η επίδοση της αρχιτεκτονικής BS-MIMO συγκρίθηκε με εκείνη των αντίστοιχων συμβατικών συστημάτων, υπό τον περιορισμό της μέγιστης γραμμικής διάστασης της κεραίας. Τα αποτελέσματα δείχνουν σαφέστατα πως η προτεινόμενη προσέγγιση μπορεί να προσφέρει ακόμα και αυξημένη επίδοση σε σχέση με τα συμβατικά MIMO, για δεδομένες διαστάσεις της κεραίας.

Η χρήση των παρασιτικών κεραιών επεκτάθηκε επίσης και σε εφαρμογές

προσαρμοστικής διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας (adaptive beamforming), σε συστήματα πολλαπλών χρηστών (multiuser systems). Συγκεκριμένα, οι δυνατότητες αυτών των κεραιών επιτρέπουν τον προσδιορισμό του βέλτιστου διαγράμματος ακτινοβολίας για τη μεγιστοποίηση της μέσης διεκπεραιωτικής ικανότητας (average throughput) σε περιβάλλοντα διάδοσης με διαλείψεις Rayleigh και Rician. Η βελτιστοποίηση γίνεται με κριτήριο το σηματοθορυβικό λόγο, ή την ακύρωση των παρεμβολών και υπό περιπτώσεις τη μεγιστοποίηση της ισχύος του ωφέλιμου σήματος.

Τα αποτελέσματα δείχνουν πως αρχιτεκτονικές πομποδεκτών βασισμένες σε παρασιτικές κεραιές μπορούν να βελτιώσουν την επίδοση των σύγχρονων ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών. Ταυτόχρονα εξασφαλίζουν σημαντική μείωση της πολυπλοκότητας υλοποίησης σε σχέση με αντίστοιχες συμβατικές αρχιτεκτονικές καθώς απαιτούν μία μόνο αλυσίδα RF και μικρότερες διαστάσεις κεραιών. Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι η αρχιτεκτονική BS-MIMO που μελετάται στη διατριβή αποτελεί μία ενιαία προσέγγιση που στοχεύει ταυτόχρονα στη μείωση της πολυπλοκότητας υλοποίησης (που κυρίως αφορά τα κυκλώματα οδήγησης της κεραιάς) και στη μείωση των διαστάσεων της χρησιμοποιούμενης κεραιάς. Αντίθετα, οι εναλλακτικές τεχνικές συνήθως εστιάζουν σε ένα από τα δύο χαρακτηριστικά. Επισημαίνεται επίσης ότι η μείωση των διαστάσεων της κεραιάς επιτυγχάνεται διατηρώντας τα εκπεμπόμενα ή/και λαμβανόμενα σήματα ασυσχέτιστα, ενώ η σύζευξη μεταξύ των κεραιοστοιχείων δεν αποτελεί πλέον πρόβλημα προς αντιμετώπιση, όπως συμβαίνει στα συμβατικά MIMO, αλλά επιθυμητό χαρακτηριστικό.

### 1.3 Συναφείς ερευνητικές δράσεις

Αφετηρία στη μελέτη των συστημάτων MIMO που πραγματεύεται η διδακτορική διατριβή ήταν η εργασία [15], όπου παρουσιάζει ένα σύστημα  $2 \times 2$  με γραμμικές κεραιές ESPAR και στα δύο άκρα της ζεύξης και χαρακτηρίζεται ως virtual MIMO. Ωστόσο, σε αυτή την εργασία ως σχήμα διαμόρφωσης

χρησιμοποιείται η απλή εναλλαγή ON-OFF (ON-OFF keying). Επέκταση σε PSK διαμορφώσεις γίνεται στην εργασία [16]. Στην εργασία [17] γίνεται μία αναλυτική και περισσότερο θεωρητική παρουσίαση των συστημάτων BS-MIMO με χρήση γραμμικών κεραιών ESPAR με 3 και 5 κεραιοστοιχεία, όπου εκτός των άλλων επιδεικνύεται και η τεχνική διαφορισμού Alamouti στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Σε αυτές τις εργασίες εισάγεται η ιδέα της *εναέριας διαμόρφωσης (aerial modulation)* που αφορά την «κωδικοποίηση» του διανύσματος συμβόλων εκπομπής στο ακτινοβολούμενο διάγραμμα και στην οποία βασίζεται η επιτυχής μετάδοση πολλαπλών συμβόλων με χρήση μίας αλυσίδας RF.

Ωστόσο, δε γίνεται διεξοδική μελέτη του μηχανισμού διέγερσης της κεραιάς ESPAR για την επιτυχή μετάδοση πολλαπλών συμβόλων. Επίσης, δεν υποστηρίζεται μεγάλο εύρος ψηφιακών σχημάτων διαμόρφωσης. Αυτά τα προβλήματα αντιμετωπίστηκαν διεξοδικά στο Athens Information Technology (AIT) με την ερευνητική προσπάθεια των καθηγητών κ. Α. Καλή και κ. Κ. Παπαδιά και με την πρόσφατη διδακτορική διατριβή του Ο. Alrabadi [18], στην οποία μάλιστα επιδεικνύεται πρωτότυπη υλοποίηση κατάλληλα σχεδιασμένης γραμμικής κεραιάς ESPAR με 3 κεραιοστοιχεία, για την ταυτόχρονη εκπομπή πολλαπλών συμβόλων [19], [20]. Τονίζεται ότι αυτή η κεραιά χρησιμοποιήθηκε σε πειραματική διάταξη ενός συστήματος BS-MIMO, γεγονός που αποδεικνύει και στην πράξη ότι είναι δυνατή η ταυτόχρονη μετάδοση πολλαπλών συμβόλων με ένα ενεργό κεραιοστοιχείο [21]. Οι αναφορές [22]-[24] αποτελούν ενδεικτικές εργασίες της ερευνητικής ομάδας στο AIT, που προτείνουν τεχνικές πολυπλεξίας με χρήση παρασιτικών κεραιών.

Επίσης, στις αρχικές εργασίες η «κωδικοποίηση» του διανύσματος συμβόλων εκπομπής στο ακτινοβολούμενο διάγραμμα γίνεται θεωρώντας ελαφρώς συσχετισμένα, δηλαδή μη ορθογώνια, διαγράμματα βάσης που συνήθως έχουν καρδιοειδές (cardioid) σχήμα. Όπως εξηγείται στο κεφάλαιο 4 της διατριβής, αυτό επιδρά αρνητικά στη χωρητικότητα του συστήματος. Το μειονέκτημα αυτό αντιμετωπίζεται στην παρούσα διατριβή, όπου ένα από τα κύρια αντικείμενα της είναι η μελέτη των παρασιτικών κεραιών ESPAR στο πεδίο των διαγραμμάτων

ακτινοβολίας λαμβάνοντας υπόψη βασικές γεωμετρικές παραμέτρους. Περαιτέρω λεπτομέρειες σχετικά με τη δομή της διδακτορικής διατριβής αναφέρονται στην ενότητα 1.4.

## 1.4 Δομή της διατριβής – Δημοσιεύσεις

Η παρουσίαση του ερευνητικού έργου οργανώνεται στο κείμενο της διατριβής ως εξής:

**Κεφάλαιο 2:** Το δεύτερο κεφάλαιο της διατριβής αποτελεί μία περιεκτική και σύντομη παρουσίαση των συστημάτων MIMO. Μετά από σύντομη ανασκόπηση των κύριων πλεονεκτημάτων αυτών των συστημάτων (κέρδος συστοιχίας, κέρδος χωρικού διαφορισμού, κέρδος χωρικής πολυπλεξίας και καταπολέμηση παρεμβολών), δίνεται έμφαση στη χωρητικότητα που μπορεί να επιτευχθεί, διακρίνοντας τις περιπτώσεις διαύλων με επίπεδες διαλείψεις και διαύλων με συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά, ή την περίπτωση ανοικτού συστήματος (open loop) όπου μόνο ο δέκτης έχει επίγνωση του πίνακα μεταφοράς του διαύλου και κλειστού συστήματος (closed loop) όπου και ο πομπός διαθέτει γνώση διαύλου μέσω κάποιας μορφής ανάδραση. Κατόπιν, γίνεται μία σύντομη αναφορά των κυριότερων μεθόδων μοντελοποίησης των διαύλων MIMO, με ιδιαίτερη έμφαση στη μοντελοποίηση στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Αυτή η μέθοδος, αντί για κεραιοστοιχεία εκπομπής και λήψης, θεωρεί σύνολο ορθομοναδιαίων διαγραμμάτων ακτινοβολίας εκπομπής και λήψης που εξαρτώνται από τα χαρακτηριστικά των στοιχειοκεραιών (π.χ. πλήθος κεραιοστοιχείων και απόσταση μεταξύ τους). Η αναπαράσταση αυτή αποτελεί το έναυσμα για τη θεωρητική περιγραφή των συστημάτων BS-MIMO στο κεφάλαιου 4. Αυτό το κεφάλαιο δεν περιγράφει αποτελέσματα της διατριβής, αλλά θέτει το απαραίτητο υπόβαθρο για την κατανόηση των ερευνητικών αποτελεσμάτων που ακολουθούν σε επόμενα κεφάλαια.

**Κεφάλαιο 3:** Αυτό το κεφάλαιο αφιερώνεται στη μελέτη των παρασιτικών κεραιών ESPAR. Αρχικά παρουσιάζεται συνοπτικά η αρχή λειτουργίας αυτών των

κεραιών, ενώ σχολιάζονται θεμελιώδεις αρχές σχεδίασης των κυκλωμάτων οδήγησης των παρασιτικών κεραιοστοιχείων. Το δεύτερο μέρος αφιερώνεται στη μελέτη της ακτινοβολίας των παρασιτικών κεραιών. Ειδικότερα, προτείνεται μέθοδος υπολογισμού των ορθομοναδιαίων διαγραμμάτων βάσης που σχηματίζουν το πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας της υπό μελέτη κεραίας. Η αναπαράσταση του διαγράμματος ακτινοβολίας σε αυτό το πεδίο επιτρέπει τον καθορισμό σημαντικών παραμέτρων που σχετίζονται με την επίδοση της κεραίας, όπως του καθορισμού των αποτελεσματικών ακτινοβολούμενων βαθμών ελευθερίας και της εκτίμησης του μέγιστου κατευθυντικού κέρδους ως συνάρτηση της επιθυμητής κατεύθυνσης. Αποδεικνύεται πως και οι δύο αυτές παράμετροι σχετίζονται μεταξύ τους και εξαρτώνται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της παρασιτικής κεραίας. Η μελέτη των παρασιτικών κεραιών σε αυτό το πεδίο αποτελεί το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο για την παρουσίαση της αρχιτεκτονικής BS-MIMO που ακολουθεί στο κεφάλαιο 4.

**Κεφάλαιο 4:** Αυτό το κεφάλαιο είναι αφιερωμένο στην αναλυτική παρουσίαση της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής MIMO με μία αλυσίδα RF σε κάθε άκρο της ζεύξης. Εξηγείται ο τρόπος μετάβασης από τη περιγραφή των συμβατικών MIMO στο πεδίο του χώρου στην περιγραφή των συστημάτων BS-MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Στη συνέχεια σχολιάζεται η αρχή λειτουργίας των πομποδεκτών MIMO με μία αλυσίδα RF και παρασιτικές κεραιές και δίνεται έμφαση στα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα αυτής της προσέγγισης, σε σχέση με τα συμβατικά MIMO. Ακολουθεί εκτεταμένη αξιολόγηση της επίδοσης αυτών των συστημάτων μελετώντας τόσο την εργοδική χωρητικότητα (ergodic capacity), όσο και την χωρητικότητα προσωρινής διακοπής (outage capacity). Στα πλαίσια αυτής της αξιολόγησης γίνονται συγκρίσεις με τα συμβατικά συστήματα MIMO πλήρους πολυπλοκότητας. Στο τελευταίο μέρος του κεφαλαίου, παρουσιάζεται στοχαστικός αλγόριθμος για τον έλεγχο της απόκρισης της κεραίας, δηλαδή για την προσαρμογή της στο επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας εκπομπής. Ως παράδειγμα, δίνονται όλα τα διαγράμματα ακτινοβολίας εκπομπής που υποστηρίζουν τρεις ασυσχέτιστες ροές συμβόλων QPSK στο πεδίο των

διαγραμμάτων ακτινοβολίας.

**Κεφάλαιο 5:** Αυτό το κεφάλαιο εστιάζει στη μελέτη της επίδρασης των παρασιτικών κεραιών στην επίδοση των συστημάτων πολλαπλών χρηστών. Συγκεκριμένα, δεδομένων των ικανοτήτων αυτών των κεραιών στην προσαρμοστική διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας (όπως μελετήθηκαν στο κεφάλαιο 3) εκτιμάται η μέγιστη μέση διεκπεραιωτική ικανότητα (average throughput) σε περιβάλλοντα διάδοσης με διαλείψεις Rayleigh και Rician. Η βελτιστοποίηση γίνεται με κριτήριο το σηματοθορυβικό λόγο, ή την ακύρωση των παρεμβολών και υπό περιπτώσεις τη μεγιστοποίηση της ισχύος του ωφέλιμου σήματος.

**Κεφάλαιο 6:** Σε αυτό το κεφάλαιο συνοψίζονται τα αποτελέσματα της ερευνητικής δραστηριότητας σχολιάζοντας συνοπτικά τα συμπεράσματα και τις δυνατότητες της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής. Επίσης, δίνονται κατευθύνσεις μελλοντικής έρευνας για περαιτέρω εμβάθυνση στη μελέτη των παρασιτικών κεραιών σε σύγχρονες εφαρμογές συστημάτων επικοινωνιών MIMO.

Τέλος, τα ερευνητικά αποτελέσματα που συνοψίζονται στη διατριβή έχουν δημοσιευτεί σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά και συνέδρια ως εξής:

#### **Δημοσιεύσεις σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά**

- [1] **V. Barousis**, A.G. Kanatas, A. Kalis, and C. Papadias, “A stochastic beam-forming algorithm for ESPAR antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol.7, pp.745-748, 2008.
- [2] **V. Barousis**, A.G. Kanatas, N. Skentos and A. Kalis, “Pattern diversity for single RF user terminals in multiuser environments,” *IEEE Communication Letters*, vol. 14, no. 2, pp. 151-153, 2010.
- [3] **V. I. Barousis**, A. G. Kanatas and A. Kalis, “Beamspace domain analysis of single RF front – end MIMO systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 3, March 2011.
- [4] **V. I. Barousis** and A. G. Kanatas, “Aerial degrees of freedom of parasitic

arrays for single RF front-end MIMO transceivers," *submitted to IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.

#### **Δημοσιεύσεις στα πρακτικά διεθνών επιστημονικών συνεδρίων**

- [1] **V. Barousis**, A.G. Kanatas, A. Kalis, C. Papadias, "A limited feedback technique for beamspace MIMO systems with single RF front-end," *19th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC*, Cannes, France, 15-18 Sept. 2008.
- [2] **V. Barousis**, A.G. Kanatas, A. Kalis, C. Papadias, "A stochastic algorithm for beamforming using ESPAR antennas," *IEEE Global Communications Conference, GLOBECOM*, New Orleans, LA., USA, 30 Nov. 4 Dec. 2008.
- [3] **V. Barousis**, A.G. Kanatas, A. Kalis, C. Papadias, "Closed-loop beamspace MIMO systems with low hardware complexity," *IEEE 69th Vehicular Technology Conference, VTC-Spring Barcelona*, Spain, 26-29 April 2009.
- [4] **V. Barousis**, A.G. Kanatas, G. Efthymoglou, "A complete MIMO system built on a single RF communication end," *Progress In Electromagnetics Research Symposium, PIERS*, Cambridge, USA, 2010.
- [5] B. Han, **V. Barousis**, A. Kalis, A. G. Kanatas, "Active parasitic arrays for low cost compact MIMO transmitters," *European Conference on Antennas and Propagation*, Rome, Italy , 11-15 April 2011.
- [6] **V. Barousis**, A. G. Kanatas, A. Kalis, "Single RF MIMO systems: Exploiting the capabilities of parasitic antennas," *submitted to 74th Vehicular Technology Conference, VTC 2011*, San Francisco, United States.

#### **Δημοσιεύσεις στην Ευρωπαϊκή Ερευνητική Δράση: "COoperation in Science and Technology (COST) Action 2100: Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications"**

- [1] **V. Barousis**, A. G. Kanatas, A. Kalis, C. Papadias, "MIMO communication with a single RF front end and limited channel information", *European*



*Cooperation in Science and Technology (COST)*, 4th MCM, Wrocław, Poland, Feb, 6-8, 2008.

- [2] **V. Barousis**, A. G. Kanatas, A. Kalis, "Architecture of a single RF MIMO system," *European Cooperation in Science and Technology (COST)*, 11th MCM, Aalborg, Denmark, June, 2-4, 2010.

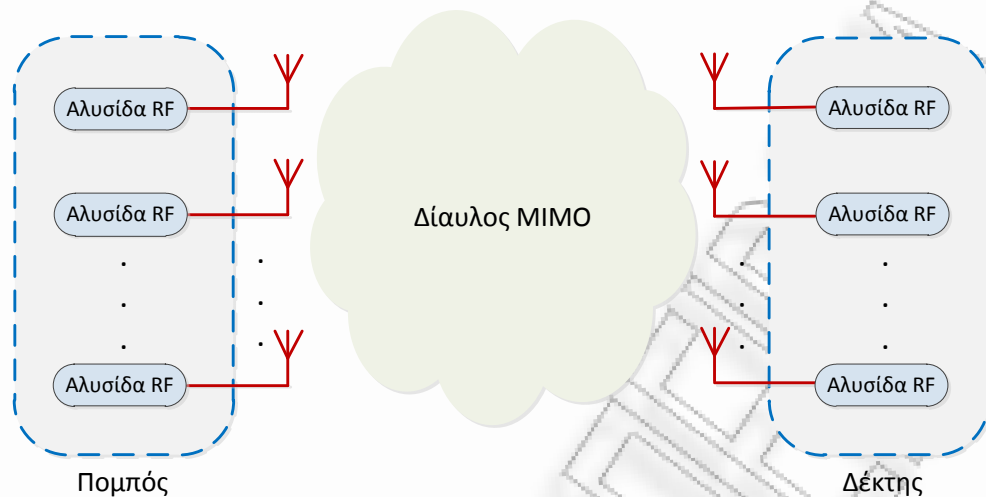
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### Ασύρματα συστήματα επικοινωνιών MIMO

#### 2.1 Εισαγωγή

Η σχεδίαση ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων συχνά αποδεικνύεται μία επίπονη διαδικασία καθώς απαιτείται η αντιμετώπιση διαφόρων προβλημάτων, όπως το περιορισμένο εύρος ζώνης μετάδοσης και η πολυπλοκότητα που εισάγει ο χρονικά και χωρικά μεταβαλλόμενος διάυλος. Επιπρόσθετα, τα μελλοντικά συστήματα επικοινωνιών θα πρέπει να εξασφαλίζουν ολοένα και υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και βελτιωμένη αξιοπιστία. Η τεχνολογία των συστημάτων πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (multiple input – multiple output, MIMO) έχει δείξει πως μπορεί να εγγυηθεί αξιόπιστη επικοινωνία με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Ως συστήματα MIMO, αναφέρονται τα συστήματα με πολλαπλές κεραιές τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη (βλέπε Σχήμα 2.1), οι οποίες χρησιμοποιούνται με κατάλληλο τρόπο για την ταυτόχρονη μετάδοση πολλαπλών σημάτων. Εξαιτίας της χρήσης πολλών κεραιών, η αρχή λειτουργίας αυτών των συστημάτων βασίζεται στο γεγονός ότι σήματα που δειγματοληπτούνται στο πεδίο του χώρου σε πομπό και δέκτη, συνδυάζονται με κατάλληλο τρόπο ώστε είτε να δημιουργούν πολλαπλές ροές δεδομένων (για αύξηση χωρητικότητας) είτε να βελτιώνουν την αξιοπιστία της επικοινωνίας.

Έως το 1990, η χρήση στοιχειοκεραιών περιοριζόταν μόνο στο ένα άκρο επικοινωνίας και αφορούσε εφαρμογές εκτίμησης της κατεύθυνσης άφιξης του επιθυμητού σήματος, ή εφαρμογές χωρικού διαφορισμού για βελτίωση της ποιότητας επικοινωνίας. Από τις αρχές του 1990, παρουσιάστηκαν νέες τεχνικές βασισμένες σε στοιχειοκεραίες οι οποίες αντί να θεωρούν τις διαλείψεις ως ένα πρόβλημα που πρέπει να καταπολεμηθεί, τις χρησιμοποιούν προς όφελος των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών προσφέροντας δραματική βελτίωση του



**Σχήμα 2.1:** Κλασική αρχιτεκτονική συστημάτων MIMO

ρυθμού μετάδοσης. Οι Paulraj και Kailath [25] ήταν οι πρώτοι που μελέτησαν τη δυνατότητα δραματικής αύξησης της χωρητικότητας αυτών των συστημάτων, η οποία μελετήθηκε διεξοδικά στη συνέχεια από τον Telatar [26] και τους Foschini και Gans [27]. Ταυτόχρονα, αναπτύχθηκε η αρχιτεκτονική BLAST η οποία υποσχόταν υψηλούς ρυθμούς δεδομένων [28], ενώ εμφανίστηκαν και οι πρώτες αρχιτεκτονικές κωδικοποίησης χώρου-χρόνου. Σήμερα, τα συστήματα MIMO έχουν επικρατήσει ως η ιδανική τεχνολογία στα ασύρματα δίκτυα τρίτης γενιάς και μαζί με τα συστήματα OFDM αποτελούν την κύρια πρόταση για τα δίκτυα τέταρτης γενιάς.

## 2.2 Πλεονεκτήματα των συστημάτων MIMO

Εξαιτίας της χρήσης πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη γίνεται προφανές ότι παρέχεται ένας επιπλέον βαθμός ελευθερίας, αυτός του χώρου. Επομένως γίνεται εφικτή η ανάπτυξη χωρο-χρονικών τεχνικών επεξεργασίας σήματος (space-time signal processing techniques) που προσφέρουν: *κέρδος συστοιχίας* (array gain), *κέρδος χωρικού διαφορισμού* (spatial diversity gain), *κέρδος χωρικής πολυπλεξίας* (spatial multiplexing gain) και *καταπολέμηση παρεμβολών* (interference mitigation).

### 2.2.1 Κέρδος συστοιχίας

Το κέρδος συστοιχίας αναφέρεται στην αύξηση του μέσου σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη εξαιτίας του συμφασικού συνδυασμού (coherent combining) των μιγαδικών σημάτων βασικής ζώνης των κεραιών εκπομπής ή/και λήψης. Εκφράζεται ως ο λόγος του μέσου σηματοθορυβικού λόγου που προκύπτει μετά το συμφασικό συνδυασμό προς το μέσο σηματοθορυβικό λόγο σε κάθε κεραιοστοιχείο λήψης (γίνεται η υπόθεση ότι όλα τα κεραιοστοιχεία λήψης έχουν ίδιο μέσο σηματοθορυβικό λόγο):

$$A_g = \frac{\gamma_\Sigma}{\gamma} \quad (2.1)$$

Ο συμφασικός συνδυασμός μπορεί να επιτευχθεί όταν ο πομπός και ο δέκτης έχουν τέλεια γνώση του διαύλου.

### 2.2.2 Κέρδος χωρικού διαφορισμού

Το κέρδος χωρικού διαφορισμού αναφέρεται στην αποτελεσματική καταπολέμηση των διαλείψεων εξαιτίας της πολυδιαδρομικής διάδοσης, βελτιώνοντας έτσι τη συμπεριφορά του συστήματος. Το κέρδος αυτό διακρίνεται σε χωρικό διαφορισμό πομπού και χωρικό διαφορισμό δέκτη.

Στο χωρικό διαφορισμό δέκτη, γίνεται η υπόθεση ότι τα λαμβανόμενα αντίγραφα του ίδιου σήματος έχουν υποστεί στατιστικά ανεξάρτητες διαλείψεις εξαιτίας της άφιξής τους μέσω διαφορετικών και ανεξάρτητων διαδρομών. Ο κατάλληλος συνδυασμός αυτών των αντιγράφων στο δέκτη παρέχει ένα σήμα που υπόκειται σε σημαντικά μειωμένες διαλείψεις σε σχέση με τα επιμέρους αντίγραφα σε κάθε κεραία. Η τάξη διαφορισμού σε αυτή την περίπτωση, ή αντίστοιχα το κέρδος χωρικού διαφορισμού, είναι ίσο με το πλήθος των κεραιών λήψης. Σημειώνεται ότι ο κατάλληλος συνδυασμός των πολλαπλών αντιγράφων απαιτεί την πλήρη γνώση του διαύλου στο δέκτη.

Ο χωρικός διαφορισμός πομπού αφορά την κατάλληλη επεξεργασία των

σημάτων εκπομπής, ώστε συνδυαζόμενα στο δέκτη να οδηγήσουν σε ένα σήμα που υπόκειται σε μικρότερες διαλείψεις. Αυτό είναι εφικτό με την εφαρμογή στον πομπό τεχνικών κωδικοποίησης χώρου-χρόνου (space-time coding techniques) που βασίζονται στο γεγονός ότι τα σήματα από κάθε κεραία εκπομπής προς την κεραία λήψης μεταδίδονται μέσω ανεξάρτητων διαδρομών. Έτσι, το κέρδος χωρικού διαφορισμού είναι ίσο με το πλήθος των κεραιών εκπομπής.

Σημειώνεται, πως ο συνδυασμός χωρικού διαφορισμού σε πομπό και δέκτη έχει ως αποτέλεσμα κέρδος ίσο με το γινόμενο του πλήθους των κεραιών εκπομπής με το πλήθος των κεραιών λήψης. Αυτό είναι το μέγιστο δυνατό κέρδος και επιτυγχάνεται όταν το κανάλι μεταξύ κάθε ζεύγους στοιχειοκεραίας εκπομπής και λήψης υπόκειται σε ανεξάρτητες διαλείψεις.

### 2.2.3 Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας

Εκτός από το κέρδος χωρικού διαφορισμού, η ύπαρξη πολλαπλών κεραιοστοιχείων στα δύο άκρα της ζεύξης προσφέρει επίσης κέρδος χωρικής πολυπλεξίας και αφορά τη γραμμική αύξηση της χωρητικότητας χωρίς επιπλέον αύξηση της ισχύος εκπομπής ή του εύρους ζώνης μετάδοσης. Η επίτευξη του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας γίνεται με την εκμετάλλευση της έμφυτης ορθογωνιότητας που εισάγει ο ραδιοδιαυλος λόγω της έντονης σκέδασης των κυμάτων που μεταφέρουν το σήμα πληροφορίας από τις κεραίες εκπομπής στις κεραίες λήψης.

Μαθηματικά, η έμφυτη ορθογωνιότητα εκφράζεται μέσω της «λεπτής» διάσπασης ιδιόμορφων τιμών (thin singular value decomposition, thin SVD) του πίνακα μεταφοράς του διαύλου που ορίζεται ως  $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$ . Εδώ, ο πίνακας  $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}^{r \times r}$  είναι διαγώνιος και περιέχει σε φθίνουσα διάταξη τις  $r$  μη μηδενικές ιδιόμορφες τιμές  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r$  του πίνακα  $\mathbf{H}$  που σχετίζονται με τις ιδιοτιμές  $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_r$  του πίνακα  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  (ή ισοδύναμα του  $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ ) ως  $\sigma_i = \sqrt{\xi_i}$ . Επίσης,  $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M_r \times r}$ ,  $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M_t \times r}$  είναι πίνακες που περιέχουν τα ιδιοδιανύσματα του  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  και  $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$  αντίστοιχα. Αν το περιβάλλον διάδοσης είναι πλήρους σκέδασης (full ή rich

scattering), ο πίνακας μεταφοράς  $\mathbf{H}$  είναι πλήρους βαθμού (full rank) και το πλήθος των ορθογώνιων υποδιαύλων που μπορεί να διασπαστεί είναι  $r = \text{rank}\{\mathbf{H}\}$ . Αντίθετα, αν οι σκεδαστές είναι περιορισμένοι, ή παρατηρείται υψηλή χωρική συσχέτιση των σημάτων εκπομπής ή/και λήψης, ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου είναι ελλιπούς βαθμού (rank deficient) και  $r < \text{rank}\{\mathbf{H}\}$ .

Η διάσπαση του πίνακα μεταφοράς του διαύλου σε παράλληλους και ανεξάρτητους υποδιαύλους γίνεται μέσω κατάλληλου μετασχηματισμού των εκπεμπόμενων και λαμβανόμενων σημάτων βασικής ζώνης. Εφαρμόζοντας τους μετασχηματισμούς  $\mathbf{s} = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{s}}$  και  $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y}$  στα εκπεμπόμενα και λαμβανόμενα σήματα αντίστοιχα, τότε:

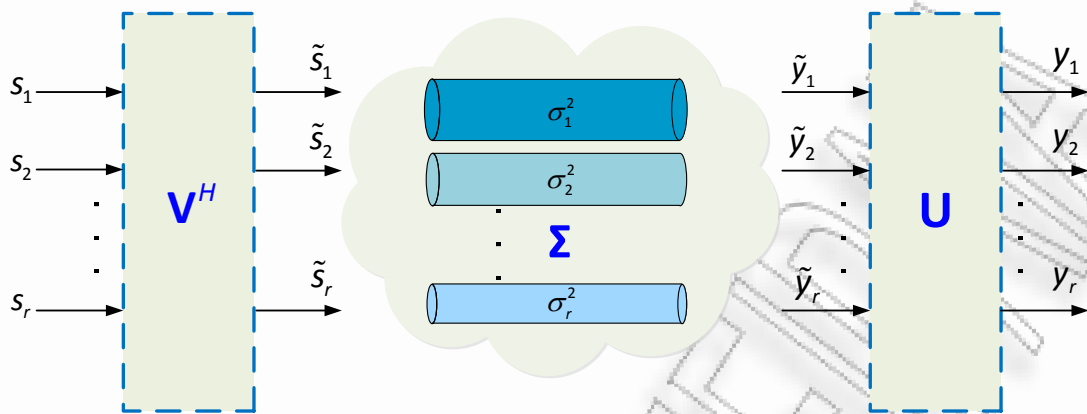
$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{U}^H (\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{U}^H (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \mathbf{s} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{\Sigma}\tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}}\end{aligned}\tag{2.2}$$

όπου  $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$ . Από τη (2.2) γίνεται φανερό πως ο  $i$ -οστός υποδιάυλος έχει είσοδο  $\tilde{s}_i$ , έξοδο  $\tilde{y}_i$ , θόρυβο  $\tilde{n}_i$  και κέρδος ισχύος  $\sigma_i^2$ . Η αναπαράσταση του πίνακα μεταφοράς σε παράλληλους υποδιαύλους απεικονίζεται στο Σχήμα 2.2.

Τονίζεται, πως η παραπάνω αναπαράσταση είναι εικονική. Η φυσική ερμηνεία είναι ότι ο από κοινού κατάλληλος μετασχηματισμός των εκπεμπόμενων και λαμβανόμενων σημάτων σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα εξασφαλίζει ανεξάρτητους τρόπους μετάδοσης της κάθε ροής δεδομένων στο δίαυλο. Προφανώς, απαιτείται πλήρης γνώση του διαύλου στον πομπό και στο δέκτη.

#### 2.2.4 Καταπολέμηση παρεμβολών

Αυτό το πλεονέκτημα των στοιχειοκεραιών αναδεικνύεται σε περιβάλλοντα πολλαπλών χρηστών όπου οι πόροι (π.χ. συχνότητες, χρόνος) είναι κοινί για όλους τους χρήστες και αφορά την καταπολέμηση των παρεμβολών από το σταθμό βάσης τόσο στη ζεύξη ανόδου (uplink) όσο και στη ζεύξη καθόδου



**Σχήμα 2.2:** Αναπαράσταση διαύλου MIMO σε παράλληλους υποδιαύλους

(downlink). Για να είναι δυνατή η αντιμετώπιση των παρεμβολών, απαιτείται γνώση του διαύλου του επιθυμητού χρήστη. Με αυτό τον τρόπο ο σταθμός βάσης προσαρμόζει κατάλληλα την εκπομπή πληροφορίας στον επιθυμητό χρήστη (ή αντίστοιχα τη λήψη) ώστε σε κάθε περίπτωση να επιτυγχάνεται αισθητή μείωση της ισχύος παρεμβολής που ισοδυναμεί με βελτίωση της ποιότητας επικοινωνίας. Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζεται τεχνική που επιτρέπει στους χρήστες ενός τέτοιου συστήματος να ακυρώνουν την παρεμβολή που δέχονται (self-interference cancellation), χωρίς να απαιτείται από το σταθμό βάσης κατάλληλη προσαρμογή των εκπεμπόμενων σημάτων.

### 2.3 Σχέσεις εισόδων – εξόδων συστημάτων MIMO

Θεωρούμε ένα σύστημα MIMO, με  $M_T$  κεραιές στον πομπό και  $M_R$  κεραιές στο δέκτη. Επίσης, με  $h_{i,j}(\tau;t)$  συμβολίζεται η βασικής ζώνης χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση τη χρονική στιγμή  $t$  εξαιτίας μίας μοναδιαίας κρουστικής διέγερσης τη χρονική στιγμή  $t - \tau$ , μεταξύ της  $j$ -οστής κεραιάς εκπομπής και  $i$ -οστής κεραιάς λήψης. Τότε, ο πίνακας μεταφοράς MIMO ορίζεται ως εξής:

$$\mathbf{H}(\tau;t) = \begin{bmatrix} h_{11}(\tau;t) & h_{12}(\tau;t) & \dots & h_{1M_T}(\tau;t) \\ h_{21}(\tau;t) & h_{22}(\tau;t) & \dots & h_{2M_T}(\tau;t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(\tau;t) & h_{M_R,2}(\tau;t) & \dots & h_{M_R,M_T}(\tau;t) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Αν  $s_j(t)$ ,  $j=1,\dots,M_T$  είναι τα εκπεμπόμενα σήματα, το σήμα που λαμβάνεται από την  $i$ -οστή κεραία λήψης θα είναι:

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^{M_T} \int_0^{\tau_{tot}} h_{ij}(\tau;t) s_j(t-\tau) d\tau + n_i(t) = \sum_{j=1}^{M_T} h_{ij}(\tau;t) * s_j(t) + n_i(t) \quad (2.4)$$

Στην (2.4),  $n_i(t)$  είναι το σήμα του λευκού προσθετικού Gaussian θορύβου στην  $i$ -οστή κεραία λήψης με φασματική πυκνότητα ισχύος  $N_0$ ,  $\tau_{tot}$  εκφράζει τη χρονική διάρκεια της κρουστικής απόκρισης και με  $*$  συμβολίζεται η πράξη της συνέλιξης.

Θεωρώντας μία ακολουθία συμβόλων προς μετάδοση  $s_j^l(t)$ ,  $l=1,2,\dots$  από τη  $j$ -οστή κεραία εκπομπής, το λαμβανόμενο σήμα στη  $i$ -οστή κεραία λήψης είναι:

$$\begin{aligned} y_i(t) &= \sum_{j=1}^{M_T} h_{ij}(\tau;t) * \left( \sum_l s_j^l(t) \delta(t-lT_s) \right) + n_i(t) \\ &= \sum_{j=1}^{M_T} \sum_l s_j^l(t) h_{ij}(t-lT_s;t) + n_i(t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Όπου  $T_s$  είναι η διάρκεια συμβόλου. Δειγματοληπτώντας το σήμα  $y_i(t)$  με περίοδο ίση με  $T_s$ , δηλαδή τις χρονικές στιγμές  $t = kT_s$ , προκύπτει το λαμβανόμενο σήμα διακριτού χρόνου από την  $i$ -οστή κεραία λήψης:

$$y_i[k] = \sum_{j=1}^{M_T} \sum_l s_j^l[k-l;k] + n_i[k] \quad (2.6)$$

Αν  $T_s \gg \tau_{tot}$ , ή ισοδύναμα το εύρος ζώνης των εκπεμπόμενων σημάτων είναι πολύ στενότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου (coherence bandwidth), ο



δίαυλος χαρακτηρίζεται ως *δίαυλος με επίπεδες διαλείψεις (flat fading)*<sup>1</sup>. Σε αυτή την περίπτωση η (2.6) γίνεται:

$$y_i[k] = \sum_{j=1}^{M_T} h_{ij} s_j[k] + n_i[k] \quad (2.7)$$

Αγνοώντας για ευκολία το δείκτη  $k$ , η (2.7) γίνεται:

$$y_i = \sum_{j=1}^{M_T} h_{ij} s_j + n_i \quad (2.8)$$

Αν  $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_{M_T}]^T$ ,  $\mathbf{y} = [y_1 \dots y_{M_R}]^T$  εκφράζουν το εκπεμπόμενο και λαμβανόμενο διάνυσμα συμβόλων αντίστοιχα, η σχέση εισόδου – εξόδου του συστήματος MIMO με επίπεδες διαλείψεις εκφράζεται συνοπτικά ως:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.9)$$

Στην (2.9),  $\mathbf{n}$  είναι τυχαίο μιγαδικό διάνυσμα διαστάσεων  $(M_R \times 1)$  που μοντελοποιεί το λευκό προσθετικό Gaussian θόρυβο με πίνακα μεταβλητότητας  $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_R}$  και διασπορά  $\sigma_n^2 = N_0 B$ , όπου  $B$  είναι το εύρος ζώνης<sup>2</sup>, και  $\mathbf{H}$  είναι ο πίνακας μεταφοράς MIMO διαστάσεων  $(M_R \times M_T)$ :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R 1} & h_{M_R 2} & \dots & h_{M_R M_T} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

<sup>1</sup> Άρα θα είναι  $h_{ij}[k] = 0, \forall k > 0$  και  $h_{ij}[0] = h_{ij} \neq 0$ .

<sup>2</sup> Συχνά χωρίς βλάβη της γενικότητας στη διεθνή βιβλιογραφία θεωρείται μοναδιαίο εύρος ζώνης, δηλ  $B=1$ , οπότε η διακύμανση του θορύβου γίνεται  $\sigma_n^2 = N_0$ . Στο εξής στη διατριβή υιοθετείται αυτή η παραδοχή, εκτός αν δηλώνεται διαφορετικά.

## 2.4 Χωρητικότητα συστημάτων MIMO σε κανάλια με επίπεδες διαλείψεις

Ως χωρητικότητα διαύλου, ορίζουμε το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης που μπορεί να υποστηριχθεί με αμελητέα πιθανότητα σφάλματος. Στην πρωτοποριακή εργασία του ο Shannon το 1948 [29] μελέτησε τη χωρητικότητα ως ένα άνω φράγμα της φασματικής επίδοσης μίας ζεύξης, χωρίς να αναφέρει την αρχιτεκτονική που επιτυγχάνει αυτή τη χωρητικότητα. Στη διεθνή βιβλιογραφία η χωρητικότητα των διαύλων MIMO έχει μελετηθεί εκτενώς θεωρώντας ντετερμινιστικό δίαυλο και δίαυλο με επίπεδες (flat) ή συχνοεπιλεκτικές (frequency selective) διαλείψεις, καθώς και την περίπτωση τέλει γνώσης του διαύλου στον πομπό. Σε όλες τις περιπτώσεις θεωρείται πως ο δέκτης έχει τέλεια εκτίμηση του διαύλου.

### 2.4.1 Χωρητικότητα στατικών διαύλων

Σε αυτή την περίπτωση, ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου, παρότι τυχαίος, όταν καθοριστεί παραμένει σταθερός καθ' όλη τη διάρκεια μετάδοσης [30]. Αυτή η προσέγγιση μοντελοποίησης είναι ρεαλιστική σε περιπτώσεις εξαιρετικά αργών διαλείψεων όπου η περίοδος συμβόλου είναι πολύ μικρότερη από το χρόνο συνοχής (coherence time) του διαύλου. Η ντετερμινιστική χωρητικότητα, ή όπως καλείται πολλές φορές quasi-static capacity δίνεται ως εξής:

$$C = \max_{f(s)} I(\mathbf{s}; \mathbf{y}) = \max_{f(s)} [H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{y}|\mathbf{s})] \quad (2.11)$$

Όπου  $I(\mathbf{s}; \mathbf{y})$  η αμοιβαία πληροφορία ανάμεσα στο διάνυσμα των μεταδιδόμενων σημάτων  $\mathbf{s}$  και το διάνυσμα των λαμβανόμενων σημάτων στο δέκτη  $\mathbf{y}$ . Επίσης  $H(\cdot)$  είναι η διαφορική εντροπία,  $f(\cdot)$  είναι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας, ενώ  $H(\mathbf{y}|\mathbf{s})$  είναι η υπό συνθήκη διαφορική εντροπία του λαμβανόμενου διανύσματος  $\mathbf{y}$  δεδομένης της γνώσης του διανύσματος εκπομπής  $\mathbf{s}$ . Εφόσον το διάνυσμα των εκπεμπόμενων σημάτων είναι ανεξάρτητο του

θορύβου, θα είναι  $H(\mathbf{y}|\mathbf{s})=H(\mathbf{n})$  και η (2.11) απλοποιείται ως:

$$C = \max_{f(s)} [H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{n})] \quad (2.12)$$

Άρα, μεγιστοποίηση της χωρητικότητας, ή αντίστοιχα της αμοιβαίας πληροφορίας, ισοδυναμεί με μεγιστοποίηση της εντροπίας του διανύσματος  $\mathbf{y}$  των λαμβανόμενων σημάτων,  $H(\mathbf{y})$ . Είναι γνωστό πως ανάμεσα σε όλα τα πιθανά διανύσματα  $\mathbf{y}$  με δεδομένο πίνακα συνδιακύμανσης  $\mathbf{R}_{yy}$ , η εντροπία του  $\mathbf{y}$  μεγιστοποιείται όταν κάθε στοιχείο του  $\mathbf{y}$  είναι μιγαδική κυκλικά συμμετρική<sup>1</sup> Gaussian τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή (zero mean circularly symmetric complex Gaussian, ZMCSCG) [31]. Αυτό υπονοεί πως το διάνυσμα εκπομπής  $\mathbf{s}$  πρέπει επίσης να είναι ZMCSCG. Σε αυτή την περίπτωση, οι διαφορικές εντροπίες των  $\mathbf{y}$  και  $\mathbf{n}$  είναι [32]:

$$H(\mathbf{y}) = \log_2 [\det(\pi e \mathbf{R}_{yy})] \quad (2.13)$$

$$H(\mathbf{n}) = \log_2 [\det(\pi e N_0 \mathbf{I}_{M_r})] \quad (2.14)$$

όπου  $\mathbf{R}_{yy} = E\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H + N_0\mathbf{I}_{M_r}$ . Συνεπώς, η χωρητικότητα του διαύλου (σε bps/Hz) θα είναι [32]:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{M_r} + \frac{1}{N_0} \mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad (2.15)$$

όπου  $\mathbf{R}_{ss}$  είναι ο πίνακας συνδιακύμανσης του διανύσματος εισόδου  $\mathbf{s}$ . Η χωρητικότητα στην (2.15) χαρακτηρίζεται συχνά ως *φασματική απόδοση με αμελητέα πιθανότητα σφάλματος*, και δίνει το ρυθμό μετάδοσης ανά μοναδιαίο εύρος ζώνης που μπορεί να υποστηριχθεί αξιόπιστα από ένα δίαυλο MIMO.

<sup>1</sup> Μία μιγαδική τυχαία μεταβλητή  $X$  που ακολουθεί κατανομή Gauss με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση  $\sigma_x^2$  είναι κυκλικά συμμετρική όταν το πραγματικό και φανταστικό της μέρος είναι ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές Gauss με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση  $\sigma_x^2/2$ .

### 2.4.1.1 Πομπός χωρίς γνώση του διαύλου

Όταν ο πομπός δεν διαθέτει οποιαδήποτε γνώση του διαύλου και τα στοιχεία του διανύσματος εισόδου  $\mathbf{s}$  είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους, ο πίνακας συνδιακύμανσης θα είναι  $\mathbf{R}_{ss} = (P_T/M_T)\mathbf{I}_{M_T}$ , υπονοώντας πως ο πομπός αναθέτει το ίδιο ποσοστό της διαθέσιμης ισχύος σε όλες τις κεραιές εκπομπής. Αυτή είναι και η βέλτιστη στρατηγική ανάθεσης της εκπεμπόμενης ισχύος σε διαύλους πλήρους σκέδασης που υπόκεινται σε διαλείψεις Rayleigh [33]. Η χωρητικότητα του διαύλου MIMO σε αυτή την περίπτωση είναι:

$$C_{CSIR} = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{M_R} + \frac{P_T}{N_0 M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (2.16)$$

Εναλλακτικά, η χωρητικότητα μπορεί να θεωρηθεί ως υπέρθεση των επιμέρους χωρητικοτήτων των παράλληλων υποδιαύλων στους οποίους μπορεί να διασπαστεί ο πίνακας μεταφοράς  $\mathbf{H}$  (βλέπε υποενότητα 2.2.3). Σύμφωνα με τη διάσπαση ιδιοτιμών<sup>1</sup> (eigenvalue decomposition) θα είναι  $\mathbf{H} \mathbf{H}^H = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H$ , όπου  $\mathbf{Q}$  είναι πίνακας διαστάσεων  $(M_R \times M_R)$  για τον οποίο ισχύει  $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H = \mathbf{I}_{M_R}$  και  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \{ \sigma_1^2 \quad \sigma_2^2 \quad \dots \quad \sigma_{M_R}^2 \}$ . Άρα, λόγω της (2.16) η χωρητικότητα γίνεται<sup>2</sup>:

$$\begin{aligned} C_{CSIR} &= \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{M_R} + \frac{P_t}{N_0 M_T} \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H \right) = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{M_R} + \frac{P_t}{N_0 M_T} \mathbf{\Lambda} \right) \\ &= \log_2 \prod_{i=1}^r \left( 1 + \frac{P_t}{N_0 M_T} \sigma_i^2 \right) = \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{P_t}{N_0 M_T} \sigma_i^2 \right) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Στην έκφραση (2.17)  $\sigma_i^2$  είναι το κέρδος ισχύος του  $i$ -οστού ανεξάρτητου υποδιαύλου, ενώ η διαθέσιμη ισχύς εκπομπής μοιράζεται εξίσου σε όλα τα κεραιοστοιχεία.

<sup>1</sup> Εναλλακτικά καλείται φασματικό θεώρημα.

<sup>2</sup> Εάν  $\mathbf{A}, \mathbf{B}$  είναι τετραγωνικοί πίνακες ισχύει ότι  $\det(\mathbf{I} + \mathbf{AB}) = \det(\mathbf{I} + \mathbf{BA})$ .

### 2.4.1.2 Τέλεια γνώση του διαύλου στον πομπό

Στην περίπτωση που ο πομπός διαθέτει τέλεια γνώση του διαύλου, η χωρική κατανομή της ισχύος μπορεί να μην είναι πλέον ομοιόμορφη, αλλά να προσαρμόζεται κατάλληλα με στόχο τη μεγιστοποίηση της χωρητικότητας. Επομένως, αφού προηγηθεί ο μετασχηματισμός του διανύσματος των σημάτων εκπομπής με τον πίνακα  $\mathbf{V}$  (βλέπε υποενότητα 2.2.3), στο  $i$ -οστό κεραιοστοιχείο εκπομπής αντιστοιχίζεται ισχύς  $P_i$ . Στη συνέχεια, το λαμβανόμενο δiάνυσμα  $\mathbf{y}$  μετασχηματίζεται κατά τη λήψη με τον πίνακα  $\mathbf{U}^H$ .

Η βέλτιστη ανάθεση ισχύος αποτελεί μία τεχνική κατανομής της ισχύος στους διάφορους χωρικούς υποδιαύλους. Η χωρητικότητα σε αυτή την περίπτωση είναι το άθροισμα των επιμέρους χωρητικότητων για δεδομένη ανάθεση  $P_i = E\{|s_i|^2\}$ ,  $i=1, \dots, r$ . Η βέλτιστη κατανομή ισχύος είναι εκείνη που μεγιστοποιεί τη χωρητικότητα όπως εκφράζεται στην εξ. (2.18) [32]:

$$C_{CSIT} = \max_{\sum_{i=1}^r P_i = M_T} \left\{ \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{P_i}{N_0 M_T} \rho_i \sigma_i^2 \right) \right\} \quad (2.18)$$

Η εξ. (2.18) περιγράφει ένα πρόβλημα μεγιστοποίησης με περιορισμούς που αφορούν την συνολικά εκπεμπόμενη ισχύ. Εφόσον η (2.18) είναι κοίλη συνάρτηση ως προς  $P_i$ ,  $i=1, \dots, r$ , ο προσδιορισμός της βέλτιστης κατανομής ισχύος μπορεί να γίνει με χρήση των πολλαπλασιαστών Lagrange χρησιμοποιώντας τις συνθήκες Kuhn-Tucker [34]. Αποδεικνύεται ότι:

$$P_i = \left( \mu - \frac{N_0 M_T}{\rho_i \sigma_i^2} \right)_+ \quad (2.19)$$

όπου  $\mu$  είναι μία σταθερά,  $\sum_{i=1}^r P_i = M_T$  και ο όρος  $(\cdot)_+$  δηλώνει ότι:

$$(a)_+ = \begin{cases} a & , x \geq 0 \\ 0 & , x < 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

Σύμφωνα με την εξ. (2.19), το μεγαλύτερο μέρος της εκπεμπόμενης ισχύος αντιστοιχίζεται στο χωρικό υποδιάυλο με το μεγαλύτερο κέρδος ισχύος, δηλαδή τη μεγαλύτερη ιδιοτιμή, και το μικρότερο μέρος ή καθόλου στους υποδιαύλους με μικρό κέρδος. Επίσης, σημειώνεται ότι σε μεγάλες τιμές σηματοθορυβικού λόγου η βέλτιστη λύση αποδίδει ίση ισχύ σε όλα τα κεραιοστοιχεία εκπομπής, ενώ σε χαμηλές τιμές αποδίδεται όλη η διαθέσιμη ισχύς στον υποδιάυλο με τη μεγαλύτερη ιδιοτιμή. Στην πράξη για τον υπολογισμό της βέλτιστης ανάθεσης χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος waterfilling (ή waterpouring) [32].

### 2.4.2 Χωρητικότητα χρονικά και χωρικά μεταβαλλόμενων διαύλων

Σε αυτή την περίπτωση η χωρητικότητα είναι πλέον τυχαία μεταβλητή και εξαρτάται από τη στιγμιαία κατάσταση του διαύλου, δηλαδή από το στιγμιότυπο του πίνακα μεταφοράς του διαύλου  $\mathbf{H}$ . Επομένως για την περιγραφή της χρησιμοποιούνται τα εξής στατιστικά μεγέθη: η *εργοδική χωρητικότητα* (*ergodic capacity*) και η *χωρητικότητα με πιθανότητα προσωρινής διακοπής* (*outage capacity*). Τονίζεται ότι η εργοδική χωρητικότητα αποτελεί κατάλληλο μέτρο της χωρητικότητας για διαύλους που μεταβάλλονται γρήγορα, ή για εργοδικούς διαύλους στη διάρκεια ενδιαφέροντος.

Ως εργοδική χωρητικότητα ορίζεται ο στατιστικός μέσος όρος της χωρητικότητας που αντιστοιχεί σε κάθε στιγμιότυπο του πίνακα μεταφοράς του διαύλου<sup>1</sup>:

$$C_e = E_{\mathbf{H}} \left\{ \max_{f(\mathbf{s})} [H(\mathbf{y}|\mathbf{H}) - H(\mathbf{y}|\mathbf{s},\mathbf{H})] \right\} \quad (2.21)$$

Στις περιπτώσεις όπου ο δίαυλος μεταβάλλεται αργά και ο χρόνος συνοχής (coherence time) του διαύλου ξεπερνά σε διάρκεια την κωδική λέξη που χρησιμοποιείται, κάθε κωδική λέξη δοκιμάζεται από μία μόνο κατάσταση διαύλου και το κατάλληλο μέτρο της χωρητικότητας είναι η χωρητικότητα με πιθανότητα προσωρινής διακοπής. Για πιο πλήρη στατιστική περιγραφή λοιπόν

<sup>1</sup> Δηλαδή η μέση τιμή υπολογίζεται για όλες τις πιθανές καταστάσεις του διαύλου.

συμπληρωματικά χρησιμοποιείται και η χωρητικότητα με πιθανότητα προσωρινής διακοπής  $q$ ,  $C_{out,q}$  η οποία ορίζεται ως η τιμή της χωρητικότητας που μπορεί να υποστηριχθεί για το  $(100 - q)\%$  των τυχαίων στιγμιότυπων των διαύλων [35], [36]:

$$\Pr(C \leq C_{out,q}) = q\% \quad (2.22)$$

Όπως και στην περίπτωση των στατικών διαύλων, όταν ο πομπός δεν διαθέτει γνώση του διαύλου κατανέμει ομοιόμορφα την ισχύ στις κεραιές εκπομπής. Η εργοδική χωρητικότητα συνεπώς είναι:

$$C_{e,CSIR} = E_{\mathbf{H}} \left\{ \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{M_r} + \frac{P_t}{N_0 M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\} \quad (2.23)$$

ενώ ένα κάτω φράγμα της εργοδικής χωρητικότητας δίνεται ως εξής [37]:

$$C_{e,CSIR} \geq M \log_2 \left( 1 + \frac{\gamma}{M_T} \exp \left( \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^{N-m} \frac{1}{p} - k \right) \right) \quad (2.24)$$

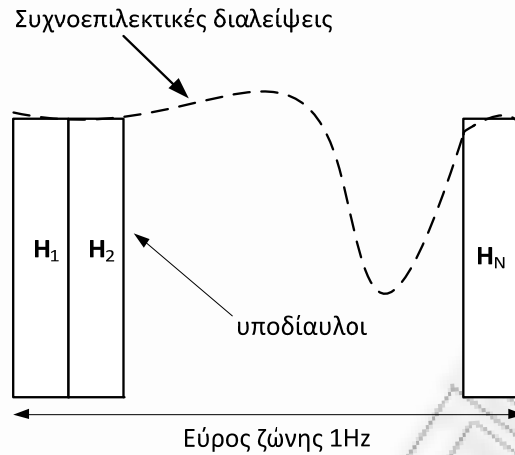
όπου  $k \approx 0.57721566$  είναι η σταθερά Euler,  $M = \min\{M_T, M_R\}$  και  $N = \max\{M_T, M_R\}$ . Για υψηλές τιμές SNR η εργοδική χωρητικότητα αυξάνει κατά  $M$  bps/Hz για κάθε 3 dB SNR.

Στην περίπτωση που ο πομπός διαθέτει γνώση κάθε στιγμιότυπου του διαύλου, η εργοδική χωρητικότητα εκφράζεται λαμβάνοντας υπόψη τη βέλτιστη κατανομή ισχύος για κάθε στιγμιότυπο:

$$C_{e,CSIT} = E \left\{ \max_{\sum_{i=1}^r P_i = M_T} \left\{ \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{P_t}{N_0 M_T} \sigma_i^2 P_i \right) \right\} \right\} \quad (2.25)$$

### 2.4.3 Χωρητικότητα σε διαύλους με συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά

Μέχρι τώρα θεωρήσαμε διαύλους στενής ζώνης, δηλαδή με επίπεδες διαλείψεις. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3, όταν ο διάυλος χαρακτηρίζεται ως



**Σχήμα 2.3:** Δίαυλος με συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις

ευρείας ζώνης εμφανίζει συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά (frequency selective behavior, FS). Ο υπολογισμός της χωρητικότητας βασίζεται στη διαίρεση σε  $N$  στενότερους συχνοτικούς υποδιαύλους ώστε κάθε υποδιάυλος να θεωρείται με επίπεδες διαλείψεις [32]. Το λαμβανόμενο διάνυσμα στον  $i$ -οστό υποδιάυλο  $\mathbf{H}_i, i=1, \dots, N$  είναι  $\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_i$  και η σχέση εισόδου-εξόδου συνολικά θα είναι:

$$\mathbf{Y} = \mathcal{H}\mathbf{S} + \mathcal{N} \quad (2.26)$$

όπου  $\mathcal{H}$  είναι διαγώνιος πίνακας ( $M_R N \times M_T N$ ), με τον υποδιάυλο  $\mathbf{H}_i, i=1, \dots, N$  να ανήκει στο  $i$ -οστό στοιχείο της κυρίας διαγωνίου του. Επίσης,  $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1^T \dots \mathbf{y}_N^T]^T$  και  $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1^T \dots \mathbf{s}_N^T]^T$  είναι διανύσματα διαστάσεων ( $M_R N \times 1$ ) και ( $M_T N \times 1$ ) αντίστοιχα. Το διάνυσμα του θορύβου  $\mathcal{N}$  ορίζεται ανάλογα. Όταν ο πομπός δεν έχει επίγνωση του διαύλου, η εργοδική χωρητικότητα είναι:

$$C_{e,CSIR,FS} = E_{\mathbf{H}_i} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{M_R} + \frac{P_t}{N_0 M_T} \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \right) \right\} \quad (2.27)$$

Στην αντίθετη περίπτωση, εφαρμόζεται μία παραλλαγή του αλγορίθμου waterfilling, η οποία κατανέμει την ισχύ τόσο στο χώρο (χωρικούς υποδιαύλους) όσο και



στη συχνότητα και είναι γνωστή ως *space-frequency waterfilling* [38] και βρίσκει εφαρμογή σε συστήματα MIMO-OFDM.

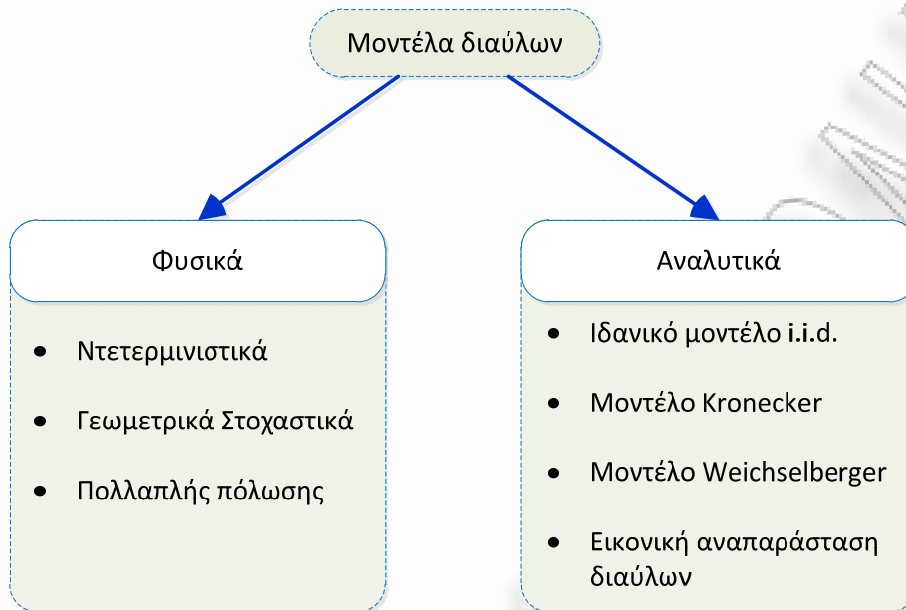
## 2.5 Μοντελοποίηση διαύλων MIMO

Ενώ στη διεθνή βιβλιογραφία έχουν προταθεί αρκετές τεχνικές εκπομπής και λήψης για βελτίωση των δυνατοτήτων των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών, το άνω όριο στην επίδοση τίθεται πάντα από τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης. Επομένως, απαιτείται η ανάπτυξη μεθόδων μοντελοποίησης και εκτίμησης των χαρακτηριστικών των διαύλων MIMO, οι οποίες θα συνεισφέρουν στον προσδιορισμό των κατάλληλων προδιαγραφών των τεχνικών μετάδοσης.

Η μοντελοποίηση διαύλων MIMO μπορεί να κατηγοριοποιηθεί με διάφορους τρόπους και εξαρτάται από τα κριτήρια ενδιαφέροντος. Μία πιθανή κατηγοριοποίηση για παράδειγμα αφορά το διαχωρισμό τους σε ευρείας ζώνης (*wideband*) και στενής ζώνης (*narrowband*). Μία άλλη δημοφιλής κατηγοριοποίηση είναι αυτή που απεικονίζεται στο Σχήμα 2.4 και διαχωρίζει τα μοντέλα διαύλων MIMO σε φυσικά (*physical*) και αναλυτικά (*analytical*) [39]. Στη συνέχεια παρουσιάζονται συνοπτικά τα κυριότερα μοντέλα που ανήκουν σε αυτές τις κατηγορίες.

### 2.5.1 Φυσικά μοντέλα

Τα μοντέλα που ανήκουν σε αυτή την κατηγορία στοχεύουν στην αναπαράσταση των φυσικών μηχανισμών διάδοσης, για τη μοντελοποίηση του πίνακα μεταφοράς του διαύλου. Εκτός της απευθείας συνιστώσας, οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες οφείλονται στην αλληλεπίδραση του διαδιδόμενου κύματος με φυσικά εμπόδια στο χώρο που ονομάζονται σκεδαστές (*scatterers*). Σύμφωνα με το Σχήμα 2.5, η απευθείας συνιστώσα υπόκειται σε απώλειες ελεύθερου χώρου. Ανάκλαση συμβαίνει όταν το ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε μία ομαλή επιφάνεια με αποτέλεσμα την αλλαγή διεύθυνσης



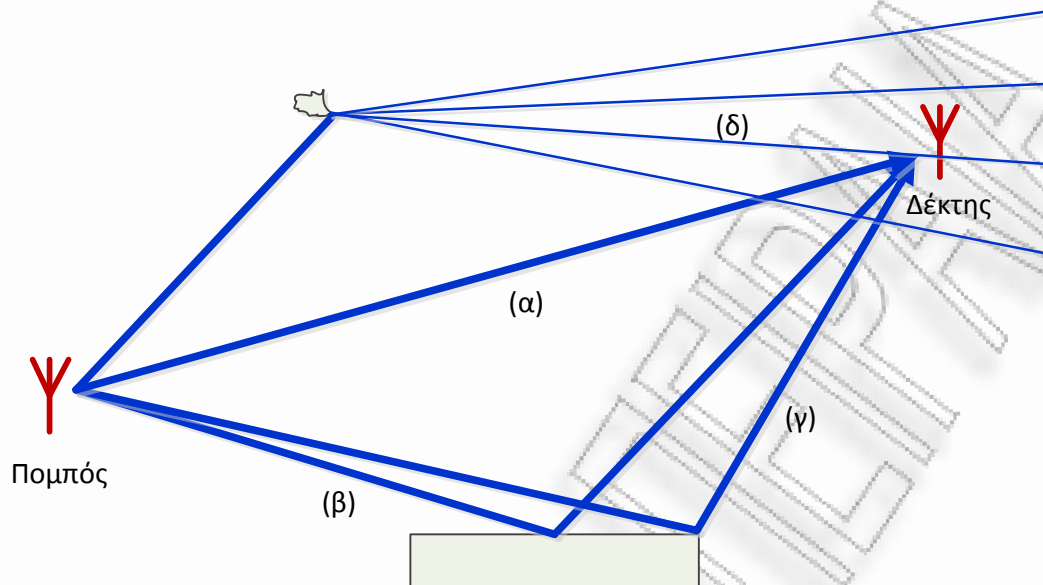
**Σχήμα 2.4:** Πιθανή κατηγοριοποίηση μεθόδων μοντελοποίησης διαύλου

διάδοσης, ενώ η περίθλαση εξηγεί την ύπαρξη πεδίου σε περιοχές σκίασης με τη βοήθεια της αρχής Huygens. Επίσης, η διέλευση των κυμάτων μέσα από εμπόδια έχει ως αποτέλεσμα την εξασθένησή τους λόγω απορρόφησης μέρους της ενέργειας. Τέλος, διάχυση προκαλείται κατά την πρόσπτωση του κύματος σε μία επιφάνεια με διαστάσεις συγκρίσιμες με το μήκος κύματος και αφορά τη διασπορά του ανακλώμενου κύματος σε πολλές διαφορετικές κατευθύνσεις.

Τα φυσικά μοντέλα διαύλου περιγράφουν την πολυδιαδρομική διάδοση μεταξύ μίας θέσης εκπομπής και μίας θέσης λήψης [40], [41]. Σύμφωνα με το Σχήμα 2.4, ανάλογα με τη φιλοσοφία μοντελοποίησης μπορούν να διακριθούν σε ντετερμινιστικά (deterministic), γεωμετρικά – στοχαστικά (geometric based stochastic models) και μοντέλα διαύλων πολλαπλής πόλωσης (multi-polarized channels).

### 2.5.1.1 Ντετερμινιστικά μοντέλα

Τα ντετερμινιστικά μοντέλα στοχεύουν στην αναλυτική αναπαράσταση των μηχανισμών διάδοσης για δεδομένο περιβάλλον. Λόγω της ακρίβειας στη μοντελοποίηση, συχνά αντικαθιστούν ακόμα και πραγματικές μετρήσεις.



**Σχήμα 2.5:** Περιβάλλον διάδοσης: (α) απευθείας συνιστώσα, (β) ανάκλαση, (γ) περίθλαση, (δ) διάχυση

Χαρακτηριστικό παράδειγμα αυτής της κατηγορίας είναι το μοντέλο ανίχνευσης ακτίνων (ray tracing model, RT), του οποίου η αρχή λειτουργίας βασίζεται στις αρχές της γεωμετρικής οπτικής [42] και της ομοιόμορφης θεωρίας της περίθλασης [43], [44] και υποθέτει ότι το μήκος κύματος είναι πολύ μικρότερο από το μέγεθος των σκεδαστών. Αρχικά, οι μέθοδοι ανίχνευσης ακτίνων αγνοούσαν το φαινόμενο της διάχυτης σκέδασης (diffuse scattering). Ωστόσο, κάποιες βελτιώσεις [45], [46] έχουν δείξει μεγαλύτερη συμφωνία με πραγματικές μετρήσεις. Το μοντέλο στοχεύει στον προσδιορισμό διαφόρων χαρακτηριστικών του σήματος στο δέκτη, όπως του πλάτους, της φάσης και της πόλωσης. Η απευθείας συνιστώσα στο δέκτη, είναι το εκπεμπόμενο πεδίο το οποίο διαδοχικά έχει υποστεί:

- Επίδραση του διαγράμματος ακτινοβολίας εκπομπής
- Εξασθένηση λόγω απωλειών διάδοσης ελεύθερου χώρου και τυχόν επιπλέον εξασθένηση λόγω διέλευσης του κύματος μέσω εμποδίου
- Στροφή φάσης ως αποτέλεσμα του ηλεκτρικού μήκους της διαδρομής του κύματος
- Επίδραση του διαγράμματος ακτινοβολίας λήψης και τυχόν απόκλισης

πόλωσης (polarization mismatch) στο δέκτη

Ανακλώμενες και διαθλώμενες συνιστώσες μοντελοποιούνται παρόμοια, λαμβάνοντας υπόψη το συνολικό μήκος διαδρομής και θεωρώντας κατάλληλους συντελεστές ανάκλασης και διάθλασης [47], [48]. Τονίζεται ότι ενώ τέτοιες μέθοδοι αναπαριστούν πιστά τους μηχανισμούς διάδοσης, η χρήση τους είναι περιορισμένη λόγω της ιδιαίτερα αυξημένης υπολογιστικής πολυπλοκότητας που εισάγουν.

### 2.5.1.2 Γεωμετρικά στοχαστικά μοντέλα

Τα γεωμετρικά – στοχαστικά μοντέλα δεν εστιάζουν σε ένα συγκεκριμένο περιβάλλον διάδοσης με δεδομένες θέσεις σκεδαστών. Αντίθετα, βασίζονται στη στοχαστική τοποθέτηση των σκεδαστών στο χώρο ακολουθώντας μία προκαθορισμένη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας. Με άλλα λόγια, αυτά τα μοντέλα βασίζονται στη στοχαστική περιγραφή των γεωμετρικών χαρακτηριστικών των διαύλων. Η θέση των σκεδαστών στο χώρο επηρεάζει παραμέτρους διάδοσης, όπως το μήκος διαδρομής, γωνίες άφιξης (angles of arrival, AoAs) και γωνίες αναχώρησης (angles of departure, AoDs) των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, καθυστέρηση άφιξης κ.ά. Επιπλέον, θεωρώντας κίνηση των σκεδαστών ή/και του πομπού και του δέκτη, όλες οι παραπάνω μεταβλητές είναι χρονικά μεταβαλλόμενες, όπως άλλωστε και το πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Η κρουστική απόκριση μεταξύ μίας κεραίας εκπομπής και μίας κεραίας λήψης εκφράζεται ως [40], [49]:

$$h(t, \tau, \mathbf{\Omega}_T, \mathbf{\Omega}_R) = \sum_{i=0}^{Q(t)-1} h_i(t, \tau, \mathbf{\Omega}_T, \mathbf{\Omega}_R) \quad (2.28)$$

όπου  $Q(t)$  εκφράζει το χρονικά μεταβαλλόμενο πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών, ενώ:

$$h_i(t, \tau, \mathbf{\Omega}_T, \mathbf{\Omega}_R) = a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \delta(\mathbf{\Omega}_T - \mathbf{\Omega}_{T,i}(t)) \delta(\mathbf{\Omega}_R - \mathbf{\Omega}_{R,i}(t)) \quad (2.29)$$

Στην εξ. (2.29)  $a_i(t)$  είναι το χρονικά μεταβαλλόμενο μιγαδικό κέρδος,  $\tau_i(t)$  η

καθυστέρηση,  $\Omega_{T,i}(t)$  η κατεύθυνση αναχώρησης και  $\Omega_{R,i}(t)$  η κατεύθυνση άφιξης της  $i$ -στής συνιστώσας. Σημειώνεται ότι η εξ. (2.28) μοντελοποιεί μόνο το περιβάλλον διάδοσης χωρίς να λαμβάνει υπόψη τα διαγράμματα ακτινοβολίας εκπομπής και λήψης και το εύρος ζώνης, επομένως υποθέτει ιστροπικές κεραιές και άπειρο εύρος ζώνης.

Η μετάβαση στην αναπαράσταση του πίνακα μεταφοράς του διαύλου είναι προφανής:

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) & \dots & h_{1M_T}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) & \dots & h_{2M_T}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R1}(t, \tau) & h_{M_R2}(t, \tau) & \dots & h_{M_R M_T}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

όπου:

$$h_{ij}(t, \tau) = \iint h_{ij}(t, \tau, \Omega_T, \Omega_R) d\Omega_T d\Omega_R \quad (2.31)$$

Η εξ. (2.31) εκφράζει το μιγαδικό κέρδος του διαύλου μεταξύ του  $j$ -οστού κεραιοστοιχείου εκπομπής και του  $i$ -οστού κεραιοστοιχείου λήψης. Επίσης, αν και υποθέτει άπειρο πλήθος σκεδαστών, συνήθως ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου παριστάνεται με πεπερασμένο πλήθος (finite scatterer representation) [50].

Το κύριο πλεονέκτημα των γεωμετρικών-στοχαστικών μοντέλων είναι η δυνατότητα που παρέχουν για την αναπαράσταση πολλών φαινομένων, όπως τη χρονική μεταβολή του διαύλου και τις διαλείψεις μικρής και μεγάλης κλίμακας. Αυτό γίνεται εύκολα, ελέγχοντας μεταξύ άλλων την κατανομή των σκεδαστών στο χώρο και την ταχύτητα των σκεδαστών, του πομπού και του δέκτη. Στις περισσότερες των περιπτώσεων, θεωρείται ότι οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες αλληλεπιδρούν στη διαδρομή τους από την κεραιά εκπομπής προς την κεραιά λήψης με ένα και μοναδικό σκεδαστή (single bounce scattering), ενώ υπάρχουν περιορισμένες προτάσεις μοντέλων που θεωρούν δύο σκεδαστές (double bounce scattering). Επίσης παρέχεται η δυνατότητα ομαδοποίησης των σκεδαστών (clus-

ters) και ελέγχου του εύρους και της θέσης τους στο χώρο. Λόγω της ευελιξίας αυτών των μοντέλων ως προς τη δυνατότητα παραμετροποίησης, μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε πληθώρα περιπτώσεων.

### **2.5.1.3 Μοντέλα διαύλων MIMO στα πλαίσια ευρωπαϊκής δράσης και σε οργανισμούς προτυποποίησης**

Ένα από τα πιο διαδεδομένα γεωμετρικά-στοχαστικά μοντέλα είναι αυτό που αναπτύχθηκε στα πλαίσια κοινής ευρωπαϊκής δράσης COST 259 [41], [51] το οποίο παρέχει τη δυνατότητα προσομοίωσης αρκετών διαφορετικών περιβαλλόντων διάδοσης. Αυτό το μοντέλο χρησιμοποιήθηκε σε μελέτες συστημάτων SIMO και MISO, αλλά για την εφαρμογή του σε μελέτες MIMO χρειάστηκαν βελτιώσεις. Το νέο μοντέλο προέκυψε στα πλαίσια της δράσης COST 273 [52], [53].

Ωστόσο, τα τελευταία χρόνια για τις ανάγκες των μελετών προτυποποίησης συστημάτων τρίτης γενιάς αναπτύχθηκε το μοντέλο διαύλου MIMO για εξωτερικούς χώρους, γνωστό ως 3GPP spatial channel model (3GPP-SCM). Το μοντέλο αυτό ασχολείται με την περιγραφή εξωτερικών περιβαλλόντων διάδοσης πολλαπλών χρηστών. Εξ' ορισμού θεωρεί συνολικά 6 χρονικά διαχωρίσιμες διαδρομές (taps), κάθε μία από τις οποίες αποτελείται από 20 μή διαχωρίσιμες πολυδιαδρομικές συνιστώσες, ενώ το πλήθος των στοιχειοκεραιών των κινητών τερματικών και των σταθμών βάσης είναι ίσο με δύο. Επίσης, τα κινητά τερματικά κατανέμονται κατά το δυνατό ομοιόμορφα εντός μίας κυψέλης. Άλλες παράμετροι ενδεικτικά αφορούν τον προσανατολισμό των στοιχειοκεραιών ως προς τον άξονα της ζεύξης μεταξύ ενός κινητού τερματικού και ενός σταθμού βάσης και την ταχύτητα των κινητών τερματικών. Μετά την αρχικοποίηση όλων των παραμέτρων του πολυχρηστικού περιβάλλοντος διάδοσης, υπολογίζεται η κρουστική απόκριση μεταξύ των στοιχειοκεραιών πομπού και δέκτη, για κάθε κινητό τερματικό ξεχωριστά σύμφωνα με την αρχή της υπέρθεσης. Επιπλέον λεπτομέρειες υλοποίησης του μοντέλου 3GPP/3GPP2 είναι διαθέσιμες στην αναφορά [54].

Για τη μελέτη συστημάτων επικοινωνιών πέραν της τρίτης γενιάς (beyond 3G systems, B3G) αναπτύχθηκε ένα μοντέλο διαύλων MIMO στα πλαίσια της δράσης Winner [55], του οποίου η αρχιτεκτονική βασίστηκε αρχικά στο μοντέλο

3GPP/3GPP2 για προσομοίωση περιβαλλόντων εξωτερικού χώρου και στο μοντέλο IEEE 802.11n [56] για προσομοιώσεις διάδοσης εσωτερικού χώρου. Ωστόσο, το αναθεωρημένο μοντέλο δεν ήταν επαρκές για μοντελοποίηση απαιτητικών συνθηκών διάδοσης. Το μοντέλο που αναπτύχθηκε τελικά παρέχει χαρακτηρισμό 17 διαφορετικών σεναρίων συνθηκών διάδοσης (εξωτερικών και εσωτερικών), ενώ παρέχει εργαλεία για αξιολόγηση επίδοσης τόσο σε επίπεδο ζεύξης, όσο και σε επίπεδο συστήματος. Για κάθε σενάριο υπάρχουν δύο τύποι μοντέλων διαύλου: Ένα γενικό μοντέλο (generic) και ένα μοντέλο με περιορισμένη ευελιξία που βασίζεται στην ύπαρξη αριθμού συστάδων (clusters) σκεδαστών και σε ισάριθμες χρονικά διαχωρίσιμες διαδρομές (clustered delay line model, CDL). Επίσης, παρέχεται η δυνατότητα ορισμού τριδιάστατων διαγραμμάτων ακτινοβολίας εκπομπής και λήψης (δηλ. συμπεριλαμβανομένων των γωνιών ανύψωσης), καθώς και η θεώρηση τριδιάστατων γεωμετριών στοιχειοκεραίας.

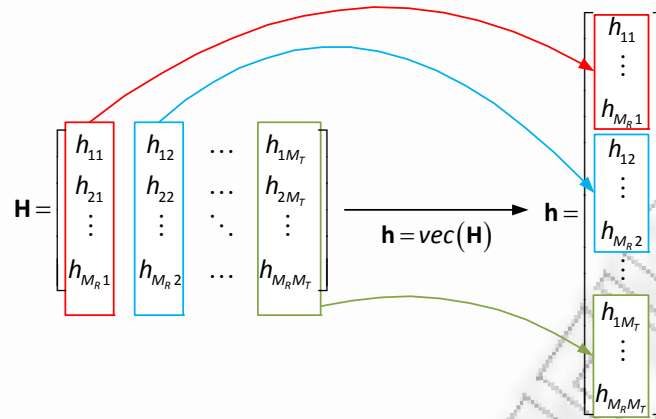
### 2.5.2 Αναλυτικά μοντέλα

Τα αναλυτικά μοντέλα βασίζονται στην πλήρη στοχαστική περιγραφή των στοιχείων του πίνακα μεταφοράς του διαύλου  $\mathbf{H}$ , χωρίς να λαμβάνονται υπόψη γεωμετρικά χαρακτηριστικά. Το στοιχείο  $h_{ij}$  του μιγαδικού πίνακα μεταφοράς του διαύλου αναπαριστά το αποτέλεσμα της υπέρθεσης στην  $i$ -οστή κεραία λήψης όλων των κυμάτων που προσπίπτουν σε αυτή και οφείλονται σε εκπομπή από την  $j$ -οστή κεραία πομπού. Θεωρώντας μεγάλο πλήθος κυμάτων, λόγω του κεντρικού οριακού θεωρήματος τα στοιχεία  $h_{ij}$  είναι ZMCSCG τυχαίες μεταβλητές. Συνεπώς, η στατιστική περιγραφή του  $\mathbf{H}$  δίνεται από την πολυμεταβλητή κανονική κατανομή (multivariate Gaussian distribution) [57]:

$$f(\mathbf{h}) = \frac{1}{\pi^{M_R M_T} \det(\mathbf{R}_H)} \exp\left\{-\left(\mathbf{h} - \mathbf{m}\right)^H \mathbf{R}_H^{-1} \left(\mathbf{h} - \mathbf{m}\right)\right\} \quad (2.32)$$

όπου  $\mathbf{h} = \text{vec}(\mathbf{H})$  είναι τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}$  διατεταγμένα σε μία στήλη, όπως παριστάνεται στο Σχήμα 2.6. Επίσης,  $\mathbf{R}_H : (M_R M_T \times M_R M_T)$  είναι ο πίνακας





**Σχήμα 2.6:** Διαδικασία μετατροπής πίνακα σε διάνυσμα

συνδιακύμανσης που ορίζεται ως:

$$\mathbf{R}_H = E \left\{ (\mathbf{h} - \mathbf{m})(\mathbf{h} - \mathbf{m})^H \right\} \quad (2.33)$$

Είναι προφανές ότι η στατιστική περιγραφή του μιγαδικού πίνακα του διαύλου έγκειται στον προσδιορισμό της μέσης τιμής  $\mathbf{m}$  και του πίνακα συνδιακύμανσης  $\mathbf{R}_H$ . Αν  $\mathbf{m} = 0$  ο πίνακας περιγράφει διαλείψεις τύπου Rayleigh, ενώ αν  $\mathbf{m} \neq 0$  διαλείψεις τύπου Rician. Στιγμιότυπα του πίνακα  $\mathbf{H}$  που ακολουθούν την κατανομή της εξ. (2.32) μπορούν να παραχθούν εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό  $\mathbf{h} = \mathbf{R}_H^{1/2} \mathbf{g}$ , όπου  $\mathbf{R}_H^{1/2}$  ικανοποιεί την έκφραση  $\mathbf{R}_H^{1/2} (\mathbf{R}_H^{1/2})^H = \mathbf{R}_H$  και  $\mathbf{g}$  είναι διάνυσμα διαστάσεων  $(M_R M_T \times 1)$  με ανεξάρτητες και ομοιόμορφα κατανεμημένες ZMCSCG τυχαίες μεταβλητές. Κατόπιν, τα στοιχεία του διανύσματος  $\mathbf{h}$  διατάσσονται σε  $M_R$  γραμμές και  $M_T$  στήλες.

### 2.5.2.1 Ιδανικό μοντέλο i.i.d.

Αποτελεί το πιο απλό αναλυτικό μοντέλο, όπου τα στοιχεία του πίνακα μεταφοράς είναι ανεξάρτητα και ομοιόμορφα κατανεμημένα (independent and identically distributed, i.i.d.) με μηδενική μέση τιμή και διασπορά  $\sigma_H^2$ . Άρα, για τον πίνακα συνδιακύμανσης ισχύει  $\mathbf{R}_H = \sigma_H^2 \mathbf{I}$ . Υπό τη φυσική σημασία, αυτή η προσέγγιση προϋποθέτει μεγάλη απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων στον



πομπό και το δέκτη και ταυτόχρονα ανεξάρτητες πολυδιαδρομικές συνιστώσες με ομοιόμορφα κατανεμημένες διευθύνσεις αναχώρησης και άφιξης.

### 2.5.2.2 Μοντέλο Kronecker

Ο προσδιορισμός του πίνακα συνδιακύμανσης  $\mathbf{R}_H$  συχνά είναι πολύπλοκος, ειδικά για αυξημένο πλήθος κεραιοστοιχείων εκπομπής και λήψης. Η ανάγκη για πιο απλοποιημένες μαθηματικές μοντελοποιήσεις οδήγησε στην παραδοχή ότι η χωρική συσχέτιση στον πομπό είναι διαχωρίσιμη από εκείνη στο δέκτη. Ο πλήρης πίνακας συνδιακύμανσης του διαύλου MIMO θα εκφράζεται ως εξής:

$$\mathbf{R}_H = \mathbf{R}_T \otimes \mathbf{R}_R \quad (2.34)$$

Στην εξ. (2.34) με  $\otimes$  συμβολίζεται το γινόμενο Kronecker και  $\mathbf{R}_T$ ,  $\mathbf{R}_R$  εκφράζουν τους πίνακες συσχέτισης στον πομπό και στο δέκτη αντίστοιχα για τους οποίους ισχύει:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_T &= E \left\{ \left( \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right)^T \right\} \\ \mathbf{R}_R &= E \left\{ \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right\} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Ουσιαστικά, η ρεαλιστική μοντελοποίηση έγκειται στον προσδιορισμό των πινάκων συσχέτισης, οι οποίοι λαμβάνουν υπόψη τόσο τα χαρακτηριστικά των κεραιών, όπως το διάγραμμα ακτινοβολίας, όσο και τη γωνιακή φασματική πυκνότητα ισχύος (power angular spectrum, PAS) σε κάθε άκρο της ζεύξης, η οποία εκφράζει την κατανομή της ισχύος στις κατευθύνσεις αναχώρησης και άφιξης. Από μετρήσεις, έχει προκύψει πως η κατανομή της ισχύος περιγράφεται μαθηματικά από την αποκομμένη συνάρτηση Laplacian (truncated Laplacian) ή την αποκομμένη Gaussian (truncated Gaussian). Όταν η ισχύς εκπέμπεται από και καταφθάνει προς όλες τις κατευθύνσεις χρησιμοποιείται η ομοιόμορφη κατανομή (uniform). Ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου που ενσωματώνει όλα τα παραπάνω χαρακτηριστικά και την τυχαιότητα, δίνεται ως εξής [58]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{R}_T^{T/2} \quad (2.36)$$

όπου  $\mathbf{G} = \text{unvec}(\mathbf{g})$  είναι ένας πίνακας i.i.d. με μηδενική μέση τιμή και  $\sigma_{\mathbf{H}}^2 = 1$ .

Το μοντέλο Kronecker βελτιώνει την υπολογιστική πολυπλοκότητα καθώς απαιτεί  $M_R^2 + M_T^2$  στοιχεία συσχέτισης και όχι  $M_R^2 M_T^2$  όπως στην εξ. (2.33). Ωστόσο, η απαίτηση για ανεξάρτητο καθορισμό της χωρικής συσχέτισης σε πομπό και δέκτη καθιστά το μοντέλο αδύναμο στην εκτίμηση της γωνιακής κατανομής της ισχύος στο δέκτη, όταν αλλάζει η αντίστοιχη κατανομή στο πομπό. Επίσης, η σύγκρισή του με πειραματικά δεδομένα έχει δείξει πως είναι αξιόπιστο για περιορισμένο πλήθος κεραιοστοιχείων στα άκρα της ζεύξης. Παρά την αδυναμία του, το γεγονός ότι σε πρακτικά συστήματα το πλήθος των κεραιοστοιχείων συχνά είναι περιορισμένο, έχει καταστήσει το μοντέλο κατάλληλο σε μελέτες συστημάτων MIMO.

### 2.5.2.3 Μοντέλο Weichselberger

Το μοντέλο Weichselberger [59] αντίθετα δεν απαιτεί πλήρη διαχωρισιμότητα μεταξύ πομπού και δέκτη, γεγονός που το καθιστά περισσότερο αξιόπιστο στην αναπαράσταση πραγματικών συνθηκών διάδοσης. Η βασική ιδέα έγκειται στη διάσπαση ιδιοτιμών (eigenvalue decomposition) των πινάκων συσχέτισης  $\mathbf{R}_T, \mathbf{R}_R$ :

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_T &= \mathbf{Q}_T \mathbf{\Lambda}_T \mathbf{Q}_T^H \\ \mathbf{R}_R &= \mathbf{Q}_R \mathbf{\Lambda}_R \mathbf{Q}_R^H\end{aligned}\quad (2.37)$$

όπου  $\mathbf{Q}_T, \mathbf{Q}_R$  ορθομοναδιαίοι πίνακες των οποίων η  $i$ -οστή στήλη είναι το  $i$ -οστό ιδιοδιάνυσμα των  $\mathbf{R}_T$  and  $\mathbf{R}_R$  αντίστοιχα και  $\mathbf{\Lambda}_T, \mathbf{\Lambda}_R$  είναι διαγώνιοι πίνακες με τις ιδιοτιμές. Το μοντέλο περιγράφεται από την ακόλουθη έκφραση:

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}_R (\tilde{\mathbf{\Omega}}_{\text{weich}} \odot \mathbf{G}) \mathbf{Q}_T^T \quad (2.38)$$

Όπου με  $\odot$  συμβολίζεται το γινόμενο Schur-Hadamard και  $\tilde{\mathbf{\Omega}}_{\text{weich}}$  είναι πίνακας με πραγματικές και μη αρνητικές τιμές και υπολογίζεται ως η ανά στοιχείο τετραγωνική ρίζα του πίνακα σύζευξης ισχύος  $\mathbf{\Omega}_{\text{weich}}$ , δηλαδή  $\tilde{\omega}_{ij} = \sqrt{\omega_{ij}}$ . Το  $\omega_{ij}$  εκφράζει τη μέση σύζευξη ισχύος μεταξύ του  $j$ -οστού ιδιοδιανύσματος εκπομπής

και του  $i$ -στού διανύσματος λήψης. Ουσιαστικά ο πίνακας  $\mathbf{\Omega}_{weich}$  επιτρέπει την από κοινού αναπαράσταση της συσχέτισης σε πομπό και δέκτη και εκφράζει το περιβάλλον διάδοσης, δηλαδή παρέχει τη δυνατότητα στο μοντέλο να εκτιμά τη γωνιακή κατανομή της ισχύος στο δέκτη, ως συνάρτηση της αντίστοιχης κατανομής στον πομπό και την κατανομή των σκεδαστών στο περιβάλλον διάδοσης. Το συγκεκριμένο μοντέλο, απαιτεί τον προσδιορισμό των ιδιοδιανυσμάτων εκπομπής και λήψης, καθώς και του πίνακα σύζευξης  $\mathbf{\Omega}_{weich}$ .

#### 2.5.2.4 Εκτίμηση των παραμέτρων μοντελοποίησης

Οι πίνακες συσχέτισης που παρουσιάστηκαν μπορούν να εκτιμηθούν στην πράξη μέσω μετρήσεων ως εξής [60]:

$$\hat{\mathbf{R}}_R = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \quad (2.39)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_T = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i \quad (2.40)$$

όπου  $\mathbf{H}_i$  είναι το  $i$ -οστό στιγμιότυπο του μετρημένου διαύλου, ενώ  $N$  είναι το πλήθος όλων των στιγμιότυπων. Άρα, η διάσπαση ιδιοτιμών των πινάκων συσχέτισης είναι  $\hat{\mathbf{R}}_R = \hat{\mathbf{Q}}_R \hat{\mathbf{\Lambda}}_R \hat{\mathbf{Q}}_R^H$  και  $\hat{\mathbf{R}}_T = \hat{\mathbf{Q}}_T \hat{\mathbf{\Lambda}}_T \hat{\mathbf{Q}}_T^H$  αντίστοιχα και ο πίνακας σύζευξης ισχύος στο μοντέλο του Weichselberger εκτιμάται ως [60]:

$$\mathbf{\Omega}_{weich} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{\mathbf{Q}}_R^H \mathbf{H}_i \hat{\mathbf{Q}}_T^*) \odot (\hat{\mathbf{Q}}_R^T \mathbf{H}_i \hat{\mathbf{Q}}_T) \quad (2.41)$$

#### 2.5.2.5 Εικονική αναπαράσταση διαύλου

Αυτή η προσέγγιση μοντελοποίησης βασίζεται στο γεγονός ότι ο χώρος των σημάτων που εκπέμπονται ή λαμβάνονται καθορίζεται από τη γεωμετρία της κεραίας και εκφράζεται από ένα σύνολο ορθογώνιων διαγραμμάτων ακτινοβολίας με ένα κύριο λοβό (beam) [61], [62] που στοχεύουν σε συγκεκριμένες «εικονικές» κατευθύνσεις (virtual directions). Έτσι, η συγκεκριμένη μοντελοποίηση αναπαριστά το δίαυλο στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας ή λοβών

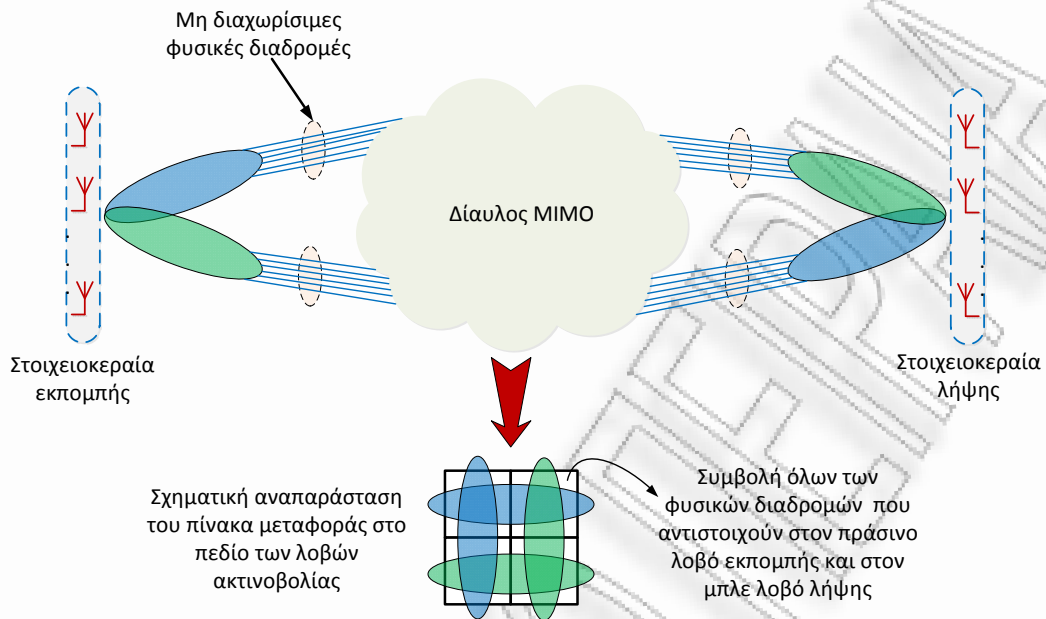
ακτινοβολίας (beamspace domain, BS). Επομένως, αντί για τους πίνακες  $\mathbf{Q}_T, \mathbf{Q}_R$  όπως στην περίπτωση του μοντέλου Weichselberger, θεωρεί πίνακες  $\mathbf{A}_T, \mathbf{A}_R$  των οποίων η  $i$ -οστή στήλη είναι το διάνυσμα πολλαπλότητας της στοιχειοκεραίας στην  $i$ -οστή «εικονική» κατεύθυνση. Μαθηματικά ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου εκφράζεται ως [61], [62]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}_R \mathbf{H}_{vcr} \mathbf{A}_T^H \quad (2.42)$$

Στην αναφορά [61], η οποία εισήγαγε την έννοια της εικονικής αναπαράστασης του διαύλου, θεωρήθηκαν γραμμικές ομοιόμορφες στοιχειοκεραίες σε κάθε άκρο της ζεύξης. Σε αυτή την περίπτωση οι πίνακες  $\mathbf{A}_T, \mathbf{A}_R$  είναι ορθομοναδιαίοι (unitary) και η εξ. (2.42) εκφράζει τον πίνακα μεταφοράς του διαύλου ως δισδιάστατο μετασχηματισμό Fourier της εικονικής αναπαράστασης του διαύλου  $\mathbf{H}_{vcr}$ , ενώ επίσης θα είναι  $\mathbf{H}_{vcr} = \mathbf{A}_R^H \mathbf{H} \mathbf{A}_T$ .

Η βασική ιδέα μοντελοποίησης του πίνακα μεταφοράς του διαύλου είναι αντίστοιχη με εκείνη των διαύλων με συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις, όπου η μοντελοποίηση γίνεται απευθείας στην απολαβή των χρονικά διαχωρίσιμων διαδρομών, δηλαδή των χρονικών θυρίδων (taps) του διαύλου, και όχι στις απολαβές των μεμονωμένων φυσικών διαδρομών. Κάθε χρονική θυρίδα μπορεί να θεωρηθεί ως μία χρονικά διαχωρίσιμη «εικονική» διαδρομή που προκύπτει από τη συνάθροιση ενός συνόλου φυσικών διαδρομών με καθυστερήσεις άφιξης εντός χρονικού παραθύρου με εύρος  $1/B$ , όπου  $B$  το εύρος ζώνης του συστήματος.

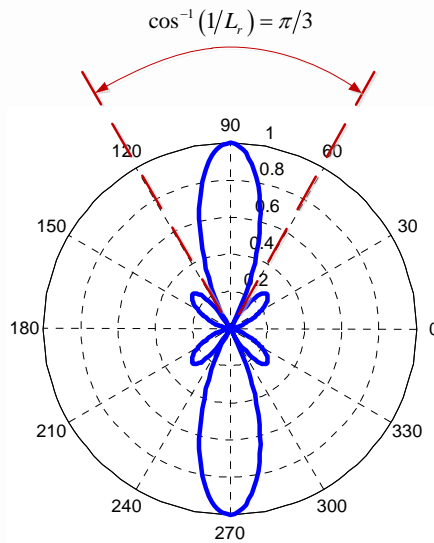
Με αντίστοιχο συλλογισμό, το Σχήμα 2.7 απεικονίζει τη μοντελοποίηση ενός διαύλου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Είναι προφανές ότι αυτή η προσέγγιση βασίζεται στο γωνιακό διαχωρισμό των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που αναχωρούν ή αφικνούνται στο δέκτη, δηλαδή στο σχηματισμό χωρικά διαχωρίσιμων διαδρομών ή χωρικά «εικονικών» διαδρομών (virtual paths). Αυτό εξασφαλίζεται μέσω ορθογώνιων διαγραμμάτων ακτινοβολίας με ένα κύριο



**Σχήμα 2.7:** Αναπαράσταση του διαύλου στο χώρο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας

λοβό γωνιακού εύρους  $1/L_T$ , όπου  $L_T$  το κανονικοποιημένο ως προς το μήκος κύματος άνοιγμα (aperture) της στοιχειοκεραίας εκπομπής [62]. Όπως παριστάνεται στο Σχήμα 2.8, το γωνιακό εύρος ορίζεται ως η γωνία μεταξύ δύο μηδενισμών του διαγράμματος ακτινοβολίας, εκατέρωθεν του μεγίστου, δηλαδή εκατέρωθεν του κύριου λοβού. Ωστόσο, συνήθως ο όρος καταχρηστικά υποδεικνύει τη διαφορά μεταξύ των αντίστοιχων κατευθυντικών συνημιτόνων<sup>1</sup>. Αντίστοιχα, το γωνιακό εύρος στο δέκτη είναι  $1/L_R$ . Όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 2.7, θεωρώντας ότι στον  $m$ -οστό λοβό εκπομπής αντιστοιχεί ένα σύνολο φυσικών πολυδιαδρομικών συνιστωσών  $T_m$  και στον  $n$ -οστό λοβό ακτινοβολίας λήψης ένα αντίστοιχο σύνολο  $R_n$ , το μιγαδικό κέρδος  $h_{mn}^{(vcr)}$  μεταξύ των δύο λοβών ακτινοβολίας, ή αντίστοιχα των δύο ορθογώνιων διαγραμμάτων ακτινοβολίας, θα εξαρτάται από την συμβολή των  $T_m \cap R_n$  φυσικών διαδρομών. Τονίζεται ότι αν  $T_m \cap R_n = \emptyset$  θα είναι  $h_{mn}^{(vcr)} = 0$ .

<sup>1</sup> Το κατευθυντικό συνημίτονο μίας γωνίας  $\varphi$  ορίζεται ως  $\Psi = \cos(\varphi)$ .



**Σχήμα 2.8:** Ορισμός του γωνιακού εύρους κύριου λοβού, για ένα παράδειγμα διαγράμματος ακτινοβολίας με  $M_R = 4, L_R = 2$

## 2.6 Μοντελοποίηση συστημάτων MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας

Αρχικά, η αξιολόγηση της επίδοσης των συστημάτων MIMO βασίστηκε στη μοντελοποίησή τους στο πεδίο του χώρου, όπου το στοιχείο  $h_{ij}$  του πίνακα μεταφοράς  $\mathbf{H}$  εκφράζει το μιγαδικό κέρδος του διαύλου μεταξύ της  $j$ -οστής κεραίας εκπομπής και της  $i$ -οστής κεραίας λήψης. Ωστόσο, η συγκεκριμένη προσέγγιση δεν συνδέει ποιοτικά την εξάρτηση της χωρητικότητας με τα χαρακτηριστικά διάδοσης παρά μόνο μέσω των πινάκων συσχέτισης των μοντέλων Kronecker και Weichselberger. Όπως παρουσιάζεται στη συνέχεια, το συγκεκριμένο μειονέκτημα αντιμετωπίζεται με τη μοντελοποίηση των συστημάτων MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (beam-space domain).

### 2.6.1 Ορισμός του πεδίου των διαγραμμάτων ακτινοβολίας

Στη συνέχεια για απλότητα θεωρούμε ULAs στα δύο άκρα της ζεύξης. Το διάγραμμα ακτινοβολίας σε αυτή την περίπτωση είναι [62]:

$$\begin{aligned}
\rho(\Psi_R, \hat{\Psi}_R) &= \mathbf{a}_R^H(\hat{\Psi}_R) \mathbf{a}_R(\Psi_R) \\
&= \frac{1}{M_R} e^{j\pi(M_R-1)d(\Psi_R - \hat{\Psi}_R)} \frac{\sin(\pi L_R(\Psi_R - \hat{\Psi}_R))}{\sin(\pi L_R(\Psi_R - \hat{\Psi}_R)/M_R)} \quad (2.44)
\end{aligned}$$

όπου  $\hat{\Psi}_R = \cos(\hat{\phi}_R)$  είναι το κατευθυντικό συνημίτονο της γωνίας (κατεύθυνσης) στόχευσης<sup>1</sup> του διαγράμματος ακτινοβολίας λήψης, ενώ  $\mathbf{a}_R(\hat{\Psi}_R)$  είναι το αντίστοιχο διάνυσμα διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας, ή όπως καλείται εναλλακτικά διάνυσμα διαμόρφωσης δέσμης (beamforming vector, BF). Το πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας λήψης ορίζεται από  $M_R$  ορθογώνια διαγράμματα ακτινοβολίας, ή *διαγράμματα βάσης* που αντιστοιχούν στα ακόλουθα διανύσματα διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας:

$$\mathbf{S}_R = \left\{ \mathbf{a}_R(\hat{\Psi}_{R,1}) \quad \dots \quad \mathbf{a}_R(\hat{\Psi}_{R,M_R}) \right\} \quad (2.45)$$

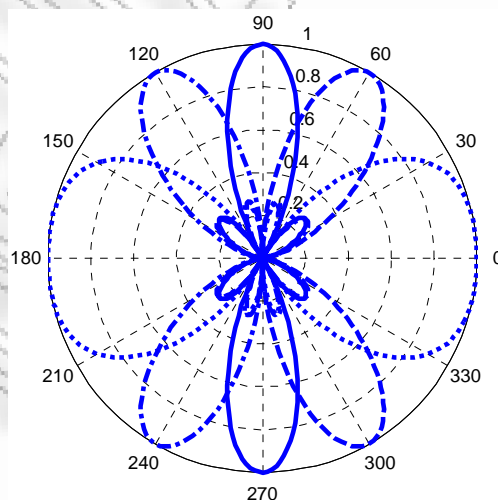
όπου  $\hat{\Psi}_{R,i} = (i-1)/L_R$  και  $i=1, \dots, M_R$ . Ποιοτικά, η εξ. (2.45) δείχνει πως μία γραμμική στοιχειοκεραία με  $M_R$  στοιχεία μπορεί να διακρίνει  $M_R$  χωρικά διαχωρίσιμες διαδρομές, κάθε μια από τις οποίες αντιστοιχεί σε διαφορετικό ορθογώνιο διάγραμμα ακτινοβολίας. Αντίστοιχα, ορίζεται και ο χώρος των διαγραμμάτων ακτινοβολίας εκπομπής  $\mathbf{S}_T = \left\{ \mathbf{a}_T(\hat{\Psi}_{T,1}) \quad \dots \quad \mathbf{a}_T(\hat{\Psi}_{T,M_T}) \right\}$ .

Όπως αναφέρθηκε στην υποενότητα 2.5.2.5, το γωνιακό εύρος του κυρίου λοβού των ορθογώνιων διαγραμμάτων ακτινοβολίας είναι  $1/L_R$ , που σημαίνει πως καθορίζεται αποκλειστικά από το άνοιγμα της στοιχειοκεραίας. Το γωνιακό εύρος υπαγορεύει τη μέγιστη ικανότητα διαχωρισμού της στοιχειοκεραίας: διαδρομές που καταφθάνουν εντός γωνιακού εύρους  $1/L_R$  δε μπορούν να διαχωριστούν ανεξαρτήτως του πλήθους των κεραιοστοιχείων. Υπάρχουν  $2L_R$  γωνιακά παράθυρα τα οποία διαμερίζουν τις κατευθύνσεις άφιξης των σημάτων. Αν είναι

<sup>1</sup> Υπό αυτή την κατεύθυνση για παράδειγμα μπορεί να προσπίπτει το επιθυμητό σήμα, στην οποία είναι προσανατολισμένος ο κύριος λοβός του διαγράμματος ακτινοβολίας.



στη συνέχεια εφικτός αυτός ο διαχωρισμός, εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων. Συγκεκριμένα, τα κεραιοστοιχεία απαιτείται να βρίσκονται στην «κρίσιμη» μεταξύ τους απόσταση (critical spacing) του μισού μήκους κύματος. Σαν παράδειγμα, στο Σχήμα 2.9 παριστάνονται τα ορθογώνια διαγράμματα ακτινοβολίας με ένα κύριο λοβό που σχηματίζουν το χώρο των λαμβανόμενων σημάτων για  $L_R=2$  και  $M_R=4$ . Φαίνεται ξεκάθαρα πως οι κατευθύνσεις λήψης διαμερίζονται σε  $2L_R$  γωνιακά παράθυρα, ενώ λόγω συμμετρίας ως προς τον άξονα  $0^\circ-180^\circ$  κάθε γωνιακό παράθυρο έχει και το κατοπτρικό του είδωλο. Τονίζεται πως κάθε τέτοιο ζεύγος γωνιακών παραθύρων θεωρείται ως ένα παράθυρο. Η πυκνή τοποθέτηση (δηλαδή με απόσταση μεταξύ γειτονικών κεραιοστοιχείων μικρότερη του μισού μήκους κύματος) δε βελτιώνει την ικανότητα γωνιακής διαμέρισης της στοιχειοκεραίας, καθώς σχηματίζονται ξανά  $2L_R$  ορθογώνια διαγράμματα ακτινοβολίας με ένα κύριο λοβό, ενώ τα εναπομείναντα  $M_R-2L_R$  δεν ορίζουν κάποιο γωνιακό παράθυρο. Αντίθετα, με αραιή τοποθέτηση των στοιχείων κάποια από τα ορθογώνια διαγράμματα ακτινοβολίας θα εμφανίζουν περισσότερους από έναν κύριους λοβούς και όλες οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που προσπίπτουν στα γωνιακά παράθυρα που



**Σχήμα 2.9:** Χώρος των λαμβανόμενων σημάτων για  $M_R = 4, L_R = 2$



αντιστοιχούν σε αυτούς τους λοβούς συναθροίζονται σε μία «εικονική» συνιστώσα και δε μπορούν να διαχωριστούν από τη στοιχειοκεραία. Επομένως, η βέλτιστη απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων που εξασφαλίζει τη μέγιστη διαχωρισιμότητα για δεδομένο άνοιγμα κεραίας  $L_R$  είναι εκείνη του μισού μήκους κύματος.

### 2.6.2 Σχέση εισόδου – εξόδου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας

Θεωρώντας ULAs και στα δύο άκρα της ζεύξης οι πίνακες  $\mathbf{A}_T, \mathbf{A}_R$  στην εξ. (2.42) είναι ορθομοναδιαίοι (unitary) και ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας με εκείνον στο πεδίο του χώρου (spatial domain) συνδέονται με της σχέση  $\mathbf{H} = \mathbf{A}_R \mathbf{H}_{vcr} \mathbf{A}_T^H$ . Άρα, θεωρώντας την εξ. (2.9):

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{A}_R \mathbf{H}_{vcr} \mathbf{A}_T^H \mathbf{s} + \mathbf{n} \Rightarrow \\ \mathbf{y}_{vcr} &= \mathbf{H}_{vcr} \mathbf{A}_T^H \mathbf{s} + \mathbf{A}_R^H \mathbf{n} = \mathbf{H}_{vcr} \mathbf{s}_{vcr} + \mathbf{n}_{vcr} \end{aligned} \quad (2.46)$$

όπου  $\mathbf{s}_{vcr} = \mathbf{A}_T^H \mathbf{s}$ ,  $\mathbf{y}_{vcr} = \mathbf{A}_R^H \mathbf{y}$  και  $\mathbf{n}_{vcr} = \mathbf{A}_R^H \mathbf{n} \sim CN(0, N_0 \mathbf{I})$  είναι το μετασχηματισμένο διάνυσμα σημάτων εισόδου, εξόδου και θορύβου αντίστοιχα εκφρασμένα στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Στην πράξη, για την προ-κωδικοποίηση (pre-coding) μέσω του πίνακα  $\mathbf{A}_T^H$  και τη μετα-κωδικοποίηση (post-processing) μέσω του πίνακα  $\mathbf{A}_R^H$  χρησιμοποιούνται κατάλληλες διατάξεις, όπως το γνωστό δικτύωμα Buttler (Buttler network) [63], [64], οι οποίες εξασφαλίζουν την εκπομπή (ή λήψη) σημάτων από διαφορετικούς κύριους λοβούς ακτινοβολίας.

### 2.6.3 Στατιστική μοντελοποίηση στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας

Για τη στατιστική μοντελοποίηση των διαύλων MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας γίνεται η λογική υπόθεση πως οι απολαβές των φυσικών πολυδιαδρομικών συνιστωσών είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους.

Επιπλέον, υποθέτοντας μεγάλο πλήθος φυσικών πολυδιαδρομικών

συνιστωσών που ανήκουν στο σύνολο  $T_m \cap R_n$ , το μιγαδικό κέρδος  $h_{mn}^{(vcr)}$  του πίνακα  $\mathbf{H}_{vcr}$  μοντελοποιείται σύμφωνα με το Κεντρικό Οριακό Θεώρημα ως μιγαδική κυκλική Gaussian τυχαία μεταβλητή. Επίσης, όπως έχει ήδη αναφερθεί στην υποενότητα 2.5.2.5, όταν στο γωνιακό τμήμα (angular bin)  $(m,n)$  το πλήθος των φυσικών διαδρομών είναι αμελητέο, τότε  $h_{mn}^{(vcr)} = 0$ . Τονίζεται ότι σε ένα κανάλι με περιορισμένο γωνιακό εύρος στον πομπό και στο δέκτη, ενδέχεται αρκετά στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}_{vcr}$  να είναι μηδέν. Ενδεικτικά, στο Σχήμα 2.10 απεικονίζονται παραδείγματα περιβάλλοντος διάδοσης μαζί με τις αντίστοιχες απολαβές στις διάφορες εικονικές κατευθύνσεις.

#### 2.6.4 Επίδραση των χαρακτηριστικών σκέδασης του διαύλου και των στοιχειοκεραιών στη χωρητικότητα.

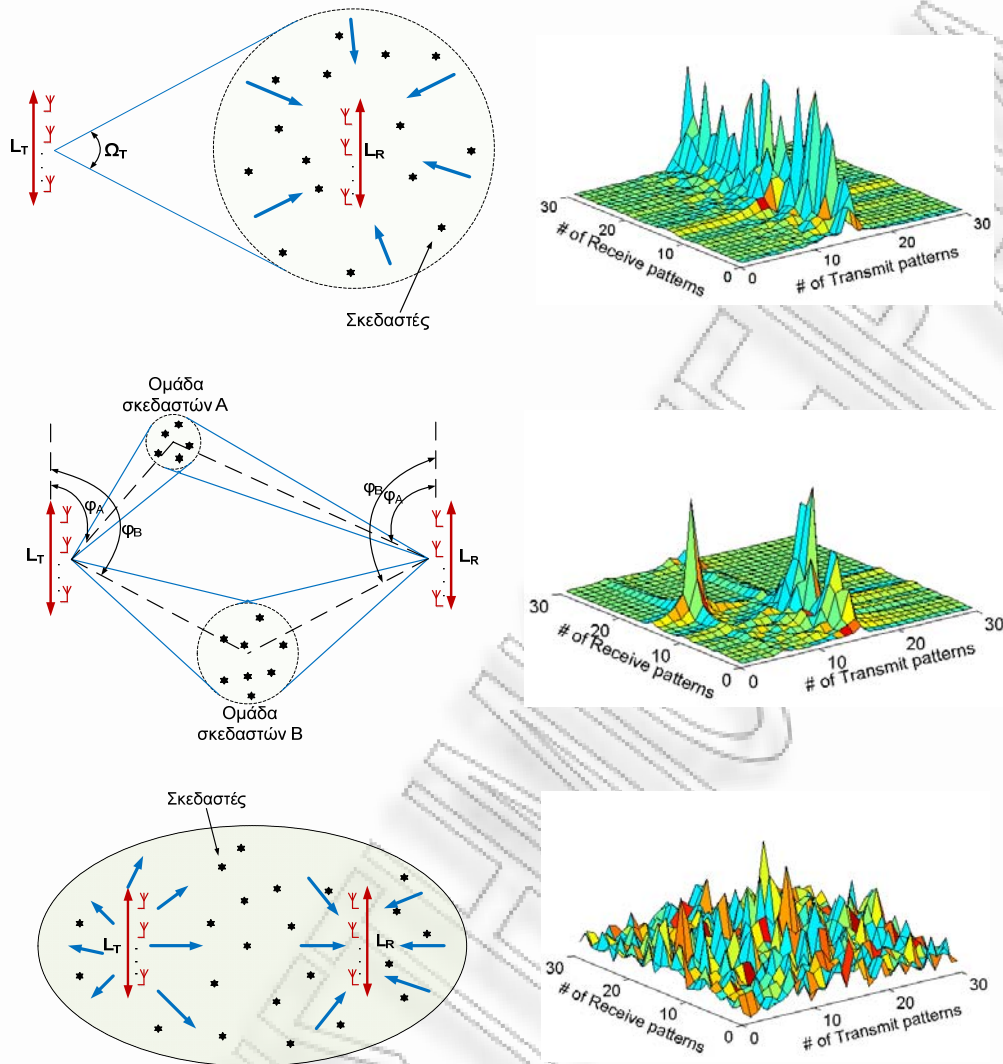
Η χωρητικότητα των συστημάτων MIMO σχετίζεται άμεσα με την κατανομή των σκεδαστών ως προς τον πομπό και το δέκτη και από τη χωρική ομαδοποίησή τους (clustering). Επίσης, σχετίζεται με την ικανότητα γωνιακής διαμέρισης των στοιχειοκεραιών στα δύο άκρα της ζεύξης, δηλαδή το σχηματισμό ικανοποιητικού πλήθους «εικονικών» γωνιακών διαδρομών αναχώρισης και άφιξης. Σε κάθε περίπτωση, οι δύο αυτοί παράγοντες επηρεάζουν το πλήθος των βαθμών ελευθερίας του πίνακα μεταφοράς του διαύλου  $\mathbf{H}_{vcr}$ , που στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας ορίζεται ως:

$$\text{rank}(\mathbf{H}_{vcr}) = \min\{\# \text{μη μηδενικών γραμμών}, \# \text{μη μηδενικών στηλών}\} \quad (2.47)$$

όπου  $\text{rank}(\cdot)$  ο βαθμός του πίνακα  $\mathbf{H}_{vcr}$ . Τονίζεται ότι η εξ. (2.47) ευσταθεί όταν οι μη μηδενικές γραμμές και μη μηδενικές στήλες είναι γραμμικά ανεξάρτητες.

##### 2.6.4.1 Επίδραση των χαρακτηριστικών του διαύλου

Η επίδραση του περιβάλλοντος διάδοσης μπορεί να γίνει κατανοητή ερμηνεύοντας τις περιπτώσεις που απεικονίζονται στο Σχήμα 2.10. Στην πρώτη περίπτωση, το σήμα καταφθάνει στο δέκτη από όλες τις κατευθύνσεις, οπότε η στοιχειοκεραία λαμβάνει συνιστώσες από όλες τις γωνιακές περιοχές. Αυτό



**Σχήμα 2.10:** Παραδείγματα απεικόνισης του πλάτους των στοιχείων του πίνακα μεταφοράς του διαύλου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας.

υπονοεί πως όλες οι γραμμές του πίνακα μεταφοράς του διαύλου  $\mathbf{H}_{vr}$  θα είναι μη μηδενικές. Αντίθετα, εφόσον ο πομπός βρίσκεται σε μεγάλη απόσταση από τους σκεδαστές, για το γωνιακό εύρος εκπομπής θα ισχύει<sup>1</sup>  $|\Psi_T|_L < 2$  [62]. Άρα, το πλήθος των μη μηδενικών στηλών εκφράζεται ως<sup>2</sup>  $\lceil |\Psi_T|_L L_T \rceil$ , που σημαίνει ότι το πλήθος των βαθμών ελευθερίας του πίνακα μεταφοράς του διαύλου είναι:

<sup>1</sup> Με  $|\cdot|_L$  συμβολίζεται το Lebesgue measure.

<sup>2</sup> Το σύμβολο  $\lceil \cdot \rceil$  υποδηλώνει τη μικρότερη ακέραια τιμή που είναι μεγαλύτερη του ορίσματος.

$$\text{rank}(\mathbf{H}_{vcr}) = \min\{2L_R, \lceil |\Psi_T|_{L_T} \rceil\} \quad (2.48)$$

Με όμοιο τρόπο εκτιμάται ο βαθμός του  $\mathbf{H}_{vcr}$  στην αντίθετη περίπτωση. Στη δεύτερη ομαδοποίηση των σκεδαστών σε συστάδες (clusters) θα ισχύει [62]:

$$\text{rank}(\mathbf{H}_{vcr}) = \min\{\lceil |\Psi_{R,tot}|_{L_R} \rceil, \lceil |\Psi_{T,tot}|_{L_T} \rceil\} \quad (2.49)$$

όπου εδώ  $|\Psi_{R,tot}|_{L_R} = \sum_k |\Psi_{R,k}|_{L_R}$  και  $|\Psi_{T,tot}|_{L_T} = \sum_k |\Psi_{T,k}|_{L_T}$ . Τέλος, όταν η κατανομή των σκεδαστών είναι ομοιόμορφη, όπου πολυδιαδρομικές συνιστώσες εκπέμπονται και λαμβάνονται ταυτόχρονα από όλες τις γωνιακές περιοχές του πομπού και του δέκτη (τρίτη περίπτωση), η εξ. (2.49) γίνεται [62]:

$$\text{rank}(\mathbf{H}_{vcr}) = \min\{2L_R, 2L_T\} = \min\{M_R, M_T\} \quad (2.50)$$

το οποίο είναι ήδη γνωστό από κλασικές μελέτες των συστημάτων MIMO στο πεδίο του χώρου.

#### 2.6.4.2 Επίδραση των χαρακτηριστικών των στοιχειοκεραιών

Για να αναδειχθεί η επίδραση των χαρακτηριστικών των στοιχειοκεραιών, η κατανομή των σκεδαστών στο χώρο θεωρείται αμετάβλητη. Η περιγραφή που ακολουθεί αφορά τη στοιχειοκεραία στο δέκτη, αν και τα αντίστοιχα ισχύουν προφανώς και για τη στοιχειοκεραία εκπομπής.

Διατηρώντας το μήκος της κεραίας  $L_R$  σταθερό, η μεταβολή της απόστασης μεταξύ γειτονικών κεραιοστοιχείων ισοδυναμεί με μεταβολή του πλήθους τους. Όπως εξηγήθηκε στην υποενότητα 2.6.1, με δεδομένο το μήκος  $L_R$  ο μέγιστος γωνιακός διαχωρισμός που μπορεί να επιτευχθεί εξασφαλίζεται με την τοποθέτηση των κεραιοστοιχείων στην κρίσιμη απόσταση μισού μήκους κύματος. Αν οι στοιχειοκεραίες τοποθετηθούν πιο αραιά, τότε εξαιτίας των ισχυρών πλευρικών λοβών που αναδεικνύονται μειώνεται η ικανότητα γωνιακού διαχωρισμού της στοιχειοκεραίας, γεγονός που μπορεί να οδηγήσει σε μείωση του πλήθους των βαθμών ελευθερίας του διαύλου. Στην αντίθετη περίπτωση πυκνής

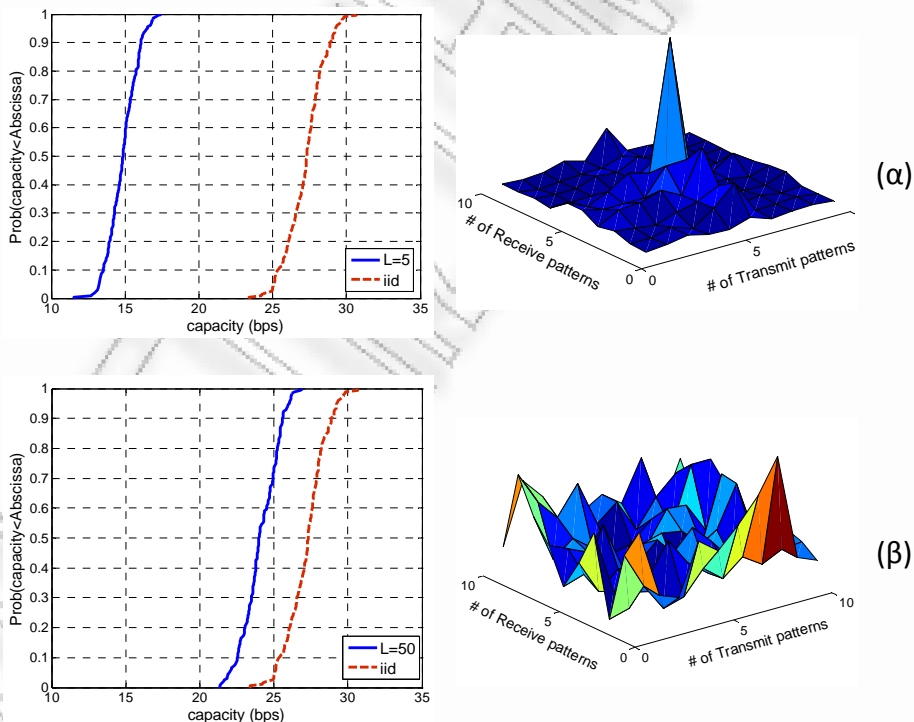
τοποθέτησης των κεραιοστοιχείων τα επιπλέον ορθογώνια διαγράμματα ακτινοβολίας που προκύπτουν δε συνεισφέρουν στο γωνιακό διαχωρισμό των εκπεμπόμενων ή λαμβανόμενων σημάτων. Αυτό πρακτικά υπονοεί την προσθήκη μηδενικών γραμμών και στηλών στον πίνακα μεταφοράς του διαύλου  $\mathbf{H}_{vcr}$  που προκαλεί συσχέτιση των στοιχείων του αντίστοιχου χωρικού πίνακα (δηλαδή του πίνακα μεταφοράς του διαύλου του οποίου τα στοιχεία εκφράζουν μιγαδικά κέρδη μεταξύ κεραιών εκπομπής και λήψης). Επομένως, με αύξηση του πλήθους των κεραιοστοιχείων στα δύο άκρα της ζεύξης δεν αυξάνεται το πλήθος των βαθμών ελευθερίας στον δίαυλο.

Αύξηση του μήκους  $L_R$  της στοιχειοκεραίας διατηρώντας το πλήθος των στοιχείων σταθερό, ισοδυναμεί με αύξηση της απόστασης μεταξύ γειτονικών κεραιοστοιχείων. Το γεγονός αυτό, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, προκαλεί αύξηση του πλήθους των κύριων λοβών του κάθε ορθογώνιου διαγράμματος ακτινοβολίας, ενώ ταυτόχρονα το γωνιακό άνοιγμα κάθε λοβού γίνεται πιο στενό. Όταν οι σκεδαστές είναι ομοιόμορφα κατανομημένοι το σήμα λαμβάνεται από όλες τις κατευθύνσεις άφιξης, οπότε η αύξηση της απόστασης των κεραιοστοιχείων δεν αυξάνει περαιτέρω το πλήθος των βαθμών ελευθερίας, καθώς τα σήματα ήδη καταφθάνουν και από τις  $2L_R$  χωρικές (γωνιακές) περιοχές.

Στην περίπτωση όμως που οι σκεδαστές ομαδοποιούνται χωρικά σχηματίζοντας συστάδες (clusters) η ύπαρξη περισσότερων κύριων λοβών επιτρέπει τη λήψη των σημάτων από περισσότερες γωνιακές περιοχές με αποτέλεσμα την αύξηση των βαθμών ελευθερίας, άρα και της χωρητικότητας του συστήματος MIMO. Αυτό το χαρακτηριστικό, ονομάζεται χωρική εστίαση (spatial zooming) [61] και έχει ως αποτέλεσμα ακόμα και ένα συσταδοποιημένο (clustered) περιβάλλον διάδοσης να δίνει τελικά την αίσθηση μίας περισσότερο ομοιόμορφης κατανομής των σκεδαστών.

Ένα ενδεικτικό παράδειγμα φαίνεται στο Σχήμα 2.11, όπου έχει υποθεθεί μία συστάδα σκεδαστών τοποθετημένη μεταξύ του πομπού και του δέκτη, με ίδιο γωνιακό εύρος (angular spread) όπως παρατηρείται από την πλευρά του πομπού

και του δέκτη. Επίσης, το πλήθος των κεραιοστοιχείων σε πομπό και δέκτη είναι ίσο με 10, ενώ το άνοιγμα των στοιχειοκεραιών είναι ίδιο, δηλαδή  $L_T = L_R$ . Παρατηρείται ξεκάθαρα πως αυξάνοντας το άνοιγμα της στοιχειοκεραίας και διατηρώντας το πλήθος των κεραιοστοιχείων αμετάβλητο, η χωρητικότητα του συστήματος (βλέπε εξ. (2.16)) αυξάνει, γεγονός που υπονοεί αντίστοιχη αύξηση των βαθμών ελευθερίας του διαύλου. Όπως έχει ήδη εξηγηθεί, αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι πλέον στα διαγράμματα βάσης αναδεικνύονται πλευρικοί λοβοί συγκρίσιμοι με τους κύριους λοβούς, που προκαλούν εκπομπή/λήψη από/προς όλες τις κατευθύνσεις. Επίσης, για λόγους σύγκρισης το Σχήμα 2.11 απεικονίζει σε κάθε περίπτωση την χωρητικότητα που αντιστοιχεί σε συνθήκες διάδοσης που περιγράφονται επαρκώς με το μοντέλο i.i.d. (βλέπε ενότητα 2.5.2.1). Εξαιτίας των ιδανικών συνθηκών διάδοσης που υποθέτει το συγκεκριμένο μοντέλο, η αντίστοιχη χωρητικότητα μπορεί να θεωρηθεί ως άνω φράγμα.



**Σχήμα 2.11:** Σύγκριση χωρητικότητας ενός συστήματος 10x10 για διαφορετικό άνοιγμα στοιχειοκεραιών σε πομπό και δέκτη και συσταδοποιημένο περιβάλλον διάδοσης. (α)  $L_R = 5$ , (β)  $L_R = 50$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### Μελέτη των παρασιτικών κεραιών στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας

Το πρώτο μέρος αυτού του κεφαλαίου παρουσιάζει την αρχή λειτουργίας των παρασιτικών κεραιών, γνωστές στη διεθνή βιβλιογραφία ως *Electronically Steerable Passive Antenna Radiators (ESPAR)* και σχολιάζει συνοπτικά θεμελιώδεις αρχές σχεδίασης του κυκλώματος οδήγησης των παρασιτικών κεραιοστοιχείων. Στο δεύτερο μέρος μελετώνται τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας των κεραιών ESPAR. Ειδικότερα, προτείνεται μεθοδολογία υπολογισμού του χώρου των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (beam-space domain, BS) στον οποίο μπορεί να παρασταθεί οποιοδήποτε διάγραμμα ακτινοβολίας της υπό μελέτη κεραίας. Η αναπαράσταση αυτή επιτρέπει τον καθορισμό σημαντικών παραμέτρων που σχετίζονται με την επίδοση της κεραίας, όπως της εκτίμησης των βαθμών ελευθερίας του διαγράμματος ακτινοβολίας, ή διαφορετικά των *εναέριων ή ακτινοβολούμενων βαθμών ελευθερίας (aerial degrees of freedom, ADoFs)*, καθώς και της εκτίμησης του μέγιστου κατευθυντικού κέρδους ως συνάρτηση της επιθυμητής κατεύθυνσης. Θα δειχθεί πως και οι δύο αυτές παράμετροι εξαρτώνται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της παρασιτικής κεραίας ESPAR.

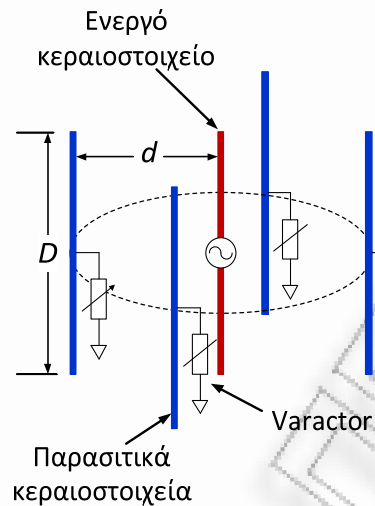
Ο προσδιορισμός του χώρου των διαγραμμάτων ακτινοβολίας θέτει το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο των κεφαλαίων 4 και 5 που εστιάζουν στη μελέτη και την αναπαράσταση τεχνικών μετάδοσης MIMO και τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας (adaptive beam-forming), με χρήση κεραιών ESPAR και μίας αλυσίδας RF.

### 3.1 Αρχή λειτουργίας των κεραιών ESPAR

Ο Harrington ήταν ο πρώτος που μελέτησε τις παρασιτικές κεραιές ESPAR το 1978 [65]. Οι εν λόγω κεραιές αποτελούνται από ένα ενεργό κεραιοστοιχείο που τροφοδοτείται με τη μοναδική πηγή τάσης και περιβάλλεται από πλήθος μη τροφοδοτούμενων κεραιοστοιχείων που καλούνται *παρασιτικά (parasitics)*, τα οποία τοποθετούνται συνήθως σε γραμμική ή κυκλική διάταξη. Ένα παράδειγμα κυκλικής παρασιτικής κεραιάς απεικονίζεται στο Σχήμα 3.1. Τοποθετώντας τα παρασιτικά κεραιοστοιχεία σε μικρή απόσταση από το ενεργό, η τροφοδότηση του ενεργού κεραιοστοιχείου προκαλεί την επαγωγή ισχυρών ρευμάτων στα παρασιτικά εξαιτίας της ισχυρής σύζευξης που αναπτύσσεται. Συνεπώς, το αντινοβολούμενο πεδίο προκύπτει ως το αποτέλεσμα της συνεισφοράς του ενεργού κεραιοστοιχείου λόγω τροφοδότησης και των παρασιτικών λόγω επαγωγής ρεύματος. Η διαμόρφωση του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας επιτυγχάνεται ελέγχοντας τη συνεισφορά του κάθε παρασιτικού κεραιοστοιχείου στο συνολικά ακτινοβολούμενο πεδίο. Αυτό με τη σειρά του εξασφαλίζεται μέσω κυκλώματος ρυθμιζόμενης αντίδρασης που συνδέεται στα παρασιτικά. Συχνά η ρυθμιζόμενη αντίδραση υλοποιείται εύκολα με χρήση ειδικών διόδων σε ανάστροφη πόλωση που καλούνται varactors και στο εξής θα αποκαλείται απλά *βάρος (weight)*.

Είναι προφανές ότι η αρχή λειτουργίας των κεραιών ESPAR διαφέρει από εκείνη των συμβατικών στοιχειοκεραιών, όπου όλα τα κεραιοστοιχεία είναι ενεργά. Πράγματι, στις συμβατικές στοιχειοκεραιές είναι επιθυμητή η διατήρηση μίας ελάχιστης απόστασης μεταξύ των κεραιοστοιχείων ώστε να ελαχιστοποιείται η μεταξύ τους σύζευξη που θα μπορούσε να οδηγήσει σε υποβάθμιση της επίδοσης ενός συστήματος MIMO. Αντίθετα, η λειτουργία των παρασιτικών κεραιών *απαιτεί* την ύπαρξη ισχυρής σύζευξης μεταξύ όλων των κεραιοστοιχείων, ώστε να είναι εφικτή στη συνέχεια η διαμόρφωση του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω της ρύθμισης των τιμών των βαρών.





**Σχήμα 3.1:** Κυκλική κεραία ESPAR με 5 κεραιοστοιχεία

Εξαιτίας των σημαντικών πλεονεκτημάτων των κεραιών ESPAR, που κυρίως αφορά την ευκολία υλοποίησης λόγω της απαίτησης για μία αλυσίδα RF, η επιστημονική κοινότητα έχει στραφεί στην αξιοποίησή τους προτείνοντας νέες τεχνικές διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας [66], [67], [68], τεχνικές ανίχνευσης της κατεύθυνσης άφιξης του επιθυμητού σήματος (direction of arrival estimation, DoA) [69]-[72], καθώς και τεχνικές χρήσης τους σε συστήματα διαφορισμού [73], [74].

Το ρεύμα που διαρρέει τα κεραιοστοιχεία της ESPAR δίνεται ως εξής [66]:

$$\mathbf{i} = \mathbf{v}_s (\mathbf{Z} + \mathbf{X})^{-1} \mathbf{v} \quad (3.1)$$

όπου  $\mathbf{Z}$  είναι μιγαδικός πίνακας σύζευξης διαστάσεων  $(M_{esp} \times M_{esp})$ , ο οποίος εξαρτάται από τη γεωμετρία της κεραίας,  $\mathbf{X} = \text{diag}[R_a \quad jx_1 \quad \dots \quad jx_{M_{esp}-1}]$  είναι διαγώνιος πίνακας διαστάσεων  $(M_{esp} \times M_{esp})$  που περιέχει τα βάρη των παρασιτικών κεραιοστοιχείων και  $R_a$  είναι η αντίσταση ακτινοβολίας εισόδου του ενεργού κεραιοστοιχείου. Επίσης,  $\mathbf{v}_s$  είναι το μιγαδικό σήμα διέγερσης του ενεργού κεραιοστοιχείου και  $\mathbf{v} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$  είναι διάνυσμα διαστάσεων

$(M_{esp} \times 1)$ , που χρησιμοποιείται ως διάνυσμα επιλογής. Όσον αφορά για παράδειγμα την κεραία ESPAR στο Σχήμα 3.1 θα ισχύει:

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} Z_{00} & Z_{01} & Z_{02} & Z_{03} & Z_{04} \\ Z_{10} & Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{20} & Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{30} & Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{40} & Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

όπου το στοιχείο  $Z_{ij} = R_{ij} + jX_{ij}$  εκφράζει την αμοιβαία σύζευξη μεταξύ του  $i$ -οστού and  $j$ -οστού κεραιοστοιχείου που υπολογίζεται ως<sup>1</sup> [75]:

$$\begin{aligned} R_{ij} &= 30 \left[ 2C_i \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \right) - C_i \left( \frac{2\pi}{\lambda} \left( \sqrt{\tilde{d}_{ij}^2 + D^2} + D \right) \right) - C_i \left( \frac{2\pi}{\lambda} \left( \sqrt{\tilde{d}_{ij}^2 + D^2} - D \right) \right) \right] \\ X_{ij} &= -30 \left[ 2S_i \left( \frac{2\pi d_{ij}}{\lambda} \right) - S_i \left( \frac{2\pi}{\lambda} \left( \sqrt{\tilde{d}_{ij}^2 + D^2} + D \right) \right) - S_i \left( \frac{2\pi}{\lambda} \left( \sqrt{\tilde{d}_{ij}^2 + D^2} - D \right) \right) \right] \end{aligned} \quad (3.3)$$

όπου:

$$\begin{aligned} S_i(x) &= \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)!(2n+1)} \\ C_i(x) &= -\int_x^{\infty} \frac{\cos t}{t} dt = C_{eu} + \ln(x) - C_{in}(x) \end{aligned} \quad (3.4)$$

και  $C_{eu} = 0.5772157$  η σταθερά του Euler, ενώ:

$$C_{in}(x) = \int_0^x \frac{1 - \cos t}{t} dt = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1} x^{2n}}{(2n)!(2n)} \quad (3.5)$$

Στην εξ. (3.3) όπου  $D$  είναι το μήκος του κάθε κεραιοστοιχείου κανονικοποιημένο ως προς το μήκος κύματος, ενώ  $\tilde{d}_{ij}$  είναι η κανονικοποιημένη απόσταση μεταξύ

<sup>1</sup> Η εξ. (3.3) ισχύει για παράλληλα δίπολα με κέντρα επί ευθείας κάθετης στον άξονα των διπόλων (side by side). Αντίστοιχες εκφράσεις για συγγραμικά δίπολα (collinear) ή στην πιο γενική περίπτωση (Parallel in echelon) μπορούν να βρεθούν στην αναφορά [75].

των κεραιοστοιχείων  $i, j$ . Επίσης, η έκφραση της αμοιβαίας σύζευξης στην εξ. (3.3) θεωρεί τις μέγιστες τιμές των ρευματικών κατανομών στα κεραιοστοιχεία. Εναλλακτική προσέγγιση αποτελεί η θεώρηση των ρευμάτων στην είσοδο, δηλαδή στο σημείο τροφοδότησης του ενεργού, ή στο σημείο που συνδέονται τα μιγαδικά βάρη στα παρασιτικά στοιχεία) [75]. Επιπλέον, λόγω της γεωμετρικής συμμετρίας της κυκλικής κεραίας ESPAR, αλλά και του θεωρήματος της αμοιβαιότητας θα είναι:

$$\begin{aligned} Z_{01} &= Z_{02} = Z_{03} = Z_{04} \\ Z_{12} &= Z_{23} = Z_{34} = Z_{41} \\ Z_{13} &= Z_{42} \\ Z_{ij} &= Z_{ji} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Αντίστοιχες ισότητες όπως της εξ. (3.6) προκύπτουν ομοίως και για άλλες συνήθεις συμμετρικές γεωμετρίες, όπως για παράδειγμα τη γραμμική. Η εξ. (3.1) δείχνει πράγματι πως εξαιτίας των ρυθμιζόμενων βαρών στα παρασιτικά κεραιοστοιχεία η τεχνητή σύζευξη μεταξύ τους εκφράζεται πλέον με τον πίνακα  $(\mathbf{Z} + \mathbf{X})$ , ο οποίος καθορίζει τα επαγόμενα ρεύματα. Το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας ESPAR θα εξαρτάται από τα ρεύματα στα κεραιοστοιχεία (ή αλλιώς από τη συνεισφορά όλων των κεραιοστοιχείων στο ακτινοβολούμενο διάγραμμα ακτινοβολίας) και από τη γεωμετρία που μαθηματικά εκφράζεται μέσω του παράγοντα *πολλαπλότητας της κεραίας* (*array manifold vector*)  $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$  [66]:

$$P(\theta, \varphi) = \mathbf{i}^T \mathbf{a}(\theta, \varphi) \quad (3.7)$$

Σύμφωνα με το θεώρημα της αμοιβαιότητας [66] όταν η κεραία λειτουργεί ως δέκτης το μετρούμενο σήμα στο μοναδικό ενεργό κεραιοστοιχείο λήψης είναι:

$$y(t) = \mathbf{i}^T \mathbf{a}(\theta, \varphi) y(t, \theta, \varphi) \quad (3.8)$$

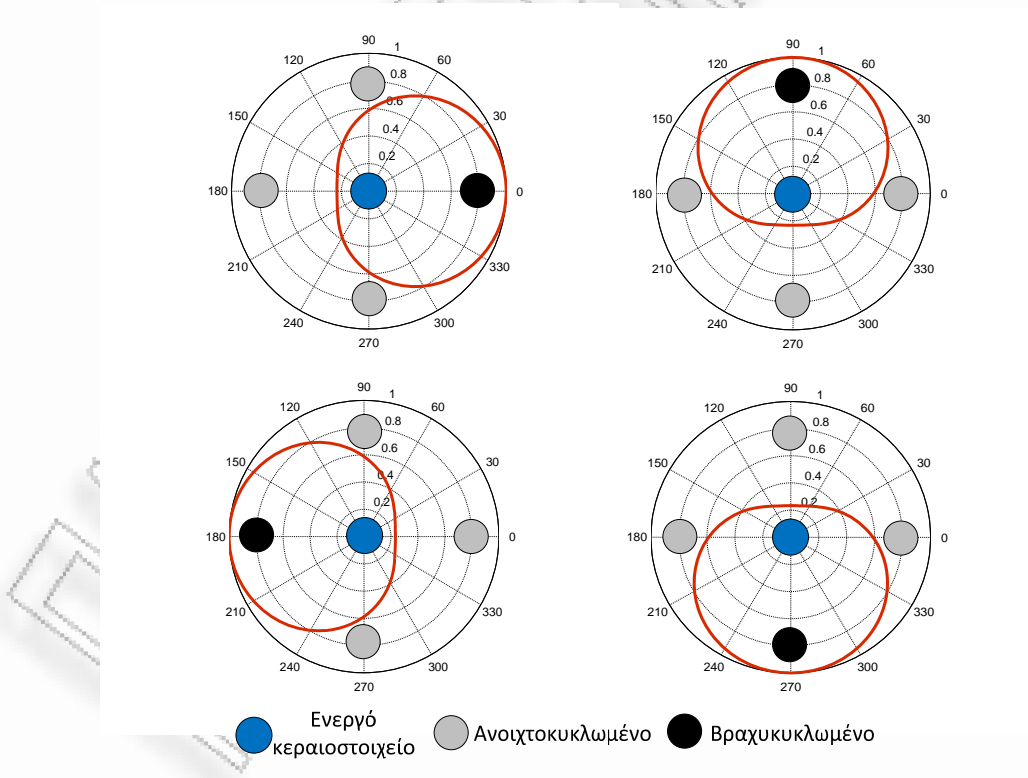
όπου  $y(t, \theta, \varphi)$  εκφράζει το σήμα πρόσπτωσης υπό κατεύθυνση  $(\theta, \varphi)$ .

Ένα απλό παράδειγμα διαμόρφωσης κατευθυντικού διαγράμματος

ακτινοβολίας παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.2, όπου μία κυκλική ESPAR με  $M_{esp} = 5$  και ακτίνα, δηλαδή απόσταση μεταξύ του ενεργού και οποιουδήποτε παρασιτικού κεραιοστοιχείου,  $d = 1/16$  μήκη κύματος, λειτουργεί ως κεραία με περιστρεφόμενο (rotating) διάγραμμα ακτινοβολίας στο αζιμούθιο (δηλαδή για  $\theta = \pi/2$ ). Σε αυτό το παράδειγμα, ένα από τα παρασιτικά στοιχεία είναι βραχυκυκλωμένο και συνεπώς λειτουργεί ως κατευθυντήρας, ενώ τα υπόλοιπα είναι ανοιχτοκυκλωμένα και λειτουργούν ως ανακλαστήρες. Άρα, το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι πάντα προσανατολισμένο προς την κατεύθυνση του βραχυκυκλωμένου παρασιτικού κεραιοστοιχείου, με το μέγιστο κατευθυντικό κέρδος προς αυτή την κατεύθυνση.

### 3.2 Βασικές αρχές υλοποίησης

Σύμφωνα με τη θεωρία ειδόλων (image theory) [75], αντί για δίπολα όπως στο



**Σχήμα 3.2:** Λειτουργία κεραίας ESPAR ως κεραίας με περιστρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας (rotating antenna)

Σχήμα 3.1 συνήθως χρησιμοποιούνται τα ισοδύναμα<sup>1</sup> μονόπολα κεραιοστοιχεία σε συνδυασμό με επίπεδη και τέλεια αγωγίμη επιφάνεια (ειδικά μεταλλικά φύλλα) με άπειρες διαστάσεις ως προς το μήκος κύματος. Ωστόσο, εξαιτίας των πρακτικών περιορισμών στις διαστάσεις συνήθως η απαίτηση αυτή δεν ικανοποιείται, γεγονός που επηρεάζει τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας [76]. Μία απλή λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι η τοποθέτηση μίας αγωγίμης επιφάνειας στην περίμετρο της επίπεδης γης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.3 [77], [78]. Αυτή η λύση οδηγεί σε «φαινομενική» αύξηση της αγωγίμης επιφάνειας, ενώ η διάμετρος της κυκλικής επιφάνειας διατηρείται σταθερή.

Σχετικά με τα βάρη των παρασιτικών στοιχείων, μία εύκολη και ευρέως διαδεδομένη υλοποίηση βασίζεται στη χρήση ειδικών διόδων σε ανάστροφη πόλωση που καλούνται *varactors*. Αυτές οι διόδοι κατασκευάζονται από κατάλληλα ημιαγωγίμα υλικά και εκδηλώνουν χωρητική συμπεριφορά ελεγχόμενη από τάση, ενώ εξαιτίας της ανάστροφης πόλωσης ρέει μόνο ένα ρεύμα διαρροής (leakage current), εξασφαλίζοντας με αυτό τον τρόπο χαμηλή κατανάλωση ισχύος. Ένα τυπικό παράδειγμα παριστάνεται στο Σχήμα 3.4, ενώ άλλες υλοποιήσεις του κυκλώματος ελέγχου έχουν αναφερθεί για παράδειγμα στις αναφορές [71], [74]. Η χωρητική συμπεριφορά ελέγχεται μέσω κατάλληλης ρύθμισης της ανάστροφης τάσης  $V_{\text{var}}$  στα άκρα της διόδου ως [80]:

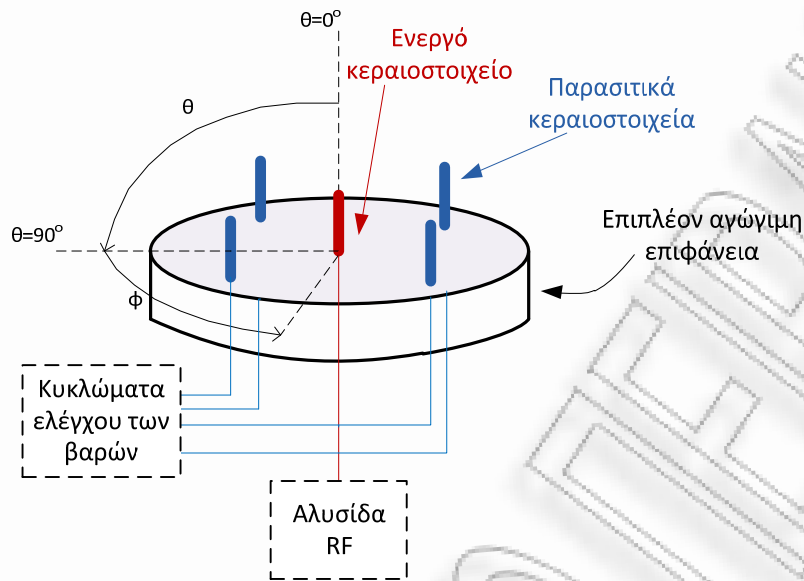
$$C_{\text{var}} = k_{\text{var}} V_{\text{var}}^{-1/2} \quad (3.9)$$

όπου  $k_{\text{var}}$  είναι σταθερά που εξαρτάται από κατασκευαστικά χαρακτηριστικά. Η αντίστοιχη αντίδραση (reactance)<sup>2</sup> προφανώς θα είναι αρνητική και δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$X_{\text{var}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{var}}} = \frac{-j}{\omega k_{\text{var}} V_{\text{var}}^{-1/2}} = -j \frac{\sqrt{V_{\text{var}}}}{\omega k_{\text{var}}} \quad (3.10)$$

<sup>1</sup> Ισοδύναμα με την έννοια ότι ένα μονόπολο σε συνδυασμό με μεταλλική επιφάνεια άπειρων διαστάσεων έχει σύμφωνα με τη θεωρία ειδόλων τα ίδια χαρακτηριστικά ακτινοβολίας με ένα αντίστοιχο δίπολο.

<sup>2</sup> Έτσι ονομάζεται το φανταστικό μέρος της σύνθετης, δηλαδή της μιγαδικής, αντίστασης.

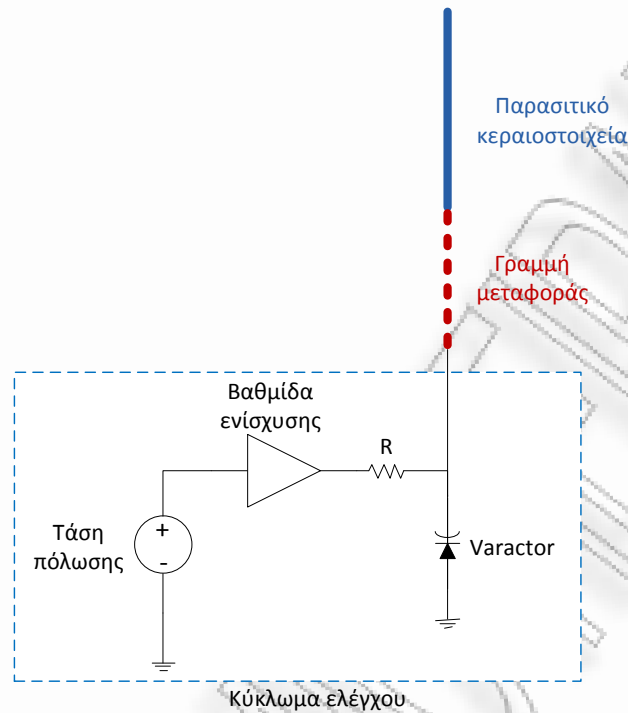


**Σχήμα 3.3:** Κεραία ESPAR με μονόπολα κεραιοστοιχεία και επίπεδη γη

όπου  $\omega$  η κυκλική συχνότητα συντονισμού της κεραίας. Ενδεικτικά, τυπικές δίοδοι με εύρος τιμών χωρητικότητας από 0.7 pF έως 9pF προσφέρουν σε συχνότητα 2.4 GHz ένα εύρος τιμών αντίδρασης από  $-j94.73 \Omega$  έως  $-j7.36 \Omega$ . Προφανώς, αυξάνοντας το εύρος τιμών της αντίδρασης βελτιώνονται οι δυνατότητες διαμόρφωσης διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Σε περιπτώσεις ωστόσο που οι χρησιμοποιούμενες δίοδοι δεν εξασφαλίζουν το επιθυμητό εύρος τιμών, προτείνεται η χρήση γραμμών μεταφοράς. Είναι γνωστό ότι μία γραμμή μεταφοράς με χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση (εμπέδηση, impedance)  $Z_{TL}$  που τερματίζεται με σύνθετη αντίσταση  $Z_L$  εμφανίζει σύνθετη αντίσταση εισόδου:

$$Z_{TL,in}(l) = Z_{TR} \frac{Z_L + Z_{TL} \tanh(\gamma_{TL} l)}{Z_{TL} + Z_L \tanh(\gamma_{TL} l)} \quad (3.11)$$

όπου  $\gamma_{TL} = \alpha_{TL} + j\beta_{TL}$  είναι η σταθερά διάδοσης που σχετίζεται με τη γραμμή μεταφοράς, με το πραγματικό μέρος να εκφράζει τη σταθερά εξασθένησης και το φανταστικό μέρος τη σταθερά φάσης. Στη συνέχεια θεωρούμε για απλότητα ιδανική γραμμή μεταφοράς χωρίς απώλειες, δηλαδή  $\alpha_{TL} = 0$  και  $Z_{TL} = \sqrt{L_{TL}/C_{TL}}$ ,



**Σχήμα 3.4:** Απλό κύκλωμα ελέγχου των παρασιτικών στοιχείων [79]

όπου  $L_{TL}, C_{TL}$  είναι η αυτεπαγωγή και η χωρητικότητα ανά μονάδα μήκους αντίστοιχα. Θεωρώντας ως φορτίο μία δίοδο varactor η εξ. (3.11) λόγω της εξ. (3.10) γίνεται:

$$Z_{TL,in}(l, \omega, C_{var}) = jZ_{TL} \frac{-\frac{1}{\omega C_{var}} + Z_{TL} \tan(b_{TL}l)}{Z_{TL} + \frac{1}{\omega C_{var}} \tan(b_{TL}l)} \quad (3.12)$$

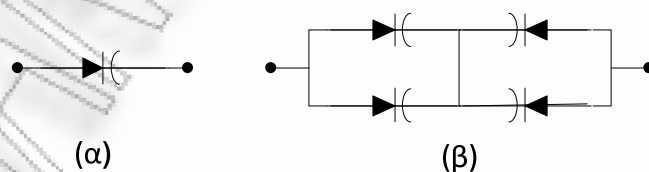
Η εξ. (3.12) δείχνει πως η τελική αντίσταση εισόδου έχει μόνο φανταστικό μέρος και εξαρτάται από το συνολικό μήκος της γραμμής μεταφοράς  $l$ , τη συχνότητα και τη χωρητική συμπεριφορά της διόδου varactor. Για συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας και δίοδο, το τελικό εύρος τιμών της αντίδρασης του βάρους των παρασιτικών κεραιοστοιχείων μπορεί να ρυθμιστεί επιλέγοντας κατάλληλα το μήκος της γραμμής μεταφοράς.

Ένας άλλος τρόπος να επιτευχθεί το ίδιο αποτέλεσμα είναι η χρήση ενός κατάλληλου δικτυώματος από varactors. Ωστόσο, αυτή η λύση συνίσταται



περισσότερο για την αντιμετώπιση τυχόν μη γραμμικών φαινομένων της διόδου. Τέτοια φαινόμενα εμφανίζονται όταν το ρεύμα που διαρρέει το παρασιτικό κεραιοστοιχείο είναι επαρκώς μεγάλο, ώστε να εξαναγκάζει τη δίοδο σε λειτουργία εκτός της γραμμικής περιοχής. Ένας τρόπος αντιμετώπισης του προβλήματος είναι η διαίρεση του ρεύματος σε δύο διαδρομές (ή σε περισσότερες) όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.5 [81], όπου η συνδεσμολογία των όμοιων διόδων στη δεύτερη περίπτωση έχει επιλεγεί με τέτοιο τρόπο ώστε να δίνει την ίδια τιμή χωρητικότητας με εκείνη στην πρώτη περίπτωση. Στη διεθνή βιβλιογραφία επίσης έχουν προταθεί φορτία επαγωγικής συμπεριφοράς σε τυπωμένη μορφή (printed) [82]-[84], ή μικροηλεκτρονικά κυκλώματα που παρουσιάζουν επαγωγική συμπεριφορά μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου [85], [86].

Ενδεικτικά, το Σχήμα 3.6.(α) απεικονίζει μία κυκλική ESPAR με  $M_{esp} = 7$  κεραιοστοιχείων η οποία σχεδιάστηκε από τους R. Schlub, J. Lu και T. Ohira [87]. Η απόσταση μεταξύ του ενεργού και των παρασιτικών κεραιοστοιχείων είναι  $d = 0.308\lambda$ , το μήκος των κεραιοστοιχείων  $D = 0.216\lambda$ , η ακτίνα της μεταλικής επιφάνειας  $0.48\lambda$ , ενώ το ύψος της περιμέτρου της κεραίας είναι  $0.276\lambda$ . Το Σχήμα 3.6.(β) δείχνει μία γραμμική ESPAR με  $M_{esp} = 3$  κεραιοστοιχεία, η οποία σχεδιάστηκε από τους O. Alrabadi, J. Perruisseau και A. Καλή [19], [20] και το μήκος των κεραιοστοιχείων είναι  $D = 0.42\lambda$ , ενώ η απόσταση μεταξύ γειτονικών κεραιοστοιχείων είναι  $0.1\lambda$ . Σε αυτή την περίπτωση διακρίνεται και η υλοποίηση του βάρους των παρασιτικών στοιχείων.

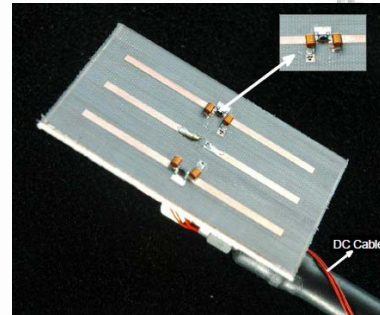


**Σχήμα 3.5:** (α) μία απλή δίοδος varactor, (β) Δικτύωμα από διόδους Varactor, ώστε να εξασφαλίζεται λειτουργία στη γραμμική περιοχή





(α)



(β)

**Σχήμα 3.6:** Πειραματικές υλοποιήσεις κεραιών ESPAR: (α) κυκλική διάταξη παρασιτικών με 7 κεραιοστοιχεία (μονόπολα) [87], (β) γραμμική διάταξη παρασιτικών με 3 κεραιοστοιχεία (δίπολα) [19], [20]

### 3.3 Αναπαράσταση της ακτινοβολίας των κεραιών ESPAR στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας

Παρατηρώντας τις εξ. (3.1) και (3.7), η σχέση που συνδέει το διάγραμμα ακτινοβολίας των κεραιών ESPAR με τα βάρη των παρασιτικών κεραιοστοιχείων είναι μη γραμμική. Επίσης, σε αντίθεση με τις συμβατικές στοιχειοκεραίες, τα σήματα στην περίπτωση κεραιών ESPAR εκπέμπονται από ένα μόνο κεραιοστοιχείο (στην περίπτωση κεραίας εκπομπής) ή συλλέγονται μόνο από ένα κεραιοστοιχείο (στην περίπτωση κεραίας λήψης). Τα παρασιτικά παρέχουν απλά δυνατότητες διαμόρφωσης του κατάλληλου διαγράμματος ακτινοβολίας όπως εξηγήθηκε στην ενότητα 3.1.

Εξαιτίας των περιορισμών υλοποίησης που επιβάλλουν οι παρασιτικές κεραίες και της μη γραμμικής συμπεριφοράς τους, η μελέτη των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας στο πεδίο του χώρου είναι δύσκολη. Ένας περισσότερο ελκυστικός τρόπος είναι η μελέτη στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (beam-space domain), όπου το διάγραμμα ακτινοβολίας της ESPAR εκφράζεται ως γραμμικός συνδυασμός ορθοκανονικών συναρτήσεων που λόγω της σημασίας τους θα αποκαλούνται στο εξής *διαγράμματα βάσης* (basis patterns). Κάθε διάγραμμα βάσης θα αποτελεί έναν ακτινοβολούμενο βαθμό ελευθερίας (aerial degree of

*freedom, ADoF*). Η μελέτη των παρασιτικών κεραιών στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας:

- Επιτρέπει τη διάσπαση (decomposition) του διαγράμματος ακτινοβολίας της ESPAR σε ορθοκανονικά διαγράμματα βάσης, ή διαφορετικά την αναπαράσταση του διαγράμματος ακτινοβολίας ως γραμμικού συνδυασμού διαγραμμάτων βάσης.
- Διευκολύνει τη θεωρητική εκτίμηση του μέγιστου κατευθυντικού κέρδους της κεραιάς για κάθε κατεύθυνση, ως συνάρτηση των γεωμετρικών χαρακτηριστικών της.

### 3.3.1 Κεραίες ESPAR με αυθαίρετο πλήθος κεραιοστοιχείων και αυθαίρετη γεωμετρία

Το πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας μίας κεραιάς ESPAR μπορεί να θεωρηθεί σαν ένας χώρος στον οποίο ένα διάγραμμα ακτινοβολίας παριστάνεται ως ένα σημείο ή ισοδύναμα ως ένα διάνυσμα θέσης (coordinate vector). Ειδικότερα, η εξ. (3.7) μπορεί να εκφραστεί ως:

$$P(\theta, \varphi) = \mathbf{i}^T \mathbf{a}(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M_{esp}-1} j_m a_m(\theta, \varphi) \quad (3.13)$$

όπου,  $\mathbf{a}(\theta, \varphi) = [a_0(\theta, \varphi) \ \dots \ a_{M_{esp}-1}(\theta, \varphi)]^T$  είναι το διάνυσμα πολλαπλότητας της στοιχειοκεραίας (array manifold vector) που εμπεριέχει όλα τα χωρικά χαρακτηριστικά της. Η συνάρτηση  $P(\theta, \varphi)$  μπορεί να αναπαρασταθεί ως ένα διάνυσμα θέσης στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας αν οι όροι  $a_m(\theta, \varphi), m=0, \dots, M_{esp}-1$  της εξ. (3.13) εκφραστούν ως γραμμικός συνδυασμός ορθοκανονικών συναρτήσεων ή διαγραμμάτων βάσης. Μία κατάλληλη μέθοδος για αυτό το σκοπό είναι η ορθοκανονικοποίηση Gram-Schmidt [88]. Σύμφωνα με αυτή τη μέθοδο, για ένα σύνολο  $M_{esp}$  συναρτήσεων  $a_m(\theta, \varphi), m=0, \dots, M_{esp}-1$  μπορεί να οριστεί ένα σύνολο  $N_{esp} \leq M_{esp}$  ορθοκανονικών συναρτήσεων

$\Phi_n(\theta, \varphi), n=0, \dots, N_{esp}-1$ , έτσι ώστε  $a_m(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N_{esp}-1} a_{mn} \Phi_n(\theta, \varphi), N_{esp} \leq M_{esp}$ . Τα

διαγράμματα βάσης ορίζουν τον επιθυμητό χώρο σημάτων που εδώ ερμηνεύεται ως χώρος των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Συνεπώς, η εξ. (3.13) μπορεί να γραφεί ως:

$$P(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M_{esp}-1} i_m \sum_{n=0}^{N_{esp}-1} a_{mn} \Phi_n(\theta, \varphi), N_{esp} \leq M_{esp} \quad (3.14)$$

όπου ο συντελεστής  $a_{mn}$  εκφράζει την προβολή της συνάρτησης  $a_m(\theta, \varphi)$  στην ορθογώνια συνάρτηση  $\Phi_n(\theta, \varphi)$ :

$$a_{mn} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi a_m(\theta, \varphi) \Phi_n^*(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (3.15)$$

Σύμφωνα με τον αλγόριθμο Gram-Schmidt, η περίπτωση  $N_{esp} = M_{esp}$  θα ισχύει όταν οι αρχικές συναρτήσεις  $a_m(\theta, \varphi), m=0, \dots, M_{esp}-1$  είναι γραμμικά ανεξάρτητες. Αυτό ισχύει στην περίπτωση επίπεδης παρασιτικής κεραίας αυθαίρετης γεωμετρίας, καθώς:

$$a_m(\theta, \varphi) = \begin{cases} 1 & m=0 \\ e^{j b_m \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_m)} & m \neq 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

Άρα, η εξ. (3.14) μπορεί να γραφεί ως:

$$\begin{aligned} P(\theta, \varphi) &= \sum_{m=0}^{M_{esp}-1} i_m \sum_{n=0}^{M_{esp}-1} a_{mn} \Phi_n(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{M_{esp}-1} \sum_{m=0}^{M_{esp}-1} i_m a_{mn} \Phi_n(\theta, \varphi) \\ &= \sum_{n=0}^{M_{esp}-1} \mathbf{i}^T \mathbf{a}_n \Phi_n(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{M_{esp}-1} w_n \Phi_n(\theta, \varphi) \end{aligned} \quad (3.17)$$

όπου  $\mathbf{a}_n$  είναι διάνυσμα διαστάσεων  $(M_{esp} \times 1)$  το οποίο περιέχει τις προβολές όλων των αρχικών συναρτήσεων  $a_m(\theta, \varphi), m=0, \dots, M_{esp}-1$  στην ορθοκανονική συνάρτηση  $\Phi_n(\theta, \varphi)$ . Επίσης, από την εξ. (3.17), προκύπτει ότι η συνεισφορά του

ορθοκανονικού διαγράμματος βάσης  $\Phi_n(\theta, \varphi)$  στο παραγόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας  $P(\theta, \varphi)$  εξαρτάται από το συντελεστή βαρύτητας  $w_n$  :

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{i}^T \mathbf{a}_n, \quad \mathbf{a}_n = \begin{bmatrix} a_{0n} & \cdots & a_{(M_{esp}-1)n} \end{bmatrix}^T \quad (3.18)$$

Σύμφωνα με τον αλγόριθμο Gram-Schmidt, οποιοσδήποτε από τους αρχικούς όρους μπορεί να θεωρηθεί ως η πρώτη ορθοκανονική συνάρτηση βάσης. Έτσι, αν  $\Phi_0(\theta, \varphi) = a_0(\varphi)/k_0$ , οι υπόλοιπες προκύπτουν ως εξής:

$$\Phi_n(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_n} \left( a_n(\theta, \varphi) - \sum_{s=0}^{n-1} a_{ns} \Phi_s(\theta, \varphi) \right), \quad \forall n = 1, \dots, M_{esp} - 1 \quad (3.19)$$

όπου  $k_n = \sqrt{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| a_n(\theta, \varphi) - \sum_{s=0}^{n-1} a_{ns} \Phi_s(\theta, \varphi) \right|^2 \sin\theta d\theta d\varphi}$ ,  $n = 0, \dots, M_{esp} - 1$  είναι οι

συντελεστές κανονικοποίησης που εξασφαλίζουν μοναδιαία ισχύ των συναρτήσεων βάσης. Εφόσον τα διαγράμματα βάσης  $\Phi_n(\theta, \varphi)$ ,  $n = 0, \dots, M_{esp} - 1$  αποτελούν τις ορθογώνιες συνιστώσες του παραγόμενου διαγράμματος ακτινοβολίας, μπορούν να ερμηνευτούν ως ακτινοβολούμενοι βαθμοί ελευθερίας (*aerial degrees of freedom, ADoFs*) του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας. Ποιοτικά η αναπαράσταση του διαγράμματος ακτινοβολίας της ESPAR στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας απεικονίζεται στο Σχήμα 3.7. Στην περίπτωση αυθαίρετης κεραίας ESPAR, δηλαδή με αυθαίρετη γεωμετρία και πλήθος στοιχείων, ο υπολογισμός των προβολών της εξ. (3.15), καθώς και ο επαναληπτικός υπολογισμός των συναρτήσεων βάσης της εξ. (3.19) μπορεί να γίνει εφαρμόζοντας μεθόδους αριθμητικής ολοκλήρωσης. Ωστόσο, σαφείς κατευθύνσεις για τυχόν αναλυτική αντιμετώπιση παρέχονται στο Παράρτημα Α.

### 3.3.2 Εφαρμογή σε κυκλική κεραία ESPAR με 5 κεραιοστοιχεία

Σε αυτή την ενότητα γίνεται μελέτη της κεραίας ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία και κυκλική γεωμετρία, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1. Αυτή η κεραία αποτελεί και

την κύρια γεωμετρία που θεωρείται ως παράδειγμα στην παρούσα διδακτορική διατριβή.

### 3.3.2.1 Τρισδιάστατη ανάλυση

Το διάγραμμα ακτινοβολίας προκύπτει με εφαρμογή της εξ. (3.7) και λαμβάνοντας υπόψη τη γνωστή ταυτότητα Euler ως εξής:

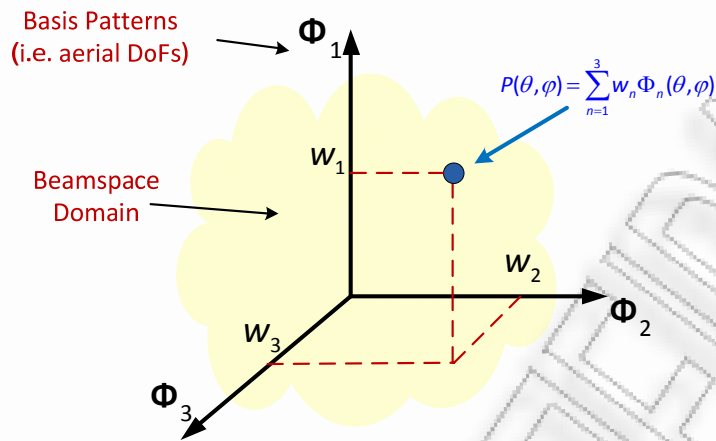
$$\begin{aligned}
 P(\theta, \varphi) &= i_0 + i_1 e^{j b \sin \theta \cos \varphi} + i_2 e^{j b \sin \theta \cos \varphi} + i_3 e^{-j b \sin \theta \cos \varphi} + i_4 e^{-j b \sin \theta \cos \varphi} = \\
 &= i_0 1 + j(i_1 - i_3) \sin(b \sin \theta \cos(\varphi)) + \\
 &\quad + j(i_2 - i_4) \sin(b \sin \theta \sin(\varphi)) + (i_1 + i_3) \cos(b \sin \theta \cos(\varphi)) + \\
 &\quad + (i_2 + i_4) \cos(b \sin \theta \sin(\varphi))
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Οι συναρτήσεις βάσης σε αυτή την περίπτωση (βλέπε Παράρτημα Β) είναι οι εξής:

$$\begin{aligned}
 \Phi_0(\theta, \varphi) &= \frac{1}{k_0} \\
 \Phi_1(\theta, \varphi) &= \frac{1}{k_1} \sin(b \sin \theta \cos \varphi) \\
 \Phi_2(\theta, \varphi) &= \frac{1}{k_2} \sin(b \sin \theta \sin \varphi) \\
 \Phi_3(\theta, \varphi) &= \frac{1}{k_3} \left[ \cos(b \sin \theta \cos \varphi) - \frac{q_{30}}{k_0} \right] \\
 \Phi_4(\theta, \varphi) &= \frac{1}{k_4} \left[ \cos(b \sin \theta \sin \varphi) - \frac{q_{40}}{k_0} - \frac{q_{43}}{k_3} \cos(b \sin \theta \cos \varphi) + \frac{q_{43} q_{30}}{k_0 k_3} \right]
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

όπου  $q_{30}, q_{40}$  είναι η προβολή των όρων  $\cos(b \sin \theta \cos \varphi)$  και  $\cos(b \sin \theta \sin(\varphi))$  αντίστοιχα στη συνάρτηση βάσης  $\Phi_0(\varphi)$ , ενώ  $q_{43}$  είναι η προβολή του όρου  $\cos(b \sin \theta \sin \varphi)$  στην  $\Phi_3(\varphi)$ :

$$\begin{aligned}
 q_{30} = q_{40} &= \frac{\pi}{k_0} \int_0^{2\pi} E_1(b \cos \varphi) d\varphi \\
 q_{43} &= \frac{\pi}{k_3} \int_0^{2\pi} E_1[2b \cos(\pi/4) \cos \varphi] d\varphi - \frac{q_{30}^2}{k_3}
 \end{aligned} \tag{3.22}$$



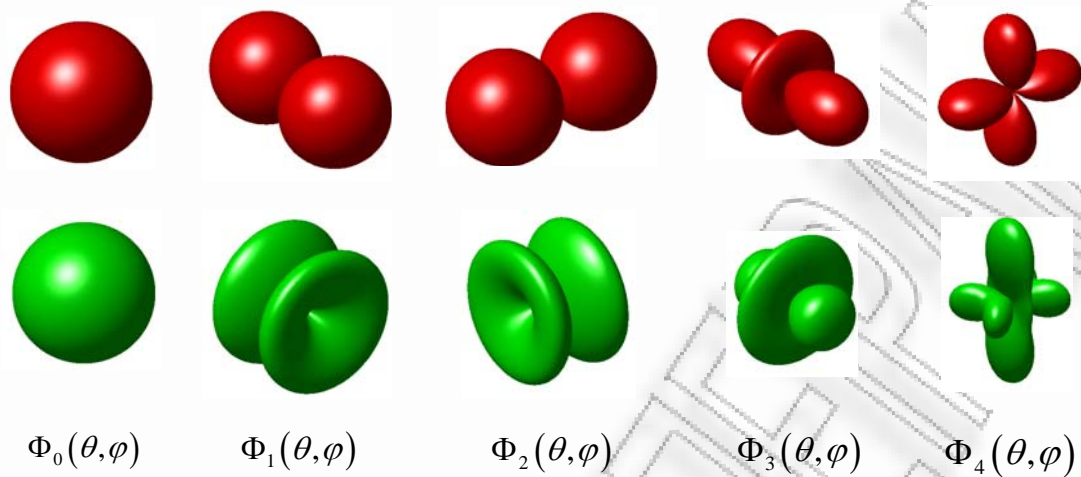
**Σχήμα 3.7:** Παράδειγμα αναπαράστασης του διαγράμματος ακτινοβολίας στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας

Στην εξ. (3.22)  $E_1(\cdot)$  είναι η συνάρτηση Weber πρώτης τάξης<sup>1</sup>. Ενδεικτικά, το Σχήμα 3.8 παριστάνει τα διαγράμματα βάσης της εξ. (3.21) για  $d = \lambda/16$  και  $d = \lambda/2$ . Οι συντελεστές βαρύτητας των διαγραμμάτων βάσης προκύπτουν εύκολα μετά από πράξεις με συνδυασμό των εξ. (3.17) και (3.21) ως εξής:

$$\begin{aligned}
 w_0 &= i_0 k_0 + q_{30} \sum_{r=1}^4 i_r \\
 w_1 &= jk_1 (i_1 - i_3) \\
 w_2 &= jk_2 (i_1 - i_3) \\
 w_3 &= (i_1 + i_3) k_3 + (i_2 + i_4) q_{43} \\
 w_4 &= (i_2 + i_4) k_4
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

Αν και θεωρητικά όπως δείχνει η εξ. (3.21) το πλήθος των ADoFs είναι ίσο με το συνολικό πλήθος των κεραιοστοιχείων, η απόσταση  $d$  μεταξύ των παρασιτικών και του ενεργού κεραιοστοιχείου είναι δυνατό να επηρεάσει το πλήθος των αποτελεσματικών βαθμών ελευθερίας (*effective aerial degrees of freedom*, EADoFs)  $N_{eff}$ , δηλαδή το πλήθος των διαγραμμάτων βάσης με σημαντική

<sup>1</sup> Η συνάρτηση Weber ορίζεται ως [89]:  $E_1(z) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sin(\nu\theta - z \sin\theta) d\theta$

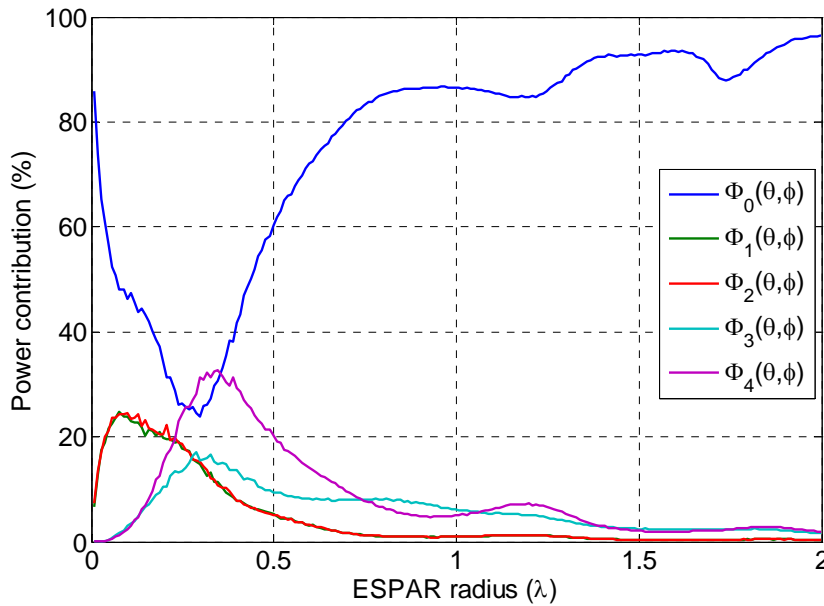


**Σχήμα 3.8:** Τρισδιάστατα διαγράμματα βάσης για κυκλική ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία για  $d = \lambda/16$  (κόκκινο) και  $d = \lambda/2$  (πράσινο)

συνεισφορά στο εκπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας. Αυτό παριστάνεται στο Σχήμα 3.9 που δείχνει τη μέση τιμή της συνεισφοράς ισχύος της κάθε συνάρτησης βάσης στο παραγόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας, για διαφορετικές τιμές  $d$  της ακτίνας της κυκλικής κεραίας ESPAR. Σημειώνεται πως οι μέσες τιμές έχουν προκύψει από μεγάλο πλήθος τυχαίων διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Είναι ξεκάθαρο ότι ελαττώνοντας την απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων, το πλήθος των αποτελεσματικών βαθμών ελευθερίας  $N_{eff}$  ελαττώνεται. Για  $d = \lambda/128$ <sup>1</sup> επικρατεί μόνο το ιστροπικό διάγραμμα βάσης, δηλαδή το  $\Phi_0(\theta, \varphi)$ . Προφανώς αυτό σημαίνει πως για  $d = \lambda/128$  δεν υπάρχει δυνατότητα διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας που αισθητικά δικαιολογείται καθώς τόσο μικρή απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων προσεγγίζει τα χαρακτηριστικά της σημειακής πηγής. Αυξάνοντας την τιμή  $d$  παρατηρείται πως σταδιακά όλα τα διαγράμματα βάσης συμμετέχουν σημαντικά στη διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας. Ωστόσο για  $d > \lambda/2$  είναι προφανές ότι βαθμιαία επικρατεί μόνο το ιστροπικό διάγραμμα βάσης  $\Phi_0(\theta, \varphi)$ , καθώς η συνεισφορά των υπόλοιπων

<sup>1</sup> Τόσο μικρή απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων είναι μη πραγματοποιήσιμη και έχει μόνο θεωρητική σημασία. Ωστόσο, παρουσιάζεται για λόγους καλύτερης κατανόησης και πληρότητας.





**Σχήμα 3.9:** Συνεισφορά τρισδιάστατων διαγραμμάτων βάσης στο ακτινοβολούμενο διάγραμμα κυκλικής ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία

εξασθενεί. Αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των κεραιοστοιχείων της ESPAR σταδιακά εξασθενεί, ελαττώνοντας την επίδραση των παρασιτικών στην ακτινοβολία. Επομένως, το μέγιστο πλήθος αποτελεσματικών βαθμών ελευθερίας  $N_{eff}$  εξασφαλίζεται για αποστάσεις<sup>1</sup>  $\lambda/16 \leq d \leq \lambda/2$ . Σε αυτή την περιοχή τιμών η αμοιβαία σύζευξη είναι ικανοποιητική με αποτέλεσμα τα παρασιτικά στοιχεία να συμμετέχουν δραστικά στο μηχανισμό ακτινοβολίας. Ενδεικτικά, όταν  $d = \lambda/4$  η ESPAR έχει τη δυνατότητα να αποδώσει το μέγιστο πλήθος αποτελεσματικών βαθμών ελευθερίας EADoFs, το οποίο είναι ίσο με το πλήθος των στοιχείων της κεραίας, δηλ  $N_{eff} = M_{esp}$ .

Με άλλα λόγια, το Σχήμα 3.9 μπορεί να θεωρηθεί ως μία ποιοτική περιγραφή των δυνατοτήτων μίας κεραίας ESPAR. Παρατηρείται πως η ESPAR αποδίδει τους διαθέσιμους βαθμούς ελευθερίας όταν η ακτίνα  $d$  λαμβάνει μικρές τιμές, που σημαίνει μικρές αποστάσεις μεταξύ των κεραιοστοιχείων. Αν και αυτές οι παρατηρήσεις αφορούν κυκλική ESPAR, όμοια αναπαράσταση μπορεί να

<sup>1</sup> Αυτή η περιοχή επιλέγεται ως «κατάλληλη» καθώς ενδιαφέρει η ανάδειξη των βαθμών ελευθερίας διατηρώντας ταυτόχρονα τις διαστάσεις της κεραίας κατά το δυνατό περιορισμένες.



προκύψει κατά τη μελέτη οποιασδήποτε αυθαίρετης γεωμετρίας. Τονίζεται ότι το Σχήμα 3.9 δικαιολογεί και το γεγονός ότι στις περισσότερες εφαρμογές των παρασιτικών κεραιών ESPAR που έχουν καταγραφεί στη διεθνή βιβλιογραφία προτείνεται πυκνή τοποθέτηση των κεραιοστοιχείων.

Τα παραπάνω συμπεράσματα ωστόσο δεν πρέπει να δημιουργήσουν τη λανθασμένη εντύπωση ότι η διάσταση του χώρου των διαγραμμάτων ακτινοβολίας εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων. Η διάσταση σύμφωνα με τη μέθοδο ορθογωνοποίησης Gram-Schmidt καθορίζεται θεωρητικά μόνο από το πλήθος τους. Η απόσταση απλά καθορίζει τη *συνεισφορά* της κάθε συνάρτησης βάσης στο συνολικά ακτινοβολούμενο διάγραμμα, ή αλλιώς καθορίζει το βαθμό «σημαντικότητας» της κάθε συνάρτησης βάσης και κατά συνέπεια το πλήθος των αποτελεσματικών βαθμών ελευθερίας  $N_{eff}$  που συμμετέχουν δραστικά στο εκπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας.

### 3.3.2.2 Ανάλυση στις αζιμουθιακές γωνίες

Σε αυτή την ενότητα ενδιαφέρει η μελέτη των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας των κεραιών ESPAR μόνο στο αζιμούθιο. Αυτή η εκδοχή είναι χρήσιμη, καθώς τα περισσότερα μοντέλα διαύλων και τεχνικές μετάδοσης MIMO θεωρούν διάδοση μόνο στο εύρος των αζιμουθιακών γωνιών, δηλ. για  $\theta = \pi/2$ . Αυτή η υπόθεση είναι ιδιαίτερα ρεαλιστική σε περιπτώσεις διάδοσης όπου οι σκεδαστές βρίσκονται σε απόσταση αρκετά μεγαλύτερη από τις διαστάσεις της κεραιάς [51] και ο πομπός και ο δέκτης βρίσκονται στο ίδιο ύψος (τυπικό παράδειγμα είναι ένα αγροτικό περιβάλλον). Συχνά, η μελέτη και σύγκριση της επίδοσης διαφόρων τεχνικών μετάδοσης πολλαπλών κεραιών υποθέτουν τέτοιες συνθήκες διάδοσης.

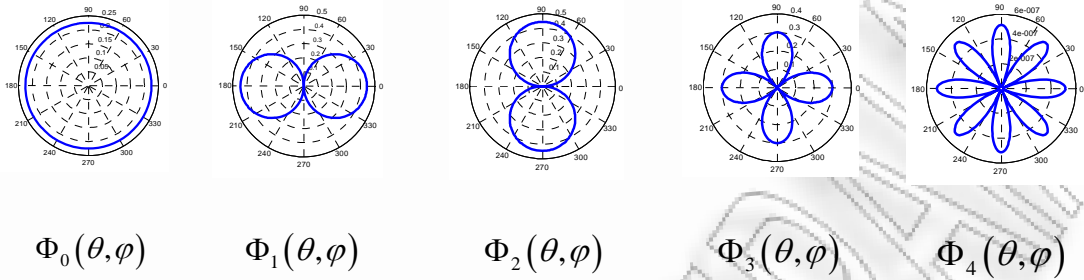
Ομοίως με την υποενότητα 3.3.2.1, ζητείται η εύρεση του χώρου των διαγραμμάτων ακτινοβολίας και αντίστοιχα η εκτίμηση του πλήθους των αποτελεσματικών βαθμών ελευθερίας  $N_{eff}$ , αλλά μόνο στο αζιμούθιο. Με άλλα λόγια, ζητείται το σύνολο των διαγραμμάτων βάσης που είναι ορθογώνια στο οριζόντιο επίπεδο. Η μεθοδολογία επίλυσης σε αυτή την περίπτωση είναι όμοια

με εκείνη της υποενότητας 3.3.2.1, αν θεωρήσουμε  $\theta = \pi/2$ . Συνεπώς, η προβολή της συνάρτησης  $a_m(\varphi)$  στην ορθογώνια συνάρτηση  $\Phi_n(\varphi)$  θα υπολογίζεται ως  $a_{mn} = \int_0^{2\pi} a_m(\varphi)\Phi_n^*(\varphi)d\varphi$ . Σημειώνεται πως τώρα οι συντελεστές κανονικοποίησης  $k_n, n=0, \dots, M_{esp}-1$  που επιβάλλονται από τη διαδικασία Gram-Schmidt δεν εξασφαλίζουν ταυτόχρονα μοναδιαία ισχύ σε κάθε διάγραμμα βάσης καθώς αγνοείται η ακτινοβολία σε γωνίες  $\theta \neq \pi/2$ . Αυτό μπορεί να εξασφαλιστεί με επιπλέον κανονικοποίηση μετά την ολοκλήρωση της διαδικασίας ορθοκανονικοποίησης. Θέτοντας στην εξ. (3.20)  $\theta = \pi/2$  τα αζιμουθιακά διαγράμματα βάσης θα δίνονται από την εξ. (3.21), όπου (βλέπε Παράρτημα Γ)  $a_{30} = 2\pi I_0(jb)/k_0$  είναι η προβολή της συνάρτησης  $\cos(b\cos\varphi)$  στο διάγραμμα βάσης  $\Phi_0(\varphi)$  και  $a_{43} = 2\pi I_0(j2b\cos(\pi/4))/k_3 - a_{30}^2/k_3$  η προβολή της συνάρτησης  $\cos(b\sin\varphi)$  στην  $\Phi_3(\varphi)$ . Σημειώνεται ότι οι συντελεστές βαρύτητας του κάθε διαγράμματος βάσης δίνονται στην εξ. (3.23).

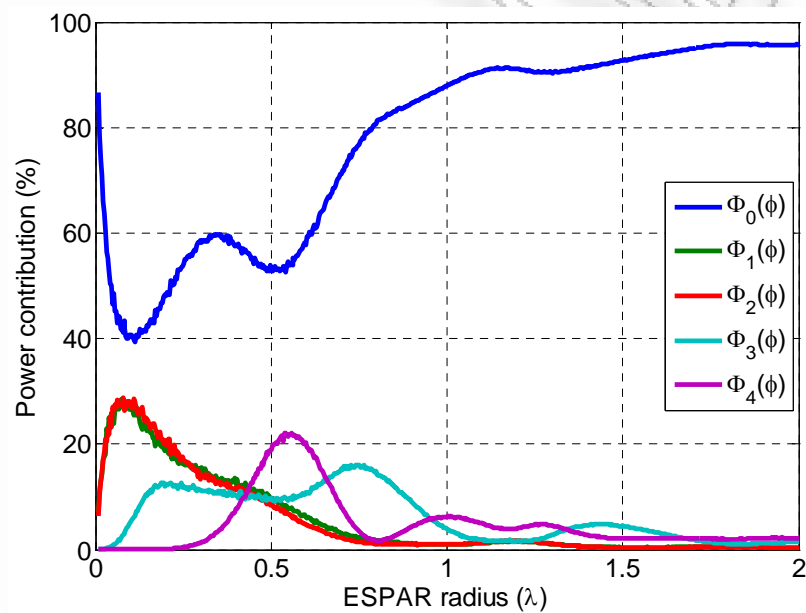
Οι συναρτήσεις βάσης παριστάνονται στο Σχήμα 3.10 για  $d = \lambda/16$ , ενώ το Σχήμα 3.11 παρέχει πληροφορία για το πλήθος των αποτελεσματικών βαθμών ελευθερίας ως συνάρτηση της απόστασης. Οι παρατηρήσεις είναι όμοιες με εκείνες στο Σχήμα 3.9.

### 3.4 Κατευθυντικό κέρδος παρασιτικών κεραιών

Όπως εξηγήθηκε στην υποενότητα 3.3, η πλήρης διάσταση του χώρου των διαγραμμάτων ακτινοβολίας εξαρτάται θεωρητικά από το πλήθος των στοιχειοκεραιών της παρασιτικής κεραιάς, ενώ το πλήθος των αποτελεσματικών βαθμών ελευθερίας  $N_{eff}$  εξαρτάται από τη γεωμετρία και μεταξύ τους απόσταση. Ωστόσο, παραμένει ανοικτό το ερώτημα της εκτίμησης του μέγιστου κατευθυντικού κέρδους σε δεδομένη κατεύθυνση. Η απάντηση μπορεί να προκύψει εύκολα βασιζόμενοι στη μελέτη των κεραιών ESPAR στο πεδίο των



**Σχήμα 3.10:** Διαγράμματα βάσης ορθομοναδιαία στο αζιμούθιο για κυκλική ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία και  $d = \lambda/16$



**Σχήμα 3.11:** Συνεισφορά αζιμουθιακών διαγραμμάτων βάσης στο ακτινοβολούμενο διάγραμμα κυκλικής ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία

διαγραμμάτων ακτινοβολίας, καθώς το διάγραμμα με το μέγιστο κατευθυντικό κέρδος στη ζητούμενη κατεύθυνση θα αντιστοιχεί σε ένα σημείο, που ανήκει στο χώρο αυτό.

Είναι γνωστό ότι το κατευθυντικό κέρδος σε μία κατεύθυνση ορίζεται ως ο λόγος της έντασης ακτινοβολίας στη ζητούμενη κατεύθυνση προς την ένταση ακτινοβολίας του ιστροπικού ακτινοβολητή που εκπέμπει την ίδια ισχύ ακτινοβολίας:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} \quad (3.24)$$

όπου  $U(\theta, \varphi) = |P(\theta, \varphi)|^2$  και  $U_0$  η ένταση ακτινοβολίας του ιστροπικού ακτινοβολητή [75]. Κανονικοποιώντας ως προς τη συνολικά ακτινοβολούμενη ισχύ τότε λόγω της εξ. (3.17) και δεδομένου ότι  $\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |\Phi_n(\theta, \varphi)|^2 \sin\theta d\theta d\varphi = 1, \forall n$  εξ.

(3.24) γίνεται:

$$D(\theta, \varphi, N_{eff}) = 4\pi \left| \sum_{n=0}^{N_{eff}-1} w_n \Phi_n(\theta, \varphi) \right|^2 \quad (3.25)$$

όπου για τους συντελεστές βαρύτητας των διαγραμμάτων βάσης θα ισχύει ο περιορισμός<sup>1</sup>  $\sum_{n=0}^{N_{eff}-1} |w_n|^2 = 1$ . Σημειώνεται ότι στην εξ. (3.25) η επίδραση της

απόστασης μεταξύ των κεραιοστοιχείων για δεδομένη γεωμετρία λαμβάνεται υπόψη θεωρώντας μόνο τον υποχώρο που ορίζεται από το πλήθος των εκμεταλλεύσιμων βαθμών ελευθερίας  $N_{eff}$ . Μεγιστοποίηση της ποσότητας  $D(\theta, \varphi, N_{eff})$  σε μία επιθυμητή κατεύθυνση σημαίνει υπολογισμό του βέλτιστου

διανύσματος  $\mathbf{w} = [w_0 \ \dots \ w_{N_{eff}-1}]^T$ , ώστε:

$$\begin{aligned} D_{\max}(\theta_0, \varphi_0, N_{eff}) &= \max_{\mathbf{w}} \left\{ 4\pi \left| \sum_{n=0}^{N_{eff}-1} w_n \Phi_n(\Omega) \right|^2 \right\} \Big|_{\{\theta, \varphi\} = \{\theta_0, \varphi_0\}} \\ &= \max_{\mathbf{w}} \left\{ 4\pi |\Phi^H \mathbf{w}|^2 \right\} \Big|_{\{\theta, \varphi\} = \{\theta_0, \varphi_0\}} \\ &= \max_{\mathbf{w}} \left\{ 4\pi (\Phi^H \mathbf{w})^H (\Phi^H \mathbf{w}) \right\} \Big|_{\{\theta, \varphi\} = \{\theta_0, \varphi_0\}} \\ &= \max_{\mathbf{w}} \left\{ 4\pi (\mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}) \right\} \Big|_{\{\theta, \varphi\} = \{\theta_0, \varphi_0\}} \end{aligned} \quad (3.26)$$

<sup>1</sup> Αυτός ο περιορισμός εξασφαλίζει διάγραμμα ακτινοβολίας με μοναδιαία ισχύ.

Στην εξ. (3.26) όπου  $\Phi = [\Phi_0^*(\theta_0, \varphi_0) \dots \Phi_{N_{eff}-1}^*(\theta_0, \varphi_0)]^T$  και  $\mathbf{R} = \Phi\Phi^H$  είναι  $(N_{eff} \times N_{eff})$  ερμιτιανός πίνακας με μία μη μηδενική ιδιοτιμή (δηλαδή είναι τάξεως ένα). Συνεπώς, εξαιτίας του φασματικού θεωρήματος [90]<sup>1</sup> η εξ. (3.26) γίνεται:

$$\begin{aligned} D_{\max}(\theta_0, \varphi_0, N_{eff}) &= \max_{\mathbf{w}} \left\{ 4\pi \mathbf{w}^H \sum_i \xi_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \mathbf{w} \right\} \Big|_{\{\theta, \varphi\} = \{\theta_0, \varphi_0\}} \\ &= \max_{\mathbf{w}} \left\{ 4\pi \xi_1 \mathbf{w}^H \mathbf{u}_1 \mathbf{u}_1^H \mathbf{w} \right\} \Big|_{\{\theta, \varphi\} = \{\theta_0, \varphi_0\}} \end{aligned} \quad (3.27)$$

όπου  $\xi_1$  η μοναδική μη μηδενική ιδιοτιμή και  $\mathbf{u}_1$  το αντίστοιχο ιδιοδιάνυσμα. Η εξ. (3.27) μεγιστοποιείται όταν  $\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{u}_1$ , οπότε θα ισχύει  $D_{\max}(\theta_0, \varphi_0, N_{eff}) = 4\pi\xi_1$ .

Προφανώς, αυτή η λύση ικανοποιεί και τον αρχικό περιορισμό  $\sum_{n=0}^{N_{eff}-1} |w_n|^2 = 1$ .

Επίσης, από τον ορισμό του πίνακα  $\mathbf{R}$  προκύπτει εύκολα ότι  $\Phi\Phi^H = \xi_1 \mathbf{u}_1 \mathbf{u}_1^H$ , οπότε  $\mathbf{u}_1 = (\sqrt{1/\xi_1})\Phi$ . Άρα:

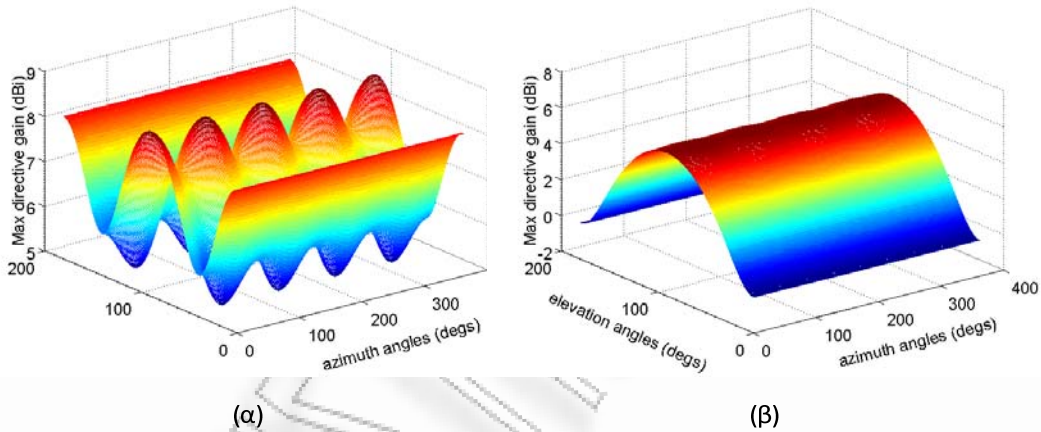
$$\mathbf{w}_{opt} = \sqrt{\frac{1}{\xi_1}} \Phi \quad (3.28)$$

Επομένως, για δεδομένη κατεύθυνση το βέλτιστο διάνυσμα  $\mathbf{w}_{opt}$  υπολογίζεται από την εξ. (3.28) και τίθεται στην εξ. (3.27) για τον υπολογισμό του αντίστοιχου κατευθυντικού κέρδους. Το Σχήμα 3.12 παριστάνει το μέγιστο κατευθυντικό κέρδος  $D_{\max}(\theta_0, \varphi_0, N_{eff})$  μίας κυκλικής κεραίας ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία εκφρασμένο σε dBι και σε συνάρτηση με την επιθυμητή κατεύθυνση. Σε κάθε περίπτωση, είναι προφανές ότι το κατευθυντικό κέρδος μεγιστοποιείται στο αζιμούθιο, δηλαδή για  $\theta = \pi/2$ . Επίσης, όταν  $d = \lambda/4$  (όπου σύμφωνα με το Σχήμα 3.9 είναι  $N_{eff} = 5$ ) το κατευθυντικό κέρδος εμφανίζει μεγάλες διακυμάνσεις

<sup>1</sup> Ένας πίνακας  $\mathbf{A}$  μπορεί να γραφεί ως  $\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$ , όπου  $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1 \ \mathbf{u}_2 \ \dots]$  ορθομοναδιαίος πίνακας (unitary) και  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[\xi_1 \ \xi_2 \ \dots]$ . Τότε θα είναι:  $\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H = \sum_i \xi_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H$ . Συνεπώς, η ιδιοτιμή  $\xi_i$  μπορεί να θεωρηθεί ως η προβολή του πίνακα  $\mathbf{A}$  στο στοιχειώδη πίνακα τάξεως ένα  $\mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H$ .

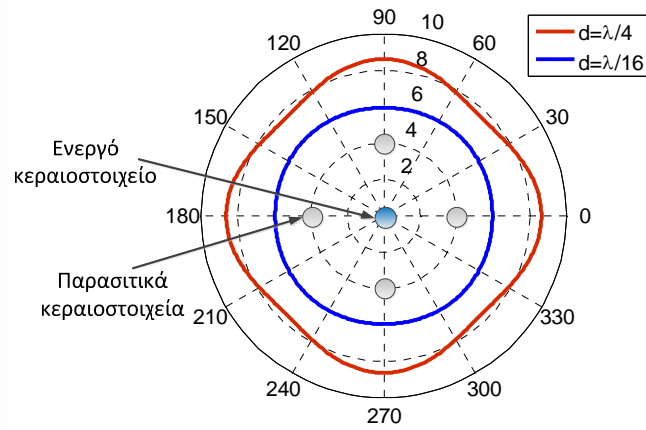
σε σχέση με την περίπτωση  $d = \lambda/16$  όπου παραμένει σταθερό για όλες τις αζιμουθιακές γωνίες.

Το Σχήμα 3.13 απεικονίζει το κατευθυντικό κέρδος σε dBi εστιάζοντας για  $\theta = \pi/2$ , ενώ για πληρότητα απεικονίζονται τα κεραιοστοιχεία της ESPAR. Είναι ξεκάθαρο πως αυξάνοντας τις διαστάσεις της κεραίας, δηλ. την ακτίνα, το μέγιστο κατευθυντικό κέρδος αυξάνει προς την κατεύθυνση των παρασιτικών στοιχείων, που είναι λογικό. Το Σχήμα 3.14 δείχνει ενδεικτικά διαγράμματα ακτινοβολίας πλάτους με μέγιστο κατευθυντικό κέρδος στο αζιμούθιο. Το διάγραμμα με

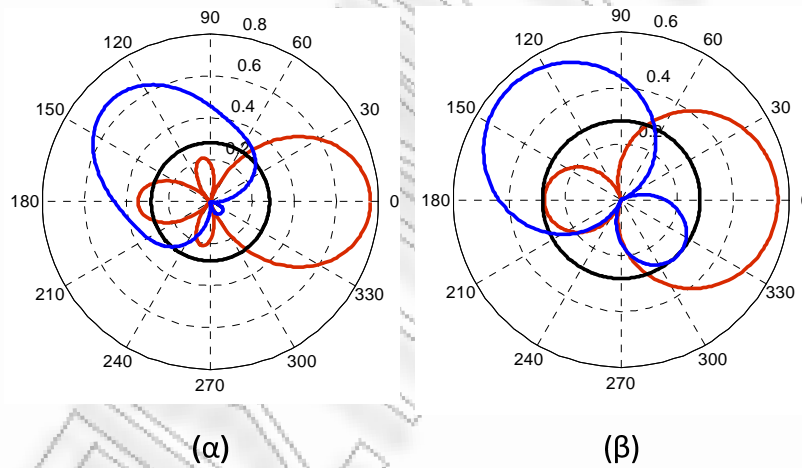


**Σχήμα 3.12:** Μέγιστο κατευθυντικό κέρδος κυκλικής ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιοστοιχεία για (α)  $d = \lambda/4$  ( $N_{eff} = 5$ ) (β)  $d = \lambda/16$  ( $N_{eff} = 3$ )

κόκκινο χρώμα επαναλαμβάνεται για  $\varphi = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ , ενώ το μπλε για  $\varphi = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ .



**Σχήμα 3.13:** Μέγιστο κατευθυντικό κέρδος στο αζιμούθιο κυκλικής ESPAR με  $M_{esp} = 5$  κεραιστοιχεία



**Σχήμα 3.14:** Ενδεικτικά διαγράμματα ακτινοβολίας με μέγιστο κατευθυντικό κέρδος, για  $\theta = \pi/2$  και (α)  $d = \lambda/4$ , (β)  $d = \lambda/16$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### Συστήματα MIMO με μία αλυσίδα Ραδιοσυχνοτήτων

Όπως αναφέρεται στο κεφάλαιο 1, παρά τα σημαντικά οφέλη των συστημάτων MIMO η πρακτική εφαρμογή τους σε σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών είναι περιορισμένη εξαιτίας της αυξημένης πολυπλοκότητας υλοποίησης και των αυξημένων διαστάσεων που απαιτούνται. Το πρόβλημα των διαστάσεων γίνεται εντονότερο, αν σκεφτούμε πως για μεγιστοποίηση της χωρητικότητας ενός συστήματος MIMO πρέπει μεταξύ των κεραιοστοιχείων να διατηρείται μία ελάχιστη απόσταση<sup>1</sup> [92], [93]. Στην αντίθετη περίπτωση, αναπτύσσονται φαινόμενα χωρικής συσχέτισης των σημάτων εκπομπής και λήψης και ισχυρή ηλεκτρομαγνητική σύζευξη μεταξύ των στοιχειοκεραιών [94]-[99] που υποβαθμίζουν σημαντικά τη χωρητικότητα, ιδιαίτερα σε υψηλές τιμές σηματοθορυβικών λόγων.

Τα μειονεκτήματα αυτά αποτελούν ίσως τους βασικότερους λόγους που οι αρχιτεκτονικές MIMO (ιδιαίτερα για αυξημένο πλήθος κεραιοστοιχείων) δεν έχουν τύχει ευρείας εφαρμογής. Ενδεικτικά, η τεχνολογία MIMO θεωρήθηκε πρόσφατα στα πρότυπα ασύρματων τοπικών δικτύων [100] και ασύρματων δικτύων ευρείας περιοχής [101], [102]. Σε αυτές τις προδιαγραφές θεωρητικά προβλέπεται μέγιστο πλήθος 4 κεραιοστοιχείων, αλλά οι περισσότερες υλοποιήσεις περιορίζονται στη χρήση μόλις 2. Αντιμετωπίζοντας αυτά τα προβλήματα, σε αυτό το κεφάλαιο προτείνεται μία διαφορετική αρχιτεκτονική MIMO η οποία αντί συμβατικών στοιχειοκεραιών, χρησιμοποιεί παρασιτικές κεραίες και μία αλυσίδα RF σε κάθε άκρο της ζεύξης για την εκπομπή και λήψη πολλαπλών συμβόλων ταυτόχρονα.

<sup>1</sup> Η ελάχιστη απόσταση που επιτρέπει χωρικά ασυσχέτιστα σήματα στα διάφορα κεραιοστοιχεία εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά σκέδασης του περιβάλλοντος διάδοσης. Σε ιδανικές συνθήκες με ομοιόμορφα κατανομημένους σκεδαστές η απόσταση είναι ίση με μισό μήκος κύματος [94].



## 4.1 Εισαγωγή στην αρχιτεκτονική MIMO με χρήση παρασιτικών κεραιών ESPAR (BS-MIMO)

Η προτεινόμενη τεχνική μετάδοσης πολλαπλών συμβόλων αξιοποιεί τα χαρακτηριστικά των παρασιτικών κεραιών, ενώ πλεονεκτεί καθώς καταφέρνει όχι μόνο να αντιμετωπίσει αποτελεσματικά το πρόβλημα της πολυπλοκότητας υλικού, αλλά ταυτόχρονα να μειώσει τις διαστάσεις της κεραίας. Ειδικότερα, τα πλεονεκτήματα της αρχιτεκτονικής BS-MIMO συνοψίζονται ως εξής:

- Μείωση πολυπλοκότητας υλικού

Όπως αναφέρεται στο κεφάλαιο 3, οι παρασιτικές κεραιές διαθέτουν μόνο ένα ενεργό κεραιοστοιχείο, επομένως απαιτούν μία μόνο αλυσίδα RF. Οι επιπλέον αλυσίδες αντικαθίστανται από απλά και εύκολα υλοποιήσιμα κυκλώματα ελέγχου που παρέχουν το ρυθμιζόμενο μιγαδικό βάρος στα παρασιτικά κεραιοστοιχεία.

- Εξοικονόμηση ενέργειας

Η αντικατάσταση των επιπλέον αλυσίδων RF από απλά κυκλώματα συμβάλλει προφανώς την εξοικονόμηση ισχύος. Ειδικότερα, όπως διατυπώθηκε στο κεφάλαιο 3, όταν τα κυκλώματα ελέγχου βασίζονται σε ανάστροφα πολωμένες διόδους που παρουσιάζουν χωρητική συμπεριφορά, το ρεύμα διαρροής (leakage current), δηλαδή το ανάστροφο ρεύμα, είναι της τάξεως των  $\mu\text{A}$ . Επομένως, γίνεται προφανές πως η απαιτούμενη κυκλωματική υποστήριξη είναι ενεργειακά αποδοτική.

- Δεν απαιτεί διάθεση πόρων του συστήματος

Ένα μειονέκτημα των τεχνικών δημιουργίας υποστοιχειοκεραιών είναι ότι για το σχηματισμό τους στο πομπό απαιτείται γνώση του διαύλου μεταφοράς που εξασφαλίζεται μέσω καναλιού ανάδρασης. Συνεπώς, απαιτείται αφιέρωση πόρων του συστήματος (πχ. χρόνο σε συστήματα TDMA ή εύρος ζώνης σε συστήματα FDMA). Αυτός είναι και ο λόγος που τέτοιες τεχνικές έχουν προταθεί κυρίως για εφαρμογή στην πλευρά του

δέκτη, όπου θεωρείται πως κατέχει επαρκή γνώση του διαύλου. Αντίθετα, όπως θα δειχθεί σε αυτό το κεφάλαιο, η προτεινόμενη αρχιτεκτονική MIMO μπορεί να εφαρμοστεί επιτυχώς και στα δύο άκρα επικοινωνίας (ωστόσο η εφαρμογή της στο δέκτη παρουσιάζει ένα μειονέκτημα που θα επισημανθεί).

- Επιτρέπει τη μείωση των διαστάσεων των στοιχειοκεραίων

Σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας των κεραιών ESPAR απαιτείται η πυκνή τοποθέτηση των κεραιοστοιχείων, ώστε να εξασφαλίζεται ισχυρή σύζευξη μεταξύ τους. Σε αντίθεση με τις συμβατικές στοιχειοκεραίες όπου όλα τα κεραιοστοιχεία είναι ενεργά, η υψηλή σύζευξη είναι απαραίτητη ώστε η παρασιτική κεραία να έχει δυνατότητες διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας.

## **4.2 Μαθηματική περιγραφή της αρχιτεκτονικής BS-MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας**

Σε αυτή την ενότητα περιγράφεται αναλυτικά η αρχή λειτουργίας ενός πομποδέκτη MIMO με χρήση παρασιτικών κεραιών ESPAR. Η διάθεση ενός μόνο ενεργού κεραιοστοιχείου προφανώς απαγορεύει την εφαρμογή γνωστών τεχνικών χωρικής πολυπλεξίας των σημάτων εκπομπής και χωρικής δειγματοληψίας των σημάτων λήψης, όπως γίνεται σε συμβατικά συστήματα MIMO. Αυτό σημαίνει πως η μελέτη της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής δε μπορεί να γίνει στο πεδίο του χώρου (spatial domain), αλλά στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (beam-space domain, BS). Συνεπώς, η κατάλληλη αφετηρία στη μοντελοποίηση αυτών των συστημάτων είναι η θεωρία της εικονικής αναπαράστασης του διαύλου MIMO [61], [62] που παρουσιάστηκε στην υποενότητα 2.5.2.5. Υπενθυμίζεται ότι σύμφωνα με αυτή την προσέγγιση, αντί να θεωρούνται τα κεραιοστοιχεία εκπομπής και λήψης, οι στοιχειοκεραίες μοντελοποιούνται μέσω ενός συγκεκριμένου, δηλαδή προκαθορισμένου, συνόλου ορθοκανονικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας, συνήθως με ένα κύριο λοβό. Κατά συνέπεια, ο

πίνακας του διαύλου ορίζεται στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας και τα στοιχεία του εκφράζουν το μιγαδικό κέρδος μεταξύ ορθοκανονικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας εκπομπής και λήψης, ή το κέρδος μεταξύ *εικονικών*<sup>1</sup> κατευθύνσεων (δηλαδή γωνιών) εκπομπής και λήψης (βλέπε ενότητα 2.6).

#### 4.2.1 BS-MIMO με κεραιές ESPAR σε πομπό και δέκτη

##### 4.2.1.1 Σχέση εισόδου – εξόδου

Αρχικά υποθέτουμε συμβατικό σύστημα MIMO με γραμμικές και ομοιόμορφες στοιχειοκεραίες (uniform linear arrays, ULAs) και στα δύο άκρα της ζεύξης. Η σχέση εισόδου – εξόδου προφανώς θα είναι:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4.1)$$

Έστω ότι το πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών είναι ίσο με  $Q$ , και  $g_i, \varphi_{T,i}, \varphi_{R,i}$  είναι το μιγαδικό κέρδος, η κατεύθυνση (γωνία) αναχώρισης από το πομπό και η γωνία άφιξης στο δέκτη της  $i$ -οστής πολυδιαδρομικής συνιστώσας. Ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου μπορεί τότε να εκφραστεί ως [61]:

$$\mathbf{H} = \sum_{i=1}^Q g_i \mathbf{a}_R(\varphi_{R,i}) \mathbf{a}_T^H(\varphi_{T,i}) = \mathbf{A}_R \mathbf{H}_g \mathbf{A}_T^H \quad (4.2)$$

όπου  $\mathbf{a}_T, \mathbf{a}_R$  τα διανύσματα πολλαπλότητας της στοιχειοκεραίας σε πομπό και δέκτη, ενώ  $\mathbf{A}_{R,T} = [\mathbf{a}_{R,T}(\varphi_{R,T,1}) \quad \mathbf{a}_{R,T}(\varphi_{R,T,2}) \quad \dots]$  είναι πίνακες διαστάσεων  $(M_{R,T} \times Q)$ . Η επίδραση των χαρακτηριστικών διάδοσης λαμβάνεται υπόψη μέσω του διαγώνιου πίνακα  $\mathbf{H}_g$ , διαστάσεων  $(Q \times Q)$ , όπου τα στοιχεία της κυρίας διαγώνιου εκφράζουν τα μιγαδικά κέρδη των πολυδιαδρομικών συνιστωσών στις διάφορες φυσικές κατευθύνσεις αναχώρισης και άφιξης που σχετίζονται με τους

<sup>1</sup> Ως εικονικές θεωρούνται οι κατευθύνσεις στις οποίες στρέφεται ο κύριος λοβός των ορθοκανονικών διαγραμμάτων βάσης μίας στοιχειοκεραίας. Τονίζεται ότι οι συγκεκριμένες αυτές εικονικές κατευθύνσεις σχετίζονται μόνο με τη γεωμετρία της στοιχειοκεραίας και δε συνδέονται καθόλου με τις φυσικές κατευθύνσεις των σκεδαστών.

σκεδαστές. Η σχέση μεταξύ του χωρικού πίνακα του διαύλου  $\mathbf{H}$  και του αντίστοιχου πίνακα στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας είναι [61]:

$$\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{A}}_R \mathbf{H}_{vcr} \tilde{\mathbf{A}}_T^H \Leftrightarrow \mathbf{H}_{vcr} = \tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{H} \tilde{\mathbf{A}}_T \quad (4.3)$$

όπου οι στήλες των πινάκων  $\tilde{\mathbf{A}}_T, \tilde{\mathbf{A}}_R$  περιέχουν τα διανύσματα πολλαπλότητας στις εικονικές κατευθύνσεις (γωνίες) εκπομπής και λήψης αντίστοιχα. Οι πίνακες αυτοί είναι τετραγωνικοί, με διαστάσεις  $(M_{R,T} \times M_{R,T})$  υπονοώντας πως το πλήθος των εικονικών κατευθύνσεων είναι ίσο με το πλήθος των κεραιοστοιχείων. Επίσης, η θεώρηση γραμμικών ομοιόμορφων στοιχειοκεραιών σημαίνει ότι οι πίνακες  $\tilde{\mathbf{A}}_T, \tilde{\mathbf{A}}_R$  θα είναι επιπλέον και ορθομοναδιαίοι. Από τις εξ. (4.1), (4.2) και (4.3) θα είναι [17]:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} &= \tilde{\mathbf{A}}_R \mathbf{H}_{vcr} \tilde{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s} + \mathbf{n} = \tilde{\mathbf{A}}_R \tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{A}_R \mathbf{H}_g \mathbf{A}_T^H \tilde{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s} + \mathbf{n} \\ &= \tilde{\mathbf{A}}_R \hat{\mathbf{A}}_R \mathbf{H}_g \hat{\mathbf{A}}_T^H \tilde{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (4.4)$$

όπου  $\hat{\mathbf{A}}_{R,T} = \tilde{\mathbf{A}}_{R,T}^H \mathbf{A}_{R,T}$  είναι η προβολή των πινάκων  $\tilde{\mathbf{A}}_{R,T}$  που αντιστοιχούν στα σταθερά ορθοκανονικά διαγραμμάτα βάσης των στοιχειοκεραιών εκπομπής και λήψης, στους πίνακες  $\mathbf{A}_{R,T}$  που περιέχουν τις φυσικές κατευθύνσεις (γωνίες) των σκεδαστών.

Επίσης, ο μετασχηματισμός  $\mathbf{s}_{bs} = \tilde{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s}$  θα εκφράζει το διάνυσμα των σημάτων εκπομπής στις διάφορες εικονικές, δηλαδή συγκεκριμένες, κατευθύνσεις. Στη θεωρία των στοιχειοκεραιών ο πίνακας  $\tilde{\mathbf{A}}_T^H$  μπορεί να ειπωθεί ως *Buttler matrix*. Η εξ. (4.4) γράφεται:

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{A}}_R \hat{\mathbf{A}}_R \mathbf{H}_g \hat{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n} \Leftrightarrow \mathbf{y}_{bs} = \hat{\mathbf{A}}_R \mathbf{H}_g \hat{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n}_{bs} \quad (4.5)$$

όπου  $\mathbf{y}_{bs} = \tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{y}$  είναι διάνυσμα που εκφράζει αντίστοιχα τα σήματα που λαμβάνονται από όλες τις εικονικές κατευθύνσεις. Εφόσον ο πίνακας  $\tilde{\mathbf{A}}_R$  είναι ορθομοναδιαίος, το διάνυσμα του θορύβου  $\mathbf{n}_{bs} = \tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{n}$  θα έχει τις ίδιες στατιστικές

ιδιότητες με το αντίστοιχο διάνυσμα  $\mathbf{n}$ , οπότε μοντελοποιείται ως ZMCSCG.

Εφόσον κάθε ορθομοναδιαίο διάγραμμα ακτινοβολίας αντιστοιχεί σε μία εικονική κατεύθυνση (στην οποία είναι προσανατολισμένος ο κύριος λοβός του), η εξ. (4.5) μπορεί να θεωρηθεί ότι περιγράφει την εκπομπή και λήψη συμβόλων στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Αν και η αρχική προσέγγιση θεωρεί γραμμικές στοιχειοκεραίες και στα δύο άκρα της ζεύξης, είναι σημαντική η παρατήρηση ότι η εξ. (4.5) αποτελεί μία γενική έκφραση και μπορεί να ισχύει για κεραίες με διαφορετικές γεωμετρίες και αρχές λειτουργίας. Στη συνέχεια παρουσιάζεται μία μέθοδος υλοποίησης της σχέσης εισόδου-εξόδου της εξ. (4.5) με χρήση παρασιτικών κεραιών ESPAR, όπου γίνεται φανερό πως με ένα και μόνο ενεργό κεραιοστοιχείο μπορεί να γίνει ταυτόχρονη εκπομπή πολλαπλών σημάτων εντός μίας περιόδου συμβόλου.

Επιστρέφοντας στην ερμηνεία που δόθηκε στον πίνακα  $\hat{\mathbf{A}}_T^H$ , μπορεί να θεωρηθεί ότι η κάθε στήλη του περιέχει δείγματα, δηλαδή αποκρίσεις, ενός διαγράμματος βάσης στις φυσικές κατευθύνσεις των σκεδαστών. Συνεπώς, ο πίνακας  $\hat{\mathbf{A}}_T^H$  μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\hat{\mathbf{A}}_T^H = \Phi_T = [\Phi_0 \quad \Phi_1 \quad \dots \quad \Phi_{M_T-1}] \quad (4.6)$$

όπου τα διανύσματα  $\Phi_i, i=0, \dots, M_T-1$  περιέχουν δείγματα των αντίστοιχων διαγραμμάτων βάσης  $\Phi_n(\varphi)$ . Ομοίως, ορίζεται και ο πίνακας  $\hat{\mathbf{A}}_R = \Phi_R^H$ , όπου οι στήλες του πίνακα  $\Phi_R$  περιέχουν γωνιακά δείγματα των διαγραμμάτων βάσης λήψης. Σύμφωνα με αυτές τις παρατηρήσεις, το γινόμενο  $\hat{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s}_{bs} = \Phi_T \mathbf{s}_{bs}$  στην εξ. (4.5) θα εκφράζει το διάγραμμα ακτινοβολίας εκπομπής σε μία περίοδο συμβόλου, που όπως παρατηρείται προκύπτει ως γραμμικός συνδυασμός των συμβόλων εκπομπής με τα διαγράμματα βάσης. Επομένως, η εξ. (4.5) τελικά μπορεί να γραφεί ως:

$$\mathbf{y}_{bs} = \Phi_R^H \mathbf{H}_g \Phi_T \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n}_{bs} = \mathbf{H}_{bs} \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n}_{bs} \quad (4.7)$$

όπου  $\mathbf{H}_{bs}$  είναι ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου, εκφρασμένος στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (beamspace domain, BS), που ορίζεται από τα διαγράμματα βάσης της θεωρούμενης κεραίας ESPAR. Η ερμηνεία αυτής της αναπαράστασης του διαύλου MIMO θυμίζει έντονα την εικονική αναπαράσταση του διαύλου [61] του κεφαλαίου 2, υπό την έννοια ότι τα στοιχεία του  $\mathbf{H}_{bs}$  εκφράζουν το μιγαδικό κέρδος μεταξύ διαφορετικών διαγραμμάτων βάσης εκπομπής και λήψης και όχι μεταξύ διαφορετικών κεραιοστοιχείων. Η διαφορά σε αυτή την περίπτωση έγκειται στο γεγονός ότι τα διαγράμματα βάσης δεν απαιτείται να έχουν ένα μόνο κύριο λοβό, οπότε δεν είναι απαραίτητο να αντιστοιχούν σε μία εικονική κατεύθυνση. Τονίζεται επίσης ότι η εξ. (4.7) δεν περιέχει λεπτομέρειες σχετικά με τη χρησιμοποιούμενη κεραία. Ωστόσο, αποτελεί ένα σαφή τρόπο περιγραφής ενός συστήματος MIMO με ένα μόνο ενεργό κεραιοστοιχείο σε κάθε άκρο της ζεύξης. Στη συνέχεια εξηγείται ο τρόπος με τον οποίο η εξ. (4.7) υλοποιείται με παρασιτικές κεραίες ESPAR που μελετήθηκαν στο κεφάλαιο 3.

#### 4.2.1.2 Αρχή λειτουργίας πομπού MIMO με μία αλυσίδα RF

Θεωρώντας μία παρασιτική κεραία αυθαίρετης γεωμετρίας και αυθαίρετου πλήθους παρασιτικών κεραιοστοιχείων, το εκπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας με βάση την παραπάνω προσέγγιση εκφράζεται ως:

$$P_T(\varphi) = \hat{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s}_{bs} = \mathbf{\Phi}_T \mathbf{s}_{bs} = \sum_{n=0}^{M_T-1} s_{bs,n} \Phi_n(\varphi) \quad (4.8)$$

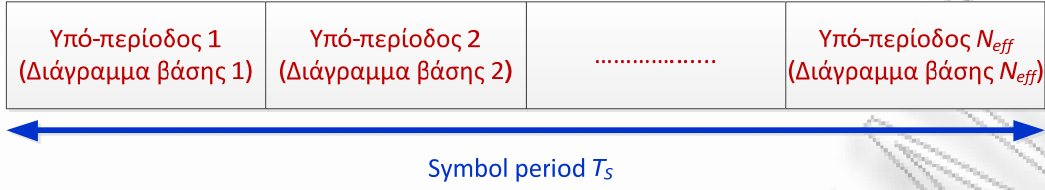
Στην εξ. (4.8) το διάγραμμα ακτινοβολίας εκπομπής σχεδιάζεται ως γραμμικός συνδυασμός των συμβόλων εκπομπής με τα διαγράμματα βάσης. Επομένως, σε αντίθεση με τα συμβατικά συστήματα MIMO, όπου κάθε σύμβολο οδηγείται σε διαφορετικό ενεργό κεραιοστοιχείο, η εξ. (4.8) δείχνει πως κάθε σύμβολο αντιστοιχίζεται σε μία συνάρτηση βάσης, ή με άλλα λόγια *διαμορφώνει* μία συνάρτηση βάσης. Αυτή η διαδικασία καλείται *διαμόρφωση διαγράμματος βάσης*

(*pattern modulation*), ενώ είναι γνωστή και ως *aerial modulation* [103]. Σημειώνεται πως η ακτινοβολούμενη ισχύς θα είναι μοναδιαία αν  $\|\mathbf{s}_{bs}\|_F^2 = 1$ .

Σύμφωνα με τα προηγούμενα, αντί να δημιουργούνται πολλαπλές χωρικές ροές δεδομένων όπως στα συμβατικά συστήματα MIMO, οι ταυτόχρονες ροές δεδομένων εκπομπής σχηματίζονται στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Στην ενότητα 4.3 αποδεικνύεται πως σε περιπτώσεις πλήρους σκέδασης και όταν ο πομπός δε διαθέτει κάποια γνώση του διαύλου, για να επιτευχθεί μεγιστοποίηση της εργοδικής χωρητικότητας συνίσταται η χρήση ορθομοναδιαίων διαγραμμάτων βάσης, σαν αυτά που υπολογίζονται στο κεφάλαιο 3. Επίσης, από τις εξ. (4.8) και (3.17) προκύπτει ότι  $\mathbf{s}_{bs} = \mathbf{w}$ , που σημαίνει πως τα σήματα εκπομπής ουσιαστικά καθορίζουν τη συνεισφορά της κάθε συνάρτησης βάσης στο εκπεμπόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας.

#### 4.2.1.3 Αρχή λειτουργίας δέκτη MIMO με μία αλυσίδα RF

Στην περίπτωση συμβατικού δέκτη MIMO, τα σήματα λαμβάνονται ταυτόχρονα από όλα τα ενεργά κεραιοστοιχεία. Αντίθετα, η εξ. (4.7) επιβάλλει τη λήψη στο πεδίο BS με χρήση των διαγραμμάτων βάσης, οπότε η ύπαρξη μίας και μόνο αλυσίδας RF απαγορεύει την ταυτόχρονη λήψη πολλαπλών σημάτων. Παρόλα αυτά, εφόσον η εξ. (4.7) ορίζεται στη διάρκεια ενός συμβόλου, υπονοεί πως ο δέκτης MIMO μεταβάλλει το διάγραμμα ακτινοβολίας εντός μίας περιόδου συμβόλου χρησιμοποιώντας σειριακά όλα τα διαγράμματα βάσης. Η υιοθέτηση αυτής της διαδικασίας λήψης, προκαλεί αναπόφευκτα τη διαίρεση της χρονικής διάρκειας της περιόδου συμβόλου, σε υπο-περιόδους (*sub-slots*) και την δειγματοληψία του προσπίπτοντος πεδίου με διαφορετική συνάρτηση βάσης σε κάθε υπο-περίοδο. Αυτή η διαδικασία απεικονίζεται στο Σχήμα 4.1. Επομένως, η λήψη πολλαπλών σημάτων εντός μίας περιόδου συμβόλου με σειριακό τρόπο μπορεί να ερμηνευτεί ως *υπερδειγματοληψία* όπου στο τέλος της περιόδου συμβόλου ο δέκτης έχει χρησιμοποιήσει όλα τα διαθέσιμα διαγράμματα βάσης



**Σχήμα 4.1:** Κατάτμηση περιόδου συμβόλου στο δέκτη και εναλλαγή μεταξύ όλων των διαθέσιμων διαγραμμάτων βάσης

και συνεπώς έχει αποκομίσει το διάνυσμα  $\mathbf{y}_{bs}$ . Το σήμα  $y_{bs,i}$  που αντιστοιχεί στην  $i$ -οστή υπο-περίοδο θα εκφράζεται ως:

$$y_{bs,i} = \Phi_{R,i}^H \mathbf{H}_g \Phi_T \mathbf{s}_{bs} + n_{bs,i} \quad (4.9)$$

Υποθέτοντας μεγάλο πλήθος σκεδαστών η εξ. (4.9) μπορεί να εκφραστεί ως:

$$y_{bs,i} = \iint \Phi_{R,i}^H(\varphi_R) H_g(\varphi_R, \varphi_T) \sum_{n=0}^{M_T-1} s_{bs,n} \Phi_{T,n}(\varphi_T) d\varphi_R d\varphi_T + n_{bs,i} \quad (4.10)$$

όπου  $\Phi_{R,i}(\varphi_R)$  είναι το διάγραμμα βάσης της παρασιτικής κεραίας κατά τη διάρκεια της  $i$ -οστής υποπεριόδου και  $H_g(\varphi_R, \varphi_T)$  είναι στοιχείο του πίνακα  $\mathbf{H}_g$  με το μιγαδικό κέρδος της πολυδιαδρομικής συνιστώσας με γωνία αναχώρισης  $\varphi_T$  και γωνία άφιξης  $\varphi_R$ .

Αν και με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνεται η λήψη πολλαπλών σημάτων με χρήση μίας μόνο αλυσίδας RF, το κύριο μειονέκτημα της υπερδειγματοληψίας είναι η επιδείνωση του σηματοθορυβικού λόγου σε σχέση με το συμβατικό σύστημα MIMO κατά ένα παράγοντα ίσο με το πλήθος των κατατμήσεων της περιόδου συμβόλου, ή ισοδύναμα ίσο με το πλήθος των διαθέσιμων διαγραμμάτων βάσης<sup>1</sup>. Η επιδείνωση του σηματοθορυβικού λόγου δικαιολογείται από το γεγονός ότι η διάρκεια δειγματοληψίας του προσπίπτοντος σήματος με χρήση ενός

<sup>1</sup> Εξάλλου από τη θεωρία μετασχηματισμού Fourier είναι γνωστό ότι το εύρος ζώνης ενός τετραγωνικού παλμού είναι αντιστρόφως ανάλογο της χρονικής διάρκειάς του  $\delta$ :  $\text{AP}_{\delta/2}(t) \Leftrightarrow \mathcal{A} \delta \text{sinc}(\delta f)$ , ενώ η συνάρτηση  $\text{sinc}(\cdot)$  μηδενίζεται για  $f = \pm n/\delta$ , όπου  $n$  ακέραιος.



διαγράμματος βάσης είναι μικρότερη σε σχέση με τη χρονική διάρκεια του συμβόλου. Συνεπώς,

$$\gamma_{bs} = \gamma_{conv} / M_R \quad (4.11)$$

όπου  $\gamma_{bs}$ ,  $\gamma_{conv}$  ο σηματοθορυβικός λόγος του δέκτη με μία αλυσίδα RF και του συμβατικού δέκτη MIMO αντίστοιχα.

Αυτή η παρατήρηση έχει επισημανθεί και στην αναφορά [104], όπου αναλύονται τα χαρακτηριστικά ενός δέκτη MIMO με παρασιτικές κεραίες. Η προσέγγιση που ακολουθείται εκεί είναι παρόμοια με την προτεινόμενη, με τη διαφορά ότι η παρασιτική κεραία αντί να μεταβάλλει το διάγραμμα ακτινοβολίας σειριακά μεταξύ συγκεκριμένων διαγραμμάτων, περιστρέφει το ίδιο διάγραμμα ακτινοβολίας.

#### 4.2.2 Υβριδική προσέγγιση με παρασιτικές κεραίες σε πομπό και συμβατική στοιχειοκεραία στο δέκτη (Hybrid BS-MIMO)

Η επιδείνωση του σηματοθορυβικού λόγου εξαιτίας της υπερδειγματοληψίας εντός μίας περιόδου συμβόλου στο δέκτη θα υποβαθμίζει τη χωρητικότητα του συστήματος. Προφανώς, μία λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι η χρήση συμβατικής στοιχειοκεραίας λήψης με  $M_R$  ενεργά κεραιοστοιχεία, οπότε προκύπτει ένα υβριδικό σύστημα MIMO (hybrid BS-MIMO). Η εξίσωση εισόδου-εξόδου σε αυτή την περίπτωση προκύπτει από συνδυασμό των εξ. (4.4) και (4.6):

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \tilde{\mathbf{A}}_R \tilde{\mathbf{A}}_R^H \mathbf{A}_R \mathbf{H}_g \mathbf{A}_T^H \tilde{\mathbf{A}}_T \tilde{\mathbf{A}}_T^H \mathbf{s} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{A}_R \mathbf{H}_g \Phi_T \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n} = \mathbf{H}_{bs,h} \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (4.12)$$

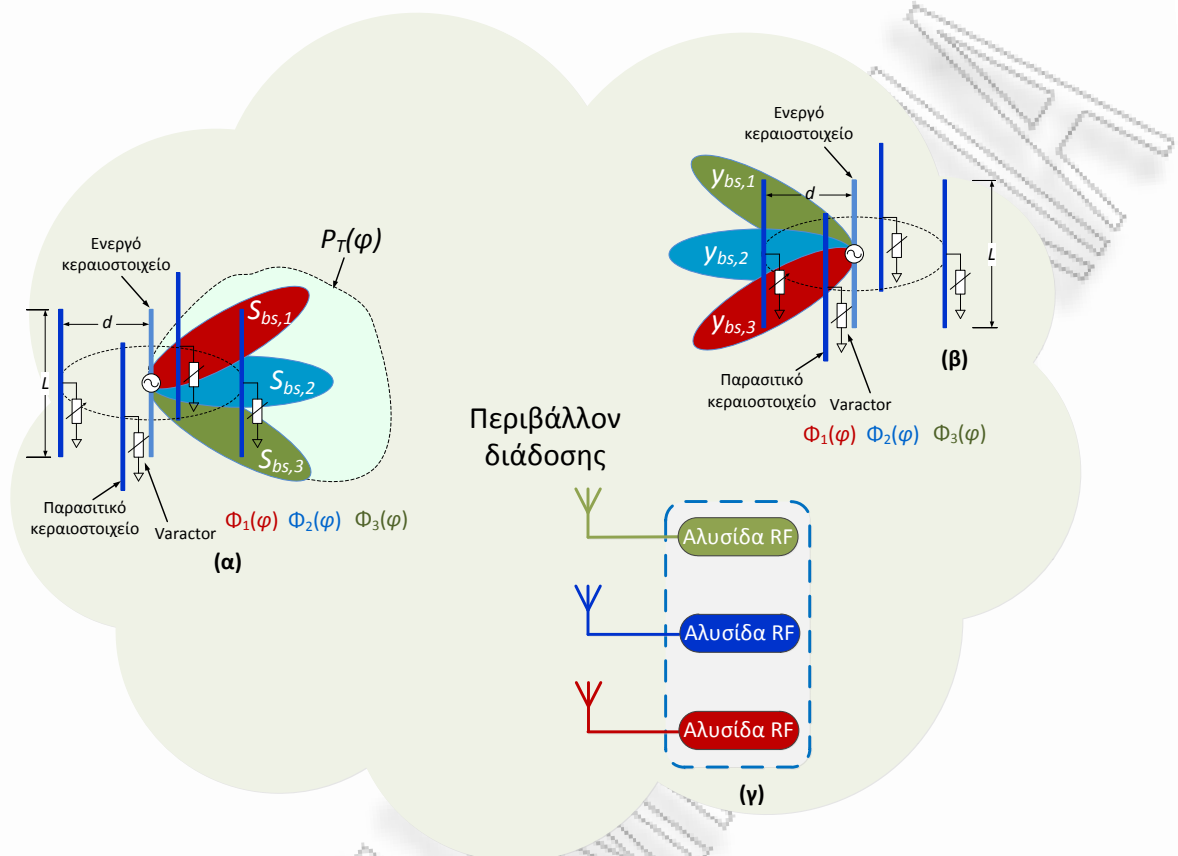
όπου  $\mathbf{H}_{bs,h}$  ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου που πλέον περιέχει τα μιγαδικά κέρδη μεταξύ διαγραμμάτων βάσης εκπομπής και ενεργών κεραιοστοιχείων λήψης (beamspace to element space channel matrix). Είναι ξεκάθαρο ότι η εκπομπή σημάτων σε αυτή την περίπτωση γίνεται στο πεδίο BS με διαμόρφωση των διαθέσιμων διαγραμμάτων βάσης όπως εξηγήθηκε στην υποενότητα 4.2.1.2,

ενώ τα λαμβανόμενα σήματα προκύπτουν κατά τα γνωστά με χωρική δειγματοληψία.

Αυτός ο υβριδικός συνδυασμός αποτελεί μία ρεαλιστική περίπτωση ζεύξης ανόδου σε ένα σύστημα πολλαπλών χρηστών, όπου τα κινητά τερματικά βρίσκονται υπό συνθήκες πλήρους σκέδασης και εξαιτίας των περιορισμένων διαστάσεων φέρουν πομπούς MIMO με παρασιτικές κεραίες. Αντίθετα, είναι πιθανό οι σκεδαστές να είναι απομακρυσμένοι από τον κεντρικό κόμβο (π.χ. το σταθμό βάσης), γεγονός που υποδεικνύει τη χρήση συμβατικών στοιχειοκεραιών.

Συνοπτικά, ο μηχανισμός εκπομπής και λήψης πολλαπλών σημάτων εντός μίας περιόδου συμβόλου στο χώρο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας περιγράφεται στο Σχήμα 4.2α. Στον πομπό, το διάγραμμα ακτινοβολίας προκύπτει από το γραμμικό συνδυασμό των συμβόλων εκπομπής με τα διαθέσιμα διαγράμματα βάσης, σύμφωνα με την εξ. (4.8). Το διάγραμμα εκπομπής που προκύπτει με αυτό τον τρόπο, μπορεί να θεωρηθεί ότι σχηματίζει παράλληλους υποδιαύλους στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, όπου κάθε υποδιαύλος τροφοδοτείται ανεξάρτητα.

Από τα προηγούμενα γίνεται φανερό ότι τα διαγράμματα βάσης έχουν το ρόλο των ανεξάρτητων ενεργών κεραιοστοιχείων. Επίσης, αντίστοιχα με την περίπτωση των συμβατικών MIMO όπου τα σήματα εκπομπής ή/και λήψης είναι ασυσχέτιστα όταν η απόσταση μεταξύ των ενεργών κεραιοστοιχείων είναι μεγαλύτερη από κάποια ελάχιστη επιτρεπτή τιμή, στην περίπτωση μετάδοσης στο χώρο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας τα ασυσχέτιστα σήματα προκύπτουν όταν τα διαγράμματα βάσης είναι ορθογώνια. Η σημασία της ορθογωνιότητας των διαγραμμάτων βάσης αναλύεται περαιτέρω στην ενότητα 4.3. Στο Σχήμα 4.2β, γ απεικονίζονται επίσης οι δύο εναλλακτικές αρχιτεκτονικές δέκτη MIMO. Όταν είναι διαθέσιμο ένα μόνο ενεργό στοιχείο, το διάνυσμα λήψης προκύπτει ύστερα από κατάτμηση της περιόδου συμβόλου με εναλλαγή μεταξύ των διαγραμμάτων βάσης. Η αντίθετη περίπτωση αφορά τη συμβατική λύση, όπου τα διαγράμματα βάσης έχουν αντικατασταθεί από ενεργά κεραιοστοιχεία.



**Σχήμα 4.2:** Αρχιτεκτονική MIMO στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (BS-MIMO). (α) πομπός με ένα ενεργό κεραιοστοιχείο, (β) δέκτης με ένα ενεργό κεραιοστοιχείο, (γ) συμβατικός δέκτης

### 4.3 Μελέτη χωρητικότητας συστημάτων MIMO με μία αλυσίδα RF (BS-MIMO)

Σε αυτή την ενότητα αποδεικνύεται πως όταν ο πομπός δε διαθέτει γνώση του πίνακα μεταφοράς του διαύλου, η μεγιστοποίηση της χωρητικότητας επιτυγχάνεται όταν τα διαγράμματα βάσης που χρησιμοποιούνται είναι μεταξύ τους ορθογώνια. Γίνεται η υπόθεση πως ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου, παρότι τυχαίος, όταν καθοριστεί παραμένει σταθερός καθ' όλη τη διάρκεια της μετάδοσης. Αυτή η παραδοχή είναι ρεαλιστική σε περιπτώσεις εξαιρετικά αργών διαλείψεων όπου η περίοδος συμβόλου είναι πολύ μικρότερη από το χρόνο συνοχής (coherence time) του διαύλου. Επίσης, υποτίθεται ομοιόμορφη σκέδαση

σε όλο το εύρος των αζιμουθιακών γωνιών, ικανοποιώντας έτσι τις συνθήκες πλήρους σκέδασης. Χωρίς βλάβη της γενικότητας θεωρούνται όμοιες κεραιές ESPAR σε πομπό και δέκτη. Αυτό σημαίνει πως σε μία περίοδο συμβόλου μπορούν να διαμορφωθούν  $M_T = N_{eff}$  διαγράμματα βάσης εκπομπής, και να πραγματοποιηθούν  $M_R = N_{eff}$  εναλλαγές των διαγραμμάτων ακτινοβολίας λήψης. Θεωρώντας πλήρη γνώση του διαύλου MIMO μόνο στο δέκτη και την εξ. (4.7), η χωρητικότητα του συστήματος είναι:

$$\begin{aligned} C_{CSIR} &= \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{M_T} + \frac{\gamma_{bs}}{N_{eff}} \mathbf{H}_{bs} \mathbf{H}_{bs}^H \right) = \\ & \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{M_T} + \frac{\gamma_{bs}}{N_{eff}} (\mathbf{\Phi}_R^H \mathbf{H}_g \mathbf{\Phi}_T) (\mathbf{\Phi}_R^H \mathbf{H}_g \mathbf{\Phi}_T)^H \right) = \\ & \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{M_T} + \frac{\gamma_{bs}}{N_{eff}} \mathbf{\Phi}_R^H \mathbf{H}_g \mathbf{\Phi}_T \mathbf{\Phi}_T^H \mathbf{H}_g^H \mathbf{\Phi}_R \right) \end{aligned} \quad (4.13)$$

Εφόσον οι κεραιές ESPAR σε κάθε άκρο της ζεύξης είναι όμοιες, θα είναι  $\mathbf{\Phi}_R = \mathbf{\Phi}_T = \mathbf{\Phi}$ , οπότε στην περιοχή υψηλών σηματοθορυβικών λόγων η εξ. (4.13) προσεγγιστικά γράφεται ως:

$$\begin{aligned} C_{CSIR} &\approx \log_2 \det \left( \frac{\gamma_{bs}}{N_{eff}} \mathbf{\Phi}^H \mathbf{H}_g \mathbf{\Phi} \mathbf{\Phi}^H \mathbf{H}_g^H \mathbf{\Phi} \right) = \log_2 \det \left( \frac{\gamma_{bs}}{N_{eff}} \mathbf{\Phi}^H \mathbf{\Phi} \mathbf{\Phi}^H \mathbf{\Phi} \right) \\ &= \log_2 \det \left( \frac{\gamma_{bs}}{N_{eff}} \hat{\mathbf{\Phi}} \hat{\mathbf{\Phi}} \right) = N_{eff} \log_2 \left( \frac{\gamma_{bs}}{N_{eff}} \right) + 2 \log_2 \det(\hat{\mathbf{\Phi}}) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Στην εξ. (4.14) χωρίς βλάβη της γενικότητας θεωρήθηκε  $\mathbf{H}_g = \mathbf{I}_{Q \times Q}$ . Αυτή η υπόθεση είναι λογική καθώς η μόνη απαίτηση αφορά στη θεώρηση πολυδιαδρομικών συνιστωσών σε όλο το εύρος των αζιμουθιακών γωνιών, χωρίς να ενδιαφέρει το μιγαδικό κέρδος τους. Επίσης, λαμβάνεται υπόψη η γνωστή ιδιότητα ότι για δύο τετραγωνικούς πίνακες  $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2$  ισχύει  $\det(\mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2) = \det(\mathbf{A}_1) \det(\mathbf{A}_2)$ . Θα είναι

$$\hat{\Phi} = \Phi^H \Phi = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & \Phi_0^H \Phi_{N_{eff}-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_{N_{eff}-1}^H \Phi_0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Συνεπώς, το άθροισμα των ιδιοτιμών του πίνακα  $\hat{\Phi}$  θα είναι<sup>1</sup>  $\sum_{i=1}^{N_{eff}} \xi_i = N_{eff}$ .

Θεωρώντας την ανισότητα που συνδέει τον αριθμητικό μέσο με το γεωμετρικό μέσο (arithmetic mean – geometric mean inequality) [105] προκύπτει ότι:

$$\prod_{i=1}^{N_{eff}} \xi_i \leq \left( \frac{1}{N_{eff}} \sum_{i=1}^{N_{eff}} \xi_i \right)^{N_{eff}} = 1 \quad (4.16)$$

Επομένως θα ισχύει  $\det(\hat{\Phi}) = \prod_{i=1}^{N_{eff}} \xi_i \leq 1$ . Άρα, στην εξ. (4.14) θα είναι

$\log_2 \det(\hat{\Phi}) \leq 0$  που σημαίνει πως ο πίνακας  $\hat{\Phi}$  υποβαθμίζει τη χωρητικότητα του συστήματος. Προφανώς, η μέγιστη τιμή που μπορεί να έχει η ορίζουσα είναι  $\det(\hat{\Phi}) = 1$  που ισοδυναμεί με  $\log_2 \det(\hat{\Phi}) = 0$ , δηλαδή με ακύρωση της αρνητικής επίδρασης του πίνακα  $\hat{\Phi}$ . Αυτό όμως εξασφαλίζεται μόνο όταν  $\hat{\Phi} = \mathbf{I}_{M_r}$ , που εξαιτίας της εξ. (4.15) ισοδυναμεί με ορθογωνιότητα των στηλών του πίνακα  $\Phi$ , ή αντίστοιχα με ορθογωνιότητα των διαγραμμάτων βάσης.

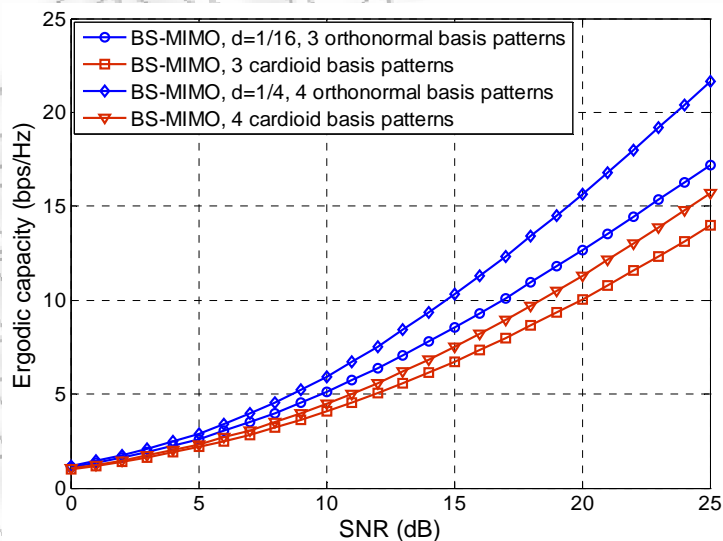
Σημειώνεται ότι αν  $\Phi = [\phi_0 \ \phi_0 \ \dots]$  ο όρος  $\log_2 \det(\hat{\Phi})$  δεν ορίζεται. Αυτή η υπόθεση όμως απορρίπτεται με βάση τη θεμελιώδη απαίτηση των BS-MIMO για *διαφορετικά* διαγράμματα βάσης, τα οποία σύμφωνα με την παραπάνω ανάλυση είναι επιθυμητό να είναι επιπλέον και ορθογώνια. Η υπόθεση υψηλού σηματοθορυβικού λόγου στην παραπάνω ανάλυση δικαιολογείται διότι αντίστοιχα με τα φαινόμενα χωρικής συσχέτισης σημάτων στα συμβατικά MIMO, η επίδραση της μη ορθογωνιότητας στη χωρητικότητα γίνεται περισσότερο εμφανής σε ευνοϊκές συνθήκες διάδοσης με χαμηλή ισχύ θορύβου.

<sup>1</sup> Από τη γραμμική άλγεβρα είναι γνωστό ότι το άθροισμα των ιδιοτιμών ενός πίνακα είναι ίσο με το άθροισμα των διαγωνίων στοιχείων του, το οποίο είναι γνωστό και ως ίχνος του πίνακα.

Ενδεικτική περίπτωση υποβάθμισης της χωρητικότητας αποτελεί η χρήση ως διαγραμμάτων βάσης ενός συνόλου από κατευθυντικά διαγράμματα ακτινοβολίας με καρδιοειδές (cardioid) σχήμα [17], που είναι χαρακτηριστικά για παρασιτικές κεραιές [106]-[108]. Η επίδραση της συσχέτισης αυτών των διαγραμμάτων βάσης στην εργοδική χωρητικότητα απεικονίζεται στο Σχήμα 4.3. Πράγματι, η συσχέτιση των διαγραμμάτων βάσης γίνεται περισσότερο εμφανής στην περιοχή υψηλών σηματοθορυβικών λόγων. Σημειώνεται ότι το Σχήμα 4.3 υποθέτει περιβάλλον πλούσιας και ομοιόμορφα κατανεμημένης σκέδασης στις αζιμουθιακές γωνίες.

#### 4.4 Σχολιασμός της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής BS-MIMO και ομοιότητες με συμβατικά συστήματα

Στα συμβατικά συστήματα MIMO, τα σήματα εκπομπής αντιστοιχίζονται σε διαφορετικά ενεργά κεραιοστοιχεία διατεταγμένα στο χώρο, ενώ τα σήματα λήψης λαμβάνονται με χωρική δειγματοληψία μέσω αντίστοιχων ενεργών κεραιοστοιχείων στο δέκτη. Όπως εξηγήθηκε στο κεφάλαιο 2, η μετάδοση σε αυτή την περίπτωση βασίζεται στο σχηματισμό πολλαπλών παράλληλων χωρικών υποδιαύλων. Αντίστοιχα ερμηνεύεται η λειτουργία των συστημάτων BS-MIMO με



**Σχήμα 4.3:** Σύγκριση εργοδικής χωρητικότητας BS-MIMO για συσχετισμένα και ορθογώνια διαγράμματα βάσης

μία αλυσίδα RF, δηλαδή με ένα μόνο ενεργό κεραιοστοιχείο σε πομπό και δέκτη. Προφανώς, ο περιορισμός αυτός δεν επιτρέπει τη χωρική επεξεργασία των σημάτων εκπομπής και λήψης και η μετάδοση πολλαπλών συμβόλων μπορεί να πραγματοποιηθεί θεωρώντας τη λειτουργία της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Με βάση την περιγραφή στις υποενότητες 4.2.1.2 και 4.2.1.3, είναι ξεκάθαρο ότι τα μεταδιδόμενα σήματα δεν αντιστοιχίζονται σε διαφορετικές κεραιές, αλλά σε διαφορετικά διαγράμματα βάσης. Συνεπώς, η επιτυχής μετάδοση πολλαπλών συμβόλων δε στηρίζεται στη δημιουργία παράλληλων χωρικών υποδιαύλων, αλλά σε παράλληλους υποδιαύλους στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (beamspace subchannels). Αυτό μπορεί να επιτευχθεί αντιστοιχίζοντας τα εκπεμπόμενα σήματα σε διαφορετικά διαγράμματα βάσης εκπομπής και με υπερδειγματοληψία στο δέκτη με χρήση διαφορετικών διαγραμμάτων βάσης.

Όσον αφορά τη χωρητικότητα, είναι γνωστό από τη θεωρία των συμβατικών συστημάτων MIMO πως όταν ο πομπός δεν έχει γνώση του διαύλου θα μεγιστοποιείται όταν τα εκπεμπόμενα και λαμβανόμενα σήματα να είναι χωρικά ασυσχέτιστα [32]. Η ελάχιστη επιτρεπτή απόσταση μεταξύ γειτονικών κεραιοστοιχείων που εξασφαλίζει μηδενική χωρική συσχέτιση σημάτων έχει μελετηθεί διεξοδικά θεωρώντας γνωστές κατανομές σκεδαστών [92], [93]. Αυτή η παρατήρηση είναι παρόμοια με το συμπέρασμα της ενότητας 4.3. Η απαίτηση για ορθογώνια διαγράμματα βάσης είναι αντίστοιχη με την απαίτηση για τήρηση μίας ελάχιστης απόστασης μεταξύ γειτονικών ενεργών κεραιοστοιχείων. Ειδικότερα, η συσχέτιση δύο σημάτων που εκπέμπονται ταυτόχρονα από δύο διαφορετικά διαγράμματα βάσης εκφράζεται ως [109]-[111]:

$$\rho_{bs} = E \{ s_{bs,1} s_{bs,2}^* \} = \int_{4\pi} P_{T,1}(\Omega) P_{T,2}^*(\Omega) S_{pas}(\Omega) d\Omega \quad (4.17)$$

όπου  $S_{pas}(\Omega)$  η γωνιακή πυκνότητα ισχύος (power angular spectrum) που εκφράζει την κατανομή των σκεδαστών σε διαφορετικές κατευθύνσεις. Συνήθως, για ευκολία η κατανομή αυτή θεωρείται ανεξάρτητη στις γωνίες ανύψωσης και τις

αζιμουθιακές γωνίες [51], οπότε θα ισχύει ότι  $S_{pas}(\Omega) = S_{pas}(\theta, \varphi) = S_e(\theta)S_a(\varphi)$ .

Θεωρώντας μετάδοση σε όλο το εύρος των αζιμουθιακών γωνιών μόνο, η εξ.

(4.17) θα είναι:

$$\rho_{bs} = E\{s_{bs,1}s_{bs,2}^*\} = \int_0^{2\pi} P_{T,1}(\varphi)P_{T,1}^*(\varphi)S_a(\varphi)d\varphi \quad (4.18)$$

Από τις εξ. (4.17), (4.18) είναι προφανές ότι η πιθανή συσχέτιση των εκπεμπόμενων σημάτων εξαρτάται από την αλληλεπίδραση των αντίστοιχων διαγραμμάτων βάσης και του περιβάλλοντος σκέδασης. Εύκολα διαπιστώνεται ότι για ομοιόμορφα κατανεμημένη σκέδαση μηδενική συσχέτιση εξασφαλίζεται όταν τα διαγράμματα βάσης είναι ορθογώνια.

#### 4.5 Αξιολόγηση επίδοσης των συστημάτων BS-MIMO και hybrid BS-MIMO

Η αξιολόγηση της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής θα γίνει θεωρώντας κυκλική παρασιτική κεραία με 5 κεραιοστοιχεία και τιμές ακτίνας  $d = \lambda/16$  και  $d = 0.41\lambda$  που σύμφωνα με το Σχήμα 3.11 παρέχουν αντίστοιχα  $N_{eff} = 3$  και  $N_{eff} = 5$  αποτελεσματικούς βαθμούς ελευθερίας. Σύμφωνα με τις ενότητες 4.2.1.2 και 4.2.1.3 μπορεί επομένως να σχηματιστεί ένα σύστημα MIMO με μία αλυσίδα RF σε πομπό και δέκτη, και τάξεως  $N_{eff} \times N_{eff}$ .

Στην περίπτωση της υβριδικής εκδοχής η επίδοση θα γίνει λαμβάνοντας υπόψη τους περιορισμούς στη γεωμετρία και τις διαστάσεις των κεραιών. Συνεπώς, ο συμβατικός δέκτης θα φέρει ομοιόμορφη κυκλική στοιχειοκεραία (uniform circular array, UCA) με ακτίνα  $d = \lambda/16$  και  $d = 0.41\lambda$  και όλα τα κεραιοστοιχεία ενεργά. Εξαιτίας της πυκνής τοποθέτησης των ενεργών κεραιοστοιχείων θα πρέπει επιπρόσθετα να ληφθεί υπόψη η χωρική συσχέτιση των λαμβανόμενων σημάτων όπως επίσης και η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ τους. Αυτά τα χαρακτηριστικά συμπεριλαμβάνονται στη μοντελοποίηση του πίνακα του διαύλου επεκτείνοντας την εξ. (4.12) ως [95], [97]:



$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_R \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_{bs,h} \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n} = \tilde{\mathbf{H}}_{bs,h} \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n} \quad (4.19)$$

Για περιβάλλον πλήρους σκέδασης τα στοιχεία  $\rho_{ij}$  του πίνακα συσχέτισης  $\mathbf{R}_R$  είναι τέτοια ώστε [94]:

$$\rho_{ij} = \begin{cases} J_0(2\pi\tilde{d}_{ij}) & i \neq j \\ 1 & i = j \end{cases} \quad (4.20)$$

όπου  $J_0(\cdot)$  η συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και μηδενικής τάξης. Ο πίνακας  $\mathbf{C}_R$  περιγράφει την αμοιβαία σύζευξη μεταξύ διαφορετικών ζευγών κεραιοστοιχείων και μοντελοποιείται ως [99]:

$$\mathbf{C}_r = (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L)(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_L \mathbf{I})^{-1} \quad (4.21)$$

όπου  $Z_A$  είναι η αντίσταση εισόδου και  $Z_L = Z_A^*$  είναι η αντίσταση τερματισμού του κάθε κεραιοστοιχείου αντίστοιχα. Επίσης,  $\mathbf{Z}$  είναι ο μιγαδικός πίνακας σύζευξης. Θεωρώντας δίπολα κεραιοστοιχεία με μήκος  $\lambda/2$  ο πίνακας  $\mathbf{Z}$  υπολογίζεται από τις εξ. (3.3) και (3.4).

Τα συμβατικά συστήματα MIMO με τα οποία συγκρίνονται οι προτεινόμενες αρχιτεκτονικές διακρίνονται σε ιδανικά και μη ιδανικά. Στην πρώτη περίπτωση η απόσταση μεταξύ των ενεργών κεραιοστοιχείων είναι επαρκής ώστε τα εκπεμπόμενα και λαμβανόμενα σήματα να θεωρούνται χωρικά ασυσχέτιστα. Επίσης, η αμοιβαία σύζευξη είναι αμελητέα. Αντίθετα, στη δεύτερη περίπτωση θεωρούνται συμβατικές UCAs σε πομπό και δέκτη, με ακτίνα  $d = \lambda/16$  και  $d = 0.41\lambda$ , οπότε αντίστοιχα με την εξ. (4.19) ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου εκφράζεται ως:

$$\tilde{\mathbf{H}}_{conv} = \mathbf{C}_R \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_{conv} \mathbf{R}_R^{T/2} \mathbf{C}_T \quad (4.22)$$

όπου εφόσον οι στοιχειοκεραίες σε πομπό και δέκτη είναι όμοιες θα είναι  $\mathbf{C}_R = \mathbf{C}_T$ .

Οι αρχιτεκτονικές BS-MIMO θα συγκριθούν με τα αντίστοιχα συμβατικά

συστήματα, με κριτήριο την εργοδική χωρητικότητα και τη χωρητικότητα προσωρινής διακοπής (outage) με πιθανότητα 10%. Σε όλες τις περιπτώσεις, ο δέκτης θεωρείται πως έχει τέλεια γνώση του πίνακα μεταφοράς MIMO, ενώ γίνεται διάκριση στον πομπό, θεωρώντας έλλειψη γνώσης του διαύλου (open loop system) και πλήρη γνώση που παρέχεται μέσω διαύλου ανάδρασης (closed loop system). Σε κάθε περίπτωση θεωρούνται  $Q$  το πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών, κάθε μία από τις οποίες χαρακτηρίζεται από μία γωνία αναχώρισης  $\varphi_{T,i}$ , μία γωνία άφιξης  $\varphi_{R,i}$  και μιγαδικό κέρδος  $g_i$ . Επίσης, οι σκεδαστές κατανέμονται ομοιόμορφα σε όλο το εύρος των αζιμουθιακών γωνιών εξασφαλίζοντας συνθήκες πλήρους σκέδασης. Η άφιξη σημάτων από διαφορετικές γωνίες ανύψωσης μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα [51].

#### 4.5.1 Έλλειψη γνώσης του πίνακα μεταφοράς στον πομπό (σύστημα ανοικτού βρόχου, open loop system)

Αντίστοιχα με τα συμβατικά συστήματα όπου η διαθέσιμη ισχύς μοιράζεται εξίσου σε όλα τα κεραιοστοιχεία εκπομπής, στα συστήματα BS-MIMO όλα τα διαγράμματα βάσης συμμετέχουν εξίσου στο διάγραμμα ακτινοβολίας εκπομπής, που σε κάθε περίοδο συμβόλου θα είναι αυτό της εξ. (4.8). Σημειώνεται πως η εξάρτηση της ακτίνας  $d$  της κεραίας ESPAR λαμβάνεται υπόψη στην εξ. (4.8) θέτοντας  $M_T = N_{eff}$ , που σημαίνει πως μόνο τα διαγράμματα βάσης με ισχυρή συνεισφορά λαμβάνονται υπόψη στο σχηματισμό του διαγράμματος ακτινοβολίας (βλέπε Σχήμα 3.11). Η εργοδική χωρητικότητα του συστήματος BS-MIMO εκφράζεται ως:

$$C_{e,CSIR} = E \left\{ \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_{eff}} + \frac{\gamma_{bs}}{N_{eff}} \mathbf{H}_{bs} \mathbf{H}_{bs}^H \right) \right\} \quad (4.23)$$

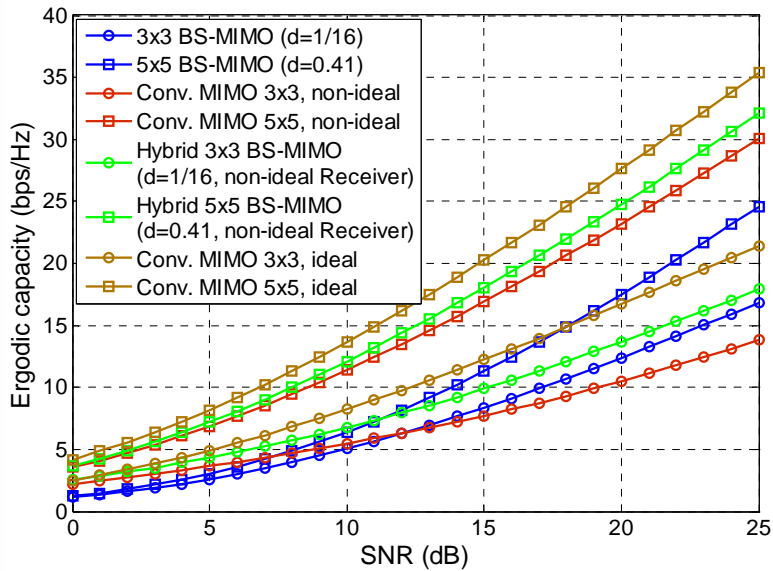
ενώ εξαιτίας της εξ. (4.7) θα είναι  $\mathbf{H}_{bs} = \mathbf{\Phi}_R^H \mathbf{H}_g \mathbf{\Phi}_T$  με τα διαγώνια στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}_g$  να μοντελοποιούνται ως ZMCSG τυχαίες μεταβλητές. Η χωρητικότητα των συστημάτων hybrid BS MIMO δίνεται από την εξ. (4.23) αντικαθιστώντας

$\mathbf{H}_{bs} = \tilde{\mathbf{H}}_{bs,h}$  και  $\gamma_{bs} = \gamma_{bs,h} = \gamma_{conv}$ . Με αντίστοιχες αντικαταστάσεις υπολογίζεται και η χωρητικότητα των συμβατικών συστημάτων.

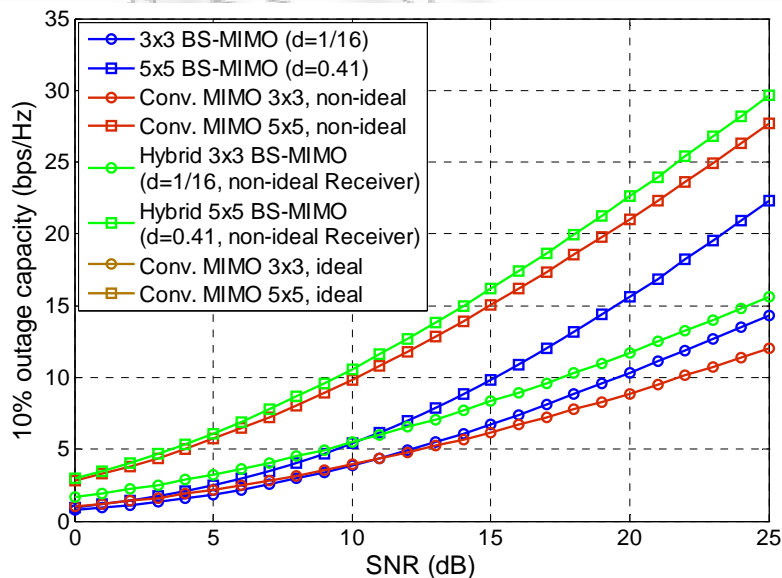
Η εργοδική χωρητικότητα της αρχιτεκτονικής BS-MIMO παριστάνεται με τις μπλε καμπύλες στο Σχήμα 4.4, για  $N_{eff} = 3$  και  $N_{eff} = 5$ . Στο ίδιο σχήμα γίνεται σύγκριση με τα αντίστοιχα ιδανικά συμβατικά συστήματα MIMO, τάξης  $3 \times 3$  και  $5 \times 5$  (καφέ καμπύλες). Η απώλεια επίδοσης που παρατηρείται οφείλεται στην αρχή λειτουργίας του δέκτη BS-MIMO με ένα ενεργό κεραιοστοιχείο, όπου σύμφωνα με την υποενότητα 4.2.1.3 απαιτεί την κατάτμηση της χρονικής περιόδου του συμβόλου σε υπο-περιόδους και εφαρμογή σε κάθε υπο-περίοδο διαφορετικού διαγράμματος βάσης. Παρόλα αυτά, για ακτίνα παρασιτικής κεραίας  $d = \lambda/16$  τα BS-MIMO υπερτερούν σε σχέση με το αντίστοιχο μη ιδανικό συμβατικό σύστημα (κόκκινες καμπύλες)  $3 \times 3$  για τιμές σηματοθορυβικού λόγου μεγαλύτερες από περίπου 11 dB. Αυτό είναι λογικό, καθώς σε υψηλές τιμές σηματοθορυβικού λόγου η χωρητικότητα των συμβατικών MIMO περιορίζεται εξαιτίας των φαινομένων χωρικής συσχέτισης των σημάτων διαφορετικών κεραιοστοιχείων [32]. Αυξάνοντας την ακτίνα της παρασιτικής κεραίας σε  $d = 0.41\lambda$ , η βελτίωση της επίδοσης των BS-MIMO δεν είναι αντίστοιχη με την εκείνη των ιδανικών συμβατικών MIMO. Αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς η προσθήκη ενός επιπλέον βαθμού ελευθερίας στο πομπό ευνοεί την αύξηση της χωρητικότητας αλλά η αντίστοιχη αύξηση του πλήθους των κατατμήσεων της περιόδου συμβόλου εξαιτίας της υπερδειγματοληψίας στο δέκτη τείνει να ακυρώσει αυτή τη βελτίωση, καθώς επιδεινώνει τον ενεργό σηματοθορυβικό λόγο.

Στην περίπτωση hybrid BS-MIMO (πράσινες καμπύλες), η χωρητικότητα είναι αυξημένη σε σχέση με εκείνη των BS-MIMO καθώς δεν υφίσταται υπερδειγματοληψία στο δέκτη, αλλά και πάλι υστερεί σε σχέση με τα ιδανικά συμβατικά MIMO καθώς ο δέκτης δεν είναι ιδανικός. Ωστόσο, είναι σαφές ότι σε όλο το εύρος των σηματοθορυβικών λόγων τα hybrid BS-MIMO υπερτερούν των μη ιδανικών συμβατικών MIMO. Αυτό είναι λογικό αφού τώρα τα εκπεμπόμενα

σήματα στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας είναι ασυσχέτιστα διότι διαμορφώνουν ορθογώνια διαγράμματα βάσης (βλέπε ενότητες 4.3 και 4.4). Το Σχήμα 4.5 παριστάνει αντίστοιχες συγκρίσεις με κριτήριο τη χωρητικότητα με προσωρινή διακοπή 10% με ανάλογα συμπεράσματα.



**Σχήμα 4.4:** Σύγκριση εργοδικής χωρητικότητας BS-MIMO και hybrid BS-MIMO με ιδανικά και μη ιδανικά συμβατικά συστήματα MIMO



**Σχήμα 4.5:** Σύγκριση χωρητικότητας προσωρινής διακοπής 10% BS-MIMO και hybrid BS-MIMO με ιδανικά και μη ιδανικά συμβατικά συστήματα MIMO

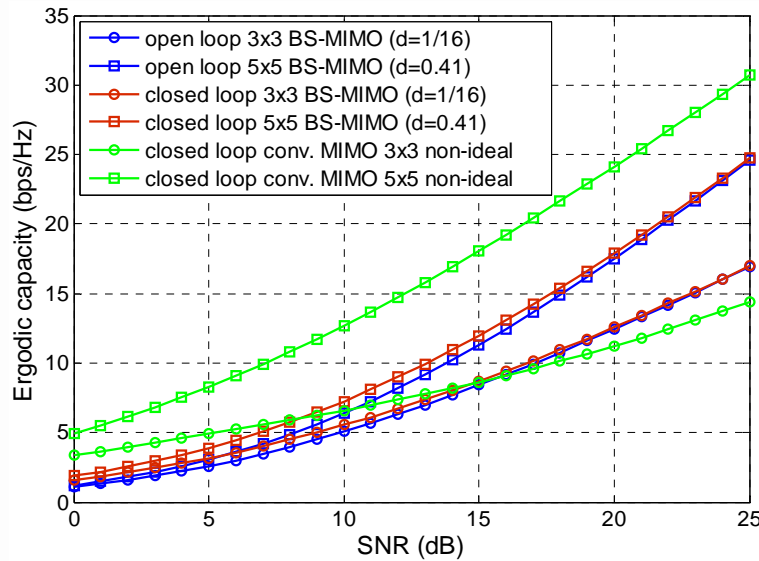
#### 4.5.2 Πλήρης γνώση του πίνακα μεταφοράς σε πομπό και δέκτη (σύστημα κλειστού βρόχου, closed loop system)

Σε αντιστοιχία με τα συμβατικά συστήματα MIMO, ο δέκτης εκτελεί διάσπαση ιδιόμορφων τιμών (singular value decomposition, SVD) στον πίνακα μεταφοράς του διαύλου  $\mathbf{H}_{bs}$  (βλέπε ενότητα 2.2) και τον αλγόριθμο waterfilling για τον υπολογισμό της βέλτιστης κατανομής ισχύος στα διαγράμματα βάσης εκπομπής, δηλαδή της βέλτιστης συνεισφοράς τους στο παραγόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας. Υπενθυμίζεται πως οι εικονικοί παράλληλοι υποδιαυλοι που προκύπτουν με τη διάσπαση ιδιόμορφων τιμών του πίνακα  $\mathbf{H}_{bs}$  ορίζονται πλέον στο χώρο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, όπως επισημάνθηκε στην ενότητα 4.4. Μέσω κατάλληλου διαύλου ανάδρασης γνωστοποιείται στον πομπό ο πίνακας  $\mathbf{V}$  διαστάσεων  $(N_{eff} \times N_{eff})$  του οποίου οι στήλες είναι τα ιδιοδιανύσματα του  $\mathbf{H}_{bs}^H \mathbf{H}_{bs}$ , καθώς και η ισχύς που πρέπει να αποδοθεί σε κάθε διάγραμμα βάσης. Το διάγραμμα ακτινοβολίας εκπομπής συνεπώς μπορεί να εκφραστεί ως:

$$P_T(\varphi) = \hat{\mathbf{A}}_T^H(\tilde{\mathbf{s}}_{bs} \odot \sqrt{\mathbf{c}}) = \Phi_T(\tilde{\mathbf{s}}_{bs} \odot \sqrt{\mathbf{c}}) = \sum_{n=0}^{N_{eff}-1} \sqrt{c_n} \tilde{s}_{bs,n} \Phi_n(\varphi) \quad (4.24)$$

όπου  $\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{V}\mathbf{s}$  είναι διάνυσμα μετασχηματισμένων συμβόλων εκπομπής και  $\mathbf{c} = [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{N_{eff}-1}]^T$  είναι διάνυσμα που περιέχει τις τιμές ισχύος που αποδίδονται στα διαγράμματα βάσης. Από την εξ. (4.24) είναι φανερό ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας διαμορφώνεται πλέον τόσο από τα μετασχηματισμένα σήματα εκπομπής, όσο και από τη συνεισφορά του κάθε διαγράμματος βάσης που καθορίζεται μέσω waterfilling. Τα σήματα λήψης στη συνέχεια προκύπτουν ως  $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y}$ , όπου οι στήλες του πίνακα  $\mathbf{U}$  περιέχουν τα ιδιοδιανύσματα του πίνακα  $\mathbf{H}_{bs} \mathbf{H}_{bs}^H$  και είναι γνωστός στο δέκτη.

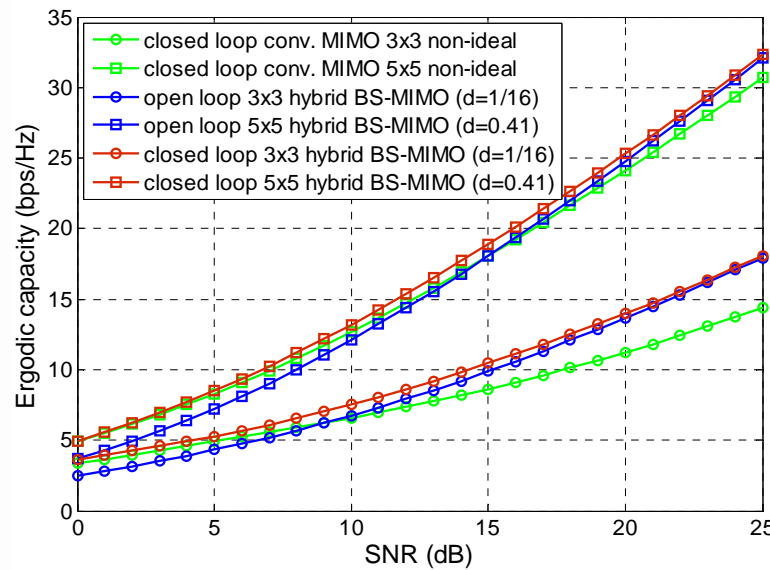
Το Σχήμα 4.6 συγκρίνει την εργοδική χωρητικότητα της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής BS-MIMO για ακτίνα παρασιτικής κεραίας  $d = \lambda/16$  και  $d = 0.41\lambda$ . Είναι ξεκάθαρο ότι η τέλεια γνώση του διαύλου στο πομπό βελτιώνει την εργοδική



**Σχήμα 4.6:** Εργοδική χωρητικότητα BS-MIMO με πλήρη γνώση διαύλου στον πομπό και σύγκριση με τα αντίστοιχα μη ιδανικά συμβατικά MIMO

χωρητικότητα του συστήματος, αλλά η βελτίωση είναι περιορισμένη σε σχέση με εκείνη που επιτυγχάνεται στα συμβατικά συστήματα MIMO. Αυτό οφείλεται ξανά στην αρχή λειτουργίας του δέκτη, καθώς η τέλεια γνώση του διαύλου στο πομπό ευνοεί τη βελτίωση της χωρητικότητας, αλλά η υπερδειγματοληψία εντός μίας περιόδου συμβόλου στο δέκτη λειτουργεί ανασταλτικά. Στην περιοχή υψηλών σηματοθορυβικών λόγων παρατηρείται η ίδια επίδοση καθώς σε τόσο καλές συνθήκες διάδοσης η βέλτιστη στρατηγική είναι η εξίσου συνεισφορά των  $N_{eff}$  διαγραμμάτων βάσης στο διάγραμμα ακτινοβολίας εκπομπής, σε αναλογία με τη θεωρία των συμβατικών συστημάτων [32].

Ωστόσο, τα συμπεράσματα είναι διαφορετικά στην περίπτωση hybrid BS-MIMO. Στο Σχήμα 4.7 παρατηρείται καταρχήν ότι η γνώση του πίνακα του διαύλου στο πομπό δε βελτιώνει την επίδοση των hybrid BS-MIMO στην περιοχή υψηλών σηματοθορυβικών λόγων, κάτι που είναι αναμενόμενο. Ωστόσο, σε χαμηλές τιμές σηματοθορυβικού λόγου η επίδοση που επιτυγχάνεται συμπίπτει με εκείνη των αντίστοιχων μη ιδανικών συμβατικών συστημάτων, ενώ σε μεγαλύτερες τιμές η προτεινόμενη τεχνική υπερτερεί. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι τα εκπεμπόμενα



**Σχήμα 4.7:** Εργοδική χωρητικότητα hybrid BS-MIMO με πλήρη γνώση διαύλου στο πομπό και σύγκριση με τα αντίστοιχα μη ιδανικά συμβατικά MIMO

σήματα στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας είναι πλήρως ασυσχέτιστα και συσχέτιση παρατηρείται μόνο στα σήματα λήψης. Αντίθετα, στην περίπτωση συμβατικών MIMO παρατηρείται συσχέτιση και στα δύο άκρα της ζεύξης.

## 4.6 Αλγόριθμος προσαρμογής παρασιτικών κεραιών στο επιθυμητό διαγράμμα ακτινοβολίας

### 4.6.1 Βασική προσέγγιση

Όπως έχει επισημανθεί στο κεφάλαιο 3, ο υπολογισμός των κατάλληλων τιμών των βαρών των παρασιτικών κεραιοστοιχείων που παρέχουν το επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας αποτελεί ένα μη γραμμικό πρόβλημα. Σε αυτή την ενότητα προτείνεται στοχαστικός αλγόριθμος για τον έλεγχο της απόκρισης της κεραιάς, δηλαδή την προσαρμογή της στο επιθυμητό διάγραμμα.

Οι κατάλληλες τιμές των βαρών, είναι εκείνες που ελαχιστοποιούν μία αντικειμενική συνάρτηση (objective function). Η αντικειμενική συνάρτηση που επιλέχθηκε αποτελεί ένα μέτρο της συσχέτισης του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας με το ακτινοβλούμενο διάγραμμα για δεδομένο συνδυασμό



βαρών:

$$r(\mathbf{x}) = 1 - \rho_{bs}, \quad \rho_{bs} = \frac{|\mathbf{p}_{des}^H \mathbf{p}_{rad}|}{\|\mathbf{p}_{des}\|_F \|\mathbf{p}_{rad}\|_F} \quad (4.25)$$

Στην εξ. (4.25)  $\mathbf{x}$  είναι διάνυσμα  $(M_{esp} - 1 \times 1)$ , που περιέχει τις τιμές των βαρών των παρασιτικών στοιχείων,  $\mathbf{p}_{des}, \mathbf{p}_{rad}$  είναι διανύσματα με  $Q$  μιγαδικά δείγματα του επιθυμητού και του ακτινοβολούμενου διαγράμματος και  $\rho_{bs}$  είναι ο συντελεστής συσχέτισης μεταξύ τους, κανονικοποιημένος κατάλληλα ώστε  $\max\{\rho_{bs}\} = 1$ . Συνεπώς, η αντικειμενική συνάρτηση θα μηδενίζεται όταν το ακτινοβολούμενο διάγραμμα συμπίπτει με το επιθυμητό.

Ο υπολογισμός του κατάλληλου διανύσματος  $\mathbf{x}$  είναι μία δύσκολη διαδικασία καθώς η αντικειμενική συνάρτηση εν γένει εμφανίζει πολλαπλά τοπικά ακρότατα και δε μπορεί να μετασχηματιστεί σε κυρτή ή κοίλη μορφή. Επίσης, ο αναλυτικός υπολογισμός της κλίσης (gradient) της αντικειμενικής συνάρτησης ως προς τις παραμέτρους βελτιστοποίησης δεν είναι εφικτός. Συνεπώς, ο προτεινόμενος αλγόριθμος, εκτός από ταχύτητα σύγκλισης, πρέπει να πληροί τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Να μην «παγιδεύεται» εύκολα σε ένα τοπικό ελάχιστο, αλλά να επιχειρεί σύγκλιση στο ολικό ελάχιστο της αντικειμενικής συνάρτησης. Μία λύση που αποκλίνει σημαντικά από το ολικό ελάχιστο θα αντιστοιχεί σε διάγραμμα ακτινοβολίας που θα διαφέρει σημαντικά από το επιθυμητό. Συνεπώς, μία απλή επαναληπτική μέθοδος σύγκλισης δεν είναι κατάλληλη.
- Ο αλγόριθμος θα πρέπει να βασίζεται σε μετρήσεις της αντικειμενικής συνάρτησης μόνο, καθώς δεν υπάρχει διαθέσιμη καμία πληροφορία για την κλίση της.
- Το πλήθος των απαιτούμενων δειγμάτων για τον υπολογισμό της κλίσης της αντικειμενικής συνάρτησης πρέπει να είναι κατά το δυνατό



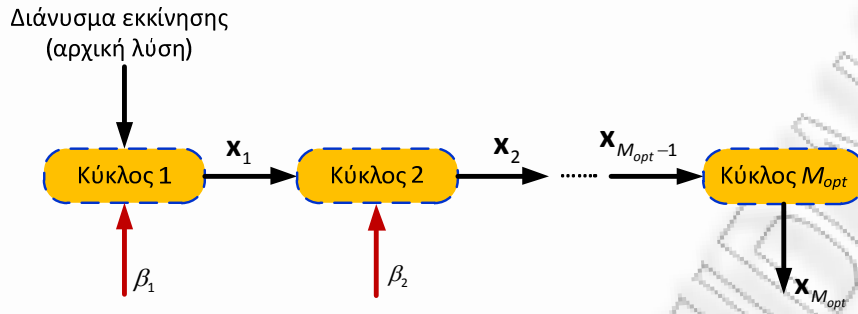
περιορισμένο.

Ο προτεινόμενος αλγόριθμος ανήκει στην κατηγορία των αλγορίθμων *απότομης καθόδου* (*steepest descent*) [112]. Η διαδικασία εκτέλεσης θα διαιρείται σε *διαδοχικές επιμέρους βελτιστοποιήσεις* (*successive optimization*), που καλούνται *κύκλοι βελτιστοποίησης* (*optimization cycles*). Σε κάθε κύκλο εφαρμόζεται μία τεχνική *ομαλοποίησης* (*function smoothing*) της αρχικής αντικειμενικής συνάρτησης [113], η οποία στη συνέχεια ελαχιστοποιείται. Η σύγκλιση σε ένα κύκλο βελτιστοποίησης παρέχει την *προσωρινή ή τρέχουσα* λύση, η οποία αποτελεί το σημείο εκκίνησης του επόμενου κύκλου. Στις επόμενες ενότητες εξηγείται με περισσότερη λεπτομέρεια ο μηχανισμός εκτέλεσης του αλγορίθμου.

#### 4.6.2 Τεχνική ομαλοποίησης της αντικειμενικής συνάρτησης

Η τεχνική αυτή βασίζεται στην παρατήρηση ότι οποιαδήποτε συνάρτηση  $r(\mathbf{x})$  με πολλαπλά τοπικά ακρότατα μπορεί να θεωρηθεί σαν το άθροισμα μίας συνάρτησης με ένα και μοναδικό ακρότατο, και πλήθους συναρτήσεων, οι οποίες εισάγουν επιπλέον τοπικά ακρότατα και μπορούν να θεωρηθούν ως «θόρυβος». Συνεπώς, η ομαλοποιημένη συνάρτηση (*smoothed function*) με ένα ελάχιστο μπορεί να θεωρηθεί ως το *φιλτράρισμα* της αρχικής συνάρτησης  $r(\mathbf{x})$ . Όμως, το μοναδικό ελάχιστο της ομαλοποιημένης συνάρτησης δε συμπίπτει κατ' ανάγκη με το πραγματικό ολικό ελάχιστο. Γι' αυτό το λόγο, απαιτείται μία σειρά από επιμέρους βελτιστοποιήσεις, κάθε μία από τις οποίες εκτελείται σε συναρτήσεις με διαφορετική παράμετρο ομαλοποίησης (*smoothing parameter*)  $\beta$ . Με αυτό τον τρόπο, μετά την ολοκλήρωση όλων των κύκλων βελτιστοποίησης ο αλγόριθμος με μεγάλη πιθανότητα θα έχει συγκλίνει στο ολικό ελάχιστο της συνάρτησης  $r(\mathbf{x})$ , ή σε κάποιο σημείο πολύ κοντά σε αυτό.

Αναλυτικότερα, η διαδικασία παριστάνεται στο Σχήμα 4.8. Η εκτέλεση του αλγορίθμου διαιρείται σε επιμέρους κύκλους βελτιστοποίησης. Στον πρώτο κύκλο η τιμή της παραμέτρου ομαλοποίησης  $\beta_1$  είναι επαρκώς μεγάλη ώστε η



**Σχήμα 4.8:** Διάρθρωση της διαδικασίας βελτιστοποίησης σε κύκλους. Κάθε κύκλος αντιστοιχεί σε μία τιμή της παραμέτρου ομαλοποίησης. Η έξοδος κάθε κύκλου τίθεται ως είσοδος στον επόμενο

ομαλοποιημένη συνάρτηση προς βελτιστοποίηση  $\tilde{r}_{\beta_1}(\mathbf{x})$  να παρουσιάζει ένα μόνο ακρότατο. Σύμφωνα με τα παραπάνω θα ισχύει:

$$r(\mathbf{x}) = \underbrace{\tilde{r}_{\beta_1}(\mathbf{x})}_{\substack{\text{ομαλοποιημένη} \\ \text{συνάρτηση με ένα} \\ \text{ολικό ακρότατο}}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{M_{opt}-1} r_{n,i}(\mathbf{x})}_{\text{θόρυβος}} \quad (4.26)$$

Η προσωρινή λύση που προκύπτει μετά το τέλος του πρώτου κύκλου βελτιστοποίησης, αποτελεί το σημείο εκκίνησης του δεύτερου κύκλου, όπου έχουν προστεθεί επιπλέον τοπικά ακρότατα στην ομαλοποιημένη συνάρτηση, καθώς  $\beta_2 < \beta_1$ . Άρα, στο δεύτερο κύκλο βελτιστοποίησης η ομαλοποιημένη συνάρτηση ικανοποιεί τη σχέση:

$$\begin{aligned} r(\mathbf{x}) &= \tilde{r}_{\beta_1}(\mathbf{x}) + r_{n,1}(\mathbf{x}) + \sum_{i=2}^{M_{opt}-1} r_{n,i}(\mathbf{x}) \\ &= \tilde{r}_{\beta_2}(\mathbf{x}) + \sum_{i=2}^{M_{opt}-1} r_{n,i}(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (4.27)$$

Σταδιακά λοιπόν προστίθενται επιπλέον τοπικά ακρότατα σε κάθε κύκλο βελτιστοποίησης, ενώ στον τελευταίο κύκλο θα βελτιστοποιείται η αρχική συνάρτηση εφόσον  $\beta_{M_{opt}} = 0$ . Επίσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.8 η λύση του προηγούμενου κύκλου αποτελεί το σημείο εκκίνησης του επόμενου. Θεωρώντας

συνολικά  $M_{opt}$  κύκλους βελτιστοποίησης, ορίζεται η ακολουθία ομαλοποίησης (smoothing sequence):

$$\beta = \{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{M_{opt}}\}, \beta_m \rightarrow 0, \text{καθώς } m \rightarrow M_{opt} \quad (4.28)$$

### 4.6.3 Επαναληπτική (iterative) μέθοδος

Αυτή η ενότητα εστιάζει στην επαναληπτική μέθοδο του  $m$ -οστού κύκλου βελτιστοποίησης. Η προσέγγιση που υιοθετήθηκε βασίζεται στην τεχνική της απότομης καθόδου (steepest descent) [112] και ειδικότερα στις εργασίες [113] και [114]. Η νέα λύση  $\mathbf{x}_{n+1}$  κατά την επανάληψη  $(n+1)$  προκύπτει ως:

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n - \eta \mathbf{g}_{n,m}^\nabla \quad (4.29)$$

όπου  $\mathbf{g}_{n,m}^\nabla$  εκφράζει την κλίση της ομαλοποιημένης αντικειμενικής συνάρτησης  $\tilde{r}_{\beta_i}(\mathbf{x}_n)$  στο σημείο που αντιστοιχεί στο διάνυσμα  $\mathbf{x}_n$  και υπολογίζεται ως [114]:

$$\mathbf{g}_{n,m}^\nabla = \frac{1}{2\beta_m} \boldsymbol{\delta}^{-1} \left[ \left( r_{\beta_m,n} \right)^+ - \left( r_{\beta_m,n} \right)^- \right], \beta_m > 0 \quad (4.30)$$

όπου:

$$\begin{aligned} \left( r_{\beta_m,n} \right)^+ &= r(\mathbf{x}_n + \beta_m \boldsymbol{\delta}) \\ \left( r_{\beta_m,n} \right)^- &= r(\mathbf{x}_n - \beta_m \boldsymbol{\delta}) \end{aligned} \quad (4.31)$$

Όπως δείχνουν οι εξ. (4.30) και (4.31) η κλίση της ομαλοποιημένης συνάρτησης κατά την επανάληψη  $(n+1)$  του  $m$ -οστού κύκλου εκτιμάται με *απευθείας* μετρήσεις της αρχικής αντικειμενικής συνάρτησης. Όσον αφορά το διάνυσμα  $\boldsymbol{\delta}$  έχει διαστάσεις  $(M_{esp} - 1 \times 1)$  και τα στοιχεία του είναι τυχαίες μεταβλητές. Αν και υπάρχουν διάφορες επιλογές για τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας που μπορούν να ακολουθούν τα στοιχεία του  $\boldsymbol{\delta}$ , έχει αποδειχθεί ότι η πιο κατάλληλη είναι η κατανομή Bernoulli με ισοπίθανες εξόδους  $\pm 1$  [115]. Επίσης, ο

συντελεστής  $\eta$  στην εξ. (4.29) προφανώς ελέγχει τη βαρύτητα της τιμής της κλίσης στη διαμόρφωση της νέας τρέχουσας λύσης.

Η διαδικασία τερματίζεται εφόσον πραγματοποιηθεί ένας μέγιστος αριθμός επαναλήψεων που καθορίζεται στην παράμετρο  $tot\_iters$ , ή εφόσον η νέα προσέγγιση  $\mathbf{x}_{n+1}$  σχετίζεται με την προηγούμενη (δηλαδή την  $\mathbf{x}_n$ ) ως εξής:

$$\frac{\|\mathbf{x}_{n+1} - \mathbf{x}_n\|_F}{\|\mathbf{x}_n\|_F} < tol \quad (4.32)$$

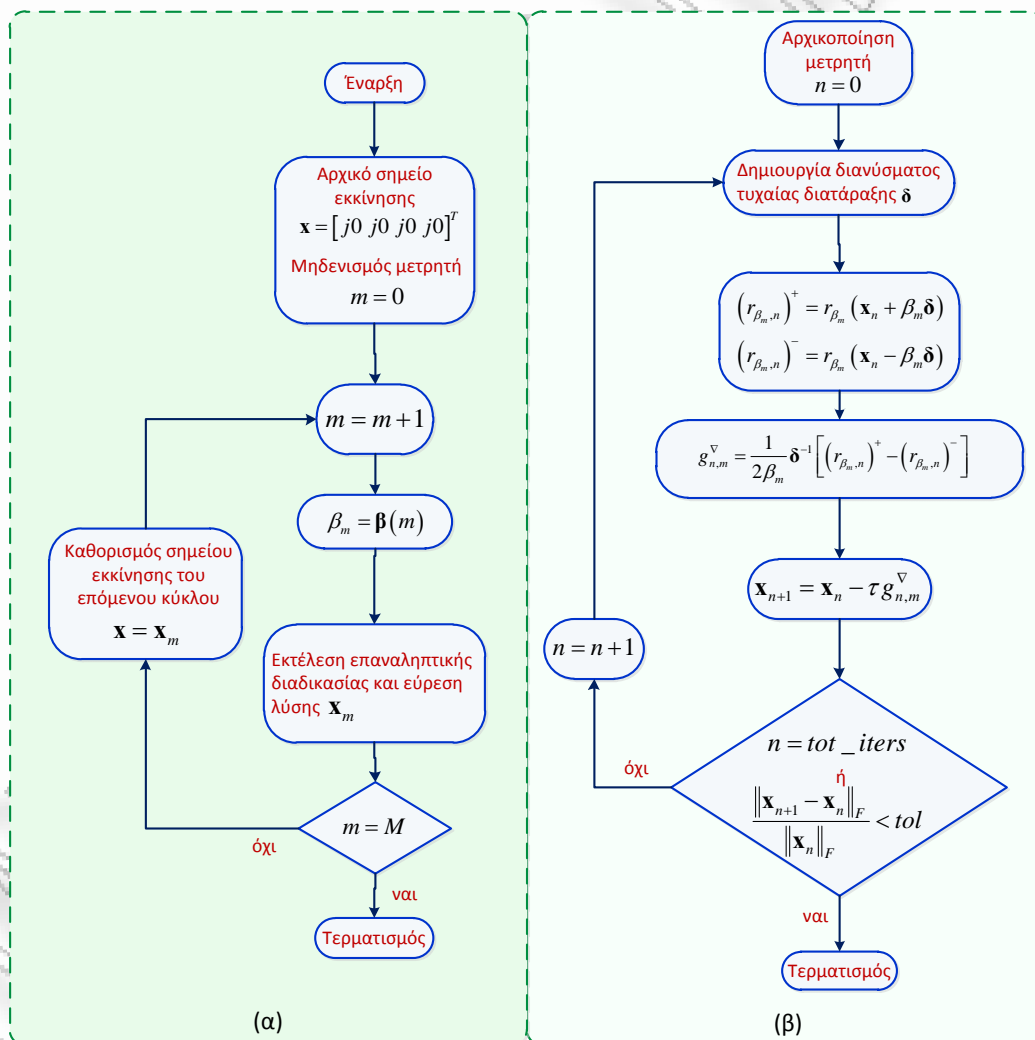
όπου  $tol$  είναι παράμετρος του αλγορίθμου και υποδηλώνει τη μέγιστη επιτρεπτή «ανοχή» (tolerance). Από τις εξ. (4.30) και (4.31), γίνεται φανερό ότι για τον προσδιορισμό της κλίσης απαιτείται η ταυτόχρονη διατάραξη (simultaneous perturbation) με τυχαίο τρόπο της τιμής της αντικειμενικής συνάρτησης κατά τη  $n+1$  επανάληψη. Αυτή η προσέγγιση είναι γνωστή ως Simultaneous perturbation stochastic approximation (SPSA) [116], [117] και όπως δείχνει η εξ. (4.31) το βασικό πλεονέκτημά της είναι ότι για τον υπολογισμό της κλίσης απαιτούνται δύο μόνο δείγματα της αντικειμενικής συνάρτησης, ανεξαρτήτως του πλήθους των παραμέτρων βελτιστοποίησης. Αναλυτικά η επαναληπτική διαδικασία που εκτελείται σε κάθε κύκλο βελτιστοποίησης παριστάνεται στο Σχήμα 4.9.

Η παραμετροποίηση του αλγορίθμου συνοψίζεται ως εξής:

- Αρχικό σημείο εκκίνησης. Εφόσον δεν υπάρχει οποιαδήποτε ένδειξη για επιλογή ενός συγκεκριμένου διανύσματος, το αρχικό σημείο εκκίνησης θα αντιστοιχεί στο διάνυσμα  $\mathbf{x} = [j0 \ j0 \ j0 \ j0]^T$ .
- Διάνυσμα ομαλοποίησης  $\beta$ , όπου έμμεσα καθορίζει και το πλήθος των κύκλων βελτιστοποίησης. Σημειώνεται ότι δεν υπάρχει αναλυτικός τρόπος καθορισμού του βέλτιστου διανύσματος  $\beta$ , αλλά προσδιορίζεται πειραματικά με δοκιμές (trials and errors) με κριτήριο την αποτελεσματικότητα του αλγορίθμου και την ικανοποιητική σύγκλιση.
- Παράμετρος  $\eta$  της εξ. (4.29)

- Μέγιστο επιτρεπτό πλήθος επαναλήψεων  $tot\_iters$  σε κάθε κύκλο βελτιστοποίησης
- Παράμετρος  $tol$  της εξ. (4.32).

Αν και η τεχνική SPSA έχει εφαρμοστεί σε εφαρμογές διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας με παρασιτικές κεραιές [66], το πρόβλημα αφορούσε την κατάλληλη προσαρμογή του διαγράμματος ώστε να επιτυγχάνεται λόγος σήματος προς παρεμβολή (signal to interference ratio, SIR) μεγαλύτερος από μία τιμή



**Σχήμα 4.9:** Σχηματική περιγραφή του αλγόριθμου βελτιστοποίησης, (α) περιγραφή της διαδικασίας μεταξύ κύκλων βελτιστοποίησης, (β) περιγραφή διαδικασίας εντός κάθε κύκλου βελτιστοποίησης

κατωφλίου (threshold value). Συνεπώς, οποιοδήποτε διάγραμμα ακτινοβολίας ικανοποιεί τη συγκεκριμένη απαίτηση είναι αποδεκτό. Αντίθετα, σε αυτή την περίπτωση απαιτείται ο προσδιορισμός των βαρών των παρασιτικών κεραιοστοιχείων που παράγουν ένα *συγκεκριμένο* διάγραμμα ακτινοβολίας, όπως δίνεται στην εξ. (4.8). Αυτή η απαίτηση υπαγορεύει την εύρεση του ολικού ελαχίστου της αντικειμενικής συνάρτησης κόστους, ή ενός σημείου πολύ κοντά σε αυτό.

#### 4.6.4 Ενδεικτικά αποτελέσματα και αξιολόγηση επίδοσης

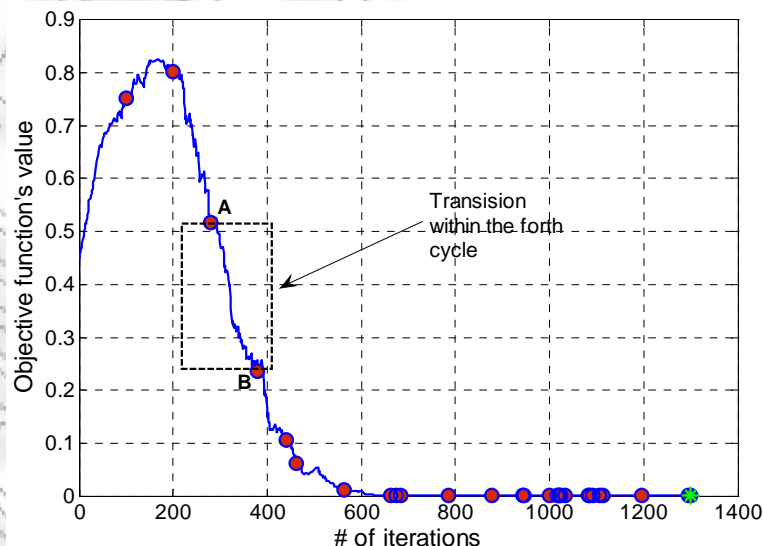
Ο προτεινόμενος αλγόριθμος αξιολογήθηκε ως προς την ικανότητα να προσαρμόζει την κεραία στα επιθυμητά διαγράμματα ακτινοβολίας της εξ. (4.8). Σαν παράδειγμα αξιολόγησης θεωρήθηκαν όλα τα πιθανά διαγράμματα ακτινοβολίας εκπομπής μίας κυκλικής κεραίας ESPAR με ακτίνα  $d = \lambda/16$  για μετάδοση συμβόλων QPSK. Σύμφωνα με το Σχήμα 3.11 η συγκεκριμένη κεραία αποδίδει 3 αποτελεσματικούς βαθμούς ελευθερίας, οπότε μπορεί να υποστηρίξει ισάριθμες ασυσχέτιστες ροές δεδομένων στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας (βλέπε ενότητα 4.2). Άρα, το πλήθος των πιθανών διαγραμμάτων ακτινοβολίας είναι ίσο με  $4^3 = 64$ . Η παραμετροποίηση του αλγορίθμου παρουσιάζεται στον Πίνακα 4.1.

Το Σχήμα 4.10 παριστάνει ένα παράδειγμα σύγκλισης, για ένα από τα 64 πιθανά επιθυμητά διαγράμματα ακτινοβολίας εκπομπής. Γίνεται καταρχήν αντιληπτό ότι το αρχικό σημείο εκκίνησης που επιλέχθηκε δεν ευνοεί τη σύγκλιση σε αποδεκτή λύση, καθώς η διαδρομή του αλγορίθμου αρχικά είναι ανοδική. Ωστόσο, ο αλγόριθμος καταφέρνει να συγκλίνει σε μία λύση που αντιστοιχεί σε τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης της τάξεως του  $10^{-6}$ . Στο ίδιο σχήμα επίσης απεικονίζονται όλες οι ενδιάμεσες λύσεις, ενώ ενδεικτικά δίνεται έμφαση στον τέταρτο κύκλο βελτιστοποίησης, όπου το σημείο εκκίνησης είναι το A και το σημείο τερματισμού το B. Η τελική λύση τελικά αντιστοιχεί στο πράσινο στίγμα, δηλαδή στην έξοδο του τελευταίου κύκλου βελτιστοποίησης. Το συγκεκριμένο παράδειγμα ωστόσο αποτελεί ένα εύκολο πρόβλημα βελτιστοποίησης, καθώς για

πλήθος επαναλήψεων μεγαλύτερο των 200 η διαδρομή είναι φθίνουσα. Ένα αρκετά απαιτητικό παράδειγμα απεικονίζεται στο Σχήμα 4.11. Αν και το αρχικό σημείο εκκίνησης σε αυτή την περίπτωση φαίνεται να ευνοεί την εύκολη σύγκλιση (η διαδρομή φθίνει άμεσα με την έναρξή της), ξαφνικά η τρέχουσα λύση χειροτερεύει καθώς η τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης αυξάνει απότομα. Επιπλέον επαναλήψεις οδηγούν τον αλγόριθμο σε σύγκλιση, καθώς παρατηρείται

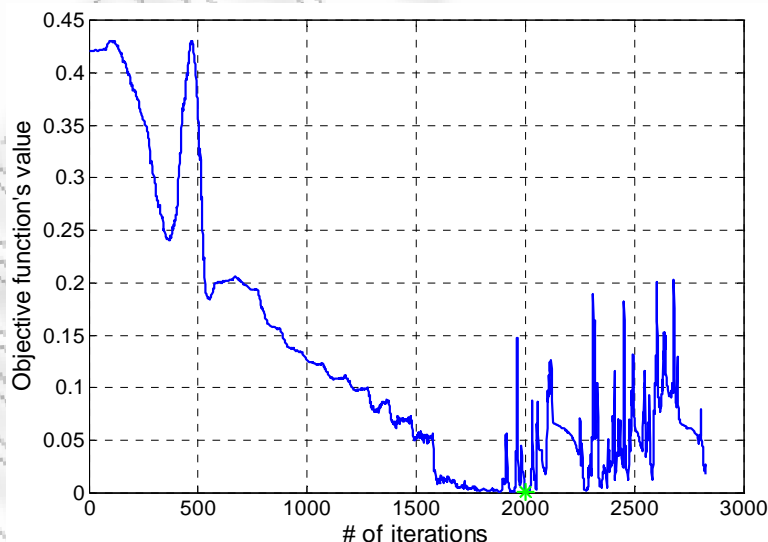
Παράμετρος	τιμή
$\beta$	[50 45 43 40 37 35 32 30 25 22 20 17 15 12 10 8 4 2.8 2 1.5 1 0.8 0.6 0.5 0.4 0.3 0.2 0.1 0.01]
$\eta$	100
<i>tot_iters</i>	100
<i>tol</i>	$10^{-5}$

**Πίνακας 4.1:** Παραμετροποίηση του αλγόριθμου για τον καθορισμό των βαρών για όλα τα πιθανά διαγράμματα ακτινοβολίας που αποδίδουν 3 ασυσχέτιστες ροές δεδομένων εκπομπής με QPSK διαμόρφωση



**Σχήμα 4.10:** Ενδεικτικό παράδειγμα ομαλής σύγκλισης. Το σημείο A αντιστοιχεί στη λύση του 3<sup>ου</sup> κύκλου που τίθεται ως σημείο εκκίνησης του 4<sup>ου</sup> κύκλου, ενώ το σημείο B είναι η έξοδος του 4<sup>ου</sup> κύκλου. Η μπλε καμπύλη δείχνει τις προσωρινές λύσεις εντός των κύκλων

φθίνουσα πορεία. Παρόλα αυτά, είναι φανερό πως η λύση του τελευταίου κύκλου δεν είναι η καλύτερη, καθώς σε προηγούμενη επανάληψη έχει προσεγγιστεί μικρότερη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης. Αυτή η συμπεριφορά παρατηρείται όταν η αντικειμενική συνάρτηση προς βελτιστοποίηση έχει μεγάλο αριθμό τοπικών ακροτάτων, οπότε η εύρεση του ολικού ελαχίστου μπορεί να είναι εξαιρετικά δύσκολη. Σε αυτή την περίπτωση, κατά τη διάρκεια της εκτέλεσης του αλγόριθμου και πλησιάζοντας τον τελευταίο κύκλο βελτιστοποίησης είναι πιθανό να προστίθεται ικανός αριθμός τοπικών ακροτάτων ώστε ο αλγόριθμος να εκτρέπεται από τη σωστή διαδρομή σύγκλισης και να παγιδεύεται στη γειτονιά ενός τοπικού ελαχίστου. Αν και η τυχαία διατάραξη της τρέχουσας λύσης με το διάνυσμα  $\delta$  διευκολύνει τον αλγόριθμο να απεγκλωβιστεί, η σταδιακή προσθήκη επιπλέον τοπικών ελαχίστων επιδρά ανασταλτικά. Η συνδυαστική επίδραση των δύο αυτών χαρακτηριστικών εξηγεί τις διακυμάνσεις στην τιμή του ελαχίστου που γίνονται έντονες καθώς ο αλγόριθμος πλησιάζει στον τερματισμό. Αν και η συμπεριφορά ως προς τη σύγκλιση θα μπορούσε να ελεγχθεί έμμεσα με κατάλληλη επιλογή του διανύσματος ομαλοποίησης  $\beta$ , είναι αδύνατο να καθοριστεί ένα τέτοιο διάνυσμα που να είναι κατάλληλο σε όλα τα πιθανά



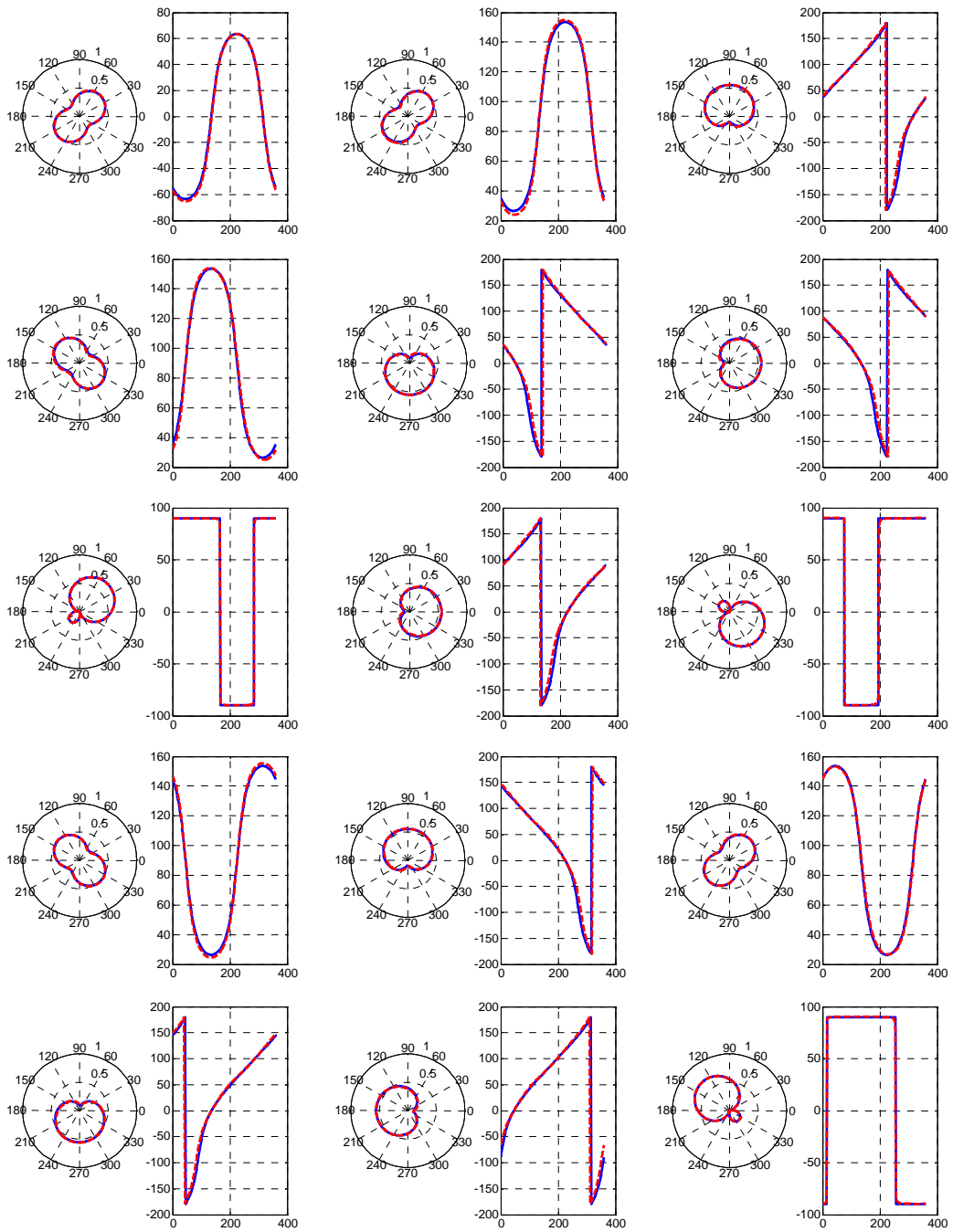
**Σχήμα 4.11:** Ενδεικτικό παράδειγμα απαιτητικής σύγκλισης. Το πράσινο στίγμα δείχνει την τελική λύση, η οποία δεν αντιστοιχεί στην έξοδο του τελευταίου κύκλου βελτιστοποίησης

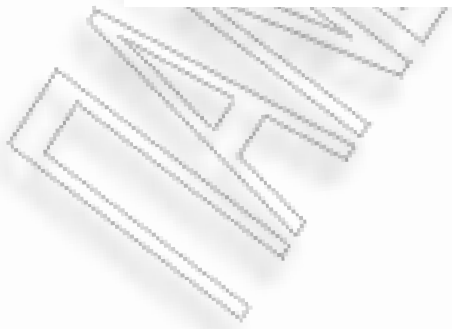
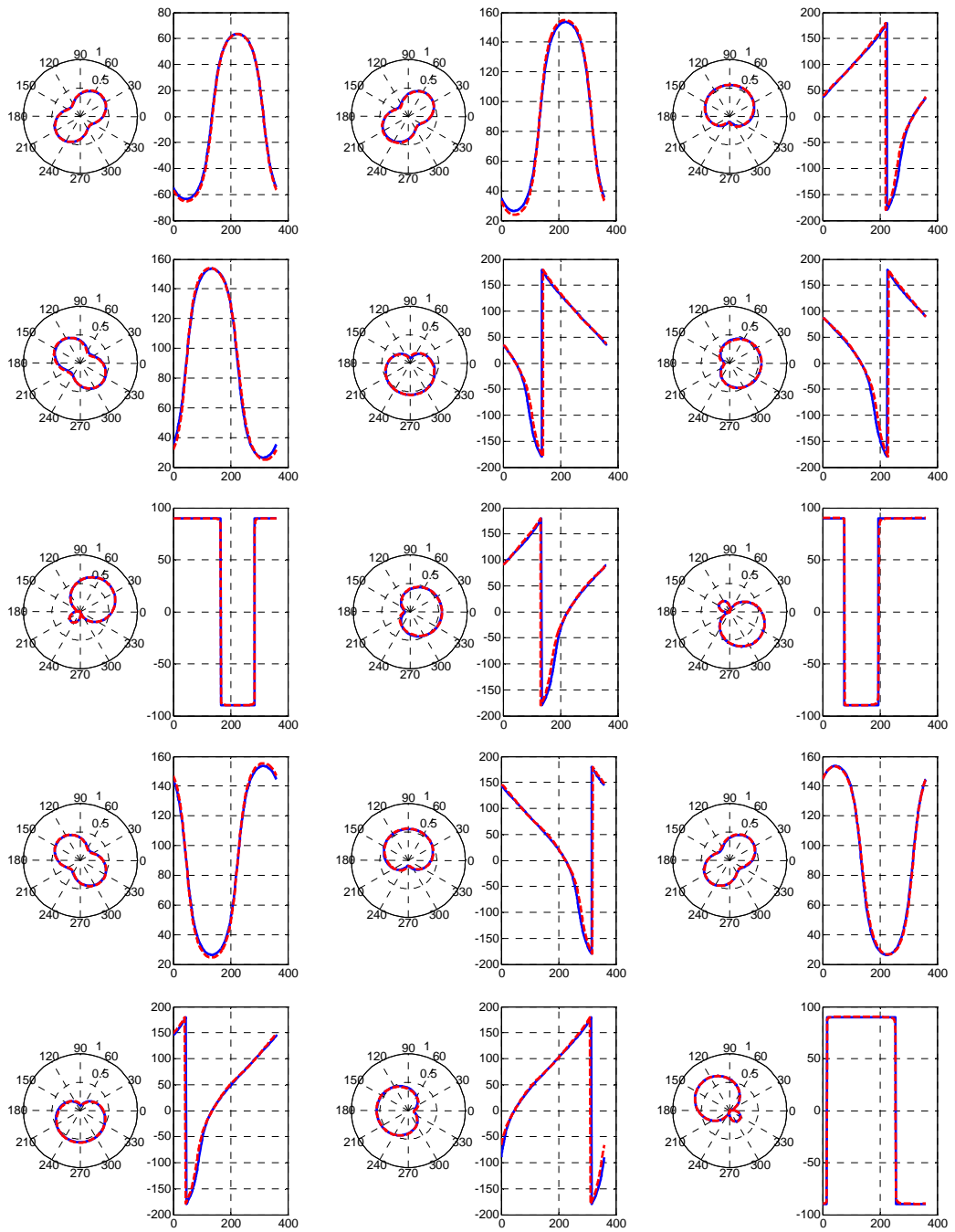


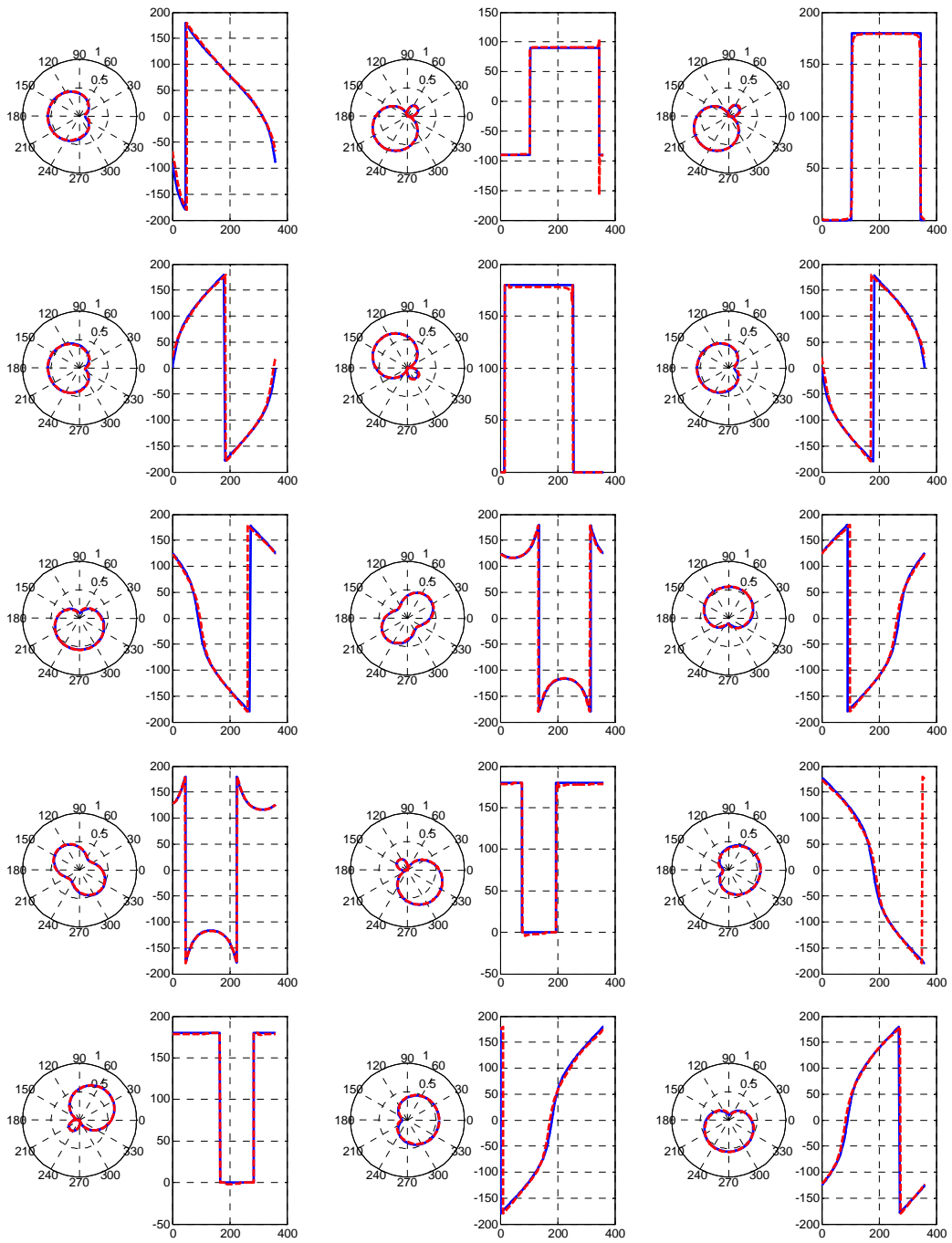
προβλήματα βελτιστοποίησης. Συνεπώς, μετά τον τερματισμό της διαδικασίας επιλέγεται εκείνη η λύση που αντιστοιχεί στη μικρότερη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης που υπολογίστηκε. Η λύση αυτή σημειώνεται με πράσινο στίγμα στο Σχήμα 4.10 και στο Σχήμα 4.11. Το Σχήμα 4.12 παρουσιάζει σύγκριση όλων των διαγραμμάτων ακτινοβολίας που επιτυγχάνονται με τον προτεινόμενο αλγόριθμο (μπλε χρώμα) και των επιθυμητών (κόκκινο χρώμα). Μία στατιστική αξιολόγηση για όλες τις πιθανές περιπτώσεις σύγκλισης απεικονίζεται στον Πίνακα 4.2. Συμπληρωματικά, το Σχήμα 4.13 δείχνει την κατανομή των τιμών της αντικειμενικής συνάρτησης που επιτυγχάνονται και του συνολικού πλήθους των επαναλήψεων μέχρι τη σύγκλιση. Τα αποτελέσματα αυτά αποδεικνύουν την αποτελεσματικότητα του αλγορίθμου.

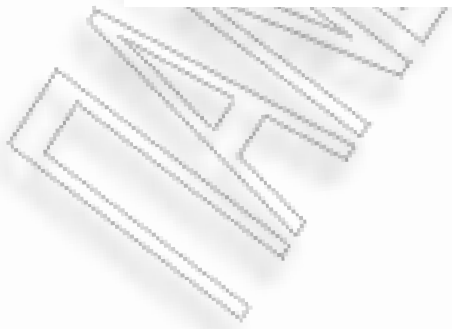
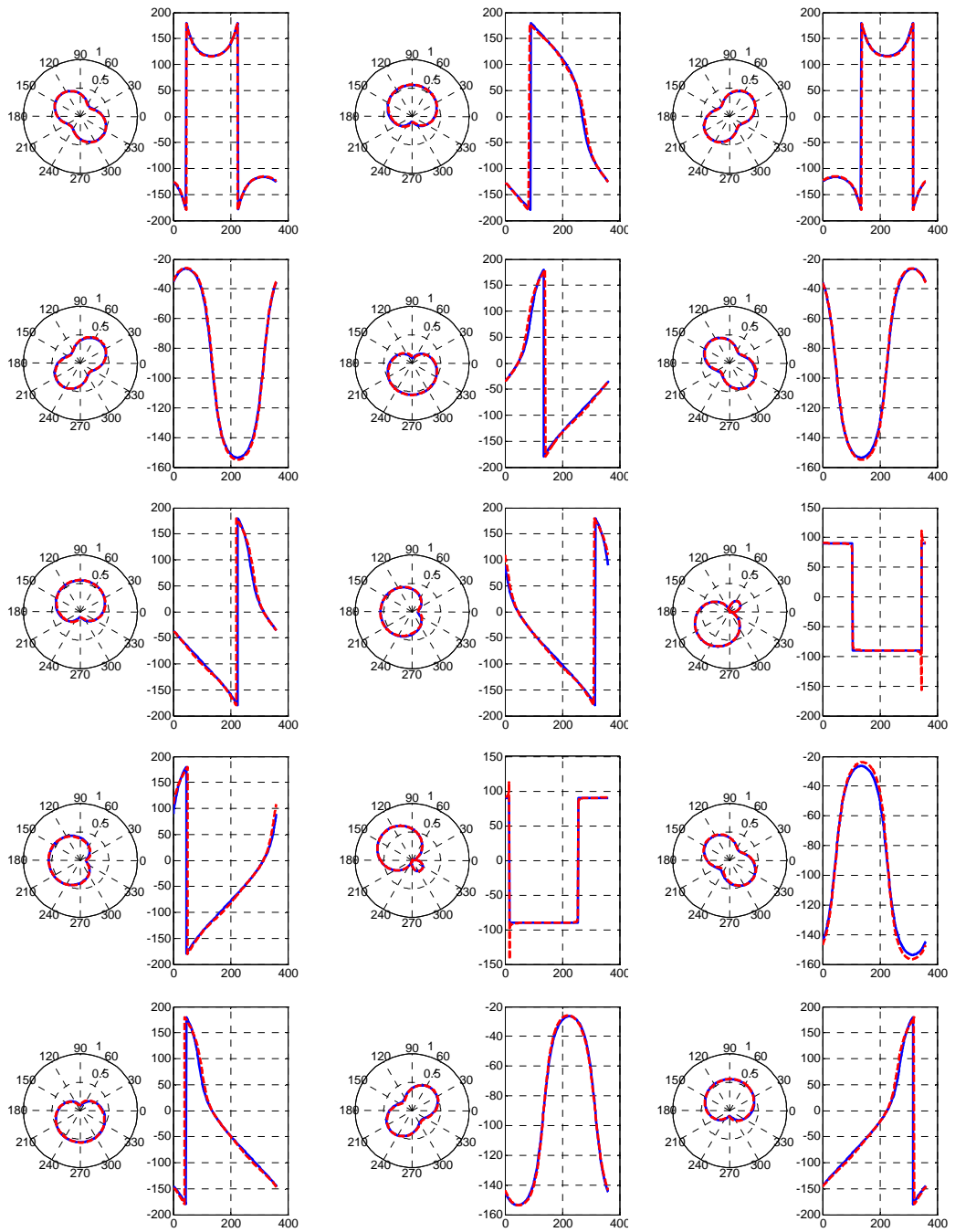
#### 4.6.5 Παρατηρήσεις

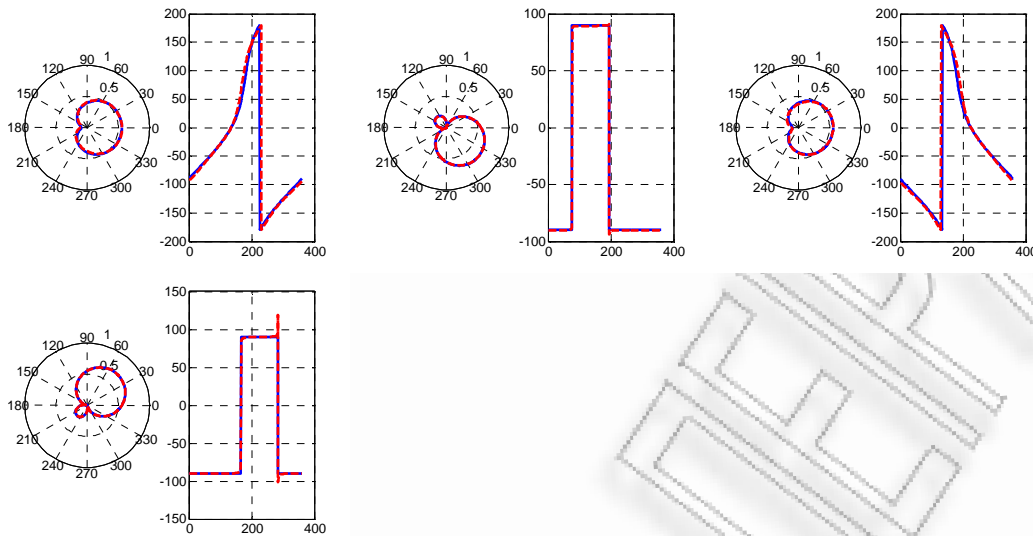
Αν και ο αλγόριθμος επιχειρεί την εύρεση του ολικού ελαχίστου μίας δεδομένης αντικειμενικής συνάρτησης, αυτό δε μπορεί να διασφαλιστεί σε όλες τις περιπτώσεις. Επίσης, δεν υπάρχει ακριβής μέθοδος καθορισμού των μεταβλητών παραμετροποίησης του αλγορίθμου, οπότε αυτό γίνεται πειραματικά. Τονίζεται πως αυξάνοντας το πλήθος των κύκλων βελτιστοποίησης και το άνω φράγμα στο πλήθος των επιτρεπτών επαναλήψεων σε κάθε κύκλο, η σύγκλιση γίνεται πιο αργή αλλά δεν παρατηρείται σαφής βελτίωση των αποτελεσμάτων ως προς την ελαχιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης. Αυτό δικαιολογείται καθώς είναι αδύνατος ο καθορισμός παραμέτρων που να είναι ταυτόχρονα κατάλληλες για όλα τα πιθανά προβλήματα βελτιστοποίησης (στο Σχήμα 4.12 είναι 64). Επίσης, εξαιτίας της στοχαστικής φύσης του αλγορίθμου είναι αυτονόητο πως εκτελώντας το ίδιο πρόβλημα βελτιστοποίησης, η διαδρομή της σύγκλισης θα διαφέρει ανά εκτέλεση.











**Σχήμα 4.12:** Διαγράμματα ακτινοβολίας εκπομπής που δημιουργούν 3 ασυσχετίστες ροές δεδομένων στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας και υποστηρίζουν διαμόρφωση QPSK. Με μπλε χρώμα απεικονίζονται τα επιθυμητά, σύμφωνα με την εξ. (4.8) και με κόκκινο αυτά που προκύπτουν με εφαρμογή του αλγόριθμου

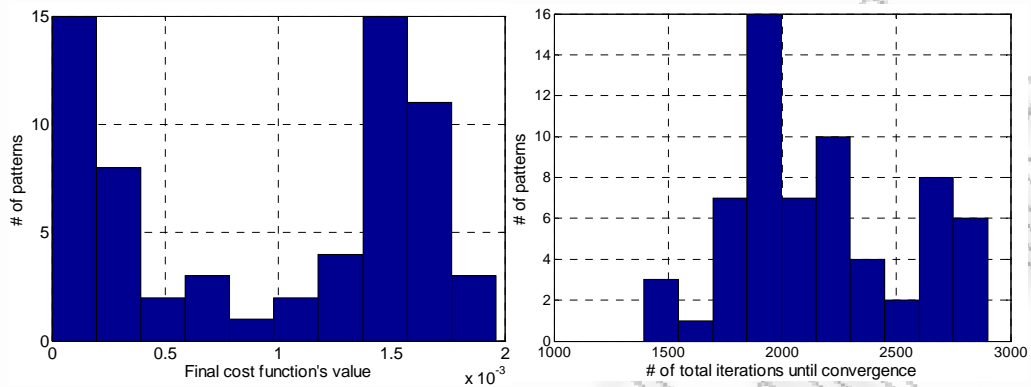
	Πλήθος επαναλήψεων	Τιμή αντικειμενικής συνάρτησης
Μέση τιμή	2174.6	$9.315 \cdot 10^{-4}$
Τυπική απόκλιση	378.6	$6.7 \cdot 10^{-4}$
Ελάχιστη τιμή	1394	$10^{-6}$
Μέγιστη τιμή	2900	$2 \cdot 10^{-3}$

**Πίνακας 4.2:** Στατιστικά μεγέθη επίδοσης του αλγορίθμου

## 4.7 Απαιτήσεις σχεδίασης της αρχιτεκτονικής BS-MIMO

### 4.7.1 Εύρος ζώνης της κεραίας

Επειδή τα διάφορα χαρακτηριστικά μίας κεραίας δε μεταβάλλονται με τον ίδιο τρόπο με τη συχνότητα, δεν υπάρχει μοναδικός ορισμός του εύρους ζώνης. Ως εύρος ζώνης κεραίας ορίζεται το εύρος συχνοτήτων συμμετρικό ως προς την



**Σχήμα 4.13:** Ιστογράμματα περιγραφής της επίδοσης του αλγόριθμου σχετικά με την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης που επιτυγχάνεται και το πλήθος των συνολικών επαναλήψεων

κεντρική συχνότητα, εντός των οποίων παράμετροι όπως η τιμή της αντίστασης εισόδου, η κατευθυντικότητα και η στάθμη των πλευρικών λοβών διατηρούν μία αποδεκτή τιμή ως προς την τιμή τους στην κεντρική συχνότητα. Ωστόσο, συνήθως το εύρος ζώνης προσδιορίζεται με κριτήριο την αντίσταση εισόδου. Σε αυτή την περίπτωση, ως κεντρική συχνότητα θεωρείται η *συχνότητα συντονισμού* της κεραίας για την οποία η αντίσταση εισόδου της παρουσιάζει μόνο πραγματικό μέρος. Μεταβάλλοντας τη συχνότητα του σήματος διέγερσης γύρω από τη συχνότητα συντονισμού η αντίσταση εισόδου γίνεται μιγαδική με το φανταστικό μέρος να προκαλεί ανάκλαση της ισχύος του πομπού, συνεπώς μείωση της ακτινοβολούμενης ισχύος ενώ η ισχύς τροφοδότησης παραμένει σταθερή. Το εύρος ζώνης ορίζεται ως η περιοχή συχνοτήτων γύρω από την κεντρική συχνότητα συντονισμού της κεραίας, στα άκρα της οποίας η ισχύς που απορροφά η κεραία από σταθερή πηγή τάσης είναι το μισό της ισχύος που απορροφά στη συχνότητα συντονισμού.

Το εύρος ζώνης μίας κεραίας σχετίζεται άμεσα με το συντελεστή ποιότητας  $Q_o$ . Αποδεικνύεται για παράδειγμα [118] ότι ο συντελεστής ποιότητας για κεραίες των οποίων η μέγιστη διάσταση έχει μικρό ηλεκτρικό μήκος (electrically small

antennas, ESAs)<sup>1</sup> είναι:

$$Q_a = \frac{1}{ka_{sph}} + \frac{1}{(ka_{sph})^3} \quad (4.33)$$

όπου  $a_{sph}$  η ακτίνα σφαίρας που περικλείει τη μέγιστη γραμμική διάσταση της κεραίας και  $k$  ο κυματάρθμος.

Ο ορισμός του συντελεστή ποιότητας για στοιχειοκεραίες επεκτείνεται όπως στην εξ. (4.34) [119], [120]:

$$Q_{array} = Q_t Q_a \quad (4.34)$$

όπου

$$Q_t = \frac{\mathbf{i}^H \mathbf{i}}{\mathbf{i}^H \mathbf{B} \mathbf{i}} \quad (4.35)$$

Στην εξ. (4.35)  $\mathbf{i}$  είναι το διάνυσμα των ρευμάτων των κεραιοστοιχείων και  $\mathbf{B}$  είναι πίνακας που συνδέεται άμεσα με τον πίνακα σύζευξης της στοιχειοκεραίας [119]. Σημειώνεται ότι οι εξ. (4.34) και (4.35) ισχύουν για οποιαδήποτε στοιχειοκεραία και όχι μόνο για παρασιτικές.

Από την υποενότητα 4.2.1.2 και τις εξ. (4.34), (4.35) γίνεται προφανές ότι εφόσον σε κάθε περίοδο συμβόλου το ακτινοβολούμενο διάγραμμα είναι διαφορετικό, άρα και τα ρεύματα των κεραιοστοιχείων, ο συντελεστής ποιότητας  $Q_{array}$  της στοιχειοκεραίας θα μεταβάλλεται με το χρόνο. Αυτό σημαίνει ότι διατηρώντας σταθερή τη κεντρική συχνότητα λειτουργίας, το εύρος ζώνης της κεραίας θα είναι χρονικά μεταβαλλόμενο, όπως προκύπτει από τη σχέση [121]:

$$Q_{array} = \frac{f}{\Delta f} \quad (4.36)$$

<sup>1</sup> Μία κεραία έχει μικρό ηλεκτρικό μήκος όταν η μέγιστη γραμμική διάστασή της βρίσκεται εντός σφαίρας με ακτίνα μικρότερη ή ίση με  $\lambda/2\pi$ .



Ο λόγος  $f/\Delta f$  συχνά καλείται *σχετικό* ή *κλασματικό (fractional)* εύρος ζώνης. Συνεπώς, για αξιόπιστη εκπομπή το ελάχιστο εύρος ζώνης της κεραίας πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του ζωνοπερατού σήματος εκπομπής<sup>1</sup>. Με βάση τα προηγούμενα, προκύπτει πως για μία κεραία με δεδομένη γεωμετρία το εύρος ζώνης μπορεί να μεταβληθεί μεταβάλλοντας τη κεντρική συχνότητα διέγερσης του ενεργού κεραιοστοιχείου. Αν είναι επιθυμητό να διατηρηθεί σταθερή η κεντρική συχνότητα, το εύρος ζώνης θα εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων της ESPAR και τη διάταξή τους στο χώρο.

#### 4.7.2 Χαρακτηριστικά κυκλώματος ελέγχου του βάρους των παρασιτικών κεραιοστοιχείων

Θεμελιώδεις αρχές σχεδίασης του κυκλώματος ελέγχου του βάρους των παρασιτικών στοιχείων παρατίθενται στην ενότητα 3.2. Επιπρόσθετες απαιτήσεις που σχετίζονται με την προτεινόμενη αρχιτεκτονική συνοψίζονται ως εξής:

- Οι δίοδοι μεταβλητής χωρητικής συμπεριφοράς (varactors) θα πρέπει να εξασφαλίζουν μεγάλο εύρος τιμών χωρητικότητας. Με αυτό τον τρόπο βελτιώνονται οι δυνατότητες διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας της παρασιτικής κεραίας για δεδομένη διάταξη των παρασιτικών κεραιοστοιχείων. Στην περίπτωση που οι επιλεγμένες δίοδοι δεν ικανοποιούν αυτή την απαίτηση, μία πιθανή λύση είναι η προσθήκη γραμμής μεταφοράς κατάλληλου μήκους, όπως επισημάνθηκε στην ενότητα 3.2.
- Οι επιλεγμένες δίοδοι πρέπει να εγγυώνται αμελητέο χρόνο μετάβασης από μία τιμή χωρητικότητας σε μία άλλη. Έτσι, εξασφαλίζεται αντίστοιχα η ακαριαία (προσεγγιστικά) εναλλαγή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας εκπομπής μεταξύ των περιόδων συμβόλων. Αποτυχία επίτευξης αυτής της απαίτησης επιβαρύνει προφανώς το σηματοθορυβικό λόγο στο δέκτη με προφανή αρνητικά αποτελέσματα στην επίδοση του συστήματος.

<sup>1</sup> Αν  $T_s$  η περίοδος συμβόλου, το ελάχιστο εύρος ζώνης της κεραίας προσεγγιστικά πρέπει να εξασφαλίζεται μεγαλύτερο από  $1/T_s$ .

- Είναι γνωστό ότι η αντίσταση εισόδου μίας στοιχειοκεραίας εξαρτάται από τις τιμές της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των κεραιοστοιχείων. Εφόσον σε κάθε περίοδο συμβόλου τα βάρη των παρασιτικών στοιχείων ρυθμίζονται ώστε να παραχθεί το επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας, η αμοιβαία σύζευξη θα είναι χρονικά μεταβαλλόμενη. Συνεπώς, απαιτείται η σχεδίαση τεχνικής δυναμικής προσαρμογής (dynamic matching technique) της κεραίας ώστε να εξασφαλίζεται η μέγιστη δυνατή μεταφορά ισχύος.

Σημειώνεται πως σε κάθε περίπτωση, οι κυκλωματικές διατάξεις που ικανοποιούν τις παραπάνω προδιαγραφές είναι εύκολα υλοποιήσιμες με χαμηλό κόστος, σε σχέση με το κόστος υλοποίησης των αλυσίδων RF που αντικαθιστούν.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

### Διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας παρασιτικών κεραιών σε συστήματα πολλαπλών χρηστών

Αυτό το κεφάλαιο μελετά την ενδεχόμενη αξιοποίηση των κεραιών ESPAR σε εφαρμογές διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας (beamforming, BF) σε συστήματα πολλαπλών χρηστών, καθώς και την εύρεση μεθόδων ανάδειξης και αξιοποίησης των πλεονεκτημάτων τους με κριτήριο τη βελτίωση της μέσης διεκπαιρευτικής ικανότητας (average throughput). Ένα σύστημα πολλαπλών χρηστών αποτελείται από ένα σύνολο χρηστών που επιδιώκουν μετάδοση ή λήψη πληροφορίας από ένα κεντρικό κόμβο, δηλαδή το σταθμό βάσης. Στη γενική περίπτωση ο σταθμός βάσης και οι χρήστες φέρουν στοιχειοκεραίες με  $M_T, M_R$  ενεργά κεραιοστοιχεία αντίστοιχα. Η ζεύξη μεταξύ των χρηστών και του σταθμού βάσης διακρίνεται σε ζεύξη ανόδου (uplink channel), και ζεύξη καθόδου (downlink channel). Η ζεύξη ανόδου συχνά καλείται και ζεύξη πολλαπλής πρόσβασης (multiple access channel, MAC) ή ανάστροφη ζεύξη (reverse channel) και αφορά την περίπτωση που ο σταθμός βάσης λειτουργεί ως δέκτης, λαμβάνοντας πληροφορία από το σύνολο των χρηστών που εκπέμπουν. Το λαμβανόμενο διάνυσμα  $\mathbf{y}$ , διαστάσεων  $(M_T \times 1)$ , από το σταθμό βάσης εκφράζεται ως [122]:

$$\mathbf{y} = \sum_{u=1}^U (\mathbf{H}^{(u)})^T \mathbf{s}^{(u)} + \mathbf{n}, U \leq M_T \quad (5.1)$$

όπου  $\mathbf{s}^{(u)}$  είναι διάνυσμα  $(M_R \times 1)$  των σημάτων εκπομπής από τον χρήστη  $u$  και  $\mathbf{H}^{(u)}$  είναι πίνακας μεταφοράς της ζεύξης ανόδου για το χρήστη  $u$  με διαστάσεις  $(M_R \times M_T)$ . Σημειώνεται ότι ο τελεστής της αναστροφής χρησιμοποιείται κατά

σύμβαση για λόγους συνάφειας με το συμβολισμό της ζεύξης καθόδου. Αντίστοιχα, στη ζεύξη καθόδου, γνωστή και ως ζεύξη εκπομπής (broadcast channel, BC) ή ευθεία ζεύξη (forward channel) ο σταθμός βάσης λειτουργεί ως πομπός και οι χρήστες ως δέκτες. Το λαμβανόμενο από το χρήστη  $u$  διάνυσμα  $\mathbf{y}^{(u)}$  διαστάσεων  $(M_R \times 1)$  είναι [122]:

$$\mathbf{y}^{(u)} = \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)} + \mathbf{n}^{(u)} \quad (5.2)$$

Το διάνυσμα των εκπεμπόμενων σημάτων από το σταθμό βάσης θα είναι διαστάσεων  $(M_T \times 1)$  και εκφράζεται ως συνάθροιση των σημάτων που προορίζονται για κάθε χρήστη ξεχωριστά:

$$\mathbf{s} = \sum_{u=1}^U \mathbf{s}^{(u)} \quad (5.3)$$

Σημειώνεται ότι στη ζεύξη καθόδου η διαθέσιμη ισχύς εκπομπής μοιράζεται σε όλους τους χρήστες, ενώ στη ζεύξη ανόδου κάθε χρήστης μπορεί να θεωρηθεί ότι έχει διαφορετικούς περιορισμούς ισχύος. Αν και η γενική περίπτωση θεωρεί στοιχειοκεραίες σε κάθε άκρο επικοινωνίας, η χρήση πολλαπλών κεραιοστοιχείων στους χρήστες συνήθως αποφεύγεται εξαιτίας της πολυπλοκότητας που εισάγουν, παρά τα προφανή οφέλη στη βελτίωση της επίδοσης της ζεύξης. Συνεπώς, συνήθως θεωρούνται χρήστες με μία κεραία μόνο, που σημαίνει ότι η ζεύξη καθόδου διαιρείται σε πλήθος διαύλων SISO ίσο με το πλήθος των χρηστών (δηλαδή των δεκτών)  $U \leq M_T$  που εξυπηρετούνται.

Λαμβάνοντας υπόψη τους περιορισμούς στο κόστος υλοποίησης και το μέγεθος των κινητών τερματικών, σε αυτό το κεφάλαιο μελετάται η συνεισφορά των παρασιτικών κεραιών σε περιβάλλοντα πολλαπλών χρηστών. Προφανώς, το σημαντικό πλεονέκτημα σε αυτή την περίπτωση είναι ότι οι χρήστες έχουν δυνατότητες διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας, χωρίς να παραβιάζονται

περιορισμοί στην πολυπλοκότητα και το κόστος υλοποίησης<sup>1</sup>. Αυτή η δυνατότητα, επιτρέπει πλέον την ανάπτυξη τεχνικών προσανατολισμένες στο χρήστη (user oriented techniques) οι οποίες εκμεταλλεύονται τις νέες δυνατότητες των τερματικών συσκευών για τη βελτίωση της επίδοσης του συστήματος. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με τη συνήθη τακτική κατά την οποία οποιαδήποτε τεχνική που αποσκοπεί στη βελτίωση της μέσης διεκπαιρευτικής ικανότητας (average throughput) του συστήματος επιβαρύνει το σταθμό βάσης (base station oriented).

Συγκεκριμένα, σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται αξιολόγηση επίδοσης ενός συστήματος πολλαπλών χρηστών με παρασιτικές κεραιές για τις ακόλουθες περιπτώσεις:

- Πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (time division multiple access, TDMA) σε περιβάλλον διάδοσης Rayleigh.
- Πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου σε περιβάλλον διάδοσης Rician.
- Πολυπλεξία με διαίρεση χώρου (space division multiple access, SDMA) σε περιβάλλον διάδοσης Rayleigh.

Οι τεχνικές που προτείνονται σε όλες τις περιπτώσεις είναι προσανατολισμένες στο χρήστη και αξιοποιούν τις δυνατότητες διαμόρφωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας των παρασιτικών κεραιών, είτε για μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου, είτε για ακύρωση παρεμβολών και κατά περίπτωση μεγιστοποίηση της ισχύος του ωφέλιμου σήματος.

Σε κάθε σύστημα πολλαπλών χρηστών η επίδοση εξαρτάται άμεσα από το πλήθος των εν δυνάμει ενεργών χρηστών (active users), δηλαδή του συνόλου των χρηστών στο δίκτυο που διεκδικούν πόρους. Αυτό εκφράζεται μέσω του διαφορισμού πολλαπλών χρηστών (multiuser diversity), που αναλύεται συνοπτικά στην επόμενη ενότητα. Κατόπιν, παρουσιάζονται οι τρεις διαφορετικές τεχνικές βελτιστοποίησης που εφαρμόζονται στους χρήστες του συστήματος. Τονίζεται ότι

<sup>1</sup> Αν και η χρήση παρασιτικών κεραιών τύπου ESPAR απαιτεί προφανώς κατάλληλο κύκλωμα που αποδίδει τα βάρη στα παρασιτικά στοιχεία, όπως εξηγήθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια το επιπλέον κόστος είναι σημαντικά μικρότερο από εκείνο μίας πλήρους αλυσίδας RF, επομένως η αρχιτεκτονική αυτή αποτελεί ελκυστική λύση για τερματικές συσκευές.

σε κάθε περίπτωση η αξιολόγηση των τεχνικών αυτών γίνεται θεωρώντας τη ζεύξη καθόδου.

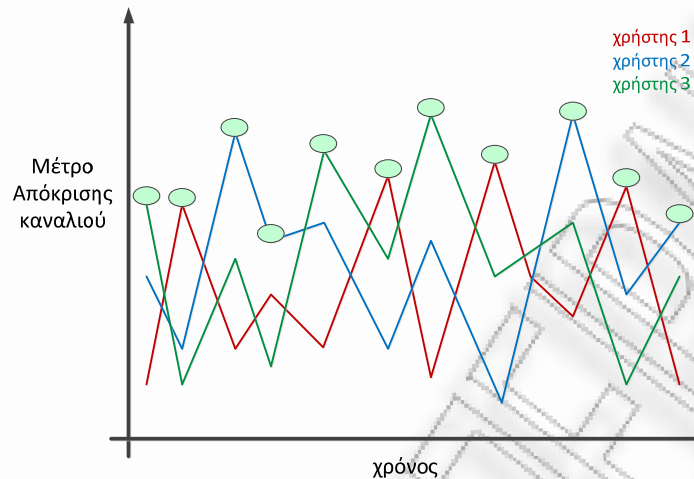
### **5.1 Διαφορισμός πολλαπλών χρηστών και καιροσκοπική διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας**

Χαρακτηριστικό φαινόμενο του ασύρματου διαύλου διάδοσης είναι ως γνωστόν οι διαλείψεις που οφείλονται στην αθροιστική ή αφαιρετική συμβολή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών στο δέκτη. Παραδοσιακά, οι διαλείψεις αποτελούν αρνητικό χαρακτηριστικό που αντιμετωπίζεται με τεχνικές διαφορισμού στο χρόνο, π.χ. με τεχνικές διεμπλοκής (interleaving techniques), στη συχνότητα, πχ. σε συστήματα αναπήδησης συχνότητας (frequency hopping systems) ή στο χώρο όπου το πιο χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι τα συστήματα πολλαπλών κεραιών.

Εκτός από τις κλασικές μορφές διαφορισμού, οι Knorr και Humblet [123] μελέτησαν το διαφορισμό εξαιτίας της ύπαρξης πολλαπλών χρηστών, εστιάζοντας στη ζεύξη ανόδου μίας κυψέλης όπου οι χρήστες επικοινωνούν με το σταθμό βάσης μέσω χρονικά μεταβαλλόμενων διαύλων. Σε αυτή τη μελέτη αποδεικνύεται ότι η χωρητικότητα του συστήματος μεγιστοποιείται όταν ο σταθμός βάσης σε κάθε περίοδο σηματοδοσίας εξυπηρετεί το χρήστη με το υψηλότερο κέρδος διαύλου. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.1, κέρδος διαφορισμού προκύπτει από το γεγονός ότι σε ένα σύστημα με αρκετούς χρήστες, των οποίων τα κανάλια υπόκεινται σε ανεξάρτητες διαλείψεις, κάθε φορά<sup>1</sup> μπορεί επιλέγεται ο χρήστης με το μέγιστο κέρδος διαύλου, στον οποίο θα διατίθεται όλο το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Συνεπώς, ο διαφορισμός πολλαπλών χρηστών μπορεί να ερμηνευτεί και ως διαφορισμός λόγω επιλογής (selection diversity). Ανάλογο συμπέρασμα αποδεικνύεται ότι ισχύει και στην περίπτωση ζεύξης καθόδου [124].

---

<sup>1</sup> Δηλαδή σε κάθε περίοδο σηματοδοσίας συμβόλου, ή χρονο-πλαίσιο που αποτελείται από πολλές περιόδους σηματοδοσίας και κατά τη διάρκεια του οποίου το κέρδος των καναλιών των χρηστών διατηρείται σταθερό.



**Σχήμα 5.1:** Διακύμανση του πλάτους του καναλιού τριών χρηστών με την πάροδο του χρόνου. Κάθε φορά επιλέγεται ο χρήστης με το μέγιστο κέρδος

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι το κέρδος διαφορισμού πολλαπλών χρηστών αυξάνει όσο αυξάνει το *εύρος της διακύμανσης* του κέρδους των καναλιών των χρηστών, δηλαδή το εύρος των διαλείψεων, το οποίο με τη σειρά του σημαίνει ότι θα αυξάνονται αντίστοιχα και οι τιμές των μεγίστων. Από την άλλη, περιορίζεται κυρίως από δύο παράγοντες: α) από την εφαρμογή, καθώς οι διαλείψεις του διαύλου ίσως είναι πιο αργές από την περίοδο σηματοδοσίας, άρα και πιο ομαλές και β) από την ύπαρξη ισχυρής απευθείας συνιστώσας ή περιορισμένης σκέδασης, που περιορίζει το εύρος των διακυμάνσεων των καναλιών. Θεωρώντας ότι ο πρώτος παράγοντας είναι ζήτημα σχεδίασης που αντιμετωπίζεται μπορεί στη συνέχεια να αγνοηθεί. Ο κύριος τρόπος αντιμετώπισης του δεύτερου παράγοντα, αφορά γενικά στη δημιουργία επιπλέον *τεχνητών* διακυμάνσεων του καναλιού των χρηστών.

Η βασική ιδέα αυτής της προσέγγισης είναι η χρήση διαφορετικού διαγράμματος ακτινοβολίας στο σταθμό βάσης σε κάθε περίοδο σηματοδοσίας, η οποία είναι προφανές ότι εισάγει διακυμάνσεις του καναλιού, ακόμα και όταν αυτό είναι εξαιρετικά περιορισμένης σκέδασης. Αυτή η ιδέα θα μπορούσε να υλοποιηθεί με τη χρήση στοιχειοκεραίας στο σταθμό βάσης, η οποία σε κάθε περίοδο σηματοδοσίας σχηματίζει ένα *τυχαίο* διάγραμμα ακτινοβολίας [125]. Στην

περίπτωση που ο σταθμός βάσης γνωρίζει πλήρως το κανάλι ενός χρήστη (δηλαδή το μιγαδικό κέρδος μεταξύ των κεραιοστοιχείων του και της κεραίας του χρήστη) τότε το διάγραμμα ακτινοβολίας εκπομπής του σταθμού βάσης θα μπορούσε να βελτιστοποιηθεί ώστε να μεγιστοποιεί το σηματοθορυβικό λόγο του χρήστη. Δεδομένου ότι η πλήρης γνώση των καναλιών των χρηστών στο σταθμό βάσης απαιτεί τη διακίνηση μεγάλης πληροφορίας μέσω διαύλου ανάδρασης, στην πράξη ο σταθμός βάσης είναι ενήμερος μόνο για τις τιμές σηματοθορυβικών λόγων των χρηστών που προφανώς δεν επαρκεί για το σχηματισμό ενός βέλτιστου διαγράμματος ακτινοβολίας εκπομπής. Όμως, αυξάνοντας το πλήθος των ενεργών χρηστών αυξάνεται η πιθανότητα κάθε φορά ένας χρήστης να είναι περισσότερο «ευθυγραμμισμένος» με το τυχαίο διάγραμμα ακτινοβολίας του σταθμού βάσης (beamforming configuration). Αυτός ο χρήστης αναφέρει την υψηλότερη τιμή σηματοθορυβικού λόγου και είναι εκείνος που εξυπηρετείται τελικά.

Συνεπώς, όταν ο σταθμός βάσης διαθέτει εξαιρετικά περιορισμένη γνώση σχετικά με τα κανάλια των χρηστών, εκτελεί τυχαία διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας, με την ελπίδα ότι κάθε φορά ο επιλεγμένος χρήστης είναι αρκετά «ευθυγραμμισμένος». Γι' αυτό το λόγο η τεχνική αυτή καλείται *καιροσκοπική ή ευκαιριακή διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας* (opportunistic beamforming) [125].

Όπως προκύπτει από τα προηγούμενα, σε περιβάλλον πολλαπλών χρηστών οι διαλείψεις των καναλιών των χρηστών είναι επιθυμητές και δεν αποτελούν αρνητικό φαινόμενο που πρέπει να αντιμετωπιστεί. Συνεπώς, αντί να αναπτύσσονται τεχνικές που τις καταπολεμούν γίνεται προσπάθεια ενίσχυσής τους. Σε ένα περιβάλλον ισχυρής σκέδασης με διαλείψεις τύπου Rayleigh, δεν υπάρχει δυνατότητα δημιουργίας επιπλέον διακυμάνσεων [125]. Αντίθετα, όταν οι διακυμάνσεις των καναλιών είναι περιορισμένες λόγω ισχυρής απευθείας συνιστώσας και περιορισμένης σκέδασης, η καιροσκοπική διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας μπορεί να εισάγει επιπλέον διακυμάνσεις βελτιώνοντας έτσι τη μέση διεκπαιρευτική ικανότητα του συστήματος. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί ως εξής: Στην περίπτωση καναλιού Rician η συνεισφορά των



πολυδιαδρομικών συνιστωσών είναι περιορισμένη, οπότε οι διακυμάνσεις του καναλιού θα είναι επίσης περιορισμένες. Αν υπό αυτές τις συνθήκες το διάγραμμα ακτινοβολίας του πομπού μεταβάλλεται με τυχαίο τρόπο οι διακυμάνσεις που προκύπτουν θα οφείλονται σε δύο λόγους: α) στις πολυδιαδρομικές συνιστώσες που αν και περιορισμένες θα υπάρχουν και θα εισάγουν διαλείψεις και β) στην προσθετική και αφαιρετική αλληλεπίδραση της απευθείας συνιστώσας με τις εναλλαγές του διαγράμματος ακτινοβολίας. Μάλιστα, όσο ισχυρότερη είναι η απευθείας συνιστώσα, δηλαδή όσο περισσότερο στατικό είναι το κανάλι, τόσο εντονότερες είναι οι τεχνητές διακυμάνσεις που εισάγονται με αυτό τον τρόπο.

## 5.2 Διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας για μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται δύο διαφορετικές τεχνικές βελτιστοποίησης του διαγράμματος ακτινοβολίας λήψης των χρηστών για μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου. Διάκριση γίνεται ανάλογα με τη στατιστική περιγραφή του καναλιού των χρηστών. Εφόσον την περίπτωση καναλιών τύπου Rayleigh η τεχνική της καιροσκοπικής διαμόρφωσης δε βελτιώνει την επίδοση, ο μόνος τρόπος βελτίωσης της επίδοσης είναι η βέλτιστη διαμόρφωση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των χρηστών, αντί του σχηματισμού τους με τυχαίο τρόπο. Αντίθετα, όταν τα κανάλια των χρηστών είναι τύπου Rician αυτή η τεχνική, αν και θα μπορούσε φυσικά να εφαρμοστεί, δεν είναι απαραίτητη, καθώς η επίδοση μπορεί να βελτιωθεί σημαντικά αν χρησιμοποιηθούν διαγράμματα ακτινοβολίας με τη μέγιστη κατευθυντικότητα.

### 5.2.1 Κανάλια χρηστών τύπου Rayleigh

#### 5.2.1.1 Σχέση εισόδου – εξόδου μεταξύ χρηστών και του σταθμού βάσης

Ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου ενός χρήστη με κεραία ESPAR εκφράζεται στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας ως (βλέπε υποενότητα 4.2):

$$\mathbf{H}^{(u)} = \mathbf{\Phi}_u^H \mathbf{H}_g^{(u)} \mathbf{\Phi}_T \quad (5.4)$$

όπου  $\mathbf{\Phi}_u$  πίνακας διαστάσεων  $(Q \times N_{eff,u})$ , η  $i$ -οστή στήλη του οποίου περιέχει τις  $Q$  αποκρίσεις του  $i$ -οστού διαγράμματος βάσης του χρήστη στις κατευθύνσεις των σκεδαστών. Ομοίως ορίζεται ο πίνακας  $\mathbf{\Phi}_T$  που περιέχει τις αντίστοιχες αποκρίσεις του σταθμού βάσης. Κατά την έναρξη μίας χρονοθυρίδας (time frame) ο σταθμός βάσης μπορεί να εκτελεί καιροσκοπική διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας που αντιστοιχεί σε ένα διάνυσμα  $\mathbf{w}_T$  διαστάσεων  $(M_T \times 1)$ <sup>1</sup>. Συνεπώς, το μιγαδικό κέρδος του καναλιού του χρήστη  $u$  εκφράζεται τελικά ως:

$$h^{(u)} = \mathbf{w}_u^H \mathbf{\Phi}_u^H \mathbf{H}_g^{(u)} \mathbf{\Phi}_T \mathbf{w}_T = \mathbf{w}_u^H \tilde{\mathbf{h}}^{(u)} = \sum_{i=1}^{N_{eff,u}} w_{u,i} \tilde{h}_i^{(u)} \quad (5.5)$$

Όπου  $\tilde{h}_i^{(u)}$  το  $i$ -οστό στοιχείο του διανύσματος  $\tilde{\mathbf{h}}^{(u)} = \mathbf{\Phi}_u^H \mathbf{H}_g^{(u)} \mathbf{\Phi}_T \mathbf{w}_T$  διαστάσεων  $(N_{eff,u} \times 1)$  και  $\mathbf{w}_u = [w_{u,1}^* \quad w_{u,1}^* \quad \dots \quad w_{u,N_{eff,u}}^*]^T$  είναι διάνυσμα ορισμένο στο χώρο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας που ορίζουν οι στήλες του πίνακα  $\mathbf{\Phi}_u$  και αντιστοιχεί σε ένα ακτινοβολούμενο διάγραμμα ακτινοβολίας (βλέπε κεφάλαιο 3). Συνεπώς, το λαμβανόμενο σήμα θα είναι:

$$\mathbf{y}^{(u)} = h^{(u)} s^{(u)} + n^{(u)} = \mathbf{w}_u^H \mathbf{\Phi}_u^H \mathbf{H}_g^{(u)} \mathbf{\Phi}_T \mathbf{w}_T s^{(u)} + n^{(u)} = \mathbf{w}_u^H \tilde{\mathbf{h}}^{(u)} s^{(u)} + n^{(u)} \quad (5.6)$$

όπου  $s^{(u)}$  και  $n^{(u)}$  είναι το σήμα εκπομπής και ο προσθετικός λευκός Gaussian θόρυβος για το χρήστη  $u$ .

### 5.2.1.2 Προσδιορισμός βέλτιστου διαγράμματος ακτινοβολίας λήψης και αξιολόγηση επίδοσης

Για τον προσδιορισμό του βέλτιστου διαγράμματος ακτινοβολίας, ο κάθε χρήστης χρειάζεται πλήρη γνώση του καναλιού του, την οποία φυσικά μπορεί να

<sup>1</sup> Εφόσον εστιάζουμε σε περιβάλλον Rayleigh η καιροσκοπική διαμόρφωση δεν προσφέρει οποιαδήποτε αύξηση των διακυμάνσεων των καναλιών, οπότε το διάγραμμα ακτινοβολίας τους σταθμού βάσης θα μπορούσε να θεωρηθεί σταθερό. Ωστόσο εδώ παρουσιάζεται η γενική περίπτωση.

διαθέτει. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω διαδικασίας εκπαίδευσης, κατά την οποία αφού ο σταθμός βάσης εφαρμόσει ένα τυχαίο διάγραμμα ακτινοβολίας, δηλαδή ένα διάνυσμα  $\mathbf{w}_T$ , ο χρήστης χρησιμοποιεί *σειριακά* τα  $N_{eff,u}$  διαγράμματα βάσης και εκτιμά τη μιγαδική απόκριση του διαύλου για κάθε ένα από αυτά. Άρα, όταν ολοκληρωθεί η διαδικασία εκπαίδευσης ο χρήστης έχει αποκτήσει γνώση του πίνακα του διαύλου  $\mathbf{H}^{(u)}$ .

Μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου του χρήστη  $u$  ισοδυναμεί με μεγιστοποίηση του κέρδους ισχύος του ενεργού καναλιού του χρήστη, που εκφράζεται ως:

$$g_u = \max_{\mathbf{w}_u} \left| \mathbf{w}_u^H \tilde{\mathbf{h}}^{(u)} \right|^2 = \max_{\mathbf{w}_u} \left( \mathbf{w}_u^H \mathbf{D}_u \mathbf{w}_u \right) \quad (5.7)$$

όπου  $\mathbf{D}_u = \tilde{\mathbf{h}}^{(u)} (\tilde{\mathbf{h}}^{(u)})^H$ . Αναγνωρίζοντας ότι ο πίνακας συσχέτισης  $\mathbf{D}_u$  είναι τάξεως ένα με μία μη μηδενική ιδιοτιμή  $\xi$ , το βέλτιστο διάνυσμα διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας του χρήστη  $u$  μπορεί να προκύψει όπως στην υποενότητα 3.4.1, λαμβάνοντας υπόψη το φασματικό θεώρημα [90]. Άρα, με ανάλογο συλλογισμό προκύπτει ότι:

$$\mathbf{w}_{u,opt} = \sqrt{\frac{1}{\xi}} \tilde{\mathbf{h}}^{(u)} \quad (5.8)$$

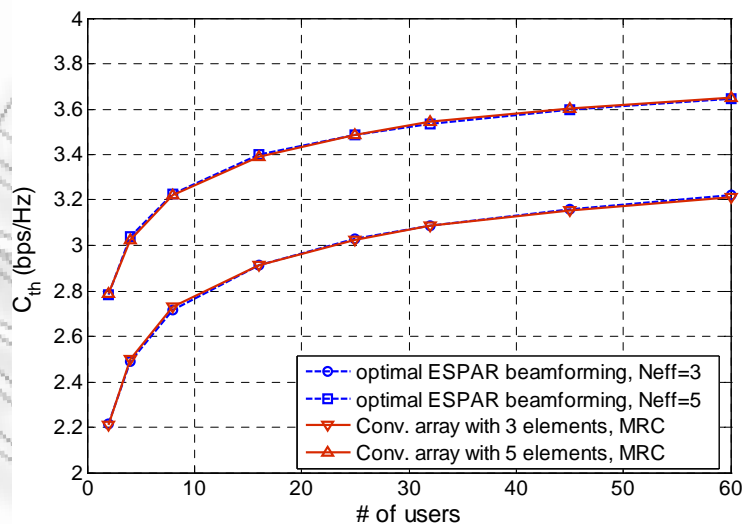
Η εξ. (5.8) θυμίζει την τεχνική της συνδυαστικής μεγίστου λόγου (maximal ratio combining, MRC)<sup>1</sup> [32], [126] μίας συμβατικής στοιχειοκεραίας σε ένα σύστημα απλής εισόδου – πολλαπλών εξόδων (single input – multiple output). Η λύση αυτή περιγράφει συνεπώς μία αντίστοιχη τεχνική MRC στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, το οποίο διαισθητικά είναι λογικό καθώς το διάνυσμα  $\tilde{\mathbf{h}}^{(u)}$  ορίζεται σε αυτό το πεδίο. Αυτό επιβεβαιώνεται στο Σχήμα 5.2 που απεικονίζει τη μέση διεκπαιρευτική ικανότητα όταν οι παρασιτικές κεραίες των χρηστών παρέχουν

<sup>1</sup> Σύμφωνα με αυτή την τεχνική, ρυθμίζεται κατάλληλα το πλάτος και η φάση της απόκρισης όλων των κεραιοστοιχείων λήψης ώστε να επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου.

$N_{eff,u} = 3$  ή 5 βαθμούς ελευθερίας. Η μέση διεκπαιρευτική ικανότητα εκφράζεται ως εξής:

$$C_{th} = E \left[ \log \left( 1 + \gamma \left( \max_{u=1..U} \left\{ |h^{(u)}|^2 \right\} \right) \right) \right] \quad (5.9)$$

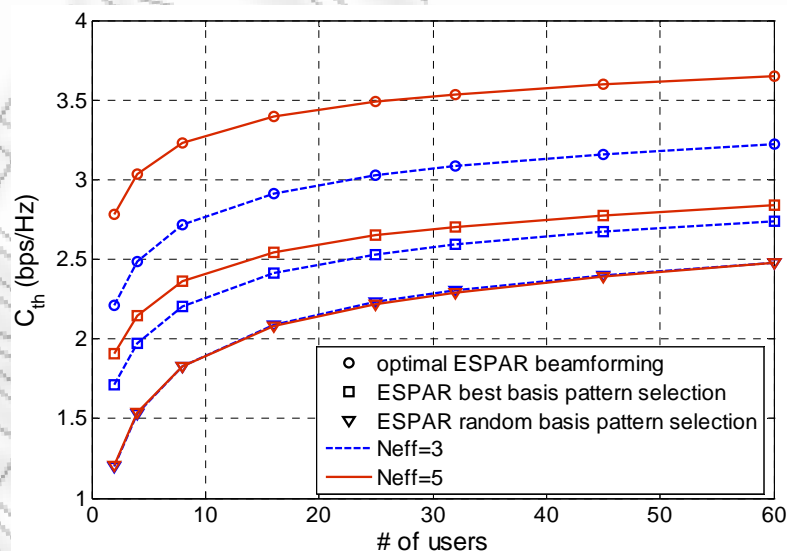
Η εξ. (5.9) υπονοεί ότι σε κάθε χρονοθυρίδα, κατά την οποία το κανάλι θεωρείται σταθερό επιλέγεται ο χρήστης με το μέγιστο κέρδος διαύλου. Στο ίδιο σχήμα συγκριτικά φαίνεται η αντίστοιχη επίδοση όταν οι χρήστες φέρουν συμβατικές στοιχειοκεραίες με 3 ή 5 ενεργά κεραιοστοιχεία αντίστοιχα. Μία περαιτέρω σύγκριση παρέχεται στο Σχήμα 5.3 που απεικονίζει την επίδοση όταν οι χρήστες επιλέγουν το καλύτερο από τα διαθέσιμα διαγράμματα βάσης, με κριτήριο το σηματοθορυβικό λόγο. Προφανώς αυτή η εκδοχή δεν είναι βέλτιστη, οπότε συγκριτικά οδηγεί σε χαμηλότερη επίδοση. Στο ίδιο σχήμα παριστάνεται επίσης η επίδοση όταν η επιλογή ανάμεσα στα διαγράμματα βάσης γίνεται με τυχαίο τρόπο. Παρατηρείται ξεκάθαρα ότι η επίδοση παραμένει αμετάβλητη, ασχέτως του πλήθους των βαθμών ελευθερίας της παρασιτικής κεραίας. Η εξήγηση είναι ήδη γνωστή: Η τυχαία επιλογή διαγράμματος ακτινοβολίας στους



**Σχήμα 5.2:** Αξιολόγηση επίδοσης χρηστών με παρασιτικές κεραίες και βέλτιστη διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας για μεγιστοποίηση σηματοθορυβικού λόγου

χρήστες είναι ισοδύναμη με την τεχνική καιροσκοπικής διαμόρφωσης, που προφανώς δεν παρέχει επιπλέον βελτίωση της επίδοσης.

Αν και μέχρι τώρα δημιουργείται η αίσθηση ότι οι παρασιτικές κεραίες δεν υστερούν σε τίποτα των συμβατικών στοιχειοκεραιών όπου όλα τα κεραιοστοιχεία είναι ενεργά, αυτό δεν είναι αλήθεια. Συγκεκριμένα, η ύπαρξη ενός μόνο ενεργού κεραιοστοιχείου επιβάλλει την επέκταση της χρονικής διάρκειας της εκμάθησης του καναλιού  $\tilde{\mathbf{h}}^{(u)}$  κατά το πλήθος των διαγραμμάτων βάσης  $N_{eff,u}$ . Αυτό προφανώς οφείλεται στο ότι απαιτείται από το χρήστη  $u$  η σειριακή εναλλαγή μεταξύ των διαγραμμάτων βάσης, ώστε όταν ολοκληρωθούν οι εναλλαγές να έχει γίνει εκτίμηση του διανύσματος του καναλιού. Στην περίπτωση συμβατικών στοιχειοκεραιών αυτό δεν ισχύει καθώς όλα τα κεραιοστοιχεία λήψης είναι ενεργά. Ένας τρόπος απεικόνισης της επίδρασης της διάρκειας εκμάθησης στην επίδοση του συστήματος είναι ο ακόλουθος. Έστω ότι το κανάλι καθόδου μπορεί να θεωρηθεί αμετάβλητο για  $T_{tot}$  περιόδους σηματοδοσίας. Τότε, η πραγματική μέση διεκπαιρευτική ικανότητα εκφράζεται ως:



**Σχήμα 5.3:** Σύγκριση διαφορετικών μεθόδων διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας λήψης σε χρήστες με παρασιτικές κεραίες

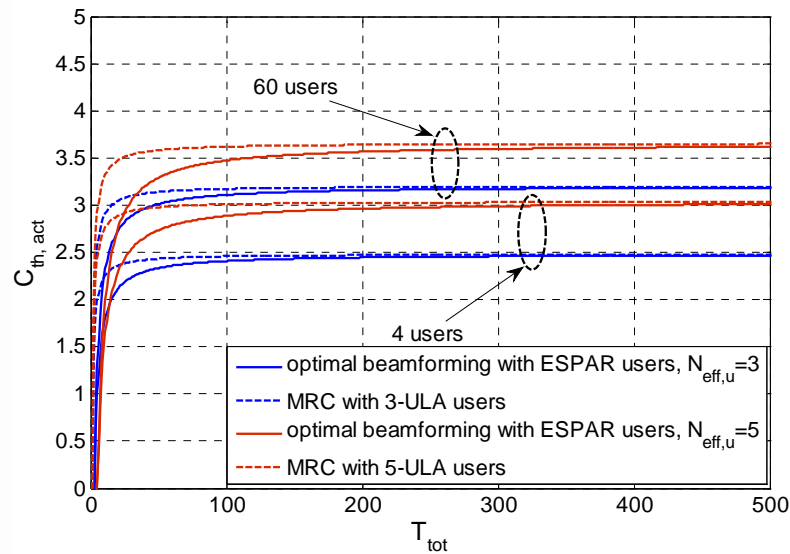
$$C_{th,act} = \left(1 - \frac{T_{train}}{T_{tot}}\right) C_{th} \quad (5.10)$$

όπου  $T_{train}$  το πλήθος των περιόδων σηματοδότησης που απαιτούνται για την εκμάθηση του καναλιού από τους χρήστες. Όταν οι χρήστες φέρουν συμβατικές στοιχειοκεραίες θα είναι  $T_{train} = 1$ , ενώ όταν φέρουν παρασιτικές κεραίες θα είναι  $T_{train} = N_{eff,u}$ . Το Σχήμα 5.4 απεικονίζει την επίδραση της διάρκειας εκπαίδευσης στην επίδοση, για διαφορετικό πλήθος ενεργών χρηστών. Είναι ξεκάθαρο ότι για  $T_{tot} > 100$  οι διαφορές είναι αμελητέες. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι από πλευράς επίδοσης η χρήση παρασιτικών κεραιών είναι συμφέρουσα σε περιπτώσεις αργών διαλείψεων του καναλιού. Όσο ο λόγος  $T_{train}/T_{tot}$  μεγαλώνει, δηλαδή σταδιακά οι διαλείψεις του διαύλου γίνονται πιο γρήγορες η επίδοση σε σύγκριση με την περίπτωση συμβατικών στοιχειοκεραιών υποβαθμίζεται.

Συνεπώς, επιβεβαιώνεται κάτι που έχει ήδη αναφερθεί: Ο ρόλος των διαγραμμάτων βάσης στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας είναι αντίστοιχος με το ρόλο των ενεργών κεραιοστοιχείων στο πεδίο του χώρου. Αυτό άλλωστε είναι και το συμπέρασμα του κεφαλαίου 4, το αντικείμενο του οποίου αφορά συστήματα MIMO: Όταν υπάρχει διαθέσιμη μόνο μία αλυσίδα ραδιοσυχνότητας η πολυπλεξία των σημάτων γίνεται στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, ενώ στην αντίθετη περίπτωση γίνεται στο πεδίο του χώρου.

### 5.2.2 Κανάλια χρηστών τύπου Rician

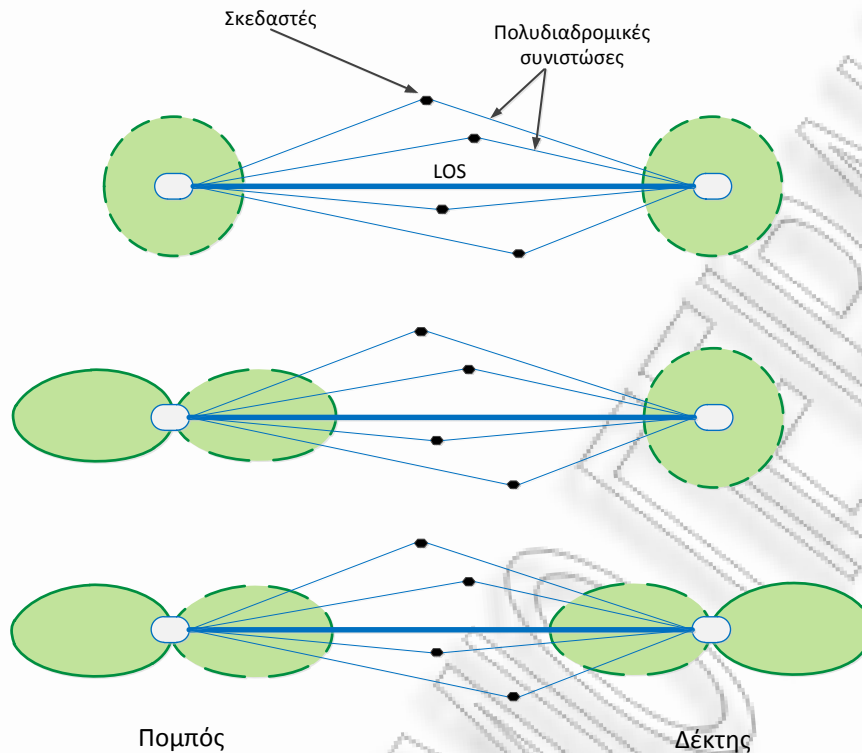
Όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 5.1, η καιροσκοπική διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας προσφέρει τεχνητές διακυμάνσεις στη ζεύξη καθόδου όταν υπάρχει μία ισχυρή απευθείας συνιστώσα που προσδίδει μία στατική συμπεριφορά του διαύλου. Η δημιουργία αυτών των διακυμάνσεων οφείλεται κυρίως στην αφαιρετική και προσθετική αλληλεπίδραση του τυχαίου διαγράμματος ακτινοβολίας με την απευθείας συνιστώσα μεταξύ του σταθμού



**Σχήμα 5.4:** Επίδραση της διάρκειας εκμάθησης του διανύσματος του καναλιού των χρηστών στην επίδοση

βάσης και του χρήστη. Μάλιστα, όσο πιο ισχυρή είναι η απευθείας συνιστώσα, τόσο πιο έντονες είναι οι διακυμάνσεις που δημιουργούνται με αυτό τον τρόπο. Είναι επομένως προφανές ότι, αντίθετα με την περίπτωση καναλιών τύπου Rayleigh, τα χαρακτηριστικά των διαγραμμάτων ακτινοβολίας επηρεάζουν σε αυτή την περίπτωση την επίδοση του συστήματος. Προφανώς, για δεδομένη τιμή του παράγοντα Rician  $K$ , οι διακυμάνσεις που δημιουργούνται αυξάνονται με χρήση περισσότερο κατευθυντικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Αυτό ποιοτικά φαίνεται στο Σχήμα 5.5. Αρχικά δεν υπάρχει δυνατότητα εναλλαγής των διαγραμμάτων ακτινοβολίας και οι τυχόν διακυμάνσεις εξαρτώνται αποκλειστικά από τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες λόγω σκέδασης. Στη δεύτερη περίπτωση ο σταθμός βάσης εφαρμόζει καιροσκοπική διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας, όπου φαίνεται ξεκάθαρα ένα παράδειγμα αθροιστικής και αφαιρετικής αλληλεπίδρασης του διαγράμματος ακτινοβολίας εκπομπής με την απευθείας συνιστώσα. Φυσικά, όταν και ο χρήστης έχει παρόμοιες δυνατότητες με το σταθμό βάσης, το εύρος των διακυμάνσεων που εισάγονται θα αυξάνει περισσότερο. Από τα παραπάνω γίνεται προφανής η επιθυμία για διαγράμματα βάσης με τη μέγιστη δυνατή κατευθυντικότητα.





**Σχήμα 5.5:** Αθροιστική (διακεκομμένη γραμμή) ή αφαιρετική (συνεχής γραμμή) της αλληλεπίδρασης διαγραμμάτων ακτινοβολίας εκπομπής και λήψης με απευθείας συνιστώσα

Ένας τρόπος να αξιολογηθούν οι δυνατότητες των παρασιτικών κεραιών ESPAR σε περιβάλλον Rician πολλοπλών χρηστών, είναι η περίπτωση όπου τόσο ο σταθμός βάσης, όσο και οι χρήστες διαθέτουν τέτοιες κεραιές και εκτελούν καιροσκοπική διαμόρφωση χρησιμοποιώντας τα περισσότερο κατευθυντικά διαγράμματα ακτινοβολίας, όπως αυτά προκύπτουν στην υποενότητα 3.4.1. Η ανάθεση πόρων από το σταθμό βάσης γίνεται κατά τα γνωστά, δηλαδή στο χρήστη που αναφέρει το μέγιστο κέρδος διαύλου, όπου σύμφωνα και με το Σχήμα 5.5 αντιστοιχεί στην περίπτωση που τα διαγράμματα ακτινοβολίας είναι αρκετά «ευθυγραμμισμένα» (aligned) με την απευθείας συνιστώσα.

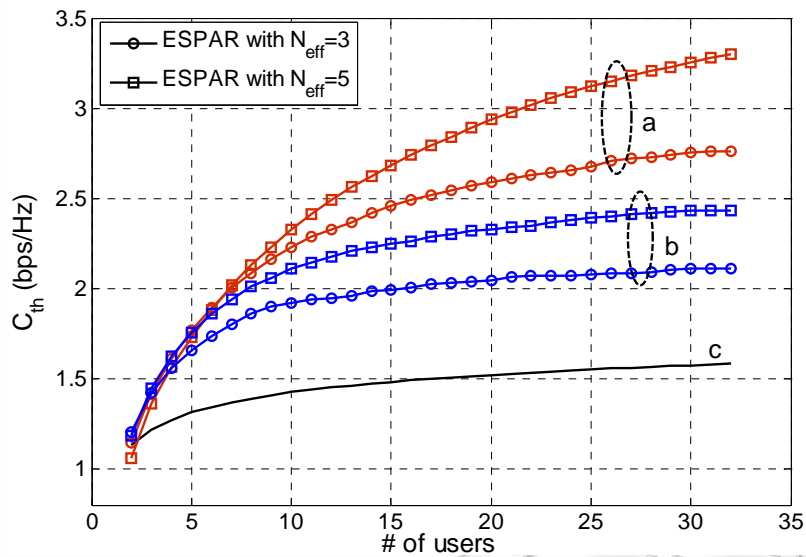
Το κανάλι μεταξύ του χρήστη  $u$  και του σταθμού βάσης εκφράζεται ως:

$$h_u = \underbrace{\sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{p}_{u,r}^H \mathbf{H}_g^{(u)} \mathbf{p}_t}_{\text{διαλείψεις λόγω σκέδασης}} + \underbrace{\sqrt{\frac{K}{1+K}} \mathbf{p}_{u,r}^H(i) \mathbf{p}_t(j) e^{j\varphi_u}}_{\text{διαλείψεις λόγω αλληλεπίδρασης διαγραμμάτων ακτινοβολίας με απευθείας συνιστώσα}} \quad (5.11)$$



Στην εξ. (5.11)  $\mathbf{p}_t = \mathbf{\Phi}_T \mathbf{w}_{opt} = \sum_{i=1}^{N_{eff,T}} w_{T,i,opt} \boldsymbol{\phi}_{T,i}$  είναι διάνυσμα με δείγματα στο αζιμούθιο του εκπεμπόμενου κατευθυντικού διαγράμματος ακτινοβολίας του σταθμού βάσης, ενώ  $\mathbf{\Phi}_T = [\boldsymbol{\phi}_{T,0} \quad \boldsymbol{\phi}_{T,1} \quad \dots \quad \boldsymbol{\phi}_{T,N_{eff}-1}]$  είναι πίνακας κάθε στήλη του οποίου περιέχει δείγματα ενός διαγράμματος βάσης  $\boldsymbol{\phi}_{T,i}$  (βλέπε ενότητα 4.2). Ομοίως ορίζεται και το διάνυσμα  $\mathbf{p}_{u,r}$ . Επίσης, η απευθείας συνιστώσα χαρακτηρίζεται από μία στροφή φάσης  $\varphi_u$  που εξαρτάται από το μήκος της διαδρομής που συνδέει το σταθμό βάσης με το χρήστη  $u$  και από την  $j$ -οστή γωνία αναχώρισης και  $i$ -οστή γωνία άφιξης. Στην εξ. (5.11) η απευθείας συνιστώσα προφανώς πολλαπλασιάζεται με το μιγαδικό κέρδος των διαγραμμάτων εκπομπής και λήψης στις αντίστοιχες κατευθύνσεις (γωνίες). Η στροφή φάσης  $\varphi_u$  μπορεί να θεωρηθεί ως τυχαία μεταβλητή που ακολουθεί ομοιόμορφη κατανομή στο εύρος  $[0, 2\pi]$ .

Το Σχήμα 5.6 απεικονίζει τη μέση διεκπαιρευτική ικανότητα για ζεύξη καθόδου με παράγοντα Rician  $K=10$  όταν η τεχνική της καιροσκοπικής διαμόρφωσης εκτελείται μόνο στο σταθμό βάσης ή και στους χρήστες. Επίσης διάκριση γίνεται για  $N_{eff,u} = N_{eff,T} = 3$  ή 5. Τα αποτελέσματα είναι αναμενόμενα, καθώς η επίδοση του συστήματος μεγιστοποιείται όταν χρησιμοποιούνται τα διαγράμματα ακτινοβολίας με τη μέγιστη κατευθυντικότητα στο σταθμό βάσης και σε όλους τους χρήστες. Για λόγους σύγκρισης, απεικονίζεται επίσης η επίδοση στην περίπτωση συμβατικού σταθμού βάσης και χρηστών που φέρουν ένα απλό κεραιοστοιχείο. Εφόσον τώρα δεν είναι δυνατή η διαμόρφωση διαγράμματος ακτινοβολίας σε κανένα άκρο της ζεύξης, η επίδοση που επιτυγχάνεται οφείλεται αποκλειστικά στις περιορισμένες διαλείψεις λόγω σκέδασης. Αν και τα αποτελέσματα στο Σχήμα 5.6 αφορούν την περίπτωση  $K=10$ , η εξ.(5.11) υποδεικνύει ότι οι τεχνητές διακυμάνσεις που εισάγονται λόγω καιροσκοπικής διαμόρφωσης γίνονται περισσότερο έντονες όταν ο παράγοντας Rician  $K$  αυξάνει. Αυτό άλλωστε επισημαίνεται και στη θεμελιώδη εργασία του Tse [125] που εισήγαγε την τεχνική της καιροσκοπικής διαμόρφωσης και επιβεβαιώνεται και στο



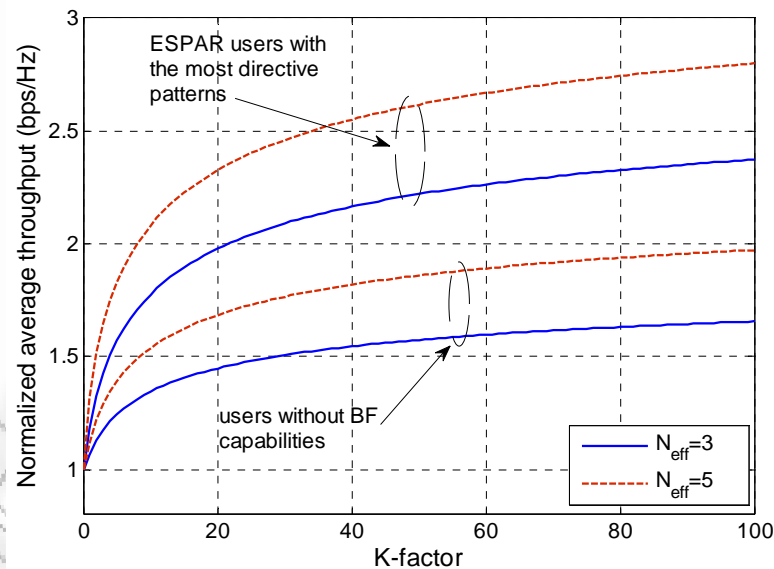
**Σχήμα 5.6:** Μέση διεκπαιρευτική ικανότητα όταν α) χρησιμοποιούνται τα διαγράμματα ακτινοβολίας με τη μέγιστη κατευθυντικότητα σε σταθμό βάσης και όλους τους χρήστες, β) χρησιμοποιούνται τα διαγράμματα ακτινοβολίας με τη μέγιστη κατευθυντικότητα σε σταθμό βάσης μόνο και οι χρήστες φέρουν απλή συμβατική κεραία, γ) Ο σταθμός βάσης και όλοι οι χρήστες φέρουν συμβατικές κεραίες

Σχήμα 5.7 που εστιάζει στην περίπτωση 32 χρηστών. Το Σχήμα απεικονίζει συναρτήσε του παράγοντα Rician  $K$  την επίδοση όταν χρησιμοποιούνται διαγράμματα ακτινοβολίας με τη μέγιστη κατευθυντικότητα, κανονικοποιημένη ως προς την αντίστοιχη επίδοση που επιτυγχάνεται με ένα και μόνο ενεργό κεραιοστοιχείο σε σταθμό βάσης και στους χρήστες, δηλαδή χωρίς καιροσκοπική διαμόρφωση σε κανένα άκρο της ζεύξης.

### 5.3 Βελτιστοποίηση του λόγου ισχύος σήματος προς ισχύ θορύβου και παρεμβολής (SINR optimization)

Σε αντίθεση με τις προηγούμενες ενότητες, εδώ ο σταθμός βάσης μπορεί να εξυπηρετήσει ταυτόχρονα ένα πλήθος χρηστών  $U$ . Σε αυτή την περίπτωση ενδιαφέρει η μεγιστοποίηση του λόγου ισχύος σήματος προς ισχύ θορύβου και παρεμβολής (signal to interference plus noise ratio, SINR) των χρηστών. Ενδεικτικές εργασίες που μελετούν τέτοια συστήματα είναι οι [127] και [128]. Η

πρώτη εξ' αυτών αποτελεί γενίκευση της καιροσκοπικής διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας με χρήση συμβατικών στοιχειοκεραίων στον πομπό, δηλαδή το σταθμό βάσης, θεωρώντας ένα σύνολο ορθογώνιων διαγραμμάτων ακτινοβολίας εκπομπής όπου σε κάθε ένα αντιστοιχίζεται ο χρήστης με τη μέγιστη τιμή SINR. Επίσης, τα ορθογώνια διαγράμματα εκπομπής καθορίζονται τυχαία σε κάθε περίοδο σηματοδοσίας. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί δημιουργώντας κάθε φορά έναν ορθομοναδιαίο πίνακα προκωδικοποίησης (precoding matrix), οι στήλες του οποίου μπορεί να ερμηνευτούν ως ορθογώνια διαγράμματα ακτινοβολίας<sup>1</sup>. Η δεύτερη εργασία επεκτείνει αυτή την τεχνική θεωρώντας πως ο πίνακας προκωδικοποίησης δεν καθορίζεται τυχαία κάθε φορά, αλλά σχεδιάζεται με βάση τη γνώση του συστήματος των προηγούμενων καταστάσεων του διαύλου.



**Σχήμα 5.7:** Κανονικοποιημένη επίδοση ως προς την περίπτωση συμβατικών χρηστών με μία απλή κεραία σε συνάρτηση με τον παράγοντα Rician. Θεωρούνται 32 χρήστες

<sup>1</sup> Ένας τυχαίος ορθομοναδιαίος πίνακας προκωδικοποίησης  $\mathbf{Q}$  μπορεί να παραχθεί δημιουργώντας πρώτα ένα τυχαίο πίνακα  $\mathbf{E}$  με τα στοιχεία του οποίου να είναι ZMSCG τυχαίες μεταβλητές και εκτελώντας στη συνέχεια τη μέθοδο αποσύνθεσης QR (QR decomposition), ώστε  $\mathbf{E} = \mathbf{QR}$ , όπου  $\mathbf{R}$  άνω τριγωνικός πίνακας.

### 5.3.1 Σύντομη περιγραφή κύριων τεχνικών ακύρωσης παρεμβολής

Στη διεθνή βιβλιογραφία ωστόσο, έχουν αναφερθεί τεχνικές ακύρωσης των παρεμβολών που δέχονται οι επιλεγμένοι χρήστες κατά τη μετάδοση. Η πιο γνωστή εξ' αυτών είναι γνωστή ως «κωδικοποίηση σε λερωμένο χαρτί» (dirty paper coding, DPC) [129], όπου αποδεικνύεται ότι δεδομένου ενός καναλιού με θόρυβο και παρεμβολή αν η παρεμβολή είναι γνωστή στον πομπό η χωρητικότητα είναι ίδια με εκείνη που μπορεί να επιτευχθεί χωρίς παρεμβολή. Το όνομα της τεχνικής υποδεικνύει ότι όπως μπορούμε να γράψουμε στην καθαρή επιφάνεια ενός χαρτιού αν γνωρίζουμε που είναι λερωμένο, έτσι αν η παρεμβολή είναι γνωστή στο πομπό τότε τα σήματα εκπομπής μπορούν να σχεδιαστούν κατάλληλα ώστε να *αποφευχθεί* η παρεμβολή. Ωστόσο στην πράξη αυτή η τεχνική είναι αρκετά πολύπλοκη στην υλοποίηση.

Εναλλακτικές γραμμικές μέθοδοι προκωδικοποίησης για ακύρωση παρεμβολών είναι λιγότερο αποδοτικές αλλά πιο εύκολα εφαρμόσιμες. Μία δημοφιλής τεχνική που ανήκει σε αυτή την κατηγορία είναι η *αντιστροφή καναλιού* (*channel inversion*) ή αλλιώς *προκωδικοποίηση επιβολής μηδενισμών* (*zero-forcing precoding, ZFP*), η οποία επιβάλλει μηδενισμό των παρεμβολών στους χρήστες. Θεωρώντας ένα σταθμό βάσης με  $M_T$  κεραιές εκπομπής και  $U$  χρήστες με ένα κεραιοστοιχείο ο καθένας, τότε αν  $M_T \geq U$  ο πίνακας προκωδικοποίησης  $\mathbf{W} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$  μπορεί να ακυρώσει εκ των προτέρων τις παρεμβολές. Σημειώνεται ότι ο πίνακας  $\mathbf{W}$  είναι ο Moore-Penrose ψευδοαντίστροφος του πίνακα της ζεύξης καθόδου  $\mathbf{H}$ , διαστάσεων  $(U \times M_T)$ . Ωστόσο, αυτή η μέθοδος ακύρωσης παρεμβολών δεν είναι αποδοτική όταν ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου είναι ελλιπούς βαθμού (rank deficient). Τότε, τουλάχιστον μία εκ των ιδιομορφών τιμών του πίνακα θα είναι αρκετά μεγάλη, που σημαίνει πολύ μικρή τιμή σηματοθορυβικού λόγου στους δέκτες, δηλαδή τους χρήστες. Γι' αυτό το λόγο συνήθως εφαρμόζεται μία «τροποποιημένη» εκδοχή της αντιστροφής καναλιού

θέτοντας τον πίνακα προκωδικοποίησης ως  $\mathbf{W} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \alpha \mathbf{I})^{-1}$  [130]<sup>1</sup>. Στην περίπτωση χρηστών με πλήθος κεραιοστοιχείων  $M_R > 1$  εφαρμόζεται μία τεχνική που καλείται *block diagonalization*, σύμφωνα με την οποία ο σταθμός βάσης ορίζει ένα πίνακα προκωδικοποίησης για κάθε χρήστη που πρέπει να εξυπηρετήσει [131], [132]. Επίσης, υπάρχουν και τεχνικές που αντί για μηδενισμό εκτελούν *διαχείριση* παρεμβολών (interference balancing) [133], [134]. Σε αυτές τις περιπτώσεις δεν ενδιαφέρει η μεγιστοποίηση της χωρητικότητας, αλλά η ελαχιστοποίηση της εκπεμπόμενης ισχύος εξασφαλίζοντας κάποιες ελάχιστες τιμές SINR.

Αν και η αύξηση της επίδοσης είναι σημαντική, το κύριο μειονέκτημα αυτών των μεθόδων έγκειται στο γεγονός ότι εκτελούνται στον πομπό πριν τη μετάδοση, που σημαίνει ότι απαιτείται γνώση των καναλιών των χρηστών προς εξυπηρέτηση. Επίσης απαιτείται  $M_T \geq UM_R$ , δηλαδή το πλήθος των κεραιοστοιχείων εκπομπής πρέπει να είναι μεγαλύτερο ή οριακά ίσο με το συνολικό πλήθος των κεραιοστοιχείων λήψης. Αυτός ο περιορισμός είναι ρεαλιστικός, δεδομένου ότι οι κινητές συσκευές των χρηστών συνήθως φέρουν μία αλυσίδα RF με ένα κεραιοστοιχείο. Με άλλα λόγια, οι περιορισμένες δυνατότητες των κεραιών των χρηστών επιβάλλουν την επιβάρυνση του συστήματος για τη βελτίωση της επίδοσης, καθώς απαιτούνται πόροι για να εξασφαλιστεί επαρκής γνώση της ζεύξης καθόδου (δηλαδή των καναλιών όλων των χρηστών προς εξυπηρέτηση) στο σταθμό βάσης.

Αυτό το πρόβλημα μπορεί να ξεπεραστεί με τη χρήση παρασιτικών κεραιών στα κινητά τερματικά, καθώς προσφέρονται  $N_{eff,u}$  το πλήθος βαθμοί ελευθερίας, ενώ η πολυπλοκότητα υλοποίησης επιβαρύνεται ελάχιστα εξαιτίας των παρασιτικών κεραιοστοιχείων και του απλού κυκλώματος οδήγησής τους (βλέπε κεφάλαιο 3). Αντικείμενο αυτής της ενότητας είναι μία τεχνική ακύρωσης παρεμβολών των χρηστών, η οποία σε αντίθεση με τις ήδη υπάρχουσες τεχνικές, εκτελείται σε κάθε

<sup>1</sup> Σε αυτή την περίπτωση ο  $\mathbf{W}$  καλείται και πίνακας προκωδικοποίησης ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean square error, MMSE).

χρήστη. Με άλλα λόγια, η ευθύνη της ακύρωσης των παρεμβολών σε ένα σύστημα πολλαπλών χρηστών μεταφέρεται από το σταθμό βάσης στους ίδιους τους χρήστες, οι οποίοι είναι πλέον υπεύθυνοι να ακυρώσουν τις παρεμβολές που δέχονται από ταυτόχρονες μεταδόσεις του σταθμού βάσης.

### 5.3.2 Τεχνική ακύρωσης παρεμβολών προσαρμοσμένη στο χρήστη

Στη συνέχεια θεωρείται η ζεύξη καθόδου ενός συστήματος πολλαπλών χρηστών, όπου ο σταθμός βάσης και όλοι οι χρήστες φέρουν παρασιτικές κεραιές με  $N_{eff,T}$  και  $N_{eff,u}$  βαθμούς ελευθερίας αντίστοιχα. Για απλότητα θεωρείται πως οι παρασιτικές κεραιές των χρηστών είναι όμοιες, ενώ  $N_{eff,T} \neq N_{eff,u}$ . Ο σταθμός βάσης σε κάθε περίοδο σηματοδοσίας εκπέμπει ταυτόχρονα σε  $U \leq N_{eff,T}$  χρήστες, κάθε ένας από τους οποίους αντιστοιχίζεται σε διαφορετικό διάγραμμα βάσης εκπομπής. Άρα, ο σταθμός βάσης λειτουργεί ως πομπός MIMO με παρασιτική κεραιά, όπως περιγράφηκε αναλυτικά στο κεφάλαιο 4. Κάθε χρήστης, εκμεταλλεύεται το πλήθος των βαθμών ελευθερίας  $N_{eff,u}$  για το σχηματισμό του βέλτιστου διαγράμματος λήψης έτσι ώστε:

- Να ακυρώνει τις παρεμβολές που δέχεται από  $U-1$  ταυτόχρονες μεταδόσεις του σταθμού βάσης προς τους υπόλοιπους χρήστες
- Να μεγιστοποιεί την ισχύ του ωφέλιμου σήματος, δηλαδή του σήματος που προορίζεται για αυτόν

Η δυνατότητα να ικανοποιούνται αυτές οι απαιτήσεις εξαρτάται από το πλήθος των βαθμών ελευθερίας του σταθμού βάσης  $N_{eff,T}$  και του χρήστη  $N_{eff,u}$ , καθώς και του πλήθους  $U \leq N_{eff,T}$  των χρηστών που εξυπηρετούνται ταυτόχρονα.

Τα ακόλουθα αφορούν το χρήστη  $u$  και προφανώς ισχύουν για κάθε ενεργό χρήστη του συστήματος. Κατά τη διάρκεια εκπαίδευσης, ο χρήστης αποκτά γνώση του καναλιού  $\mathbf{H}^{(u)}$ , διαστάσεων  $(N_{eff,u} \times U)$ , όπου κάθε στοιχείο  $h_{i,j}^{(u)}$  εκφράζει το μιγαδικό κέρδος του διαύλου μεταξύ του  $j$ -οστού διαγράμματος βάσης εκπομπής

και του  $i$ -οστού διαγράμματος βάσης λήψης. Στη συνέχεια ο χρήστης εξετάζει ποιο από τα διαθέσιμα διαγράμματα βάσης εκπομπής μεγιστοποιεί την τιμή SINR. Έστω ότι ο χρήστης αντιστοιχίζεται στο  $n$ -οστό διάγραμμα βάσης εκπομπής. Τότε η σχέση εισόδου – εξόδου είναι:

$$y^{(u)} = \mathbf{w}_u^H \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{s} + n^{(u)} = \underbrace{\mathbf{w}_u^H \mathbf{h}^{(u,n)}}_{\text{ωφέλιμο σήμα}} s^{(u)} + \underbrace{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^U \mathbf{w}_u^H \mathbf{h}^{(u,i)}}_{\text{σήματα παρεμβολών}} s^{(i)} + n^{(u)} \quad (5.12)$$

όπου  $\mathbf{H}^{(u)} = [\mathbf{h}^{(u,1)} \quad \mathbf{h}^{(u,2)} \quad \dots \quad \mathbf{h}^{(u,U)}]$  και  $\mathbf{h}^{(u,n)}$  είναι διάνυσμα που εκφράζει το μιγαδικό κέρδος μεταξύ του  $n$ -οστού διαγράμματος βάσης εκπομπής και όλων των διαγραμμάτων βάσης λήψης. Ομοίως ορίζονται τα διανύσματα  $\mathbf{h}^{(u,i)}$ ,  $i \neq n$  που εκφράζουν παρεμβολές. Επίσης,  $\mathbf{s}$  είναι το διάνυσμα εκπομπής που περιέχει τα σήματα όλων των χρηστών, ενώ  $\mathbf{w}_u$  είναι το διάνυσμα διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας του χρήστη, ορισμένο στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Το ωφέλιμο κανάλι του χρήστη  $u$  θα είναι  $h^{(u)} = \mathbf{w}_u^H \mathbf{h}^{(u,n)}$ . Η τιμή SINR του χρήστη θα είναι:

$$\begin{aligned} \zeta_{u,n} &= \frac{|\mathbf{w}_u^H \mathbf{h}^{(u,n)}|^2}{\frac{1}{\gamma} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^U |\mathbf{w}_u^H \mathbf{h}^{(u,i)}|^2} = \frac{(\mathbf{w}_u^H \mathbf{h}^{(u,n)})(\mathbf{w}_u^H \mathbf{h}^{(u,n)})^H}{\frac{1}{\gamma} + \sum_{\substack{i=1 \\ k \neq n}}^U (\mathbf{w}_u^H \mathbf{h}^{(u,i)})(\mathbf{w}_u^H \mathbf{h}^{(u,i)})^H} \\ &= \frac{\mathbf{w}_u^H \mathbf{D}_{u,n} \mathbf{w}_u}{\frac{1}{\gamma} + \mathbf{w}_u^H \mathbf{D}_l \mathbf{w}_u} = \frac{\mathbf{w}_u^H \mathbf{D}_{u,n} \mathbf{w}_u}{\frac{1}{\gamma} + \mathbf{w}_u^H \mathbf{H}_l \mathbf{H}_l^H \mathbf{w}_u} \end{aligned} \quad (5.13)$$

όπου  $\mathbf{D}_{u,n} = \mathbf{h}^{(u,n)} (\mathbf{h}^{(u,n)})^H$  και  $\mathbf{D}_l = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^U \mathbf{h}^{(u,i)} (\mathbf{h}^{(u,i)})^H = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^U \mathbf{D}_{u,i} = \mathbf{H}_l \mathbf{H}_l^H$  είναι πίνακες διαστάσεων  $(N_{eff,u} \times N_{eff,u})$ , τάξεως ένα και  $U-1$  αντίστοιχα και  $\gamma$  ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος των χρηστών. Επίσης,  $\mathbf{H}_l$  είναι πίνακας οι στήλες του οποίου περιέχουν τα διανύσματα  $\mathbf{h}^{(u,i)}$ ,  $i \neq n$  των καναλιών των παρεμβολών του

χρήστη  $u$ . Εφόσον  $\text{rank}(\mathbf{D}_i) = U-1$ , η τάξη του  $\mathbf{D}_i$  είναι ίση με το πλήθος των παρεμβολών.

Το διάνυσμα που θα μηδενίζει τις παρεμβολές θα είναι εκείνο που ανήκει στο μηδενοχώρο (null space) του πίνακα  $\mathbf{H}_i$ , καθώς τότε θα είναι  $\mathbf{w}_u^H \mathbf{h}^{(u,i)} = 0, \forall i \neq n$ . Τα ορθοκανονικά διανύσματα του μηδενοχώρου μπορούν να προκύψουν είτε εφαρμόζοντας το φασματικό θεώρημα στον πίνακα συσχέτισης  $\mathbf{D}_i$  και λαμβάνοντας τα διανύσματα που αντιστοιχούν στις μηδενικές ιδιοτιμές, είτε τη διάσπαση ιδιόμορφων τιμών στον πίνακα  $\mathbf{H}_i$  και λαμβάνοντας τα διανύσματα του αριστερού ορθομοναδιαίου πίνακα που αντιστοιχούν στις μηδενικές ιδιόμορφες τιμές<sup>1</sup>. Ακολουθώντας την πρώτη προσέγγιση θα είναι  $\mathbf{D}_i = \mathbf{U}_i \mathbf{\Lambda}_i \mathbf{U}_i^H$ , όπου  $\mathbf{\Lambda}_i$  διαγώνιος πίνακας διαστάσεων  $(N_{eff,u} \times N_{eff,u})$  με τις ιδιοτιμές στην εξής διάταξη:

$$\mathbf{\Lambda}_i = \text{diag}(\tilde{\mathbf{\Lambda}}_i, \mathbf{0}) \quad (5.14)$$

Ο πίνακας  $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_i$  είναι διαστάσεων  $(U-1 \times U-1)$ , ενώ ο μηδενικός πίνακας  $\mathbf{0}$  διαστάσεων  $(N_{eff,u} - U + 1 \times N_{eff,u} - U + 1)$ . Τα διανύσματα που σχηματίζουν το ζητούμενο μηδενοχώρο είναι τα δεξιά ιδιοδιανύσματα του πίνακα  $\mathbf{U}_i$  που αντιστοιχούν στις μηδενικές ιδιοτιμές.

Ο χρήστης  $u$  έχει τη δυνατότητα να μηδενίσει τα σήματα παρεμβολών όταν υπάρχει τουλάχιστον μία μηδενική ιδιοτιμή, ή αντίστοιχα μία τουλάχιστον μηδενική γραμμή του  $\mathbf{\Lambda}_i$ , που ισχύει όταν  $N_{eff,u} \geq U$ . Αυτό σημαίνει ότι ο χρήστης έχει δυνατότητα ακύρωσης των παρεμβολών που δέχεται, όταν το πλήθος των βαθμών ελευθερίας που προσφέρει η παρασιτική κεραία του είναι τουλάχιστον ίσο με το πλήθος των χρηστών που εξυπηρετούνται ταυτόχρονα. Διακρίνονται δύο περιπτώσεις:

<sup>1</sup> Έστω  $\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$  η διάσπαση ιδιόμορφων τιμών του πίνακα  $\mathbf{A}$ . Τότε για τον πίνακα συσχέτισης θα ισχύει  $\mathbf{D} = \mathbf{A}\mathbf{A}^H = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H)^H = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{\Sigma}^H \mathbf{U}^H = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}^2 \mathbf{U}^H = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$ . Η σχέση στην οποία καταλήγουμε είναι το φασματικό θεώρημα.



- Όταν  $N_{eff,u} = U$  ο μηδενχώρος αποτελείται από ένα μόνο ιδιοδιάνυσμα, που είναι η τελευταία από αριστερά στήλη του  $\mathbf{U}_l$ , το οποίο και εφαρμόζεται για ακύρωση παρεμβολών
- Όταν  $N_{eff,u} > U$  ο μηδενχώρος αποτελείται από  $N_{eff,u} - U + 1$  το πλήθος ιδιοδιανυσμάτων.

Στη δεύτερη περίπτωση οποιοσδήποτε γραμμικός συνδυασμός των ιδιοδιανυσμάτων θα ανήκει επίσης στο μηδενχώρο, οπότε μπορεί να μηδενίσει τις παρεμβολές που δέχεται ο χρήστης. Από όλους τους πιθανούς γραμμικούς συνδυασμούς, μπορεί να επιλεγθεί εκείνος που επιπλέον μεγιστοποιεί την ισχύ του ωφέλιμου σήματος και θα εκφράζεται ως:

$$\mathbf{w}_u = \sum_{i=1}^{N_{eff,u}-U+1} c_{u,i} \mathbf{u}_{l,i} \quad (5.15)$$

όπου  $\mathbf{u}_{l,i}$  είναι τα  $N_{eff,u} - U + 1$  ιδιοδιανύσματα που ορίζουν το μηδενχώρο. Ο αριθμητής της εξ. (5.13) λόγω της εξ. (5.15) γίνεται:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_u^H \mathbf{D}_{u,n} \mathbf{w}_u &= \left( \sum_{i=1}^{N_{eff,u}-U+1} c_{u,i} \mathbf{u}_{l,i} \right)^H \mathbf{D}_{u,n} \sum_{i=1}^{N_{eff,u}-U+1} c_{u,i} \mathbf{u}_{l,i} \\ &= \left( \sum_{i=1}^{N_{eff,u}-U+1} c_{u,i}^* \mathbf{u}_{l,i}^H \right) \mathbf{h}^{(u,n)} \left( \mathbf{h}^{(u,n)} \right)^H \left( \sum_{i=1}^{N_{eff,u}-U+1} c_{u,i} \mathbf{u}_{l,i} \right) \\ &= \left( \sum_{i=1}^{N_{eff,u}-U+1} c_{u,i}^* \mathbf{u}_{l,i}^H \mathbf{h}^{(u,n)} \right) \left( \sum_{i=1}^{N_{eff,u}-U+1} c_{u,i} \left( \mathbf{h}^{(u,n)} \right)^H \mathbf{u}_{l,i} \right) \\ &= \left| \sum_{i=1}^{N_{eff,u}-U+1} c_{u,i} \left( \mathbf{h}^{(u,n)} \right)^H \mathbf{u}_{l,i} \right|^2 = |\mathbf{c}^H \mathbf{r}|^2 \end{aligned} \quad (5.16)$$

όπου  $\mathbf{c} = [c_{u,1}^* \quad c_{u,2}^* \quad \dots]^T$  και  $\mathbf{r} = \left[ \left( \mathbf{h}^{(u,n)} \right)^H \mathbf{u}_{l,1} \quad \left( \mathbf{h}^{(u,n)} \right)^H \mathbf{u}_{l,2} \quad \dots \right]^T$ . Από την εξ.

(5.16) είναι προφανές ότι η ισχύς του ωφέλιμου σήματος μεγιστοποιείται όταν  $\mathbf{c} = \mathbf{r}/k$ , όπου  $k = \|\mathbf{r}\|_F$ . Η κανονικοποίηση ως προς τη Frobenius νόρμα του διανύσματος  $\mathbf{r}$  είναι απαραίτητη ώστε να εξασφαλίζεται ο προφανής περιορισμός

$\|\mathbf{c}\|_F^2 = 1$ . Σύμφωνα με τη λύση της εξ. (5.16), ο υπολογισμός του βέλτιστου γραμμικού συνδυασμού βασίζεται στις προβολές του διανύσματος του ωφέλιμου καναλιού του χρήστη σε όλα τα διανύσματα του μηδενωχώρου (δηλαδή στο διάνυσμα  $\mathbf{r}$ ).

Από τις εξ. (5.15) και (5.16) προκύπτει τελικά ότι το βέλτιστο διάνυσμα που πρέπει να εφαρμόσει ο χρήστης για να ακυρώσει τις παρεμβολές και να μεγιστοποιήσει κατά το δυνατό την ισχύ του ωφέλιμου σήματος τελικά είναι:

$$\mathbf{w}_u = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^{N_{eff,u}-U+1} \left[ \left( \mathbf{h}^{(u,n)} \right)^T \mathbf{u}_{l,i}^* \right] \mathbf{u}_{l,i}, U \leq N_{eff,T} \quad (5.17)$$

Υπενθυμίζεται ότι, όπως προκύπτει και από την εξ. (5.17), όταν  $N_{eff,u} = U \leq N_{eff,T}$  ο χρήστης έχει τη δυνατότητα ακύρωσης παρεμβολών, αλλά όχι μεγιστοποίησης της ισχύς του βέλτιστου σήματος καθώς ο μηδενωχώρος αποτελείται από ένα και μόνο ιδιοδιάνυσμα. Τονίζεται επίσης ότι αν  $N_{eff,u} < U$  η εξ. (5.17) προφανώς δεν ισχύει και δεν υπάρχει δυνατότητα ακύρωσης όλων των παρεμβολών. Τότε όμως ο χρήστης μπορεί να εφαρμόσει την τεχνική που παρουσιάστηκε και να ακυρώσει τις  $N_{eff,u} - 1$  πιο ισχυρές παρεμβολές, θεωρώντας τις υπόλοιπες ως θόρυβο. Προφανώς αυτό σημαίνει πως ο χρήστης τώρα απλά θα μεγιστοποιεί την τιμή SINR.

### 5.3.3 Αξιολόγηση επίδοσης της τεχνικής ακύρωσης παρεμβολών

Στην περίπτωση ταυτόχρονης εξυπηρέτησης ενός συνόλου χρηστών, η μέση διεκπαιρευτική ικανότητα του συστήματος εκφράζεται ως [127]<sup>1</sup>:

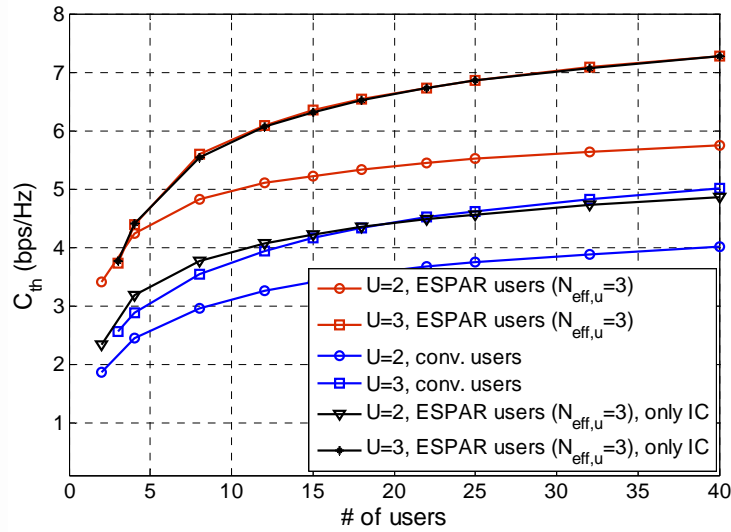
$$C_{th} \approx E \left\{ \sum_{n=1}^U \log_2 \left( 1 + \max_u \zeta_{u,n} \right) \right\}, U \leq N_{eff,T} \quad (5.18)$$

<sup>1</sup> Αν και η τεχνική αφορά ακύρωση παρεμβολών που υπονοεί πως πλέον ενδιαφέρει η επιλογή των μέγιστων σηματοθορυβικών λόγων, εντούτοις θεωρούμε τις τιμές SINR ώστε να συμπεριλαμβάνεται η περίπτωση που  $N_{eff,u} < U$ .

Η εξ. (5.18) ισχύει κατά προσέγγιση, καθώς δε λαμβάνει υπόψη την πιθανότητα ένας χρήστης να αποτελεί τη βέλτιστη επιλογή για περισσότερα του ενός διαγράμματα βάσης εκπομπής. Στα ενδεικτικά αποτελέσματα που ακολουθούν θεωρούνται παρασιτικές κεραιές που παρέχουν στους χρήστες  $N_{eff,u} = 3$  ή 5 βαθμούς ελευθερίας, ενώ για το σταθμό βάσης θα είναι  $N_{eff,T} = U$ .

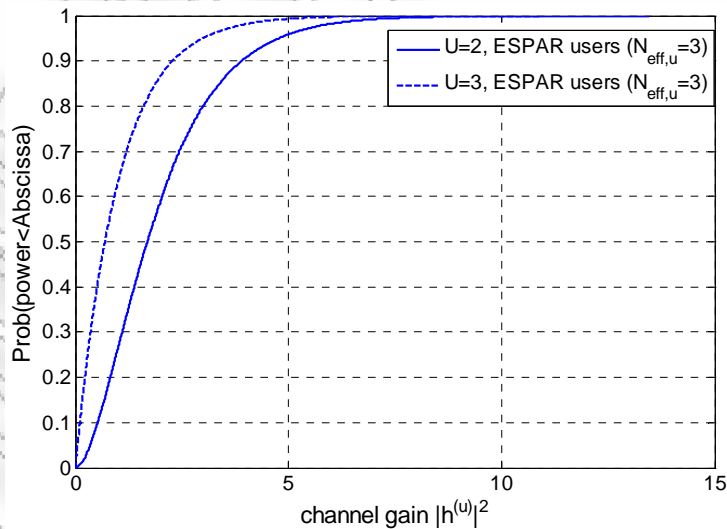
Το Σχήμα 5.8 συγκρίνει τη μέση διεκπαιρευτική ικανότητα του συστήματος διακρίνοντας τις περιπτώσεις που οι χρήστες φέρουν παρασιτικές κεραιές με  $N_{eff,u} = 3$  ή συμβατικό δέκτη με ένα ενεργό κεραιοστοιχείο, για διαφορετικό πλήθος χρηστών που εξυπηρετούνται ταυτόχρονα από το σταθμό βάσης. Η επίδραση της ακύρωσης της παρεμβολής στην επίδοση είναι ξεκάθαρη, καθώς επιτυγχάνεται σημαντική βελτίωση σε σχέση με την περίπτωση συμβατικών χρηστών. Επίσης, σύμφωνα με την υποενότητα 5.3.2, όταν  $U = 2$  ο μηδενochώρος του κάθε χρήστη αποτελείται από δύο ορθομοναδιαία διανύσματα, οπότε είναι δυνατή η εύρεση του βέλτιστου διαγράμματος ακτινοβολίας που να μηδενίζει την παρεμβολή και ταυτόχρονα να μεγιστοποιεί την ισχύ του ωφέλιμου σήματος του χρήστη.

Η επίδραση της «ταυτόχρονης» βελτιστοποίησης αποτυπώνεται στο σχήμα συγκρίνοντας την επίδοση που επιτυγχάνεται με εκείνη όταν εκτελείται μόνο ακύρωση της παρεμβολής (δηλαδή όταν το διάνυσμα  $\mathbf{w}_u$  του χρήστη απλά είναι ένα από τα ορθομοναδιαία διανύσματα  $\mathbf{u}_{i,j}$  του μηδενochώρου). Όταν  $U = 2$  οι χρήστες εκτός από ακύρωση παρεμβολών, μπορούν να μεγιστοποιήσουν και την ισχύ του ωφέλιμου σήματος, οπότε η επίδοση αυξάνεται. Αντίθετα, όταν  $U = 3$  ο μηδενochώρος αποτελείται από ένα και μόνο ιδιοδιάνυσμα, το οποίο και εφαρμόζεται χωρίς να είναι δυνατή οποιαδήποτε επιπλέον βελτιστοποίηση. Συνεπώς, όταν  $U = 3$  οι δύο καμπύλες συμπίπτουν. Συμπληρωματικά, το Σχήμα 5.9 απεικονίζει την αθροιστική συνάρτηση κατανομής της ισχύος του καναλιού. Για  $U = 2$  η ισχύς θα είναι σαφώς αυξημένη εξαιτίας της εφαρμογής από το χρήστη του βέλτιστου διαγράμματος ακτινοβολίας που αντιστοιχεί στο διάνυσμα της εξ. (5.17). Η αύξηση της κλίσης της κατανομής υποδεικνύει αύξηση της διασποράς

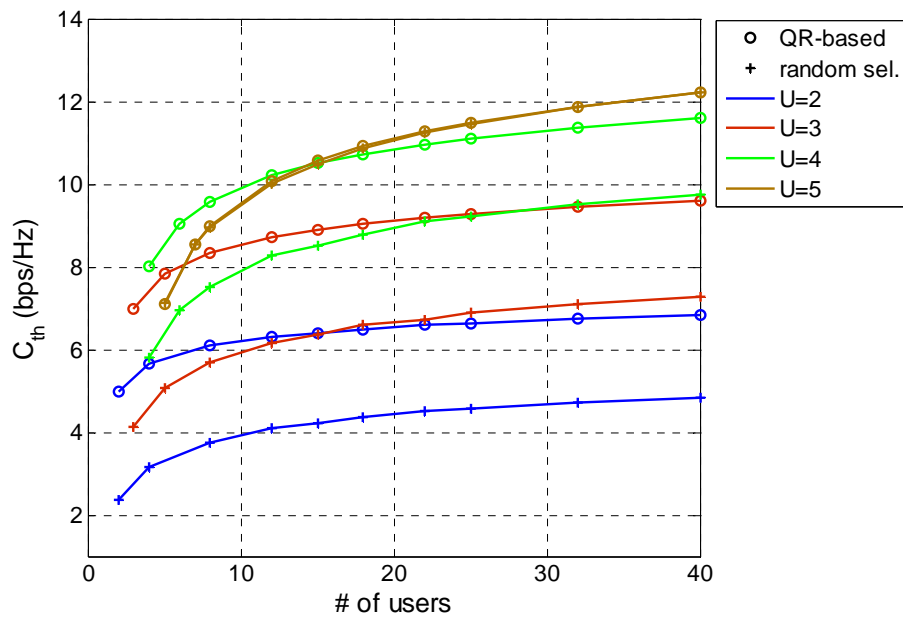


**Σχήμα 5.8:** Επίδοση του συστήματος όταν οι χρήστες ακυρώνουν την παρεμβολή που δέχονται και μεγιστοποιούν την ισχύ του ωφέλιμου σήματος. Σύγκριση με συμβατικούς χρήστες με μία απλή κεραία,  $N_{eff,u} = 3$

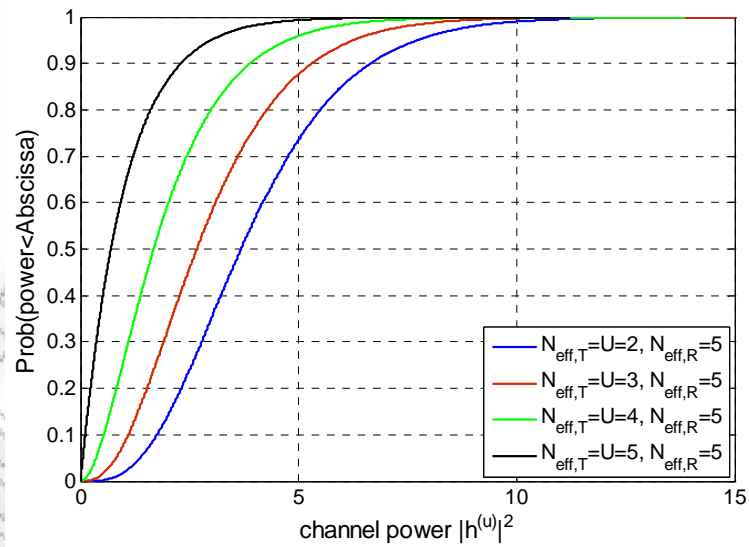
των τιμών της ισχύος του καναλιού. Το Σχήμα 5.10 απεικονίζει παρόμοια αποτελέσματα όταν  $N_{eff,u} = N_{eff,T} = 5$  και το Σχήμα 5.11 τις αντίστοιχες κατανομές της ισχύος του ωφέλιμου καναλιού, με ανάλογα συμπεράσματα.



**Σχήμα 5.9:** Αθροιστική συνάρτηση κατανομής του κέρδους ισχύος του ωφέλιμου καναλιού των χρηστών, όταν  $N_{eff,u} = 3$



**Σχήμα 5.10:** Επίδοση του συστήματος όταν οι χρήστες ακυρώνουν την παρεμβολή που δέχονται και μεγιστοποιούν την ισχύ του ωφέλιμου σήματος. Σύγκριση με συμβατικούς χρήστες με μία απλή κεραία,  $N_{eff,u} = 5$



**Σχήμα 5.11:** Αθροιστική συνάρτηση κατανομής της κέρδους ισχύος του ωφέλιμου καναλιού των χρηστών, όταν  $N_{eff,u} = 5$

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

## Συμπεράσματα – Κατευθύνσεις για μελλοντική έρευνα

### 6.1 Συμπεράσματα

Η αρχιτεκτονική MIMO που μελετήθηκε στη διατριβή, βασίζεται στη θεμελιώδη παρατήρηση ότι η τεχνολογία της χρησιμοποιούμενης στοιχειοκεραίας επηρεάζει καθοριστικά, όχι μόνο την επίδοση του συστήματος, αλλά και την πολυπλοκότητα υλικού που κυρίως αφορά τις κυκλωματικές διατάξεις οδήγησης της κεραίας. Η διατριβή λοιπόν ασχολήθηκε με τη μελέτη και την αξιολόγηση της επίδοσης μίας πρωτότυπης αρχιτεκτονικής MIMO με μία αλυσίδα RF σε κάθε άκρο της ζεύξης που εκμεταλλεύεται τις δυνατότητες των παρασιτικών κεραιών ESPAR και που στοχεύει σε:

- Μειωμένη πολυπλοκότητα υλικού σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα MIMO. Πράγματι, αντί πλήθους αλυσίδων RF ίσο με το πλήθος των κεραιοστοιχείων, η προτεινόμενη αρχιτεκτονική απαιτεί μία και μόνο αλυσίδα RF για την ταυτόχρονη, δηλαδή εντός μίας περιόδου συμβόλου, εκπομπή ή λήψη πολλαπλών συμβόλων.
- Σημαντική μείωση των διαστάσεων της κεραίας. Πιο συγκεκριμένα, σε αντίθεση με τα συμβατικά συστήματα MIMO, η προτεινόμενη αρχιτεκτονική απαιτεί την ύπαρξη ισχυρής σύζευξης μεταξύ των κεραιοστοιχείων. Με άλλα λόγια, η σύζευξη δεν είναι πλέον παράγοντας υποβάθμισης της επίδοσης που πρέπει να αντιμετωπιστεί, αλλά απαραίτητο χαρακτηριστικό που στην ουσία προσφέρει τις δυνατότητες εκπομπής ή λήψης πολλαπλών συμβόλων με μία αλυσίδα RF. Πράγματι, όπως εξηγήθηκε στο κεφάλαιο 4, η μεγάλη απόσταση μεταξύ των

κεραιοστοιχείων αφαιρεί τη δυνατότητα εκμετάλλευσης των ακτινοβολούμενων βαθμών ελευθερίας για την πολυπλεξία σημάτων στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας.

Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι σε αντίθεση με την προτεινόμενη αρχιτεκτονική, οι τεχνικές που έχουν προταθεί στη διεθνή βιβλιογραφία δε στοχεύουν στην ταυτόχρονη αντιμετώπιση της πολυπλοκότητας υλικού και των διαστάσεων.

Για την αναπαράσταση της αρχής λειτουργίας της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής MIMO, καθώς και της επίδοσής της, απαραίτητη ήταν η μελέτη των παρασιτικών κεραιών ESPAR για την εκτίμηση των δυνατοτήτων τους στην πολυπλεξία σημάτων. Γι' αυτό το σκοπό, προτάθηκε στο κεφάλαιο 3 η μελέτη των κεραιών ESPAR στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Ειδικότερα, αναπτύχθηκε μεθοδολογία εκτίμησης του πλήθους των ακτινοβολούμενων βαθμών ελευθερίας που μπορούν να προσφέρουν, ενώ επισημάνθηκε η εξάρτηση του πλήθους τους από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της κεραιάς. Ενδεικτικά, η εφαρμογή της προτεινόμενης μεθόδου σε μία κυκλική κεραιά ESPAR με 5 κεραιοστοιχεία δείχνει πως η ακτίνα της κεραιάς επηρεάζει το πλήθος των αποτελεσματικών βαθμών ελευθερίας  $N_{eff}$  που προσφέρει η κεραιά, ενώ η μέγιστη τιμή  $N_{eff}$  θα είναι ίση με το πλήθος των κεραιοστοιχείων. Πρέπει να σημειωθεί ότι η προτεινόμενη μεθοδολογία μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιαδήποτε γεωμετρία.

Το κεφάλαιο 4 παρουσιάζει αναλυτικά την αρχιτεκτονική BS-MIMO με κεραιές ESPAR, εξηγώντας ταυτόχρονα τον τρόπο αξιοποίησης των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας αυτών των κεραιών. Η αξιολόγηση των συστημάτων BS-MIMO έδειξε πως σε εφαρμογές με αυστηρούς περιορισμούς στο μέγεθος και την πολυπλοκότητα υλικού η προτεινόμενη προσέγγιση, έστω και με ένα ενεργό κεραιοστοιχείο, είναι ικανή να προσφέρει ακόμα και αυξημένη επίδοση έναντι συμβατικών συστημάτων MIMO πλήρους πολυπλοκότητας. Επίσης προτάθηκε στοχαστικός αλγόριθμος που αποσκοπεί στην προσαρμογή της κεραιάς στο επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας, που καθορίζεται από το δiάνυσμα των

συμβόλων εκπομπής.

Τέλος, το κεφάλαιο 5 αξιολόγησε τις δυνατότητες των κεραιών ESPAR σε εφαρμογές προσαρμοστικής διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας (adaptive beamforming) σε περιβάλλοντα πολλαπλών χρηστών, με διαλείψεις τύπου Rayleigh και Rician. Εξηγείται πως αντίστοιχα με τους συμβατικούς πομποδέκτες MIMO, οι ακτινοβολούμενοι βαθμοί ελευθερίας των κεραιών ESPAR μπορούν να αξιοποιηθούν για το σχηματισμό του βέλτιστου διαγράμματος ακτινοβολίας που μεγιστοποιεί το σηματοθορυβικό λόγο, ακυρώνει τις παρεμβολές ή και τα δύο. Η αξιοσημείωτη εξοικονόμηση υλικού σε συνδυασμό με τις δυνατότητες των κεραιών ESPAR, δίνουν τη δυνατότητα στους χρήστες να ακυρώνουν τις παρεμβολές που δέχονται, χωρίς να απαιτείται προκωδικοποίηση των εκπεμπόμενων σημάτων στο σταθμό βάσης και η σπατάλη πόρων του συστήματος.

## 6.2 Κατευθύνσεις για μελλοντική έρευνα

Θεωρώντας το ερευνητικό έργο στο σύνολό του, προκύπτουν ερευνητικά ζητήματα που κυρίως στρέφονται στις εξής κατευθύνσεις:

### **Την επινόηση νέων τεχνικών για την απόδοση των βαρών στα παρασιτικά κεραιοστοιχεία**

Αν και τα βάρη των παρασιτικών κεραιοστοιχείων στη διατριβή θεωρούνται φανταστικά, πρόσφατα προτάθηκαν ενεργά κυκλώματα που επιτρέπουν την απόδοση και αρνητικού πραγματικού μέρους στα βάρη των παρασιτικών<sup>1</sup>. Η επιπλέον ευελιξία που παρέχεται με αυτό τον τρόπο μπορεί να ενισχύσει τις δυνατότητες διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας των παρασιτικών κεραιών. Δύο προσεγγίσεις σχεδίασης τέτοιων κυκλωμάτων βασίζονται στην τοπολογία διαφορικού ζεύγους με τρανζίστορ επίδρασης πεδίου ένωσης (junction field effect transistor, JFET) ή στην τεχνολογία μετάλλου – οξειδίου – ημιαγωγού

---

<sup>1</sup> Το σχετικό άρθρο συμπεριλαμβάνεται στη λίστα των δημοσιεύσεων του συγγραφέα.



με συνδυασμό τρανζίστορ τύπου  $n$  και τύπου  $p$  (complementary metal-oxide semiconductor, CMOS). Αν και τα κυκλώματα αυτά ως ενεργά απαιτούν εξωτερική τροφοδοσία, η επιλογή CMOS είναι η προτιμότερη καθώς η ισχύς τροφοδοσίας είναι της τάξεως των  $\mu W$ . Η μελέτη τέτοιων κυκλωμάτων πρέπει να επεκταθεί με τη σχεδίαση βαθμίδων που να προσφέρουν μεγάλο εύρος τιμών των βαρών, προσφέροντας με αυτό τον τρόπο ευελιξία στη διαμόρφωση των επιθυμητών διαγραμμάτων ακτινοβολίας, με την ελάχιστη δυνατή κατανάλωση ισχύος.

### **Προσαρμογή των διαγραμμάτων βάσης στα χαρακτηριστικά σκέδασης**

Τα διαγράμματα βάσης που προκύπτουν στο κεφάλαιο 4 με τη μέθοδο Gram-Schmidt είναι ορθογώνια όταν το περιβάλλον είναι πλήρους σκέδασης. Σε αυτή την περίπτωση τα εκπεμπόμενα σήματα στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας θα είναι ασυσχέτιστα, γεγονός που μεγιστοποιεί τη χωρητικότητα όταν το κανάλι δεν είναι γνωστό στο πομπό. Ωστόσο, η υπόθεση πλήρους σκέδασης μερικές φορές δεν είναι ρεαλιστική. Συνεπώς, προτείνεται η επέκταση της μεθοδολογίας Gram-Schmidt ώστε η ορθογωνιότητα των διαγραμμάτων βάσης να προσαρμόζεται κατά το δυνατό στα χαρακτηριστικά σκέδασης.

### **Βελτίωση του στοχαστικού αλγόριθμου**

Ο στοχαστικός αλγόριθμος που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 4 επιχειρεί τον προσδιορισμό του ολικού ελαχίστου μίας αντικειμενικής συνάρτησης για την προσαρμογή της κεραίας στο επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας. Μία βελτιωμένη έκδοση πρέπει να παρουσιάζει μεγαλύτερη ταχύτητα σύγκλισης και πιθανόν να ενσωματώνει μηχανισμό που να καθορίζει ένα ευνοϊκό αρχικό σημείο εκκίνησης.

### **Μελέτη της εξάρτησης του εύρους ζώνης από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της κεραίας ESPAR**

Όπως εξηγείται στην υποενότητα 4.7.1, το εύρος ζώνης μίας στοιχειοκεραίας είναι αντιστρόφως ανάλογο του κατευθυντικού κέρδους του διαγράμματος ακτινοβολίας που αυτή παράγει. Μάλιστα, σε συνθήκες υπερ-κατευθυντικότητας (super-directive gain) το εύρος ζώνης είναι πολύ μικρό, ενώ ταυτόχρονα

απαιτούνται πολύ ισχυρά ρεύματα [119]. Εφόσον το διάγραμμα ακτινοβολίας μεταβάλλεται σε κάθε περίοδο σηματοδότησης, το εύρος ζώνης της κεραίας ESPAR γενικά θα είναι χρονικά μεταβαλλόμενο, κάτι που επισημαίνεται στο κεφάλαιο 4, όπως και στην αναφορά [119]. Είναι επομένως χρήσιμο να καθοριστεί μία κατάλληλη τιμή αναφοράς (threshold value) του συντελεστή ποιότητας  $Q_{array,th}$ , ώστε όλα τα πιθανά διαγράμματα ακτινοβολίας να αντιστοιχούν σε  $Q_{array} \leq Q_{array,th}$  και έτσι να εξασφαλίζεται επαρκές εύρος ζώνης και να αποφεύγεται ο εξαναγκασμός της κεραίας σε λειτουργία υπό συνθήκες υπερ-κατευθυντικότητας.

Σημειώνεται ότι σύμφωνα με την εργασία [120] οι μικρές ιδιοτιμές του πίνακα **B** (βλέπε υποενότητα 4.7.1) αντιστοιχούν σε μεγάλες τιμές  $Q_{array}$ , δηλαδή σε υπερ-κατευθυντικότητα. Στην ίδια εργασία επίσης αναφέρεται πως η υπερ-κατευθυντικότητα των συμβατικών στοιχειοκεραιών μπορεί να ελεγχθεί περιορίζοντας τις διεγέρσεις των κεραιοστοιχείων, δηλαδή τα ρεύματα, στον υποχώρο που σχηματίζεται από τα ιδιοδιανύσματα του πίνακα **B** που αντιστοιχούν σε μεγάλες ιδιοτιμές. Έτσι, αποφεύγεται η περίπτωση υπερ-κατευθυντικότητας. Αυτή η προσέγγιση, είναι αντίστοιχη με το συμπέρασμα των Σχημάτων 3.9 και 3.11, όπου επιλέγονται τα ορθοκανονικά διαγράμματα βάσης με τη μεγαλύτερη συνεισφορά στο διάγραμμα ακτινοβολίας. Συνεπώς, η μεθοδολογία που παρουσιάζεται στο κεφάλαιο 3 προστατεύει από φαινόμενα υπερ-κατευθυντικότητας<sup>1</sup>. Παρόλα αυτά, για πιο πλήρη εικόνα χρειάζεται να μελετηθεί διεξοδικά η επίδραση της γεωμετρίας και άλλων παραμέτρων υλοποίησης<sup>2</sup> των κεραιών ESPAR στο εύρος ζώνης. Αυτή η μελέτη θα προσφέρει την κατάλληλη γεωμετρία που θα ικανοποιεί μία κατάλληλη τιμή κατωφλίου  $Q_{array,th}$ , που αντιστοιχεί στο επιθυμητό εύρος ζώνης που πρέπει να διατηρεί η κεραία.

<sup>1</sup> Για παράδειγμα, αν για  $d = \lambda/16$  θεωρηθούν όλα τα ορθοκανονικά διαγράμματα βάσης, δηλαδή  $N_{eff} = 5$  η κεραία ESPAR θα λειτουργεί υπό συνθήκες υπερ-κατευθυντικότητας και τα ρεύματα των κεραιοστοιχείων θα είναι εξαιρετικά ισχυρά.

<sup>2</sup> Για παράδειγμα διάμετρος και μήκος των κεραιοστοιχείων

**Επέκταση των συστημάτων BS-MIMO με χρήση συστοιχίας κεραιών ESPAR**

Στην παρούσα διατριβή σε κάθε άκρο της ζεύξης υπάρχει μία και μόνο κεραία ESPAR. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η επέκταση της αρχιτεκτονικής με χρήση συστοιχίας από τέτοιες κεραιές. Σε αυτή την περίπτωση, εκτός της πιθανής συσχέτισης στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, πρέπει να αποφευχθεί η συσχέτιση και στο πεδίο του χώρου εξαιτίας της ύπαρξης περισσότερων του ενός ενεργών κεραιοστοιχείων. Τονίζεται ότι εφόσον τα διαγράμματα ακτινοβολίας πλάτους δεν είναι πλέον ομοιοκατευθυντικά, η ελάχιστη επιτρεπτή απόσταση μεταξύ δύο ενεργών κεραιοστοιχείων δε θα είναι  $\approx 0.4\lambda$  όπως προκύπτει από την εξ. (4.20) αλλά σίγουρα μεγαλύτερη. Εκτός όμως από μηδενική χωρική συσχέτιση μεταξύ των ενεργών κεραιοστοιχείων, η κατάλληλη απόσταση θα πρέπει επιπλέον να εξασφαλίζει είτε αμελητέα σύζευξη μεταξύ κεραιοστοιχείων που ανήκουν σε διαφορετικές κεραιές ESPAR, είτε μία «συνδυασμένη» σύζευξη που θα εξασφαλίζει ορθογώνια διαγράμματα βάσης. Η δεύτερη εκδοχή παραπέμπει στη μελέτη κεραιών ESPAR με περισσότερα του ενός ενεργά κεραιοστοιχεία.

**Μελέτη των διαθέσιμων βαθμών ελευθερίας από οποιαδήποτε παρασιτική στοιχειοκεραία.**

Η μελέτη πρέπει να απαντά στα ερωτήματα: 1) Πόσοι βαθμοί ελευθερίας είναι διαθέσιμοι από μια κεραία συγκεκριμένου όγκου, 2) Πόσα παρασιτικά στοιχεία μπορούν να εισαχθούν σε έναν όγκο πριν αρχίσουν να εμφανίζονται φαινόμενα υπερ-κατευθυντικότητας. Προφανώς αυτό σημαίνει ταυτόχρονα την εύρεση της βέλτιστης διάταξης των κεραιοστοιχείων σε δεδομένο όγκο.

## Παραρτήματα

### Παράρτημα Α

#### Συνιστώμενη μεθοδολογία εύρεσης χώρου διαγραμμάτων ακτινοβολίας κεραίας ESPAR με αυθαίρετη γεωμετρία

Η πρώτη συνάρτηση βάσης επιλέγουμε να είναι η εξής:

$$\Phi_0(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_0} \quad (\text{A.1})$$

Όπως εξηγήθηκε στην υποενότητα 3.3.1, οι υπόλοιπες συναρτήσεις βάσης θα προκύπτουν με επαναληπτική εφαρμογή της εξ. (A.2):

$$\Phi_n(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_n} \left( a_n(\theta, \varphi) - \sum_{s=0}^{n-1} a_{ns} \Phi_s(\theta, \varphi) \right), \forall n = 1, \dots, M_{\text{esp}} - 1 \quad (\text{A.2})$$

όπου  $a_{ns} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi a_m(\theta, \varphi) \Phi_n^*(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi$ . Στην περίπτωση αυθαίρετης γεωμετρίας οι όροι του διανύσματος πολλαπλότητας της κεραίας μπορούν να εκφραστούν ως:

$$a_m(\theta, \varphi) = \begin{cases} 1 & m = 0 \\ e^{jb_m \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_m)} & m \neq 0 \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

όπου  $b_m = 2\pi d_m$  και  $d_m$  η κανονικοποιημένη απόσταση ως προς το μήκος κύματος μεταξύ του  $m$ -οστού παρασιτικού και του ενεργού κεραιοστοιχείου. Με βάση τον τρόπο εκτέλεσης του αλγορίθμου Gram-Schmidt όπως παρουσιάζεται στην υποενότητα 3.3.1 και την εξ. (A.3), η εύρεση αναλυτικών εκφράσεων των

συναρτήσεων βάσης απαιτεί την επίλυση ολοκληρωμάτων με τις δύο ακόλουθες μορφές:

**Μορφή πρώτου ολοκληρώματος**

$$\begin{aligned} & \frac{1}{k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi e^{jb_m \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_m)} \sin\theta d\theta d\varphi = \\ & \frac{1}{k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \cos[b_m \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_m)] \sin\theta d\theta d\varphi + \\ & + j \frac{1}{k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin[b_m \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_m)] \sin\theta d\theta d\varphi = \frac{1}{k_0} A + j \frac{1}{k_0} B \end{aligned} \quad (A.4)$$

Το ολοκλήρωμα A λύνεται ως εξής:

$$\begin{aligned} A &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \cos[b_m \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_m)] \sin\theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin[b_m \cos(\varphi - \varphi_m) \sin\theta + \theta] d\theta d\varphi - \\ & \quad - \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin[b_m \cos(\varphi - \varphi_m) \sin\theta - \theta] d\theta d\varphi \\ &= \frac{\pi}{2} \int_0^{2\pi} E_1[-b_m \cos(\varphi - \varphi_m)] d\varphi - \frac{\pi}{2} \int_0^{2\pi} E_{-1}[-b_m \cos(\varphi - \varphi_m)] d\varphi \\ &= \pi \int_0^{2\pi} E_1[b_m \cos(\varphi - \varphi_m)] d\varphi \\ &= \pi \int_0^{2\pi} E_1[(b_m \cos\varphi_m) \cos\varphi + (b_m \sin\varphi_m) \sin\varphi] d\varphi \\ &= \pi \int_0^{2\pi} E_1[p_m \cos\varphi + q_m \sin\varphi] d\varphi \\ &\stackrel{\text{λόγω συμμετρίας}}{=} \pi \int_0^{2\pi} E_1[z_m \sin\varphi] d\varphi, \quad z_m = \begin{cases} q_m & , p_m = 0 \\ p_m & , q_m = 0 \\ b_m & , q_m \neq 0 \text{ και } p_m \neq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (A.5)$$

όπου:

$$\begin{aligned} p_m &= b_m \cos\varphi_m \\ q_m &= b_m \sin\varphi_m \end{aligned} \quad (A.6)$$

Στην εξ. (A.5) εφαρμόστηκαν οι εξ. (10) και (11) της σελ. 30 της αναφοράς [91]. Επίσης, με  $E_\nu(\cdot)$  συμβολίζεται η συνάρτηση Weber  $\nu$ -οστής τάξης [89] που δίνεται στην εξ. (A.7), για την οποία όταν  $\nu=1$  θα ισχύει  $E_1(z)=-E_{-1}(z)$  και θα παρουσιάζει άρτια συμμετρία.

$$\begin{aligned} E_\nu(z) &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sin(\nu\theta - z \sin\theta) d\theta \\ &= \sin\left(\frac{\nu\pi}{2}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (0.5z)^{2n}}{\Gamma(n+1+\nu/2)\Gamma(n+1-\nu/2)} \\ &\quad - \cos\left(\frac{\nu\pi}{2}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (0.5z)^{2n+1}}{\Gamma(n+3/2+\nu/2)\Gamma(n+3/2-\nu/2)} \end{aligned} \quad (A.7)$$

Το ολοκλήρωμα A μπορεί εναλλακτικά να εκφραστεί ως άθροισμα άπειρων όρων θέτοντας στην εξ. (A.7)  $\nu=1$  και  $z = z_m \sin\varphi$ :

$$\begin{aligned} A &= \pi \int_0^{2\pi} E_1[z_m \sin\varphi] d\varphi = \pi \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (z_m/2)^{2n}}{\Gamma(n+3/2)\Gamma(n+1/2)} \int_0^{2\pi} \sin^{2n}\varphi d\varphi \\ &= \pi \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (z_m/2)^{2n}}{\Gamma(n+3/2)} \frac{[1+(-1)^{2n}]\sqrt{\pi}}{n!} \end{aligned} \quad (A.8)$$

όπου στην εξ. (A.8)  $\Gamma(n+1)=n!$  και

$$\int_0^{2\pi} \sin^k \varphi d\varphi = [1+(-1)^k] \sqrt{\pi} \Gamma\left(\frac{1+k}{2}\right) / \Gamma\left(1+\frac{k}{2}\right) \quad (A.9)$$

Αντικαθιστώντας για αποστάσεις μεταξύ ενεργού και παρασιτικών κεραιών  $b_m \leq \lambda/2$  (για παρασιτικές κεραιές μεγαλύτερες αποστάσεις δεν έχουν νόημα) το πλήθος των όρων της εξ. (A.8) που απαιτούνται για ακριβή εκτίμηση του ολοκληρώματος είναι περιορισμένο.

Το ολοκλήρωμα B λύνεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
 B &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin[b_m \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_m)] \sin\theta d\theta d\varphi \\
 &= \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos[b_m \cos(\varphi - \varphi_m) \sin\theta - \theta] d\theta d\varphi - \\
 &\quad - \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos[b_m \cos(\varphi - \varphi_m) \sin\theta + \theta] d\theta d\varphi \quad (A.10) \\
 &= \frac{\pi}{2} \int_0^{2\pi} J_1[b_m \cos(\varphi - \varphi_m)] d\varphi - \frac{\pi}{2} \int_0^{2\pi} J_{-1}[b_m \cos(\varphi - \varphi_m)] d\varphi \\
 &= \pi \int_0^{2\pi} J_1[b_m \cos(\varphi - \varphi_m)] d\varphi \stackrel{\text{λόγω συμμετρίας}}{=} 0
 \end{aligned}$$

όπου  $J_\nu(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos[x \sin\theta - \nu\theta] d\theta$  και  $J_\nu(z) = (-1)^\nu J_{-\nu}(z)$ .

### **Μορφή δεύτερου ολοκληρώματος**

Η δεύτερη μορφή ολοκληρώματος είναι η ακόλουθη:

$$\begin{aligned}
 &\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} e^{jb_m \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_m)} e^{-jb_n \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_n)} \sin\theta d\theta d\varphi \\
 &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} e^{j[b_m \cos(\varphi - \varphi_m) - b_n \cos(\varphi - \varphi_n)] \sin\theta} \sin\theta d\theta d\varphi \\
 &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos[[b_m \cos(\varphi - \varphi_m) - b_n \cos(\varphi - \varphi_n)] \sin\theta] \sin\theta d\theta d\varphi + \quad (A.11) \\
 &\quad + j \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin[[b_m \cos(\varphi - \varphi_m) - b_n \cos(\varphi - \varphi_n)] \sin\theta] \sin\theta d\theta d\varphi \\
 &= C + jD
 \end{aligned}$$

Το ολοκλήρωμα C λύνεται με παρόμοια λογική όπως η εξ. (A.5) ως εξής:





## Παράρτημα Β

### Εύρεση χώρου τρισδιάστατων διαγραμμάτων ακτινοβολίας κυκλικής κεραίας ESPAR με 5 κεραιοστοιχεία

Το διάγραμμα ακτινοβολίας εκφράζεται από την εξ. (3.20) η οποία παρουσιάζεται για ευκολία:

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

Σημειώνεται ότι η συγκεκριμένη γεωμετρία επιτρέπει την απομάκρυνση των εκθετικών όρων της εξ. (B.1) με χρήση της ταυτότητας Euler. Σε αυτή την περίπτωση, αντί των εκθετικών όρων  $a_i(\theta, \varphi), i=0, \dots, M_{esp}-1$  της εξ. (3.16) ως είσοδο στη μέθοδο Gram-Schmidt θεωρούνται οι όροι  $\tilde{a}_i(\theta, \varphi)$ . Επιλέγουμε ώστε:

$$\Phi_0(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_0} \quad (B.2)$$

Η προβολή  $q_{10}$  του όρου  $\tilde{a}_1(\theta, \varphi)$  στο διάγραμμα βάσης  $\Phi_0(\theta, \varphi)$  είναι :

$$\begin{aligned}
 q_{10} &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \tilde{a}_1(\theta, \varphi) \Phi_0^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \frac{1}{k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin(b \sin \theta \cos \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\
 &= \frac{1}{2k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \cos(b \sin \theta \cos \varphi - \theta) d\theta d\varphi - \frac{1}{2k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \cos(b \sin \theta \cos \varphi + \theta) d\theta d\varphi \\
 &= \frac{\pi}{2k_0} \int_0^{2\pi} J_1(b \cos \varphi) d\varphi + \frac{\pi}{2k_0} \int_0^{2\pi} J_{-1}(b \cos \varphi) d\varphi \\
 &= \frac{\pi}{k_0} \int_0^{2\pi} J_1(b \cos \varphi) d\varphi \stackrel{\text{λόγω συμμετρίας}}{=} 0
 \end{aligned} \quad (B.3)$$

Άρα, η επόμενη συνάρτηση βάσης είναι η εξής:

$$\Phi_1(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_1} \sin(b \sin \theta \cos \varphi) \quad (\text{B.4})$$

Εφαρμόζοντας την εξ. (3.19) θα είναι:

$$\Phi_2(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_2} (\tilde{a}_2(\theta, \varphi) - q_{20} \Phi_0(\theta, \varphi) - q_{21} \Phi_1(\theta, \varphi)) \quad (\text{B.5})$$

όπου αντίστοιχα με την εξ. (B.3):

$$\begin{aligned} q_{20} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_2(\theta, \varphi) \Phi_0^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{1}{k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(b \sin \theta \sin \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = 0 \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Επίσης θα είναι:

$$\begin{aligned} q_{21} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_2(\theta, \varphi) \Phi_1^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \\ &= \frac{1}{k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(b \sin \theta \sin \varphi) \sin(b \sin \theta \cos \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{1}{2k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} [\cos(b(\sin \varphi - \cos \varphi) \sin \theta) - \cos(b(\sin \varphi + \cos \varphi) \sin \theta)] \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{1}{2k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(b(\sin \varphi - \cos \varphi) \sin \theta) \sin \theta d\theta d\varphi - \frac{1}{2k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(b(\sin \varphi + \cos \varphi) \sin \theta) \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{1}{4k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(b(\sin \varphi - \cos \varphi) \sin \theta + \theta) d\theta d\varphi - \frac{1}{4k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(b(\sin \varphi - \cos \varphi) \sin \theta - \theta) d\theta d\varphi - \\ &\quad - \frac{1}{4k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(b(\sin \varphi + \cos \varphi) \sin \theta + \theta) d\theta d\varphi + \frac{1}{4k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(b(\sin \varphi + \cos \varphi) \sin \theta - \theta) d\theta d\varphi \\ &= \frac{\pi}{2k_1} \int_0^{2\pi} E_1[-b(\sin \varphi - \cos \varphi)] d\varphi - \frac{\pi}{2k_1} \int_0^{2\pi} E_1[-b(\sin \varphi + \cos \varphi)] d\varphi \\ &= \frac{\pi}{2k_1} \int_0^{2\pi} E_1[2b \cos(\pi/4) \cos(\varphi + \pi/4)] d\varphi - \frac{\pi}{2k_1} \int_0^{2\pi} E_1[2b \cos(\pi/4) \cos(\varphi - \pi/4)] d\varphi \\ &\stackrel{\text{λόγω συμμετρίας}}{=} \frac{\pi}{2k_1} \int_0^{2\pi} E_1[2b \cos(\pi/4) \cos(\varphi)] d\varphi - \frac{\pi}{2k_1} \int_0^{2\pi} E_1[2b \cos(\pi/4) \cos(\varphi)] d\varphi = 0 \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

Στην εξ. (B.7) εργαζόμαστε παρόμοια με προηγουμένως και λαμβάνοντας υπόψη ότι  $E_1(z) = -E_{-1}(z)$  και  $E_1(z) = E_1(-z)$ . Λόγω των εξ. (B.6) και (B.7) θα είναι:

$$\Phi_2(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_2} \sin(b \sin \theta \sin \varphi) \quad (\text{B.8})$$

Με όμοιο τρόπο οι προβολές του όρου  $\tilde{a}_3(\theta, \varphi)$  σε όλα τα διαγράμματα βάσης που έχουν ήδη προσδιοριστεί υπολογίζονται ως εξής:

$$\begin{aligned} q_{30} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_3(\theta, \varphi) \Phi_0^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \frac{1}{k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(b \sin \theta \cos \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{1}{2k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(b \sin \theta \cos \varphi + \theta) \sin \theta d\theta d\varphi - \frac{1}{2k_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(b \sin \theta \cos \varphi - \theta) \sin \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{\pi}{k_0} \int_0^{2\pi} E_1(b \cos \varphi) d\varphi \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Το ολοκλήρωμα της εξ. (B.9) αντιμετωπίζεται θέτοντας στην εξ. (A.7)  $\nu=1$  και  $z = z_m \cos \varphi$ :

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} E_1(b \cos \varphi) d\varphi &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (z_m/2)^{2n}}{\Gamma(n+3/2)\Gamma(n+1/2)} \int_0^{2\pi} \cos^{2n} \varphi d\varphi \\ &\stackrel{(A.8)}{=} \int_0^{2\pi} E_1(b \sin \varphi) d\varphi \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Στην εξ. (B.10) λαμβάνεται υπόψη ότι  $\int_0^{2\pi} \cos^k \varphi d\varphi = \int_0^{2\pi} \sin^k \varphi d\varphi$ .

Επίσης εργαζόμενοι όμοια με την εξ. (B.3) θα είναι:

$$\begin{aligned}
 q_{31} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_3(\theta, \varphi) \Phi_1^*(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \\
 &= \frac{1}{k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(b \sin\theta \cos\varphi) \sin(b \sin\theta \cos\varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (\text{B.11}) \\
 &= \frac{1}{2k_1} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(2b \sin\theta \cos\varphi) \sin\theta d\theta d\varphi = 0
 \end{aligned}$$

Η προβολή  $q_{32}$  υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
 q_{32} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \tilde{a}_3(\theta, \varphi) \Phi_2^*(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi = \frac{1}{k_2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(b \sin\theta \cos\varphi) \sin(b \sin\theta \sin\varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \\
 &= \frac{1}{2k_2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} [\sin[b(\cos\varphi + \sin\varphi)\sin\theta] - \sin[b(\cos\varphi - \sin\varphi)\sin\theta]] \sin\theta d\theta d\varphi \\
 &= \frac{1}{2k_2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin[b(\cos\varphi + \sin\varphi)\sin\theta] \sin\theta d\theta d\varphi - \frac{1}{2k_2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin[b(\cos\varphi - \sin\varphi)\sin\theta] \sin\theta d\theta d\varphi \\
 &= \frac{1}{4k_2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos[b(\cos\varphi + \sin\varphi)\sin\theta - \theta] d\theta d\varphi - \frac{1}{4k_2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos[b(\cos\varphi + \sin\varphi)\sin\theta + \theta] d\theta d\varphi - \\
 &\quad - \frac{1}{4k_2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos[b(\cos\varphi - \sin\varphi)\sin\theta - \theta] d\theta d\varphi + \frac{1}{4k_2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \cos[b(\cos\varphi - \sin\varphi)\sin\theta + \theta] d\theta d\varphi \\
 &= \frac{\pi}{4k_2} \int_0^{2\pi} J_1[b(\cos\varphi + \sin\varphi)] d\varphi - \frac{\pi}{4k_2} \int_0^{2\pi} J_{-1}[b(\cos\varphi + \sin\varphi)] d\varphi - \\
 &\quad - \frac{\pi}{4k_2} \int_0^{2\pi} J_1[b(\cos\varphi - \sin\varphi)] d\varphi + \frac{\pi}{4k_2} \int_0^{2\pi} J_{-1}[b(\cos\varphi - \sin\varphi)] d\varphi \\
 &= \frac{\pi}{2k_2} \int_0^{2\pi} J_1[2b \cos(\pi/4) \cos(\varphi - \pi/4)] d\varphi - \frac{\pi}{2k_2} \int_0^{2\pi} J_1[2b \cos(\pi/4) \cos(\varphi + \pi/4)] d\varphi \\
 &\stackrel{\text{λόγω συμμετρίας}}{=} 0 \quad (\text{B.12})
 \end{aligned}$$

Άρα, λόγω των εξ. (B.9), (B.11) και (B.12):

$$\Phi_3(\theta, \varphi) = \frac{1}{k_3} \left( \cos(b \sin\theta \cos\varphi) - \frac{q_{30}}{k_0} \right) \quad (\text{B.13})$$

Ομοίως, για τον προσδιορισμό του τελευταίου διαγράμματος βάσης υπολογίζουμε μετά από πράξεις:

$$\begin{aligned}
 q_{40} &= \frac{\pi}{k_0} \int_0^{2\pi} E_1(b \sin \varphi) d\varphi \stackrel{(B.10)}{=} q_{30} \\
 q_{41} &= q_{42} = 0 \\
 q_{43} &= \frac{\pi}{k_3} \int_0^{2\pi} E_1[2b \cos(\pi/4) \cos \varphi] d\varphi - \frac{q_{30}^2}{k_3}
 \end{aligned} \tag{B.14}$$

Άρα τελικά θα είναι:

$$\Phi_4(\varphi) = \frac{1}{k_4} \left[ \cos(b \sin \theta \sin(\varphi)) - \frac{q_{30}}{k_0} - \frac{q_{43}}{k_3} \cos(b \sin(\theta) \cos(\varphi)) + \frac{q_{30} q_{43}}{k_0 k_3} \right] \tag{B.15}$$

Σε όλες τις περιπτώσεις οι συντελεστές κανονικοποίησης είναι:

$$k_n = \sqrt{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \tilde{a}_n(\theta, \varphi) - \sum_{s=0}^{n-1} q_{ns} \Phi_s(\theta, \varphi) \right|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}, \quad n=0, \dots, M_{esp} - 1 \tag{B.16}$$

## Παράρτημα Γ

### Εύρεση χώρου αζιμουθιακών διαγραμμάτων ακτινοβολίας κυκλικής κεραίας ESPAR με 5 κεραιοστοιχεία

Οι όροι  $\tilde{a}_m(\varphi)$ ,  $m=0, \dots, M_{esp}-1$  προκύπτουν από την εξ. (B.1) για  $\theta = \pi/2$ .

Ομοίως με το Παράρτημα Β, θα είναι:

$$\Phi_0(\varphi) = \frac{1}{k_0} \quad (\Gamma.1)$$

Ο όρος  $\tilde{a}_1(\varphi)$  αποτελεί διάγραμμα βάσης καθώς:

$$q_{10} = \int_0^{2\pi} \tilde{a}_1(\varphi) \Phi_0^*(\varphi) d\varphi \frac{1}{k_0} \int_0^{2\pi} \sin(b \cos \varphi) d\varphi = 0 \quad (\Gamma.2)$$

Αυτό προκύπτει εύκολα θεωρώντας την εξ. (3.937) της αναφοράς [91]. Άρα:

$$\Phi_1(\varphi) = \frac{1}{k_1} \sin(b \cos \varphi) \quad (\Gamma.3)$$

Στη συνέχεια υπολογίζουμε τις προβολές του όρου  $\tilde{a}_2(\varphi)$  στα διαγράμματα βάσης που έχουν ήδη προσδιοριστεί:

$$q_{20} = \int_0^{2\pi} \tilde{a}_2(\varphi) \Phi_0^*(\varphi) d\varphi \frac{1}{k_0} \int_0^{2\pi} \sin(b \sin \varphi) d\varphi = 0 \quad (\Gamma.4)$$

Όπου όπως και πριν έχει θεωρηθεί η εξ. (3.937) της αναφοράς [91]. Επίσης:

$$\begin{aligned}
 q_{21} &= \int_0^{2\pi} \tilde{a}_2(\varphi) \Phi_1^*(\varphi) d\varphi = \frac{1}{k_1} \int_0^{2\pi} \sin(b \sin \varphi) \sin(b \cos \varphi) d\varphi = \\
 &= \frac{1}{2k_1} \int_0^{2\pi} \cos[b(\cos \varphi - \sin \varphi)] d\varphi - \\
 &= \frac{1}{2k_1} \int_0^{2\pi} \cos[b(\cos \varphi + \sin \varphi)] d\varphi = \quad (\Gamma.5) \\
 &= \frac{1}{2k_1} \int_0^{2\pi} \cos[2b \cos(\pi/4) \cos(\varphi + \pi/4)] d\varphi - \\
 &= \frac{1}{2k_1} \int_0^{2\pi} \cos[2b \cos(\pi/4) \cos(\varphi - \pi/4)] d\varphi = 0
 \end{aligned}$$

Άρα:

$$\Phi_2(\varphi) = \frac{1}{k_2} \sin(b \sin \varphi) \quad (\Gamma.6)$$

Οι προβολές του όρου  $\tilde{a}_3(\varphi)$  στα διαγράμματα βάσης που έχουν ήδη προσδιοριστεί προκύπτουν εργαζόμενοι με τον ίδιο τρόπο ως  $q_{30} = 2\pi I_0(jb)/k_0$  και  $q_{31} = q_{32} = 0$ . Άρα με εφαρμογή της εξ. (3.19) θα είναι:

$$\Phi_3(\varphi) = \frac{1}{k_3} \left( \cos(b \cos \varphi) - \frac{q_{30}}{k_0} \right) \quad (\Gamma.7)$$

Για τον όρο  $\tilde{a}_4(\theta, \varphi)$  ομοίως θα είναι:  $q_{40} = q_{30} = 2\pi I_0(jb)/k_0$ ,  $q_{41} = q_{42} = 0$ , ενώ:



$$\begin{aligned}
 q_{43} &= \int_0^{2\pi} \tilde{a}_4(\varphi) \Phi_3^*(\varphi) d\varphi \\
 &= \frac{1}{k_3} \int_0^{2\pi} \cos(b \sin \varphi) \cos(b \cos \varphi) d\varphi - \frac{q_{30}}{k_3 k_0} \int_0^{2\pi} \cos(b \sin \varphi) d\varphi \\
 &= \frac{1}{2k_3} \int_0^{2\pi} \cos[b(\sin \varphi + \cos \varphi)] d\varphi + \frac{1}{2k_3} \int_0^{2\pi} \cos[b(\sin \varphi - \cos \varphi)] d\varphi - \frac{q_{30}}{k_3 k_0} 2\pi l_0(jb) \\
 &= \frac{1}{2k_3} \int_0^{2\pi} \cos[2b \cos(-\pi/4) \cos(\varphi - \pi/4)] d\varphi + \frac{1}{2k_3} \int_0^{2\pi} \cos[2b \cos(\pi/4) \cos(\varphi + \pi/4)] d\varphi - \\
 &\quad - \frac{q_{30}}{k_3 k_0} 2\pi l_0(jb) \\
 &= \frac{1}{k_3} 2\pi l_0(j2b \cos(\pi/4)) - \frac{q_{30}}{k_3 k_0} 2\pi l_0(jb) = \frac{1}{k_3} 2\pi l_0(j2b \cos(\pi/4)) - \frac{q_{30}^2}{k_3} \\
 &\quad (Γ.8)
 \end{aligned}$$

Επομένως προκύπτει ότι:

$$\Phi_4(\varphi) = \frac{1}{k_4} \left[ \cos(b \sin \varphi) - \frac{q_{40}}{k_0} - \frac{q_{43}}{k_3} \cos(b \cos \varphi) + \frac{q_{30} q_{43}}{k_0 k_3} \right] \quad (Γ.9)$$



**ΠΙΝΑΚΑΣ ΑΝΑΦΟΡΩΝ**

- [1] I. Berenguer, X. Wang, and V. Krishnamurthy, "Adaptive MIMO antenna selection via discrete stochastic optimization," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 11, pp. 4315 – 4329, Nov. 2005.
- [2] A. Dua, K. Medepalli, and A. J. Paulraj, "Receive antenna selection in MIMO systems using convex optimization," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 9, pp. 2353 – 2357, Sept. 2006.
- [3] I. Bahceci, T. M. Duman, and Y. Altunbasak, "Antenna selection for multiple-antenna transmission systems: performance analysis and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2669 – 2681, Oct. 2003.
- [4] P. D. Karamalis, N. D. Skentos, and A. G. Kanatas, "Adaptive antenna subarray formation for MIMO systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 6, pp. 1994 – 1998, Nov. 2004.
- [5] P. Theofilakos and A. G. Kanatas, "Capacity Performance of Adaptive Receive Antenna Subarray Formation for MIMO Systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, Article ID 56471, 2007.
- [6] P. Theofilakos and A. G. Kanatas, "Maximising Capacity of MIMO Systems with Receive Antenna Subarray Formation," *IET Electronics Letters*, vol. 44, no. 20, pp. 1204 – 1205, Sept. 2008.
- [7] H. T. Hui, "A practical approach to compensate for the mutual coupling effect in an adaptive dipole array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.52, no.5, pp. 1262- 1269, May 2004.
- [8] J.W. Wallace and M. A. Jensen, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: a rigorous network theory analysis," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.3, no.4, pp. 1317- 1325, July 2004.

- [9] H. Steyskal and J. S. Herd, "Mutual coupling compensation in small array antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.38, no.12, pp.1971-1975, Dec. 1990.
- [10] ZD Zaharis, T. Samaras, E. Vafiadis and J. N. Sahalos, "Antenna array design by the orthogonal method in conjunction with element patterns," *Microwave Optical Technology Letters*, vol. 48, issue 8, pp. 1578-1583, Aug. 2006.
- [11] C. Oestges, V. Erceg and A. J. Paulraj, "Propagation modeling of MIMO multipolarized fixed wireless channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.53, no.3, pp. 644- 654, May 2004.
- [12] R.G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 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," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.57, no.9, pp.2739-2745, Sept. 2009.
- [14] J. Villanen, P. Suvikunnas, C. Icheln, J. Ollikainen and P. Vainikainen, "Performance Analysis and Design Aspects of Mobile-Terminal Multiantenna Configurations," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.57, no.3, pp.1664-1674, May 2008.
- [15] A. Kalis, A. G. Kanatas, M. Carras, and A. G. Constantinides, "On the performance of MIMO systems in the wavevector domain," *IST Mobile and Wireless Communications Summit*, 2006.
- [16] A. Kalis and C. Papadias, "An ESPAR Antenna for Beam-space-MIMO Systems Using PSK Modulation Schemes," *IEEE International Conference on Communications, ICC*, pp. 5348-5353, 24-28 June 2007.
- [17] A. Kalis, A. Kanatas, A and C. Papadias, "A Novel Approach to MIMO Transmission Using a Single RF Front End," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.26, no.6, pp.972-980, Aug. 2008.

- [18] O. N. Alrabadi, "MIMO communication using single feed antenna arrays," *Ph. D. Dissertation*, Department of Electronics, Aalborg university, Denmark, Jan. 2011.
- [19] J. Perruisseau-Carrier, O. N. Alrabadi and A. Kalis, "Implementation of a reconfigurable parasitic antenna for beam-space BPSK transmissions," *European Microwave Conference, EuMC*, pp.644-647, 28-30 Sept. 2010.
- [20] O. N. Alrabadi, J. Perruisseau-Carrier, and A. Kalis, "MIMO transmission using a single RF source: Theory and antenna design," accepted at *IEEE Transactions on Antennas and Wireless Propagation*, 2010.
- [21] O.N. Alrabadi, C. Divarathne, P. Tragas, P, A. Kalis, N. Marchetti, C. B. Papadias, and R. Prasad, "Spatial Multiplexing with a Single Radio: Proof-of-Concept Experiments in an Indoor Environment with a 2.6-GHz Prototype," *IEEE Communications Letters*, vol.15, no.2, pp.178-180, Feb. 2011.
- [22] O. N. Alrabadi, C. B. Papadias, A. Kalis, N. Marchetti and R. Prasad, "MIMO transmission and reception techniques using three-element ES-PAR antennas," *IEEE Communications Letters*, vol. 13, no. 4, Apr. 2009.
- [23] O. N. Alrabadi, C. B. Papadias, A. Kalis, N. Marchetti and R. Prasad, "Spatial multiplexing via antenna switching," *IEEE Communications Letters*, vol. 13, no.8, Aug. 2009.
- [24] O. N. Alrabadi, C. B. Papadias, A. Kalis and R. Prasad, "A universal encoding scheme for MIMO transmission using a single active element for PSK modulation schemes," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 10, Oct. 2009.
- [25] A. Paulraj and T. Kailath, "Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception," *US Patent*, no. 5 345 599, 1994.
- [26] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, pp. 585 – 596, Nov. 1999.

- [27] G. J. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–355, 1998.
- [28] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel," *International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, ISSSE*, pp.295-300, Oct. 1998.
- [29] C. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423 and 623-656, July and Oct. 1948.
- [30] E. Biglieri and G. Taricco, *Transmission and reception with multiple antennas: theoretical foundations*. Now Publishers Inc., 2004.
- [31] F. D. Neeser and J. L. Massey, "Proper complex random processes with applications to information theory," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 39, no. 4, pp. 1293 – 1302, July 1993.
- [32] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge university press, 2003.
- [33] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *AT&T Bell Labs, Technical Report*, June 1995.
- [34] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of information theory*. John Wiley & Sons, 1991.
- [35] E. Biglieri, J. Proakis and S. Shamai, "Fading channels: Information theoretic and communications aspects," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2619-2692, Oct. 1998.
- [36] L. H. Ozarow, S. Shamai and A. D. Wyner, "Information theoretic considerations for cellular mobile radio," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 2, pp. 359-378, May 1994.
- [37] O. Oyman, R. U. Nabar, H. Bölcskei and A. J. Paulraj, "Tight lower bounds on the ergodic capacity of Rayleigh fading MIMO channels," *IEEE Global Telecommunications Conference, Globecom*, vol. 2, pp. 1172-1176, 17-21 Nov. 2002.

- [38] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communication," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 3, pp. 357-366, Mar. 1998.
- [39] P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyösti, D. Laurenson, G. Matz, A. F. Molisch, C. Oestges and H. Özcelik "Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, 2007.
- [40] M. Steinbauer, A. F. Molisch, and E. Bonek, "The Double-Directional Radio Channel," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 4, pp. 51–63, Aug. 2001.
- [41] A. F. Molisch, H. Asplund, R. Heddergott, M. Steinbauer, and T. Zwick, "The COST 259 directional channel model - Part I: Overview and methodology," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.5, no.12, pp.3421-3433, Dec. 2006.
- [42] C. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, 1999.
- [43] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface," *Proceedings of the IEEE*, vol.62, no.11, pp. 1448- 1461, Nov. 1974.
- [44] A. G. Kanatas, I. D. Kountouris, G. B. Kostaras and P. Constantinou, "A UTD propagation model in urban microcellular environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, no. 1, Feb. 1997.
- [45] V. Degli-Esposti, D. Guiducci, A. de'Marsi, P. Azzi, and F. Fuschini, "An Advanced Field Prediction Model Including Diffuse Scattering," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 7, pp. 1717–1728, July 2004.
- [46] A. G. Kanatas and P. Constantinou, "A propagation prediction tool for urban mobile radio systems," *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, vol. 49, no. 4, pp.1348-1355, Jul 2000.

- [47] G.E. Athanasiadou, A.R. Nix, and J.P. McGeehan, "A microcellular ray-tracing propagation model and evaluation of its narrow-band and wide-band predictions," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.18, no.3, pp.322-335, Mar. 2000.
- [48] C. Oestges, B. Clerckx, L. Raynaud, and D. Vanhoenacker-Janvier, "Deterministic channel modeling and performance simulation of microcellular wideband communication systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.51, no.6, pp. 1422- 1430, Nov. 2002.
- [49] C. Oestges and B. Clerckx, *MIMO wireless communications, from real-world propagation to space-time code design*. Elsevier, 2007.
- [50] A.G. Burr, "Capacity bounds and estimates for the finite scatterers MIMO wireless channel," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.21, no.5, pp. 812- 818, June 2003.
- [51] L. M. Correia, *Wireless Flexible Personalised Communications (COST 259 Final Report)*. John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2001.
- [52] L. M. Correia, *Mobile broadband multimedia networks, Techniques, models and tools for 4G*. Academic Press, 2006.
- [53] A. F. Molisch, H. Hofstetter, et al., "The COST273 channel model," in *COST 273 Final Report*, Springer, New York, NY, USA, 2006.
- [54] 3GPP/3GPP2 Spatial channel model ad hoc group, "spatial channel model for Multiple Input – Multiple Output (MIMO) simulations v.6.0.1," *Technical Report*, Sep 2003.
- [55] WINNER Wireless World Initiative New Radio, online available at [www.ist-winner.org](http://www.ist-winner.org).
- [56] V. Erceg et al., "TGN channel models," *IEEE 802.11, Technical Report*, May 2004.
- [57] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Modeling the Indoor MIMO Wireless Channel," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 5, pp. 591–599, May 2002.

- [58] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen and F. Frederiksen, "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 20, no.6, pp. 1211-1225, Aug. 2002.
- [59] W. Weichselberger, M. Herdin, H. " Ozcelik, and E. Bonek, "A Stochastic MIMO Channel Model with Joint Correlation of Both Link Ends," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.5, no.1, pp. 90- 100, Jan. 2006.
- [60] M. Ozcelik, N. Czik and E. Bonek, "What makes a good MIMO channel model?," *Vehicular Technology Conference*, 2005, vol.1, no., pp. 156- 160 Vol. 1, 30 May-1 June 2005.
- [61] A. M. Sayeed, "Deconstructing multiantenna fading channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.50, no.10, pp. 2563- 2579, Oct. 2002.
- [62] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [63] J. Butler and R. Lowe, "Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," *Electronic Design*, pp. 170–173, Apr. 1961.
- [64] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna Handbook*. New York: Van Nostrand Reinhold Company Inc., 1988.
- [65] R. Harrington, "Reactively controlled directive arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 3, pp. 390 – 395, May 1978.
- [66] Chen Sun, A. Hirata, T. Ohira and N. C. Karmakar, "Fast beamforming of electronically steerable parasitic array radiator antennas: theory and experiment," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.52, no.7, pp. 1819- 1832, July 2004.
- [67] N. Sakai, H. Uehara and T. Ohira, "Variable beamforming characterization of a 3-element dipole ESPAR antenna from a complexity-of-directivity viewpoint," *Microwave Conference APMC, Asia Pacific* , pp.751-754, 7-10 Dec. 2009.
- [68] Q. Han and T. Ohira, "Statistical evaluation of ESPAR antennas and adaptive beamforming performance prediction using extracted parameters of an

- ESPAR antenna," *Microwave Conference Proceedings, APMC, Asia-Pacific*, vol.5, pp. 4 pp., 4-7 Dec. 2005.
- [69] E. Taillefer, W. Nomura, Jun Cheng, M. Taromaru, Y. Watanabe and T. Ohira, "Enhanced Reactance-Domain ESPRIT Algorithm Employing Multiple Beams and Translational-Invariance Soft Selection for Direction-of-Arrival Estimation in the Full Azimuth," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.56, no.8, pp.2514-2526, Aug. 2008.
- [70] E. Taillefer, A. Hirata and T. Ohira, "Reactance-domain ESPRIT algorithm for a hexagonally shaped seven-element ESPAR antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.53, no.11, pp. 3486- 3495, Nov. 2005.
- [71] E. Taillefer, A. Hirata and T. Ohira, "Direction-of-arrival estimation using radiation power pattern with an ESPAR antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.53, no.2, pp. 678- 684, Feb. 2005.
- [72] M. Pencole, E. Taillefer, T. Shimizu and M. Taromaru, "Direction-of-arrival estimation of highly correlated signals by applying forward-backward averaging to the ESPRIT algorithm for 7-element ESPAR antenna," *The European Conference on Wireless Technology*, pp.55-58, 3-4 Oct. 2005.
- [73] M. Yamamoto, M. Taromaru, H. Sadamichi and A. Shimizu, "Performance of Angle Switch Diversity Using ESPAR Antenna for Mobile Reception of Terrestrial Digital TV," *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC- Fall*, pp.1-5, 25-28 Sept. 2006.
- [74] T. Sawaya, K. Iigusa, M. Taromaru and T. Ohira, "Reactance diversity: proof-of-concept experiments in an indoor multipath-fading environment with a 5-GHz prototype planar ESPAR antenna," *IEEE Consumer Communications and Networking Conference, CCNC*, pp. 678- 680, 5-8 Jan. 2004.
- [75] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design 3rd Edition*. John Wiley & Sons, 2005.
- [76] M. M. Weiner, S. P. Cruze, C. C. Li, and W. J. Wilson, "Monopole Elements on Circular Ground Planes," *Norwood, MA, Artech House*, 1987.



- [77] D. V. Thiel, "Tin-can antenna – A switched parasitic monopole antenna on a finite ground plane with a conductive sleeve," in *Proceedings of 7th Australian Symposium on Antennas*, Sydney, Australia, Feb. 2001.
- [78] Y. Ojira, H. Kawakami, K. Gyoda and T. Ohira, "Improvement of elevation directivity for ESPAR antennas with finite ground plane," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.4, no., pp.18-21 vol.4, 2001.
- [79] J. Lu, D. Ireland and R. Schlub, "Dielectric Embedded ESPAR (DE-ESPAR) Antenna Array for Wireless Communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.53, no.8, pp. 2437- 2443, Aug. 2005.
- [80] D. V. Thiel and S. Smith, *Switched parasitic antennas for cellular communications*. Norwood, MA: Artech House, 2002.
- [81] Q. Han, K. Inagaki, K. Ligusa, R. Schlub, T. Ohira and M. Akaike, "Harmonic distortion suppression technique for varactor-loaded parasitic radiator antennas," *IEICE Transactions On electronics*, vol. E85-C, pp. 2015-2021, Dec. 2002.
- [82] H. Dayal and Q. Le, "Printed inductors on alumina substrates," *IEEE Microwave Magazine*, vol.2, no.2, pp.78-86, June 2001.
- [83] S. Stalf, "Printed inductors in RF consumer applications," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.47, no.3, pp.426-435, Aug. 2001.
- [84] D. Kostka and R. Abhari, "Experimental Evaluations of Printed Circuit Board and On-Chip Inductors Backed by AMC Surfaces," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, vol.8, no., pp.720-723, 2009.
- [85] Chih-Chun Tang, Chia-Hsin Wu and Shen-Iuan Liu, "Miniature 3-D inductors in standard CMOS process," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.37, no.4, pp.471-480, Apr. 2002.
- [86] M. Grozing, A. Pascht and M. Berroth, "A 2.5 V CMOS differential active inductor with tunable L and Q for frequencies up to 5 GHz," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits, RFIC, Symposium*, pp.271-274, 2001.

- [87] R. Schlub, Junwei Lu and T. Ohira, "Seven-element ground skirt monopole ESPAR antenna design from a genetic algorithm and the finite element method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.51, no.11, pp. 3033- 3039, Nov. 2003.
- [88] J. G. Proakis, Digital Communications. *McGraw-Hill international edition*, 2000.
- [89] F. W. J. Olver, D. W. Lozier, R. F. Boisvert and C. W. Clark, NIST handbook of mathematical functions. *National institute of standards and technology, NIST, and Cambridge university press*, 2010.
- [90] G. Strang, Linear algebra and its applications 4th edition. *Thomson Learning Inc.*, 2006.
- [91] I.S. Gradshteyn and I. M. Ryzbik, Table of integrals, series and products. Seventh edition, *Elsevier*, Feb. 2007.
- [92] P.D. Teal, T. D. Abhayapala and R. A. Kennedy, "Spatial correlation for general distributions of scatterers," *IEEE Signal Processing Letters*, vol.9, no.10, pp. 305- 308, Oct. 2002.
- [93] T.S. Pollock, T. D. Abhayapala and R. A. Kennedy, "Introducing Space into MIMO Capacity Calculations," *Journal on Telecommunication systems, Springer*, vol. 24, no. 2-4, 2003.
- [94] W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications. *New York: Wiley*, 1974.
- [95] Zhemin Xu, S. Sfar and R. Blum, "Receive antenna selection for closely-spaced antennas with mutual coupling," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.9, no.2, pp.652-661, Feb. 2010.
- [96] R. Janaswamy, "Effect of element mutual coupling on the capacity of fixed length linear arrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.1, no.1, pp.157-160, 2002.
- [97] H.N.M. Mbonjo, J. Hansen and V. Hansen, "MIMO capacity and antenna array design," *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM*, vol.5, no., pp. 3155- 3159 Vol.5, 29 Nov.-3 Dec. 2004.

- [98] J.W. Wallace and M.A. Jensen, "The capacity of MIMO wireless systems with mutual coupling," *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC*, vol.2, no., pp. 696- 700 vol.2, 2002.
- [99] B. Clerckx, D. Vanhoenacker-Janvier, C. Oestges and L. Vandendorpe, "Mutual coupling effects on the channel capacity and the space-time processing of MIMO communication systems," *IEEE International Conference on Communications, ICC*, vol.4, pp. 2638- 2642, 11-15 May 2003.
- [100] T.K. Paul and T. Ogunfunmi, "Wireless LAN Comes of Age: Understanding the IEEE 802.11n Amendment," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol.8, no.1, pp.28-54, First Quarter 2008.
- [101] B. Furht and S. A. Ahson, *3GPP LTE Handbook: 3GPP LTE Radio and Cellular Technology*. CRC Press, 2009.
- [102] J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*. Prentice-Hall, 2007.
- [103] O.N. Alrabadi, A. Kalis, A. C.B. Papadias and R. Prasad, "Aerial modulation for high order PSK transmission schemes," *1st International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology*, pp.823-826, 17-20 May 2009.
- [104] R. Bains, R. R. Müller, "Using Parasitic Elements for Implementing the Rotating Antenna for MIMO Receivers," *IEEE Transactions On Wireless Communications*, vol.7, no.11, pp. 4522 – 4533, Nov. 2008.
- [105] R. Courant and H. Robbins, *What is mathematics? An elementary approach to ideas and methods*. Oxford university press, Oxford, England, 2nd edition, 1996.
- [106] D.V. Thiel, S. O'Keefe and Jun W. Lu, "Electronic beam steering in wire and patch antenna systems using switched parasitic elements," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.1, no., pp.534-537 vol.1, 21-26 July 1996.

- [107] S.L. Preston, D.V. Thiel, Jun W. Lu, S.G. O'Keefe and T. S. Bird, "Electronic beam steering using switched parasitic patch elements," *Electronics Letters*, vol.33, no.1, pp.7-8, 2 Jan. 1997.
- [108] N.L. Scott, M.O. Leonard-Taylor and R. G. Vaughan, "Diversity gain from a single-port adaptive antenna using switched parasitic elements illustrated with a wire and monopole prototype," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.47, no.6, pp.1066-1070, June 1999.
- [109] A. Forenza and R.W. Heath Jr., "Benefit of pattern diversity via two-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol.54, no.5, pp. 943- 954, May 2006.
- [110] M. Wennstrom and T. Svantesson, "An antenna solution for MIMO channels: the switched parasitic antenna," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol.1, pp.A-159-A-163, Sep. 2001.
- [111] M. Sanchez-Fernandez, E. Rajo-Iglesias, O. Quevedo-Teruel and M. L. Pablo-Gonzalez, "Spectral Efficiency in MIMO Systems Using Space and Pattern Diversities Under Compactness Constraints," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.57, no.3, pp.1637-1645, May 2008.
- [112] Moon T. and Stirling W., "Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing," *Prentice-Hall*, 2001.
- [113] M. A. Styblinski and T. S. Tang, "Experiments in nonconvex optimization: stochastic approximation with function smoothing and simulated annealing," *Journal on Neural networks*, vol. 3, no. 4, Elsevier science, 1990.
- [114] D. Chin, "A more efficient global optimization algorithm based on Styblinski and Tang," *Letter to the editor of Neural Networks*, Vol. 7, No. 3, pp. 573-574, 1994.
- [115] P. Sadegh and J. C. Spall, "Optimal random perturbations for multivariate stochastic approximation using a simultaneous perturbation gradient approximation," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43, pp. 1480–1484, 1998. (corrections to references, vol. 44, p. 231, 1999)

- [116] J.C. Spall, "Multivariate stochastic approximation using a simultaneous perturbation gradient approximation," *IEEE Transactions on Automatic control*, pp. 332-341, 1992.
- [117] J.C. Spall, "Implementation of the simultaneous perturbation algorithm for stochastic optimization," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.34, no.3, pp.817-823, July 1998.
- [118] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.44, no.5, pp.672, May 1996.
- [119] M.L. Morris, M. A. Jensen and J. W. Wallace, "Superdirectivity in MIMO systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.53, no.9, pp. 2850- 2857, Sept. 2005.
- [120] N. W. Bikhazi and M. A. Jensen, "The relationship between antenna loss and superdirectivity in MIMO systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 5, pp. 1796-1802, May 2007.
- [121] D. M. Pozar, *Microwave engineering* 2nd edition. Wiley, 1998.
- [122] M. Kountouris, *Multiuser multi-antenna systems with limited feedback. Ph. D. Thesis, Télécom Paris, ENST, Dec. 2007.*
- [123] R. Knopp and P. A. Humblet, "Information capacity and power control in single-cell multiuser communications," *IEEE International Conference on Communications, ICC, Seattle*, vol.1, no., pp.331-335 vol.1, 18-22 June 1995.
- [124] D.N. Tse, "Optimal power allocation over parallel Gaussian broadcast channels," *IEEE International Symposium on Information Theory*, pp.27, 29 Jun-4 July 1997.
- [125] P. Viswanath, D.N.C. Tse and R. Laroia, "Opportunistic beamforming using dumb antennas," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.48, no.6, pp.1277-1294, June 2002.
- [126] L. Kahn, "Ratio Squarer," *Proceedings of IRE (Correspondence)*, Vol. 42, pp. 1074, Nov. 1954.

- [127] M. Sharif and B. Hassibi, "On the capacity of MIMO broadcast channel with partial side information," *Conference on Signals, Systems and Computers*, vol.1, no., pp. 958- 962 Vol.1, 9-12 Nov. 2003.
- [128] M. Kountouris and D. Gesbert, "Memory-based opportunistic multi-user beamforming," *International Symposium on Information Theory*, pp.1426-1430, 4-9 Sept. 2005.
- [129] M. Costa, "Writing on dirty paper (Corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.29, no.3, pp. 439- 441, May 1983.
- [130] C. Peel, B. Hochwald and A. Swindlehurst, "A vector perturbation technique for near- capacity multi-antenna multi-user communication – part I: channel inversion and regularization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, Jan. 2005.
- [131] Q.H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.52, no.2, pp. 461- 471, Feb. 2004.
- [132] Minjoong Rim, "Multi-user downlink beamforming with multiple transmit and receive antennas," *Electronics Letters*, vol.38, no.25, pp. 1725- 1726, 5 Dec. 2002.
- [133] F. Rashid-Farrokhi, K.J.R. Liu and L. Tassiulas, "Transmit beamforming and power control for cellular wireless systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.16, no.8, pp.1437-1450, Oct. 1998.
- [134] Q. H. Spencer and A. L. Swindlehurst, "A Hybrid Approach to Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Downlinks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2004.

## ΣΥΝΤΟΜΟ ΒΙΟΓΡΑΦΙΚΟ ΣΗΜΕΙΩΜΑ

Ο κ. **Βλάσιος Μπαρούσης** γεννήθηκε στο Χολαργό Αττικής το Φεβρουάριο του 1982. Τον Ιούνιο του 2004 έλαβε το Πτυχίο του από το τμήμα Ηλεκτρονικής του Τεχνολογικού Εκπαιδευτικού Ιδρύματος (ΤΕΙ) Πειραιά και το Μεταπτυχιακό του Δίπλωμα στις Ψηφιακές Επικοινωνίες & Δίκτυα από το τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων του Πανεπιστημίου Πειραιώς το Σεπτέμβριο του 2006.

Από το Σεπτέμβριο του 2006 είναι Υποψήφιος Διδάκτωρ του τμήματος Ψηφιακών Συστημάτων του Πανεπιστημίου Πειραιώς και μέλος του εργαστηρίου Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων. Από τον Ιούλιο του 2006 μέχρι το Σεπτέμβριο του 2007 συμμετείχε στο χρηματοδοτούμενο από την Ευρωπαϊκή Ένωση ερευνητικό πρόγραμμα αριστείας “European Information Society Technologies (IST) Antenna Centre of Excellence (ACE)”. Από το 2007 συμμετείχε στην ευρωπαϊκή ερευνητική δράση COST 2100 “Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications”. Επίσης, από το 2007 έως τώρα εργάζεται ως εργαστηριακός συνεργάτης στο τμήμα Ηλεκτρονικής του ΤΕΙ Πειραιά, αναλαμβάνοντας το εργαστηριακό μέρος των μαθημάτων Συμπύεσης & Κωδικοποίησης Δεδομένων και Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων.